

**Електро механічні системи
з частотно-керуваними
електроприводами змінного струму**

Машини змінного струму знайшли широке застосування в промисловості, сільському господарстві та побутовій техніці. Розвиток напівпровідникової техніки спричинив широке використання електроприводів із двигунами змінного струму, побудову нових систем керування цими електродвигунами. Порівняно із системами керування електроприводами постійного струму системи керування електроприводами змінного струму більш різноманітні.

**ОСОБЛИВОСТІ КЕРУВАННЯ
МАШИНОЮ ЗМІННОГО СТРУМУ.
ПОНЯТТЯ ПРО СКАЛЯРНЕ
ТА ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ**

Найпоширенішими машинами змінного струму є синхронні та асинхронні. Для їх регулювання широко застосовують принципи частотного керування. При цьому використовують два канали дії — за напругою і частотою. Це дає змогу одержати прийнятні характеристики електроприводів.

Синхронна машина

Синхронна машина розвиває електромагнітний момент M , якщо поля статора Φ_s і ротора Φ_r обертаються з однаковою швидкістю та мають просторовий зсув на кут ψ , що не дорівнює нулю:

$$M = \Phi_s \Phi_r \sin \psi. \quad (5.63)$$

Поле ротора створюється постійним струмом обмотки збудження або постійними магнітами. Відповідно воно є фіксованим відносно ротора та обертається з електричною швидкістю $\omega_r = p\Omega_r$, де p — число пар полюсів, а Ω_r — механічна кутова швидкість ротора.

Поле статора створюється струмом статора і має кутову електричну швидкість $\omega_s = 2\pi f$, де f — частота струму статора.

В усталеному режимі $\omega_r = \omega_0$. Якщо через якусь причину синхронізм полів порушується, $\omega_r \neq \omega_0$, а просторовий кут ψ стає функцією часу. При цьому момент становить

$$M = \Phi_s \Phi_r \sin[(\omega_0 - \omega_r)t + \psi] \quad (5.64)$$

і має нульове середнє значення.

Машина сповільнює швидкість під дією моменту опору до зупинки, де вона перебуває в режимі короткого замикання. Отже, має місце так зване явище перекидання синхронного двигуна.

Втрата синхронізму може мати місце, наприклад, внаслідок зміни ω_r під дією швидкої зміни моменту навантаження.

Вона також може наступити при постійній швидкості обертання ротора під дією плавної зміни навантаження, коли момент навантаження стає більшим за максимальнo можливе значення синхронізуючого моменту двигуна, тобто коли $\psi > \pi/2$.

Крім того, втрата синхронізму може мати місце внаслідок швидкої зміни ω_0 , коли ця зміна є бажаною (наприклад, бажанють отримати іншу механічну характеристику двигуна, змінюючи частоту струму статора).

Останній випадок є найцікавішим, оскільки частотне керування є по суті єдиним способом створення регульованого привода на базі синхронної машини. Знайти підхід до вирішення проблеми тут можна за допомогою аналізу роботи машини постійного струму.

Відомо, що ЕРС, наведена в якорі, є знакозмінною величиною, що має частоту, яка визначається швидкістю обертання якоря. Відповідно і струм якоря має таку саму частоту зміни напрямку в секції обмотки якоря. Отже, ці величини синхронні до швидкості двигуна постійного струму. Дійсно, коли, наприклад, швидкість двигуна змінюється під дією навантаження, частота електричних величин якоря слідує автоматично за частотою обертання завдяки колекторові, жорстко зв'язаному з якорем.

Така особливість роботи машини постійного струму підказує рішення для випадку синхронної машини. Щоб підтримувати синхронізм машини, тобто мати $\omega_0 = \omega_r = \Omega_r / p$, слід засинхронізувати частоту живлення машини зі швидкістю обертання ротора. Це можна реалізувати, якщо синхронний двигун живити від автономного інвертора, частота перемикань ключів якого задається датчиком положення ротора синхронної машини.

Реалізований таким чином процес керування синхронним двигуном називається *режимом автокерування*, а сама синхронна машина дістала назву *вентильного двигуна*.

Повернемося знов до роботи двигуна постійного струму. Зауважимо, що машину постійного струму можна розглядати як обернену синхронну машину з нульовою частотою обертання магнітного поля. Поле збудження створюється нерухомою обмоткою збудження, розміщеною на статорі. Поле можна змінювати, регулюючи струм збудження. Поле якоря також фіксоване в просторі і спрямоване по осі щіток. Частота пульсацій струму якоря $\omega_0 = \omega_r = \Omega_r / p$ при будь-якій швидкості обертання якоря. Між полями збудження та якоря існує незмінний кут $\pi/2$; отже, електромагнітний момент машини має максимальне значення за умови, якщо щітки розміщені на нейтралі, а реакція якоря є скомпенсованою.

На відміну від машини постійного струму в синхронній машині кут ψ може бути додатковою змінною для регулювання моменту. Для цього слід реалізувати автоматичне регулювання положення поля статора у функції положення поля ротора і забезпечити можливість регулювання кута зсуву між цими полями.

Для реалізації принципу автокерування потрібно мати датчик положення з пристроєм, що реалізує фазовий зсув, а також джерело регульованої частоти, яка має бути синхронізованою із задавальним сигналом.

Використання названого вище принципу усуває проблему нестійкості синхронної машини. Однак для досягнення високих динамічних властивостей електропривода із синхронним двигуном слід забезпечити також автоматичне регулювання моменту.

Розглянуті способи такого регулювання (регулювання полів статора і ротора, тобто струмів статора і ротора, а також кута зсуву між ними) незалежні один від одного, а також від частоти живлення. Вони можуть бути реалізовані відповідним керуванням перетворювача частоти, котрий, виступаючи як джерело напруги або струму, живить синхронну машину.

Асинхронна машина

Асинхронна машина за своїм принципом є індукційною. У роторі наводяться (індукуються) струми, частота яких визначається

частотою обертання поля статора і частотою обертання ротора. Поле ротора є рухомим відносно ротора. Частота обертання поля ротора відносно ротора $\omega_{s/r} = \rho\Omega_0 s$ (індекс s/r означає ковзання).

Отже, абсолютна швидкість обертання поля ротора в просторі дорівнює $\omega_{s/r}/\rho + \Omega_r = \Omega_0 s + \Omega_0(1 - s) = \Omega_0$. Тобто, на відміну від синхронної машини, в асинхронному двигуні поля статора і ротора залишаються синхронізованими завдяки тому, що частота наведеного в роторі струму змінюється автоматично зі зміною швидкості ротора, і це для того, щоб компенсувати цю зміну.

Для керування асинхронною машиною використовуються, як і в разі синхронної машини, два принципи: пряме керування частотою статора та автокерування.

У разі *прямого керування* задається безпосередньо частота струму і напруга або струм статора залежно від характеру джерела живлення (перетворювача частоти).

У разі *автокерування* частота струму, напруга або струм статора регулюються у функції швидкості ротора, підтримуючи залежність $\omega_0 = \Omega_r/\rho + \omega_{s/r}$.

Спрощену структурну схему системи автокерування наведено на рис. 5.58: F — функціональний перетворювач; ПЧ — перетворювач частоти; M — електродвигун; ТГ — тахогенератор.

Частота ковзання $\omega_{s/r}$ є вхідною змінною системи. На відміну від синхронної машини в асинхронного двигуна немає проблеми синхронізації напруги та струму статора відносно ротора, оскільки в АД параметри, що визначають момент, амплітуду двох полів та їхній зсув, є залежними між собою. Вони залежать також від швидкості.

Справді, три змінні можна звести до двох, тому що поля статора і ротора зв'язані між собою явищем індукції. Можна, наприклад,

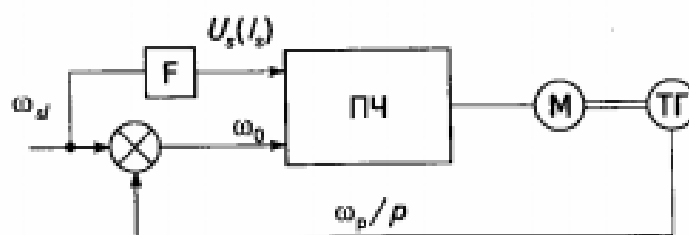


Рис. 5.58

залишити як регульований параметр поле статора і частоту ковзання (абсолютне ковзання).

У цьому випадку можна говорити про автокерування АД, адже частота живлення ω_0 автоматично регулюється у функції частоти ротора $\omega_p = \Omega_p / p$.

Розглядаючи такий спосіб керування, можна говорити про *скалярне керування*, оскільки крім частоти ω_0 регулюється амплітуда напруги або струму статора. Якщо ж контролюється і амплітуда, і фаза векторної величини, то маємо *векторне керування*.

Поняття про векторне керування

Цілком логічним є бажання створити електропривод з асинхронним короткозамкненим двигуном — електричною машиною, простою і надійною за своєю конструкцією, який мав би високі статичні й динамічні показники регулювання, наприклад, такі, які має двигун постійного струму незалежного збудження. Виникає запитання: чому двигун постійного струму легко піддається керуванню і дає змогу створити високодинамічний електропривод? Щоб відповісти на нього, слід нагадати, як створюється й контролюється електромагнітний момент двигуна постійного струму.

Відомо, що електромагнітний момент машини постійного струму

$$M = k\Phi I_a.$$

Тут $k = \frac{pN}{2\pi a}$ — конструктивний параметр машини, де p — число пар полюсів; N — число провідників якоря; a — число паралельних гілок обмотки; Φ — магнітний потік, що охоплюється витком обмотки якоря; I_a — струм якоря.

Зауважимо, що для двополюсної машини потік, охоплений витком, є максимальний, коли вісь витка збігається з віссю полюсів.

Добуток $k\Phi$ являє собою потокозчеплення якоря Ψ , котре залишається незмінним при обертанні якоря, оскільки завдяки колекторові витки при обертанні якоря весь час заміняються на інші. Отже, можна записати, що

$$M = \Psi I_a.$$

Оскільки момент є результатом дії поля, створеного обмоткою збудження, на струм якоря, то можна зобразити ці величини як просторові вектори. Вектор поля буде спрямований по осі симетрії полюсів OX , а вектор струму — по осі симетрії розподілу струму в якорі OY (рис. 5.59, а). Отже, якщо спрямувати вектор

потокосцеплення Ψ по осі OX , а вектор струму I по осі OY (рис. 5.59, б), можна вектор моменту записати як результат векторного добутку:

$$M = I \wedge \Psi.$$

Напрямок вектора M зв'язаний, згідно з відомим правилом правої руки, з напрямком обертання, що матиме машина під дією відповідного моменту.

Оскільки вектори струму і потокосцеплення ортогональні, то керування ними є роздільним (чого немає в асинхронній машині, де струм статора має складову, яка створює магнітний потік).

Якщо підтримувати магнітний потік незмінним, то електромагнітний момент машини стає пропорційним струмові.

Отже, машина постійного струму має два роздільні (і незалежні) канали керування. Це дає змогу створити систему керування з високими статичними й динамічними показниками регулювання.

При застосуванні скалярного керування до асинхронної машини магнітний потік і електромагнітний момент є функцією напруги, що прикладається до статора (при живленні від джерела напруги), або струму статора (при живленні від джерела струму).

Можна сказати, що керування двома змінними не є роздільним і це не дає змоги отримати високі динамічні властивості системи керування й електропривода в цілому.

Подолати цей недолік можна, якщо використати техніку керування, подібну до тієї, яка має місце в машині постійного струму, а саме: слід розділити керування магнітним потоком і керування електромагнітним моментом. Це, власне, і є техніка векторного керування.

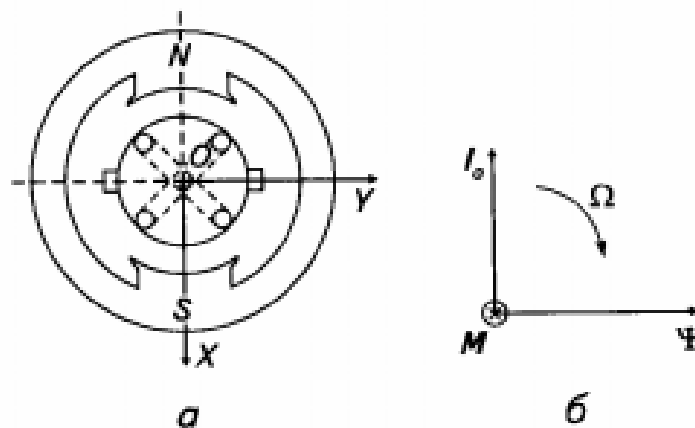


Рис. 5.59

**ОСОБЛИВОСТІ СТРУКТУР
СИЛОВОГО КОЛА ТА КЕРУВАННЯ
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ
ДЛЯ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ**

В електроприводах змінного струму використовуються чимало перетворювачів частоти. Розглянемо найпоширеніші з них.

Безпосередні перетворювачі частоти

Нині клас безпосередніх перетворювачів частоти (БПЧ) об'єднує так звані циклоконвертори та матричні перетворювачі. Матричні перетворювачі практично ще «не вийшли» зі стін науково-дослідних лабораторій, тому розглянемо застосування циклоконверторів.

Циклоконвертор містить реверсивні тиристорні перетворювачі, котрі об'єднані так, що на виході формується трифазна система випрямлених напруг, середнє значення яких змінюється за синусоїдним законом. Вихідна частота основної гармоніки може змінюватися майже від нульового значення до 20...25 Гц. Обмеження верхнього значення для вихідної частоти f зумовлене необхідністю обмеження впливу низькочастотних гармонік напруги на роботу електричної машини.

Нехай тиристорний перетворювач, що входить до складу циклоконвертора, виконаний за трифазною мостовою схемою. При незмінному куті регулювання α на його виході діє постійна складова випрямленої напруги та вищі гармоніки напруги рангу $6kf$. Коли кут α змінюється з бажаною частотою f' , на виході реверсивного ТП діє напруга, що має основну гармоніку f' , а також цілу сім'ю гармонік $f_n = 6kf \pm (2k' - 1)f'$, де $k' = 1, 2, 3, \dots$

Величина кожної з цих гармонік змінюється у функції вихідної частоти f' , фазового зсуву струму φ' , глибини регулювання вихідної напруги r . Глибина r визначається відношенням амплітуди першої гармоніки вихідної напруги $U^{(1)}$ до середнього значення випрямленої напруги $U_{\sigma 0}$, яке має місце при куті $\alpha = 0$.

Найбільш неприйнятними є гармоніки низьких частот, оскільки саме вони є основною причиною, яка обмежує вихідну частоту перетворювача. Якщо частота гармонік близька до нуля, то, навіть коли їхня амплітуда дуже мала, струм у навантаженні від цих гармонік обмежується лише активним опором обмоток машини. Цей струм і є причиною додаткового нагрівання машини та пульсацій її

моменту. Отже, слід обмежити відношення f'/f до такого рівня, аби всі гармоніки напруги, які мають достатньо велику амплітуду, мали б відносно велику частоту.

Для $m = 6$ найбільш неприйнятною є гармоніка з частотою $6f \dots 15f'$. Її амплітуда може досягти кількох відсотків від $U_{до}$, а частота наближується до нуля, коли f' прямує до $0,4f$.

Якщо треба, щоб гармоніка $6f \dots 15f'$ залишалася завжди вищою за f , потрібно обмежити f' таким значенням f'_{max} , що $6f - 15f'_{max} = f$. Звідки $f'_{max} = f/3 = 16,3$ Гц.

Аналогічна ситуація з гармоніками має місце для вхідних струмів БПЧ. Якщо БПЧ містить шість мостових груп ТП і живить трифазне симетричне навантаження, то вхідні струми матимуть:

- основну гармоніку і гармоніки з частотою $f_n = f + 6k'f'$;
- гармоніки рангу $f_n = (6k \pm 1) \pm 6k'f'$.

При заданому вихідному струмі величина гармонік залежить від r , ϕ'_n , але не залежить від f' . Амплітуда гармоніки вхідного струму спадає зі зростанням k та k' . Найбільш несприятливо діють гармоніки низької частоти, оскільки вони відповідають коливанням низької частоти вхідних струмів.

Циклоконвертор є засобом одержання дуже низьких частот для електроприводів механізмів великої потужності, які потребують низької регульованої швидкості. Щоправда, високий рівень і різноманітність гармонік вихідної напруги та вхідних струмів, особливо наявність гармонік низької частоти, робить неможливим їхню фільтрацію з усіма витікаючими звідси негативними наслідками.

Перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму

Цей тип перетворювачів здійснює двократне перетворення енергії. Спочатку змінний струм фіксованої частоти мережі випрямляється за допомогою некерованого (діодного) випрямляча або керованого (тиристорного або транзисторного) перетворювача, а потім за допомогою автономного інвертора відбувається зворотне перетворення. При цьому на виході отримуємо регульовані частоту та напругу або струм.

Принцип роботи перетворювачів частоти такого класу детально розглянутий у главі 2, тому зупинимося лише на особливостях

побудови структури силового кола та керування перетворювачем частоти відповідно до вимог і стратегії частотного керування електричних машин змінного струму. Серед цих вимог найголовнішими є такі:

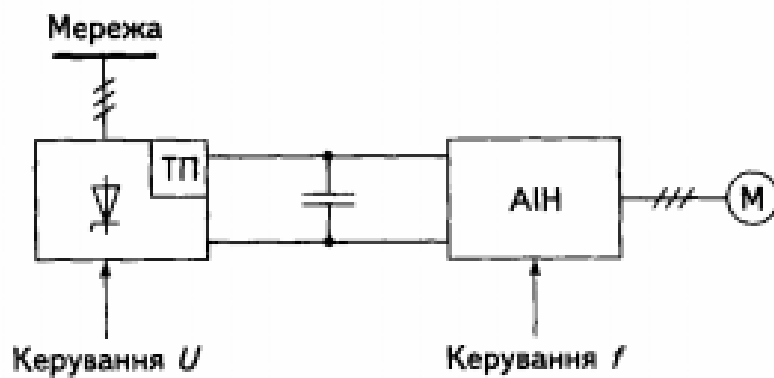
- формування квазисинусоїдної напруги або струму в широкому діапазоні вихідної частоти (частота може змінюватися від нуля до 100 Гц і вище);
- регулювання вихідної напруги або струму відповідно до прийнятої стратегії частотного керування;
- забезпечення чотириквADRантного режиму роботи двигуна;
- обмеження, за можливістю, впливу гармонік вхідних струмів на мережу та вихідних струмів на роботу двигуна.

Як відомо, є два великі типи перетворювачів частоти з проміжною ланкою постійного струму: перетворювачі частоти з автономним інвертором напруги (ПЧ з АІН) і перетворювачі частоти з автономним інвертором струму (ПЧ з АІС). Перший тип перетворювача має властивості джерела напруги. Він формує на виході періодичну криву напруги, а форма струму визначається властивостями навантаження. Другий тип перетворювача забезпечує на виході певну, наперед задану форму струму, а напруга залежить від властивостей навантаження. Вибір того чи іншого типу перетворювача залежить від прийнятої стратегії керування асинхронною чи синхронною машиною.

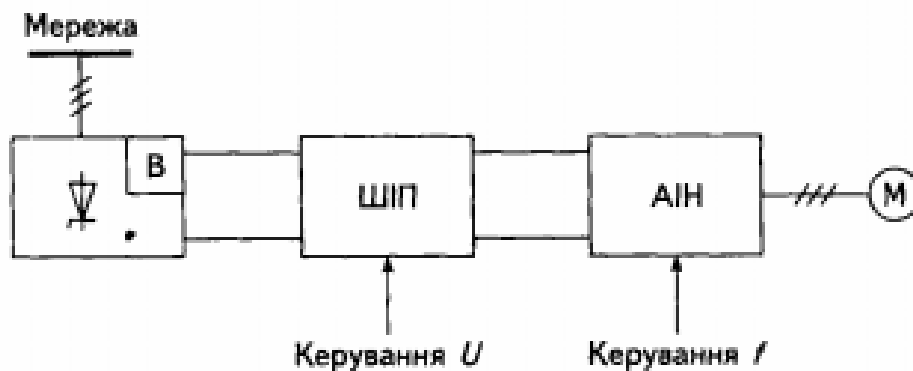
Перетворювачі частоти з автономними інверторами напруги. Структура силового кола ПЧ з АІН визначається трьома чинниками: типом напівпровідникових комутаторів (ключів), що використовуються в інверторі напруги, способом регулювання вихідної напруги та способом реалізації чотириквADRантного режиму роботи навантаження (машини змінного струму).

Зауважимо, що перше покоління автономних інверторів напруги використовувало як ключі одноопераційні силові тиристри: промисловість у той час не виготовляла повністю керовані потужні силові напівпровідники, такі як силові тиристри *GTO* або силові транзистори типу *IGBT*.

Структурну схему силового кола перетворювачів з АІН наведено на рис. 5.60.



а



б

Рис. 5.60

Регулювання вихідної частоти АІН відбувається зміною тривалості циклу роботи ключів інвертора напруги. Сам інвертор виконується за трифазною мостовою схемою.

Використання одноопераційного тиристора як ключа потребує застосування додаткових кіл для примусового запирання тиристора. Такий інвертор найчастіше працює за законом пофазної комутації (закон π), формуючи на виході знакозмінну ступінчасту напругу, амплітуда якої визначається вхідною напругою інвертора. Тому для регулювання амплітуди вихідної напруги потрібно змінювати вхідну напругу.

У першій структурній схемі ПЧ (рис. 5.60, а) цю функцію виконує вхідний тиристорний перетворювач ТП. Друга схема (рис. 5.60, б) для випрямлення струму використовує діодний випрямляч В, тому

для регулювання вхідної напруги інвертора між ним та випрямлячем розміщений широтно-імпульсний перетворювач ШІП.

Ступінчаста вихідна фазна напруга містить основну гармоніку з діючим значенням

$$U^{(n)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d$$

(де U_d — середнє значення вхідної постійної напруги) та вищі непарні гармоніки, за винятком третьої та кратні трьом,

$$U^{(n)} = \frac{1}{n} U^{(3)},$$

де $n = 5, 7, 11, \dots$

Низькочастотний спектр вихідної напруги не дає можливості індуктивностям обмоток електричної машини змінного струму суттєво згладити струм. Це спричиняє додаткове нагрівання машини та пульсації електромагнітного моменту, і відповідно не дає змоги працювати на низьких швидкостях.

Отже, діапазон регулювання швидкості привода обмежений, а через додаткове нагрівання також неможливе повне використання електричної машини за потужністю.

Технологічна революція в силовій електроніці у 80-х роках ХХ ст. привела до появи швидкодіючих, повністю керованих напівпровідникових ключів — тиристорів *GTO* (**G**ate-**T**urn-**O**ff), тиристорів *IGCT* (**I**ntegrated **G**ate **C**ommutated **T**hyristor) та силових транзисторів *IGBT* (**I**nsulated **G**ate **B**ipolar **T**ransistor). Це дало змогу створити принципово новий тип автономного інвертора, де використовується принцип широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) вхідної постійної напруги (див. главу 2). Залишаючи той самий закон керування (закон π), ключі примушують переривати коло багато разів протягом періоду, що відповідає заданій вихідній частоті. Частота комутації досягає значень 12...16 кГц.

Використання в автономному інверторі принципу широтно-імпульсної модуляції дозволяє формувати вихідну напругу, основна гармоніка якої має задану амплітуду і частоту (рис. 5.61).

Застосування АІН з ШІМ, де використовується висока несуча частота, у свою чергу, дає змогу отримати на його виході модульовану напругу, яка крім основної гармоніки містить також вищі гармоніки. Проте частота цих гармонік зміщена в область вищих час-

тот порівняно з попереднім типом інверторів. Враховуючи фільтрувальні властивості обмоток машин змінного струму, можна сказати, що струм у статорі машини має практично синусоїдну форму, суттєво зменшуючи пульсації моменту на низьких швидкостях обертання. Це дає можливість одержати широкий діапазон регулювання швидкості.

За допомогою сучасних систем автоматичного керування (САК) електроприводів змінного струму з використанням перетворювачів частоти з АІН із ШІМ можна одержати діапазон регулювання швидкості, який має значення до 1 000 та більше.

ЧотириквADRANTний режим роботи електричної машини накладає певні умови як на роботу, так і на структуру силового кола ПЧ з АІН.

Нехай від ПЧ живиться асинхронний двигун. Активна потужність, яку споживає двигун,

$$P = 3U^{(1)}I^{(1)}\cos\varphi^{(1)},$$

де $U^{(1)}$ — основна гармоніка напруги на виході ПЧ; $I^{(1)}$ — основна гармоніка струму; $\varphi^{(1)}$ — фазовий кут між $U^{(1)}$ та $I^{(1)}$.

Коли $\varphi^{(1)} < 90^\circ$, асинхронна машина споживає активну потужність, працюючи в режимі двигуна. У разі зменшення частоти на виході ПЧ синхронна швидкість стає меншою за швидкість ротора, відносна швидкість ротора змінює знак, що зумовлює фазовий зсув струму ротора і відповідно статора. Кут $\varphi^{(1)}$ стає більшим за 90° , двигун переходить у генераторний режим, віддаючи активну енергію у ПЧ. При цьому АІН переходить у режим керованого випрямляча. Оскільки вхідна напруга інвертора зберігає знак, то зміна напрямку передавання потужності через інвертор свідчить про те, що вхідний

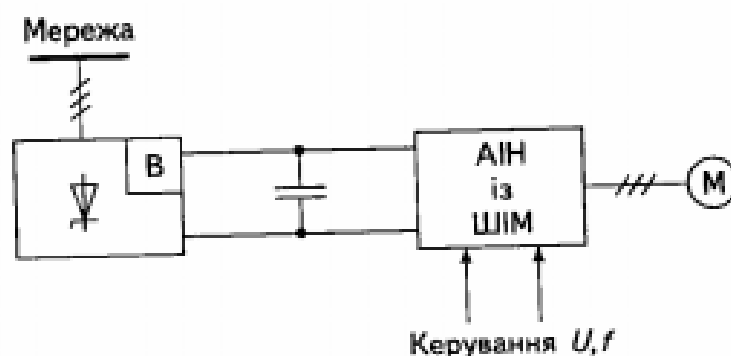


Рис. 5.61

струм змінює знак. Виникає проблема: куди віддавати потужність у колі постійного струму? Логічним є рішення рекуперувати цю потужність у мережу.

Якщо ПЧ має керований або некерований випрямлячі, що не можуть пропускати струм у зворотному напрямі через вентиляні властивості тиристорів і діодів, то для передавання енергії в мережу потрібно підімкнути до випрямляча за антипаралельною схемою керований ТП (рис. 5.62).

Більшість виробників ПЧ з АІН і використанням ШІМ прагнуть уникнути такого ускладнення вхідного кола, залишаючи на вході лише діодний випрямляч. Вони пропонують два рішення для реалізації рекуперативного режиму роботи електричної машини.

У першому випадку рекуперована активна потужність акумулюється в буферному конденсаторі. Такий спосіб можливий для короткочасного режиму гальмування електричної машини, оскільки він спричинює зростання напруги на конденсаторі, яка може досягти небезпечних значень як для конденсатора, так і для напівпровідникових приладів.

У другому випадку, коли потрібно рекуперувати велику кількість енергії, до вхідного кола інвертора через напівпровідниковий ключ підмикається опір, на якому ця енергія і розсіюється (рис. 5.63). Ключ K , працюючи в режимі ШІМ, регулює струм в опорі R , тобто, фактично, гальмівний момент машини.

Зауважимо, що аналіз наведених вище схем проведено для двоквADRANTного режиму роботи електричної машини, тобто для режиму двигуна і генератора.

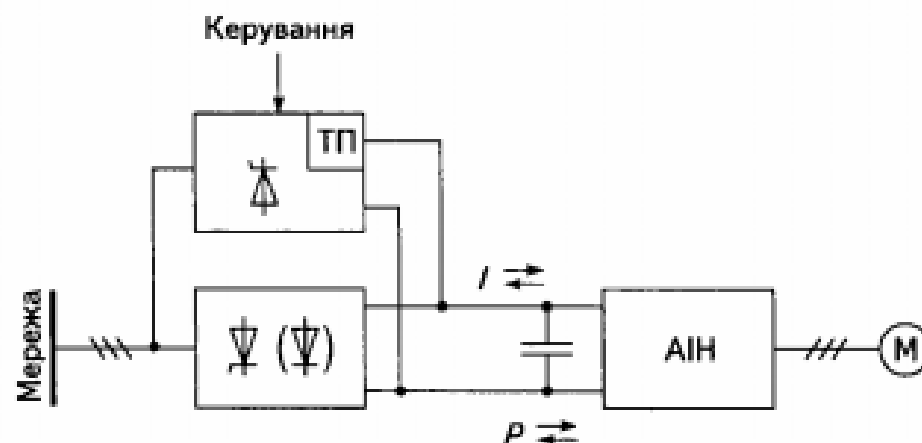


Рис. 5.62

Для забезпечення чотириквADRантного режиму потрібно змінювати напрям обертання машини. Це реалізується за допомогою схеми керування інвертором і зміни порядку чергування фаз вихідної напруги ПЧ.

Нарешті, не можна не згадати так звану симетричну схему силового кола ПЧ, котра забезпечує перетікання потужностей в обох напрямках: від мережі до двигуна, і навпаки (рис. 5.64).

Ця схема — два керовані перетворювачі, виконані за ідентичною трифазною мостовою схемою з використанням повністю керованих ключів. Обидва перетворювачі використовують режим широтно-імпульсної модуляції для регулювання напруги і (або) струму. Коли електрична машина працює в режимі двигуна, перший перетворювач

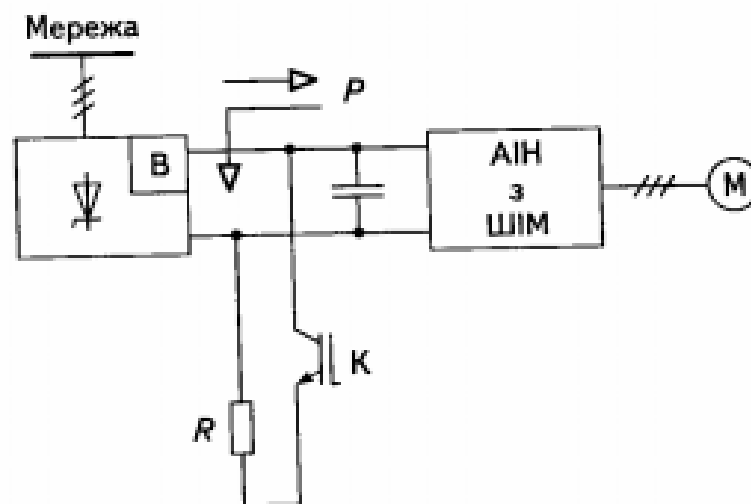


Рис. 5.63

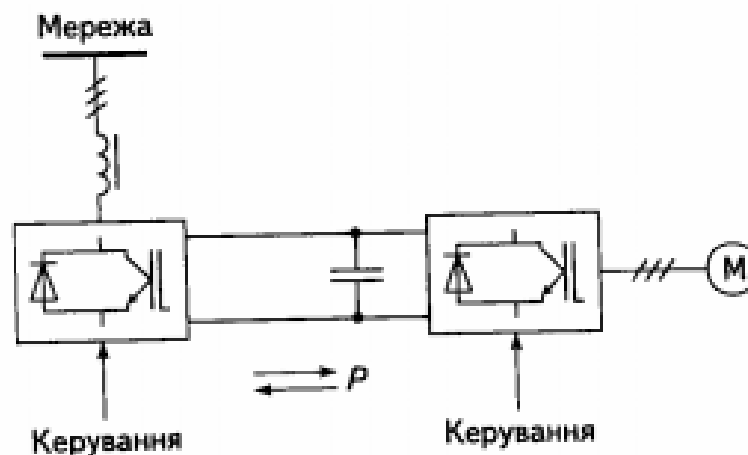


Рис. 5.64

виконує функцію керованого випрямляча, а другий — автономного інвертора. За генераторного режиму електричної машини режим роботи перетворювачів змінюється на протилежний.

Така структура ПЧ використовується в електроприводах механізмів, які працюють у динамічних режимах розгону, гальмування і реверсування з високими темпами зміни швидкості і в широкому діапазоні зміни навантаження.

Перетворювачі частоти з автономними інверторами струму. Перетворювачі частоти з автономним інвертором струму широко застосовуються в електроприводах змінного струму. Пояснюється це тим, що одним із відомих принципів частотного керування є так зване частотно-струмове керування. Цей принцип потребує, щоб одночасно зі зміною частоти змінювався за певним законом струм обмотки статора електричної машини. Це дає змогу забезпечити незалежне регулювання моменту і магнітного потоку машини.

Топологія силового кола ПЧ з АІС, як і в разі ПЧ з АІН, залежить від деяких чинників, найважливішими серед яких є такі:

- тип напівпровідникового приладу, що входить до складу випрямляча й інвертора, і спосіб його комутації;
- характер і режим роботи навантаження (синхронна чи асинхронна машина).

АІС, як і АІН, виконується за трифазною мостовою схемою. Для надання інвертору властивостей джерела струму на його вході послідовно вмикається велика індуктивність.

Для регулювання вихідного струму застосовуються кілька способів, що реалізують або замкнутий принцип регулювання вхідного струму (амплітуда вихідного струму жорстко зв'язана з величиною вхідного струму) (рис. 5.65, *а, б*), або безпосередню дію на АІ, змінюючи глибину широтно-імпульсної модуляції (рис. 5.65, *в*).

Перші дві схеми формують ступінчасту форму струму, остання ж працює в режимі широтно-імпульсної модуляції. В усіх трьох випадках в інверторі струму використовується, як правило, міжфазна комутація струму («закон» 120°).

Розглянемо особливість режиму роботи інвертора струму залежно від характеру навантаження на прикладі синхронної машини (рис. 5.66).

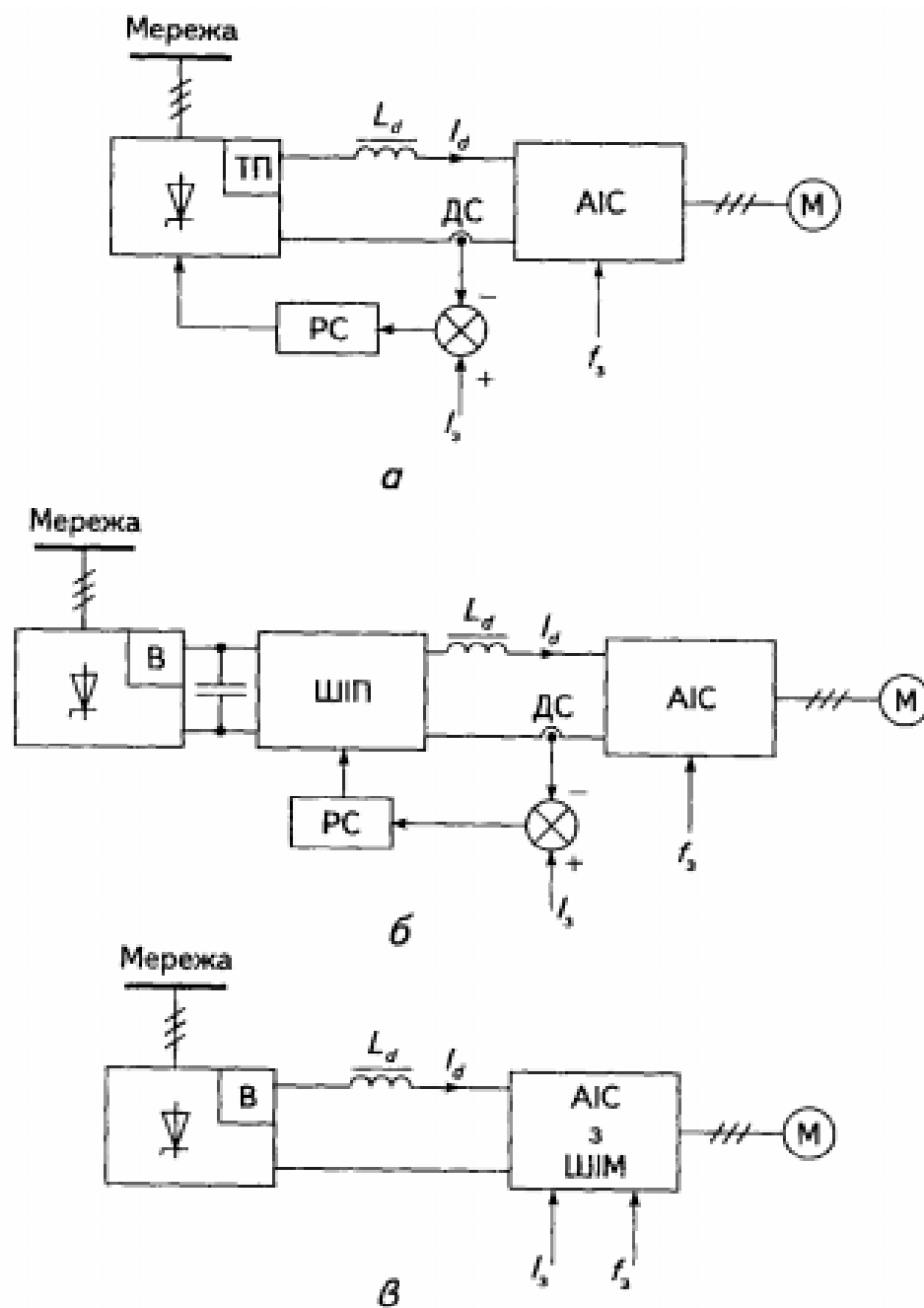


Рис. 5.65

Синхронна машина зображена як трифазне навантаження, що містить джерело ЕРС e_a, e_b, e_c з послідовно увімкненими індуктивностями L . Вважатимемо, що ЕРС мають синусоїдну форму, а інвертор формує ступінчасту форму струму, працюючи за законом міжфазної комутації ключів як тиристорів. Уведемо за аналогією до

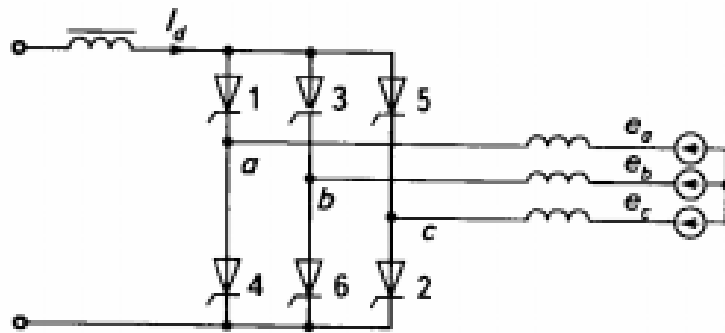


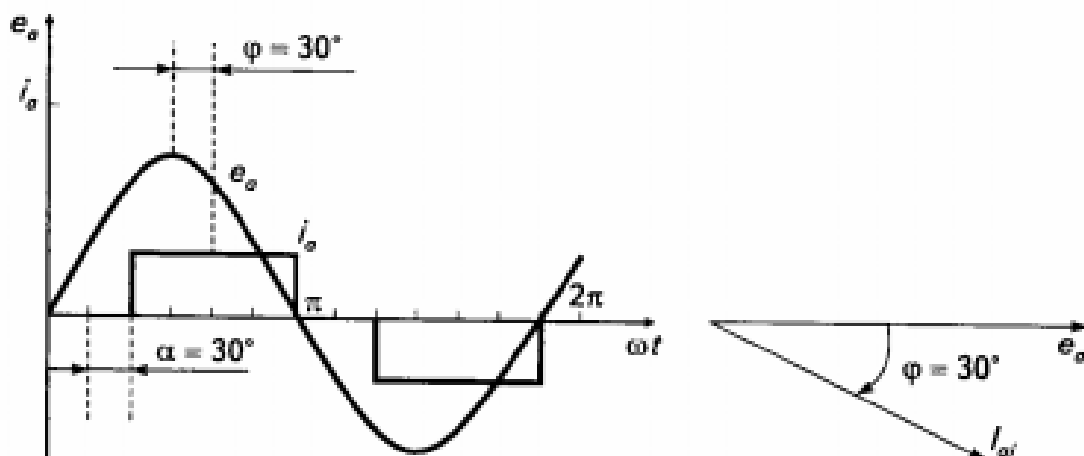
Рис. 5.66

роботи тиристорного випрямляча кут керування α , що враховує момент вмикання ключа відносно фазної напруги навантаження. Відлік кута здійснюється так само, як у тиристорних перетворювачах-випрямлячах. Теоретично цей кут може змінюватися в межах $0 \dots 360^\circ$.

Розглянемо чотири характерні випадки роботи інвертора.

Режим 1: $0 < \alpha < 90^\circ$. Цей режим відповідає режиму роботи випрямляча з комутацією тиристорів 1—6 (див. рис. 5.66) за допомогою напруги навантаження. На рис. 5.67, а наведено діаграми фазної ЕРС і струму для кута $\alpha = 30^\circ$. Основна гармоніка струму i_o відстає від фазної напруги на кут $\varphi = 30^\circ$. Отже, джерело змінної напруги працює з випереджувальним струмом. У разі синхронної машини це означає, що вона працює в режимі перезбудженого генератора.

Режим 2: $0 < \alpha < 180^\circ$ (рис. 5.67, б). Перетворювач працює в режимі інвертора, веденого навантаженням. Синхронна машина при цьому працює в режимі перезбудженого двигуна.



а

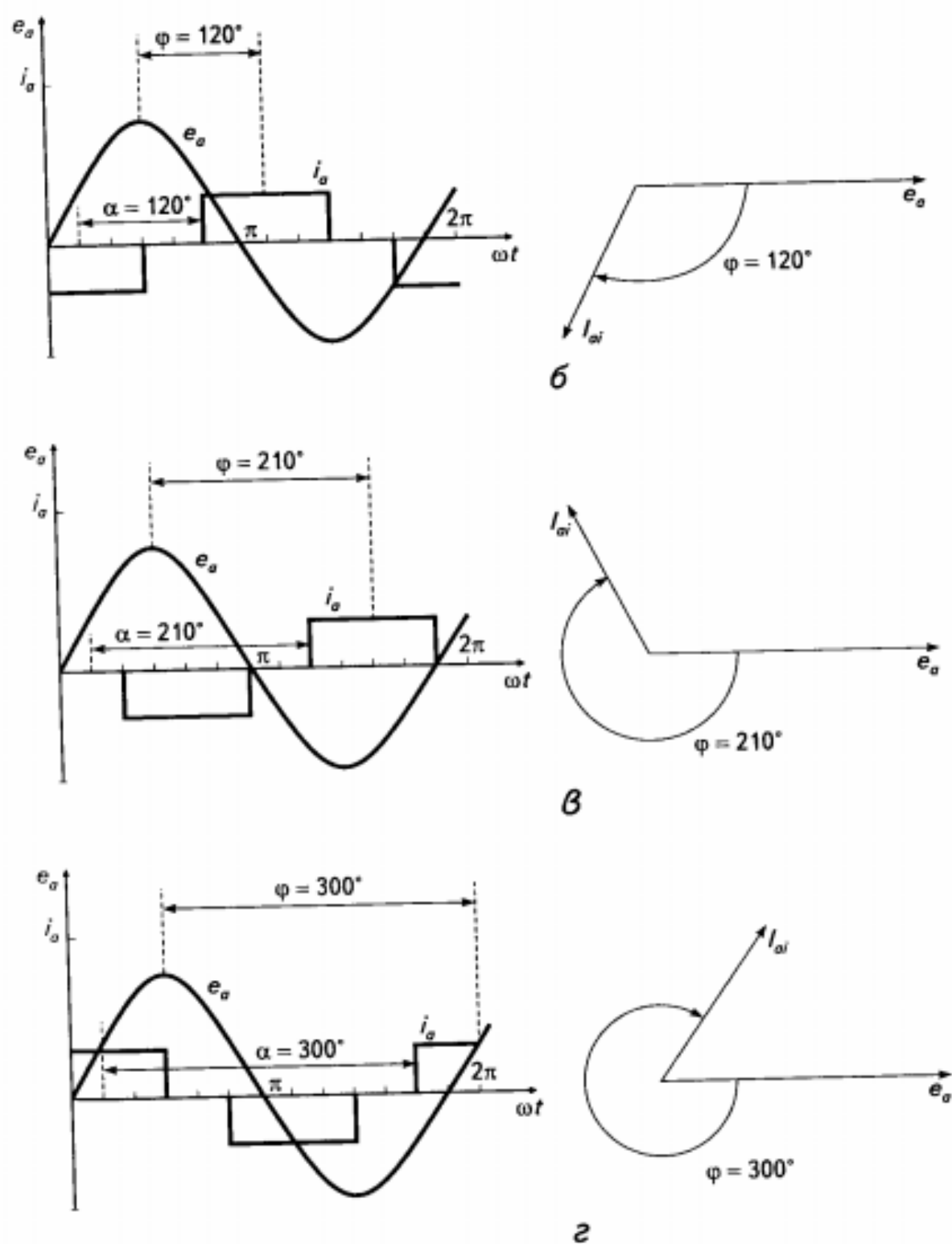


Рис. 5.67

Режим 3: $180^\circ < \alpha < 270^\circ$ (рис. 5.67, в). Це режим інвертора з примусовою комутацією тиристорних ключів. Тиристорний ключ, як видно з рисунка, починає проводити струм, коли напруга на його аноді від'ємна, а припиняє пропускати струм при додатній напрузі на його аноді. Отже, у разі одноопераційного тиристора потрібно використати вузол примусової комутації. Струм інвертора є випереджувальним. Це означає, що синхронна машина працює в режимі двигуна з відстаючим струмом (режим недозбудження синхронної машини).

Режим 4: $270^\circ < \alpha < 360^\circ$ (рис. 5.67, г). Значення кута α тут відповідає роботі випрямляча з примусовою комутацією струму. Із часової діаграми видно, що струм випрямляча є випереджувальним, тому синхронна машина працює в режимі недозбудженого генератора.

Таким чином, у роботі АІС мають місце два характерні випадки.

Перший випадок відповідає режимам 1 і 2, де АІС працює в режимі природної комутації. Як ключі тут можна використати звичайні одноопераційні тиристори. Для забезпечення цього режиму роботи навантаження має бути джерелом реактивної енергії (мати ємнісний характер). Це можливо в разі використання синхронної перезбудженої машини.

Другий випадок відповідає режимам 3 і 4. Ці режими вимагають примусової комутації ключів, тобто слід використовувати додаткові вузли комутації тиристорів або повністю керовані ключі (тиристори *GTO*, *IGCT* або транзистори *IGBT*). АІС у цьому режимі віддає в навантаження реактивну енергію. Отже, режими 3 і 4 АІС слід використовувати для навантаження типу «асинхронна машина», або «недозбуджена синхронна машина». Розглянуті випадки наведені в табл. 5.2.

Таблиця 5.2

Синхронна перезбуджена машина		Синхронна недозбуджена машина, асинхронна машина	
Режим		Режим	
генератора	двигуна	двигуна	генератора
Режим 1	Режим 2	Режим 3	Режим 4
Випрямляч	Інвертор	Інвертор	Випрямляч
Природна комутація		Примусова комутація	

Робота ПЧ з АІС на синхронний двигун

Частотно-керований синхронний електропривод на основі ПЧ з АІС є одним із перших прикладів використання синхронного двигуна для регульованого електропривода великої потужності (одиниці—десятки мегават).

Як показує аналіз, використання режиму перезбудження синхронного двигуна дає змогу побудувати автономний інвертор на одноопераційних тиристорах, що працюватимуть в режимі природної комутації завдяки ЕРС машини. Спрощену схему такого електропривода наведено на рис. 5.68.

Особливістю схеми є її повна симетричність відносно мережі та навантаження. Однією з основних переваг схеми є те, що вона органічно забезпечує двостороннє перетікання енергії від мережі до машини і навпаки.

Коли синхронна машина працює як генератор, АІС працює в режимі випрямляча, керованого машиною, а ТП — в режимі інвертора, введеного мережею.

Під час переходу машини в режим двигуна режим перетворювачів автоматично змінюється на протилежний. У разі зміни режиму

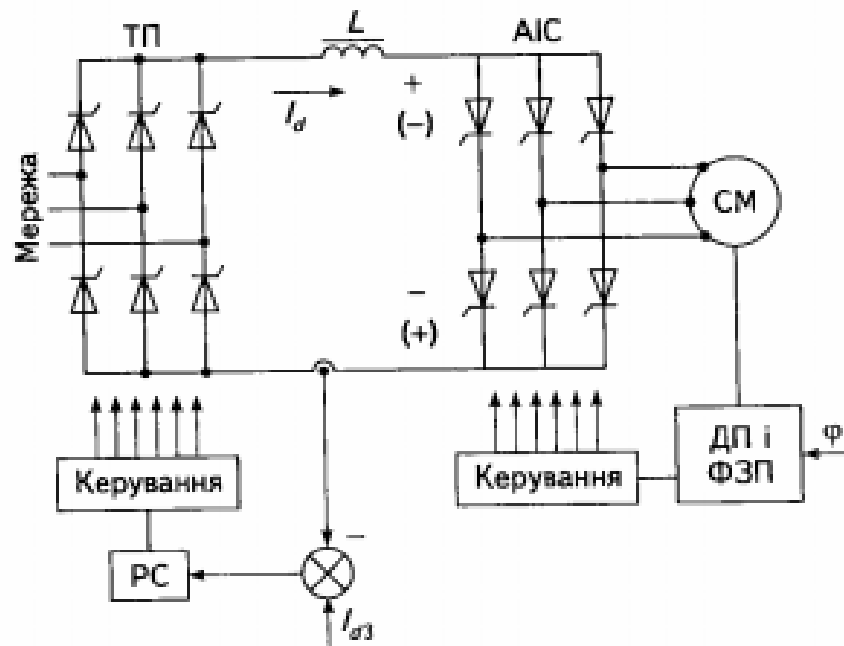


Рис. 5.68

роботи постійний струм у проміжному колі не змінює знак. Зміна напрямку потужності в колі постійного струму відбувається завдяки зміні полярності середнього значення напруги U_a .

Для переходу з першого квадранта у другий слід змінити напрям моменту електричної машини (перевести її з режиму двигуна в режим генератора).

Електромагнітний момент синхронної машини, як відомо, визначається так:

$$M = \frac{3EI \cos \varphi}{2\pi f / p}$$

Отже, щоб змінити напрям моменту, треба змінити знак $\cos \varphi$, тобто перейти від малого значення кута φ (рис. 5.69, а) до величини, близької до 180° (рис. 5.69, б).

За допомогою спрощеної векторної діаграми ці два режими роботи синхронної машини зображено на рис. 5.69: U — вектор напруги мережі; E — ЕРС синхронної машини; I — струм статора; RI , jXI — спад напруги відповідно на активному та індуктивному опорах машини.

До принципів недоліків такої схеми електропривода слід віднести те, що в разі зупинки або роботи на низьких швидкостях ЕРС синхронної машини не є достатньою для того, щоб забезпечити комутацію вентилів. Тому інвертор має бути дооснащений пристроєм для штучної комутації вентилів за низьких швидкостей або слід застосувати пристрій для короткочасного переривання струму I_s ще до того, як перемикати струм з однієї фази на іншу.

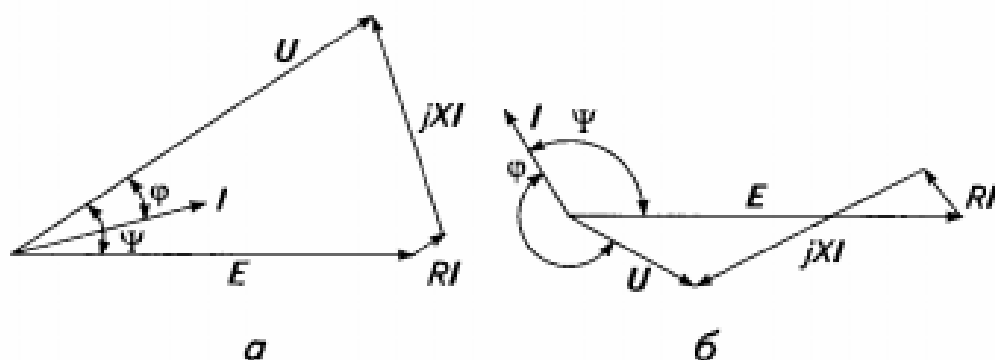


Рис. 5.69

Робота ПЧ з АІС на асинхронний двигун

Є дві особливості роботи ПЧ.

Перша особливість полягає в тому, що асинхронний двигун являє собою навантаження, яке має індуктивний характер. У цьому випадку, як показує наведений вище аналіз, ключі інвертора струму мають працювати в режимі примусової комутації.

Друга особливість пов'язана з наявністю індуктивностей обмоток машини від потоків розсіяння.

Якщо подати в обмотки машини сформований інвертором струм прямокутної форми з крутими фронтами, то наявність індуктивностей розсіяння спричинить появу імпульсів перенапруги теоретично нескінченно великої амплітуди. Отже, треба обмежити швидкість зміни струму. Для цього, незалежно від схеми інвертора і типу ключів, використовують конденсатори. В інверторах із ключами на одноопераційних тиристорах цю функцію виконують конденсатори блока примусової комутації.

Діаграму вихідного струму та вихідної напруги для фази А класичного інвертора з відсічними діодами і комутувальними конденсаторами зображено на рис. 5.70.

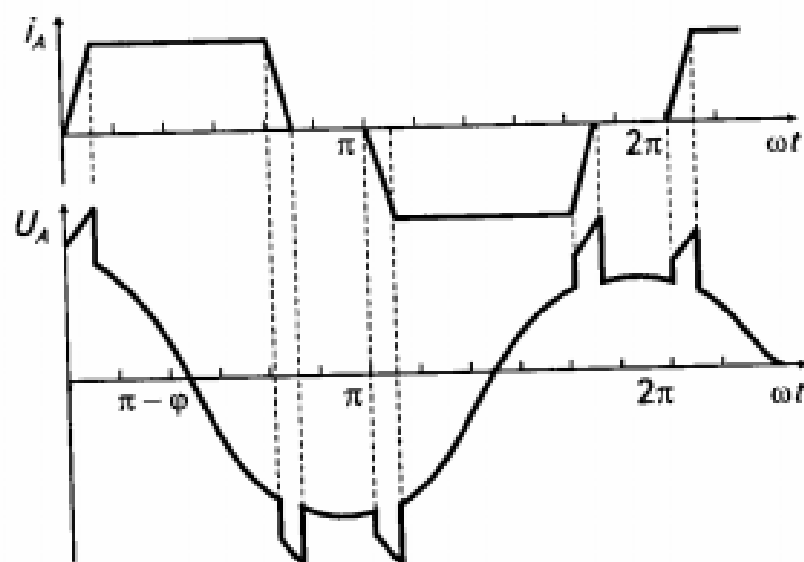


Рис. 5.70

На кривій напруги видно формування імпульсних перенапруг від фронтів імпульсів струму.

В інверторах із повністю керованими ключами (тиристори *GTO*, *IGCT* або транзистори *IGBT*) застосовують обмежувачі рівня напруги з використанням конденсаторів або підмикають до виходу інвертора батарею конденсаторів, увімкнених у трикутник або зірку.

Таке розміщення конденсаторів дає два позитивні ефекти:

- конденсатори протидіють миттєвій зміні напруги на своїх клеммах, обмежуючи таким чином перенапруги на вході асинхронного двигуна;
- конденсатори відіграють роль фільтра високих частот, шунтуючи вищі гармоніки струму і поліпшуючи таким чином форму струму в обмотках машини; можна, розрахувавши відповідно ємність конденсаторів, отримати в зоні номінальної швидкості двигуна струм в обмотках, близький до синусоїдної форми.

Використання конденсаторів на виході інвертора є ефективне, але водночас і делікатне рішення, оскільки конденсатори з індуктивностями асинхронної машини формують коливальне коло. Потрібно тут подбати про те, щоб жодна гармоніка струму не була близькою до резонансної частоти коливального кола.

Застосування інвертора з ШІМ поліпшує фільтрувальні властивості конденсаторів і дає змогу зменшити їхню ємність.

СКАЛЯРНЕ КЕРУВАННЯ АД: ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ

У частотно-регульованому електроприводі асинхронний двигун є однією з основних ланок замкненої системи автоматичного регулювання. Як динамічна ланка асинхронна машина дуже складна. Залежно від вимог, що висуваються до САК, користуватимемося більш або менш складною математичною моделлю машини, адаптованою до обраної стратегії керування.

Основні співвідношення, характерні для асинхронної машини, ґрунтуються на таких припущеннях:

- слід знехтувати насиченням машини, що дасть змогу визначити індуктивності;

- параметри ротора зводяться до статора;
- вищі гармоніки не враховуються;
- реальна машина заміщується двофазною моделлю.

Є різні форми запису рівнянь, що зв'язують між собою змінні машини. Нижче застосовуватиметься форма запису з використанням просторового вектора. Це дасть можливість замінити трифазну систему величин відповідним просторовим вектором.

Отже, вектори U_1 , I_1 , Φ_1 , Φ_0 являють собою відповідно напругу, струм, магнітний потік статора і повітряного проміжку. Всі вони мають кутову частоту ω_1 та обертаються відносно статора з кутовою швидкістю ω_1 (асинхронна машина зводиться до двополюсної моделі).

Аналогічно в роторі три струми, три магнітні потоки, зв'язані з обмоткою ротора, і три магнітні потоки, що потрапляють із повітряного проміжку, зображуються відповідно векторами I_2 , Φ_2 , Φ_0 . Вони обертаються відносно ротора зі швидкістю ω_2 . Якщо швидкість ротора — ω_2 , то швидкість обертання цих векторів відносно статора — ω_1 .

Розрахунки з використанням цих векторів можна здійснювати, користуючись їхніми проєкціями на осі нерухомої α — β або рухомої d — q системи координат.

Рівняння струмів і магнітних потоків. Між потоками і струмами є такий зв'язок:

$$\begin{cases} \Phi_1 = L_{1\sigma} I_1 + \Phi_0 = L_1 I_1 + L_{12} I_2, \\ \Phi_2 = L_{2\sigma} I_2 + \Phi_0 = L_2 I_2 + L_{12} I_1. \end{cases} \quad (5.65)$$

Тут $L_{1\sigma} = \sigma L_1$ — циклічна індуктивність від потоків розсіяння статора, де $\sigma = 1 - \frac{L_{12}}{L_1 L_2} = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_1)(1 - \sigma_2)}$ — коефіцієнт повного розсіяння; σ_1 і σ_2 — коефіцієнти розсіяння полів відповідно статора і ротора; L_1 — повна циклічна індуктивність статора; L_{12} — циклічна взаємодіючість; $L_{2\sigma} = \sigma L_2$ — циклічна індуктивність від потоків розсіяння ротора; L_2 — повна циклічна індуктивність ротора.

Якщо з рівнянь магнітних потоків вилучити Φ_0 , можна знайти вирази струмів статора і ротора у функції відповідних потоків:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{1}{\sigma L_1} \left(\Phi_1 - \frac{1}{1 + \sigma_2} \Phi_2 \right), \\ I_2 = \frac{1}{\sigma L_2} \left(\Phi_2 - \frac{1}{1 + \sigma_1} \Phi_1 \right). \end{cases} \quad (5.66)$$

Рівняння напруг. Рівняння напруг трьох фаз, що дістають живлення від джерела трифазних напруг, зображених вектором U , має такий вигляд:

$$U_1 = R_1 I_1 + \frac{d}{dt} \Phi_1. \quad (5.67)$$

Аналогічно для кола ротора маємо

$$0 = R_2 I_2 + \frac{d}{dt} \Phi_2. \quad (5.68)$$

Уявивши просторовий вектор, що обертається зі швидкістю ω як $X = X e^{j\omega t}$, і продиференціювавши його, дістаємо

$$\begin{cases} U_1 = R_1 I_1 + \frac{d\Phi_1}{dt} + j\omega_1 \Phi_1, \\ 0 = R_2 I_2 + \frac{d\Phi_2}{dt} + j\omega_2 \Phi_2. \end{cases} \quad (5.69)$$

Електромагнітний момент. Момент є результатом добутку ортогональних складових магнітного потоку в повітряному проміжку і струмів ротора або статора. Простіше його виразити через струми статора, оскільки вони доступні для спостереження (вимірювання).

Зауважимо, що не можна безпосередньо брати векторний добуток Φ_0 і I_1 , бо він дасть новий вектор, який обертається з подвійною швидкістю 2ω . Тому беруть спряжене значення Φ_0' від Φ_0 , а для зна-

ходження добутку ортогональних складових — уявну частину скалярного добутку Φ_0 і I_1 :

$$M = k \operatorname{Im}(\Phi_0 \times I_1). \quad (5.70)$$

Потік статора Φ_1 є сумою потоків повітряного проміжку Φ_0 і розсіяння статора $L_{1\sigma} I_1$. Уявна частина добутку $L_{1\sigma} I_1 \times I_1$ дорівнює нулю; отже, можна замінити у формулі моменту потік повітряного проміжку потоком статора:

$$M = k \operatorname{Im}(\Phi_1 \times I_1). \quad (5.71)$$

Увівши поняття перехідних сталих часу відповідно статора і ротора

$$T_1' = \frac{\sigma L_1}{R_1}, \quad T_2' = \frac{\sigma L_2}{R_2}, \quad (5.72)$$

можемо записати систему рівнянь, що описують поведінку асинхронного двигуна в динаміці:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_1}{dt} = U_1 - \Phi_1 \left(j\omega_1 + \frac{1}{T_1'} \right) + \Phi_2 \frac{1}{(1 + \sigma_2) T_1'}, \\ \frac{d\Phi_2}{dt} = \frac{\Phi_1}{(1 + \sigma_2) T_2'} - \Phi_2 \left(j\omega_2 + \frac{1}{T_2'} \right), \\ I_1 = \frac{1}{\sigma L} \left(\Phi_1 - \frac{\Phi_2}{1 + \sigma_2} \right), \\ M = k \operatorname{Im}(\Phi_1 \times I_1), \\ M - M_c = J \frac{d\omega_2}{dt}, \end{array} \right. \quad (5.73)$$

де $\omega_2 = \omega_1 - \omega_{sl}$ — кутова частота, що відповідає механічній швидкості ротора; J — момент інерції електропривода.

**СТРАТЕГІЯ СКАЛЯРНОГО КЕРУВАННЯ
ПРИ ЖИВЛЕННІ АД ВІД ПЧ З АІН**

Для усталеного режиму роботи електропривода, коли $\frac{d\Phi_1}{dt} = 0$; $\frac{d\Phi_2}{dt} = 0$, з перших двох рівнянь системи (5.73) маємо

$$U_1 = \left(\frac{1 + j\omega_1 T_1'}{T_1'} \right) \Phi_1 - \left(\frac{1}{1 + \sigma_2} \right) \frac{\Phi_2}{T_1'}$$

$$\Phi_2 = \frac{1}{1 + \sigma_1} \times \frac{\Phi_1}{1 + j\omega_s T_2'}$$

Підставивши Φ_2 з другого рівняння в перше, отримаємо

$$U_1 = \frac{\Phi_1}{T_1(1 + j\omega_s T_2')} \left[(1 + j\omega_1 T_1')(1 + j\omega_s T_2') - \frac{1}{(1 + \sigma_2)(1 + \sigma_1)} \right]$$

Враховавши те, що

$$\frac{1}{(1 + \sigma_2)(1 + \sigma_1)} = 1 - \sigma,$$

і ввівши поняття сталих часу $T_1 = \frac{L_1}{R_1} = T_1'/\sigma$, $T_2 = \frac{L_2}{R_2} = T_2'/\sigma$, дістаємо

$$U_1 = \frac{\Phi_1}{T_1(1 + j\omega_s T_2')} \left[1 - \omega_1 T_1 \omega_s T_2' + j(\omega_1 T_1 + \omega_s T_2) \right]. \quad (5.74)$$

Звідси знаходимо для модуля напруги

$$U_1 = \frac{\Phi_1}{T_1} \left[\frac{(1 - \omega_1 T_1 \omega_s T_2')^2 + (\omega_1 T_1 + \omega_s T_2)^2}{1 + (\omega_s T_2')^2} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (5.75)$$

Це — базовий вираз, що визначає основні закони скалярного керування асинхронної машини за її живлення від ПЧ з АІН.

Як видно, магнітний потік машини залежить не тільки від напруги живлення U_1 , частоти струму статора ω_1 , а й від абсолютного ковзання ω_s (частоти струму ротора).

Якщо розглянути випадок роботи машини в режимі з малим навантаженням (малі значення абсолютного ковзання, тобто частоти струму ротора), то вираз (5.75) суттєво спрощується:

$$U_1 = \Phi_1 \omega_1 \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_1 T_1}\right)^2}. \quad (5.76)$$

Нарешті, якщо знехтувати опором статора, тобто прийняти $T_1 = 0$, то матимемо $U_1 = \Phi_1 \omega_1$. Цей вираз є відомим законом $U/f = \text{const}$, який визначає умову роботи асинхронної машини з постійним магнітним потоком.

За зменшення частоти статора і відповідно напруги живлення спад напруги на активному опорі R_1 стає сумірним із напругою живлення, тому регулювання за законом $U/f = \text{const}$ зумовлює істотне послаблення магнітного потоку. Отже, спад напруги на опорі обмотки статора має бути скомпенсований збільшенням напруги відносно $\omega_1 \Phi_1$. Ця процедура має назву *IR-компенсації*, або *корекції*.

ЧАСТОТНО-СТРУМОВЕ КЕРУВАННЯ

Визначимо з рівнянь (5.65) струм ротора I_2 :

$$I_2 = \frac{\Phi_2}{L_2} - \frac{L_{12}}{L_2} I_1.$$

Підставивши цей вираз у рівняння напруг роторного кола (5.68), після незначних перетворень дістанемо

$$\frac{d\Phi_2}{dt} = -\Phi_2 \left(\frac{R_2}{L_2} + j\omega_{s1} \right) + \frac{R_2}{L_2} L_{12} I_1 = -\frac{\Phi_2}{T_2} (1 + j\omega_{s1} T_2) + \frac{L_{12}}{L_2} I_1. \quad (5.77)$$

Для потоку статора отримаємо

$$\Phi_1 = L_1 I_1 + L_{12} I_2 = L_1 I_1 + L_{12} \left(\frac{\Phi_2}{L_2} - \frac{L_{12}}{L_2} I_1 \right) = L_1 I_1 \left(1 - \frac{L_{12}^2}{L_1 L_2} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} \Phi_2. \quad (5.78)$$

Вираз $L_1 \left(1 - \frac{L_{12}^2}{L_1 L_2} \right)$ — це повна індуктивність розсіяння, зведена до статора, позначимо її через $L'_{12\sigma}$. Тоді потік статора

$$\Phi_1 = L'_{12\sigma} I_1 + \frac{L_{12}}{L_2} \Phi_2. \quad (5.79)$$

Для усталеного режиму роботи $\frac{d\Phi_2}{dt} = 0$, тоді з формули (5.77) дістаємо

$$\Phi_2 = \frac{L_{12}}{1 + j\omega_s T_2'} I_1.$$

Підставивши цей вираз у попередню формулу і виконавши деякі перетворення, маємо

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= L_{12\sigma}' I_1 + \frac{L_{12}}{L_2} \left(\frac{L_{12}}{1 + j\omega_s T_2'} \right) I_1 = \left(\sigma L_1 + \frac{L_{12}^2 L_1}{L_1 L_2 (1 + j\omega_s T_2')} \right) I_1 = \\ &= L_1 I_1 \left(\sigma + \frac{1 - \sigma}{1 + j\omega_s T_2'} \right) = L_1 I_1 \left(\frac{1 + j\omega_s T_2'}{1 + j\omega_s T_2'} \right). \end{aligned} \quad (5.80)$$

Звідси струм статора у функції відповідного магнітного потоку

$$I_1 = \frac{\Phi_1}{L_1} \frac{1 + j\omega_s T_2'}{1 + j\omega_s T_2'} \quad (5.81)$$

Модуль струму статора

$$I_1 = \frac{\Phi_1}{L_1} \sqrt{\frac{1 + (\omega_s T_2')^2}{1 + (\omega_s T_2)^2}} \quad (5.82)$$

Це співвідношення є основою законів частотно-струмового керування, коли асинхронний двигун живиться від ПЧ з АІС.

Маючи вираз для струму статора, можна знайти вираз для моменту АД:

$$\begin{aligned} M &= k \operatorname{Im} [\Phi_1' \times I_1] = k \operatorname{Im} \left[\Phi_1' \times \frac{\Phi_1}{L_1} \frac{1 + j\omega_s T_2'}{1 + j\omega_s T_2'} \right] = \\ &= k \frac{\Phi_1'^2}{L_1} \operatorname{Im} \left[\frac{1 + j\omega_s T_2'}{1 + j\omega_s T_2'} \right]. \end{aligned} \quad (5.83)$$

Для заданого значення магнітного потоку статора струм статора і електромагнітний момент стають функціями абсолютного ковзання (частоти струму ротора). Графічні залежності цих величин зображені на рис. 5.71.

Можна показати, що момент машини досягає свого максимального значення

$$M = k \frac{1 - \sigma}{\sigma L_1} \frac{\Phi_1'^2}{2},$$

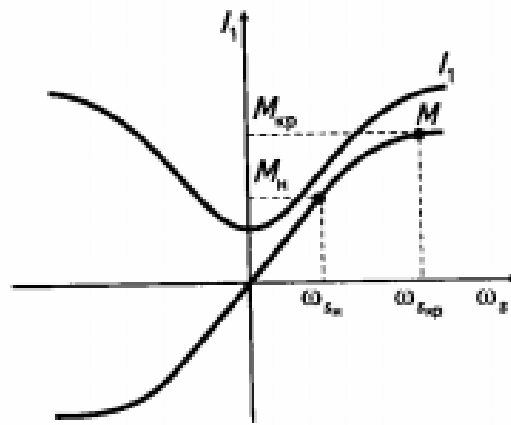


Рис. 5.71

коли реактивний опір розсіяння ротора стає рівним активному:

$$\sigma L_2 \omega_{st} = R_2.$$

Мінімальне значення на кривій струму відповідає значенню на-
магнічувального струму.

СТРУКТУРИ САК ПРИ ЖИВЛЕННІ АД ВІД ПЧ З АІН

Складність фізичних процесів і математичного опису асинхронного двигуна, велика кількість вхідних змінних, за допомогою яких можна керувати двигуном, — усе це пояснює, що нині немає типової структури САК (як, наприклад, в електроприводі постійного струму), що приводить до великої різноманітності рішень для побудови САК, які адаптовані до конкретних прикладних задач. Тому зосередимо увагу лише на кількох рішеннях, що показують використання вищенаведених принципів частотного керування.

Додамо, що сучасні принципи частотного керування потребують використання математичної моделі для розрахунку в реальному масштабі часу тих чи інших величин, котрі або недоступні для вимірювання, або мають недостатню точність вимірювання. Таку задачу нині розв'язують за допомогою цифрових систем із використанням потужних мікропроцесорів. Потрібні функціональні залежності та коректувальні сигнали реалізуються не апаратними засобами, а за допомогою програмування. За цих умов зображення САК структурними схемами не є коректним. Проте збережемо класичний підхід до зображення САК структурними схемами, не торкаючись проблем,

пов'язаних із дискретизацією й квантуванням сигналів. Це дасть змогу спростити пояснення принципу побудови систем керування.

Скалярне керування з контролем частоти статора

Першою (в історичному аспекті) і найпростішою є САК, що реалізує регулювання частоти за розімкнутим принципом із використанням закону $U/f = \text{const}$.

Структурну схему такої САК наведено на рис. 5.72.

Перетворювач частоти з АІН формує ступінчасту вихідну напругу. Вхідний тиристорний перетворювач В забезпечує регулювання вихідної напруги. Напруга регулюється до номінального значення за лінійним законом у функції частоти. Регулювання частоти, вищої

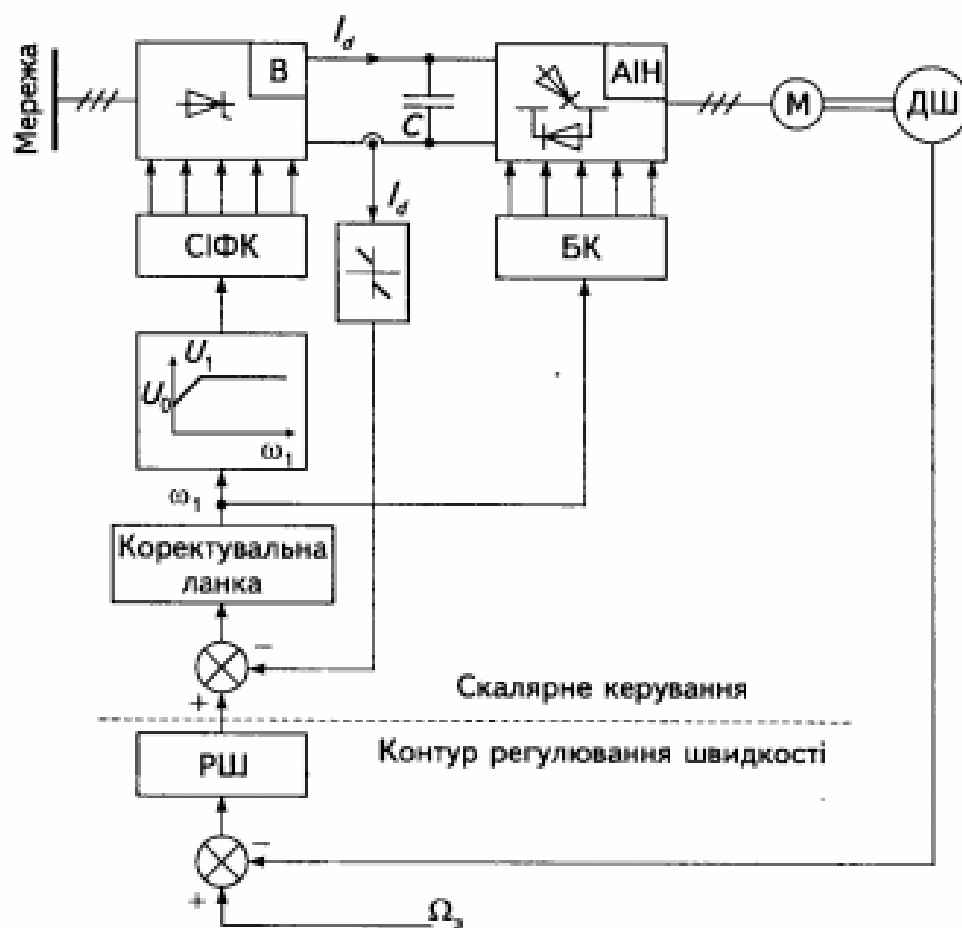


Рис. 5.72

за номінальну, відбувається за постійної напруги. Для корекції впливу опору статора використовується так звана бустерна напруга U_0 (тобто використовується закон $U = kf + U_0$).

Частоту задає вихідний сигнал регулятора швидкості РШ. Внутрішній контур регулювання забезпечує регулювання струму з відсічкою (завдання обмеження струму).

Якість регулювання схеми дуже низька, особливо в динамічних режимах. За стрибкоподібної зміни задавального сигналу швидкість ротора через механічну інерцію не змінюється миттєво. Це може призвести до того, що абсолютне ковзання ω_{sl} може досягти критичного значення, яке відповідає критичному моменту. АД виходить за зону стійкої роботи. Отже, потрібно обмежити величину прискорення (сповільнення), обмежуючи, наприклад, струм статора або використовуючи на вході системи задавач інтенсивності.

Нині ця схема керування в нових розробках практично не використовується через низькі статичні й динамічні показники.

Скалярне керування з контролем частоти ротора

Особливістю структурної схеми САК із контролем частоти ротора (рис. 5.73) є те, що регулювання швидкості двигуна досягається за рахунок зміни величини абсолютного ковзання ω_{sl} , змінної, що прямо пов'язана з моментом двигуна (див. формулу (5.83)).

Отже, схема реалізує непряме регулювання моменту двигуна M . Регулятор швидкості РШ формує сигнал ω_{sl} із вхідного сигналу похибки регулювання швидкості ротора. Частота статора визначається на основі закону автокерування: $\omega_1 = \omega_2 + \omega_{sl}$. Такий принцип потребує використання високоточного датчика швидкості ДШ (найчастіше — це імпульсний, так званий інкрементальний датчик).

Як і в попередній схемі, напруга регулюється за законом $U/f = \text{const}$. Регулювання напруги здійснюється на виході тиристорного перетворювача В або може бути реалізоване за допомогою АІН з ШІМ.

На схемі не показані пристрої, що забезпечують перетікання енергії для випадку, коли АД працює в гальмівному режимі. Реалізація такого режиму роботи описана вище.

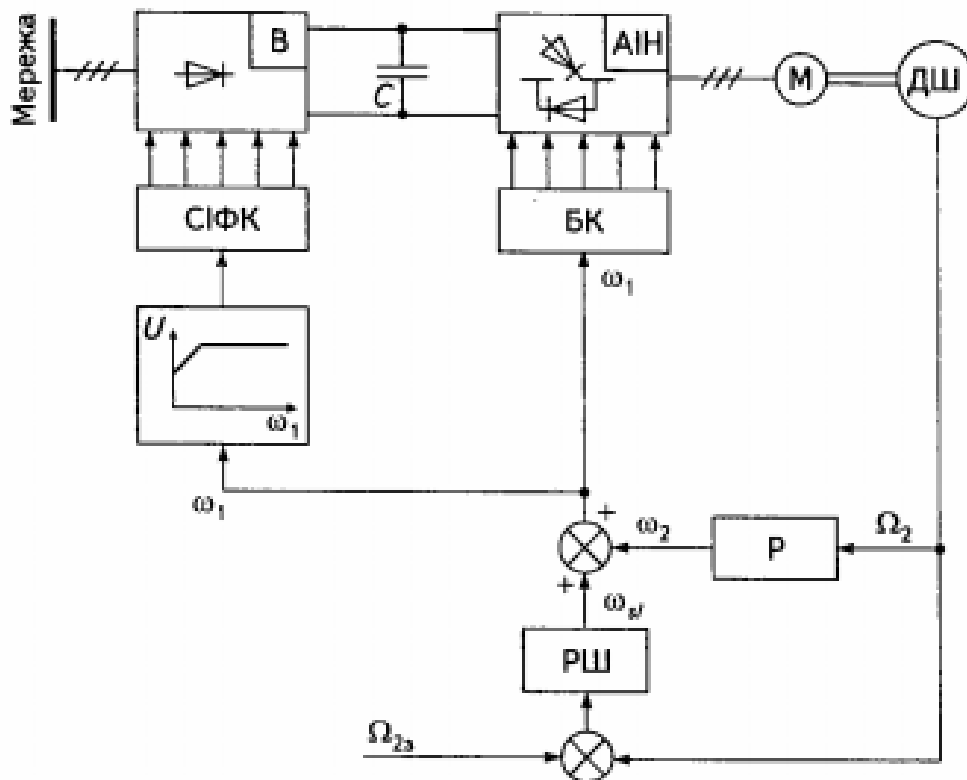


Рис. 5.73

Пряме керування магнітним потоком і моментом

Попередня схема має принциповий недолік — зміна параметрів машини, наприклад від температури, спричинить зміну магнітного потоку. Зростання магнітного потоку, своєю чергою, викличе явище насичення, а його зменшення — зростання абсолютного ковзання. При цьому максимально можливий момент машини зменшується, погіршується динаміка системи.

Щоб запобігти вказаному, слід реалізувати автокерування АД з прямим незалежним керуванням магнітним потоком і моментом.

Серійні промислові асинхронні двигуни не оснащені датчиками, які можуть безпосередньо вимірювати потік і момент. На практиці для спостереження цих координат використовують естиматори і спостерігачі. Приймемо, що САК може бути оснащена такими пристроями. Це дасть можливість реалізувати замкнутий принцип регулювання потоку і моменту. Приклад такої САК наведено на рис. 5.74.

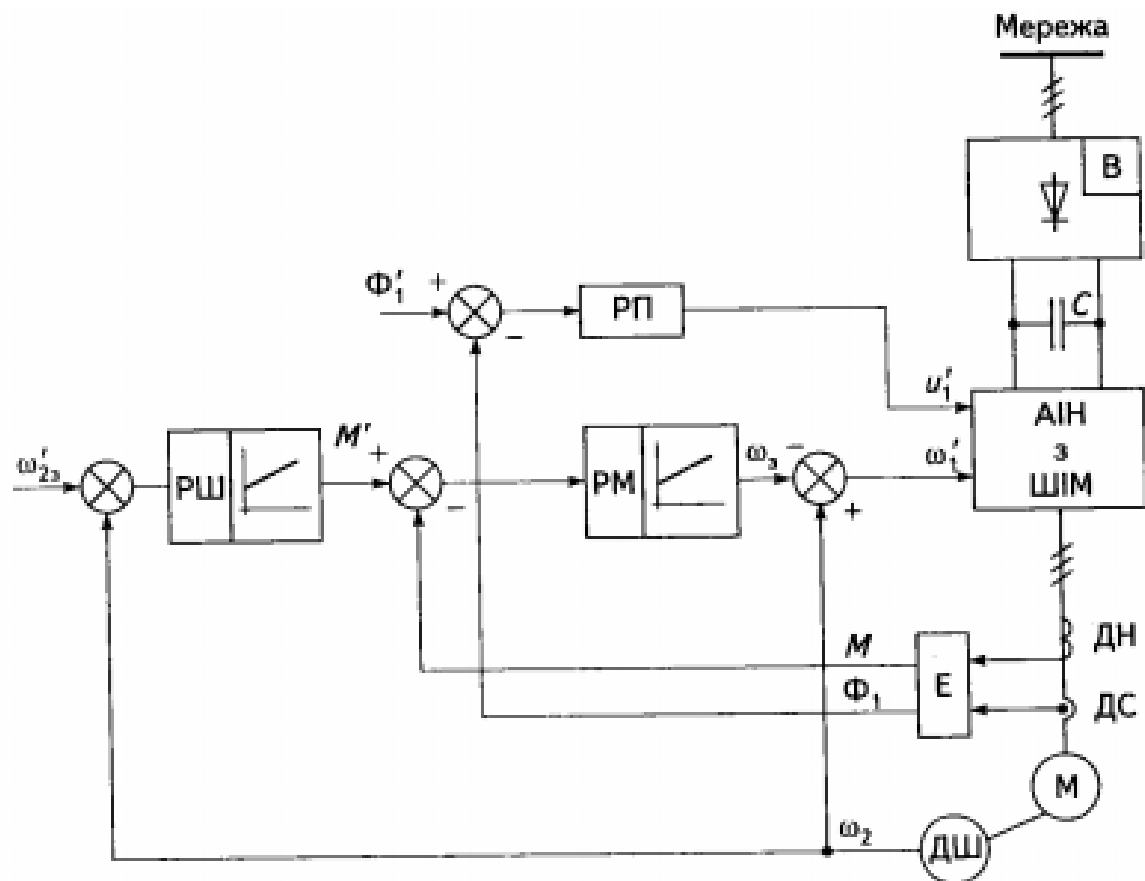


Рис. 5.74

САК використовує принцип підпорядкованого керування з каскадним умиканням регуляторів швидкості РШ і моменту РМ. Регулятори мають структури ПІ-коректора. Вихід регулятора швидкості містить вузол обмеження, що власне й забезпечує підпорядкування контуру регулювання моменту контуру регулювання швидкості. Для регулювання магнітного потоку використовується окремий замкнений контур регулювання РП. На схемі індекс ' означає задавальні значення змінних.

Естиматор потоку та моменту Е, отримуючи сигнали від датчиків напруги ДН та струму ДС, розраховує біжучі значення магнітного потоку і моменту та видає сигнали зворотного зв'язку за моментом та магнітним потоком. На схемі чітко видно реалізацію принципу автокерування двигуна М: частота статора ω_1 задається у функції частоти обертання ротора ω_2 та абсолютного ковзання ω_{sl} .

СТРУКТУРИ САК ЗА ЧАСТОТНО-СТРУМОВОГО КЕРУВАННЯ АД

Стратегія скалярного керування АД при його живленні від ПЧ як джерела напруги передбачає, що властивості машини в перехідних режимах мало відрізняються від характеристик для стаціонарного режиму при живленні машини синусоїдною напругою. Тому таке керування не може забезпечити високі динамічні показники системи. Додамо до цього складність коригування впливу опору статора на характеристики машини і, як наслідок, значну похибку регулювання на низьких швидкостях. Слід також зауважити, що АД (M) при живленні від джерела напруги поводить себе на низьких частотах як коливальна ланка з малим коефіцієнтом демпфування.

Подолати частково вказані недоліки можна, якщо реалізувати регулювання магнітного потоку, задаючи струм статора. Формула (5.82) встановлює зв'язок між струмом статора і магнітним потоком. Якщо потік постійний, це дає однозначну залежність струму статора від частоти струму ротора (абсолютного ковзання). Щоб використати цю залежність для регулювання магнітного потоку, слід контролювати величину абсолютного ковзання. Електромагнітний момент машини безпосередньо залежить від величини абсолютного ковзання. За малих значень ковзання він майже йому пропорційний. Отже, через зміну ковзання САК фактично забезпечує регулювання моменту.

Регулювання струму статора для регулювання магнітного потоку (статора чи ротора) і моменту називається *частотно-струмовим керуванням*.

Реалізувати частотно-струмове керування АД можна за допомогою двох способів.

Перший спосіб передбачає живлення АД від ПЧ з АІН. Для надання ПЧ властивостей джерела струму вихід перетворювача охоплюється зворотним зв'язком за струмом. Таке рішення зберігає основну перевагу ПЧ як джерела напруги: струм у навантаженні має форму, близьку до синусоїдної. Це зменшує пульсації моменту на низьких швидкостях обертання, забезпечуючи отримання розширеного діапазону регулювання швидкості.

Структурну схему САК, що реалізує такий принцип керування інвертором напруги, наведено на рис. 5.75.

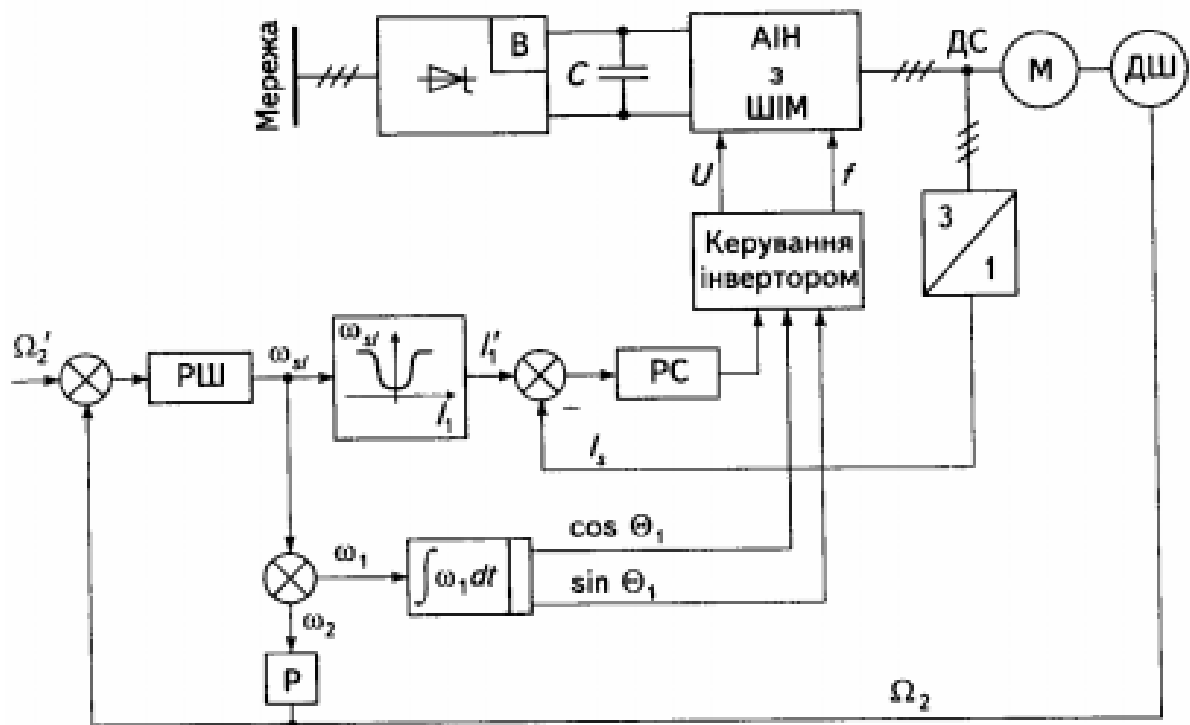


Рис. 5.75

Вузол керування АІН з ШІМ, виконаний на мікропроцесорі, одержує інформацію про модуль струму і фазовий кут Θ_1 , що потрібен для використання зворотного перетворення Парка, аби визначити фазні значення напруг.

Для формування та регулювання напруги і частоти використовується широтно-імпульсна модуляція. Внутрішній контур струму з регулятором струму РС діє на вихідну напругу перетворювача, контролюючи діюче значення струмів статора (блок $\begin{matrix} 3 \\ \diagdown \\ 1 \end{matrix}$).

Сигнал завдання струму I_1^* формується функціональним перетворювачем, який відображає залежність (5.82).

САК використовує принцип автокерування двигуном, визначаючи частоту статора ω_1 у функції частоти обертання ротора й величини абсолютного ковзання ω_{sp} .

Сигнал абсолютного ковзання формується регулятором швидкості РШ. Формування ω_{st} забезпечує непряме керування моментом двигуна для ліквідації похибки регулювання швидкості ротора машини.

Другий спосіб потребує використання ПЧ з АІС, що дає змогу формувати струм статора необхідного значення й частоти (рис. 5.76).

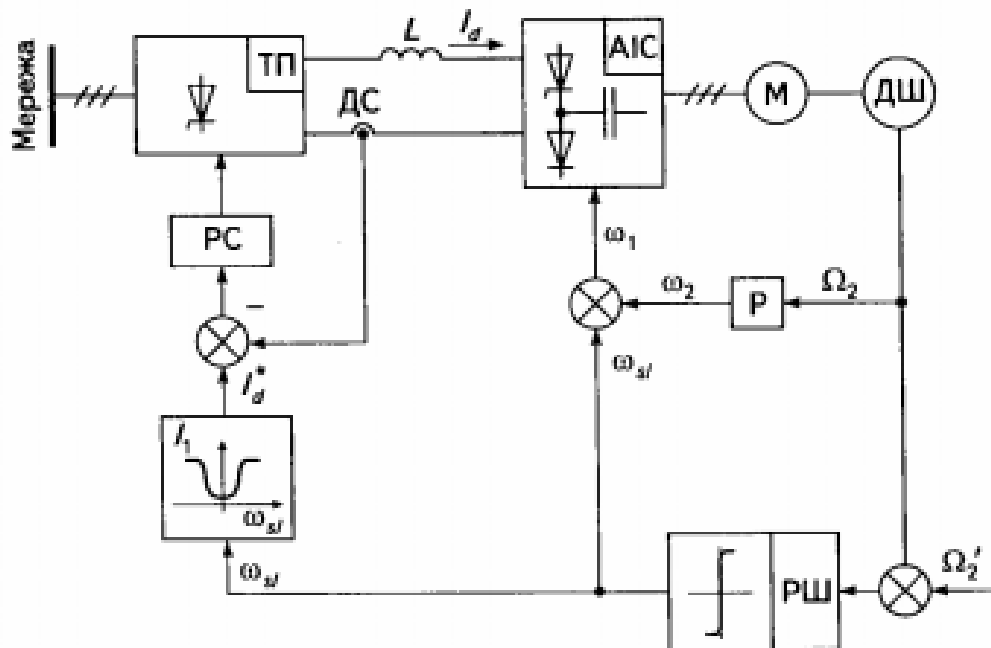


Рис. 5.76

Слід зауважити, що з позиції динаміки регулювання швидкості обидва способи майже еквівалентні. Дійсно, коли примусово задається струм статора, динаміка регулювання визначається сталою часу кола ротора T_2 , а не перехідними сталими часу T_1' та T_2' . Стала часу ротора відносно велика: вона в 5...20 разів більша за значення перехідних сталих часу.

Як і попередня, схема рис. 5.76 реалізує принцип автокерування асинхронним двигуном, регулюючи струм у функції абсолютно ковзання.

Зі збільшенням навантаження машини абсолютне ковзання зростає, збільшуючи значення струму I_a . Струм змінюється відповідно до кривої $I_1 = f(\omega_{st})$ (див. рис. 5.71). Крива симетрична відносно ω_{st} , що забезпечує можливість роботи машини в генераторному режимі.

Основні недоліки скалярного частотно-струмового керування полягають у тому, що:

- формування струму ґрунтується на залежності $I_1 = f(\omega_{st})$, яка забезпечує незмінність магнітного потоку АД тільки для статичного режиму роботи системи;
- за перехідного режиму (стрибок задання швидкості чи стрибок навантаження) через велику інерційність контуру регулювання втрачається контроль за моментом двигуна;

- струми статора аналізуються через постійний струм I_{σ} , що є усередненим відображенням системи з трьох фазних струмів; за перехідних процесів таке відображення не є коректним.

Таким чином, скалярне керування не може забезпечити високі динамічні показники системи автоматичного регулювання. Цю задачу може розв'язати векторне керування.

ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ АД

Принцип векторного керування

Високі динамічні показники регулювання можна дістати, якщо реалізувати пряме керування миттєвим значенням електромагнітного моменту.

Для двигуна постійного струму, як було показано вище, це зробити неважко завдяки тому, що магнітний потік збудження і потік, створений струмом якоря, перебувають у квадратурі.

Для асинхронного двигуна задача виглядає набагато складнішою. Його електромагнітний момент

$$M = k \operatorname{Im}(\Phi_1' \times I_1),$$

звідки випливає, що для контролю за моментом слід контролювати два вектори — потоку і струму.

Якщо за допомогою того чи іншого способу можна стабілізувати модуль вектора потоку, то регулювання моменту вимагає регулювання модуля трьох струмів статора і їхньої фази відносно обертового поля статора (або обертового поля ротора, бо момент можна виразити через магнітний потік ротора).

Такий принцип дістав назву *векторного регулювання*.

Нині є багато різновидів векторного керування. Вони вирізняються технікою реалізації роздільного керування магнітним потоком і моментом машини. Серед них найвідомішими є так зване векторне керування з орієнтацією за потоком ротора (чи статора) і пряме керування моментом (*DTC: Direct Torque Control*).

Векторне керування з орієнтацією за потоком ротора (чи статора)

Розглянемо основні складові цього керування.

Векторне керування з орієнтацією за вектором магнітного потоку. Ідея такого керування ґрунтується на двофазній математичній моделі асинхронного двигуна і рівняннях моделі, записаних в обертовій системі координат $X-Y$ (найчастіше використовують позначення $d-q$ за аналогією до форми запису рівнянь для синхронної явнопольосної машини).

Отже, нехай система координат $d-q$ обертається зі швидкістю ω_{ω} відносно ротора (тобто зі швидкістю поля статора). Тоді просторові вектори потоків і струмів ротора та статора можна зобразити проєкціями на осі d і q .

Згідно з виразом (5.73) рівняння для потоку ротора має вигляд

$$\frac{d}{dt} \Phi_2 = -\frac{\Phi_2}{T_2} (1 + j\omega T_2) + \frac{L_{12}}{T_2} I_1,$$

або в проєкціях на осі d і q —

$$T_2 \frac{d}{dt} \Phi_{2d} + \Phi_{2d} - T_2 \omega_{\omega} \Phi_{2q} = L_{12} I_{1d}; \quad (5.84)$$

$$T_2 \frac{d}{dt} \Phi_{2q} + \Phi_{2q} + T_2 \omega_{\omega} \Phi_{2d} = L_{12} I_{1q}. \quad (5.85)$$

У разі орієнтації потоку Φ_2 за віссю d маємо

$$\Phi_{2q} = 0, \quad \frac{d}{dt} \Phi_{2q} = 0 \quad \text{і} \quad \Phi_{2d} = \Phi_2.$$

Тому остаточно запишемо

$$T_2 \frac{d}{dt} \Phi_2 + \Phi_2 = L_{12} I_{1d}; \quad (5.86)$$

$$T_2 \omega_{\omega} \Phi_2 = L_{12} I_{1q}. \quad (5.87)$$

Електромагнітний момент машини

$$M = -k \operatorname{Im}(\Phi_2' \times I_2)$$

або

$$M = -k(\Phi_{2d} I_{2q} - \Phi_{2q} I_{2d}). \quad (5.88)$$

У разі орієнтації потоку за віссю d момент дорівнює

$$M = -k\Phi_2 I_{2q}.$$

З рівняння

$$L_2 I_2 = \Phi_2 - L_{12} I_1$$

можна дістати (пам'ятаючи, що $\Phi_{2q} = 0$)

$$I_{2q} = -\frac{L_{12}}{L_2} I_{1q}.$$

Отже, остаточний вираз для моменту такий:

$$M = k \frac{L_{12}}{L_2} \Phi_2 I_{1q}. \quad (5.89)$$

Вирази (5.86) і (5.89) показують, якщо відомі струм статора та його складові на осях d — q , можливе роздільне керування магнітним потоком ротора й електромагнітним моментом: складова I_{1d} керує магнітним потоком машини, а складова I_{1q} — електромагнітним моментом.

Таким чином, система керування має задавати дві складові струму статора:

$$\begin{cases} I_{1d} = \frac{T_2 \frac{d\Phi_2}{dt} + \Phi_2}{L_{12}}, \\ I_{1q} = \frac{L_2}{kL_{12}} \frac{M}{\Phi_2}. \end{cases} \quad (5.90)$$

Асинхронна машина за такого керування зображується простою структурною схемою (рис. 5.77), що містить блок множення БМ, механічний блок електродвигуна МБ.

Такий підхід до керування асинхронною машиною, хоч і здається простим та привабливим, але має суттєві труднощі при реалізації.

По-перше, поведінка системи та керування нею значно погіршуються через зміну параметрів під час її роботи: зміна активного опору ротора від температури й частоти струму ротора, зміна індуктивності і взаєміндуктивності від ступеня насичення магнітної системи машини. Сучасні методи векторного керування для подолання цього недоліку, зауважимо, використовують принципи адап-

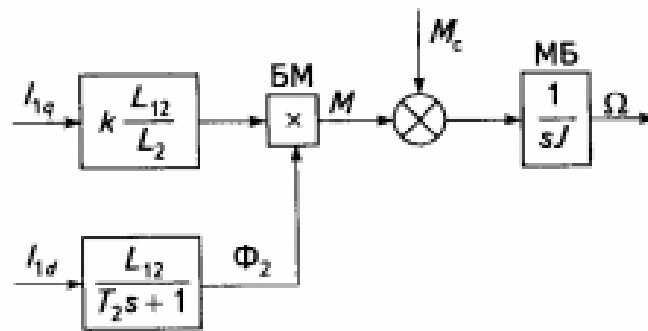


Рис. 5.77

тивного керування, що також є непростим завданням для практичної реалізації.

По-друге, принцип векторного керування з орієнтацією за вектором потоку використовує параметри і змінні машини, що зведені до обертової системи координат. Це потребує насамперед визначення фізичних параметрів машини і їх зведення до двофазної моделі й наступного послідовного перетворення на основі прямого, а потім і зворотного перетворення Парка. Такі задачі майже неможливо розв'язати без використання потужного сигнального мікропроцесора, що працює в реальному масштабі часу. Тому всі сучасні САК використовують цифрове мікропроцесорне керування.

Векторне керування при живленні АД від ПЧ з АІС. Регулювання потоку може бути прямим і непрямим.

У разі *прямого регулювання* створюється замкнутий контур регулювання магнітного потоку. У сучасних системах керування фактичне значення магнітного потоку визначається за допомогою естиматора. Частота обертання потоку статора ω , визначається безпосередньо за положенням потоку в координатах, прив'язаних до статора.

У разі *непрямого регулювання* потоку він не вимірюється: його значення просто задається. Орієнтування потоку забезпечується через напруги і струми, а розділення керування реалізується завдяки динамічній моделі машини.

Структурну схему САК, де реалізовано принцип непрямого регулювання потоку, наведено на рис. 5.78 (БД1, БД2 — блоки ділення).

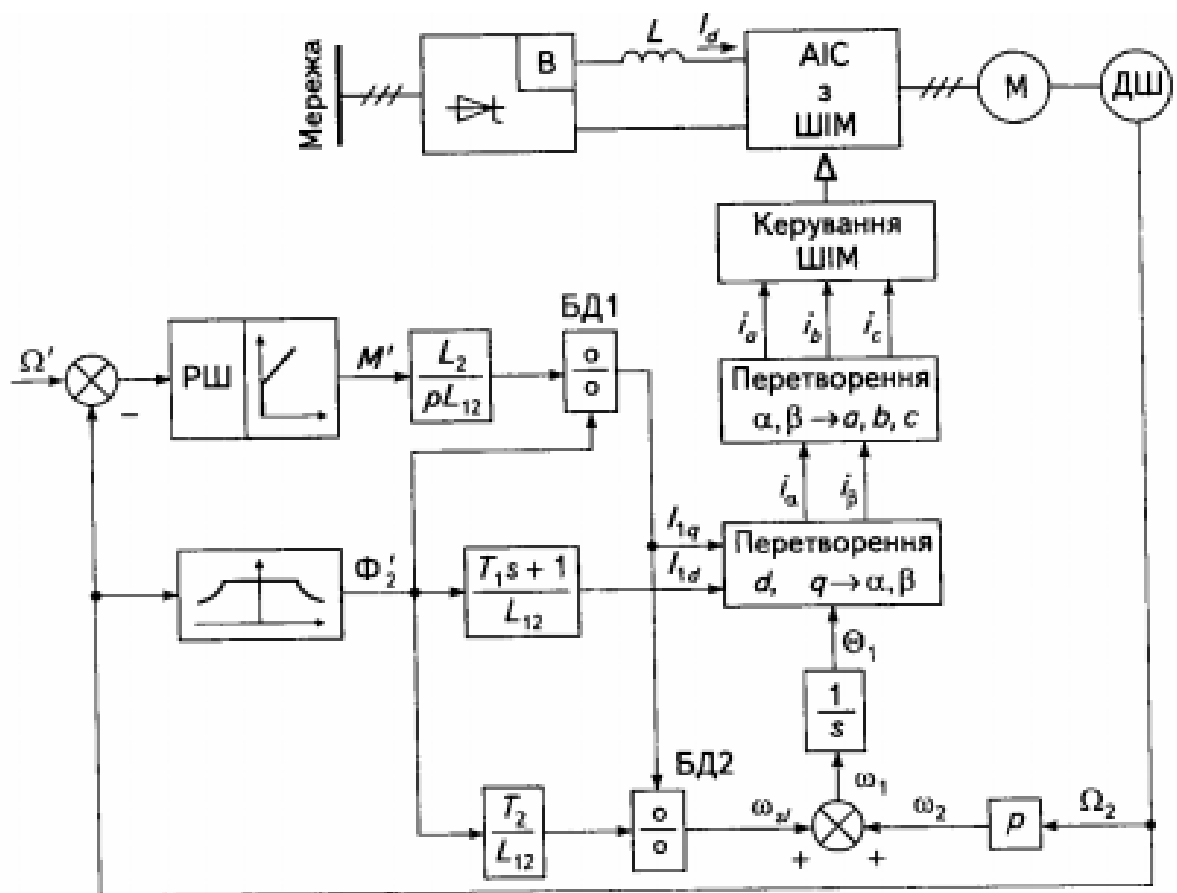


Рис. 5.78

Значення потоку задається безпосередньо від швидкості обертання ротора машини. У разі регулювання швидкості до номінального значення задається номінальний потік машини, а вище за номінальну швидкість — задане значення потоку зменшується обернено пропорційно швидкості. Отже, реалізується двозонне регулювання швидкості (з постійним моментом — перша зона, з постійною потужністю — друга зона).

Задавальними сигналами для векторного керування є потік Φ' і момент M' . Величина моменту формується як вихідний сигнал (абсолютне ковзання) ПІ-регулятора швидкості, оскільки момент вважається пропорційним абсолютному ковзанню. Складові струму статора I_{1q} та I_{1d} визначаються відповідно до рівнянь (5.90).

Схему САК з прямим регулюванням магнітного потоку і моменту АД наведено на рис. 5.79.

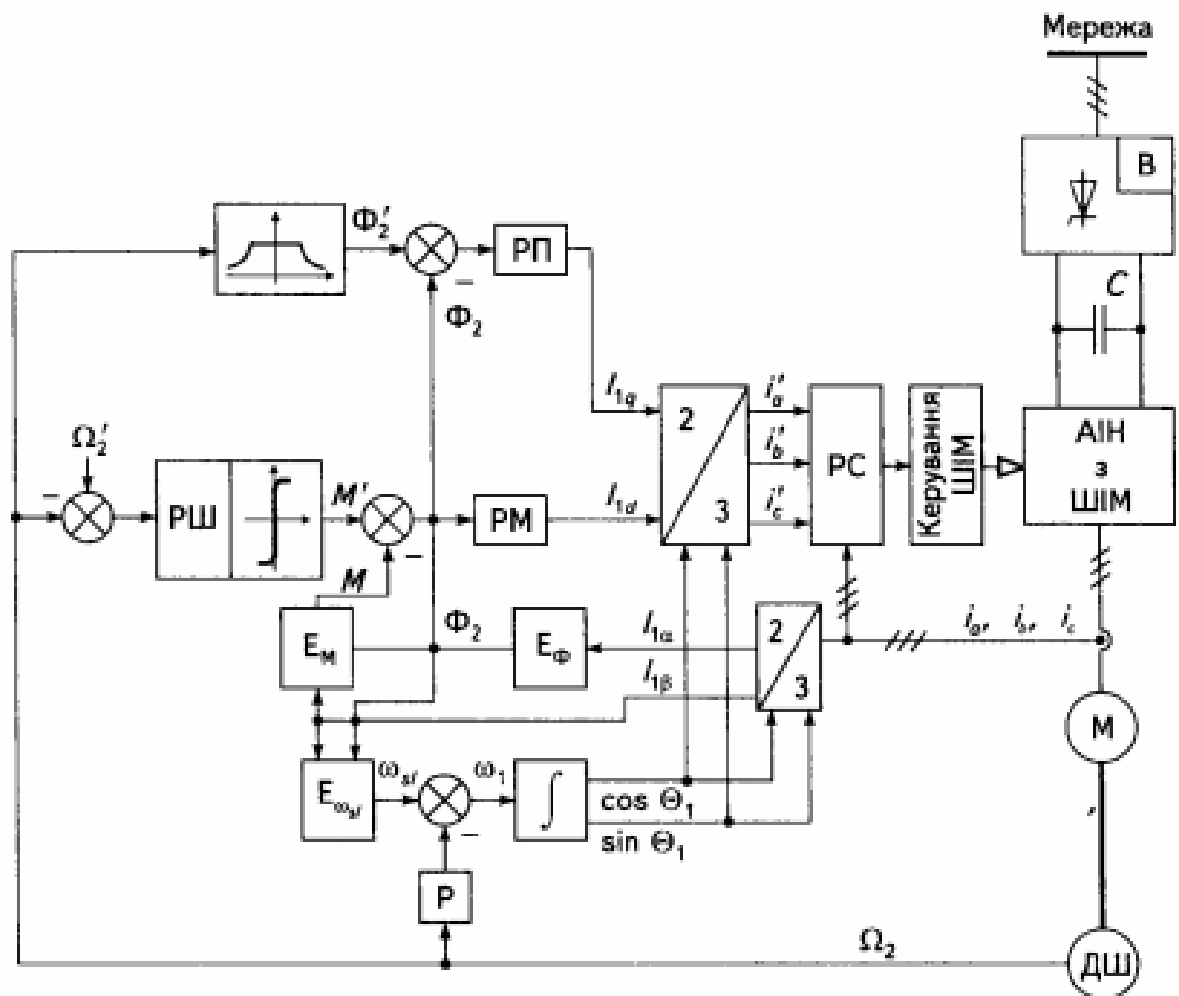


Рис. 5.79

Живлення двигуна реалізовано від ПЧ з АІН, замкнутого зворотним зв'язком за струмом статора. Для реалізації прямого регулювання потоку використовуються естиматори потоку ротора E_Φ , моменту E_M та абсолютного ковзання $E_{\omega_{sl}}$.

Для визначення моменту естиматор використовує залежність

$$M = k \frac{L_{12}}{L_2} \Phi_2 i_{1q}.$$

Абсолютне ковзання визначається через розраховане естиматором значення магнітного потоку та виміряної складової струму i_{1q} :

$$\omega_{sl} = i_{1q} L_{12} \frac{R_2}{L_2} \frac{1}{\Phi_2}.$$

Точність і робастність* схеми естиматорів (відносно зміни параметрів двигуна) суттєво впливає на якість регулювання системи.

Векторне керування АД при його живленні від джерела напруги. Як і для випадку живлення АД від джерела струму, прийемо, що вісь d обертової координатної системи d — q орієнтується за вектором потоку ротора. Отже, $\Phi_{2d} = \Phi_2$, а $\Phi_{2q} = 0$.

За використання непрямого методу регулювання потоку положення осі d можна визначити, інтегруючи $\omega_1 = p\Omega_2 + \omega_r$. Для прямого методу регулювання потоку при використанні естиматора потоку ротора положення осі d відповідно до рис. 5.80 визначається за такою формулою:

$$\Theta_s = \arctg \frac{\Phi_{2\beta}}{\Phi_{2\alpha}}$$

У разі живлення машини від джерела напруги керуючими змінними є u_{1d} і u_{1q} . Рівняння напруг статора в обертовій системі координат матимуть вигляд:

$$u_{1d} = \sigma L_1 \frac{di_{1d}}{dt} + \left(R_1 + R_2 \frac{L_{12}}{L_2} \right) i_{1d} - \omega_1 \sigma L_1 i_{1q} - \frac{L_{12}}{L_2} R_2 \Phi_2'; \quad (5.91)$$

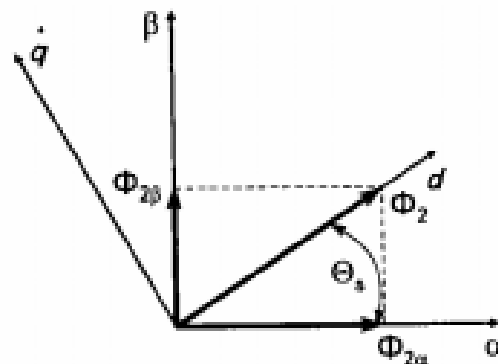


Рис. 5.80

* Якщо змінюється зовнішній вплив на ЕП і є певна нестабільність його параметрів, можна сконструювати такий регулятор, завдяки якому якість роботи не зменшлася би нижче допустимого рівня. Такі системи дістали назву *робастних*.

$$u_{1q} = \sigma L_1 \frac{di_{1q}}{dt} + \omega_1 \sigma L_1 i_{1d} + \left(R_1 + R_2 \frac{L_2^2}{L_2^2} \right) i_{1q} + \frac{L_{12}}{L_2} \omega_2 \Phi_2' \quad (5.92)$$

Потік ротора визначається струмом i_{1d} :

$$T_2 \frac{d\Phi_2'}{dt} + \Phi_2' = L_{12} i_{1d} \quad (5.93)$$

Абсолютне ковзання

$$\omega_{sl} = \frac{L_{12}}{\Phi_2' L_2} i_{1q} \quad (5.94)$$

Як видно з рівнянь (5.91), (5.92), має місце зв'язок між діями по осях d і q . Напряга u_{1d} впливає як на струм i_{1d} , так і на струм i_{1q} . Аналогічну дію створює і складова напруги u_{1q} . Отже, ці складові впливають одночасно й на момент, і на потік машини.

Є кілька підходів для вирішення цієї проблеми. Одне з рішень полягає в тому, що вводяться дві нові змінні v_{1d} і v_{1q} :

$$u_{1d} = v_{1d} - e_d, \quad u_{1q} = v_{1q} - e_q \quad (5.95)$$

де e_d , e_q — фіктивні ЕРС по осях відповідно d і q ,

$$e_q = -\omega_1 \sigma L_1 i_{1d} - \frac{L_{12}}{L_2} \omega_2 \Phi_2' = -\omega_1 \sigma L_1 i_{1d} - \frac{L_{12}}{L_2} (\omega_1 - \omega_{sl}) \Phi_2'; \quad (5.96)$$

$$e_d = \omega \sigma L_1 i_{1q} + \frac{L_{12}}{L_2} R_2 \Phi_2' \quad (5.97)$$

Тут верхній індекс ' означає задане (бажане) значення потоку ротора.

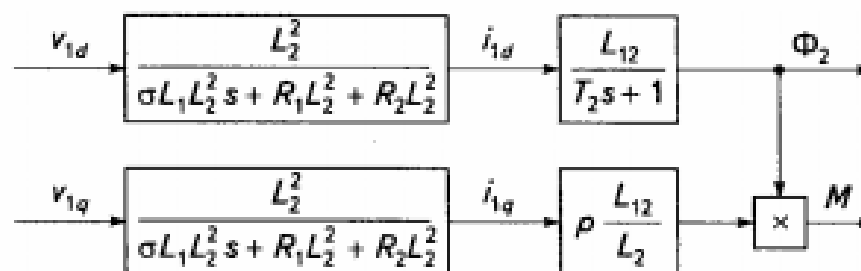


Рис. 5.81

Таким чином, створено нову систему роздільного регулювання потоку і моменту, для якої мають місце такі співвідношення:

$$\begin{cases} v_{1d} = \sigma L_1 \frac{di_{1d}}{dt} + \left(R_1 + R_2 \frac{L_2^2}{L_2^2} \right) i_{1d}, \\ T_2 \frac{d\Phi_2'}{dt} + \Phi_2' = L_2 i_{1d}, \\ v_{1q} = \sigma L_1 \frac{di_{1q}}{dt} + \left(R_1 + R_2 \frac{L_2^2}{L_2^2} \right) i_{1q}, \\ \omega_{s1} = \frac{L_2}{\Phi_2' L_2} i_{1q}, \\ M = \rho \omega_{s1} \Phi_2'^2. \end{cases} \quad (5.98)$$

Структурну схему об'єкта керування, що описується системою рівнянь (5.98), наведено на рис. 5.81.

Керуючі дії v_{1d} і v_{1q} формуються відповідними регуляторами потоку РП і моменту РМ. У реальній системі слід визначити фазні напруги на виході ПЧ із u_{1d} і u_{1q} за допомогою зворотного перетворення координат $d-q \rightarrow \alpha-\beta \rightarrow a-b-c$.

Отже, потрібно відновити напруги u_{1d} і u_{1q} . Для цього використовують співвідношення (5.95).

Приклад САК із використанням прямого керування магнітним потоком при живленні асинхронного двигуна від перетворювача частоти з АІН і застосуванням вищенаведеного принципу побудови системи наведено на рис. 5.82.

Синтез регуляторів потоку і моменту має справу з лінійною системою першого-другого порядку й не становить труднощів. Однак неточність ідентифікації параметрів машини або їхній дрейф приводить до появи взаємозв'язку між потоком та моментом і навіть до нестійкості.

Таким чином, під час практичної реалізації системи потрібно застосовувати теорію побудови робастних або адаптивних систем.

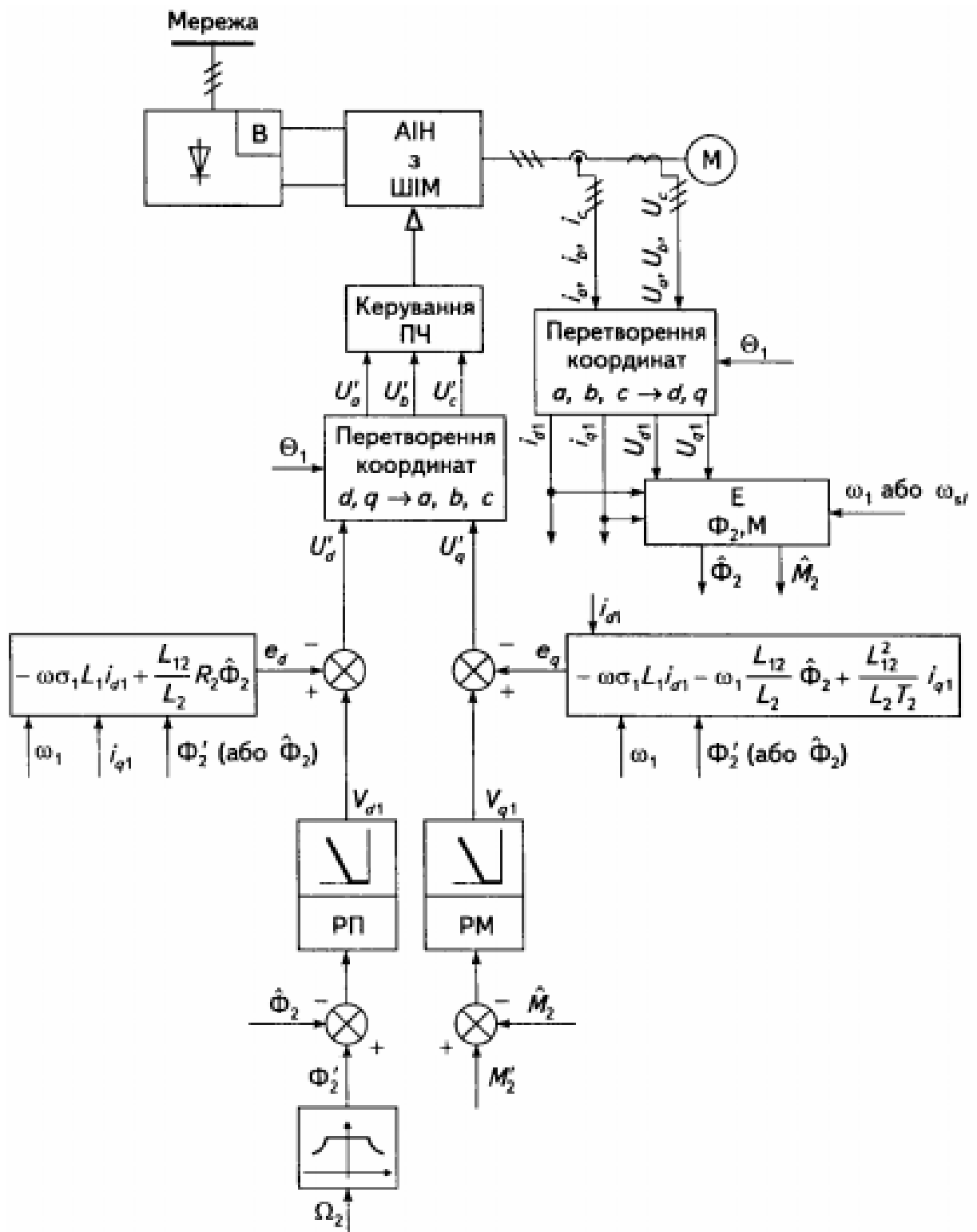


Рис. 5.82

Пряме керування моментом АД (DTC)

Методи прямого керування моментом ґрунтуються на керуванні станом ключів інвертора напруги (замикання чи розмикання ключів) на основі аналізу обчислених значень електромагнітного моменту й магнітного потоку статора. Зміна стану ключів пов'язана з еволюцією електромагнітного стану асинхронного двигуна. Для аналізу такого стану використовується математична (цифрова) модель двигуна, вхідною інформацією для якої є миттєві значення фазних напруг і струмів статора машини. Модель здійснює опитування цих значень із високою частотою (порядку 40 кГц) і розраховує протягом певного часу квантування дійсні значення магнітного потоку, електромагнітного моменту й швидкості обертання двигуна. Це завдання реалізується за допомогою швидкодіючого сигнального мікропроцесора.

За допомогою двох релейних регуляторів-компараторів моменту і потоку знайдені значення моменту і потоку порівнюються із заданими, у результаті чого формуються керуючі логічні сигнали, що керують станом ключів інвертора. Щоб уникнути нескінченно великої частоти комутації, компаратори повинні мати гістерезисну характеристику.

Використання такого способу керування надає САК властивостей релейної системи, що працює в ковзному режимі, забезпечуючи високу швидкодію і точність регулювання.

Структурну схему САК (контурів регулювання моменту і потоку) асинхронного електропривода з прямим керуванням моменту (DTC) наведено на рис. 5.83.

Момент і магнітний потік розраховуються і прив'язуються до координатної системи $\alpha-\beta$ за допомогою естиматора (математичної моделі двигуна). За допомогою нескладного алгоритму визначається просторове положення вектора магнітного потоку в координатній системі $\alpha-\beta$ (визначається номер сектора n).

Похибка між заданим і реальним значеннями потоку $\Delta\Phi$, подається на дворівневий компаратор К1, що формує на виході логічний сигнал $U_{\Phi} (+1, -1)$. Похибка між біжучим і заданим значеннями моменту подається на трирівневий компаратор К2, на виході якого формується логічний сигнал $U_{\omega} (+1, 0, -1)$. Відповідно до цих трьох сигналів визначається необхідний стан ключів інвертора.

Розглянемо детальніше, як відбувається регулювання магнітного потоку статора й моменту двигуна.

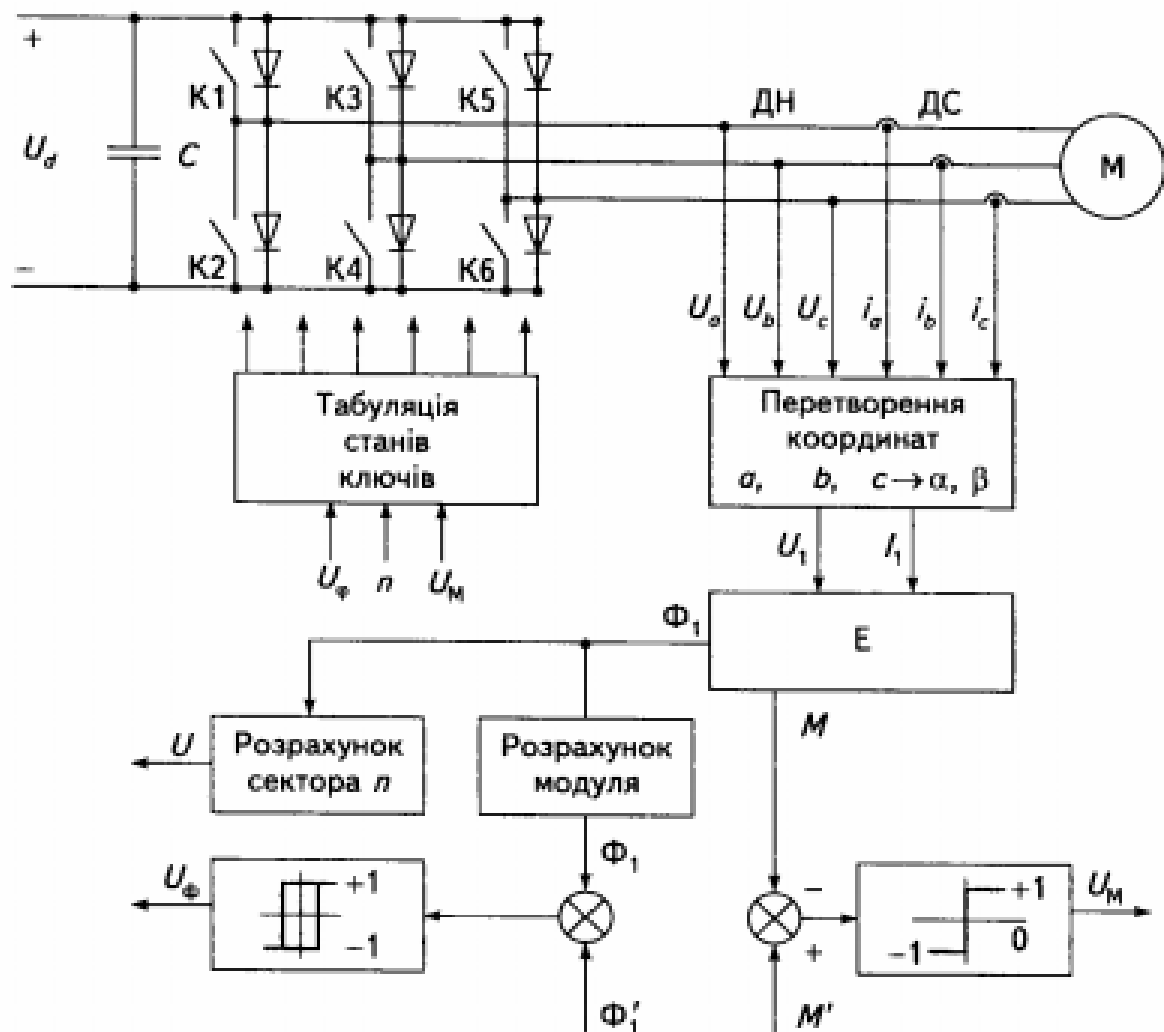


Рис. 5.83

Регулювання магнітного потоку статора і моменту двигуна. Магнітний потік статора змінюється в разі зміни напруги статора згідно із залежністю

$$U_1 = R_1 I_1 + \frac{d\Phi}{dt}.$$

За допомогою релейного регулятора потоку, змінюючи напругу статора, можна підтримувати модуль потоку в межах від Φ_{1min} до Φ_{2max} . Наприклад, якщо потік досягає максимального значення Φ_{2max} , змінюють стан ключів інвертора так, щоб нове значення вектора напруги U_1 спричинило зменшення модуля потоку. Коли потік спадає до значення Φ_{2min} , відбувається комутація ключів.

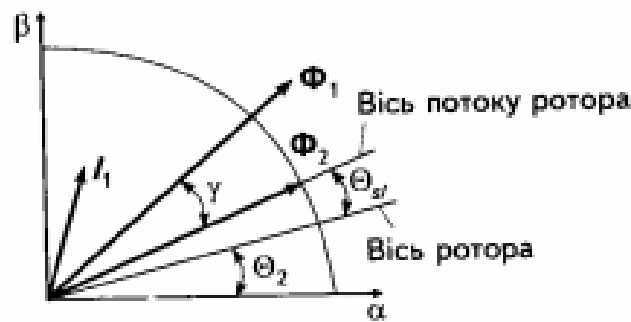


Рис. 5.84

Еволюцію магнітного потоку статора зображено на рис. 5.84, де також наведено вектор магнітного потоку ротора. Оскільки роторне коло має досить велику сталу часу (від кількох десятків до сотень мілісекунд), то протягом комутацій ключів потік ротора залишається майже незмінним. Отже, потік ротора в просторі описує коло.

Електромагнітний момент двигуна визначається так:

$$M = k\Phi_1 \wedge \Phi_2 = k\Phi_1\Phi_2 \sin \gamma.$$

Таким чином, якщо підтримувати майже незмінними магнітні потоки статора і ротора, то регулювати момент можна зміною кута γ , тобто взаємного положення векторів магнітних потоків статора і ротора. Для швидкої зміни моменту достатньо швидко змінювати положення вектора потоку статора. Це досягається комутацією станів ключів.

Визначення станів ключів інвертора (сектора n). Для формування вихідної напруги інвертора використовується пофазна комутація («закон» 180°), за якої в кожній гілці інверторного моста пара ключів працює в протифазі, тому достатньо розглядати стан ключів К1, К3, К5 (див. рис. 5.83). Загальне число станів дорівнює $2^3 = 8$. З них замкнутий (111) або розімкнутий (000) стан усіх трьох ключів визначає нульову вихідну напругу (нульовий вектор). Інші шість станів ключів дають певні вихідні фазні напруги (певний вектор напруги статора).

При перетворенні координат із трифазної на двофазну систему трьом напругам U_a, U_b, U_c ставляться у відповідність напруги U_α, U_β, U_0 згідно з такою матрицею перетворення:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix}. \quad (5.99)$$

Зауважимо, що складова $U_0 = 0$ тому, що напруги u_a, u_b, u_c формують трифазну симетричну систему напруг.

Відповідність векторів напруги статора станам ключів наведено в табл. 5.3.

Таблиця 5.3

K1	K3	K5	U_a	U_b	U_c	U_a	U_b	U
0	0	0	0	0	0	0	0	U_0
1	0	0	$2U_d/3$	$-U_d/3$	$-U_d/3$	$U_d\sqrt{2/3}$	0	U_1
1	1	0	$U_d/3$	$U_d/3$	$-2U_d/3$	$U_d/\sqrt{6}$	$U_d/\sqrt{2}$	U_2
0	1	0	$-U_d/3$	$2U_d/3$	$-U_d/3$	$-U_d/\sqrt{6}$	$U_d/\sqrt{2}$	U_3
0	1	1	$-2U_d/3$	$U_d/3$	$U_d/3$	$-U_d\sqrt{2/3}$	0	U_4
0	0	1	$-U_d/3$	$-U_d/3$	$2U_d/3$	$-U_d/\sqrt{6}$	$-U_d/\sqrt{2}$	U_5
1	0	1	$U_d/3$	$-2U_d/3$	$U_d/3$	$U_d/\sqrt{6}$	$-U_d/\sqrt{2}$	U_6
1	1	1	0	0	0	0	0	U_7

Як видно, вектори U_0 і U_7 є нульовими, а решта мають однаковий модуль $U_d\sqrt{2/3}$ і зміщені один відносно іншого на кут $2\pi/6$.

Ці вектори, як і вектор потоку для певного інтервалу часу, що обертається із середньою швидкістю ω_1 , зображені на рис. 5.85. Тут нанесені сектори $n = 1, 2, \dots, 6$. Границі секторів визначаються через бісектриси кутів між двома сусідніми векторами напруги.

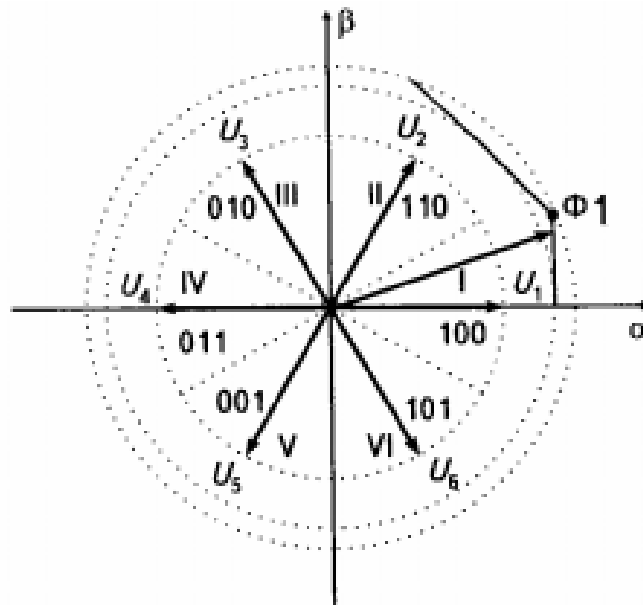


Рис. 5.85

Відповідно до положення вектора потоку статора елементарний алгоритм визначає номер сектора. Маючи сигнали на виході компараторів і знаючи номер сектора, визначають, згідно з табл. 5.4, стан ключів (положення вектора потоку).

Таблиця 5.4

Логічний сигнал		Сектор					
U_β	U_α	I	II	III	IV	V	VI
1	1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1
	0	U_7	U_0	U_1	U_0	U_7	U_0
	-1	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5
0	1	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1	U_2
	0	U_0	U_7	U_0	U_1	U_0	U_7
	-1	U_5	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4

Модель двигуна. Математична модель призначена для визначення біжучих значень магнітного потоку статора, моменту і швидкості обертання ротора асинхронної машини.

Магнітний потік розраховується через напруги і струми статора.

Вектор напруги статора може бути одержаний безпосереднім вимірюванням фазних напруг статора або постійної напруги U_s на вході інвертора та використанням співвідношень, які визначені для заданого стану ключів інвертора.

Вектор струму знаходять за даними вимірювання фазних струмів статора.

Магнітний потік розраховують так. Спочатку знаходять проєкції векторів на осі α і β :

$$\frac{d\Phi_{\alpha}}{dt} = U_{\alpha} - R_s I_{\alpha}, \quad \frac{d\Phi_{\beta}}{dt} = U_{\beta} - R_s I_{\beta}.$$

Інтегруючи ці два рівняння, одержують модуль потоку і його фазове положення (кут Θ_1):

$$\Phi_1 = \sqrt{\Phi_{\alpha}^2 + \Phi_{\beta}^2}, \quad \Theta_1 = \arctg \frac{\Phi_{\beta}}{\Phi_{\alpha}}. \quad (5.100)$$

Електромагнітний момент машини розраховують як векторний добуток векторів потоку і струму статора:

$$M = k \Phi_1 \wedge I_1 = k \operatorname{Im}(\Phi_1^* \times I_1) = k(\Phi_{\alpha} I_{\beta} - \Phi_{\beta} I_{\alpha}). \quad (5.101)$$

Швидкості обертання ротора і поля статора визначаються з положення вектора потоку ротора відносно нерухомої системи координат $\alpha-\beta$ (див. рис. 5.84).

За допомогою формули

$$\Phi_2 = \frac{L_2}{L_1} \Phi_1 - \sigma L_1 I_1$$

одержують вектор Φ_2 та його проєкції $\Phi_{2\alpha}$ і $\Phi_{2\beta}$ на осі $\alpha-\beta$ і, нарешті, обчислюють

$$\Theta_2 + \Theta_{st} = \operatorname{arctg} \frac{\Phi_{2\alpha}}{\Phi_{2\beta}} \quad \text{і} \quad \omega_1 = \frac{d(\Theta_2 + \Theta_{st})}{dt}. \quad (5.102)$$

Механічна швидкість обертання ротора машини визначається естиматором на основі виразу

$$\Omega = \frac{1}{\rho}(\omega_1 - \omega_{s1}) = \frac{1}{\rho} \left(\omega_1 - \frac{M}{\Phi_2^2 R_2} \right). \quad (5.103)$$

Завершаючи розгляд методу ДТС, зробимо такі висновки.

1. На відміну від класичного векторного керування з використанням АІН з ШІМ, де частота комутації ключів фіксована і досить висока (2,5...16 кГц), у разі використання методу ДТС частота комутації ключів залежить насамперед від величини вибраного гистерезису компараторів потоку і моменту, а також від режиму роботи машини (швидкості обертання, навантаження тощо). Вона змінюється в широких межах і, як правило, має менші значення, ніж при ШІМ.

2. Регулювання моменту зміною положення вектора потоку статора відносно потоку ротора дає змогу за рахунок стрибкоподібності такої зміни досягти високої швидкодії контуру регулювання моменту (порядку 6...10 мс). Це основна перевага такого методу.

3. Указаний метод оперує розрахунковими значеннями моменту, потоку та швидкості двигуна. Тобто він не потребує апаратних засобів для вимірювання цих величин. Це є ще однією з переваг методу. Однак для розрахунку застосовують складну математичну модель асинхронної машини. Вона, по-перше, потребує ідентифікації параметрів машини (опорів, індуктивностей, коефіцієнтів розсіювання потоків тощо), що реалізується прямим тестуванням машини і наступним розрахунком відповідних параметрів. По-друге, не слід забувати про те, що такий параметр, як активний опір, залежить від температури нагрівання машини й частоти (опір ротора), а інші залежать від стану насичення магнітної системи (індуктивності, коефіцієнтів розсіювання). Тому математична модель має бути адаптивною. Для реалізації цієї задачі, а також задач керування використовують цифрові методи із застосуванням цифрових сигнальних мікропроцесорів швидкої дії (DSP).

ЕСТИМАТОРИ ЗМІННИХ СТАНУ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ

Під *естиматором* розуміють пристрій або алгоритм розрахунку (останнє характерне для сучасного стану техніки регулювання), що використовує математичну модель машини у вигляді рівнянь Парка для статичного або динамічного режиму роботи машини.

Маючи вхідні дані напруги і (або) струму статора машини, пряме розв'язання цих рівнянь дає змогу дістати значення необхідної змінної. Зрозуміло, що параметри математичної моделі мають бути заздалегідь ідентифікованими. Такий підхід дає можливість побудувати досить прості й швидкі алгоритми розрахунку. Проте ці алгоритми не є робастними (нечутливими) до зміни параметрів машини (опорів статора і ротора, взаєміндуктивності, коефіцієнтів розсіювання і т. д.).

Останнім часом для побудови САК застосовують теорію та техніку регулювання систем зі зворотним зв'язком за змінними стану. Цей підхід широко використовує спостерігачі для визначення змінних стану, що недоступні для спостереження.

Теорія спостерігачів логічно й природно може бути застосована для розв'язання сформульованої вище задачі вимірювання змінних системи і визначення її параметрів.

Естиматор магнітного потоку

Цей естиматор як невід'ємна частина входить до складу сучасної САК із прямим регулюванням магнітного потоку.

У принципі вимірювання магнітного потоку можливе із застосуванням апаратних засобів. Так, можна розмістити виток під полюсом кожної фази машини. Тоді в цьому витку наводитиметься ЕРС, що в усталеному режимі прямо пропорційна фазній ЕРС обмотки машини. Підсилена й відфільтрована напруга витка після інтегрування дає сигнал, пропорційний магнітному потоку. Точність такого вимірювання суттєво погіршується за малих швидкостей.

Також для вимірювання магнітного потоку можна використати датчик Холла. Щоправда, він дуже чутливий до вібрацій і зміни температури, до того ж використання його потребує зусиль та додаткових коштів для дооснащення машини. На практиці перевагу віддають непрямим методам визначення магнітного потоку, що

ґрунтуються на використанні математичної моделі машини, адаптованої для розв'язання конкретної задачі. Найчастіше цю функцію виконують естиматори магнітного потоку.

Є чимало видів естиматорів потоку. Наведемо лише кілька з них, що найчастіше використовуються в САК.

Естиматор потоку статора у двофазній системі координат α — β . Рівняння напруг статора в стаціонарній системі координат α — β має такий вигляд:

$$\begin{cases} U_{1\alpha} = R_1 I_{1\alpha} + \frac{d\Phi_{1\alpha}}{dt}, \\ U_{1\beta} = R_1 I_{1\beta} + \frac{d\Phi_{1\beta}}{dt}. \end{cases} \quad (5.104)$$

Проінтегрувавши це рівняння, дістаємо:

$$\begin{cases} \Phi_{1\alpha} = \int (U_{1\alpha} - R_1 I_{1\alpha}) dt, \\ \Phi_{1\beta} = \int (U_{1\beta} - R_1 I_{1\beta}) dt, \\ \Phi_1 = \sqrt{\Phi_{1\alpha}^2 + \Phi_{1\beta}^2}. \end{cases} \quad (5.105)$$

Використання такого естиматора потоку вимагає застосування як мінімум двох датчиків струму (вважається, що система є трифазною симетричною; отже: $i_a + i_b + i_c = 0$) і двох-трьох датчиків фазних напруг. Потрібно також застосувати перетворення координат a — b — $c \rightarrow \alpha$ — β .

Аналогічний принцип побудови естиматора потоку запропонував Б. К. Босе. Відмінність його полягає в тому, що синтезується магнітний потік статора машини за допомогою інтегрування рівнянь напруг статора, записаних у фазних координатах a — b — c , у результаті чого знаходяться магнітні потоки Φ_a , Φ_b , Φ_c від кожного з фазних струмів статора. Потім, використовуючи три- або двофазне перетворення координат, розраховують складові потоку Φ_α , Φ_β і, нарешті, модуль магнітного потоку статора

$$|\Phi_1| = \sqrt{\Phi_\alpha^2 + \Phi_\beta^2}.$$

Одночасно обчислюється величина електромагнітного моменту

$$M = \frac{3}{2} p (\Phi_{1\alpha} i_{1\beta} - \Phi_{1\beta} i_{1\alpha}).$$

Структурну схему естиматора потоку статора наведено на рис. 5.86. Зауважимо, що цей естиматор слід використовувати за скалярного керування з прямим регулюванням потоку і моменту.

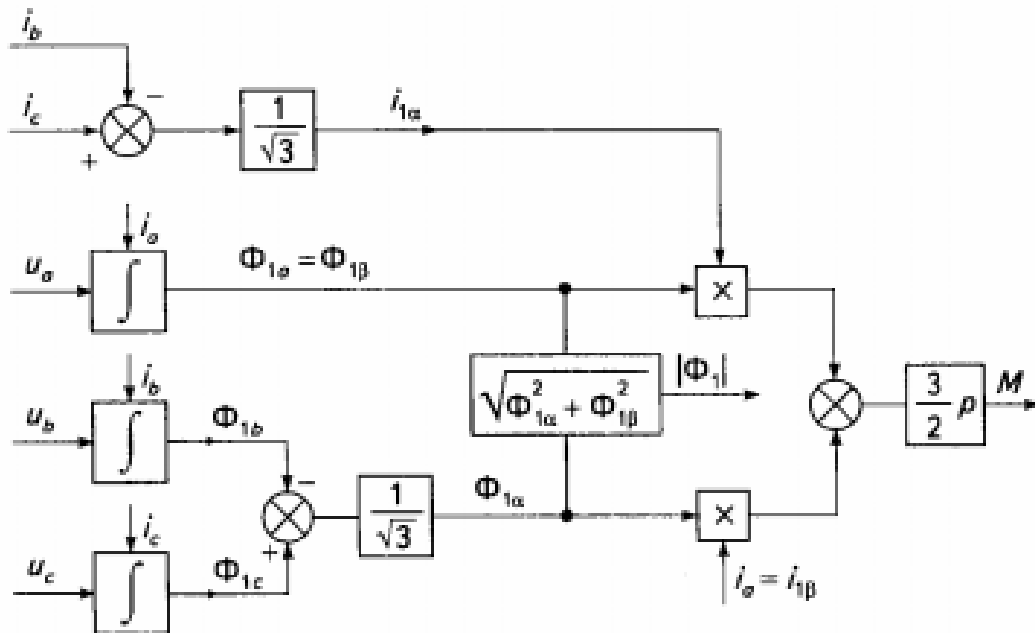


Рис. 5.86

Загальний недолік естиматорів, котрі використовують пряме інтегрування напруг статора, полягає в тому, що такий метод вносить істотні похибки розрахунку під час роботи двигуна на низьких швидкостях, коли напруга живлення статора сумірна зі спадом напруги на опорі статора, який, до того ж, змінюється в широких межах при зміні температури нагрівання машини.

Естиматор потоку ротора у двофазній системі координат α — β . Сучасні методи векторного керування з орієнтацією за вектором потоку ротора вимагають інформацію про цей вектор (потрібно знати величину модуля потоку і його просторове положення).

Під час побудови естиматора використовуються рівняння напруг ротора, записані в стаціонарній системі координат $\alpha-\beta$:

$$\frac{d\Phi_{2\alpha}}{dt} + R_2 i_{2\alpha} + \omega_2 \Phi_{2\beta} = 0; \quad (5.106)$$

$$\frac{d\Phi_{2\beta}}{dt} + R_2 i_{2\beta} - \omega_2 \Phi_{2\alpha} = 0. \quad (5.107)$$

Магнітні потоки виражаються через струми ротора:

$$\Phi_{2\beta} = L_{12} i_{1\beta} + L_2 i_{2\beta}; \quad (5.108)$$

$$\Phi_{2\alpha} = L_{12} i_{1\alpha} + L_2 i_{2\alpha}. \quad (5.109)$$

Додавши до лівої та правої частин рівняння (5.107) член $(L_{12}R_2/L_2) i_{1\beta}$, дістанемо

$$\frac{d\Phi_{2\beta}}{dt} + \frac{R_2}{L_2} (L_{12} i_{1\beta} + L_2 i_{2\beta}) - \omega_2 \Phi_{2\alpha} = \frac{L_{12} R_2}{L_2} i_{1\beta}.$$

З урахуванням виразу (5.108) після вилучення струму ротора $i_{2\beta}$ маємо

$$\frac{d\Phi_{2\beta}}{dt} = \frac{L_{12}}{T_2} i_{1\beta} + \omega_2 \Phi_{2\alpha} - \frac{1}{T_2} \Phi_{2\beta}. \quad (5.110)$$

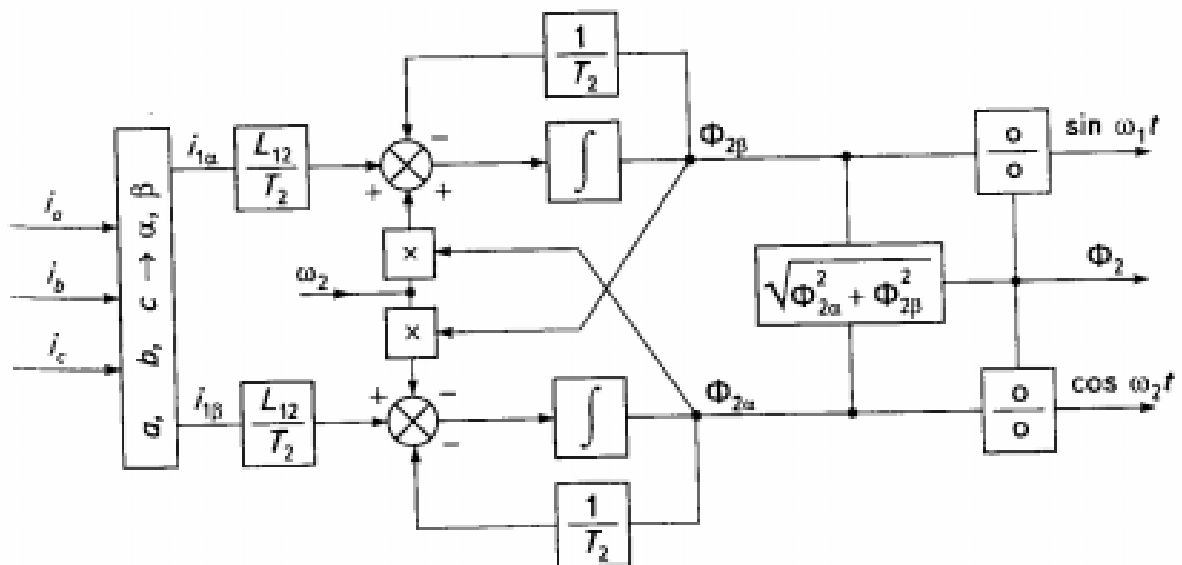


Рис. 5.87

За аналогією до попереднього рівняння для складової потоку $\Phi_{2\alpha}$ одержуємо

$$\frac{d\Phi_{2\alpha}}{dt} = \frac{L_{12}}{T_2} i_{1\alpha} - \omega_2 \Phi_{2\beta} - \frac{1}{T_2} \Phi_{2\alpha}, \quad (5.111)$$

де $T_2 = L_2/R_2$ — стала часу ротора.

Цифровий естиматор потоку на основі рівнянь (5.110), (5.111) розраховує модуль і положення вектора магнітного потоку (кут його повороту $\Theta_1 = \omega_1 t$ відносно стаціонарної системи координат $\alpha-\beta$). Вхідними даними для розрахунку є фазні струми статора й електрична швидкість обертання ротора $\omega_2 = p\Omega_2$.

Структурну схему естиматора потоку ротора наведено на рис. 5.87.

Естиматор потоку ротора з орієнтацією системи координат $d-q$ за потоком ротора. У системі координат, що обертається синхронно з потоком ротора, рівняння поточкозчеплення мають такий вигляд:

$$0 = \frac{d\Phi_{2d}}{dt} - (\omega_1 - \omega_2)\Phi_{2q} + R_2 i_{2d}; \quad (5.112)$$

$$0 = \frac{d\Phi_{2q}}{dt} + (\omega_1 - \omega_2)\Phi_{2d} + R_2 i_{2q}, \quad (5.113)$$

де ω_1 — електрична швидкість обертання поля ротора; $\omega_2 = p\Omega$ — електрична швидкість обертання ротора.

Якщо зорієнтувати вісь d системи координат $d-q$ за напрямом $\Phi_{2\alpha}$, рівняння запишуться так:

$$\frac{d\Phi_{2d}}{dt} + R_2 i_{2d} = 0; \quad (5.114)$$

$$(\omega_1 - \omega_2)\Phi_{2d} + R_2 i_{2q} = 0. \quad (5.115)$$

Магнітний потік ротора можна виразити через намагнічувальний струм $i_{\mu 2}$:

$$\Phi_2 = L_{12} |i_{\mu 2}|. \quad (5.116)$$

Тоді рівняння (5.114), (5.115) наберуть вигляду

$$L_{12} \frac{d|i_{\mu 2}|}{dt} + R_2 i_{2d} = 0; \quad (5.117)$$

$$(\omega_1 - \omega_2) |i_{\mu 2}| + R_2 i_{2q} = 0. \quad (5.118)$$

Потокозчеплення ротора виражаються через струми ротора і статора в координатній системі $d-q$:

$$\Phi_{2d} = L_{12} i_{1d} + L_2 i_{2d}; \quad (5.119)$$

$$\Phi_{2q} = L_{12} i_{1q} + L_2 i_{2q}. \quad (5.120)$$

З урахуванням виразу (5.116) і з рівнянь (5.119), (5.120) маємо

$$i_{2d} = \frac{L_{12}}{L_2} (|i_{\mu 2}| - i_{1d}); \quad (5.121)$$

$$i_{2q} = \frac{L_{12}}{L_2} (0 - i_{1q}). \quad (5.122)$$

Підставивши рівняння (5.121), (5.122) відповідно в (5.114), (5.115), з урахуванням виразу для сталої часу ротора, остаточно дістанемо

$$T_2 \frac{d|i_{\mu 2}|}{dt} + |i_{\mu 2}| = i_{1d}, \quad (5.123)$$

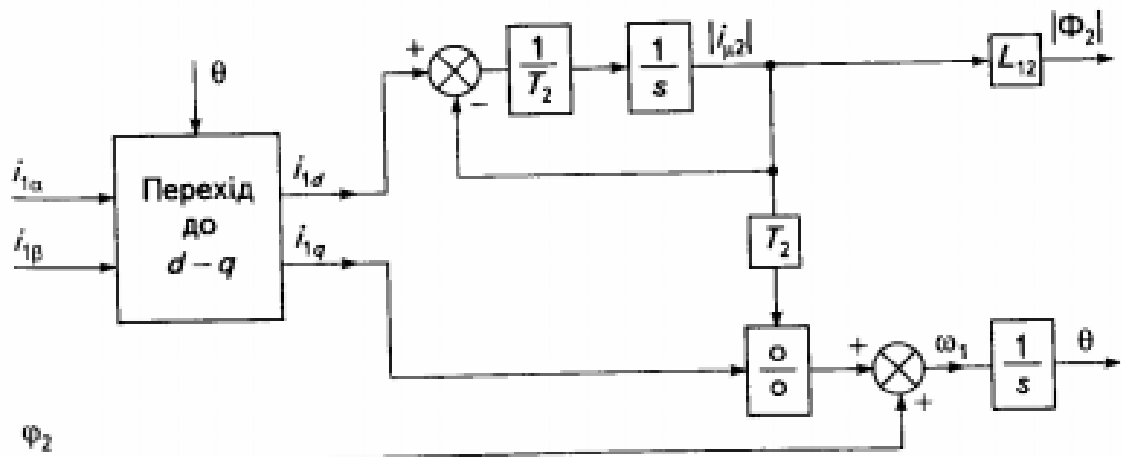


Рис. 5.88

$$\omega_1 = \omega_2 + \frac{i_{1q}}{T_2 |i_{\mu 2}|}. \quad (5.124)$$

Маючи як вхідні дані струми статора, записані в координатній системі $\alpha-\beta$, а також знаючи параметри машини T_2 і L_{12} , можна на основі рівнянь (5.123), (5.124) побудувати естиматор, структурну схему якого наведено на рис. 5.88.

Естиматор електромагнітного моменту

Залежно від того, які величини вимірюються або визначаються через естиматор, електромагнітний момент можна розрахувати, використавши одну з таких формул:

$$\begin{cases} M = k(\Phi_{1d}i_{1q} - \Phi_{1q}i_{1d}), \\ M = -k(\Phi_{2d}i_{2q} - \Phi_{2q}i_{2d}), \\ M = k \frac{L_{12}}{L_2} (\Phi_{2d}i_{1q} - \Phi_{2q}i_{1d}), \\ M = k \frac{L_{12}}{\sigma L_1 L_2} (\Phi_{1q} \Phi_{2d} - \Phi_{1d} \Phi_{2q}), \\ M = k L_{12} (i_{2d}i_{1q} - i_{2q}i_{1d}). \end{cases} \quad (5.125)$$

Естиматори швидкості та ковзання

Розглянемо два приклади реалізації естиматорів швидкості за векторного керування АД від джерела напруги та струму.

ПРИКЛАД 5.1

Масмо естиматор швидкості при живленні АД від джерела напруги.

Нехай реалізоване векторне керування з орієнтацією за вектором потоку ротора. Тоді $\Phi_{2d} = L_{12} |i_{\mu 2}|$ та $\Phi_{2q} = 0$.

Якщо знехтувати коефіцієнтом розсіювання σ , то вираз для швидкості ротора набуде вигляду

$$\hat{\omega}_2 = \frac{u'_{1q} - (R_1 - R_2)i_{1q}}{L_{12} i_{\mu 2}}, \quad (5.126)$$

де $u'_{1q}, i'_{\mu 2}$ — задані значення відповідно напруги та струму; i_{1q} — виміряне значення струму.

ПРИКЛАД 5. 2

Маємо естиматор швидкості при живленні АД від джерела струму.

Швидкість визначається з рівняння автокерування асинхронною машиною:

$$\omega_2 = \omega_1 - \omega_{sl} = \frac{d\Theta_2}{dt} - \omega_{sl},$$

де Θ_2 — кут повороту поля ротора відносно нерухомої системи координат α — β , зв'язаною зі статором.

Кут орієнтації магнітного потоку ротора Θ_2 в системі координат α — β :

$$\Theta_2 = \arctg \frac{\Phi_{2\beta}}{\Phi_{2\alpha}} = \arctg \frac{i_{2\mu\beta}}{i_{2\mu\alpha}}, \quad (5.127)$$

де $i_{2\mu\beta} = \frac{\Phi_{2\beta}}{L_2}$, $i_{2\mu\alpha} = \frac{\Phi_{2\alpha}}{L_2}$ — струми намагнічування.

Виберемо обертову систему координат d — q , зорієнтовану таким чином, що $\Phi_{2q} = 0$. Вісь d робить кут Θ_2 відносно осі α (рис. 5.89).

Абсолютне ковзання визначається з рівняння (5.87) з використанням рис. 5.89:

$$\omega_{sl} = i_{1q} L_{\sigma 2} \frac{R_2}{L_2} \frac{1}{\Phi_2} = \frac{i_{1q}}{T_2 i_{\mu 2}} = \frac{i_{1\beta} \cos \Theta_2 - i_{1\alpha} \sin \Theta_2}{T_2 \sqrt{i_{\mu 2\alpha}^2 + i_{\mu 2\beta}^2}}. \quad (5.128)$$

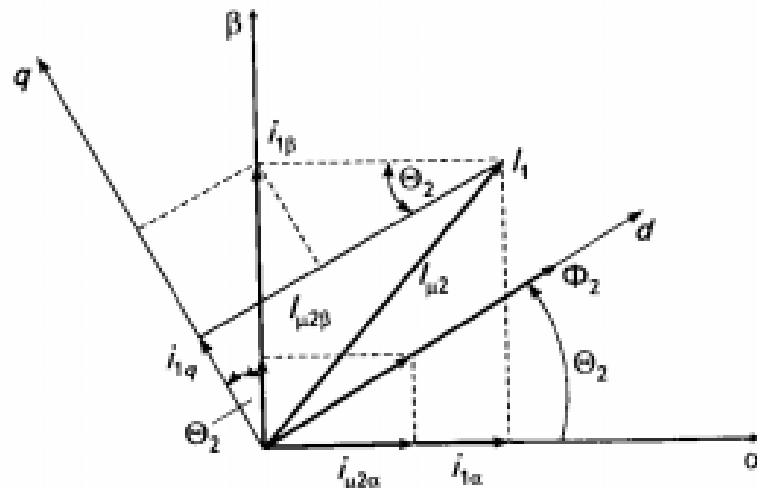


Рис. 5.89

Вихідними даними для розрахунку абсолютного ковзання, а потім і швидкості ротора є складові намагнічувального струму $i_{\alpha 2\beta}$ та $i_{\beta 2\alpha}$, що визначаються за допомогою естиматора потоку ротора, а також складові струму статора $i_{\alpha 1}$, $i_{\beta 1}$. Останні отримують вимірюванням струмів статора і наступного перетворення координат α — β — c в α — β .

ЧАСТОТНЕ КЕРУВАННЯ СИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Нині сфера застосування синхронних електроприводів із регулюванням швидкості досить широка як за діапазоном потужностей, так і за характером виробничого механізму. В діапазоні потужностей від сотень кіловат до десятків мегават використовують синхронні двигуни з електромагнітним збудженням для привода потужних вентиляторів, насосів, компресорів, валків прокатних станів тощо. Синхронні двигуни малої потужності (від кількох кіловат до десятків кіловат) зі збудженням від постійних магнітів використовуються для сервоприводів верстатів із числовим програмним керуванням, роботів та інших механізмів, де необхідні широкий діапазон регулювання швидкості й високі динамічні показники регулювання.

Як було вже сказано, частотний спосіб керування поєднується за принципом автокерування, коли частота струму статора, що задається частотою перемикання ключів інвертора, ставиться у відповідність до частоти обертання ротора машини. Крім того, імпульси керування ключами інвертора синхронізовані до кутового положення ротора. Такий спосіб керування забезпечує стійку роботу машини в усьому діапазоні регулювання швидкості й дає змогу досягти високої швидкодії САК.

Для живлення синхронних двигунів використовують ті самі перетворювачі частоти і принципи керування (скалярне і векторне), що й для асинхронних двигунів. Проте деякі відмінності в конструкції та принципах роботи потребують застосування дещо інших стратегій керування.

Розглянемо принципові відмінності синхронної машини від асинхронної, а також нагадаємо про особливості конструкцій, що суттєво впливають на електромеханічні властивості та керованість синхронного двигуна.

Принципові відмінності синхронного двигуна від асинхронного

Порівняно з асинхронною машиною синхронний двигун має такі характерні відмінності:

- швидкості обертання ротора (електрична швидкість ω_2) і магнітного поля ротора однакові, тобто немає ковзання;
- поле ротора створюється або обмоткою збудження (аналог машини постійного струму з незалежним збудженням), або постійними магнітами, розміщеними на роторі;
- в асинхронній машині поле ротора створюється струмами ротора, наведеними від поля статора, тому струм статора має намагнічувальну складову, отже, машина споживає реактивну енергію і працює з відстаючим $\cos \varphi$;
- синхронний двигун з електромагнітним збудженням може працювати як з одиничним коефіцієнтом потужності, так і з випереджувальним або відстаючим $\cos \varphi$ залежно від величини струму збудження;
- у разі використання постійних магнітів для збудження можна при конструюванні машини заздалегідь закласти відповідний $\cos \varphi$.

Конструктивні особливості синхронного двигуна

Статор машини містить трифазну обмотку, що формує p пар полюсів. Статор з обмоткою називають *якорем*. У якорі наводиться ЕРС якоря, а магнітний потік, що виникає від струмів якоря, називають *реакцією якоря*.

За електромагнітного збудження машини використовують два типи ротора: гладкий і з явно вираженими полюсами.

При гладкому роторі магнітна провідність повітряного проміжку не залежить від положення ротора.

Якщо обмотку збудження розміщують на явно виражених полюсах ротора, то провідність повітряного проміжку циклічно змінюється при обертанні ротора. Це суттєво впливає на параметри і

електромеханічні властивості машини. Для дослідження властивостей машини у цьому випадку використовують теорію двох реакцій (для стаціонарного режиму роботи) і (або) теорію Парка (для дослідження динаміки машини).

У машині на роторі з явно вираженими полюсами часто розміщують демпферну обмотку, яка протидіє швидким змінам магнітного потоку, демпфує коливання ротора під час перехідних процесів.

У машинах з гладким ротором ефект демпферної обмотки проявляється завдяки масивному ротору, зубцям і клинам.

За збудження від постійних магнітів застосовують два способи розміщення магнітів.

Перший спосіб (рис. 5.90, а) передбачає, що магніти розміщують на поверхні ротора. Повітряний проміжок у цьому випадку виконується достатньо великим, завдяки чому магнітна провідність проміжку є постійною. Машина за своїми властивостями наближається до машини з гладким ротором. Однак крива ЕРС якоря має трапецієподібну форму. Це дає змогу при живленні від перетворювачів частоти отримати за певних умов мінімальні пульсації електромагнітного моменту.

Другий спосіб (рис. 5.90, б) передбачає, що магніти заглиблюють у тіло ротора. За такої конструкції провідність магнітопроводу залежить від положення ротора. По повздовжній осі провідність є меншою, ніж по поперечній (зворотний ефект порівняно з

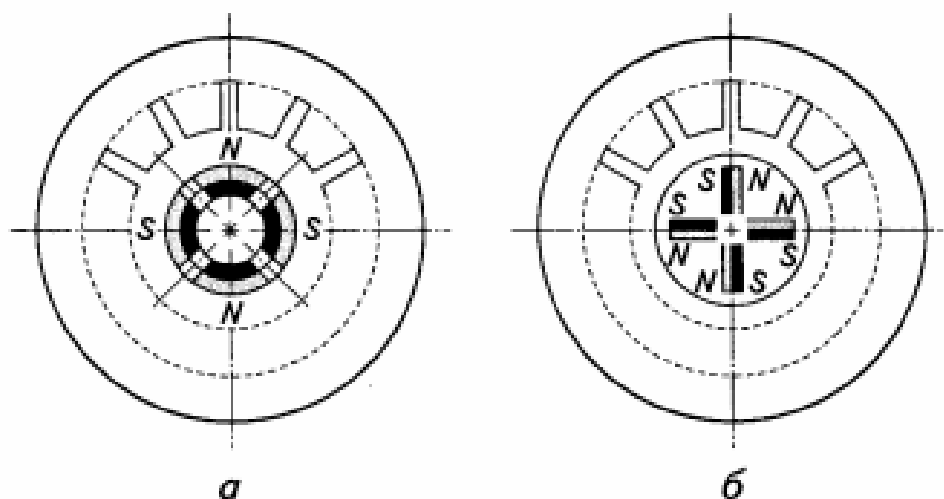


Рис. 5.90

ротором з явно вираженими полюсами). Це приводить до циклічної зміни індуктивностей обмотки якоря від потоку намагнічування і потоків розсіювання.

Розглянемо, як впливають особливості конструкції ротора на векторні діаграми машини та на її електромагнітний момент. Ці дві важливі характеристики машини будуть використані для визначення стратегій частотного керування.

Векторна діаграма та електромагнітний момент синхронного двигуна з гладким ротором

В усталеному режимі машина з гладким ротором може бути представлена еквівалентною схемою (рис. 5.91, а), якій відповідає векторна діаграма (рис. 5.91, б).

При побудові діаграми враховані тільки основні (перші) гармоніки напруги, струму та магнітного потоку. Зауважимо, що при цьому, як правило, не враховують спад напруги на активному опорі обмотки статора. Це припущення коректне для потужних машин у разі їхньої роботи з досить високою частотою живлення. На схемі та діаграмі позначено: $X_1 = \omega L_1$ — синхронний реактивний опір машини; E_r — ЕРС якоря від магнітного потоку збудження Φ_r ; Φ_1 — підсумовувальний потік статора; $L_1 I_1$ — потік реакції якоря; φ — кут зсуву між струмом і напругою статора; Θ — внутрішній кут між векторами напруги та ЕРС якоря; ψ — кут між векторами ЕРС і струму статора.

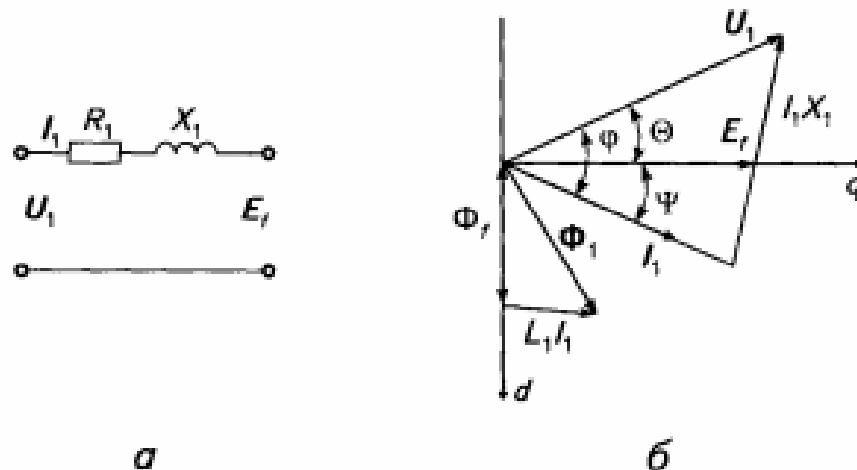


Рис. 5.91

З векторної діаграми можна знайти такі співвідношення:

$$U_1 \cos \varphi = E_r \cos \psi,$$

$$E_r \sin \Theta = X_1 I_1 \cos \varphi.$$

Синхронний двигун споживає активну P і реактивну потужності Q , що можуть бути одержані з виразів

$$P = 3U_1 I_1 \cos \varphi = 3E_r I_1 \cos \psi = \frac{3U_1 E_r}{X_1} \cos \Theta; \quad (5.129)$$

$$Q = 3U_1 I_1 \sin \varphi = 3E_r I_1 \sin \psi + 3X_1 I_1^2. \quad (5.130)$$

У разі нехтування опором i , відповідно, втратами в міді статора електромагнітна та активна потужності є рівними, отже, електромагнітний момент може бути знайдений із таких виразів для активної потужності:

$$M = \frac{3U_1 I_1}{\Omega} \cos \varphi = \frac{3E_r I_1}{\Omega} \cos \psi = \frac{3U_1 E_r}{X_1 \Omega} \cos \Theta. \quad (5.131)$$

Оскільки $E_r = \omega \Phi_r$, і $\Omega = \omega / \rho$, $X_1 = \omega L_1$, $U_1 = \omega \Phi_1$, то вирази для електромагнітного моменту можна подати в такому вигляді:

$$M = 3\rho \Phi_r I_1 \cos \psi; \quad (5.132)$$

$$M = 3\rho \Phi_r \Phi_1 \frac{1}{L_1} \cos \Theta. \quad (5.133)$$

Вираз (5.132) використовуватимемо для випадку живлення машини від джерела струму (джерело задає струм I_1), а вираз (5.133) зручно застосовувати під час аналізу роботи машини, коли вона дістає живлення від джерела напруги (тоді $\Phi_1 = U_1 / \omega$).

Векторна діаграма та електромагнітний момент синхронного двигуна з явно вираженими полюсами ротора

Під час побудови векторної діаграми використовують теорію двох реакцій (по поздовжній і поперечних осях) та вводять поняття про:

- поздовжній $X_d = \omega L_d$ і поперечний $X_q = \omega L_q$ синхронний індуктивний опір;

- поздовжню E_d і поперечну ЕРС самоіндукції якоря;
- поздовжній Φ_{ad} і поперечний Φ_{aq} потоки реакції якоря тощо.

Векторні діаграми потоків і напруг для випадку перезбудженої машини (випереджувального $\cos \varphi$) зображено на рис. 5.92.

На основі загальних виразів для потужностей з урахуванням співвідношень, що впливають із векторної діаграми, можна записати вирази для потужностей машини.

Активна потужність, яку споживає машина з мережі,

$$P = 3U_1 I_1 \cos \varphi; \quad (5.134)$$

$$P = 3E_1 I_1 \cos \psi - \frac{3}{2}(X_d - X_q) I_1^2 \sin 2\psi; \quad (5.135)$$

$$P = 3U_1 E_1 \frac{1}{X_d} \sin \Theta + 3U_1^2 \left(\frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_q} \right) \sin 2\Theta. \quad (5.136)$$

Реактивна потужність

$$Q = 3U_1 I_1 \sin \varphi. \quad (5.137)$$

Як і в попередньому випадку, прийнемо, що втрати в статорі відсутні. Тоді електромагнітний момент знаходять із виразу (5.136) для активної потужності:

$$M = \frac{3pU_1 E_1}{X_d \omega} \sin \Theta + \frac{3pU_1^2}{2\omega} \left(\frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_q} \right) \sin 2\Theta. \quad (5.138)$$

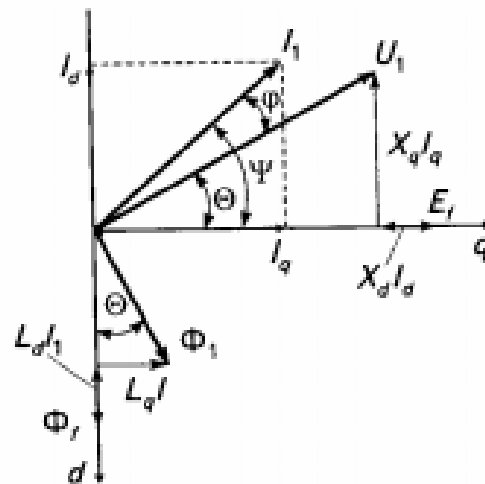


Рис. 5.92

Цей вираз показує, як змінюється момент двигуна для випадку, коли за допомогою U_1 і Θ на вході двигуна задають напругу живлення.

Якщо двигун живити від джерела струму, то зручніше використовувати такий вираз для моменту (його можна знайти з формули (5.135), пам'ятаючи, що $E_1/\omega = \Phi_n$, $X = \omega L$):

$$M = 3p\Phi_n I_1 \cos \psi - \frac{3p}{2}(L_d - L_q)I_1^2 \sin 2\psi. \quad (5.139)$$

Цей вираз використаємо при виборі стратегії частотно-струмового керування синхронним двигуном.

Частотно-струмове керування. Вибір стратегії керування

Вираз (5.139) для електромагнітного моменту показує, що є кілька можливостей для регулювання електромагнітного моменту:

- регулювати струм збудження, тобто потік збудження;
- регулювати струм статора I_1 і, як наслідок, реакцію якоря, підтримуючи кут ψ на певному значенні;
- підтримуючи потік збудження на заданому значенні, змінювати струм статора таким чином, щоб $\cos \varphi = 1$.

Вибір того чи іншого способу має здійснюватися з урахуванням особливостей роботи інвертора струму, двигуна і в цілому динамічних властивостей системи. Так, коли використовують інвертор із природною комутацією ключів-тиристорів, синхронна машина має працювати з випереджувальним $\cos \varphi$, бо лише за цих умов можливе природне запирання тиристорів інвертора.

З позиції роботи двигуна бажано мінімізувати втрати в машині, отже, при заданому моменті потрібно мати мінімальні значення струму якоря і струму збудження.

Крім того, враховуючи якість регулювання і швидкодію системи, вибір керування між скалярним і векторним залежить від вимог виробничого механізму до конкретного електропривода, як це було у випадку асинхронного електропривода.

Регулювання моменту синхронного двигуна з гладким ротором. Розглянемо два найпоширеніших критерії регулювання моменту.

1. Робота з максимальним моментом. Цей режим можна отримати при заданих значеннях струму збудження і струму статора, якщо забезпечити роботу машини з кутом $\psi = 0$.

Згідно з векторною діаграмою, режим має місце тоді, коли струм статора збігається з вектором потоку збудження, тобто коли є лише поперечна реакція якоря. Машина при цьому споживає реактивну енергію; отже, вона працює з відстаючим $\cos\varphi$ (рис. 5.93).

За цих умов ключі інвертора працюють у режимі примусової комутації; тому слід використати повністю керовані напівпровідникові ключі: *IGBT*-транзистори або *GTO*-тиристри.

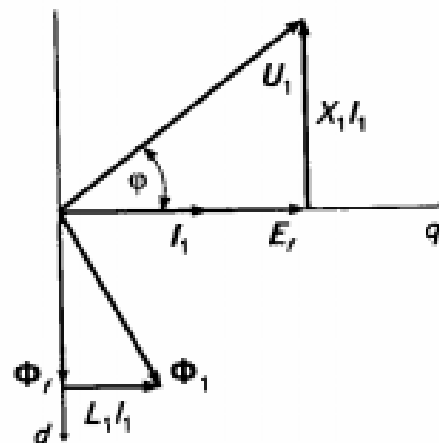


Рис. 5.93

2. Робота з $\cos\varphi = 1$. У цьому випадку струм і напруга статора збігаються за фазою, вектори потоку збудження і потоку реакції якоря взаємоперпендикулярні, кути Ψ і Θ рівні між собою (рис. 5.94).

Оскільки кут Ψ не дорівнює нулю, то й машина не розвиває максимально можливий момент. У такому разі

$$M = 3pI_1\Phi_f \sqrt{1 - \frac{(L_1 I_1)^2}{\Phi_f^2}}. \quad (5.140)$$

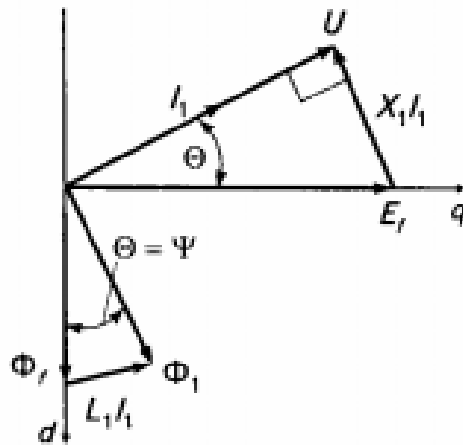


Рис. 5.94

Якщо є можливим регулювати потік збудження Φ_f , а також вимірювати потік статора, то можна реалізувати таку стратегію керування.

Нехай приймається умова $\cos \varphi = 1$. Потік статора фіксується на номінальному рівні $\Phi_1 = \Phi_{1n}$. Тоді $M = 3p\Phi_{1n}I_1$.

Отже, якщо потрібно регулювати момент двигуна, підтримуючи $\cos \varphi = 1$, це потребує регулювання одночасно і потоку збудження $\Phi_f = f(I_1)$, і кута $\Psi = f(I_1)$.

Закони регулювання мають такі залежності:

$$\Phi_f = \Phi_{1n}^2 + L_1^2 I_1^2; \quad (5.141)$$

$$\Psi = \arcsin \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Phi_{1n}}{L_1 I_1}\right)^2}}. \quad (5.142)$$

Як і в попередньому випадку, ключі інвертора струму працюють із примусовою комутацією, оскільки синхронний двигун не віддає реактивної енергії.

Регулювання моменту синхронного двигуна з явно вираженими полюсами. Як видно з виразу (5.138), електромагнітний момент являє собою суму синхронізованого й реактивного моменту. Останній існує завдяки різній провідності повітряного проміжку по поздовжній і поперечній осях машини. Наявність явно виражених полюсів

приводить до того, що відношення синхронних індуктивностей L_{1d}/L_{1q} залежно від конструкції перебуває в межах від 1,2 до 1,8.

Як і для випадку гладкого ротора тут можна застосувати вищезгадані способи й критерії, за якими регулюється момент машини.

Стратегія керування при живленні синхронного двигуна з гладким ротором від інвертора струму

Частотно-струмове керування синхронного двигуна, що працює в режимі перезбудження, дає змогу реалізувати просту та надійну схему силового кола електропривода.

Під час вибору стратегії керування таким електроприводом слід враховувати те, що ключі-тиристори автономного інвертора струму мають працювати з природною комутацією під дією напруги статора синхронного двигуна. Для надійної роботи інвертора без виникнення явища перекидання струм двигуна повинен на певний кут випереджати напругу статора машини.

Векторну діаграму для цього випадку зображено на рис. 5.95.

На діаграмі струми двигуна та автономного інвертора перебувають у протифазі. Це зумовлено тим, що напрями струмів двигуна

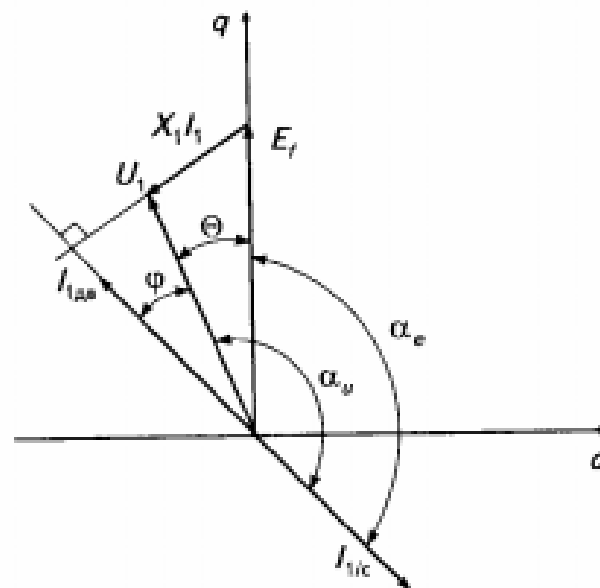


Рис. 5.95

і перетворювача прийняті додатними, коли струми спрямовані до об'єкта (двигуна або перетворювача).

Якщо нехтувати явищем комутації, то кут керування α_c є кутом фазового зсуву першої гармоніки струму відносно напруги U_1 . Як відомо, надійна робота інвертора, уведеного джерелом напруги, забезпечується, коли кут керування α не перевищує 150° . Цій умові відповідає випереджувальний кут зсуву струму статора $\varphi = 30^\circ$.

Треба зауважити, що автокерування легше організувати, якщо контролювати кут α_s , зафіксувавши його значення відносно ЕРС якоря. Із векторної діаграми витікає, що

$$\alpha_s = \alpha_c - \Theta,$$

причому кут $\alpha_s > 90^\circ$ для режиму двигуна і $\alpha_s < 90^\circ$ для режиму генератора.

Ввівши кут $\beta_s = \alpha_s - \pi/2$, з векторної діаграми знаходимо такі співвідношення:

$$\frac{U_1}{\sin \beta_s} = \frac{X_1 I_1}{\sin \Theta} = \frac{E_r}{\sin(\pi - \beta_s - \Theta)}. \quad (5.143)$$

Прийнявши до уваги, що $X_1 = \omega_1 L_1$, $U_1 = \omega_1 \Phi_1$, $E_r = \omega_1 \Phi_r$, вираз (5.143) запишемо так:

$$\frac{\Phi_1}{\sin \beta_s} = \frac{L_1 I_1}{\sin \Theta} = \frac{\Phi_r}{\sin(\beta_s + \Theta)}. \quad (5.144)$$

З діаграми також можна знайти співвідношення між U_1 і E_r :

$$U_1^2 = E_r^2 + (X_1 I_1)^2 - 2E_r X_1 I_1 \cos \beta_s.$$

Розділивши цей вираз на ω_1^2 , дістанемо

$$\Phi_1^2 = \Phi_r^2 + (L_1 I_1)^2 - 2\Phi_r L_1 I_1 \sin \alpha_s. \quad (5.145)$$

На основі виразу (5.145) можна сформулювати дві стратегії керування.

Перша стратегія керування передбачає незмінність потоку статора, тобто приймаємо $\Phi_1 = \Phi_{1m}$. У цьому випадку слід адаптувати потік збудження до зміни навантаження двигуна, тобто до зміни струму статора.

З формули (5.145) маємо

$$\Phi_r = L_1 I_1 \sin \alpha_e + \sqrt{\Phi_{zn}^2 - (L_1 I_1 \cos \alpha_e)^2}. \quad (5.146)$$

Електромагнітний момент синхронного двигуна становить

$$M = 3p \frac{U_1 I_1}{\omega_1} \cos \varphi_1 = 3p \Phi_r I_1 \cos \varphi_1 = 3p \Phi_r I_1 \cos (\pi_1 - \alpha_e - \Theta). \quad (5.147)$$

Отже, за такої стратегії кут керування α_e залишається незмінним, а внутрішній кут Θ змінюється при зміні навантаження.

З виразу (5.144) знаходимо

$$\sin \Theta = \frac{L_1 I_1}{\Phi_{zn}} \sin \beta_e = -\frac{L_1 I_1}{\Phi_{zn}} \cos \alpha_e. \quad (5.148)$$

Графіки залежностей потоку збудження та електромагнітного моменту від струму статора (криві, наведені тонкими лініями) зображені на рис. 5.96.

За *другої стратегії* слід зафіксувати незмінним потік збудження. Це — характерний випадок для роботи машини зі збудженням від постійних магнітів.

Отже, нехай $\Phi_r = \Phi_{zn}$. Тоді реакція якоря спричинить зміну потоку статора при зміні струму статора.

З урахуванням залежностей $\beta_e + \Theta = \alpha_e - \pi/2 + \Theta = \pi/2 - \varphi$ та з виразу (5.144) дістанемо:

$$\Phi_r \sin \beta_e = \Phi_{zn} \sin (\beta_e + \Theta) = \Phi_{zn} \cos \varphi. \quad (5.149)$$

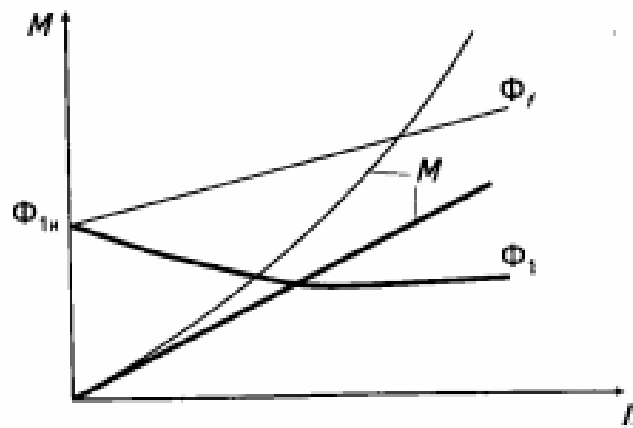


Рис. 5.96

Електромагнітний момент машини для заданого значення $\Phi_r = \Phi_{1m}$

$$M = 3\rho\Phi_{1m}I_1 \cos \varphi = 3\rho\Phi_{1m}I_1 \sin \beta_e \quad (5.150)$$

Залежності моменту і потоку статора для цього випадку (наведені товстими лініями) зображені на рис. 5.96.

Як видно, при $\Phi_r = \Phi_{1m}$ електромагнітний момент двигуна суттєво менший порівняно з першим випадком. Тому при електромагнітному збудженні машини перевагу має перша стратегія керування, коли підтримується незмінним потік статора, а кут керування α_e є постійним. Ця умова потребує роботи машини із перезбудженням.

Система автоматичного керування синхронним електроприводом при живленні двигуна від ПЧ з АІС

Функціональна схема САК синхронного електропривода при живленні двигуна від ПЧ з АІС (рис. 5.97) реалізує стратегію керування, описану вище: регулювання із заданим кутом α_e і заданим (номінальним) потоком статора. Ця схема не використовує пряме керування моментом, тому і не забезпечує високих динамічних показників системи. Однак її можна використовувати для таких механізмів, як потужні вентилятори, компресори, екструдери тощо.

Нагадаємо, що на низьких швидкостях обертання ЕРС машини є дуже малою і сумірною зі спадом напруги на опорі обмотки. Тому вона не може забезпечити природну комутацію. Для примусового запирання тиристорів слід використовувати додаткові засоби.

Залежно від потужності двигуна природна комутація можлива, починаючи від 2...10 % номінальної швидкості.

На поданій схемі вузли для примусової комутації не зображені.

САК за своєю структурою близька до структури системи послідовної корекції, що широко використовується в електроприводах постійного струму.

САК містить три контури регулювання: контур регулювання струму збудження СД, контур регулювання струму статора і контур регулювання швидкості.

На відміну від двигуна постійного струму, де потоки збудження і реакції якоря ортогональні, у синхронного двигуна слід підтримувати векторне співвідношення (5.63). Якщо нехтувати насиченням, то залежність $\Phi_r = f(I_f)$ (див. вираз (5.141)) можна замінити

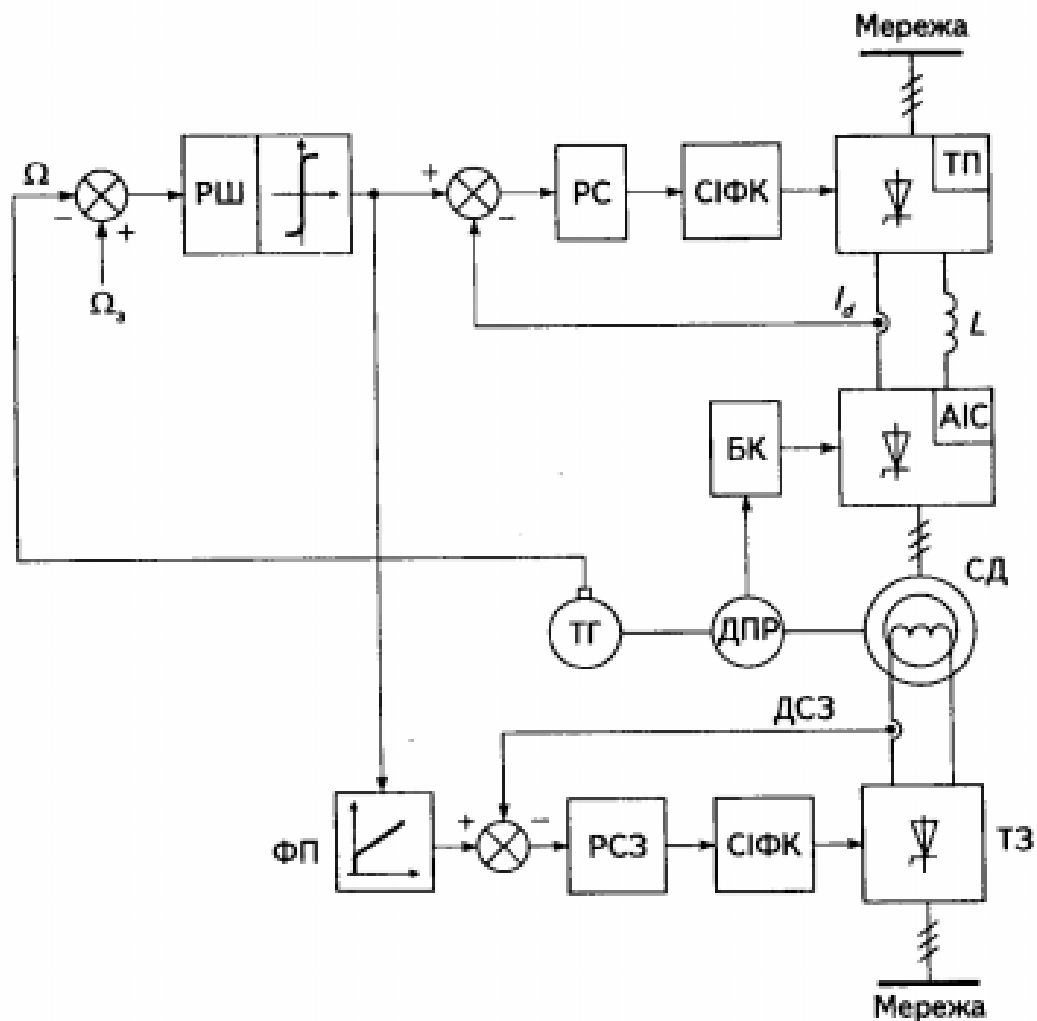


Рис. 5.97

залежністю $I_{d2} = f(I_1)$, яку відтворює функціональний блок ФП. Сигнал із виходу ФП є задавальним для регулятора струму збудження РСЗ.

Блок керування БК формує імпульси керування ключами інвертора струму. Ці імпульси синхронізовані й сфазовані з імпульсами датчика положення ротора ДПР таким чином, щоб підтримувати незмінним кут α_{σ} .

Регулювання струму статора СД забезпечується контуром регулювання струму I_{σ} . Нагадаємо, що між I_1 і I_{σ} є пропорційна залежність.

Задавальним для струму I_1 є сигнал із виходу регулятора швидкості РШ. Отже, САК являє собою типову структуру системи послідовної корекції.

Особливості керування СД зі збудженням від постійних магнітів. Синхронний двигун зі збудженням від постійних магнітів має незмінний потік збудження Φ_r .

Якщо СД живити від ПЧ з АН, то немає, у принципі, жодних обмежень стосовно фазового зсуву між напругою і струмом статора.

Отже, можна розглянути дві стратегії керування.

Робота з $\cos \varphi = 1$. Цей випадок ілюструє векторна діаграма, зображена на рис. 5.94. З урахуванням того, що $U_1 = \omega \Phi_1$ і $E_r = \omega \Phi_r$, маємо

$$\Phi_1 = \sqrt{\Phi_r^2 - (L_1 I_1)^2}. \quad (5.151)$$

Електромагнітний момент двигуна тоді становить

$$M = 3p\Phi_1 I_1 = 3p\sqrt{\Phi_r^2 - (L_1 I_1)^2} I_1. \quad (5.152)$$

Криві залежності магнітного потоку статора та електромагнітного моменту від струму статора зображені на рис. 5.98 (криві, наведені напівжирними лініями). Як видно, момент двигуна має критичне значення. Це пояснюється тим, що згідно з виразом (5.152) магнітний потік статора зменшується зі зростанням струму статора. Тому ця стратегія керування для СД зі збудженням від постійних магнітів майже не використовується.

Робота з $\psi = 0$ (робота з максимальним моментом). Для цього випадку струм статора збігається за фазою з ЕРС статора.

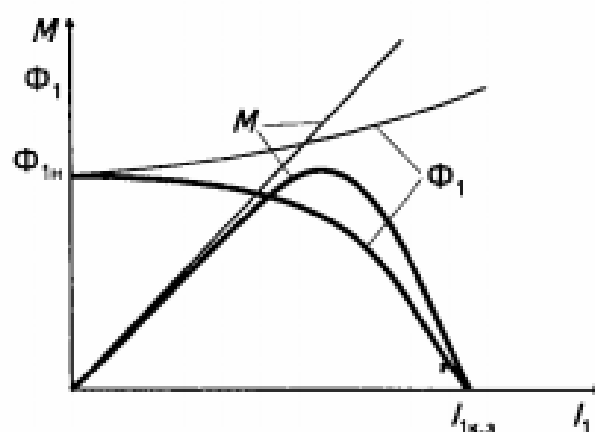


Рис. 5.98

З векторної діаграми (рис. 5.93) знаходимо, що

$$U_1 = \sqrt{E_r^2 + (\omega L_1 I_1)^2}, \quad (5.153)$$

звідки

$$\Phi_1 = \sqrt{\Phi_r^2 + (L_1 I_1)^2}. \quad (5.154)$$

З виразу (5.131) маємо (за умови, що кут $\psi = 0$, а СД має гладкий ротор)

$$M = \frac{3I_1 E_r}{\Omega} = 3\rho\Phi_1 I_1. \quad (5.155)$$

Отже, при незмінному потоці ротора, що має місце при збудженні від постійних магнітів, і нульовому значенні кута ψ машина розвиває максимальний момент, пропорційний струму статора. Потік статора при цьому зростає зі збільшенням струму статора (див. рис. 5.98).

Ця стратегія широко застосовується для керування синхронними двигунами зі збудженням від постійних магнітів. Її можна реалізувати при живленні як від ПЧ з АІС, так і від ПЧ з АІН. У другому випадку ПЧ має бути охоплений зворотним зв'язком за струмом, для того щоб забезпечити пряме регулювання моменту відповідно до виразу (5.155).

За першої і другої стратегії ключі інвертора мають працювати з примусовою комутацією.

Додамо, що при використанні СД з трапецієподібним розподілом магнітного потоку (трапецієподібна ЕРС статора) і живленні від АІС, що працює за законом комутації 120° , крива моменту двигуна має мінімальні пульсації. Це дає змогу отримати широкий діапазон регулювання швидкості. Ось чому такі двигуни широко застосовуються в приводах верстатів і роботів.

У разі застосування АІН з ШІМ можна використати принцип векторного керування, ідентичний тому, що був застосований до асинхронного двигуна, з урахуванням, звичайно, конструктивних особливостей синхронної машини.

АІН, замкнений зворотним зв'язком за струмом по осях $d-q$, дає можливість реалізувати пряме керування моментом, забезпечуючи високу швидкодію контуру регулювання моменту; використання ж принципу автокерування синхронною машиною забезпечує умову $\omega_1 = \Omega/\rho$.

Принцип векторного керування СД зі збудженням від постійних магнітів

Якщо зорієнтувати обертову систему координат d — q за вектором потоку ротора, то рівняння електричної рівноваги для статора матимуть вигляд

$$u_{1d} = R_1 i_{1d} + \frac{d\Phi_{1d}}{dt} - \omega_0 \Phi_{1q}; \quad (5.156)$$

$$u_{1q} = R_1 i_{1q} + \frac{d\Phi_{1q}}{dt} + \omega_0 \Phi_{1d}, \quad (5.157)$$

де Φ_1 — потокозчеплення статора; ω_0 — кутова частота обертання поля ротора.

У разі збудження від постійних магнітів

$$\Phi_{1d} = L_{1d} i_{1d} + \Phi_f; \quad (5.158)$$

$$\Phi_{1q} = L_{1q} i_{1q}. \quad (5.159)$$

З виразів (5.156), (5.157) з урахуванням (5.158), (5.159) дістанемо

$$u_{1d} = R_1 i_{1d} + L_{1d} \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_0 L_{1d} i_{1q}; \quad (5.160)$$

$$u_{1q} = R_1 i_{1q} + L_{1q} \frac{di_{1q}}{dt} + \omega_0 L_{1d} i_{1d} + \omega_0 \Phi_f. \quad (5.161)$$

Електромагнітний момент двигуна для цього випадку становить

$$M = p((L_{1d} - L_{1q})i_{1d}i_{1q} + \Phi_f i_{1q}). \quad (5.162)$$

Отже, якщо ротор має характеристику з явно вираженими полюсами, то електромагнітний момент машини залежить водночас від обох складових струму i_{1d} та i_{1q} .

У разі використання машини з гладким ротором момент залежить лише від складової струму i_{1d} .

Зазначимо, що можна мінімізувати споживання потужності машиною для заданого значення моменту, якщо прийняти $i_{1q} = 0$.

Як видно з рівнянь (5.160), (5.161), складові напруг u_{1d} і u_{1q} залежать водночас від складових струмів за осями d — q .

Отже, як і у випадку живлення асинхронного двигуна від джерела напруги, має місце зв'язок змінних за осями $d-q$. Щоб позбутися цього зв'язку, можна використати ту саму техніку, що й для реалізації керування асинхронного двигуна, а саме, ввести додаткові штучні ЕРС:

$$e_{1q} = \omega_e L_{1q} i_{1q} \quad \text{і} \quad e_{1d} = -\omega_e L_{1d} i_{1d} - \omega_e \Psi_r$$

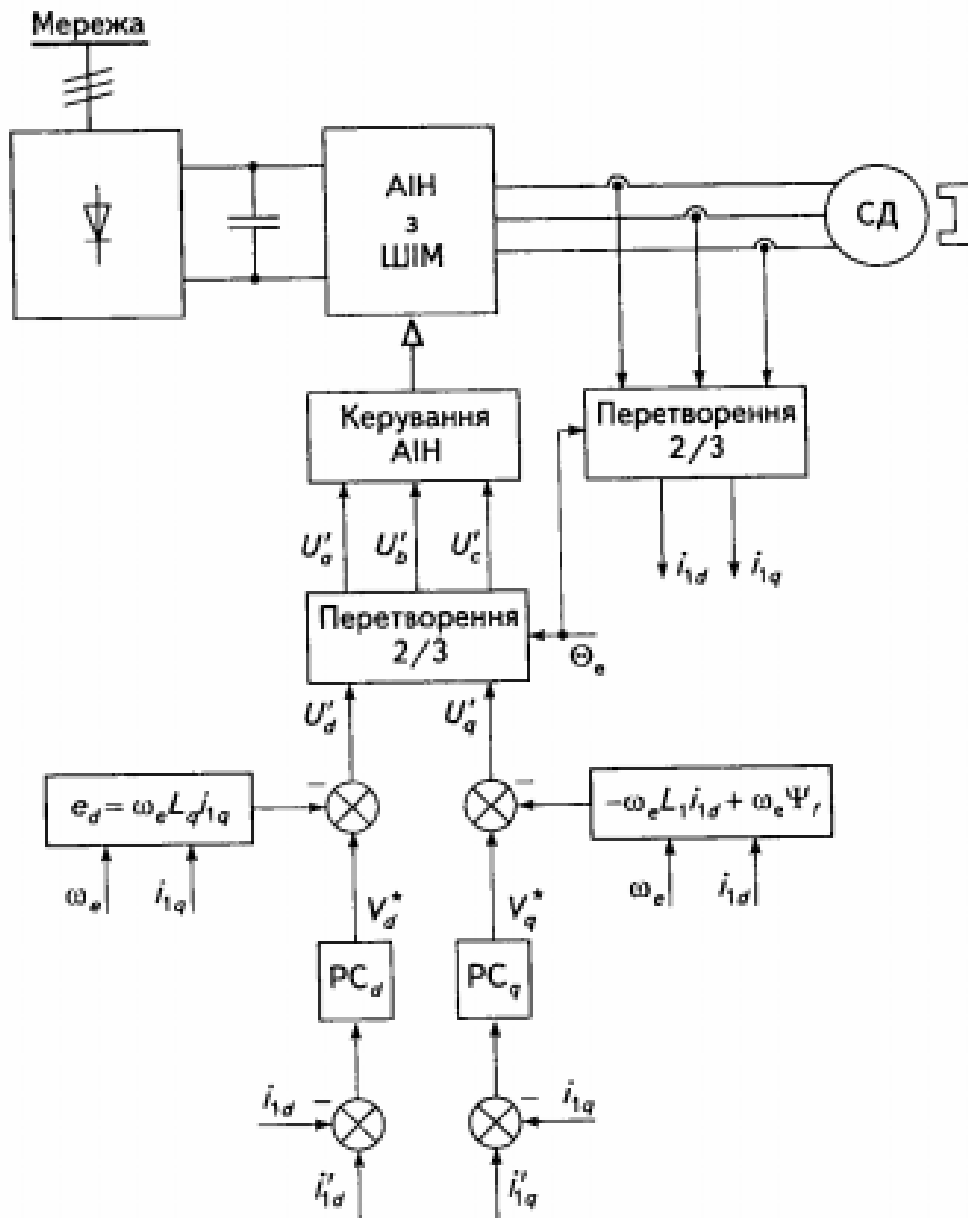


Рис. 5.99

Тоді

$$v_{1d} = R_1 i_{1d} + L_{1d} \frac{di_{1d}}{dt}; \quad (5.163)$$

$$v_{1q} = R_1 i_{1q} + L_{1q} \frac{di_{1q}}{dt}. \quad (5.164)$$

Структурна схема, наведена на рис. 5.99, ілюструє принцип побудови векторного керування СД з постійними магнітами у разі живлення від АПН із замкненим контуром регулювання струму.

Для конструкції з поверхневим розміщенням магнітів на роторі можна вважати, що ротор гладкий. У цьому разі, як було сказано вище, приймається $i_{1d}' = 0$. Складова струму i_{1q}' задає, згідно з виразом (5.162), величину моменту двигуна.

На схемі знаком ' позначено задавальні значення змінних величин.

Структура позиційної САР на базі синхронного двигуна з постійними магнітами

Синхронні позиційні електроприводи (часто їх називають синхронними сервоприводами) нині широко застосовуються у верстатах із числовим програмним керуванням і в роботах. Вони мають великий діапазон регулювання швидкості та високу швидкодію. Як двигун використовують синхронну машину зі збудженням від постійних магнітів. Найчастіше застосовується конструкція з поверхневим розміщенням магнітів, за якої ефект явно виражених полюсів майже не виявляється, і, отже, можна прийняти, що машина має гладкий ротор. Звідси $L_{1d} = L_{1q}$.

Для забезпечення максимального моменту векторне керування має реалізувати умову $i_{1d} = 0$. Векторна діаграма, зображена на рис. 5.100, відтворює цей випадок. При орієнтації осі d за потокозчепленням ротора Ψ , вектор ЕРС статора E , збігається з віссю q . Вектор струму в усталеному режимі за виконання умови $i_{1d} = 0$ також збігається з віссю q . Під час перехідного процесу ця умова порушується і вектор струму I_1 займатиме положення (стрілка, позначена штриховою лінією), що визначається кутом ν відносно осі d і кутом γ відносно осі α . Положення обертової системи координат d — q відносно нерухомої системи координат α — β визначається кутом θ_e .

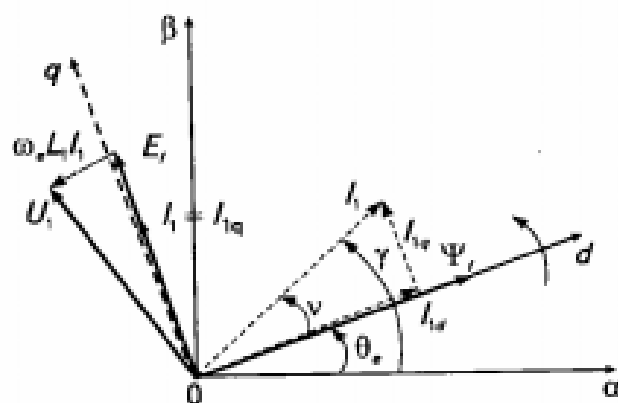


Рис. 5.100

Електромагнітний момент машини відповідно до векторної діаграми визначається так:

$$M = p\psi_s I_s \sin \nu.$$

Кут $\nu = \gamma - \theta_e$ набуває значення 90° в усталеному режимі, забезпечуючи максимальне значення моменту машини.

Одну з можливих структур САР положення на основі частотно-керованого синхронного електропривода, що реалізує розглянутий вище принцип векторного керування синхронним двигуном з постійними магнітами, наведено на рис. 5.101.

В електроприводі використовується ПЧ з АІН з контуром регулювання струму, завдяки чому реалізується частотно-струмове керування синхронним двигуном. Для регулювання струму використовуються релейні регулятори. Така структура регулятора струму забезпечує високу швидкодію контуру регулювання. Частота комутації ключів залежить як від ширини гістерезису релейної характеристики регулятора, так і від величини струму. У той же час пульсації струму мають незмінну амплітуду, що зумовлюється шириною гістерезису характеристики регулятора.

Цей принцип дістав назву ШІМ з адаптивним регулюванням струму (*Adaptive current control PWM*).

Структура САР за своїм класом належить до систем із послідовною корекцією. Вона містить три контури регулювання з каскадним увімкненням регуляторів моменту, швидкості й положення. Для формування зворотного зв'язку за моментом використовується естиматор моменту. Вихідним сигналом контуру моменту є модуль вектора струму. Його положення визначається кутом γ . Проекції

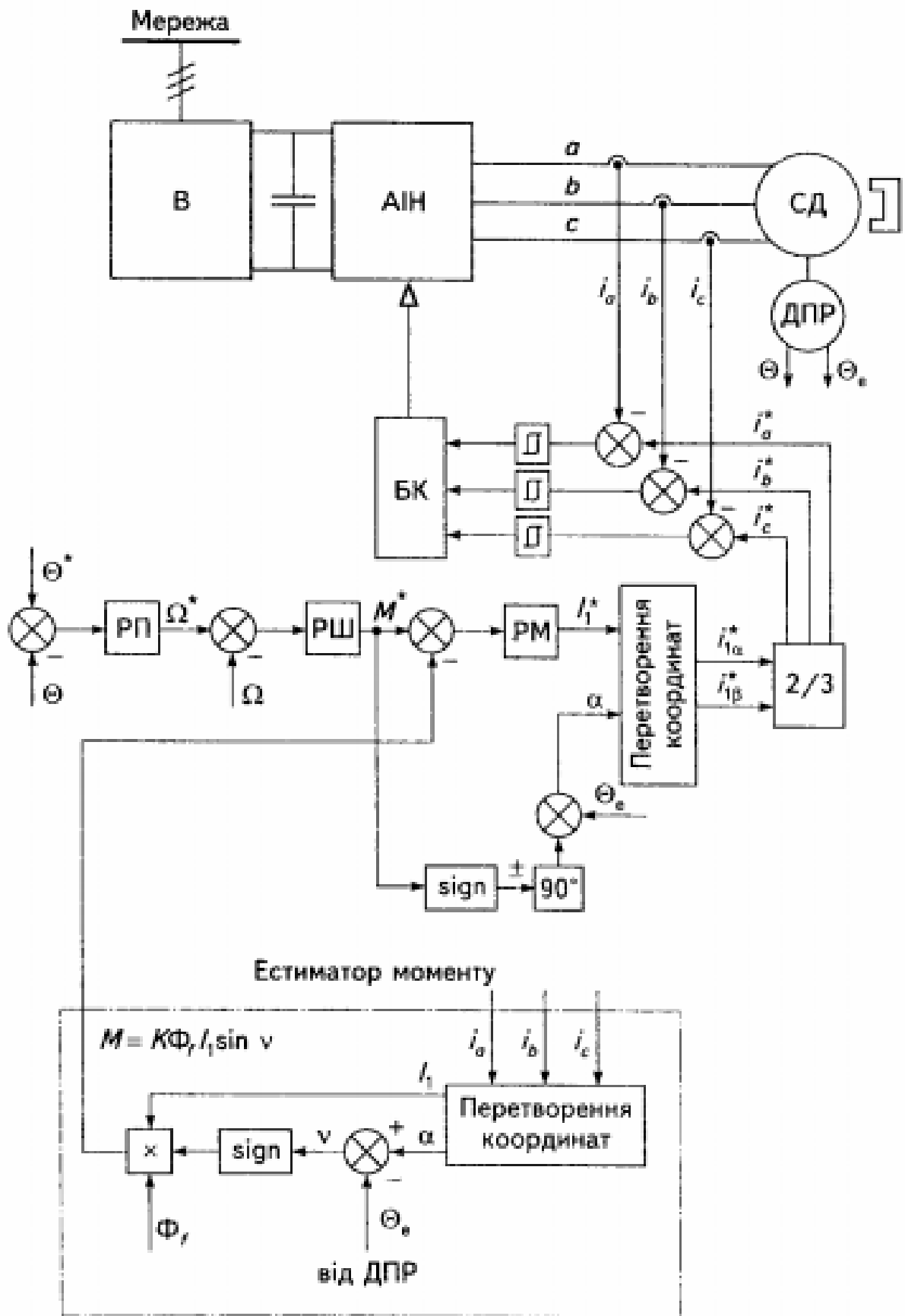


Рис. 5.101

цього вектора на нерухомі осі $\alpha-\beta$ ($I_{\alpha} = I \cos \gamma$ і $I_{\beta} = I \sin \gamma$) дають змогу шляхом дво- та трифазного перетворення координат визначити задавальні значення фазних миттєвих струмів (як і раніше, задавальні значення змінних позначаються знаком *). При визначенні фазового положення вектора струму враховується знак моменту, тобто режим роботи машини. Це реалізується зміною знака кута 90° .

5.5

Адаптивне керування електричними машинами

Реалізація алгоритмів керування ЕМСАК вимагає знання параметрів електричної машини. Частково параметри двигунів можуть бути розраховані на основі каталожних даних або отримані експериментально за допомогою спеціальних тестів, що потребує спеціального обладнання та кваліфікованих спеціалістів, а також значного часу. Тому однією із сучасних вимог до електроприводів, що випускаються серійно, є автоматична ідентифікація параметрів електричної машини. Ця процедура виконується на непрацюючому обладнанні, а розрахунок параметрів — не в реальному часі, а в так званому режимі «off-line».

Деякі параметри електричної машини, а також параметри, зумовлені специфікою технологічного об'єкта, можуть змінюватися в процесі роботи (зміна активних опорів обмоток електричної машини внаслідок їх нагрівання, масоінерційних характеристик, коефіцієнтів в'язкого тертя та ін.). Типовими прикладами параметричних збурень є ті, що виникають у системах відпрацювання положення при транспортуванні тіл із невідомою масою або зміни маси під час руху, наприклад за рахунок вигорання палива в аерокосмічних об'єктах. Параметричні збурення не змінюють структури моделі об'єкта керування, але можливі і складніші випадки, коли в процесі роботи ця структура змінюється (наприклад, при контакті промислового робота із зовнішнім середовищем).

Розглянемо випадок адаптивної компенсації параметричних збурень.

Проблема компенсації параметричних збурень в умовах виконання головної технологічної задачі є більш складною порівняно з тією, що пов'язана з початковою ідентифікацією параметрів. При цьому неможливо організувати спеціальні тести, а процес ідентифікації має виконуватись у реальному часі (режимі «on-line»), що потребує значної обчислювальної потужності керуючого пристрою.

Узагальнену структурну схему адаптивної САК, що завжди містить блок ідентифікації параметрів із вихідним вектором \hat{p} , наведено на рис. 5.102.

Як і під час побудови алгоритмів керування при відомих параметрах об'єкта керування, тут визначають дві задачі: адаптивне керування за повним вектором змінних стану, а також адаптивне керування за вимірюваним виходом.

Перша задача формулюється так. Для нелінійного об'єкта, що містить вектор невідомих параметрів p і заданий рівняннями

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(t, x, p) + b(p)u; \\ y &= h(t, x), \end{aligned} \quad (5.165)$$

слід сконструювати адаптивний алгоритм керування

$$u = \alpha(x, x^*, \hat{p}); \quad (5.166)$$

$$\dot{\hat{p}} = g(x, x^*, \hat{p}), \quad (5.167)$$

такий, що гарантує асимптотичність відпрацювання заданого вектора x^* , тобто забезпечити

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x} = 0, \quad \tilde{x} = x - x^* \quad (5.168)$$

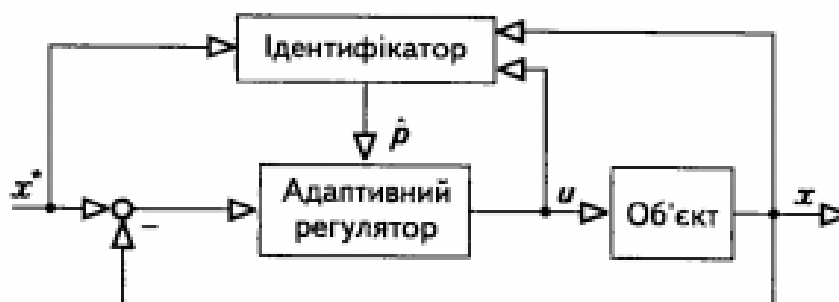


Рис. 5.102

при асимптотичності оцінення вектора невідомих параметрів

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\rho} = 0, \quad \tilde{\rho} = \rho - \hat{\rho}. \quad (5.169)$$

При адаптивному керуванні за вимірюваним вектором в адаптивному алгоритмі (5.166), (5.167) використовується лише вектор вимірюваних змінних, тобто

$$u = \alpha(y, x^*, \hat{\rho}); \quad (5.170)$$

$$\dot{\hat{\rho}} = g(y, x^*, \hat{\rho}). \quad (5.171)$$

Алгоритм, заданий рівняннями (5.167); (5.171), називають алгоритмом ідентифікації невідомих параметрів, які визначені вектором ρ . Зауважимо, що адаптивні регулятори (5.166), (5.170) у загальній постановці прямого адаптивного керування не є такими, що спроектовані для випадку відомих параметрів. Адаптивне керування за повністю вимірюваним вектором змінних стану є набагато простішою задачею порівняно з керуванням за вимірюваним виходом.

Сучасний рівень розвитку теорії керування дає змогу розв'язати першу задачу, до якої належать ДПС та СД без демпферних обмоток, при повній параметричній невизначеності. Для об'єктів із частково вимірюваним вектором змінних стану (АД з короткозамкненим ротором та СД з демпферними обмотками) проблема адаптивного керування лише розробляється.

Зауважимо, що наявні на сьогодні методи адаптивного керування загально вирішують проблему за умови, що $\rho = \text{const}$ або їх повільної варіації, коли припустимо вважати, що $\dot{\rho} = 0$.

Розглянемо два приклади конструювання адаптивних алгоритмів керування: синхронним неявнополюсним двигуном, вектор змінних стану якого вимірюваний, та АД з короткозамкненим ротором при вимірюванні лише струмів статора та кутової швидкості.