

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова

Н. М. БРОВИНСЬКА, С. О. ГАВРИЛОВ

**МЕТОДИЧНІ МАТЕРІАЛИ
до лекцій з дисципліни
"СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ
ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ"
У двох частинах
Частина 2**

Рекомендовано Методичною радою НУК

Електронне видання комбінованого
використання на DVD-ROM



МИКОЛАЇВ • НУК • 2014

УДК 62-50 (076.6)
ББК 31.291я73
Б 88

Укладачі: **Н. М. Бровинська**, канд. техн. наук, доцент;
С. О. Гаврилов, канд. техн. наук

Рецензент А. А. Ставинський, д-р техн. наук, професор

Електронний аналог друкованого видання:

Бровинська Н. М.

Б 88 Методичні матеріали до лекцій з дисципліни "Системи керування електроприводами". У 2-х ч. Ч. 2. / **Н. М. Бровинська**, С. О. Гаврилов. – Миколаїв : НУК, 2014. – 78 с.

Методичні матеріали до лекційного курсу "Системи керування електроприводами" містять інформацію про основні способи та схеми керування електроприводами змінного струму, а також функціональні схеми замкнених систем керування електроприводів змінного струму, що знаходять широке застосування та розповсюдження в системах автоматизації технологічних процесів і комплексів.

Призначені для студентів денної і заочної форм навчання спеціальностей 6.05070204 "Електромеханічні системи автоматизації та електропривод", 6.05070202 "Електричні системи і комплекси транспортних засобів".

УДК 62-50 (076.6)
ББК 31.291я73

Навчальне видання

БРОВИНСЬКА Ніна Михайлівна

ГАВРИЛОВ Сергій Олексійович

МЕТОДИЧНІ МАТЕРІАЛИ

**до лекцій з дисципліни
"СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ"
У двох частинах
Частина 2**

Комп'ютерне верстання *О. О. Маринець*
Коректор *М. О. Паненко*

© **Бровинська Н. М.**, Гаврилов С. О., 2014
© Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова, 2014

Формат 60×84/16. Ум. друк. арк. 4,6. Обсяг даних 6 100 кб. Тираж 15 прим. Вид. № 54. Зам. № 46.

Видавець і виготівник Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова
просп. Героїв Сталінграда, 9, м. Миколаїв, 54025, e-mail : publishing@nuos.edu.ua

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 2506 від 25.05.2006 р.

ВСТУП

У попередньому десятилітті практично всі потреби в регульованих електроприводах (ЕП) забезпечувалися за рахунок електроприводів постійного струму. Покращення їх характеристик триває й буде тривати в основному за рахунок удосконалення силових напівпровідникових перетворювачів та іншої елементної бази систем керування електроприводами (СКЕП).

Однак характерною тенденцією сучасного автоматизованого електропривода (АЕП) є все більш широке застосування електричних машин змінного струму. Це обумовлено декількома причинами: вони прості й надійні в експлуатації, можуть тривало працювати при підвищених швидкостях, можуть працювати у вибухонебезпечних і агресивних середовищах, мають меншу масу, габарити й вартість.

Крім того, розширення функціональних можливостей СКЕП змінного струму можливе за рахунок удосконалення пристроїв силової електроніки, керованих перетворювачів напруги та частоти, а також за рахунок використання мікропроцесорних систем керування з високою швидкістю й великим обсягом пам'яті.

1. ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ ЗМІННОГО СТРУМУ

Розвиток напівпровідникової перетворювальної техніки, як відзначено, привів до широкого застосування електроприводів (ЕП) з двигунами змінного струму, до створення нових систем автоматичного керування. У порівнянні з автоматизованими ЕП постійного струму системи керування електроприводами змінного струму значно різноманітніші.

В автоматизованих електроприводах використовуються асинхронні електродвигуни з короткозамкненим або фазним ротором, синхронні й вентильні електродвигуни. Використовуються різні способи регулювання швидкості електродвигунів, наприклад, шляхом зміни напруги статора або ротора, частоти і напруги, частоти і струму статора, застосування додаткового опору в ланцюзі ротора та ін. Важливо також відзначити, що в системах керування змінного струму використовується значно більша кількість регульованих координат, ніж в електроприводах постійного струму.

Разом з тим є певні обмеження у використанні того чи іншого способу керування і створеної на його основі системи керування електродвигунами. Всі ці обставини ускладнюють формування загальних підходів до синтезу автоматизованих систем керування електроприводами (СКЕП) змінного

струму в такій мірі, як це зроблено в системах керування ЕП постійного струму.

Керування електроприводами змінного струму ускладнене рядом обставин, найбільш істотними з яких є наступні:

1) момент електродвигуна визначається добутком двох результуючих векторів електромагнітних параметрів статора й ротора і є функцією чотирьох змінних;

2) має місце суттєва взаємодія сил, що намагнічують, статора й ротора, взаємний стан яких змінюється при обертанні ротора;

3) з метою кращого використання двигуна в різних режимах його роботи виникає завдання керування або стабілізації магнітного потоку двигуна.

Електродвигуни змінного струму разом з керованими перетворювачами являють собою складні багатозв'язані нелінійні об'єкти керування. Повний математичний опис таких об'єктів виявляється досить громіздким і непридатним для інженерних методів синтезу систем керування.

Разом з тим у практиці побудови систем керування електроприводами, включаючи й автоматизовані системи керування (АСК) ЕП змінного струму, отримали поширення прості прийоми синтезу систем керування, засновані на принципах підпорядкованого керування та на використанні уніфікованих методів настроювання контурів керування, що входять у систему керування. Використання цих прийомів дозволяє не тільки просто виконати синтез систем керування, але й створює обґрунтовану можливість спрощення математичного опису електроприводів змінного струму, зокрема можливість нехтування взаємозв'язком ряду координат і параметрів електроприводів.

Основна складність при створенні автоматизованих СКЕП змінного струму полягає у створенні незалежного керування електромагнітним моментом і потоком двигуна.

Якщо це вдається виконати, то СКЕП змінного струму із зворотними зв'язками за швидкістю або положенням будуються точно так само, як й АСК ЕП постійного струму, включаючи й способи керування пусковими та гальмовими режимами.

При синтезі взаємозалежних систем керування використовуються два основних прийоми, що забезпечують автономність (незалежність) контурів регулювання:

а) використання різного роду додаткових компенсаційних зв'язків між локальними контурами регулювання;

б) поділ локальних контурів регулювання за швидкодією.

Обидва ці прийоми використовуються при створенні АСК ЕП змінного струму, і це дає підстави вже на стадії формування математичної моделі електропривода робити ряд спрощень.

Як методична основа математичного опису динамічних процесів в електроприводах змінного струму можуть бути використані підходи, розроблені в працях [1, 5]. При використанні цих підходів утворюються прості структурні схеми електроприводів змінного струму, за якими виконується структурний і параметричний синтез систем керування. Більш детальний параметричний синтез з урахуванням ряду окремих випадків роботи електропривода може бути виконаний за допомогою спеціальних методів, що використовують ЦОМ.

Відмітимо також, що у СКЕП змінного струму також застосовуються розімкнені й замкнені схеми керування. У розімкнених системах ефективність регулювання швидкості ЕП обмежена досить малим діапазоном стійких режимів роботи двигунів. Тому сучасні СКЕП змінного струму будуються в основному за замкненими схемами.

Замкнені схеми СКЕП застосовуються, коли потрібно забезпечити рух виконавчих органів робочих машин з високими

показниками якості – великим діапазоном регулювання координат, точністю їх підтримання, заданою якістю перехідних процесів, а також високою економічністю або оптимальним функціонуванням технологічного обладнання і самого електропривода.

Для забезпечення такого керування в структуру електропривода вводять силовий керований напівпровідниковий перетворювач електроенергії, а схема керування будується з використанням зворотних зв'язків за регульованими координатами (наприклад, кутовою швидкістю, частотою, напругою, струмом статора двигунів, ін.) залежно від технічних або технологічних вимог до системи. Іншими словами, силова частина такого електропривода має структуру "перетворювач-двигун", в якій двигун живиться від керованого перетворювача.

Важливою характеристикою більшості сучасних замкнених систем керування є можливість гнучкої настройки їх параметрів, програмування та перепрограмування алгоритмів керування електропривода, що забезпечується використанням мікропроцесорних засобів керування. Використання мікропроцесорних засобів дозволяє також підвищувати надійність функціонування електроприводів і технологічного обладнання за рахунок можливостей діагностики, резервування каналів керування, тощо.

2. РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ШЛЯХОМ ЗМІНИ НАПРУГИ

Регулювання швидкості асинхронних електродвигунів у широкому діапазоні можливо шляхом регулювання напруги статора, якщо механічні характеристики електродвигуна штучно зм'якшені. Найбільш просто це можна виконати, якщо, наприклад, в ланцюг ротора двигуна включити постійний додатковий резистор. Найбільш сприятливим режимом роботи таких електроприводів є режим з вентиляторним моментом навантаження. У цих випадках схеми електроприводів виходять порівняно простими й застосовуються в пристроях малої потужності, що працюють у короткочасних і повторно-короткочасних режимах роботи.

Динамічні процеси в системах керування ЕП можуть бути досліджені на підставі виводів, зроблених при розгляді динамічних процесів в асинхронному електроприводі при частотному регулюванні. Але варто розглядати також окремий випадок керування, що відповідає сталості частоти статора.

Розглянемо декілька систем керування ЕП із впливом на напругу статора.

2.1. Замкнена система керування з тиристорним регулятором напруги та зворотним зв'язком за швидкістю

На рис. 2.1 зображена функціональна схема керування асинхронного електропривода з використанням тиристорного регулятора напруги (ТРН) [2].

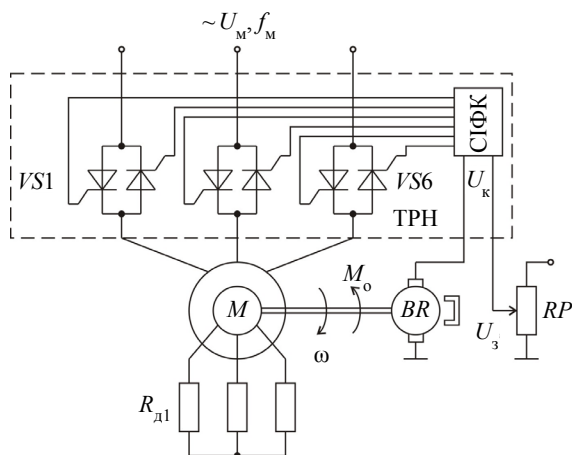


Рис. 2.1. Функціональна схема керування асинхронного електропривода з використанням тиристорного регулятора напруги

Силу частину тиристорного регулятора напруги утворюють три пари зустрічно-паралельно з'єднаних тиристорів VS1...VS6. Керуючі електроди тиристорів з'єднані з виходами системи імпульсно-фазового керування (СІФК) ТРН, яка розподіляє керуючі імпульси на всі тиристори й здійснює зрушення керуючих імпульсів залежно від величини вхідного сигналу напруги U_K .

До валу двигуна, який в даній схемі має фазний ротор, для реалізації зворотного зв'язку (33) за швидкістю на валу двигуна встановлено тахогенератор. Його ЕРС порівнюється з напругою заданої швидкості U_3 , сформованої за допомогою

потенціометра RP . Ці напруги діють назустріч одна одній, а їх різниця становить сигнал помилки, який подається на вхід СІФК. При збільшенні сигналу помилки кут керування тиристорами α зменшується й напруга, що подається на двигун, збільшується.

Важливо відзначити, що при зниженні швидкості двигуна в ланцюзі ротора збільшуються втрати потужності (втрати сковзання), які викликають додатковий нагрів двигуна, що приводить до зниження економічності роботи ЕП. Для полегшення теплового режиму двигуна при роботі його на знижених швидкостях у ланцюг ротора двигуна вмикають додатковий резистор $R_{д1}$. Але, крім полегшення теплового режиму, включення даного резистору дозволяє також розширити діапазон регулювання швидкості.

Розглянемо роботу електропривода при зміні моменту навантаження на валу двигуна й постійній подачі напруги, що задає швидкість. При збільшенні навантаження на валу двигуна його кутова швидкість знижується, починає зменшуватися й ЕРС ТГ. При постійному значенні напруги задання швидкості сигнал U_k збільшується. Отже, збільшується й напруга, що подається на двигун, що приведе до збільшення кутової швидкості. При зменшенні моменту навантаження автоматично буде зменшуватися напруга на двигуні і тим самим підтримуватися його швидкість обертання на заданому рівні. У сталому режимі вона буде пропорційна напрузі задання швидкості.

Змінюючи за допомогою потенціометра RP величину напруги U_3 можна отримати ряд механічних характеристик з відносно високою жорсткістю і необхідною перевантажувальною здатністю двигуна, що дозволяє одержати достатньо великий діапазон регулювання швидкістю.

Переваги даного способу регулювання: простота, надійність, зручність регулювання. Недоліки: великі втрати енергії при зниженні швидкості, що зменшує ККД електропривода

у цілому. Однак, якщо робота на зниженій швидкості нетривала, то цей недолік не має істотного значення.

Доцільна область використання СКЕП з ТРН – вентилятори.

Розглянемо іншу схему.

2.2. Система керування з імпульсним регулюванням швидкості асинхронного двигуна

Замкнена система керування асинхронного ЕП з імпульсним регулюванням опору в роторному ланцюзі (рис. 2.2) [2].

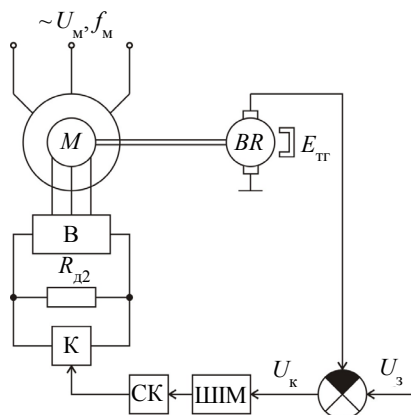


Рис. 2.2. Замкнена система керування асинхронного ЕП з імпульсним регулюванням опору в роторному ланцюзі

На рис. 2.2 позначено: В – трифазний випрямляч; К – ключ; СК – система керування ключем; ШІМ – широтно-імпульсний модулятор.

Суть імпульсного регулювання швидкості асинхронного двигуна (АД) полягає у дискретній (імпульсній) зміні параметрів АД або напруги живильної мережі, при якій виникають періодичні коливання моменту АД. У сталому режимі середнє значення моменту дорівнює статичному моменту.

У трифазний ланцюг ротора АД увімкнено некерований трифазний випрямляч, до виходу якого підключено резистор $R_{д2}$. Паралельно резистору увімкнено керований ключ, який, як правило, виконується на базі напівпровідникових пристроїв. Керування ключем здійснюється за допомогою широтно-імпульсного модулятора ШІМ, на вхід якого подається сигнал керування або сигнал помилки, сформований як різниця: $U_k = U_3 - U_{тр}$. При надходженні сигналу керування ШІМ починає генерувати імпульси керування, які СК розподіляє на напівпровідникові пристрої ключа та викликає періодичне включення і закорочування.

Негативний зворотний зв'язок за швидкістю дозволяє отримати жорсткі характеристики ЕП.

Принцип роботи схеми полягає в наступному. Припустимо, що двигун працює у сталому режимі при заповненні (шпаруватості) ключа та відповідному еквівалентному опорі ланцюга ротора. При збільшенні навантаження АД його кутова швидкість зменшується: $U_k = U_3 - \gamma\omega$, де γ – шпаруватість або заповнення імпульсу ($\gamma = 0 \dots 1$; $\gamma = t_{увімк} / T_0$; $T_0 = 1/f_{увімк}$, де T_0 – період комутації; $t_{увімк}$ – тривалість включення, а $f_{увімк}$ – частота включення). При зменшенні кутової швидкості напруга U_k збільшується, що призводить до збільшення заповнення роботи ключа і зменшення еквівалентного опору в ланцюзі ротора $R_{екв} = (1 - \gamma)R_{д2}$. Це, в свою чергу, призводить до збільшення струму в ланцюзі ротора та динамічного моменту, отже, кутова швидкість припинить знижуватися.

В схемі також можливо регулювати струм і момент, для цього вона має бути доповнена контуром регулювання струму.

Треба відзначити, що робота розглянутої схеми регулювання, як і попередньої схеми, характеризується при регулюванні швидкості двигуна збільшенням в ланцюзі ротора (але не в приводі в цілому!) втрат потужності, пропорційних

сковзанню. Це треба враховувати при виборі двигуна та додаткового резистора.

Основна область застосування схеми СКЕП – механізми підйому, переміщення і повороту кранових установок.

2.3. Асинхронний електропривод підпорядкованого керування з регульованою напругою на статорі

Функціональна схема системи керування неререверсивним асинхронним електроприводом з впливом на напругу статора показана на рис. 2.3 [1]. На рис. 2.3 позначено: БО – блок обмеження; ЗІ – задатчик інтенсивності; РШ – регулятор швидкості; РС – регулятор струму; БК – блок керування; ДС – датчик струму.

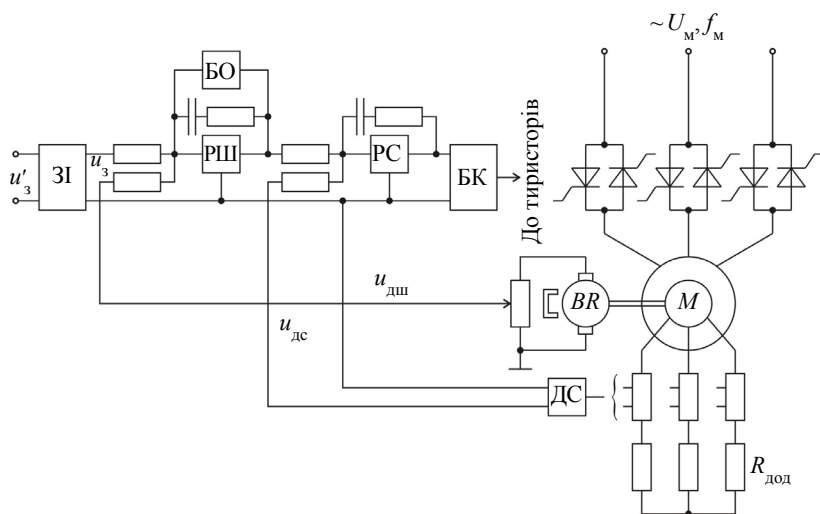


Рис. 2.3. Функціональна схема системи керування неререверсивним асинхронним електроприводом з впливом на напругу статора

Регулювання напруги здійснюється шляхом зрушення по фазі керуючих імпульсів у тиристорах, включених за зустрічно-паралельною схемою в кожен фазу статора

двигуна. У багатьох випадках система керування з регуляторами виконується двоконтурною. Струм ротора вимірюється за допомогою шунтів.

Механічні характеристики в розімкненій системі електропривода показані на рис. 2.4, *а*.

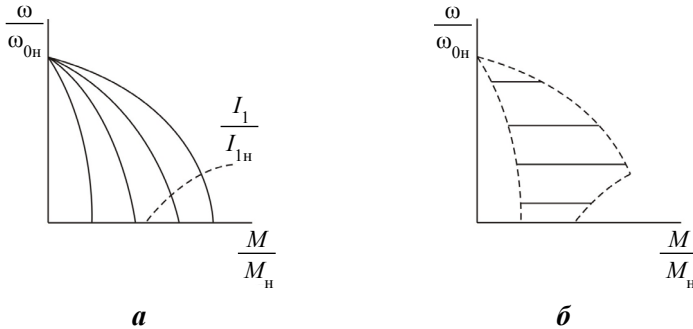


Рис. 2.4. Механічні характеристики в розімкненій (*а*) та замкненій (*б*) системах електропривода

Область регулювання швидкості обмежена максимальним та мінімальним значеннями напруги статора двигуна й припустимим струмом статора I_1 . Для статичного режиму роботи асинхронного електродвигуна можна записати

$$\frac{M}{M_{кр.н}} = \left(\frac{U_{1a}}{U_{1ан}} \right)^2 \frac{2}{\frac{S}{S_{кр}} + \frac{S_{кр}}{S}} ;$$

$$\frac{I'_{2a}}{I'_{2акр.н}} = \sqrt{\frac{S}{S_{кр}} \frac{M}{M_{кр.н}}} ,$$

де $M_{кр.н}$ – критичний момент при номінальній напрузі статора; $I'_{2акр.н}$ – струм ротора, що відповідає моменту $M_{кр.н}$.

Механічні характеристики в замкненій системі електропривода при регулюванні швидкості в робочій області показані на рис. 2.4, б.

2.4. Асинхронний електропривод з регульованою напругою на статорі й використанням регуляторів швидкості та струму

Функціональна схема системи керування асинхронним електроприводом з регуляторами швидкості та струму із впливом на напругу статора показана на рис. 2.5 [4].

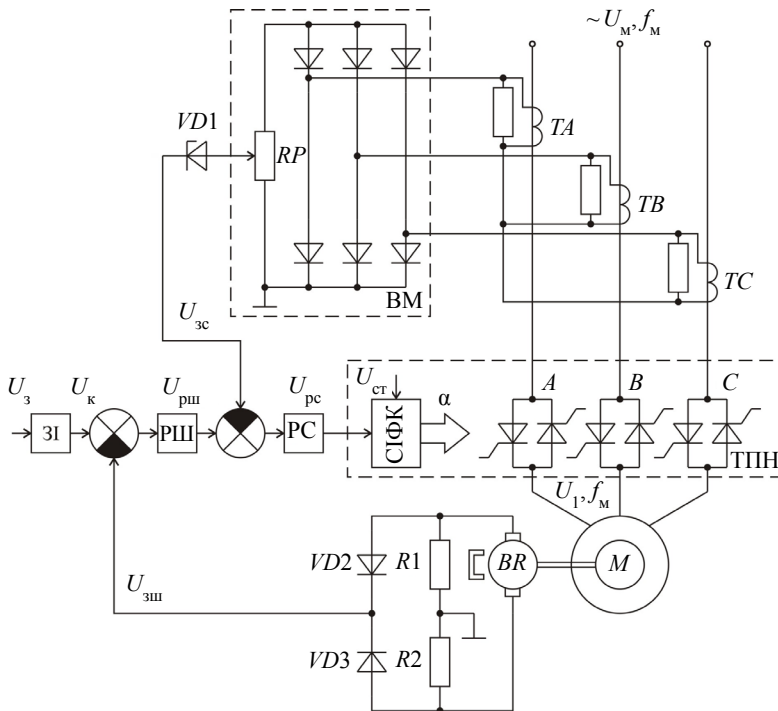


Рис. 2.5. Функціональна схема системи керування асинхронним електроприводом з регуляторами швидкості та струму із впливом на напругу статора

Використані позначення: ТПН – тиристорний перетворювач напруги, що виконаний на базі тиристорів, увімкнений зустрічно-паралельно в кожен фазу статорної обмотки АД і СІФК; ВМ – випрямний міст; TA , TB , TC – трансформатори струму; ЗІ – пристрій, що задає інтенсивність ("задатчик інтенсивності"); РС – регулятор струму; РШ – регулятор швидкості.

Зміна діючої напруги першої гармоніки U_1 на статорі АД із частотою живильної мережі здійснюється шляхом зміни кута регулювання тиристорного перетворювача напруги α . Величина кута α формується в СІФК ТПН й змінюється в залежності від напруги керування, що надходить від регулятора струму РС. Чим більше напруга керування, тим менше кут α . Напруга зсуву U_{cr} , що подається в СІФК, задає максимальне значення кута $\alpha = \alpha_{max}$, при якому забезпечується мінімальна напруга ТПН і рушійний момент АД в режимі його холостого ходу.

На вході регулятора струму РС електрично підсумовуються напруги з виходу регулятора швидкості та напруги негативного ЗЗ за струмом. Останній формується за допомогою трансформаторів струму, випрямного моста, резистора і стабілітрона $VD1$. Резистором встановлюється значення струмової відсічки.

Величина $U_{рш}$ залежить від закону керування, частіше використовується – ПІ-регулятор, на вході якого формується сигнал помилки. Діоди $VD2$, $VD3$ та резистори $R1$, $R2$ служать для виділення модуля напруги тахогенератора.

Формування темпу зміни швидкості АД здійснюється за допомогою ЗІ, на вхід якого поступає напруга керування швидкістю АД.

Зміна напрямку обертання вала двигуна має бути реалізована за рахунок реверсивного контактора у статорній обмотці АД (на схемі не зображено). Гальмування і зупинка

двигуна можливі у режимі динамічного гальмування за рахунок спеціального блоку логіки керування тиристорами ТПН.

Система керування виконана двоконтурною. Струм ротора вимірюється за допомогою шунтів.

Розрахунок і вибір параметрів регуляторів ЕП з регульованою напругою на статорі АД, лінеаризованого в межах робочої ділянки механічної характеристики двигуна при струмі статора, менше струму відсічки, здійснюється методом настройки на технічний оптимум.

Якщо прийняти за малу сталу часу $T_{\mu} = T_{\text{тпн}}$, то при настроюванні ЕП на технічний оптимум стала часу й коефіцієнт передачі РШ розраховуються так: $T_{\text{рш}} = K_{\text{зш}} K_{\text{рш}} K_{\text{тпн}} K_{\text{д}} \alpha_{\mu}$, де коефіцієнт $\alpha_{\mu} = 3 \dots 5$; $K_{\text{рш}} = T_{\mu} / T_{\text{рс}}$; $K_{\text{д}}$ – коефіцієнт передачі двигуна; $T_{\text{тпн}}$ – стала часу ТПН.

Резюме. Оскільки зменшення швидкості АД пов'язано із зменшенням напруги на статорних обмотках, а припустимий (за умовами нагріву двигуна) момент зменшується у зворотно-пропорційній залежності від ковзання, то область застосування замкнених систем керування асинхронними ЕП (із дією на напругу статора) обмежена механізмами, в яких момент навантаження при зниженні швидкості помітно зменшується (наприклад, механізмами з вентиляторним навантаженням).

3. ЧАСТОТНЕ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

3.1. Загальна характеристика частотного керування ЕП

Частотний спосіб регулювання швидкості ЕП є найбільш економічним із всіх відомих способів, тому він знаходить найбільше поширення і розглядається як перспективний. Його суть полягає у регулюванні синхронної швидкості за рахунок додаткової зміни частоти живлення статора АД. Економічність даного способу регулювання полягає в тому, що при регулюванні частоти не відбувається збільшення ковзання (як, наприклад, при реостатному регулюванні).

Повне використання електричної машини, у тому числі й асинхронного електродвигуна, здійснюється при роботі машини з номінальним магнітним потоком.

Магнітний потік створюється струмом контуру I_0 , що намагнічує, пропорційним ЕРС $E_s = 4,44\Phi f_s W_s K_{\text{обм}}$, де Φ – магнітний потік, f_s – частота напруги статора, W_s – число витків обмотки, $K_{\text{обм}}$ – обмотковий коефіцієнт.

Якщо позначити через величину k усі константи: $k = 4,44 W_s K_{\text{обм}}$, тоді можна записати: $E_s = \Phi f_s k$. Як видно, величина Φ пропорційна відношенню E_s / f_s . Тобто для повного використання двигуна разом із зміною частоти f_s необхідно пропорційно змінювати E_s .

Таким чином, щоб підтримувати постійним магнітний потік, необхідно підтримувати постійним відношення ЕРС і частоти напруги статора. Але ЕРС є внутрішнім параметром двигуна і впливати на двигун можна лише зміною напруги. Звідси виникає спосіб регулювання, при якому для будь-якої частоти необхідно пропорційно змінювати напругу.

У 1925 році академіком Костенком був запропонований основний закон зміни напруги при частотному способі регулювання швидкості АД:

$$\gamma = \alpha \sqrt{\mu},$$

де $\gamma = U_s / U_{sh}$ – відносна напруга; α – відносна частота ($\alpha = \frac{\omega_0}{\omega_{0H}} = \frac{f_s}{f_{sh}}$); $\mu = \frac{M_o}{M_{oH}}$ – відносний момент навантаження, що показує зміну статичного моменту при регулюванні швидкості.

Приведений вираз для γ є універсальним і з нього можуть бути отримані окремі випадки.

а) При $M_o = \text{const}$ $\gamma = \alpha$, тобто напруга на статорі двигуна повинна змінюватися пропорційно його частоті. Дійсно, $U_s / U_{sh} = f_s / f_{sh}$. Звідси видно, що $U_s = f_s (U_{sh} / f_{sh})$.

б) Для вентиляторного моменту навантаження:

$$\gamma = \alpha^2.$$

в) Якщо момент навантаження змінюється зворотно-пропорційно швидкості, то має місце залежність:

$$\gamma = \sqrt{\alpha}.$$

Регулювання частоти й напруги здійснюється за допомогою перетворювачів частоти за одним із зазначених співвідношень для γ .

Зобразимо узагальнену функціональну схему з частотним регулюванням швидкості (силову частину ЕП).

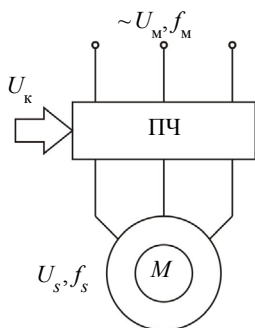


Рис. 3.1. Узагальнена функціональна схема силової частини ЕП з частотним регулюванням швидкості

(ПЧ – перетворювач частоти; U_M , f_M – напруга й частота мережі; U_K – керуючий сигнал). Позначення у виді "стрілки" вказує на те, що регулюються щонайменше два параметри, тобто формується, як мінімум, два керуючих сигнали.

На відміну від СКЕП постійного струму формується не один керуючий вплив, а щонайменше – два (наприклад, напруга й частота статора, струм і частота, інші). Завданням перетворювача частоти є перетворення напруги й частоти мережі в U_s і f_s , які подаються на статорну обмотку АД під дією керуючого впливу.

Такі електроприводи називають частотними ЕП.

Вони різняться типами перетворювачів частоти, способами формування напруги або струму, видами зворотних зв'язків. Для одержання найкращих характеристик частотних електроприводів використовуються замкнені системи керування.

Перетворювачі частоти будуються на напівпровідникових елементах. Вони одержали назву статичних перетворювачів частоти (СПЧ) і розподіляються на дві групи.

Першу групу становлять СПЧ з безпосереднім зв'язком живильної мережі й навантаження (так звані безпосередні перетворювачі частоти – БПЧ). Схеми БПЧ бувають із природною або примусовою комутацією тиристорів. Другу групу складають СПЧ із проміжною ланкою постійного струму. Широке розповсюдження СПЧ пояснюється їх високими техніко-економічними показниками.

Розглянемо СПЧ із проміжною ланкою постійного струму та зобразимо його узагальнену функціональну схему.

На схемі позначено: В – керований випрямляч; Φ – фільтр у ланцюзі постійного струму; АІ – автономний інвертор; СКВ – система керування випрямлячем; СКІ – система керування інвертором. До структури статичного перетворювача частоти входять В, Φ та АІ.

У схемі, що зображена на рис. 3.2, напруга мережі в СПЧ перетворюється в напругу U_s регульованої частоти f_s , амплітуда напруги U_s формується СКВ, а частота f_s – СКІ.

Автономні інвертори бувають двох видів: інвертор напруги – АІН (він є джерелом напруги) та інвертор струму – АІС (джерело струму). Властивості АІН або АІС визначаються схемою ланки постійного струму – Φ , яка застосовується в схемі.

LC-ланка використовується в АІН (рис. 3.3, а), де конденсатор C має велику ємність (порядку $2 \dots 5 \cdot 10^3$ мкФ). Це забезпечує АІН жорстку характеристику (залежність напруги від навантаження).

L – ланцюг представляє собою реактор великої індуктивності, що робить такий інвертор джерелом струму. Тому така ланка використовується в АІС (рис. 3.3, б).

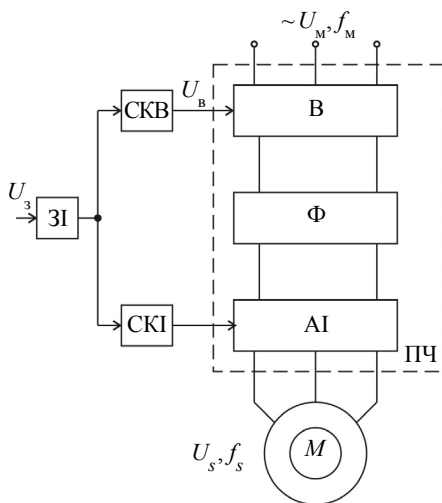


Рис. 3.2. Статичний перетворювач частоти із проміжною ланкою постійного струму

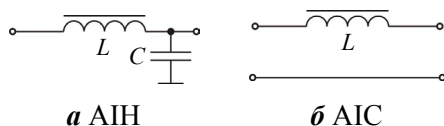


Рис. 3.3. Схеми ланок постійного струму

Керуючими сигналами на двигун у схемі СПЧ-АІН є амплітуда й частота напруги. У схемі СПЧ-АІС керуючими впливами на двигун є частота і струм статора. Ці особливості визначають спосіб частотного керування і структуру замкнених систем керування.

Замкнені системи керування різняться видами зворотних зв'язків і типами перетворювачів частоти. Якщо в системі використовується зворотний зв'язок за швидкістю, то його також використовують і для стабілізації магнітного потоку. Такий принцип реалізується у двоконтурній системі: тиристорний перетворювач частоти + асинхронний двигун (АІН + АД).

У загальному випадку частотне керування електроприводом може бути реалізоване за трьома способами:

- параметричне керування – керуючим впливом на двигун є частота й діюче значення напруги, що подається на двигун, або просто частотне керування;
- частотно-струмове керування, де керуючим впливом на двигун є частота й діюче значення струму;
- векторне керування, яке пов'язано з регулюванням миттєвих значень живильних напруг і струмів з метою формування електромагнітного моменту двигуна потрібної величини.

Перші два способи відносять до типу скалярного керування.

3.2. Математичний опис асинхронного двигуна при керуванні частотою й напругою

Розглянемо асинхронний електродвигун як елемент системи частотного керування і наведемо його математичний опис при керуванні частотою та напругою статора. При дослідженні перехідних процесів у трифазних асинхронних електродвигунах приймають наступні допущення, що дозволяють

у математичній формі виразити співвідношення основних параметрів і координат електродвигуна [1]:

1) сили обмоток двигуна, що намагнічують, розподілені синусоїдально уздовж окружності повітряного зазору;

2) втрати в сталі статора й ротора відсутні;

3) обмотки статора й ротора строго симетричні із зсувом осей обмоток на 120° ;

4) насичення магнітного ланцюга відсутнє.

Рівняння рівноваги напруг для обмоток трьох фаз статора мають вигляд:

$$\begin{aligned} u_{1a} &= i_{1a} R_1 + \frac{d\psi_{1a}}{dt}; \\ u_{1b} &= i_{1b} R_1 + \frac{d\psi_{1b}}{dt}; \\ u_{1c} &= i_{1c} R_1 + \frac{d\psi_{1c}}{dt} \end{aligned} \quad (3.1)$$

відповідно для обмоток трьох фаз ротора

$$\begin{aligned} u'_{2a} &= i'_{2a} R'_2 + \frac{d\psi_{2a}}{dt}; \\ u'_{2b} &= i'_{2b} R'_2 + \frac{d\psi_{2b}}{dt}; \\ u'_{2c} &= i'_{2c} R'_2 + \frac{d\psi_{2c}}{dt}, \end{aligned} \quad (3.2)$$

де u_{1a} , u_{1b} , u_{1c} , u'_{2a} , u'_{2b} , u'_{2c} – миттєві значення фазних напруг статора й ротора; i_{1a} , i_{1b} , i_{1c} , i'_{2a} , i'_{2b} , i'_{2c} – миттєві значення фазних струмів статора й ротора; ψ_{1a} , ψ_{1b} , ψ_{1c} , ψ'_{2a} , ψ'_{2b} , ψ'_{2c} – повні потокозчеплення фазних обмоток; R_1 , R'_2 – активні опори обмоток статора й ротора.

Асинхронний електродвигун являє собою систему магнітно-зв'язаних обмоток, розташованих на статорі й роторі. При обертанні ротора взаємне положення обмоток статора й ротора змінюється, відповідно змінюється й взаємна індуктивність між ними. З урахуванням прийнятих допущень можна вважати, що взаємна індуктивність пропорційна косинусу поточного кута між осями обмоток ротора й статора. Повна система рівнянь потокозчеплень в обмотках статора й ротора визначається рівняннями:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{1a} \\ \Psi_{1b} \\ \Psi_{1c} \\ \Psi_{2a} \\ \Psi_{2b} \\ \Psi_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & L_{12} \cos \theta_2 & L_{12} \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & L_{12} \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) \\ 0 & L_1 & 0 & L_{12} \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & L_{12} \cos \theta_2 & L_{12} \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & L_1 & L_{12} \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & L_{12} \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & L_{12} \cos \theta_2 \\ L_{12} \cos \theta_2 & L_{12} \cos(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) & L_{12} \cos(\theta_2 - \frac{4\pi}{3}) & L'_2 & 0 & 0 \\ L_{12} \cos(\theta_2 - \frac{4\pi}{3}) & L_{12} \cos \theta_2 & L_{12} \cos(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) & 0 & L'_2 & 0 \\ L_{12} \cos(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) & L_{12} \cos(\theta_2 - \frac{4\pi}{3}) & L_{12} \cos \theta_2 & 0 & 0 & L'_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{1a} \\ \Psi_{1b} \\ i_{1c} \\ i'_{2a} \\ i'_{2b} \\ i'_{2c} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

де $L_1 = L_{1\sigma} + L_m$, $L'_2 = L'_{2\sigma} + L_m$ – повні еквівалентні індуктивності фаз статора й ротора, що складаються з індуктивностей від полів розсіювання ($L_{1\sigma}$, $L'_{1\sigma}$) і головного потоку ($L_m = \frac{3}{2} L_{12}$); L_{12} – максимальна взаємна індуктивність між

будь-якою обмоткою статора й будь-якою обмоткою ротора, що має місце при збігу їхніх осей; θ_2 – поточний кут між осями обмоток фаз ротора й статора.

Рівняння (3.3) містить гармонійні коефіцієнти, що створює значні труднощі при дослідженні перехідних процесів. Для того щоб виключити гармонійні коефіцієнти, використовують перетворення координат. Із цією метою реальні змінні статора й ротора замінюються їхніми проекціями на взаємно перпендикулярні осі координат, що обертаються з довільною швидкістю ω_k . Таке перетворення координат відповідає приведенню трифазного електродвигуна до еквівалентного двофазного.

При математичному описі трифазних асинхронних електродвигунів зручно оперувати не миттєвими значеннями координат, а їхніми результуючими векторами. Якщо, наприклад, миттєві значення струмів дорівнюють i_{1a} , i_{1b} , i_{1c} то результуючий вектор струму визначається рівнян-

ням: $i = \frac{2}{3}(a^0 i_a + a i_b + a^2 i_c) = \frac{2}{3}(i_a + a i_b + a^2 i_c)$, де $a^0 = e^{j0} = 1$;

$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$; $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$. Аналогічно визначаються результуючі

вектори напруги $u = \frac{2}{3}(u_a + a \cdot u_b + u_c^2)$ і потокозчеплення

$\psi = \frac{2}{3}(\varphi_a + a\varphi_b + \varphi_c^2)$.

Використовуючи вирази для результуючих векторів, рівняння (3.1) можна записати у виді одного диференціального рівняння у векторній формі. Для цього перше рівняння з (3.1) множиться на $\frac{2}{3}a^0$, друге на $\frac{2}{3}a$, третє на $\frac{2}{3}a^2$. Підсумовуючи отримані добутки, одержимо:

$$\frac{2}{3}(u_{1a} + au_{1b} + u_{1c}^2) =$$

$$= \frac{2}{3}(i_{1a} + ai_{1b} + a^2i_{1c})R_1 + \frac{2}{3}\frac{d}{dt}(\psi_{1a} + a\psi_{1b} + a^2\psi_{1c})$$

або у векторній формі

$$u_1 = i_1 R_1 + \frac{d\psi_1}{dt}. \quad (3.4)$$

Аналогічно векторне рівняння напруг ротора:

$$u'_2 = i'_2 R'_2 + \frac{d\psi_2}{dt}. \quad (3.5)$$

У рівняннях (3.4) і (3.5) вектори записані відповідно в системах координат статора й ротора. Для спільного рішення рівнянь їх необхідно привести до однієї системи координат.

При дослідженні перехідних процесів в електродвигунах змінного струму застосовують різні ортогональні системи координат, що відрізняються кутовою швидкістю обертання координатних осей ω_k , наприклад, системи, осі яких нерухомі щодо ротора, або нерухомі щодо статора, або обертаються із синхронною швидкістю.

Рівняння асинхронного електродвигуна в системі координат, що обертається з довільною швидкістю ω_k , має вигляд:

$$u_1 = i_1 R_1 + \frac{d\psi_1}{dt} + j\omega_k \psi_1;$$

$$u'_2 = i'_2 R'_2 + \frac{d\psi_2}{dt} + j(\omega_k - p_n \omega) \psi_2, \quad (3.6)$$

де ω – кутова швидкість обертання ротора; p_n – число пар полюсів.

При дослідженні перехідних процесів в асинхронному електродвигуні, керованому частотою й напругою статора, зручно використовувати систему координат, що обертається зі швидкістю ω_k , яка дорівнює кутовій швидкості обертання магнітного поля ω'_0 приведеної до числа пар полюсів, рівного одиниці (тобто приведеної до двополюсного електродвигуна).

При цьому рівняння $\omega'_0 = \omega_1 = 2\pi f_1$ вважається справедливим, де f_1 – частота напруги статора, Гц; ω_1 – кутова частота напруги статора, рад/с.

На підставі рівнянь (3.6) для розглянутої координатної системи можна записати

$$\begin{aligned} u_1 &= i_1 R_1 + \frac{d\psi_1}{dt} + j\omega_1 \psi_1; \\ u'_2 &= i'_2 R'_2 + \frac{d\psi_2}{dt} + js\omega_1 \psi_2, \end{aligned} \quad (3.7)$$

де s – ковзання електродвигуна: $s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = \frac{\omega_1 - p_n \omega}{\omega_1}$ ($\omega_0 = \frac{\omega'_0}{p_n}$ – кутова швидкість обертання магнітного поля або синхронна швидкість електродвигуна).

Потокозчеплення пов'язані зі струмами через індуктивності:

$$\begin{aligned} \psi_1 &= i_1 L_1 + i'_2 L'_m; \\ \psi_2 &= i_1 L_m + i'_2 L'_2. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Для визначення електромагнітного моменту асинхронного електродвигуна використовується векторний добуток ψ_1 й i_1 , тоді

$$M = \frac{3}{2} p_n (\psi_1 \times i_1) \quad (3.9)$$

або векторний добуток ψ_2 й i'_2 , тоді

$$M = -\frac{3}{2} p_n (\psi_2 \times i'_2). \quad (3.10)$$

З урахуванням виразу (3.8), можна записати (3.9) і (3.10) у вигляді:

$$M = \frac{3}{2} p_n (i_1 L_1 + i'_2 L_m) \times i_1 = \frac{3}{2} p_n L_m (i'_2 \times i_1); \quad (3.11)$$

$$M = -\frac{3}{2} p_n (i_1 L_m + i'_2 L'_2) \times i'_2 = -\frac{3}{2} p_n L_m (i_1 \times i'_2). \quad (3.12)$$

Другі рівняння у співвідношеннях (3.11), (3.12) справедливі тому, що векторний добуток двох однаково направлених векторів дорівнює нулю.

Для повного опису перехідних процесів в асинхронному електродвигуні до рівнянь напруг і моментів додають рівняння механічної рівноваги:

$$M - M_o = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (3.13)$$

яке записане для скалярних значень моментів M й M_o .

Отримана система рівнянь є нелінійною, рішення її для різних динамічних режимів електродвигуна може бути виконане з використанням обчислювальних машин. Такі рішення приводяться в ряді робіт.

Разом з тим при синтезі систем керування асинхронним електродвигуном доцільно мати прості й наочні динамічні моделі електродвигуна у вигляді передатних функцій або структурних схем. Така можливість з'являється, якщо розглядати перехідні процеси у відхиленнях щодо початкових координат електродвигуна.

Порівняно проста структурна схема може бути отримана, якщо зневажити активним опором статорного ланцюга,

тобто покласти $R_1=0$. Безумовно, що така зневага накладає певні обмеження на використання отриманих моделей. Вони цілком можуть бути застосовані для систем з невеликим діапазоном регулювання швидкості щодо синхронної швидкості, для електродвигунів середньої й великої потужності. При широкому регулюванні швидкості, а також для електродвигунів малої потужності необхідні уточнення структурних схем.

Для подальших досліджень динамічних властивостей асинхронних електродвигунів доцільно результуючі вектори представити у вигляді проекцій на комплексній площині й записати їх через дійсні й мнимі частини в наступному виді:

$$\begin{aligned} u_1 &= u_{1\alpha} + ju_{1\beta}; \quad u'_2 = u'_{2\alpha} + ju'_{2\beta}; \\ i_1 &= i_{1\alpha} + ji_{1\beta}; \quad i_2 = i_{2\alpha} + ji_{2\beta}; \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\psi_1 = \psi_{1\alpha} + j\psi_{1\beta}; \quad \psi'_2 = \psi'_{2\alpha} + j\psi'_{2\beta}.$$

Якщо сполучити вектор напруги статора з дійсною віссю координатної системи, тобто покласти $u_{1\beta}=0$, на підставі (3.7) отримаємо

$$u_1 = \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} - \omega_1 \psi_{1\beta}; \quad (3.15)$$

$$0 = \frac{d\psi_{1\beta}}{dt} - \omega_1 \psi_{1\alpha}; \quad (3.16)$$

$$u'_{2\alpha} = i'_{2\alpha} R_2 + \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} - s\omega_1 j\psi_{2\beta}; \quad (3.17)$$

$$u'_{2\beta} = i'_{2\beta} R_2 + \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} + s\omega_1 j\psi_{2\alpha}. \quad (3.18)$$

Якщо виразити також електромагнітний момент за рівнянням (3.9) через складові векторів струму й потокозчеплення $M = \frac{3}{2} p_n (\psi_{1\alpha} + j\psi_{1\beta}) \times (i_{1\alpha} + ji_{1\beta})$ і застосувати правило векторного добутку векторів, дістанемо абсолютне значення моменту:

$$M = \frac{3}{2} p_n (\psi_{1\alpha} i_{1\beta} + \psi_{1\beta} i_{1\alpha}), \quad (3.19 \text{ а})$$

де $\psi_{1\alpha} = i_{1\alpha} L_1 + i'_{2\alpha} L_m$; $\psi_{1\beta} = i_{1\beta} L_1 + i'_{2\beta} L_m$.

Скориставшись виразом (3.10), можна аналогічно отримати

$$M = -\frac{3}{2} p_n (\psi_{1\alpha} i'_{2\beta} - \psi_{2\beta} i'_{2\alpha}), \quad (3.19 \text{ б})$$

де $\psi_{2\alpha} = i_{1\alpha} L_m + i'_{2\alpha} L'_2$; $\psi_{2\beta} = i_{1\beta} L_m + i'_{2\beta} L'_2$.

Складові струму ротора можуть бути виражені через складові потокозчеплення в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} i'_{2\alpha} &= \frac{1}{L_2''} (\psi_{2\alpha} - k_1 \psi_{1\alpha}); \\ i'_{2\beta} &= \frac{1}{L_2''} (\psi_{2\beta} - k_1 \psi_{1\beta}), \end{aligned} \quad (3.20)$$

де k_1 – коефіцієнт електромагнітного зв'язку статора;

$$k_1 = \frac{L_m}{L_1}; \quad (3.21 \text{ а})$$

$$L_2'' = L_2' - \frac{L_m^2}{L_1} \approx L_{1\sigma} + L_{2\sigma}'. \quad (3.21 \text{ б})$$

З урахуванням (3.8) і (3.21 а) можна рівняння моментів записати у формі, зручній для виводу передатних функцій двигуна:

$$M = -\frac{3}{2} p_n k_1 \psi_1 \times i'_2$$

або

$$M = -\frac{3}{2} p_n k_1 (\psi_{1\alpha} i'_{2\beta} - \psi_{1\beta} i'_{2\alpha}) . \quad (3.22)$$

У випадку одночасної зміни частоти й напруги статора, при якому потокозчеплення статора залишається постійним, з рівнянь (3.15) і (3.16) можна одержати

$$\begin{aligned} \frac{u_{1\alpha}}{\omega_1} &= -\psi_{1\beta} = \text{const}; \\ \psi_{1\alpha} &= 0 . \end{aligned} \quad (3.23)$$

Для двигуна з короткозамкненим ротором у рівняннях (3.17), (3.18) $u'_{2\alpha} = u'_{2\beta} = 0$.. Якщо виразити з рівнянь (3.20) $\psi_{2\alpha}$ і $\psi_{2\beta}$ й підставити їх у рівняння (3.17), (3.18), отримаємо:

$$0 = i'_{2\alpha} R'_2 + L_2'' \frac{di'_{2\alpha}}{dt} - s \omega_1 L_2'' i'_{2\beta} - k_1 s \omega_1 \psi_{1\beta}; \quad (3.24)$$

$$0 = i'_{2\beta} R'_2 + L_2'' \frac{di'_{2\beta}}{dt} + s \omega_1 L_2'' i'_{2\alpha}; \quad (3.25)$$

$$M = \frac{3}{2} p_n k_1 \psi_{1\beta} i'_{2\alpha} . \quad (3.26)$$

Розглянув змінні величини у відхиленнях щодо початкових значень $i'_{2\alpha} = I'_{2\alpha} + \Delta i'_{2\alpha}$, $i'_{2\beta} = I'_{2\beta} + \Delta i'_{2\beta}$, $\omega_1 = \Omega_1 + \Delta \omega_1$, $\omega = \Omega + \Delta \omega$, $s = S + \Delta s$, $M = M_{\text{поч}} + \Delta M$, отримаємо з (3.23)–(3.26) рівняння для статичного режиму, яке зв'яже початкові значення координат

$$\frac{u_{1\alpha}}{\Omega_1} = -\psi_{1\beta} = \text{const}; \quad (3.27)$$

$$0 = I'_{2\alpha} R'_2 - S \Omega_1 L''_2 I'_{2\beta} - k_1 S \Omega_1 \Psi_{1\beta}; \quad (3.28)$$

$$0 = I'_{2\beta} R'_2 + S \Omega_1 L''_2 I'_{2\alpha}; \quad (3.29)$$

$$M_{\text{поч}} = \frac{3}{2} p_{\pi} k_1 \Psi_{1\beta} I'_{2\alpha} \quad (3.30)$$

та рівняння для динамічного режиму, що зв'язують відхилення координат:

$$\Delta i'_{2\alpha} (T_{\text{ел}} p + 1) = \frac{S}{S_{\text{кр}}} \Delta i'_{2\beta} + \left(\frac{I'_{2\beta}}{S_{\text{кр}}} + \frac{k_1 \Psi_{1\beta} \Omega_1}{R'_2} \right) \Delta S; \quad (3.31)$$

$$\Delta i'_{2\beta} (T_{\text{ел}} p + 1) = -\frac{S}{S_{\text{кр}}} \Delta i'_{2\alpha} - \frac{I'_{2\alpha}}{S_{\text{кр}}} \Delta S; \quad (3.32)$$

$$M_{\text{поч}} = \frac{3}{2} p_{\pi} k_1 \Psi_{1\beta} i'_{2\alpha}, \quad (3.33)$$

де $T_{\text{ел}} = \frac{L''_2}{R'_2}$ – електромагнітна стала часу електродвигуна;

$S_{\text{кр}} = \frac{R'_2}{L''_2 \Omega_1}$ – критичне ковзання.

На підставі рівнянь (3.27)–(3.33) можна записати передатну функцію

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta S(p)} = \frac{\frac{3}{2} p_{\pi} k_1^2 \frac{U_{1\alpha}^2}{\Omega_1 R'_2} \cdot (T_{\text{ел}} p + 1) - M_{\text{поч}} \frac{S}{S_{\text{кр}}^2} (T_{\text{ел}} p + 2)}{(T_{\text{ел}} p + 1)^2 + \left(\frac{S}{S_{\text{кр}}} \right)^2}. \quad (3.34)$$

Вираз $\frac{3}{2} p_{\pi} k_1^2 \frac{U_{1\alpha}^2}{\Omega_1 R'_2}$ в першому доданку чисельника (3.34)

являє собою значення фіктивного пускового моменту $M_{\text{п.ф}}$, обумовлене в результаті лінеаризації робочої частини механічної

характеристики двигуна для прийнятих значень напруги статора $U_{1\alpha}$, й кутової частоти напруги статора Ω_1 :

$$M_{п.ф} = M_{кр} \frac{2S}{S_{кр}} \bigg|_{S=1} = \frac{2M_{кр}}{S_{кр}} = \frac{3}{2} p_{п} k_1^2 \frac{U_{1\alpha}^2}{\Omega_1 R_2'}, \quad (3.35)$$

де $M_{кр} = \frac{3}{4} p_{п} k_1^2 \frac{U_{1\alpha}^2 S_{кр}}{\Omega_1 R_2'}$ – критичний момент двигуна.

Момент $M_{поч}$ у другому додатку чисельника (3.34) можна записати з урахуванням прийнятих допущень у вигляді

$$M_{поч} = \frac{2M_{кр}}{\frac{S}{S_{кр}} + \frac{S_{кр}}{S}}. \quad (3.36)$$

На підставі (3.35) і (3.36) рівняння (3.34) прийме наступний вид:

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{M_{п.ф} \left[(T_{ел} p + 1) - \frac{\left(\frac{S}{S_{кр}} \right)^2 (T_{ел} p + 2)}{1 + \left(\frac{S}{S_{кр}} \right)^2} \right]}{(T_{ел} p + 1)^2 + \left(\frac{S}{S_{кр}} \right)^2}. \quad (3.37)$$

Для робочої частини механічної характеристики двигуна можна прийняти $\left(\frac{S}{S_{кр}} \right)^2 \ll 1$, і тоді передатну функцію (3.37) можна записати у спрощеному виді

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{M_{п.ф}}{T_{ел} p + 1}. \quad (3.38)$$

Якщо залежність ковзання електродвигуна від кутової частоти напруги статора представити у відхиленнях і виконати лінеаризацію для робочої області $S \ll 1$, отримаємо

$$\Delta S = \frac{\Delta \omega_1 - p_n \Delta \omega}{\Omega_1}. \quad (3.39)$$

Рівняння рівноваги моментів (3.13) може бути записано у відхиленнях:

$$\Delta M - \Delta M_o = Jp \Delta \omega. \quad (3.40)$$

На підставі отриманих залежностей може бути складена структурна схема асинхронного двигуна при керуванні кутовою частотою напруги статора й за умови сталості поточкозчеплення статора. Однак це зручніше зробити, якщо представити координати двигуна у в.о., прийнявши за базові значення координат їхні значення в номінальному режимі: $M_{п.ф.н}, \Omega_{1н}, U_{1ан}, U_{0ан} = \frac{\Omega_{1н}}{p_n}$, де $U_{0н}$ – синхронна кутова

швидкість двигуна. Тоді $\frac{\Delta \omega}{U_{0н}} = \Delta \bar{\omega}, \frac{\Delta \omega_1}{U_{1н}} = \Delta \bar{\omega}_1, \frac{\Delta M}{M_{п.ф.н}} = \Delta \bar{M}$,

$$\frac{\Delta M_o}{M_{п.ф.н}} = \Delta \bar{M}_o, \frac{\Delta u_{1\alpha}}{\Delta u_{1ан}} = \Delta \bar{u}_{1\alpha}.$$

Передатна функція (3.37) з урахуванням (3.39) запишеться так:

$$\frac{\Delta \bar{M}(p)}{\Delta \bar{\omega}_1(p) - \Delta \bar{\omega}(p)} = \left(\frac{\gamma}{v} \right)^2 \frac{(T_{ел}p + 1) - \frac{\left(\frac{S}{S_{кр}} \right)^2}{1 + \left(\frac{S}{S_{кр}} \right)^2} (T_{ел}p + 2)}{(T_{ел}p + 1)^2 + \left(\frac{S}{S_{кр}} \right)^2}, \quad (3.41)$$

де $\gamma = \frac{U_{1\alpha}}{U_{1\alpha H}}$ – відносна напруга статора; $\nu = \frac{\Omega_1}{\Omega_{1H}}$ – відносна частота напруги статора. Або у спрощеному виді:

$$\frac{\Delta \bar{M}(p)}{\Delta \bar{\omega}_1(p) - \Delta \bar{\omega}(p)} = \left(\frac{\gamma}{\nu} \right)^2 \frac{1}{T_{\text{ел}} p + 1}. \quad (3.42)$$

Відповідно на підставі рівняння (3.40) маємо

$$\frac{\Delta \bar{\omega}(p)}{\Delta \bar{M}(p) - \Delta \bar{M}_0(p)} = \frac{1}{T_m p}, \quad (3.43)$$

де $T_m = \frac{J \Omega_{0H}}{M_{\text{п.ф.н}}}$ – механічна стала часу двигуна.

Спрощена структурна схема асинхронного двигуна при керуванні частотою напруги статора побудована на підставі виразів (3.42), (3.43) і зображена на рис. 3.4.

Використовуючи викладений вище підхід до виводу передатних функцій двигуна, можна отримати передатну функцію, що зв'язує зміну електромагнітного моменту двигуна ΔM при зміні напруги статора $\Delta u_{1\alpha}$ й при незмінній частоті напруги статора ($\omega_1 = \text{const}$). Цей випадок відповідає змінному потокозчепленню статора. У в.о.

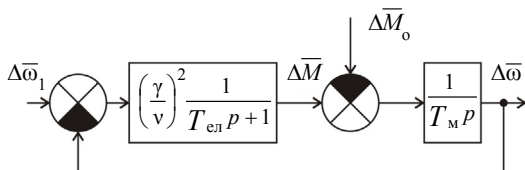


Рис. 3.4. Спрощена структурна схема асинхронного двигуна при керуванні частотою напруги статора

$$\frac{\Delta \bar{M}(p)}{\Delta u_{1\alpha}(p)} = \frac{\gamma}{\nu^2} \frac{S_2(T_{\text{ел}} p + 2) + \nu \left(\frac{1}{\Omega_1} \right)^2 p^2}{(T_{\text{ел}} p + 1) \left[\left(\frac{1}{\Omega_1} \right)^2 p^2 + 1 \right]}, \quad (3.44)$$

де S_2 – абсолютне ковзання електродвигуна в робочій точці, що дорівнює відношенню кутової частоти ЕРС ротора Ω_2 (наведеної до двополюсного електродвигуна) до номінального значення кутової частоти напруги статора $\Omega_{1н}$:

$$S_2 = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_{0н}} = \frac{\Omega_1 - p_n \Omega}{\Omega_{1н}} = \frac{\Omega_2}{\Omega_{1н}} = \nu S.$$

Структурна схема асинхронного електродвигуна при керуванні напругою статора показана на рис. 3.5.

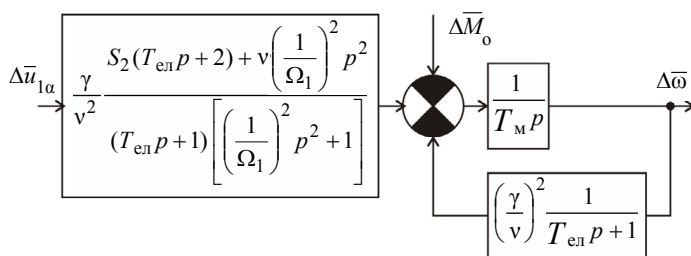


Рис. 3.5. Структурна схема асинхронного електродвигуна при керуванні напругою статора

При побудові систем керування асинхронним електродвигуном часто виявляється доцільним використовувати інформацію про струм статора або ротора. У зв'язку із цим повну структурну схему асинхронного електродвигуна, що поєднує окремі випадки керування, розглянуті вище, доцільно представити з виділеними відхиленнями струмів $\Delta i_{1\alpha}$ і $\Delta i'_{2\alpha}$ щодо початкових значень $I_{1\alpha}$ й $I'_{2\alpha}$. Така структурна схема показана на рис. 3.6.

Додатково до раніше прийнятих позначень на рис. 3.6 позначено через $\Delta I_{1\alpha} = \frac{\Delta i_{1\alpha}}{I_{1\alpha н.р}}$ відносне відхилення активного

струму в обмотці статора, де $I_{1\alpha н.р}$ – активний струм в обмотці статора при номінальній напрузі, номінальній частоті

й нерухомому роторі. З урахуванням прийнятих допущень справедливо наближене рівняння

$$\Delta I_{1\alpha} \approx \Delta i'_{2\alpha}, \quad (3.45)$$

де $\Delta i'_{2\alpha} = \frac{\Delta i'_{2\alpha}}{I'_{2\alpha.p}}$ – відносне відхилення активного струму ротора; $I'_{2\alpha.p}$ – активний струм в обмотці нерухомого ротора при номінальній напрузі й номінальній частоті напруги статора.

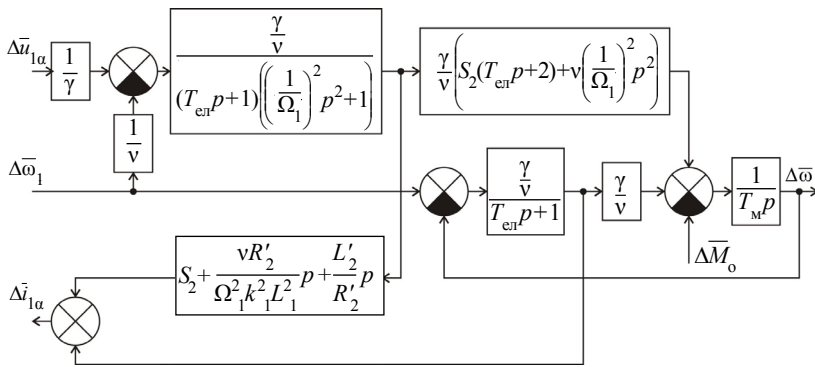


Рис. 3.6. Структурна схема асинхронного електродвигуна з виділеними відхиленнями струмів $\Delta i_{1\alpha}$ і $\Delta i'_{2\alpha}$ щодо початкових значень $I_{1\alpha}$ й $I'_{2\alpha}$

У передатних функціях двигуна присутня коливальна

ланка
$$\frac{1}{\left[\left(\frac{1}{\Omega_1} \right)^2 p^2 + 1 \right]}.$$

Частота коливань узгоджується з кутовою частотою напруги статора Ω_1 і залежить від вибору робочої точки. Якщо врахувати опір обмотки статора R_1 (значення якого при дослідженні динаміки двигуна приймається рівним нулю),

то замість чисто коливальної ланки буде демпфувальна коливальна ланка. Ця обставина підтверджується експериментальними дослідженнями динамічних характеристик частотно-регульованих електроприводів [1].

3.3. Частотне керування асинхронними короткозамкненими електродвигунами в статичних режимах

На підставі рівнянь, що описують перехідні процеси у двигуні, може бути отримана схема заміщення однієї фази асинхронного короткозамкненого двигуна з урахуванням регулювання в широкому діапазоні частоти й напруги статора (рис. 3.7) [1].

Індуктивні опори x_1, x_2 і x_m відповідають номінальній частоті статора й дорівнюють: $x_1 = \omega_{1h} L_{1\sigma}$, $x_2' = \omega_{1h} L_{2\sigma}'$, $x_m = \omega_{1h} L_m$. Параметри роторного ланцюга наведені до статорного ланцюга.

На підставі схеми заміщення встановлені основні співвідношення координат і параметрів двигуна, за допомогою яких можна виявити раціональні способи частотного керування. Такими відносинами є залежності електрорушійної сили E_1 , магнітного потоку в повітряному зазорі Φ , струму статора I_1 , струму ротора I_2' , струму намагнічування I_m електромагнітного моменту M від параметрів схеми заміщення й регульованих параметрів v й γ . Крім основних співвідношень, представ-

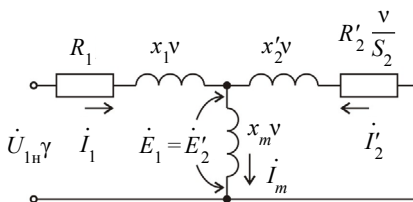


Рис. 3.7. Схема заміщення однієї фази асинхронного короткозамкненого двигуна

лених у загальному виді, доцільно використовувати формули, у яких як незалежні величини прийнятий потік двигуна Φ й струм статора I_1 . Основні співвідношення в діючих значеннях величин для трьох зазначених форм подання наведені в табл.3.1 [1].

Таблиця 3.1. Основні співвідношення координат і параметрів асинхронного короткозамкненого електродвигуна при частотному керуванні U

Шукана величина	Значення величини		
	у загальному виді	при незалежному магнітному потоці	при незалежному струмі статора
$E_1 = E'_2$	$U_{1н} \gamma \sqrt{\frac{B(S_2)}{A(v, S_2)}}$	$c_1 \Phi f_1 = E_{1н} v \Phi$	$v f_1 \sqrt{\frac{B(S_2)}{C(S_2)}}$
Φ	$\frac{U_{1н} \gamma}{c_1 f_{1н}} \sqrt{\frac{B(S_2)}{A(v, S_2)}}$	—	$\frac{1}{c_1 f_1} I_1 \sqrt{\frac{B(S_2)}{C(S_2)}}$
I_1	$U_{1н} \gamma \sqrt{\frac{C(S_2)}{A(v, S_2)}}$	$E_{1н} \Phi \sqrt{\frac{C(S_2)}{B(S_2)}}$	—
I'_2	$U_{1н} \gamma \frac{S_2}{\sqrt{A(v, S_2)}}$	$E_{1н} \Phi \frac{S_2}{\sqrt{B(S_2)}}$	$I_1 \frac{S_2}{\sqrt{C(S_2)}}$
I_m	$U_{1н} \gamma \sqrt{\frac{(S_2)}{A(v, S_2)}}$	$E_{1н} \Phi \sqrt{\frac{D(S_2)}{B(S_2)}}$	$I_1 \sqrt{\frac{D(S_2)}{C(S_2)}}$
M	$\frac{m_1 U_{1н}^2}{\omega_{0н}} \gamma^2 \frac{R'_2 S_2}{A(v, S_2)}$	$\frac{m_1 E_{1н}^2}{\omega_{0н}} \Phi^2 \frac{R'_2 S_2}{B(S_2)}$	$\frac{m_1 I_1^2}{\omega_{0н}} \frac{R'_2 S_2}{C(S_2)}$

В таблиці 3.1. прийняті наступні позначення:

$$A(v, S_2) = (b^2 + c^2 v^2) S_2^2 + 2R_1 R'_2 v S_2 + (d^2 + e^2 v^2) R_2'^2;$$

$$B(S_2) = R_2'^2 + x_2'^2 S_2;$$

$$D(S_2) = \frac{R_2'^2}{x_m^2} + k_{\sigma 2}^2 S_2^2;$$

$$C(S_2) = \frac{R_2'^2}{x_m^2} + (1 + k_{\sigma 2}^2) S_2^2; \quad (3.46)$$

$$b = R_1(1 + k_{\sigma 1}^2);$$

$$c = x_m k_{\sigma}; \quad d = R_1 x_m; \quad e = 1 + k_{\sigma 1},$$

де c_1 – конструктивна стала двигуна; m_1 – число фаз статора; $\varphi = \frac{\Phi}{\Phi_n}$ – відносний потік двигуна; $k_{\sigma 1}$, $k_{\sigma 2}$, k_{σ} – коефіцієнти розсіювання відповідно для статора ($k_{\sigma 1} = \frac{x_1}{x_m}$), ротора ($k_{\sigma 2} = \frac{x_2'}{x_m}$) і загальний ($k_{\sigma} = k_{\sigma 1} + k_{\sigma 2} + k_{\sigma 1} k_{\sigma 2}$).

Записані у загальному виді основні координати двигуна є функціями параметрів схеми заміщення й регульованих координат γ , v , S_2 і не створюють однозначності у формуванні алгоритмів керування. Однозначність у керуванні основними координатами з'являється при формуванні у виді незалежних координат потоку двигуна або струму статора. Якщо забезпечити стабілізацію зазначених координат, то всі інші координати однозначно виражаються через абсолютне ковзання S_2 .

Виходячи з цього, як відзначено в підрозділі 3.1, розрізняють два основних скалярних способи частотного керування:

- 1) частотне керування, при якому керуючими впливами прийняті частота й напруга статора;
- 2) частотне керування, при якому керуючими впливами прийняті частота й струм статора. Цей спосіб частотного керування називають частотно-струмовим.

Формування механічних характеристик асинхронних двигунів при частотному керуванні, як і при керуванні двигунами постійного струму, має відповідати завданням

забезпечення необхідної перевантажувальної здатності й жорсткості характеристик СКЕП у всьому діапазоні регулювання швидкості.

Задана перевантажувальна здатність забезпечується шляхом виконання певних співвідношень між частотою й напругою статора. Жорсткість механічних характеристик може бути як завгодно високою при використанні зворотних зв'язків по швидкості.

Варто підкреслити, що й без зворотних зв'язків за швидкістю жорсткість механічних характеристик частотно-керуваних електроприводів змінного струму виявляється більш високою, ніж у приводах постійного струму. Ця обставина сприяє застосуванню простих систем керування асинхронними електроприводами, які не оснащують датчиками швидкості й контурами регулювання швидкості.

Крім вимог формування механічних характеристик двигунів, до систем керування можуть пред'являтися також вимоги оптимального керування по енергетичних витратах, наприклад, забезпечення необхідних моменту й швидкості при мінімумі струму статора або мінімумі втрат, забезпечення максимального моменту при заданому струмі статора. Такі завдання керування вирішуються при побудові екстремальних систем керування.

3.4. Схеми систем з параметричним частотним керуванням

Як вказувалось, для регулювання частоти обертання АД в системі частотного привода необхідно змінювати напругу й частоту. Асинхронні двигуни в номінальному режимі працюють з номінальним магнітним потоком, який неможливо збільшувати у зв'язку з насиченням магнітного ланцюга. Основна задача, що виникає в системі частотного керування ЕП, полягає у стабілізації магнітного потоку при зміні

навантаження. Оскільки безпосереднє вимірювання магнітного потоку викликає труднощі, використовуються зворотні зв'язки за струмом (постійному та змінному), ЕРС, швидкістю та абсолютним ковзанням.

При використанні параметричного частотного способу побудовано багато частотно-регульованих електроприводів. В них за рахунок використання різних зворотних зв'язків і функціональних блоків формуються жорсткі робочі ділянки механічних характеристик, обмежуються струм і момент, забезпечується необхідне відношення між регульованою частотою і напругою.

3.4.1. Системи частотного керування з функціональними перетворювачами координат

При частотному керуванні асинхронним двигуном напруга статора може в загальному випадку регулюватися як у функції відносної частоти статора ν , так й у функції моменту навантаження. При цьому передбачається, що абсолютне ковзання S_2 може визначатися, а відносна напруга статора γ є функцією ν й S_2 , тобто $\gamma = \gamma(\nu, S_2)$. Тоді, використовуючи залежність моменту в загальному виді, маємо [1]:

$$M = \frac{m_1 U_{1н}^2}{\omega_{0н}} \gamma^2(\nu, S_2) \xi(\nu, S_2),$$

де

$$\xi(\nu, S_2) = \frac{R'_2 S_2}{A(\nu, S_2)}. \quad (3.47)$$

Умова максимуму моменту визначається як $\frac{\partial M}{\partial S_2} = 0$, або

$$\frac{\partial M}{\partial S_2} = 2\xi(\nu, S_2)\gamma(\nu, S_2)\frac{\partial \gamma(\nu, S_2)}{\partial S_2} + \gamma^2(\nu, S_2)\frac{\partial \xi(\nu, S_2)}{\partial S_2} = 0.$$

Із цього виразу неможливо отримати загальні формули критичного ковзання й критичного (максимального) моменту для довільної залежності γ від ν й S_2 . В окремому випадку, коли γ не залежить від S_2 , наприклад, для постійного навантаження двигуна $\frac{\partial \gamma(\nu, S_2)}{\partial S_2} = 0$, $\frac{\partial M}{\partial S_2} = \frac{\partial \xi(\nu, S_2)}{\partial S_2} = 0$. На підставі рівнянь запишемо $\frac{\partial M}{\partial S_2} = (d^2 + e^2 \nu^2) R_2'^2 - (b^2 + c^2 \nu^2) S_2^2 = 0$.

Звідси значення критичного абсолютного ковзання:

$$S_{2\text{кр}} = \pm R_2'^2 \sqrt{\frac{d^2 + e^2 \nu^2}{b^2 + c^2 \nu^2}}. \quad (3.48)$$

Підстановкою виразу (3.46) в (3.47) отримують значення критичного моменту:

$$M_{\text{кр}} = \frac{m_1 U_{1\text{н}}^2}{\omega_{0\text{н}}} \gamma^2 \frac{1}{R_1 \nu \pm \sqrt{(b^2 + c^2 \nu^2)(d^2 + e^2 \nu^2)}}. \quad (3.49)$$

На підставі (3.49) записують функціональну залежність відносної напруги γ від відносної частоти ν . Дорівнюючи до одиниці відношення критичних моментів при номінальній і при будь-якій іншій частоті, тобто $\frac{M_{\text{кр}}}{M_{\text{кр.н}}} = 1$, отримаємо

$$\gamma = \sqrt{\frac{R_1 \nu \pm \sqrt{(b^2 + c^2 \nu^2)(d^2 + e^2 \nu^2)}}{R_1 \pm \sqrt{(b^2 + c^2)(d^2 + e^2)}}} = F(\nu). \quad (3.50)$$

З виразу (3.50) витікає, що для сталості критичного моменту при зменшенні частоти необхідно зменшувати значення напруги у меншій мірі, ніж значення частоти. Графічне відображення $\gamma = F(\nu)$ показано на рис. 3.8, *a*. Механічні характеристики двигуна при керуванні частотою й напругою

статора відповідно до умови (3.50) показані на рис. 3.8, *б*. Значення синхронних кутових швидкостей ω_{01} , ω_{02} , ω_{03} відповідають трьом довільним значенням частоти напруги статора.

Слід, однак, мати на увазі, що при великому зниженні частоти сталість критичного моменту забезпечується за рахунок збільшення магнітного потоку двигуна й відповідно струму намагнічування. Приблизний графік змін відносного потоку двигуна залежно від відносної частоти статора показаний на рис. 3.8, *а*.

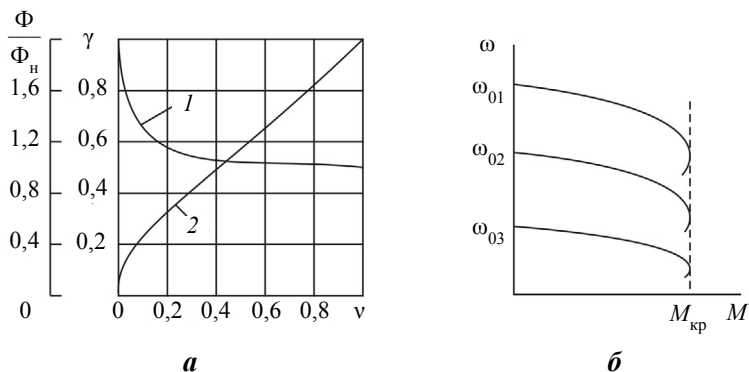


Рис. 3.8. Графіки залежності відносної напруги γ від відносної частоти ν та зміни відносного потоку двигуна залежно від відносної частоти статора (*а*) та механічні характеристики двигуна при керуванні частотою й напругою статора (*б*)

Із графіка витікає, що сталість потоку двигуна забезпечується при зниженні частоти до значень, що становлять приблизно 0,2–0,3 від номінального значення. При більшому зниженні частоти сталість перевантажувальної здатності привода супроводжується різким збільшенням потоку двигуна й струму намагнічування. З урахуванням насичення двигуна й обмежень по струму статора отримання критичного

моменту при $v=1$ значеннях $v<0,1$, рівного критичному моменту, стає проблематичним.

Аналогічно можна отримати інші закони регулювання, наприклад, визначити $\gamma=F(v)$ при вентиляторному навантаженні привода, при сталості потужності та ін. Однак у кожному із цих випадків розрахунок $\gamma=F(v)$ необхідно робити для конкретного навантаження двигуна. Довільні зміни навантаження в процесі регулювання швидкості можуть приводити до порушення нормальних умов роботи двигуна.

Реалізуючі бажані залежності $\gamma=F(v)$ за допомогою функціональних перетворювачів у системах керування асинхронними короткозамкненими електродвигунами, можна отримати найпростіші схеми керування [1]. На рис. 3.9, *а* показана розімкнута система частотного керування.

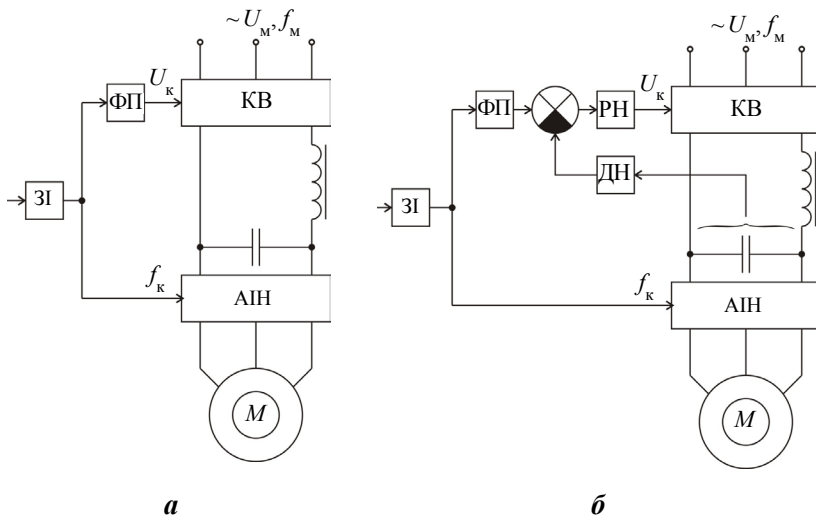


Рис. 3.9. Схеми систем частотного керування:

а – розімкнутої системи; *б* – системи з контуром регулювання напруги КВ

Напруга із "задатчика інтенсивності" безпосередньо надходить для задання частоти на вхід автономного інвертора (АІН) і через функціональний перетворювач (ФП) для задання напруги на вхід керованого випрямляча (КВ). У схемі застосований ТП частоти з LC -ланкою постійного струму.

У системах керування, що містять ФП, можуть використовуватися зворотні зв'язки по напрузі КВ або всього ТП. На рис. 3.9, б показана функціональна схема системи з контуром регулювання напруги КВ. На схемі позначено: ДН – датчик напруги; РН – регулятор напруги.

Якщо регульовальні характеристики ТП частоти по каналах напруги й частоти нелінійні, то необхідна залежність $\gamma = F(v)$ в характеристиці ФП має бути реалізована з урахування цих нелінійностей.

При інших рівних умовах залежності $\gamma = F(v)$ в схемах рис. 3.9, а, б будуть трохи розрізнятися, тому що вони розраховуються залежно від параметрів статорного ланцюга двигуна разом з наведеними опорами ТП частоти. Останні ж у розглянутих схемах будуть різні. У схемі рис. 3.9, б здійснюється стабілізація напруги КВ і тим самим зменшується наведений опір статорного ланцюга.

При використанні регуляторів напруги з інтегральною складовою статична помилка контуру регулювання напруги може бути прийнята рівною нулю. Якщо використовувати в системі керування зворотний зв'язок за вихідною напругою ТП частоти, то при розрахунку $\gamma = F(v)$ можна враховувати тільки параметри статорного ланцюга двигуна.

В системах керування з ФП можна застосовувати не тільки контури регулювання напруги, але й підпорядковані контури регулювання струму. Функціональна схема такої системи керування показана на рис. 3.10.

Синтез та розрахунок параметрів регуляторів напруги (РН) і струму (РС) можна виконувати на основі структурних схем системи.

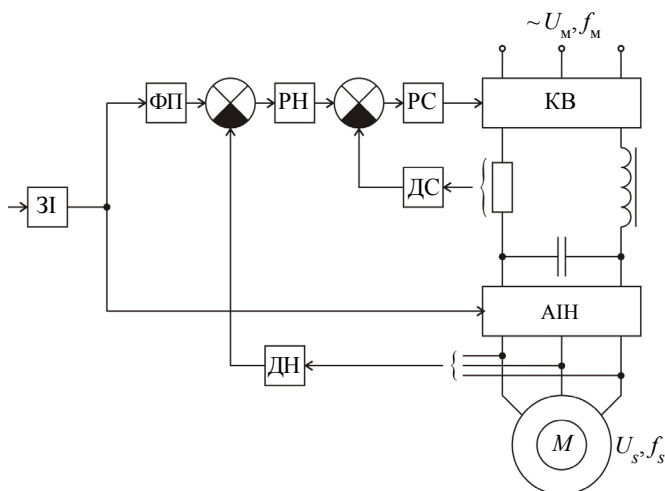


Рис. 3.10. Функціональна схема системи частотного керування з контурами напруги та струму

3.4.2. Системи частотного керування зі зворотними зв'язками за ЕРС статора, швидкістю двигуна, швидкістю й струмом двигуна

При використанні зворотного зв'язку за ЕРС статора двигуна порівняно просто реалізуються системи, у яких може бути забезпечена стабільність потоку двигуна при регулюванні швидкості двигуна. Згідно з табл.3.1 необхідно,

$$\text{щоб } E_1 = E_{1н} \text{ у } \varphi = E_{1н} \text{ у } \frac{\Phi}{\Phi_n}.$$

Звідси

$$\Phi = \frac{\Phi_n}{E_{1н}} \frac{E_1}{\text{у}}. \quad (3.51)$$

Отже, сталість потоку двигуна забезпечується, якщо здійснювати зміну ЕРС двигуна пропорційно зміні частоти статора. Задання по швидкості двигуна в цьому випадку

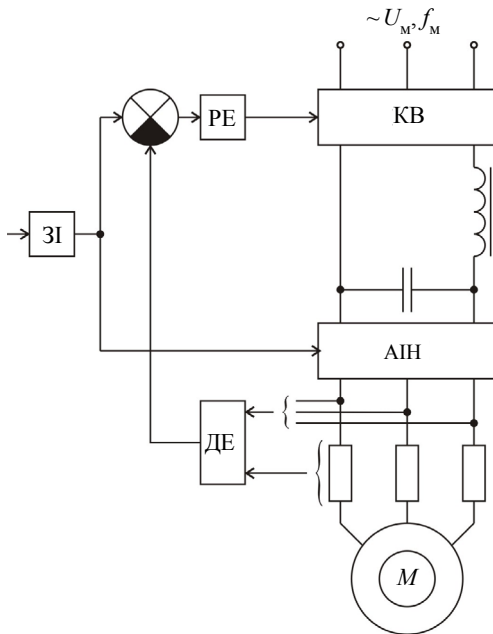


Рис. 3.11. Функціональна схема системи керування швидкістю із зворотним зв'язком за ЕРС статора

Контур стабілізації ЕРС для заданої швидкості містить у собі датчик ЕРС (ДЕ) й регулятор ЕРС (РЕ). Вимірювання ЕРС статора можна робити за допомогою додаткових вимірювальних обмоток, які виконуються так само, як обмотки статора, або за допомогою вимірювальних пристроїв, що відновлюють значення ЕРС по напрузі й струму статора, аналогічно тому, як це робиться при вимірюванні ЕРС двигунів постійного струму. Датчик ЕРС у схемі містить у собі

трансформатор напруги, випрямляч, підсилювач із потенційною розв'язкою в каналі вимірювання струму, суматор і фільтр.

Синтез РЕ може бути виконаний за структурою системи з урахуванням таких же припущень, які були зроблені при розгляді структури системи регулювання напруги.

Слід зазначити, що передатний коефіцієнт k_e , який зв'язує ЕРС і напругу статора, є змінним. Дійсно, з табл.3.1 маємо:

$$E_1 = U_{1n} \gamma v \sqrt{\frac{B(S_2)}{A(v, S_2)}}; \quad k_e = \frac{E_1}{U_{1n} \gamma} = v \sqrt{\frac{B(S_2)}{A(v, S_2)}}.$$

Внаслідок зміни U при регулюванні швидкості двигуна змінюється й коефіцієнт k_e . Для одержання стабільних динамічних характеристик контуру регулювання ЕРС, що відповідають розрахунковим умовам, необхідно виконувати й відповідне перенастроювання передатного коефіцієнта регулятора ЕРС. Виконати це можна, наприклад, за значенням сигналу задання швидкості.

Контур регулювання ЕРС забезпечує сталість потоку двигуна. Разом з тим можна використати контур регулювання швидкості двигуна, що забезпечує високу жорсткість механічних характеристик електропривода в замкненій системі.

Автоматична система керування з контурами регулювання ЕРС і швидкості показана на рис. 3.12.

Сигнал задання швидкості формується ЗІ й надходить на вхід контуру регулювання швидкості. Вихідний сигнал регулятора швидкості (РШ) є сигналом керування частотою АІН і одночасно сигналом задання для контуру регулювання ЕРС.

Контур регулювання ЕРС у розглянутій схемі виконується й розраховується точно так само, як й у попередній схемі. Синтез РШ можна виконати, у першому наближенні, використовуючи спрощену структурну схему двигуна при

частотному керуванню з урахуванням сталості потокозчеплення статора. Більш точні результати при синтезі параметрів РЕ й РШ можуть бути отримані при одночасному розгляді перехідних процесів в обох взаємозв'язаних контурах регулювання. Такий синтез виконується методами синтезу взаємозв'язаних систем керування.

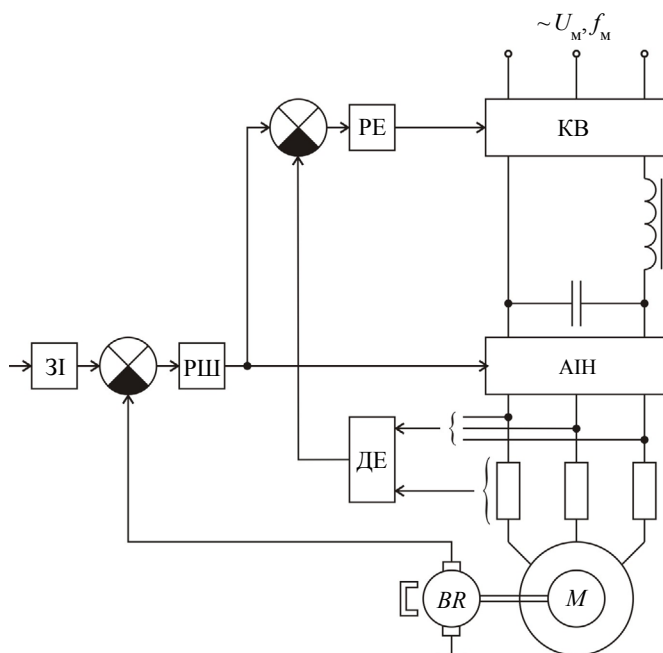


Рис. 3.12. Функціональна схема системи керування з контурами регулювання ЕРС і швидкості

3.4.3. Двоконтурна система параметричного частотного керування

Замкнена двоконтурна система ТПЧ (АІН)-АД на основі параметричного частотного керування представлена на рис. 3.13 [3]. Якщо в замкненій системі застосовано

зворотний зв'язок за швидкістю, то він використовується й для стабілізації магнітного потоку.

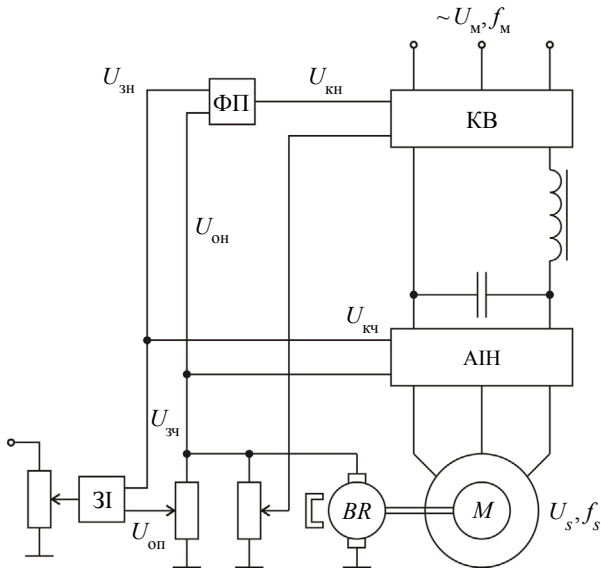


Рис. 3.13. Замкнена двоконтурна система ТПЧ (АІН)-АД на основі параметричного частотного керування

На схемі позначено: $U_{кч}$ – сигнал керування частотою; U_{3H} – задавальний сигнал за напругою, що проходить через функціональний перетворювач; $U_{кн}$ – сигнал керування напругою.

Сигнал керування частотою $U_{кч}$ використовується для задання як частоти, так і напруги U_{3H} через функціональний перетворювач. Таким чином, у такій системі регулювання швидкості ЕП використовуються два контури: контур регулювання напруги випрямляча, який забезпечує стабілізацію магнітного потоку, і контур регулювання частоти живлення, що стабілізує кутову швидкість двигуна при зміні навантаження.

Зворотний зв'язок за швидкістю служить не тільки для формування відповідних сигналів, але й використовується також замість безпосереднього вимірювання магнітного потоку, що трохи знижує точність регулювання, але, проте, також забезпечує високу жорсткість механічних характеристик системи і достатньо широкий діапазон регулювання швидкості для багатьох механізмів.

Для стабілізації моменту двигуна і дотримання закону нагортання частоти живлення в перехідних режимах в структуру системи також може бути введений негативний ЗЗ за струмом статора або позитивний ЗЗ за швидкістю. Ці зворотні зв'язки є нелінійними і у сталому режимі мають бути відключені. Замість цих зворотних зв'язків застосовується ЗІ, який забезпечує формування потрібного закону зміни частоти U_{34} .

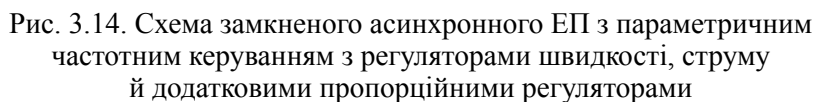
3.4.4. Замкнений частотний електропривод з додатковими пропорційними регуляторами

Схема замкненого асинхронного ЕП з параметричним частотним керуванням з регуляторами швидкості, струму й додатковими пропорційними регуляторами зображена на рис. 3.14 [2].

Силовий перетворювач представляє собою перетворювач частоти, до складу якого входить некерований випрямляч, ланка постійного струму у виді LC -фільтра та АІН, виконаний на 6 силових модулях (з транзисторів і діодів).

Ланка постійного струму, LC -фільтр, забезпечує згладжування вихідної напруги випрямляча і необхідну циркуляцію реактивної енергії в силовій частині схеми.

Інвертор напруги працює у режимі широтно-імпульсної модуляції та перетворює нерегульовану напругу постійного струму на виході LC -фільтра в регульовану за частотою та амплітудою напругу на статорі двигуна. Силова частина привода нереверсивна і не передбачає електричного гальмування.



Зовнішній контур регулювання, що включає РШ, пропорційний регулятор ПІ та ЗІ забезпечує необхідне регулювання швидкості і прискорення двигуна у сталому та перехідному

режимах роботи ЕП за допомогою сигналу f_k . Але це не є система підпорядкованого регулювання. За допомогою регулятора струму здійснюється обмеження струму статора, коли струм статора двигуна менше струму уставки $I_{вст}$. Сигнал на виході регулятора струму дорівнює нулю, і схема керування забезпечує режим підтримки заданої швидкості. Коли струм статора більше струму уставки, сигнал на виході регулятора струму різко зростає й тому сигнал на виході ПІ зменшується. Це призводить до зменшення частоти й напруги на статорі двигуна й, тим самим, до обмеження струму й моменту двигуна.

Функціональний перетворювач у даній схемі забезпечує необхідне співвідношення між частотою й напругою на виході перетворювача частоти.

У схемі передбачений також позитивний ЗЗ за струмом. З його допомогою зменшується вплив падіння напруги в ланцюзі статора на магнітний потік ЕД і, отже, його момент. При збільшенні навантаження на двигун зростає струм і збільшується сигнал на виході пропорційного регулятора П2 та ПЧ. Сигнал U_s зростає й, тим самим, компенсується падіння напруги в статорі.

У сучасних частотних СКЕП керуюча частина схеми керування реалізується за допомогою мікропроцесорних пристроїв, а настройка параметрів здійснюється програмними засобами.

3.5. Частотно-струмовий спосіб керування

3.5.1. Суть частотно-струмового керування

У системах частотно-струмового керування двигун живиться від ТП частоти з автономним інвертором струму (АІС) і керуючий випрямляч разом з контуром регулювання струму випрямляча утворює джерело струму.

При живленні АД від джерела струму у наслідок дії ротора, що розмагнічує, магнітний потік АД змінюється при

зміні абсолютного ковзання. Тому для стабілізації магнітного потоку в канали задання струму перетворювачів частоти струму вводяться функціональні перетворювачі, які визначають задання струму статора I_1 у функції абсолютного ковзання S_2 .

Керування двигуном здійснюється шляхом задання струму статора й частоти АІС. Обидві величини, у свою чергу, залежать від загального сигналу задання на систему, що визначає швидкість двигуна. Струм статора зв'язаний також з навантаженням двигуна. Цей зв'язок найпростіше виражається через абсолютне ковзання формулою (згідно табл.3.1)

$$M = \frac{m_1 I_1^2}{\omega_{0н}} \frac{R'_2 S_2}{C(S_2)}. \quad (3.52)$$

З табл.3.1 також маємо:

$$\Phi = \frac{1}{c_1 f_{1н}} I_1 \sqrt{\frac{B(S_2)}{C(S_2)}}. \quad (3.53)$$

При ідеальному холостому ході ($S_2=0$) струм статора

$$I_{1х.х} = \Phi c_1 f_{1н} \sqrt{\frac{B(0)}{C(0)}}. \quad (3.54)$$

Підставивши у рівняння (3.54) величини $B(0)$ й $C(0)$ із відношень (3.46), отримаємо:

$$I_{1х.х} = \Phi c_1 f_{1н} \frac{1}{x_m}. \quad (3.55)$$

Для довільного значення абсолютного ковзання S_2 маємо

$$I_1 = \Phi c_1 f_{1н} \sqrt{\frac{C(S_2)}{B(S_2)}}. \quad (3.56)$$

Підставивши в (3.56) вираз (3.55), одержимо

$$I_1 = I_{\text{л.х.х}} x_m \sqrt{\frac{C(S_2)}{B(S_2)}}. \quad (3.57)$$

Якщо при регулюванні швидкості задаватися умовою сталості магнітного потоку на рівні необхідного значення, наприклад $\Phi = \Phi_n = \text{const}$, то, використовуючи формулу (3.57), можна розрахувати залежність $I_1 = F(S_2)$, що реалізує ця умова.

Залежність $I_1 = F(S_2)$ представляє собою нелінійну функцію, і для простоти виконання функціонального перетворювача в системі керування раціонально виконувати її лінійну апроксимацію.

Величина I_{1r} визначає граничне значення струму статора, яке дорівнює припустимому струму ТП частоти й двигуна. Характеристика $I_1 = F(S_2)$ симетрична щодо осі струму, що підкреслює загальну симетрію асинхронної машини в режимах генератора та двигуна.

Використовуючи реальну характеристику $I_1 = F(S_2)$ функціонального перетворювача, можна з рівнянь (3.52) і (3.53) отримати залежності $M = F(S_2)$ й $\Phi = F(S_2)$, що мають бути реалізованими.

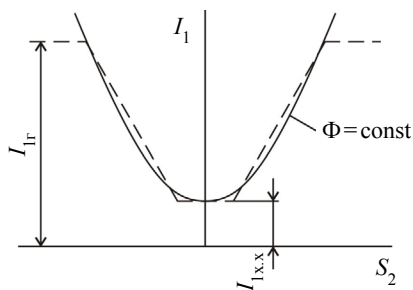


Рис. 3.15. Залежність струму статора від абсолютного ковзання АД

Звернемо увагу на фізичні особливості реалізації схем частотно-струмового керування. При частотно-струмовому керуванні АД живиться від перетворювача частоти, який працює в режимі джерела струму. Подібний перетворювач може бути реалізований на основі

автономного інвертора струму. У склад інвертора струму входять керований випрямляч КВ та інвертор струму. КВ забезпечує за рахунок зворотного зв'язку за струмом навантаження (датчик струму ДС та регулятор РС) сумісно з фільтруючим дроселем режим керованого джерела постійного струму. Інвертор струму виконує функцію формування потрібної частоти вихідного струму.

Перетворювачі частоти струму можуть бути реалізовані на основі перетворювачів частоти з безпосереднім зв'язком БПЧ. В БПЧ для кожної з вентильних груп є внутрішній контур регулювання струму, а частота вихідного струму БПЧ задається генератором частоти.

Особливість перетворювачів частоти струму (ПЧС) полягає у можливості двостороннього обміну енергіями між живильною мережею та двигуном з КВ за рахунок зміни напрямку протитягу інвертора та збереження напрямку випрямленого струму.

Звісні також позитивні якості АД при його живленні від ПЧС (такі, як: незалежність електромагнітного моменту АД від частоти та можливість забезпечити при заданому струму статора та абсолютному ковзанні, що дорівнює критичному, більший момент, ніж, при живленні від джерела напруги) можуть бути реалізовані лише в замкненій системі, яка контролює абсолютне ковзання та струм двигуна у функції навантаження.

Розглянемо найбільш поширені схеми частотно-струмового керування.

3.5.2. Системи частотно-струмового керування з функціональним перетворювачем та регулятором струму

Функціональна схема системи зображена на рис. 3.16.

Керування двигуном виконується за допомогою сигналів задання вихідного струму, що формується на виході ФП, та частоти перетворювача ПЧС. Обидва сигнали, у свою

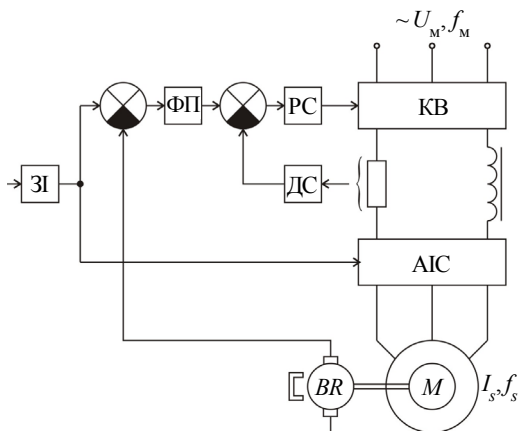


Рис. 3.16. Функціональна схема системи частотно-струмового керування з функціональним перетворювачем та регулятором струму

чергу, залежать від сигналу керування на вході ФП. Тобто заданням на струм статора є вихідний сигнал ФП, в якому реалізується характеристика $I_1 = F(S_2)$. Вхідним сигналом для ФП є сигнал u_s , пропорційний абсолютному ковзанню S_2 . Дійсно, цей сигнал утворений як різницевий сигнал між сигналом u_v , пропорційним при

лінійній регульовальній характеристиці АІС частоті й напрузі статора, та сигналом тахогенератора $u_{тр}$, пропорційним частоті обертання ротора. З урахуванням передатного коефіцієнта на виході суматора формується інформація про частоту напруги ротора або абсолютне ковзання.

Контур регулювання струму виконується, як правило, астатичним, й параметри пропорційно-інтегрального регулятора струму визначають так само, як для таких регуляторів в електроприводах постійного струму.

Система керування працює таким чином, щоб приблизно підтримувати сталість магнітного потоку.

Як й у системах керування зі зворотними зв'язками за ЕРС, у розглянутих системах для забезпечення необхідної жорсткості механічних характеристик можуть бути застосовані контури регулювання швидкості двигуна.

3.5.3. Системи з контурами регулювання швидкості двигуна

Схема системи керування зображена на рис. 3.17 [1]. У даній системі присутні два взаємозалежні контури регулювання, один з яких – струмовий контур (служить для стабілізації потоку), а другий контур – контур швидкості – забезпечує необхідну жорсткість механічних характеристик.

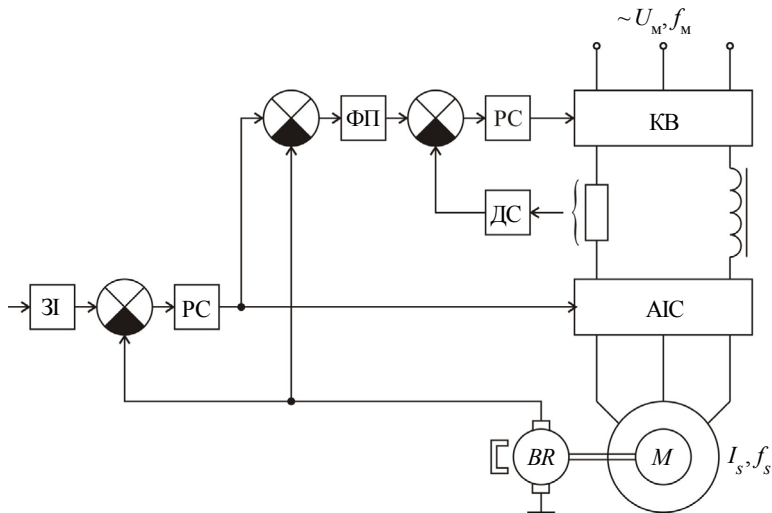


Рис. 3.17. Схема системи керування з контуром регулювання швидкості двигуна

Стабілізація швидкості АД забезпечується за рахунок регулятора швидкості РШ, на вході якого порівнюються напруги задання швидкості та зворотного зв'язку з виходу тахогенератора. Напруга задання на швидкість вводиться через задавальний пристрій на вхід контуру регулювання швидкості двигуна.

Реалізація функціонального перетворювача та регулятора струму показана на наступній схемі (рис. 3.18). Функціональний перетворювач реалізований на двох операційних

підсилювачах (ОП). На першому ОП відбувається обмеження вихідної напруги, що реалізується за допомогою стабілітронів $VD1$ та $VD2$, включених у ЗЗ. На другому ОП та діодах $VD3$, $VD4$ забезпечується знакопостійність $U_{\text{вих}}$ при знакозмінній вхідній напрузі. Стабілітрон ДЗ і додатковий сигнал $I_{\text{лх.х}}$ на вході регулятора струму формують нижню частину характеристики $I_1 = F(S_2)$ та визначають струм статора в режимі холостого ходу двигуна. Регулятор струму прийнятий пропорційно-інтегральним та реалізується за допомогою третього ОП.

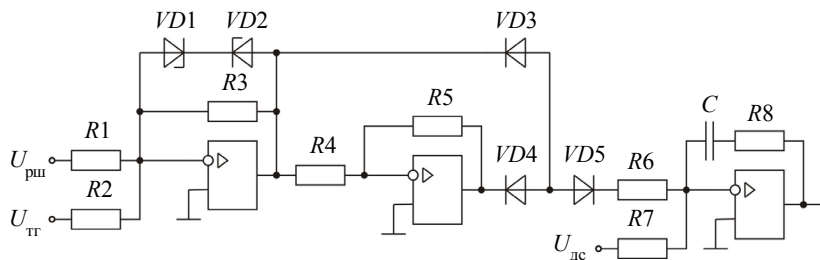


Рис. 3.18. Реалізація функціонального перетворювача та регулятора струму

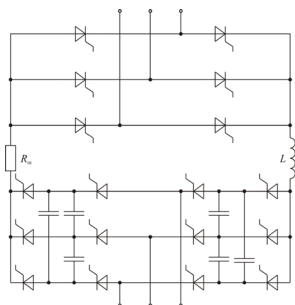


Рис. 3.19. Схема автономного інвертора струму

Схема, що зображена на рис. 3.19, показує реалізацію автономного інвертора струму.

Система керування працює таким чином, що при регулюванні швидкості приблизно забезпечується сталість потоку двигуна. Вхідна напруга ФП визначається як різнице-вий сигнал між вихідним сигналом регулятора швидкості РШ і сигналом тахогенератора.

3.5.3. Системи підпорядкованого регулювання електропривода із частотно-струмовим керуванням

Схема підпорядкованого регулювання з частотно-струмовим керуванням дозволяє реалізувати позитивні властивості АД при живленні від перетворювача частоти струму, що були відзначені в п. 3.5.1.

Функціональна схема системи підпорядкованого регулювання показана на рис. 3.20 [4].

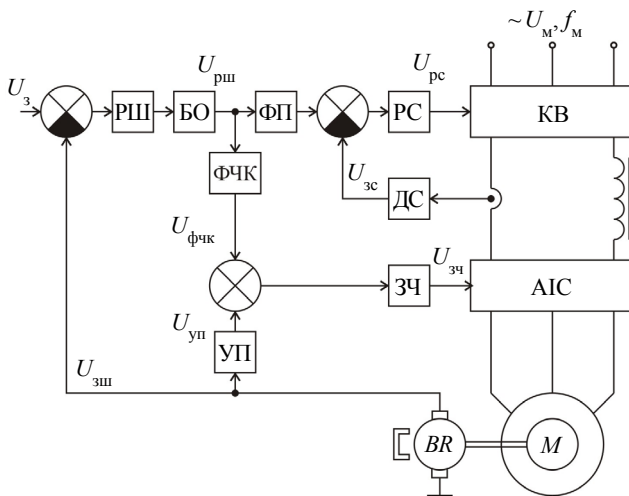


Рис. 3.20. Функціональна схема системи підпорядкованого регулювання електропривода із частотно-струмовим керуванням

На схемі позначено: БО – блок обмеження; ФЧК – формувач частоти сковазання; УП – узгоджуючий пристрій; ЗЧ – пристрій задання частоти.

Система контролює абсолютне ковзання та струм двигуна у функції навантаження. Стабілізація швидкості АД забезпечується за рахунок контуру регулювання швидкості, що включає регулятор швидкості з БО, ФП і ТГ шляхом

порівняння напруги, пропорційній заданій швидкості, й напруги, пропорційній швидкості двигуна. Особливість полягає в тому, що в цій схемі автоматично формуються сигнали, пропорційні абсолютному ковзанню й завданню синхронної швидкості АД.

Оскільки електромагнітний момент двигуна пропорційний квадрату струму статорної обмотки, який, у свою чергу, пропорційний абсолютному ковзанню S_2 , вихідний сигнал РШ пропорційний S_2 та представляє сигнал задання електромагнітного моменту АД. Тому вихідна напруга БО на виході РШ може впливати й на обмеження максимального моменту АД.

У сталому режимі на виході регулятора швидкості: $U_{\text{рш}} \cong U_3 - U_{\text{зш}}$ – сигнал, пропорційний величині напруги. Кожна з цих складових пропорційна заданій швидкості: $U_3 \approx \omega_{03}$ і $U_{\text{зш}} \approx \omega$. $U_{\text{рш}} \approx \omega_{03} - \omega$ – стала напруга, яка пропорційна різниці швидкостей. У свою чергу, відомо, що $\omega_{03} - \omega = S_2 \omega_{0н}$, де S_2 – абсолютне сковзання, $\omega_{0н}$ – швидкість ідеального холостого ходу. $U_{\text{рс}}$ визначає величину струму навантаження керованого випрямляча й вона пропорційно різниці напруги на виході ФП і напруги з датчика струму.

Вхідний сигнал контуру регулювання струму задає величину струму.

Передатний коефіцієнт формувача частоти сковзання обирають таким чином, щоб з урахуванням $\omega_{0н}$ вихідний сигнал $U_{\text{фчк}}$ був пропорційний різниці $\omega_{03} - \omega$. Вихідний сигнал узгоджуючого пристрою пропорційний у схемі швидкості двигуна. Таким чином, на виході суматора $U_{\text{фчк}} - U_{\text{уп}} \cong (\omega_{03} - \omega) + \omega \cong \omega_{03}$.

На вхід "здатчика частоти" подається сигнал $\cong \omega_{03}$ – пропорційний швидкості задання. В результаті на виході АІС формується сигнал задання частоти вихідного струму перетворювача частоти, який визначає задання синхронної швидкості АД.

Робота схеми. Нехай перед пуском двигуна: $U_3=0$, $U_{зш}=0$, $U_{зч}=0$. Сигнал задання частоти перетворювача дорівнює нулю та за рахунок характеристики ФП в АД задається постійний струм, що забезпечує потік намагнічування й режим динамічного гальмування АД. Тобто завдяки характеристиці ФП U_{pc} має мінімальне значення $\neq 0$. Зі збільшенням U_3 зростає сигнал задання частоти, струм статора стає змінним і із заданою частотою двигуна починає обертання під дією максимального моменту, встановленого U_3 . Збільшення швидкості АД буде відбуватися доти, поки не зрівняються значення U_3 і $U_{зш}$.

Щоб розрахувати параметри регулятора, використовують спрощену структурну схему (рис. 3.21).

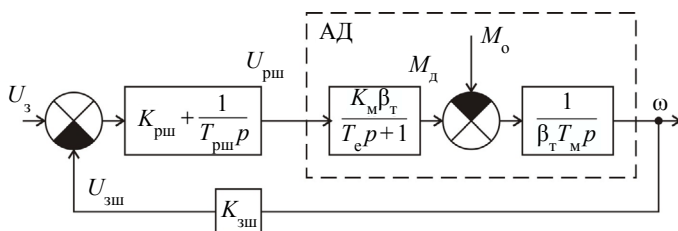


Рис. 3.21. Спрощена структурна схема системи із частотно-струмовим керуванням

Тут $\beta_t = \frac{2M_{кр}}{\omega_{0н} S_{кр}}$ – жорсткість механічної характеристики;

$M_{кр}$ – критичний момент, $S_{кр}$ – критичне ковзання, T_e – еквівалентна електромагнітна стала часу, яка визначається

$$T_e = 1/2\pi f_{1н} S_{кр}; \quad K_m = \frac{2\pi K_n}{p_n} K_{зч} K_{фчк}, \quad \text{де } K_n - \text{коефіцієнт перетворювача,}$$

$K_{зч}$ – передатний коефіцієнт задатчика частоти, $K_{фчк}$ – коефіцієнт передачі формувача частоти ковзання.

При настроюванні регулятора на модульний або технічний оптимум

$$K_{\text{рш}} = \frac{T_{\text{м.т}}}{\alpha_{\mu} T_{\mu} K_{\text{зш}} K_{\mu}}; \quad T_{\text{м.т}} = \frac{J}{\beta_{\text{т}}}; \quad T_{\text{рс}} = \frac{2\alpha_{\mu} T_{\mu}}{K_{\text{рш}}}.$$

Таким чином, розрахунок регулятора швидкості аналогічний тому, що використовується при розрахунку двоконтурної системи регулювання з підпорядкованим струмовим контуром. Тому механічні характеристики ЕП змінного струму із частотно-струмовим керуванням аналогічні механічним характеристикам ЕП постійного струму.

4. СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ

При необхідності отримання високої якості та діапазонів регулювання змінних асинхронного електропривода у сталому та перехідних режимах застосовуються так звані схеми векторного керування. В них вирішення цих задач забезпечується за рахунок формування електромагнітного моменту двигуна.

Рівняння електромагнітного моменту АД може мати різні форми запису в залежності від використаних в цих рівняннях змінних та обраних систем координат для їх представлення. При побудові систем векторного керування процеси у двигуні варто розглядати в системі координат X, Y , в якій вісь X співпадає за напрямом з потокозчепленням ротора й обертається з його швидкістю. В цьому випадку рівняння електромагнітного моменту трьохфазного АД має вигляд:

$$M = (3p_n L_{12} \psi_2 i_{1y}) / (2L_2), \quad (4.1)$$

де p_n – число пар полюсів; L_{12} – взаємна індуктивність між статором та ротором; i_{1y} – складова струму статора по вісі Y ; L_2 – повна індуктивність ротора.

Складова струму статора i_{1x} по вісі X визначає потокозчеплення ротора ψ_2 . З формули (4.1) витікає, що за рахунок

регулювання i_{lx} та i_{ly} можна забезпечити формування моменту двигуна. Складова i_{lx} може розглядатися як реактивна складова струму статора, що намагнічує, а i_{ly} – його активна складова, яка йде на створення моменту двигуна.

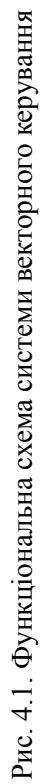
Принцип векторного керування здійснюється за рахунок роздільного керування швидкістю й потокозчепленням асинхронного короткозамкненого електродвигуна. Координати електропривода, що вимірюються в нерухомій системі координат, можуть бути перетворені до обертової системи координат, і з них можуть бути виділені постійні значення, що пропорційні складовим векторів в обертовій системі координат. По цих координатах і формуються сигнали керування.

Вихідною інформацією для побудови системи векторного керування є інформація про миттєві значення й просторове положення вектора потокозчеплення в повітряному зазорі, миттєвих значеннях струмів або напруг статора й швидкості ротора двигуна. Обертова система координат приймається певним чином орієнтованою щодо вектора потокозчеплення двигуна. Зручні алгоритми керування мають місце при орієнтації координатної системи щодо вектора потокозчеплення ротора.

Функціональна схема системи векторного керування показана на рис. 4.1 [1].

Система має два канали керування: модулем вектора потокозчеплення ротора та кутовою швидкістю ротора.

Двоканальна система керування дає можливість здійснити незалежне регулювання модуля вектора потокозчеплення ротора й швидкості ротора при збереженні прямої пропорційності між моментом, що розвиває двигун, і складовою сили, що намагнічує, статора, яка знаходиться у квадратурі із хвилею потокозчеплення ротора.



Вимірювання поточних значень змінних здійснюється в нерухомій системі координат за допомогою датчика потоку (ДП) і датчика струму статора (ДС). Датчик потоку вимірює складові ψ_{mx} , ψ_{my} у повітряному зазорі двигуна й побудовані на основі датчиків Холу, встановлених у розточенні статора по осях X – Y , причому вісь X сполучається з магнітною віссю обмотки фази A . Крім того, у ДП здійснюється обчислення складових потокозчеплення ротора відповідно до формул:

$$\psi_{2x} = \frac{1}{k_2} \psi_{mx} - L'_{2\delta} i_{1x};$$

$$\psi_{2y} = \frac{1}{k_2} \psi_{my} - L'_{2\delta} i_{1y},$$

де $k_2 = \frac{L_m}{L'_2}$ – коефіцієнт електромагнітного зв'язку ротора.

Ці формули отримані з рівняння $\psi_2 = \frac{1}{k_2} \psi_m - L'_{2\delta} i_1$, що витікає з рівнянь $\psi_2 = i_1 L_m + i'_2 L'_2$ й $\psi_m = L_m (i_1 + i'_2)$, якщо результуючі вектори представити у вигляді проекцій у нерухомій системі координат.

ДС вимірює миттєві значення струмів у трьох фазах статора i_{1a} , i_{1b} , i_{1c} і перетворює їх у двофазну систему змінних i_{1x} , i_{1y} .

Для перерахування змінних з нерухомої системи координат у систему координат, пов'язану з потокозчепленням ротора, використовується вектор-фільтр (ВФ) і координатний перетворювач КП2. Вектор-фільтр здійснює виділення модуля вектора потокозчеплення ротора $|\psi_2|$ й тригонометричні функції $\cos\theta$ й $\sin\theta$, які синфазні першим гармонійним складовою ψ_{2x} й ψ_{2y} .

Координатний перетворювач КП2 представляє собою матрицю із чотирьох блоків добутку та здійснює ортогональне

перетворення – поворот вектора сили, що намагнічує, статора на кут, що дорівнює миттєвій фазі вектора потокозчеплення ротора в осях α – β щодо нерухомих X – Y осей відповідно до формул, записаними через струми статора:

$$\begin{aligned} i_{1\alpha} &= i_{1x} \cos \theta + i_{1y} \sin \theta ; \\ i_{1\beta} &= -i_{1x} \sin \theta + i_{1y} \cos \theta . \end{aligned} \quad (4.2)$$

Рівняння перехідних процесів в асинхронному двигуні при векторному керуванні, виражені в системі координат, орієнтованій щодо вектора потокозчеплення ротора, можуть бути отримані на підставі рівнянь (3.6).

Підставивши у рівняння $u'_2 = R'_2 i'_2 + \frac{d\psi_2}{dt} + j(\omega_k - p_n \omega) \psi_2$ значення струму ротора

$$i'_2 = \frac{1}{L'_2} \psi_2 - \frac{L_m}{L'_2} i_1, \quad (4.3)$$

отриманого на підставі рівняння (3.8), і виконавши необхідні перетворення з урахуванням того, що для електродвигуна з короткозамкненим ротором $u'_2 = 0$, а $\frac{L_m}{L'_2} = k_2$, отримаємо

$$\frac{d\psi_2}{dt} = -\frac{R'_2}{L'_2} \psi_2 + k_2 R'_2 i_1 - j(\omega_k - p_n \omega) \psi_2. \quad (4.4)$$

Якщо підставити в рівняння $u_1 = R_1 i_1 + \frac{d\psi_1}{dt} + j\omega_k \psi_1$ значення потокозчеплення статора $\psi_1 = i_1 L_1 + i'_{12} L_m$ і виконати необхідні перетворення з урахуванням рівнянь (4.3), (4.4), то отримаємо:

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{R_1 + k_2^2 R'_2}{L_2''} i_1 - j\omega_k i_1 + \frac{k_2 R'_2}{L'_2 L_1''} \psi_2 - j p_n \omega \frac{k_2}{L_1''} \psi_2 + \frac{1}{L_1''} u_1 \quad (4.5)$$

де за аналогією з (3.21 б) $L_1'' = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2'} \approx L_{1\sigma} + L_{2\sigma}'$.

Виразив результуючі вектори через їх дійсні й уявні частини відповідно до рівнянь (3.14), а також з урахуванням формул (4.2) ортогональних перетворень, можна записати рівняння (4.4) і (4.5) у системі координат, що обертається зі швидкістю ω_k , яка дорівнює кутовій швидкості обертання вектора потокозчеплення ротора $\omega'_{\psi 2}$, зведеної до дво полюсного електродвигуна, у наступному виді:

$$\begin{aligned} \frac{d|\psi_2|}{dt} + \frac{R_2'}{L_2'}|\psi_2| &= k_2 R_2' i_{1\alpha}; \\ (\omega''_{\psi 2} - p_n \omega)|\psi_2| &= k_2 R_2' i_{1\beta}; \\ \frac{di_{1\alpha}}{dt} + \frac{R_1 + k_2 R_2'}{L_1''} i_{1\alpha} &= \omega'_{\psi 2} i_{1\beta} + \frac{k_2 R_2'}{L' L_1''} |\psi_2| + \frac{1}{L_1''} u_{1\alpha}; \\ \frac{di_{1\beta}}{dt} + \frac{R_1 + k_2 R_2'}{L_1''} i_{1\beta} &= -\omega'_{\psi 2} i_{1\alpha} + p_n \omega \frac{k_2}{L_1''} |\psi_2| + \frac{1}{L_1''} u_{1\beta}, \end{aligned} \quad (4.6)$$

де $|\psi_2| = \psi_{2\alpha}$, $\psi_{2\beta} = 0$, тому що вектор потокозчеплення ротора сполучений з дійсною віссю координатної системи.

Електромагнітний момент двигуна може бути визначений по формулі:

$$M = \frac{3}{2} p_n k_2 |\psi_2| i_{1\beta}, \quad (4.7)$$

яке задовольняє рівнянням (3.19 б), (4.3) і (3.14).

Додавши до рівнянь (4.6) і (4.7) рівняння рівноваги моментів електропривода $M - M_o = J \frac{d\omega}{dt}$, одержимо систему рівнянь, яка повністю характеризує перехідні процеси в електроприводі при векторному керуванні.

З аналізу рівнянь (4.2) і (4.7) можна встановити однозначні залежності модуля вектора потокозчеплення ротора $|\psi_2|$ від струму $i_{1\alpha}$, моменту двигуна від струму $i_{1\beta}$, а також струмів $i_{1\alpha}$ і $i_{1\beta}$ від напруг $u_{1\alpha}$ й $u_{1\beta}$, якщо компенсувати наступні складові в правих частинах рівнянь (3.62) (попе-

редньо помножив їх на L''_1): $\omega'_{\psi 2} i_{1\beta}$; $k_2 \frac{R'_2}{L'_2} |\psi_2|$; $L''_1 \omega'_{\psi 2} i_{1\alpha}$ і зне-

важити внутрішнім зворотним зв'язком по ЕРС двигуна, що враховується членом $p_n \omega k_2 |\psi_2|$, аналогічно тому, як це робиться в електроприводі постійного струму.

У системі керування ця компенсація технічно реалізується шляхом застосування блоку компенсації (БК), в який вводяться координати $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$, $|\psi_2|$, ω і здійснюються відповідні алгебраїчні перетворення.

Кутова швидкість $\omega_{\psi 2}$ дорівнює кутовій швидкості ω'_0 . Однак для простоти виконання алгебраїчних перетворень можна вважати, що $\omega_k = \omega_{\psi 2} \approx p_n \omega$.

З урахуванням компенсації складової правої частини рівняння (4.6) можна записати в наступному виді:

$$\begin{aligned} \frac{L'_2}{R'_2} \frac{d|\psi_2|}{dt} + |\psi_2| &= k_2 L'_2 i_{1\alpha}; \\ \frac{L''_1}{R_1 + k_2^2 R'_2} \frac{di_{1\alpha}}{dt} + i_{1\alpha} &= \frac{1}{R_1 + k_2^2 R'} u_{1\alpha}; \\ \frac{L''_1}{R_1 + k_2^2 R'_2} \frac{di_{1\beta}}{dt} + i_{1\beta} &= \frac{1}{R_1 + k_2^2 R'} u_{1\beta}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Перетворення складових напруги статора $u_{1\alpha}$ й $u_{1\beta}$ (представлених в осях, жорстко пов'язаних з вектором потокозчеплення ротора) у складові u_{1x} й u_{1y} у нерухомих осях здійснюється у відповідності з формулами:

$$u_{1x} = u_{1\alpha} \cos \theta - u_{1\beta} \sin \theta;$$

$$u_{1y} = u_{1\alpha} \sin \theta + u_{1\beta} \cos \theta.$$

Ці перетворення виконуються в координатному перетворювачі КПП (рис. 4.1). Далі напруги u_{1x} й u_{1y} перетворюються за допомогою перетворювача фаз (ПФ) у трифазну систему змінних напруг u_a, u_b, u_c , що використовуються для керування амплітудою й частотою вихідної напруги перетворювача частоти (ПЧ).

Динамічні властивості ПЧ разом із блоками вимірювання й перетворення координат можуть бути спрощені введенням еквівалентної інерційної ланки з передатною функцією

$$W_{\text{пр.е}}(p) = \frac{k_{\text{пр.е}}}{T_{\text{пр.е}}p + 1} \quad (4.9)$$

де $k_{\text{пр.е}}$ – еквівалентний передатний коефіцієнт перетворювача; $T_{\text{пр.е}}$ – еквівалентна стала часу перетворювача.

Позначимо $R_1 + k_2^2 R'_2 = R_\Sigma$, $\frac{L'_1}{R'_\Sigma} = T_{\text{ел1}}$, $\frac{L'_2}{R'_2} = T_{\text{ел2}}$ і з ураху-

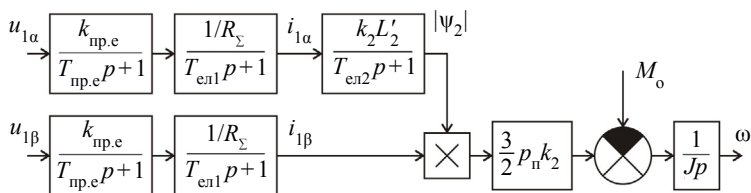
ванням (4.9) передатні функції, що характеризують динамічні процеси в асинхронному електродвигуні при векторному керуванні, будуть такими:

$$\begin{aligned} \frac{|\Psi_2|(p)}{i_{1\alpha}(p)} &= \frac{k_2 L'_2}{T_{\text{ел2}} p + 1}; \\ \frac{i_{1\alpha}(p)}{u_{1\alpha}(p)} &= \frac{k_{\text{пр.е}}}{T_{\text{пр.е}} p + 1} \frac{1/R_\Sigma}{T_{\text{ел1}} p + 1}; \\ \frac{i_{1\beta}(p)}{u_{1\beta}(p)} &= \frac{k_{\text{пр.е}}}{T_{\text{пр.е}} p + 1} \frac{1/R_\Sigma}{T_{\text{ел1}} p + 1}; \end{aligned} \quad (4.10)$$

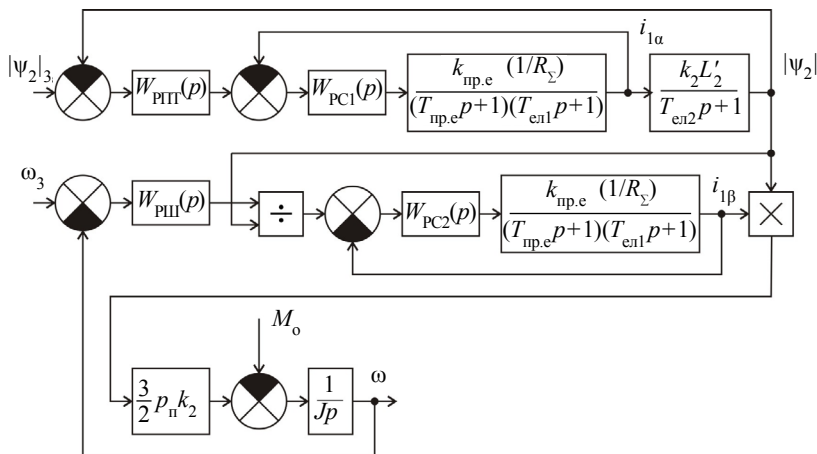
$$M(p) = \frac{3}{2} p_n k_2 |\psi_2|(p) i_{1\beta}(p);$$

$$\frac{\omega(p)}{M(p) - M_o(p)} = \frac{1}{Jp}.$$

На рис. 4.2, **a** зображена спрощена схема системи електропривода, складена на підставі рівнянь (4.10).



a



б

Рис. 4.2. Схеми асинхронного електродвигуна (**a**) та системи електропривода (**б**) при векторному керуванні

Структурна схема системи електропривода змінного струму при векторному керуванні аналогічна структурній схемі системи електропривода постійного струму при двозонному регулюванні швидкості. Через це й системи керування електроприводами виконуються аналогічними.

У системі регулювання швидкості асинхронного електродвигуна з підлеглим зворотним зв'язком по струму $i_{1\beta}$ застосовується локальна схема стабілізації потокозчеплення ротора, у якій застосований підпорядкований зворотний зв'язок за струмом $i_{1\alpha}$.

Використання компенсаційних зв'язків, які на структурній схемі не показані, дозволяє в системі стабілізації потокозчеплення ротора забезпечити виконання умови автономності. Ця умова дає можливість виконати синтез регуляторів потоку (РПТ) і струму $i_{1\alpha}$ (PC1) з передатними функціями $W_{\text{рпт}}(p)$ й $W_{\text{pc1}}(p)$ незалежно від координат системи стабілізації швидкості. Аналогічна умова автономності застосовується й при синтезі регуляторів швидкості (РШ) і струму $i_{1\beta}$ (PC2) з передатними функціями $W_{\text{рш}}(p)$ й $W_{\text{pc2}}(p)$.

Контури регулювання струмів $i_{1\alpha}$ й $i_{1\beta}$ є однаковими. Малою некомпенсованою сталою часу є стала $T_{\text{пр.е}}$. Регулятори PC1 і PC2 доцільно вибирати пропорційно-інтегральними. Як пропорційно-інтегральний регулятор доцільно вибирати й РПТ.

Синтез РШ у системі векторного керування виконується аналогічно тому, як це робиться в системах керування електроприводом постійного струму при двозонному регулюванні швидкості. Послідовно із РШ встановлюється блок розподілу, що компенсує вплив вузла добутку при формуванні електромагнітного моменту. Тим самим забезпечується постійність передатного коефіцієнта розімкненої за швидкістю системи при зміні потокозчеплення ротора. Динамічні характеристики системи векторного керування

частотно-регульованим електроприводом аналогічні динамічним характеристикам системи керування електроприводом постійного струму.

Недоліком системи векторного керування є складність керуючих і функціональних пристроїв при реалізації перетворення координат і фаз, виконання компенсаційних зв'язків при широкому діапазоні регулювання швидкості й навантаження електропривода.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. **Башарин, А. В.** Управление электроприводами [Текст] : учебное пособие для вузов / А. В. Башарин, В. А. Новиков, Г. Г. Соколовский. – Л. : Энергоиздат, 1982. – 392 с.
2. **Москаленко, В. В.** Системы автоматизированного управления электроприводами [Текст] : учебник / В. В. Москаленко. – М. : ИНФРА-М, 2007. – 208 с.
3. Системы автоматизированного электроприводами [Текст] : учебное пособие / Г. И. Гульков, Ю. Н. Петренко, Е. П. Раткевич, О. Н. Симаненкова ; общ. ред. Ю. Н. Петренко. – 2-е изд., испр. и доп. – Минск : Новое знание, 2007. – 394 с.
4. **Терехов, В. М.** Системы управления электроприводов [Текст] : учебник для студ. высш. учеб. заведений / В. М. Терехов, О. И. Осипов; под ред. В. М. Терехова. – 2-е изд., стер. – М. : Издательский центр "Академия", 2006. – 304 с.
5. **Schönfeld, R.** Das Signalfußbild das Asynchronmaschine [Text] / R. Schönfeld. – Messen steuern, regeln, 1965. – Н. 4. – S. 122–128.

ЗМІСТ

Вступ	3
1. Загальна характеристика систем керування електроприводами змінного струму	4
2. Регулювання швидкості асинхронних електроприводів шляхом зміни напруги	8
2.1. Замкнена система керування з тиристорним регулятором напруги та зворотним зв'язком за швидкістю	9
2.2. Система керування з імпульсним регулюванням швидкості асинхронного двигуна	11
2.3. Асинхронний електропривод підпорядкованого керування з регульованою напругою на статорі ...	13
2.4. Асинхронний електропривод з регульованою напругою на статорі й використанням регуляторів швидкості та струму	15
3. Скалярне частотне керування асинхронними електроприводами	18
3.1. Загальна характеристика частотного керування ЕП	18
3.2. Математичний опис асинхронного двигуна при керуванні частотою й напругою	22

3.3. Частотне керування асинхронними коротко- замкненими електродвигунами в статичних режимах	38
3.4. Схеми систем з параметричним частотним керуванням	41
3.5. Частотно-струмовий спосіб керування	54
4. Системи векторного керування	65
Список літератури	76