

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»



**НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКИ
ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
Кафедра електропривода**

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

**з дисципліни “ ОПТИМІЗАЦІЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ”
(частина 2)**

**освітньо-професійної програми другого (магістерського) рівня
вищої освіти зі спеціальності 141 Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка**

Дніпро
НТУ ДП
2021

Конспект лекцій з дисципліни “Оптимізація електромеханічних систем” (частина 2) освітньо-професійної програми другого (магістерського) рівня вищої освіти спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». [Електронний ресурс] / Садовой О.В.– Дніпро: Національний технічний університет «Дніпровська політехніка», 2021. – 158 с.

Укладач: доктор техн.наук, професор Садовой О.В.

Конспект лекцій призначений для студентів спеціальності 141і відповідає вимогам освітньо-професійної програми підготовки магістрів спеціальності 141 - Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка.

Відповідальний за випуск завідувач кафедри електропривода С.С.Худолій,
канд. техн наук, професор

Погоджено рішенням науково-методичної комісії спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» (протокол НМК 21/22-01 від 30.08.2021).

МІСТ

Перелік умовних скорочень.....	4
Вступ.....	5
Змістовий модуль 1. Системи векторного керування в ковзних режимах короткозамкненими асинхронними електроприводами.....	7
Тема 1. Математні моделі асинхронної машини в системах координат, орієнтованих за векторами потокозчеплення.....	7
Тема 2. Принципи структурної реалізації релейних систем векторного полеорієнтованого керування асинхронними двигунами.....	14
Тема 3. Декомпозиція та лінеаризація математичних моделей асинхронних двигунів.....	19
Тема 4. Синтез релейно-векторних систем керування асинхронними електроприводами модифікованим принципом симетрії.....	21
Змістовий модуль 2. Системи векторного керування в ковзних режимах асинхронними двигунами за схемою машини подвійного живлення.....	26
Тема 5. Математичні моделі асинхронного двигуна з фазним ротором...	26
Тема 6. Синтез та реалізація алгоритмів керування асинхронними електроприводами за схемою машини подвійного живлення.....	39
Тема 7. Формування оптимальних режимів перетворення енергії в електроприводах за схемою машини подвійного живлення.....	41
Змістовий модуль 3. Енергоефективні електроприводи за схемою асинхронного вентильного каскаду.....	49
Тема 8. Математична модель асинхронного вентильного каскаду.....	49
Тема 9. Оптимізація енергетичних показників асинхронного вентильного каскаду.....	54
Тема 10. Асинхронний вентильний каскад з одноканальними системами керування.....	61
Тема 11. Оптимізація енергетичних показників асинхронного вентильного каскаду.....	66
Тема 12. Струмопараметричний асинхронний вентильний каскад.....	71
Контрольні запитання.....	79
Список рекомендованої літератури.....	81

Перелік умовних скорочень

КЗАД – короткозамкнений асинхронний двигун;
 АДФР – асинхронний двигун з фазним ротором;
 АЕП – асинхронний електропривод;
 ММ – математична модель;
 ВПЗ – внутрішні перехресні зв'язки;
 ПСТМ – перетворювач на силових транзисторних модулях;
 КК – контур керування;
 ПК – перетворювач координат;
 ОКБ – орієнтація координатного базису;
 ІКАД – ідентифікатор координат асинхронного двигуна;
 СП – спостерігач потокозчеплення;
 ВА – векторний аналізатор;
 РК – розривне керування;
 ССП – система стабілізації потокозчеплення;
 СРШ – система регулювання швидкості;
 РРАС – релейний регулятор активного струму;
 РРРС – релейний регулятор реактивного струму;
 ДФС – датчик фазних струмів;
 ЕМС – електромеханічна система;
 СК – система керування;
 АК – алгоритм керування;
 СКШ – система керування швидкістю;
 МПЖ – машина подвійного живлення;
 СВПК – система векторного полеорієнтованого керування;
 АВК – асинхронний вентильний каскад;
 СІФК – система імпульсно-фазового керування;
 РП – розрахунковий пристрій;
 РІ – розподільник імпульсів;
 ТРН – транзисторний регулятор напруги;
 СПАВК – струмопараметричний асинхронний вентильний каскад;
 ПДС – параметричне джерело струму.

Вступ

В процесі перетворення енергії від джерела первинного палива до кінцевого споживача, результатом функціонування якого є продукція різного призначення, виділяють дві принципові стадії. Перша – це генерування, транспортування і розподіл електричної енергії та друга, на якій за рахунок різних типів перетворення електроенергії створюється кінцевий продукт. В циклі генерування електричної енергії присутні втрати на транспортування первинного палива, саме генерування електроенергії, її передачу та розподіл.

Враховуючи, що безпосередньо саме теплове генерування має усереднений коефіцієнт корисної дії (ККД), що коливається в межах 30 – 50% (нижні значення для вугілля, верхнє для систем з газовими турбінами), втрати при передачі та розподілі близько 10%, то еквівалентний ККД не перевищує 25 – 40% без врахування втрат на транспортування первинного палива. Проблема підвищення енергоефективності систем генерування є актуальною і складною в силу обмежень, обумовлених законами фізики.

З наведених даних по значенням ККД систем генерування слідує важливий висновок: з урахуванням витрат на транспортування первинного палива, економія однієї одиниці електроенергії на рівні споживання дає заощадження до 5 одиниць умовного первинного палива. Тому в світі, починаючи з першої енергетичної кризи в середині 1970-х років і до сьогоднішнього часу, додатково до вирішення проблеми генерування прийнято стратегічний курс на більш ефектively використання електричної енергії. Вирішення цієї принципової проблеми здійснюється у всіх секторах електроспоживання, але найбільш важливим і перспективним є напрямок, який базується на електромеханічному перетворенні енергії, оскільки частка загальної генерованої енергії, яка перетворюється за допомогою електромеханічних систем (ЕМС), складає близько 40% (в промисловому секторі близько 70%), в Україні – 52.3% (69%) відповідно.

Розрахунки Міжнародного Енергетичного Агентства (International Energy Agency), свідчать про те, що за рахунок підвищення енергетичної ефективності електромеханічних систем досягається зниження споживаної ними електроенергії на 20 – 30%, що в середньому становить 10% від усієї генерованої. Такий результат досягається як за рахунок підвищення енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії, так і, головним чином, за рахунок використання регульованих електроприводів у складі ЕМС технологічних установок, робочих машин, механізмів, з оптимізацією їх функціонування. За експертними оцінками у передових країнах частка регульованого електроприводу в загальному його обсязі перевищує показник 50 – 60%, в той час, як в Україні вона в 3 – 5 разів нижча.

Таким чином, впровадження енергоефективних електромеханічних систем має потенціал зниження споживання електроенергії більший, ніж 10 – 15% від усієї генерованої і є одним з головних напрямків підвищення енергетичної ефективності економіки України.

В період до 2000-х років потенціал підвищення енергоефективності галузей економіки України за рахунок впровадження енергоефективних ЕМС використовувався лише частково, причому головним чином на базі електроприводів змінного струму закордонних виробників, оскільки серійного виробництва вітчизняних аналогів, особливо векторно-керованих, не існувало. Головною причиною цього була відсутність як наукової, так і технологічної складових побудови конкурентоздатних електроприводів змінного струму, які вважаються одними з найбільш наукоємних високотехнологічних систем масового виробництва.

Відсутність вітчизняних уніфікованих електроприводів, які задовольняють вимоги широкого спектру технологічних застосувань, була основною причиною, яка стримувала впровадження енергоефективних електромеханічних систем. Це обумовило необхідність вирішення ряду важливих теоретичних проблем з розробки систем керування електромеханічними системами з високими динамічними і енергетичними характеристиками. Створення таких систем стало особливо актуальним у зв'язку з переходом до використання в них електричних машин змінного струму, які є нелінійними багатовимірними об'єктами керування, знаходяться під дією параметричних збурень, і тому набагато складніші в керуванні порівняно з машинами постійного струму, вимагають використання сучасних методів синтезу робастних та оптимальних систем.

Незважаючи на значні досягнення у цій галузі, які були отримані за останні десятиліття, методи ефективного нелінійного керування механічними і електричними координатами ЕМС з метою досягнення високих динамічних і енергетичних показників знаходяться у стані розвитку. Поясненням цьому є як складність задач керування, так і недостатній розвиток теорії класу нелінійних систем, до яких відносяться системи з нелінійними електромеханічними об'єктами. Значна частина існуючих алгоритмів не має строго наукового обґрунтування, теоретично доведені рішення, зазвичай, є складними і мають обмежене використання та не задовольняють вимогам значної кількості технологічних застосувань. Вони ґрунтуються на концептуально відмінних підходах до електромеханічних систем з різними типами електричних машин, а також відрізняються від рішень, що традиційно використовуються, наприклад, при підпорядкованому регулюванні координат.

Наукові напрацювання кафедри електротехніки та електромеханіки Дніпровського державного технічного університету в галузі теорії оптимального векторного керування електричними машинами та складними технологічними об'єктами мають світовий пріоритет. Створена на основі них унікальна технологія керування забезпечила наукове підґрунтя для серійного виробництва уніфікованих векторно-керованих електроприводів з характеристиками, які не поступаються кращим світовим аналогам, а за деякими показниками перевищують їх. Завдяки цьому створено технічну базу для реалізації енергоефективних ЕМС та їх масштабного впровадження в широкому спектрі технологічних використань в усіх секторах економіки країни.

Змістовий модуль 1. Релейні системи векторного керування асинхронними електроприводами

Тема 1. Математичні моделі асинхронної машини в системах координат, орієнтованих за векторами потокозчеплення

У більшості сфер застосування електромеханічних систем високоточного відтворення складних рухів надійність і високі техніко-економічні показники, можливість тривалого функціонування без профілактичного обслуговування не можуть бути досягнуті при використанні машин постійного струму через значні динамічні навантаження і важкі режими експлуатації, часто в агресивних середовищах. Найбільш ефективним для зазначених умов є побудова ЕП на основі короткозамкнених асинхронних двигунів (АД), які поряд з використанням безконтактної технології мають порівняно менший момент інерції, вагу і габарити, більшу перевантажувальну здатність і мінімальну вартість в порівнянні з машинами постійного струму.

Розглянемо математичні моделі асинхронного двигуна, що є основою для синтезу релейних систем керування асинхронними електроприводами. Вихідна форма запису диференціальних рівнянь динаміки АД, отримана з математичного опису узагальненої електричної машини в координатних осях x , y , що обертаються з довільною кутовою швидкістю відносно нерухомої системи координат (рис. 1.1), має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} U_{sx} &= I_{sx} R_s + p\Psi_{sx} - \omega_k \Psi_{sy} \\ U_{sy} &= I_{sy} R_s + p\Psi_{sy} + \omega_k \Psi_{sx} \\ 0 &= I_{rx} R_r + p\Psi_{rx} - (\omega_k - \omega) \Psi_{ry} \\ 0 &= I_{ry} R_r + p\Psi_{ry} + (\omega_k - \omega) \Psi_{rx} \\ M &= z_p \frac{m}{2} L_m (I_{sy} I_{rx} - I_{sx} I_{ry}) \end{aligned} \right\}, \quad (1.1)$$

де p -оператор диференціювання за часом, ω - кутова швидкість обертання ротора, U_s - вектор напруги статора, I_s , I_r , Ψ_s , Ψ_r - вектори струмів і потокозчеплення статора і ротора, M - електромагнітний момент, R_s , R_r - активні опори обмоток статора і ротора, z_p - число пар полюсів машини, m - число фаз, L_m - взаємна індуктивність обмоток ротора і статора, L_s , L_r - індуктивності обмоток статора і ротора, потокозчеплення виражаються через струми й індуктивності наступним чином:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{sx} &= L_s I_{sx} + L_m I_{rx} \\ \Psi_{sy} &= L_s I_{sy} + L_m I_{ry} \\ \Psi_{rx} &= L_r I_{rx} + L_m I_{sx} \\ \Psi_{ry} &= L_r I_{ry} + L_m I_{sy} \end{aligned} \right\}. \quad (1.2)$$

Необхідною умовою електро механічного перетворення енергії є наявність магнітного потоку в магнітному колі машини. Очевидно, що магнітний потік формується складовою вектора струму статора, що збігається з ним за напрямком. Її називають потокоутворюючою складовою вектора I_s .

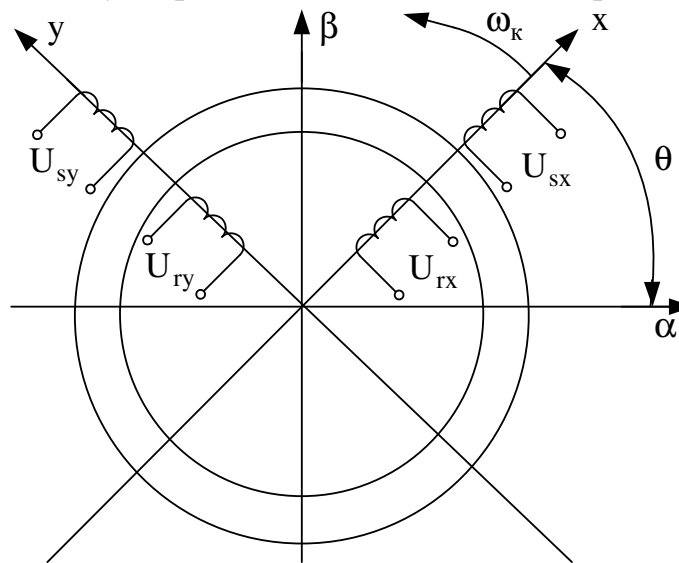


Рисунок 1.1 - Схема узагальненої електричної машини

Оскільки в моделі (1.1) магнітне поле машини характеризують потокозчеплення, в рамках прийнятого математичного опису завдання керування величиною потоку зводиться до регулювання модуля вектора потокозчеплення, обраного в якості базового, шляхом впливу на співвісну йому складову вектора струму статора. Зауважимо, що вибір базового вектора Ψ_o з векторів потокозчеплення статора Ψ_s , повітряного зазору Ψ_m або ротора Ψ_r не є принциповим і залежить від можливостей технічної реалізації САК а також вимог до якості стабілізації потоку.

Для реалізації принципу векторного полеорієнтованого керування необхідно зорієнтувати систему координат, в якій представлені рівняння (1.1), за базовим вектором потокозчеплення. Позначивши осі такої системи u і v , будемо вважати що вісь u збігається у напрямі з Ψ_o , а вісь v - випереджає її. Тоді $|\Psi_o| = \Psi_o = \Psi_{ou}$, а потокоутворюючою складовою струму статора буде I_{su} .

Електромагнітний момент асинхронного двигуна M может бути визначений як векторний добуток вектора Ψ_o і вектора I_s :

$$M = K_m [\Psi_o, I_s], \quad (1.3)$$

де K_m - коефіцієнт, що залежить від параметрів машини і вибору базового вектора. Тому при стабілізації модуля потокозчеплення момент пропорційний тільки перпендикулярній до вектору Ψ_o складовій вектора струму статора, яку називають моментоутворюючою. В системі координат u, v моментоутворююча складова I_s співпадає з I_{sv} , а формула (1.3) набуде вигляду: $M = K_m \Psi_{ou} I_{sv}$.

Для синтезу систем векторного полеорієнтованого керування (СВПК) необхідно представити систему диференціальних рівнянь (1.1) відносно похідних регульованих координат: швидкості обертання ω і модуля орієнтуючого вектора потокозчеплення Ψ_o , а також моментоутворюючої I_{sv} і потокоутворюючої

I_{su} складових струму статора. Властивості СВПК при орієнтації за Ψ_s і Ψ_m досить близькі, тому розглянемо два випадки: $\Psi_o = \Psi_r$ і $\Psi_o = \Psi_s$. У першому випадку з системи (1.1) необхідно виключити складові векторів I_r , Ψ_s , $p\Psi_s$. Виразимо I_{rx} , I_{ry} , Ψ_{sx} , Ψ_{sy} з рівнянь (1.2):

$$\left. \begin{aligned} I_{rx} &= \frac{\Psi_{rx}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} I_{sx} \\ I_{ry} &= \frac{\Psi_{ry}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} I_{sy} \\ \Psi_{sx} &= L_s I_{sx} + L_m \left(\frac{\Psi_{rx}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} I_{sx} \right) = \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rx} + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} I_{sx} \\ \Psi_{sy} &= L_s I_{sy} + L_m \left(\frac{\Psi_{ry}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} I_{sy} \right) = \frac{L_m}{L_r} \Psi_{ry} + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} I_{sy} \end{aligned} \right\}.$$

Підставимо отримані вирази для складових I_r , Ψ_s в (1.1):

$$\left. \begin{aligned} U_{sx} &= R_s I_{sx} + \frac{L_m}{L_r} p \Psi_{rx} + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} p I_{sx} - \frac{L_m}{L_r} \Psi_{ry} \omega_k - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} I_{sy} \omega_k \\ U_{sy} &= R_s I_{sy} + \frac{L_m}{L_r} p \Psi_{ry} + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} p I_{sy} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rx} \omega_k + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} I_{sx} \omega_k \\ 0 &= \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rx} - \frac{R_r L_m}{L_r} I_{sx} + p \Psi_{rx} - (\omega_k - \omega) \Psi_{ry} \\ 0 &= \frac{R_r}{L_r} \Psi_{ry} - \frac{R_r L_m}{L_r} I_{sy} + p \Psi_{ry} + (\omega_k - \omega) \Psi_{rx} \\ M &= z_p \frac{m}{2} L_m \left(\frac{1}{L_r} I_{sy} \Psi_{rx} - \frac{L_m}{L_r} I_{sy} I_{sx} - \frac{1}{L_r} I_{sx} \Psi_{ry} + \frac{L_m}{L_r} I_{sx} I_{sy} \right) \end{aligned} \right\}.$$

Виразимо $p\Psi_{sx}$, $p\Psi_{sy}$ з рівнянь рівноваги роторного кола і виключимо їх з рівнянь рівноваги статорного кола:

$$\left. \begin{aligned}
U_{sx} &= R_s I_{sx} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Psi_{rx} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} I_{sx} + \frac{L_m}{L_r} \omega_k \Psi_{ry} - \frac{L_m}{L_r} \omega \Psi_{ry} + \\
&+ L'_s p I_{sx} - \frac{L_m}{L_r} \omega_k \Psi_{ry} - L'_s I_{sy} \omega_k \\
U_{sy} &= R_s I_{sy} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Psi_{ry} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} I_{sy} - \frac{L_m}{L_r} \omega_k \Psi_{rx} + \frac{L_m}{L_r} \omega \Psi_{rx} + \\
&+ L'_s p I_{sy} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rx} \omega_k + L'_s I_{sx} \omega_k \\
p \Psi_{rx} &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{rx} + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{sx} + \omega_k \Psi_{ry} - \omega \Psi_{ry} \\
p \Psi_{ry} &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{ry} + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{sy} - \omega_k \Psi_{rx} + \omega \Psi_{rx} \\
M &= z_p \frac{m L_m}{2 L_r} (I_{sy} \Psi_{rx} - I_{sx} \Psi_{ry})
\end{aligned} \right\},$$

де $L'_s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r}$ - перехідна індуктивність статора.

Розв'язавши цю систему рівнянь відносно похідних регулюємих змінних з урахуванням рівняння руху електропривода $M - M_c = J p \omega$, приведемо рівняння динаміки трифазного ($m=3$) асинхронного двигуна до вигляду:

$$\left. \begin{aligned}
p I_{sx} &= \frac{L_m R_r}{L_r^2 L'_s} \Psi_{rx} - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} I_{sx} + \frac{1}{L'_s} U_{sx} + \frac{L_m}{L_r L'_s} \Psi_{ry} \omega + I_{sy} \omega_k \\
p I_{sy} &= \frac{L_m R_r}{L_r^2 L'_s} \Psi_{ry} - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} I_{sy} + \frac{1}{L'_s} U_{sy} - \frac{L_m}{L_r L'_s} \Psi_{rx} \omega - I_{sx} \omega_k \\
p \Psi_{rx} &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{rx} + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{sx} - (\omega - \omega_k) \Psi_{ry} \\
p \Psi_{ry} &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{ry} + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{sy} + (\omega - \omega_k) \Psi_{rx} \\
p \omega &= \frac{3 z_p L_m}{2 J L_r} (I_{sy} \Psi_{rx} - I_{sx} \Psi_{ry}) - \frac{M_c}{J}
\end{aligned} \right\},$$

де M_c - момент опору, що прикладається до валу двигуна.

При виконанні умов орієнтації координатної системи x, y за вектором Ψ_r
 $x = u, y = v, \Psi_{rx} = \Psi_{ru} = \Psi_o, p \Psi_{ry} = p \Psi_{rv} = 0, \Psi_{ry} = \Psi_{rv} = 0$

отримаємо редуковану (з пониженням порядку на одиницю) математичну модель АД в обертальній зі швидкістю $\omega_k = \frac{R_r L_m}{L_r \Psi_o} I_{sv} + \omega$ системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора:

$$\left. \begin{aligned} pI_{su} &= \frac{L_m R_r}{L_r^2 L'_s} \Psi_o - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} I_{su} + \frac{1}{L'_k} U_{su} + I_{sv} \omega_k \\ p\Psi_o &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_o + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{su} \\ pI_{sv} &= -\frac{L_m}{L_r L'_s} \Psi_o \omega - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} I_{sv} + \frac{1}{L'_s} U_{sv} - I_{su} \omega_k \\ p\omega &= \frac{3z_p L_m}{2J L_r} I_{sv} \Psi_o - \frac{M_c}{J} \end{aligned} \right\}, \quad (1.4)$$

У випадку орієнтації системи координат за Ψ_s з рівнянь (1.1) необхідно виключити складові векторів I_r , Ψ_r , $p\Psi_r$. Виразимо I_{rx} , I_{ry} , Ψ_{rx} , Ψ_{ry} , з рівнянь (1.2):

$$\left. \begin{aligned} I_{rx} &= \frac{\Psi_{sx}}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} I_{sx} \\ I_{ry} &= \frac{\Psi_{sy}}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} I_{sy} \\ \Psi_{rx} &= L_m I_{sx} + L_r \left(\frac{\Psi_{sx}}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} I_{sx} \right) = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{sx} - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} I_{sx} \\ \Psi_{ry} &= L_m I_{sy} + L_r \left(\frac{\Psi_{sy}}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} I_{sy} \right) = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{sy} - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} I_{sy} \end{aligned} \right\}.$$

Підставимо отримані вирази для складових I_r , Ψ_r в (1.1):

$$\left. \begin{aligned}
 U_{sx} &= I_{sx} R_s + p\Psi_{sx} - \omega_k \Psi_{sy} \\
 U_{sy} &= I_{sy} R_s + p\Psi_{sy} + \omega_k \Psi_{sx} \\
 0 &= \frac{R_r}{L_m} \Psi_{rx} - \frac{R_r L_s}{L_m} I_{sx} + \frac{L_r}{L_m} p\Psi_{sx} - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} pI_{sx} - \\
 &\quad - (\omega_k - \omega) \left(\frac{L_r}{L_m} \Psi_{sy} - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} I_{sy} \right) \\
 0 &= \frac{R_r}{L_m} \Psi_{ry} - \frac{R_r L_s}{L_m} I_{sy} + \frac{L_r}{L_m} p\Psi_{sy} - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} pI_{sy} + \\
 &\quad + (\omega_k - \omega) \left(\frac{L_r}{L_m} \Psi_{sx} - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} I_{sx} \right) \\
 M &= z_p \frac{m}{2} L_m \left(\frac{1}{L_m} I_{sy} \Psi_{sx} - \frac{L_s}{L_m} I_{sy} I_{sx} - \frac{1}{L_m} I_{sx} \Psi_{sy} + \frac{L_s}{L_m} I_{sy} I_{sx} \right)
 \end{aligned} \right\}.$$

Виразимо $p\Psi_{sx}, p\Psi_{sy}$ з рівнянь рівноваги статорного кола і виключимо їх з рівнянь рівноваги роторного кола:

$$\left. \begin{aligned}
 p\Psi_{sx} &= U_{sx} - I_{sx} R_s + \omega_k \Psi_{sy} \\
 p\Psi_{sy} &= U_{sy} - I_{sy} R_s - \omega_k \Psi_{sx} \\
 0 &= \frac{R_r}{L_m} \Psi_{rx} - \frac{R_r L_s}{L_m} I_{sx} + \frac{L_r}{L_m} U_{sx} - \frac{R_s L_r}{L_m} I_{sx} + \frac{L_r}{L_m} \Psi_{sy} \omega_k - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} pI_{sx} - \\
 &\quad - \frac{L_r}{L_m} \Psi_{sy} \omega_k + \frac{L_r}{L_m} \Psi_{sy} \omega + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} I_{sy} (\omega_k - \omega) \\
 0 &= \frac{R_r}{L_m} \Psi_{ry} - \frac{R_r L_s}{L_m} I_{sy} + \frac{L_r}{L_m} U_{sy} - \frac{R_s L_r}{L_m} I_{sy} - \frac{L_r}{L_m} \Psi_{sx} \omega_k - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} pI_{sy} + \\
 &\quad + \frac{L_r}{L_m} \Psi_{sx} \omega_k - \frac{L_r}{L_m} \Psi_{sx} \omega - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} I_{sx} (\omega_k - \omega) \\
 M &= z_p \frac{m}{2} (I_{sy} \Psi_{sx} - I_{sx} \Psi_{sy})
 \end{aligned} \right\}.$$

В результаті приведення подібних і розв'язання відносно похідних керуваних змінних з урахуванням підстановки

$$\frac{1}{L_s L_r - L_m^2} = \frac{1}{L_r L'_s}$$

рівняння динаміки трифазного асинхронного двигуна приймуть вигляд:

$$\left. \begin{aligned}
 p\Psi_{sx} &= U_{sx} - I_{sx}R_s + \omega_k \Psi_{sy} \\
 p\Psi_{sy} &= U_{sy} - I_{sy}R_s - \omega_k \Psi_{sx} \\
 pI_{sx} &= \frac{R_r}{L_r L'_s} \Psi_{sx} - \frac{R_r L_s - R_s L_r}{L_r L'_s} I_{sx} + \frac{1}{L'_s} U_{sx} + \frac{1}{L'_s} \Psi_{sy} \omega - I_{sy} (\omega - \omega_k) \\
 pI_{sy} &= \frac{R_r}{L_r L'_s} \Psi_{sy} - \frac{R_r L_s - R_s L_r}{L_r L'_s} I_{sy} + \frac{1}{L'_s} U_{sy} - \frac{1}{L'_s} \Psi_{sx} \omega + I_{sx} (\omega - \omega_k) \\
 p\omega &= \frac{3z_p}{2J} (I_{sy} \Psi_{sx} - I_{sx} \Psi_{sy}) - \frac{M_c}{J}
 \end{aligned} \right\}.$$

Виконаємо умови орієнтації координатної системи x, y за вектором Ψ_s

$$x = u, y = v, \Psi_{sx} = \Psi_{su} = \Psi_o, p\Psi_{sy} = p\Psi_{sv} = 0, \Psi_{sy} = \Psi_{sv} = 0$$

і введемо позначення $\omega_k = \frac{U_{sv} - I_{sv} R_s}{\Psi_o}$. В результаті отримаємо редуковану математичну модель асинхронного двигуна в обертальній системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення статора:

$$\left. \begin{aligned}
 p\Psi_o &= -I_{su} R_s + U_{su} \\
 pI_{su} &= \frac{R_r}{L_r L'_s} \Psi_o - \frac{R_r L_s - R_s L_r}{L_r L'_s} I_{su} + \frac{1}{L'_s} U_{su} - I_{sv} (\omega - \omega_k) \\
 pI_{sv} &= -\frac{R_r L_s - R_s L_r}{L_r L'_s} I_{sv} + \frac{1}{L'_s} U_{sv} - \frac{1}{L'_s} \Psi_o \omega + I_{su} (\omega - \omega_k) \\
 p\omega &= \frac{3z_p}{2J} I_{sv} \Psi_o - \frac{M_c}{J}
 \end{aligned} \right\}. \quad (1.5)$$

Моделі (1.4), (1.5) демонструють обокремленість динаміки підсистем формування потокозчеплення і швидкості АД. З них витікає, що керування величинами I_{su} і Ψ_o повинно здійснюватися системою стабілізації потокозчеплення (ССП) шляхом впливу на складову напруги статора U_{su} , а керування величинами I_{sv} та ω - системою регулювання швидкості (СРШ) шляхом впливу на U_{sv} .

Складові U_{sv} і U_{su} аналогічні напругам живлення обмоток якоря і збудження двигуна постійного струму, однак на відміну від останнього, канали регулювання моменту і потоку АД суміщені в статорних обмотках. Крім того, орієнтуючий вектор потокозчеплення Ψ_o , з яким зв'язана координатна система u, v , в загальному випадку обертається навколо осі машини, тоді як фазні обмотки статора, з якими зв'язана координатна система α, β , є нерухомими. В координатній системі α, β вісь α співпадає з віссю обмотки фази А статора.

Тема2. Принципи структурної реалізації релейних систем векторного полеорієнтованого керування асинхронними двигунами

Формування складових вектора напруги статора U_s в координатних осях α, β за заданими значеннями U_{su}, U_{sv} здійснюється за допомогою перетворювачів координат (ПК), умовне позначення яких представлено на рис. 1.2, а. Дія таких ПК зводиться до наступного. Нехай відомо положення орієнтуючого вектора потокозчеплення Ψ_o щодо координатної системи α, β , яке визначається як кут θ між віссю α і вектором Ψ_o . Тоді $U_{s\alpha}, U_{s\beta}$ обчислюються як суми проекцій на осі α, β :

$$\left. \begin{aligned} U_{s\alpha} &= U_{su} \cos \theta - U_{sv} \sin \theta \\ U_{s\beta} &= U_{sv} \cos \theta + U_{su} \sin \theta \end{aligned} \right\}. \quad (1.6)$$

Визначення сигналів зворотних зв'язків ССП і СРШ за недоступним безпосередньому виміру координатами проводиться шляхом зворотного перетворення координат $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$. На рис. 1.2, б представлено позначення ПК 2/2, що реалізують цю функцію. Формули зворотного перетворення струмів мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} I_{su} &= I_{s\alpha} \cos \theta + I_{s\beta} \sin \theta \\ I_{sv} &= I_{s\beta} \cos \theta - I_{s\alpha} \sin \theta \end{aligned} \right\}. \quad (1.7)$$

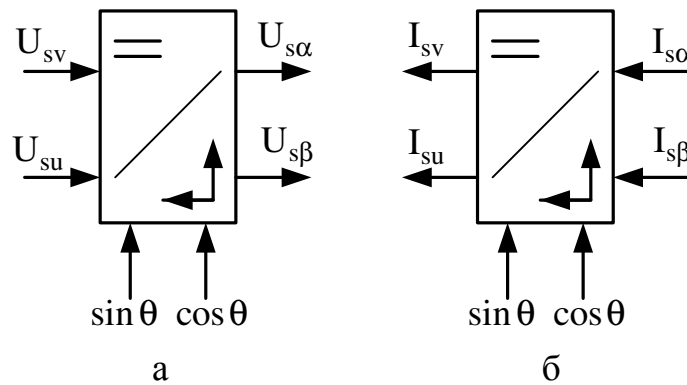


Рисунок 1.2 - Перетворювачі координат ПК 2/2

Для перетворення змінних стану СВПК з обертової системи координат в нерухому і навпаки необхідно мати сигнали $\cos \theta$ і $\sin \theta$. Їх обчислення здійснюється на основі значень $\Psi_{o\alpha}, \Psi_{o\beta}$:

$$\left. \begin{aligned} |\Psi_o| &= \sqrt{\Psi_{o\alpha}^2 + \Psi_{o\beta}^2} \\ \cos \theta &= \frac{\Psi_{o\alpha}}{|\Psi_o|}, \sin \theta = \frac{\Psi_{o\beta}}{|\Psi_o|} \end{aligned} \right\}. \quad (1.8)$$

Цю функцію виконує векторний аналізатор (ВА), що визначає також модуль орієнтуючого вектора потокозчеплення $|\Psi_o| = \Psi_o$ (рис. 1.3), який служить сигналом головного зворотного зв'язку для ССП.

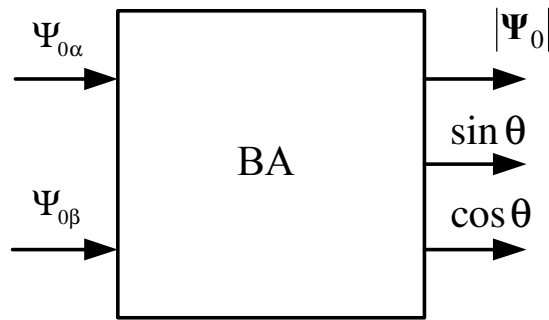


Рис. 1.3. Векторний аналізатор

Визначення величин $\Psi_{0\alpha}$, $\Psi_{0\beta}$ може бути здійснено шляхом безпосереднього вимірювання за допомогою датчиків Холла. Однак такий спосіб має істотний недолік, який робить його практично непридатним для релейних СВПК через наявність у виміряних сигналах $\Psi_{m\alpha}$, $\Psi_{m\beta}$ зубцевих гармонік. Ці завади не піддаються фільтрації, оскільки їх частота ω_z змінюється разом зі зміною частоти ω_k корисних сигналів $\Psi_{m\alpha}$, $\Psi_{m\beta}$, при цьому діапазон частот ω_k належить діапазону ω_z . Невідфільтровані сигнали зубцевих гармонік в опорних сигналах $\sin\theta$, $\cos\theta$ здатні викликати в релейних СВПК, які мають ширшу смугу пропускання в порівнянні з лінійними, вимушені коливання з частотою ω_z , що неприпустимо. Ще одним недоліком безпосереднього вимірювання Ψ_m є необхідність реконструкції АД з метою встановлення елементів Холла.

Інший шлях визначення $\Psi_{0\alpha}$, $\Psi_{0\beta}$ полягає в їх ідентифікації по вимірюваним координатами. Перевагами такого підходу є: відсутність зубцевих гармонік, зменшення числа встановлюваних в ЕМС датчиків і можливість застосування його для випадків $\Psi_o = \Psi_r$, $\Psi_o = \Psi_s$. Ідентифікатор координат асинхронного двигуна (ІКАД) в загальному випадку являє собою динамічну модель електромагнітної системи АД, входом якої є вимірювані змінні ω , $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$, $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ (рис. 1.4), а виходом - величини $\Psi_{0\alpha}$, $\Psi_{0\beta}$.

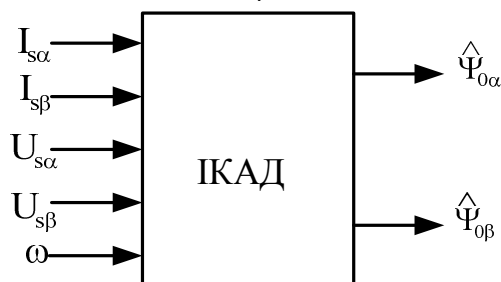


Рисунок 1.4 - Ідентифікатор координат АД

Оскільки переважна більшість асинхронних машин, які випускаються промисловістю, є трифазними, для трансформації сигналів керування з ортогономованого координатного базису в трифазний базис А, В, С застосовуються перетворювачі координат ПК 2/3 (рис. 1.5А), які описуються системою рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} U_{sA} &= U_{s\alpha}, \quad U_{sB} = -0,5U_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}U_{s\beta} \\ U_{sC} &= -0,5U_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_{s\beta} \end{aligned} \right\}. \quad (1.9)$$

Сигнали зворотного зв'язку за напругою або струмом статора за допомогою відповідних ПК 3/2 (рис. 1.5, б) піддаються зворотному перетворенню:

$$\begin{aligned} U_{s\alpha} &= U_{sA} \\ U_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(U_{sB} - U_{sC}). \end{aligned} \quad (1.10)$$

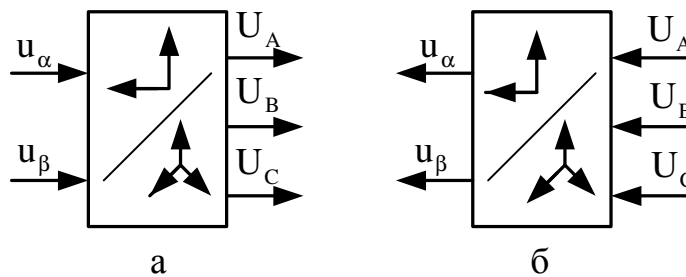


Рисунок 1.5 - Перетворювачі координат ПК 2/3 та ПК 3/2

Керуючі напруги статора АД U_{sABC} формуються транзисторним інвертором ТІ, який в лінійних СК будується за принципом широтно-імпульсної модуляції вхідних сигналів U_{sABC}^* . Функціональна схема системи векторного полеорієнтованого керування АД представлена на рис. 1.6. Подібні структури є типовими для асинхронних електроприводів. Необхідність реалізованих нею перетворень сигналів керування і зворотних зв'язків закладена в самій конструкції асинхронної машини, а наявність ІКАД обумовлена низькою перешкодозахищеністю безпосереднього вимірювання магнітних потоків.

Релейні СВПК АД по відношенню до лінійних мають ряд незаперечних переваг. При побудові систем стабілізації поточозчеплення і регулюванні швидкості на основі релейних регуляторів структурною властивістю їх є повна компенсація прикладених до об'єкта керування збурюючих впливів, як координатних, так і параметричних. Це дозволяє при розробці релейних систем векторного полеорієнтованого керування прийняти ряд припущень, які істотно спрощують їх структуру і полегшують процес алгоритмічного синтезу ССП і СРШ в порівнянні з лінійним варіантом.

$\sin \theta, \cos \theta$ дозволяє при $\Psi_o = \Psi_o^* = \text{const}$ використовувати $\Psi_{o\alpha}, \Psi_{o\beta}$ з постійним масштабним коефіцієнтом $\frac{1}{\Psi_o^*}$ в якості $\sin \theta, \cos \theta$ і виключити з ВА схеми нормування відносно Ψ_o . При такому підході ВА описується системою рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_o &= \sqrt{\Psi_{o\alpha}^2 + \Psi_{o\beta}^2} \\ \sin \theta &= \frac{1}{\Psi_o^*} \Psi_{o\alpha}, \cos \theta = \frac{1}{\Psi_o^*} \Psi_{o\beta} \end{aligned} \right\}. \quad (1.11)$$

Крім того, низька чутливість релейних СВПК до координатних збурень допускає застосування спрощених ідентифікаторів координат АД зниженої точності, що не мають внутрішніх контурів стеження. Як приклад можна розглянути ІКАД, який описується системою диференціальних рівнянь

$$\left. \begin{aligned} p\hat{\Psi}_{s\alpha} &= U_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} R_s \\ p\hat{\Psi}_{s\beta} &= U_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} R_s \\ p\hat{\Psi}_{r\alpha} &= -\hat{I}_{r\alpha} R_r - \omega \hat{\Psi}_{r\beta} \\ p\hat{\Psi}_{r\beta} &= -\hat{I}_{r\beta} R_r + \omega \hat{\Psi}_{r\alpha} \end{aligned} \right\}, \quad (1.12)$$

де

$$\begin{aligned} \hat{I}_{s\alpha} &= \frac{L_r \hat{\Psi}_{s\alpha} - L_m \hat{\Psi}_{r\alpha}}{L_s L_r - L_m^2}, \quad \hat{I}_{s\beta} = \frac{L_r \hat{\Psi}_{s\beta} - L_m \hat{\Psi}_{r\beta}}{L_s L_r - L_m^2}, \\ \hat{I}_{r\alpha} &= \frac{L_s \hat{\Psi}_{r\alpha} - L_m \hat{\Psi}_{s\alpha}}{L_s L_r - L_m^2}, \quad \hat{I}_{r\beta} = \frac{L_s \hat{\Psi}_{r\beta} - L_m \hat{\Psi}_{s\beta}}{L_s L_r - L_m^2}, \end{aligned}$$

яка є математичною моделлю АД в нерухомих відносно статора осях $x = \alpha, y = \beta$, отриманою з рівнянь (1.1), (1.2) при $\omega_k = 0$. У цій системі $U_{s\alpha}, U_{s\beta}, \omega$ - вимірювані величини, які є вхідними для ідентифікатора, а складові векторів $\hat{\Psi}_s, \hat{\Psi}_r, \hat{I}_s, \hat{I}_r$ - обчислювані ІКАД.

Замикання релейної СВПК обчисленими сигналами $\hat{I}_{s\alpha}, \hat{I}_{s\beta}$ замість вимірюваних допустиме завдяки зниженій чутливості систем розривного керування до збурюючих впливів, скорочує число встановлюваних в ЕМС давачів. На функціональній схемі релейної СВПК, представленій на рис. 1.7, символом + відзначені позначення блоків з вищевикладеними спрощеннями.

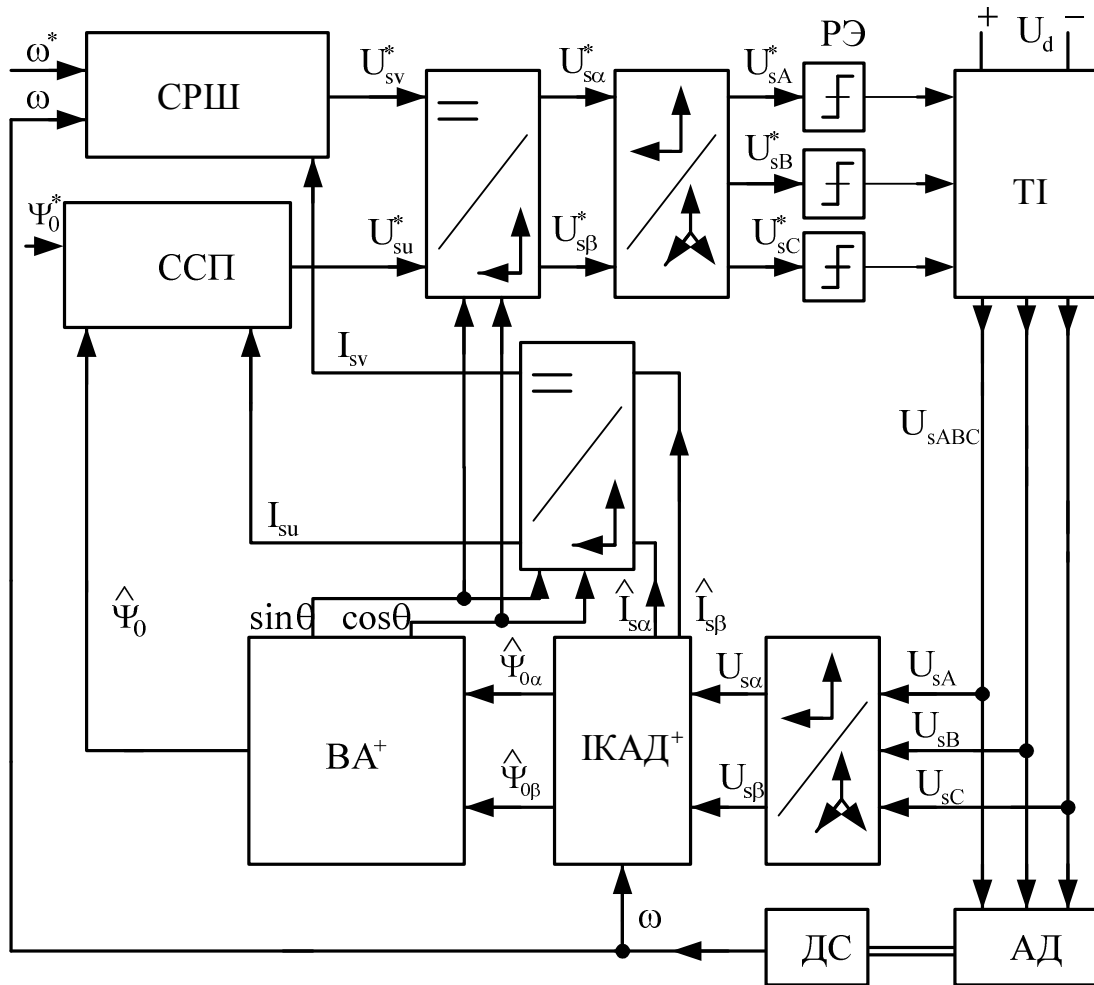


Рисунок - 1.7 - Типова функціональна схема релейної СВПК

Тема3. Декомпозиція та лінеаризація математичних моделей асинхронних двигунів

Розглянемо особливості постановки задачі синтезу релейних підсистем стабілізації поточкозчеплення і регулювання швидкості обертання ротора. Математичний опис об'єктів керування цих СК отримаємо шляхом поділу систем (1.4) і (1.5) диференціальних рівнянь динаміки АД на дві підсистеми, які відносяться відповідно до контурів реактивної і активної енергії. Для випадку $\Psi_o = \Psi_r$ ці підсистеми мають вигляд

$$\left. \begin{aligned} p\Psi_o &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_o + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{su} \\ pI_{su} &= \frac{L_m R_r}{L_r^2 L'_s} \Psi_o - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} I_{su} + I_{sv} \omega_k + \frac{1}{L'_s} U_{su} \end{aligned} \right\}; \quad (1.13)$$

$$\left. \begin{aligned} p\omega &= \frac{3z_p L_m}{2J L_r} I_{sv} \Psi_o - \frac{M_c}{J} \\ pI_{sv} &= -\frac{L_m}{L_r L'_s} \Psi_o \omega - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} I_{sv} - I_{su} \omega_k + \frac{1}{L'_s} U_{sv} \end{aligned} \right\}. \quad (1.14)$$

Математичний опис об'єктів керування систем стабілізації поточкозчеплення і регулювання швидкості обертання ротора для випадку орієнтації координатного базису СВПК за вектором Ψ_s отримаємо аналогічним чином:

$$\left. \begin{aligned} p\Psi_o &= -I_{su} R_s + U_{su} \\ pI_{su} &= \frac{R_r}{L_r L'_s} \Psi_o - \frac{R_r L_s - R_s L_r}{L_r L'_s} I_{su} - I_{sv} (\omega - \omega_k) + \frac{1}{L'_s} U_{su} \end{aligned} \right\}; \quad (1.15)$$

$$\left. \begin{aligned} p\omega &= \frac{3z_p}{2J} (I_{sv} \Psi_o) - \frac{M_c}{J} \\ pI_{sv} &= -\frac{R_r L_s - R_s L_r}{L_r L'_s} I_{sv} - \frac{1}{L'_s} \Psi_o \omega + I_{su} (\omega - \omega_k) + \frac{1}{L'_s} U_{sv} \end{aligned} \right\}. \quad (1.16)$$

Ці підсистеми містять перехресні зв'язки, тобто координати прямого каналу керування швидкістю обертання входять в систему диференціальних рівнянь динаміки ССП і навпаки. Вплив таких зв'язків рівносильно прикладанню координатних збурень до об'єктів керування ССП і СРШ. В лінійних системах усунення взаємного впливу каналів керування активною і реактивною складовими потужності АД вимагає введення в структуру СВПК додаткових компенсуючих ланок між системою стабілізації поточкозчеплення і системою регулювання швидкості обертання ротора. Однак залежність величин перехресних зв'язків від схильних до збурень параметрів двигуна обумовлює низьку ефективність подібних заходів.

Побудова ССП і СРШ на основі релейних регуляторів, структурною властивістю яких є повна компенсація прикладених до ОК збурень, забезпечує взаємну незалежність підсистем регулювання активної і реактивної складових потужності АД і дозволяє, розглядаючи перехресні зв'язки ССП і СРШ як дестабілізуючі впливи, виключити їх з рівнянь (1.13), (1.14) і (1.15), (1.16) на етапі алгоритмічного синтезу. Отриманий в результаті такого спрощення математичний опис динаміки АД у складі релейної СВПК має вигляд:

$$p\mathbf{Y}^R = \mathbf{B}^R \mathbf{Y}^R + \mathbf{M}^R U_{su} + \mathbf{F}^R, \quad (1.17)$$

$$p\mathbf{Y}^A = \mathbf{B}^A \mathbf{Y}^A + \mathbf{M}^A U_{sv} + \mathbf{F}^A, \quad (1.18)$$

де $\mathbf{F}^A, \mathbf{F}^R$ - вектори збурюючих впливів, $\mathbf{Y}^R = \begin{bmatrix} \Psi_o \\ I_{su} \end{bmatrix}$, $\mathbf{Y}^A = \begin{bmatrix} \omega \\ I_{sv} \end{bmatrix}$; індекси

R, A позначають належність величин до підсистем регулювання відповідно реактивної і активної складових потужності.

При такому підході одночасно з декомпозицією математичного опису АД на два відокремлених (з точки зору процедури синтезу) динамічних об'єкта розв'язується також задача лінеаризації зазначених систем диференціальних рівнянь,

оскільки всі їх нелінійні члени відносяться до доданків F^A , F^R , які описують збурення, тобто виключаються з розгляду при синтезі. Для лінеаризації підсистем (1.14), (1.16) необхідно також прийняти припущення, справедливості якого по завершенні намагнічування двигуна забезпечується системою стабілізації потокозчелення.

Матриці параметрів АД для випадку $\Psi_o = \Psi_r$ дорівнюють

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{B}^R &= \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r} \\ \frac{L_m R_r}{L_r^2 L'_s} & -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} \end{bmatrix} & \mathbf{M}^R &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \frac{1}{L'_s} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}^A &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{3z_p L_m}{2J L_r} \Psi_{o \text{ ном}} \\ -\frac{L_m}{L_r L'_s} \Psi_{o \text{ ном}} & -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} \end{bmatrix} & \mathbf{M}^A &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \frac{1}{L'_s} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\}. \quad (1.19)$$

Для випадку $\Psi_o = \Psi_s$ матриці параметрів АД мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{B}^R &= \begin{bmatrix} 0 & -R_s \\ \frac{R_r}{L_r L'_s} & -\frac{R_r L_s - R_s L_r}{L_r L'_s} \end{bmatrix} & \mathbf{M}^R &= \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \frac{1}{L'_s} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}^A &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{3z_p}{2J} \Psi_{o \text{ ном}} \\ 0 & -\frac{R_r L_s - R_s L_r}{L_r L'_s} \end{bmatrix} & \mathbf{M}^A &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \frac{1}{L'_s} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\}. \quad (1.20)$$

Представлений математичний опис динаміки асинхронної машини, отриманий з урахуванням припущень, справедливих при роботі в полеорієнтованих системах розривного керування в ковзних режимах, є підставою для застосування при синтезі релейних ССП і СРШ методів, розроблених для електроприводів постійного струму.

Тема 4. Синтез релейно-векторних систем керування асинхронними електроприводами модифікованим принципом симетрії

Задача синтезу релейно-векторної системи керування асинхронним електроприводом вирішується шляхом визначення рівнянь релейних регуляторів, які відповідають заданим функціоналам якості. Виконаємо синтез системи оп-

тимального керування швидкістю двигуна 4AA50A2Y3, параметри якого представлені в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1. Паспортні дані асинхронного двигуна 4AA50A2Y3

Параметр	Позначення	Величина
Число пар полюсів	p	1
Номинальна потужність	$P_{\text{ном}}$	90 Вт
Номинальна швидкість обертання	$\omega_{\text{ном}}$	$287,14 \text{ с}^{-1}$
Номинальний фазний струм обмотки статора	$I_{\text{с ном}}$	0,325 А
Номинальна фазна напруга обмотки статора	$U_{\text{с ном}}$	220 В
Активний опір фази обмотки статора	R_s	101,6 Ом
Індуктивність розсіювання фази обмотки статора	$L_{\sigma s}$	0,198 Гн
Активний опір фази обмотки ротора	R_r	94,86 Ом
Індуктивність розсіювання фази обмотки ротора	$L_{\sigma r}$	0,345 Гн
Взаємна індуктивність	L_m	8,09 Гн
Номінальний коефіцієнт активної потужності	$\cos \varphi_{\text{ном}}$	0,7
Номинальний коефіцієнт корисної дії	$\eta_{\text{ном}}$	0,6
Номинальне потокозчеплення	$\Psi_{\text{о ном}}$	0,64 В·с
Номинальний обертальний момент	$M_{\text{дв ном}}$	0,313 Н·м
Момент інерції	$J_{\text{дв}}$	0,000025 кг·м ²

При орієнтації релейно-векторної системи за вектором потокозчеплення ротора матриці коефіцієнтів (1.19) лінеаризованих систем диференціальних рівнянь (1.17), (1.18), приймають значення:

$$\mathbf{B}^R = \begin{bmatrix} -11,3 & 87,3 \\ 21,3 & -356,8 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{M}^R = \begin{bmatrix} 0 \\ 1,9 \end{bmatrix}, \quad (1.21)$$

$$\mathbf{B}^A = \begin{bmatrix} 0 & 51790,3 \\ -1,7 & -356,8 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{M}^A = \begin{bmatrix} 0 \\ 1,9 \end{bmatrix}. \quad (1.22)$$

Система стабілізації потокозчеплення, режим роботи якої є квазістатичним, може бути реалізована як одноконтурна. Прийmemo при синтезі регулятора потокозчеплення функціонал якості керування вигляду

$$I_1^R = \int_0^\infty 2 \left[\sum_{i=1}^2 v_{0i}^1 y_i^R y_1^R + \left| m_2^R \sum_{i=1}^2 v_{i2}^1 y_i^R \right| \right] dt, \quad (1.23)$$

де v_{ik} – коефіцієнти функції Ляпунова для k -го контура; y_i^R – координати стану ССП.

В результаті застосування принципу симетрії отримаємо наступне рівняння оптимального за точністю регулятора потокозчеплення:

$$u_{PI} = -U_{smax} \cdot \text{sign}(m_2^R (v_{12}^1 \cdot y_1^R - v_{22}^1 \cdot y_2^R)). \quad (1.24)$$

Для системи (1.17) з параметрами (1.19) коефіцієнти функції Ляпунова, що визначаються в загальному вигляді, складуть:

$$v_{12}^1 = -b_{22}^R = \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L_s'}; \quad v_{12}^1 = b_{12}^R = \frac{R_r L_m}{L_r}; \quad m_2^R = \frac{1}{L_s'}. \quad (1.25)$$

Виконаємо підстановку коефіцієнтів (1.25) в (1.24) і наведемо отримане рівняння до вигляду, що відповідає одиничному головному зворотному зв'язку за потокозчепленням:

$$u_{PI} = U_{smax} \cdot \text{sign}(\Psi^* - \Psi - K_{\Psi i} \cdot i_{su}), \quad (1.26)$$

де

$$K_{\Psi i} = \frac{L_m R_r (L_s L_r - L_m^2)}{R_s L_s^2 + R_r L_m^2}. \quad (1.27)$$

Підстановка параметрів (1.21) об'єкта керування в (1.27) дозволяє визначити $K_{\Psi i} = 1,86 \cdot 10^{-1}$. Амплітуду сигналу керування приймають рівною амплітуді номінальної напруги статора з урахуванням коефіцієнта форсування, обраного в межах $K_f = 1,1, \dots, 1,3$.

Наявність «запасу» по керуючому впливу забезпечує системі керування компенсуючу здатність за збурюючими впливами.

Зауважимо, що представлена на рис. 1.7 типова структура СВПК інваріантна до абсолютних значень сигналів регуляторів, оскільки формує миттєві значення статорних напруг АД, рівні за величиною напрузі ланки постійного струму транзисторного інвертора U_d . Тому в (1.26) U_{smax} є величиною U_d :

$$U_d = U_{smax} = U_{sном} \cdot \sqrt{2} \cdot K_f. \quad (1.28)$$

Прийнявши $K_f = 1,3$, отримаємо за (1.28) необхідну напругу на вході транзисторного інвертора: $U_d \approx 400 \text{ В}$.

Систему керування швидкістю побудуємо за касадно-підпорядкованим принципом, забезпечивши її крім регулятора швидкості, внутрішнім контуром стабілізації активного струму або моменту. У такій структурі вихідний сигнал регулятора швидкості є завданням для внутрішнього контуру: $u_{PII} = i_{sv}^*$ або $u_{PII} = M^*$. Регулятор проміжної координати вводиться в СРШ для реалізації обмеження за нагріванням в напружених повторно-короткочасних режимах. Прийmemo при синтезі регулятора швидкості функціонал якості вигляду

$$I_1^A = \int_0^\infty 2 \left[\sum_{i=1}^2 v_{0i}^1 y_i^A y_1^A + \left| m_2^A \sum_{i=1}^2 v_{i2}^1 y_i^A \right| \right] dt, \quad (1.29)$$

де v_{ij}^k – коефіцієнти функції Ляпунова, y_i^A – координати стану СРШ.

В результаті застосування принципу симетрії отримаємо рівняння оптимального за точністю регулятора швидкості, який формує задане значення активного струму:

$$u_{PII} = -I_{smax} \cdot \text{sign}\left(m_2^A (v_{12}^1 \cdot y_1^A - v_{22}^1 \cdot y_2^A)\right). \quad (1.30)$$

Для системи (1.18) з параметрами (1.22) коефіцієнти функції Ляпунова складають:

$$v_{12}^1 = -b_{22}^A = \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L_s'}; \quad v_{22}^1 = b_{12}^A = \frac{3z_p L_m}{2J L_r} \Psi_{o \text{ ном}}; \quad m_2^A = \frac{1}{L_s'}. \quad (1.31)$$

Виконаємо підстановку коефіцієнтів (1.31) в (1.30) і наведемо отримане рівняння до вигляду, який відповідає одиничному головному зворотному зв'язку за швидкістю:

$$u_{PII} = I_{smax} \cdot \text{sign}\left(\omega^* - \omega - K_{\omega i} \cdot i_{sv}\right), \quad (1.32)$$

де

$$K_{\omega i} = \frac{(L_s L_r - L_m^2)}{J(R_s L_s^2 + R_r L_m^2)} \cdot \frac{3z_p L_m}{2} \Psi_{o \text{ ном}}. \quad (1.33)$$

Підстановка параметрів (1.22) об'єкта керування в (1.33) дозволяє визначити $K_{\omega i} = 1,29 \cdot 10^{-1}$.

При замиканні СРШ зворотним зв'язком за моментом (1.32) прийме вигляд

$$u_{PII} = M_{max} \cdot \text{sign}\left(\omega^* - \omega - K_{\omega M} \cdot M\right), \quad (1.34)$$

де

$$K_{\omega M} = \frac{L_r (L_s L_r - L_m^2)}{J(R_s L_s^2 + R_r L_m^2)}. \quad (1.35)$$

Підстановка параметрів (1.22) об'єкта керування в (1.36) дозволяє визначити $K_{\omega M} = 0,69 \cdot 10^{-2}$. Рівень обмеження активного струму I_{smax} або моменту M_{max} на валу двигуна, до яких прирівнюється амплітуда сигналу регулятора швидкості, визначається з урахуванням кратності допустимої за нагріванням навантажувальної діаграми механізму.

Прийнявши при синтезі регулятора активного струму функціонал якості керування вигляду

$$I_2^A = \int_0^\infty 2 \left[\sum_{i=1}^2 v_{0i}^2 y_i^A y_2^A + \left| m_2^A \sum_{i=1}^2 v_{i2}^1 y_i^A \right| \right] dt, \quad (1.36)$$

отримаємо

$$u_{PT} = -U_{smax} \cdot \text{sign}\left(m_2^A (v_{12}^2 \cdot y_1^A - v_{22}^2 \cdot y_2^A)\right), \quad (1.37)$$

де

$$v_{12}^2 = 0; \quad v_{22}^2 = b_{21}^A. \quad (1.38)$$

З (1.36), (1.37) знайдемо

$$u_{PT} = -U_{smax} \cdot \text{sign}(I_{sv}^* - I_{sv}). \quad (1.39)$$

Аналогічно знайдемо рівняння регулятора моменту:

$$u_{PM} = -U_{smax} \cdot \text{sign}(M^* - M). \quad (1.40)$$

На рис. 1.8 представлені перехідні процеси синтезованої системи в режимах намагнічування, пуску, накиду навантаження і реверсу, що перемежуються з режимами холостого ходу. Часові діаграми підтверджують ефективність застосування модифікованого принципу симетрії для синтезу систем релейно-векторного керування КЗАД.

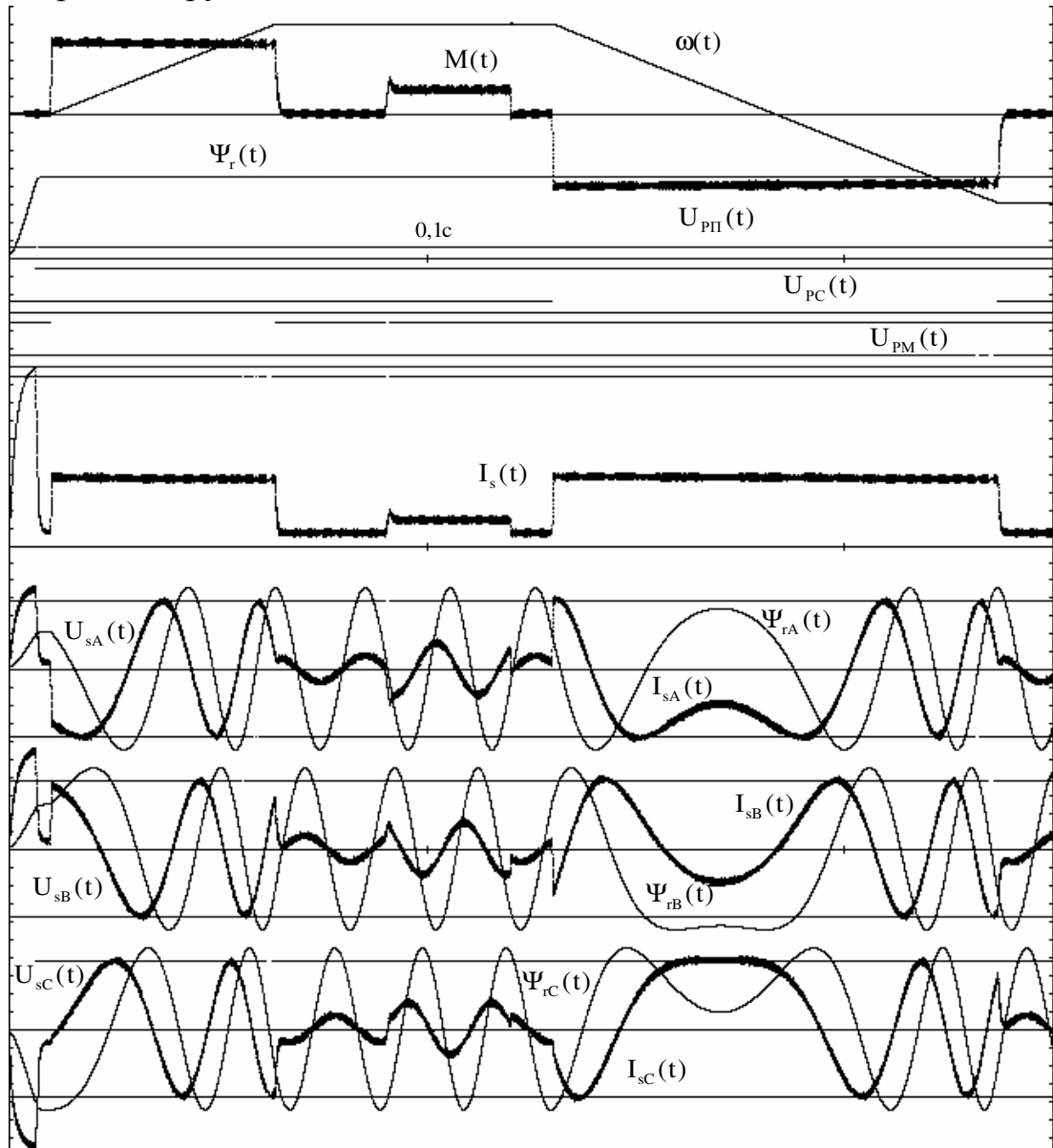


Рисунок 1.8 – Перехідні процеси системи керування

Цей метод дозволяє в повній мірі реалізувати переваги ковзних режимів при керуванні асинхронним електроприводом, забезпечивши граничну точність відтворення задального впливу, високий темп розгону при аперіодичному характері перехідного процесу і гранично швидко компенсацію ударних навантажень з мінімальним динамічним падінням швидкості.

Змістовий модуль 2. Системи векторного керування в ковзних режимах асинхронними двигунами за схемою машини подвійного живлення

Тема 5. Математичні моделі асинхронного двигуна з фазним ротором

Сучасний рівень математичної теорії асинхронних машин (АМ) характеризується досить повним описом фізичних процесів, що протікають у них. У цей час на перший план висуваються більш складні завдання аналізу машини як елемента складних замкнених нелінійних електромеханічних систем, що оптимізуються за тим або іншим критерієм. Модель машини використовується для пошуку оптимальних її режимів і визначення контрольованих впливів на машину, які забезпечують ці режими. Керуючі впливи перетворюються, із заданих у шукані функції часу й координат стану системи, а модель в інструмент синтезу її керуючої частини.

У сучасних системах регульованого електропривода двигуни одержують живлення від напівпровідникових перетворювачів з несинусоїдальною формою вихідної напруги. На практиці використовуються схеми підключення машин, як без нульового провідника, так і з роздільним (автономним) живленням фазних обмоток. Тому в загальному випадку модель повинна враховувати ефекти, обумовлені живленням її обмоток від лінійно-незалежних систем напруг.

У цей час асинхронна машина описується в різних системах координат.

Система координат А, В, С являє собою 3-и фазну систему. Модель у цій системі координат описує асинхронну машину в реальній системі координат.

Ця система координат має наступні переваги:

1. усі величини рівнянь мають реальні значення й фізичний зміст;
2. можна проводити дослідження електромагнітних і механічних процесів у статичних і динамічних режимах при живленні асинхронної машини від джерел стабільного й регульованого напруги;
3. можна враховувати всі види несиметрії фаз обмоток і живлячого напруги;
4. можна здійснювати розрахунки перехідних процесів з різною формою й частотою переміненого напруги.

Модель асинхронної машини в системі координат А, В, С найбільш виправдана як об'єкта керування й для аналізу впливу допущень прийнятих при синтезі системи керування.

Трифазна модель при обліку всіх нелінійностей і несиметрії досить складна для опису, тому ухвалюють наступні допущення: сили, що намагнічують, обмотки двигуна розподілені синусоїдально уздовж окружності повітряного зазору; втрати в сталі статора й ротора відсутні; обмотки статора й ротора строго симетричні зі зрушенням осей обмоток на 120° ; насичення магнітного кола відсутнє.

З урахуванням прийнятих допущень система диференціальних рівнянь трифазної асинхронної машини з фазним ротором (АДФР) в системі координат А, В, С має вигляд :

$$\begin{aligned}
 p\psi_{sa} &= u_{sa} - R_s i_{sa}; \\
 p\psi_{sb} &= u_{sb} - R_s i_{sb}; \\
 p\psi_{sc} &= u_{sc} - R_s i_{sc}; \\
 p\psi_{ra} &= u_{ra} - R_r i_{ra}; \\
 p\psi_{rb} &= u_{rb} - R_r i_{rb}; \\
 p\psi_{rc} &= u_{rc} - R_r i_{rc}; \\
 M_{em} &= -N_p [(i_{sa} i_{ra} + i_{sb} i_{rb} + i_{sc} i_{rc}) * L_m * \sin(\gamma_{el}) + \\
 &\quad (i_{sa} i_{rb} + i_{sb} i_{rc} + i_{sc} i_{ra}) * L_m * \sin(\gamma_{el} + 2\pi/3) + \\
 &\quad (i_{sa} i_{rc} + i_{sb} i_{ra} + i_{sc} i_{rb}) * L_m * \sin(\gamma_{el} - 2\pi/3)] ; \\
 p\omega_r &= \frac{M_{em} - M_{st}}{J}; \\
 p\gamma &= \omega_r,
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

де M_{em} – електромагнітний момент двигуна, M_{st} – статичний момент, N_p – число пар полюсів, ω_r – швидкість обертання ротора, L_m – взаємна індуктивність між обмотками статора й ротора, γ – кут повороту ротора, γ_{el} – кут повороту ротора в електричних градусах, $\gamma_{el} = N_p \cdot \gamma$, $u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}, u_{ra}, u_{rb}, u_{rc}$ – миттєві значення фазних напруг статора й ротора; $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$ – миттєві значення струмів статора й ротора; $\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc}$ – повні потокозчеплення фазних обмоток; R_s, R_r – активні опори обмоток статора й ротора, p – оператор диференціювання.

Повна система рівнянь потокозчеплень в обмотках статора й ротора визначається рівняннями:

$$\begin{aligned}
 \psi_{sa} &= L_{sa} i_{sa} + L_{sasb} i_{sb} + L_{sasc} i_{sc} + L_{sara} \cos(\gamma_{el}) i_{ra} + \\
 &\quad + L_{sarb} \cos(\gamma_{el} + \frac{2\pi}{3}) i_{rb} + L_{sarc} \cos(\gamma_{el} - \frac{2\pi}{3}) i_{rc}; \\
 \psi_{sb} &= L_{sbsa} i_{sa} + L_{sb} i_{sb} + L_{sbsc} i_{sc} + L_{sbra} \cos(\gamma_{el} - \frac{2\pi}{3}) i_{ra} + \\
 &\quad + L_{sbrb} \cos(\gamma_{el}) i_{rb} + L_{sbrc} \cos(\gamma_{el} + \frac{2\pi}{3}) i_{rc}; \\
 \psi_{sc} &= L_{scsa} i_{sa} + L_{scsb} i_{sb} + L_{sc} i_{sc} + L_{scra} \cos(\gamma_{el} + \frac{2\pi}{3}) i_{ra} + \\
 &\quad + L_{screb} \cos(\gamma_{el} - \frac{2\pi}{3}) i_{rb} + L_{scrc} \cos(\gamma_{el}) i_{rc};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\psi_{ra} &= L_{rasa} \cos(\gamma_{el}) i_{sa} + L_{rasb} \cos(\gamma_{el} - \frac{2\pi}{3}) i_{sb} + \\
&+ L_{rasc} \cos(\gamma_{el} + \frac{2\pi}{3}) i_{sc} + L_{ra} i_{ra} + L_{rarb} i_{rb} + L_{rarc} i_{rc}; \\
\psi_{rb} &= L_{rbsa} \cos(\gamma_{el} + \frac{2\pi}{3}) i_{sa} + L_{rbsb} \cos(\gamma_{el}) i_{sb} + \\
&+ L_{rbsc} \cos(\gamma_{el} - \frac{2\pi}{3}) i_{sc} + L_{rbra} i_{ra} + L_{rb} i_{rb} + L_{rbrc} i_{rc}; \\
\psi_{rc} &= L_{rcsa} \cos(\gamma_{el} - \frac{2\pi}{3}) i_{sa} + L_{rcsb} \cos(\gamma_{el} + \frac{2\pi}{3}) i_{sb} + \\
&+ L_{rcsc} \cos(\gamma_{el}) i_{sc} + L_{rcra} i_{ra} + L_{rcrb} i_{rb} + L_{rc} i_{rc};
\end{aligned}$$

де $L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L_{\sigma s} + L_m$, $L_{ra} = L_{rb} = L_{rc} = L_{\sigma r} + L_m$ – власні індуктивності фаз обмоток статора й ротора, $L_{\sigma s}$, $L_{\sigma r}$ – індуктивності полів розсіювання,

$L_{sasb} = L_{sbsc} = L_{scsa} = -0.5L_m$ – взаємні індуктивності фаз статора,

$L_{rarb} = L_{rbrc} = L_{rcra} = -0.5L_m$ – взаємні індуктивності фаз ротора,

$L_{sara} = L_{sarb} = L_{sarc} = L_{sbra} = L_{sbrb} = L_{sbrc} = L_{scra} = L_{scrb} = L_{scrc} =$

$L_{rasa} = L_{rasb} = L_{rasc} = L_{rbsa} = L_{rbsb} = L_{rbsc} = L_{rcsa} = L_{rcsb} = L_{rcsc} = L_m$.

Отримані рівняння асинхронної машини в трифазних координатах дозволяють із найбільшою спільністю досліджувати різні режими роботи АМ при живленні від перетворювачів частоти (інверторів). При цьому описі АМ властиві наступні недоліки: система диференціальних рівнянь нелінійна, тому що містить гармонійні коефіцієнти, систему не можливо представити в канонічній формі.

Для спрощення системи диференціальних рівнянь АМ шукані змінні статора й ротора замінюють їхніми проекціями на взаємно перпендикулярні осі координат X , Y , що обертаються навколо осі зі швидкістю ω_k . Таке перетворення координат відповідає приведенню реальної АМ до еквівалентної двофазної машини.

Формули тригонометричного перетворення трифазної системи в систему координат X , Y , ω_k мають вигляд:

$$\begin{aligned}
X_{sx} &= \frac{2}{3} \left[X_{sa} \cos(\omega_k t) + X_{sb} \cos(\omega_k t - \frac{2\pi}{3}) + X_{sc} \cos(\omega_k t + \frac{2\pi}{3}) \right]; \\
X_{sy} &= -\frac{2}{3} \left[X_{sa} \sin(\omega_k t) + X_{sb} \sin(\omega_k t - \frac{2\pi}{3}) + X_{sc} \sin(\omega_k t + \frac{2\pi}{3}) \right]; \\
X_{rx} &= \frac{2}{3} \left[X_{ra} \cos(\omega_k t - \gamma_{el}) + X_{rb} \cos(\omega_k t - \gamma_{el} - \frac{2\pi}{3}) + X_{rc} \cos(\omega_k t - \gamma_{el} + \frac{2\pi}{3}) \right]; \\
X_{ry} &= -\frac{2}{3} \left[X_{ra} \sin(\omega_k t - \gamma_{el}) + X_{rb} \sin(\omega_k t - \gamma_{el} - \frac{2\pi}{3}) + X_{rc} \sin(\omega_k t - \gamma_{el} + \frac{2\pi}{3}) \right],
\end{aligned}$$

де X_{rx} , X_{ry} – шукані змінні струм і потокозчеплення.

Формули зворотного перетворення мають вигляд:

$$\begin{aligned}
 X_{sa} &= X_{sx} \cos(\omega_k t) - X_{sy} \sin(\omega_k t) ; \\
 X_{sb} &= X_{sx} \cos(\omega_k t - \frac{2\pi}{3}) - X_{sy} \sin(\omega_k t - \frac{2\pi}{3}) ; \\
 X_{sc} &= X_{sx} \cos(\omega_k t + \frac{2\pi}{3}) - X_{sy} \sin(\omega_k t + \frac{2\pi}{3}) ; \\
 X_{ra} &= X_{rx} \cos(\omega_k t - \gamma_{el}) - X_{ry} \sin(\omega_k t - \gamma_{el}) ; \\
 X_{rb} &= X_{rx} \cos(\omega_k t - \gamma_{el} - \frac{2\pi}{3}) - X_{ry} \sin(\omega_k t - \gamma_{el} - \frac{2\pi}{3}) ; \\
 X_{rc} &= X_{rx} \cos(\omega_k t - \gamma_{el} + \frac{2\pi}{3}) - X_{ry} \sin(\omega_k t - \gamma_{el} + \frac{2\pi}{3}) .
 \end{aligned}$$

З урахуванням допущень, прийнятих для трифазної АМ, і допущення, що обмотки статора й ротора строго симетричні й осі зсунуті на кут, рівний 90° , система диференціальних рівнянь АДФР у системі координат X, Y, ω_k , отримана з математичного опису узагальненої електричної машини має вигляд:

$$\begin{aligned}
 p\psi_{sx} &= u_{sx} - R_s i_{sx} + \omega_k \psi_{sy} ; \\
 p\psi_{sy} &= u_{sy} - R_s i_{sy} - \omega_k \psi_{sx} ; \\
 p\psi_{rx} &= u_{rx} - R_r i_{rx} + (\omega_k - \omega_r) \psi_{ry} ; \\
 p\psi_{ry} &= u_{ry} - R_r i_{ry} - (\omega_k - \omega_r) \psi_{rx} ; \\
 M_{em} &= \frac{3}{2} N_p L_m (i_{sy} i_{rx} - i_{sx} i_{ry}) ; \\
 p\omega_r &= \frac{M_{em} - M_{st}}{J} ,
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

де u_s, u_r, i_s, i_r - вектори напруг і струмів статора й ротора.

Складові потокозчеплення, виражені через струми й індуктивності, мають вигляд:

$$\begin{aligned}
 \psi_{sx} &= L_s i_{sx} + L_m i_{rx} ; \psi_{sy} = L_s i_{sy} + L_m i_{ry} ; \\
 \psi_{rx} &= L_r i_{rx} + L_m i_{sx} ; \psi_{ry} = L_r i_{ry} + L_m i_{sy} .
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Розв'яжемо систему (2.2) відносно похідних регульованих координат: швидкості обертання ротора ω_r та орієнтуючого вектора потокозчеплення ψ_o й складових струму статора або ротора. Системи диференціальних рівнянь відносно різних регульованих координат мають вигляд:

- відносно ψ_r й складових струму статора

$$\begin{aligned}
p i_{sx} &= \frac{1}{L_s - K_r L_m} u_{sx} + \omega_k i_{sy} - \frac{(K_r^2 R_r + R_s)}{L_s - K_r L_m} i_{sx} + \frac{K_r \omega_r}{L_s - K_r L_m} \psi_{ry} + \\
&\quad + \frac{R_r K_r}{(L_s - K_r L_m) L_r} \psi_{rx} - \frac{K_r}{L_s - K_r L_m} u_{rx} ; \\
p i_{sy} &= \frac{1}{L_s - K_r L_m} u_{sy} - \omega_k i_{sx} - \frac{(K_r^2 R_r + R_s)}{L_s - K_r L_m} i_{sy} - \frac{K_r \omega_r}{L_s - K_r L_m} \psi_{rx} + \\
&\quad + \frac{R_r K_r}{(L_s - K_r L_m) L_r} \psi_{ry} - \frac{K_r}{L_s - K_r L_m} u_{ry} ; \\
p \psi_{rx} &= u_{rx} + (\omega_k - \omega_r) \psi_{ry} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rx} + R_r K_r i_{sx} ; \\
p \psi_{ry} &= u_{ry} - (\omega_k - \omega_r) \psi_{rx} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{ry} + R_r K_r i_{sy} ; \\
M_{em} &= \frac{3}{2} N_p K_r (\psi_{rx} i_{sy} - \psi_{ry} i_{sx}) ; \\
p \omega_r &= \frac{M_{em} - M_{st}}{J} ,
\end{aligned} \tag{2.4}$$

де $K_r = L_m / L_r$

- відносно ψ_s й складових струму статора

$$\begin{aligned}
p i_{sx} &= -\frac{K_r}{L_s - L_m K_r} u_{rx} + \frac{\omega_r}{L_s - L_m K_r} \psi_{sy} + (\omega_k - \omega_r) i_{sy} - \\
&\quad - \frac{R_r \frac{L_s}{L_r} + R_s}{L_s - L_m K_r} i_{sx} + \frac{R_r}{L_r (L_s - L_m K_r)} \psi_{sx} + \frac{1}{L_s - L_m K_r} u_{sx} ; \\
p i_{sy} &= -\frac{K_r}{L_s - L_m K_r} u_{ry} - \frac{\omega_r}{L_s - L_m K_r} \psi_{sx} - (\omega_k - \omega_r) i_{sx} - \\
&\quad - \frac{R_r \frac{L_s}{L_r} + R_s}{L_s - L_m K_r} i_{sy} + \frac{R_r}{L_r (L_s - L_m K_r)} \psi_{sy} + \frac{1}{L_s - L_m K_r} u_{sy} ; \\
p \psi_{sx} &= u_{sx} + \omega_k \psi_{sy} - R_s i_{sx} ; \\
p \psi_{sy} &= u_{sy} - \omega_k \psi_{sx} - R_s i_{sy} ; \\
M_{em} &= \frac{3}{2} N_p (\psi_{sx} i_{sy} - \psi_{sy} i_{sx}) ; \\
p \omega_r &= \frac{M_{em} - M_{st}}{J} ,
\end{aligned} \tag{2.5}$$

- відносно ψ_s й складових струму ротора

$$\begin{aligned}
p i_{rx} &= \frac{1}{L_r - K_s L_m} u_{rx} - \frac{K_s \omega_r}{L_r - K_s L_m} \psi_{sy} + (\omega_k - \omega_r) i_{ry} - \\
&\quad - \frac{K_s^2 R_s + R_r}{L_r - K_s L_m} i_{rx} + \frac{R_s K_s}{L_s (L_r - K_s L_m)} \psi_{sx} - \frac{K_s}{L_r - K_s L_m} u_{sx} ; \\
p i_{ry} &= \frac{1}{L_r - K_s L_m} u_{ry} + \frac{K_s \omega_r}{L_r - K_s L_m} \psi_{sx} - (\omega_k - \omega_r) i_{rx} - \\
&\quad - \frac{K_s^2 R_s + R_r}{L_r - K_s L_m} i_{ry} + \frac{R_s K_s}{L_s (L_r - K_s L_m)} \psi_{sy} - \frac{K_s}{L_r - K_s L_m} u_{sy} ; \\
p \psi_{sx} &= u_{sx} + \omega_k \psi_{sy} - \frac{R_s}{L_s} \psi_{sx} + K_s R_s i_{rx} ; \\
p \psi_{sy} &= u_{sy} - \omega_k \psi_{sx} - \frac{R_s}{L_s} \psi_{sy} + K_s R_s i_{ry} ; \\
M_{em} &= \frac{3}{2} N_p K_s (\psi_{sx} i_{ry} - \psi_{sy} i_{rx}) ; \\
p \omega_r &= \frac{M_{em} - M_{st}}{J} ,
\end{aligned} \tag{2.6}$$

де $K_s = L_m / L_s$;

- відносно ψ_r й складових струму ротора

$$\begin{aligned}
p i_{rx} &= \frac{K_s}{L_r - K_s L_m} u_{sx} - \frac{\omega_r}{L_r - K_s L_m} \psi_{ry} + \omega_k i_{ry} + \\
&\quad + \frac{R_s}{L_s (L_r - K_s L_m)} \psi_{rx} - \frac{R_r + R_s \frac{L_r}{L_s}}{L_r - K_s L_m} i_{rx} + \frac{1}{L_r - K_s L_m} u_{rx} ; \\
p i_{ry} &= \frac{K_s}{L_r - K_s L_m} u_{sy} + \frac{\omega_r}{L_r - K_s L_m} \psi_{rx} - \omega_k i_{rx} + \\
&\quad + \frac{R_s}{L_s (L_r - K_s L_m)} \psi_{ry} - \frac{R_r + R_s \frac{L_r}{L_s}}{L_r - K_s L_m} i_{ry} + \frac{1}{L_r - K_s L_m} u_{ry} ; \\
p \psi_{rx} &= u_{rx} + (\omega_k - \omega_r) \psi_{ry} - R_r i_{rx} ; \\
p \psi_{ry} &= u_{ry} - (\omega_k - \omega_r) \psi_{rx} - R_r i_{rx} ; \\
M_{em} &= \frac{3}{2} N_p (\psi_{rx} i_{ry} - \psi_{ry} i_{rx}) ; \\
p \omega_r &= \frac{M_{em} - M_{st}}{J} ,
\end{aligned} \tag{2.7}$$

При виконанні умови орієнтації координатної системи X, Y , ω_k за вектором ψ_r , одержуємо математичні моделі АДФР:

- виражені через складові струму статора

$$\begin{aligned}
p i_{su} &= \frac{1}{L_s - K_r L_m} u_{su} + \omega_r i_{sv} + \frac{R_r K_r}{\Psi_{ru}} i_{su}^2 - \frac{K_r^2 R_r + R_s}{L_s - K_r L_m} i_{su} + \\
&+ \frac{R_r K_r}{L_r (L_s - K_r L_m)} \Psi_{ru} + \frac{i_{sv}}{\Psi_{ru}} u_{rv} - \frac{1}{L_s - K_r L_m} u_{ru}; \\
p i_{sv} &= \frac{1}{L_s - K_r L_m} u_{sv} - \omega_r i_{su} - \frac{R_r K_r}{\Psi_{ru}} i_{su} i_{sv} - \frac{K_r^2 R_r + R_s}{L_s - K_r L_m} i_{sv} + \\
&+ \frac{\omega_r K_r}{L_s - K_r L_m} \Psi_{ru} - \frac{i_{su}}{\Psi_{ru}} u_{rv} - \frac{K_r}{L_s - K_r L_m} u_{ru}; \\
p \Psi_{ru} &= u_{ru} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{ru} + R_r K_r i_{su}; \\
M_{em} &= \frac{3}{2} N_p K_r \Psi_{ru} i_{sv}; \\
p \omega_r &= \frac{M_{em} - M_{ct}}{J},
\end{aligned} \tag{2.8}$$

- виражені через складові струму ротора

$$\begin{aligned}
p i_{ru} &= -\frac{K_s}{L_r - K_s L_m} u_{su} + \omega_r i_{rv} - \frac{R_r}{\Psi_{ru}} i_{rv}^2 - \frac{u_{rv}}{\Psi_{ru}} i_{rv} + \\
&+ \frac{R_s}{L_s (L_r - K_s L_m)} \Psi_{ru} - \frac{R_r + R_s \frac{L_r}{L_s}}{L_r - K_s L_m} i_{ru} + \frac{1}{L_r - K_s L_m} u_{ru}; \\
p i_{rv} &= -\frac{K_s}{L_r - K_s L_m} u_{sv} - \omega_r i_{ru} + \frac{R_r}{\Psi_{ru}} i_{ru} i_{rv} - \frac{u_{rv}}{\Psi_{ru}} i_{ru} - \\
&- \frac{\omega_r}{L_r - K_s L_m} \Psi_{ru} - \frac{R_r + R_s \frac{L_r}{L_s}}{L_r - K_s L_m} i_{rv} - \frac{1}{L_r - K_s L_m} u_{vv}; \\
p \Psi_{ru} &= u_{ru} - R_r i_{su}; \\
M_{em} &= \frac{3}{2} N_p \Psi_{ru} i_{rv}; \\
p \omega_r &= \frac{M_{em} - M_{st}}{J}.
\end{aligned} \tag{2.9}$$

При виконанні умови орієнтації координатної системи X, Y , ω_k за вектором ψ_s одержуємо математичні моделі АДФР:

- виражені через складові струму статора

$$\begin{aligned}
p i_{su} &= -\frac{K_r}{L_s - K_r L_m} u_{ru} - \omega_r i_{sv} - \frac{R_s}{\Psi_{su}} i_{sv}^2 - \frac{R_s + R_r \frac{L_s}{L_r}}{L_s - K_r L_m} i_{su} + \\
&+ \frac{R_r}{L_r (L_s - K_s L_m)} \Psi_{su} - \frac{u_{su}}{\Psi_{su}} i_{sv} + \frac{1}{L_s - K_r L_m} u_{su}; \\
p i_{sv} &= -\frac{K_r}{L_s - K_r L_m} u_{rv} + \omega_r i_{su} + \frac{R_s}{\Psi_{su}} i_{su} i_{sv} - \frac{R_s + R_r \frac{L_s}{L_r}}{L_s - K_r L_m} i_{sv} - \\
&- \frac{\omega_r}{L_s - K_r L_m} \Psi_{su} - \frac{u_{sv}}{\Psi_{su}} i_{su} + \frac{1}{L_s - K_r L_m} u_{sv}; \\
p \Psi_{su} &= u_{su} - R_s i_{su}; \\
M_{em} &= \frac{3}{2} N_p \Psi_{su} i_{sv}; \\
p \omega_r &= \frac{M_{em} - M_{st}}{J},
\end{aligned} \tag{2.10}$$

- виражені через складові струму ротора

$$\begin{aligned}
p i_{ru} &= -\frac{1}{L_r - K_s L_m} u_{ru} - \omega_r i_{rv} + \frac{K_s R_s}{\Psi_{su}} i_{rv}^2 - \frac{R_r + K_s^2 R_s}{L_r - K_s L_m} i_{ru} + \\
&+ \frac{R_s K_s}{L_s (L_r - K_s L_m)} \Psi_{su} + \frac{u_{sv}}{\Psi_{ru}} i_{rv} - \frac{K_s}{L_r - K_s L_m} u_{su}; \\
p i_{rv} &= -\frac{1}{L_r - K_s L_m} u_{rv} + \omega_r i_{ru} - \frac{K_s R_s}{\Psi_{su}} i_{ru} i_{rv} - \frac{R_r + K_s^2 R_s}{L_r - K_s L_m} i_{rv} + \\
&+ \frac{K_s \omega_r}{L_r - K_s L_m} \Psi_{su} - \frac{u_{sv}}{\Psi_{ru}} i_{ru} - \frac{K_s}{L_r - K_s L_m} u_{sv}; \\
p \Psi_{su} &= u_{su} - \frac{R_s}{L_s} \Psi_{su} + K_s R_s i_{ru}; \\
M_{em} &= \frac{3}{2} N_p K_s \Psi_{su} i_{rv}; \\
p \omega_r &= \frac{M_{em} - M_{st}}{J}.
\end{aligned} \tag{2.11}$$

Представлені математичні моделі показують, що АДФР є нелінійним багатозв'язаним об'єктом керування, для якого характерні нелінійні перехресні зв'язки між каналами керування.

Структурні схеми АДФР показані на рис.2.1 – 2.4 відповідно до систем диференціальних рівнянь (2.8) – (2.11).

При побудові системи з перетворювачем в одному колі АДФР у якості опорного вектора слід вибирати вектор потокозчеплення кола, де встановлений перетворювач. Використання системи, в якій у якості орієнтуючого обраний

вектор потокозчеплення кола, підключеного до мережі, представляється недоцільним. У випадку вмикання перетворювачів одночасно у кола статора й ротора в якості орієнтуючого вектора потокозчеплення можна вибрати ψ_s або ψ_r , які при такій побудові системи керування рівноцінні.

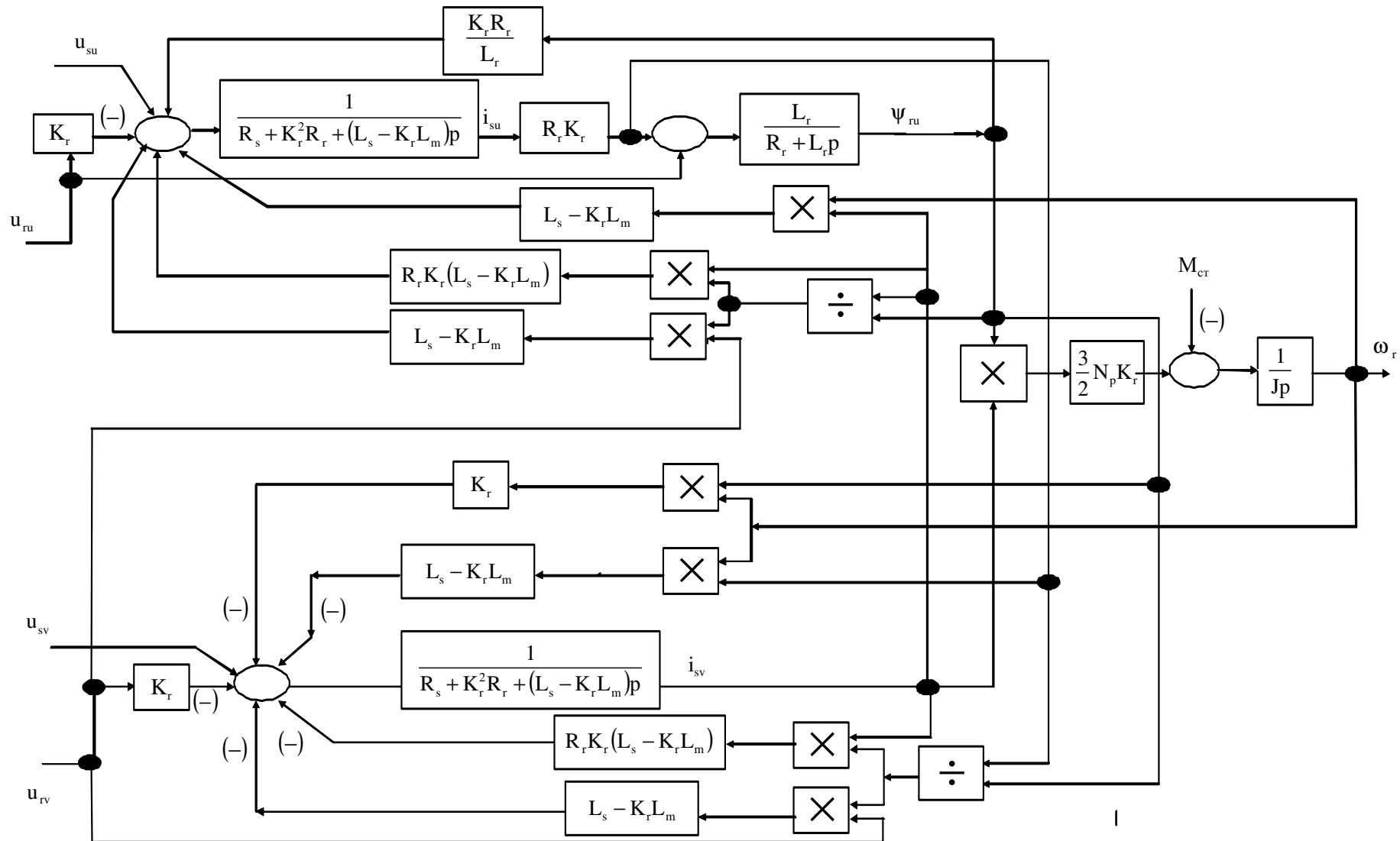


Рисунок 2.1 – Структурна схема АДФР відповідно до системи (2.8)

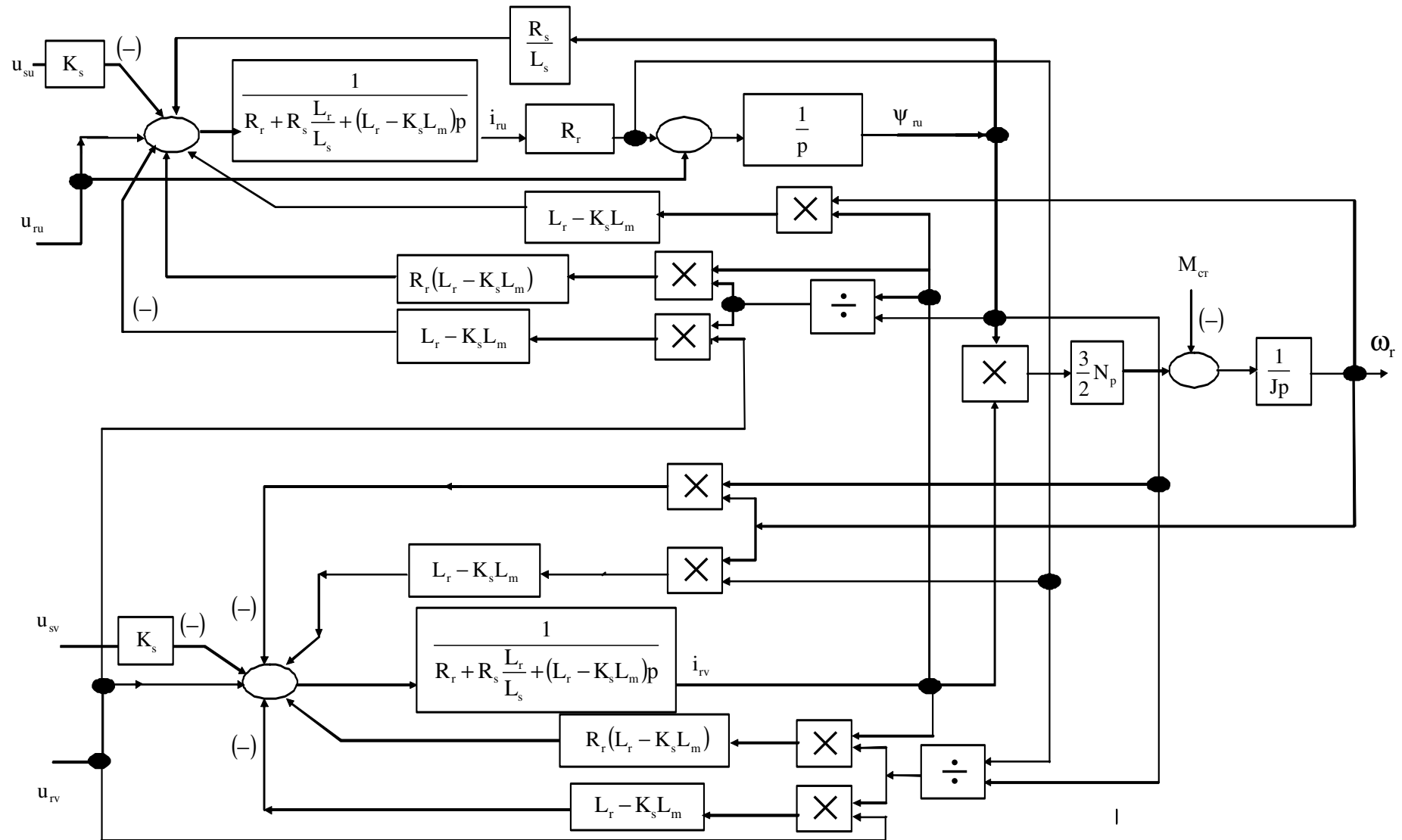


Рисунок 2.2 – Структурна схема АДФР відповідно до системи (2.9)

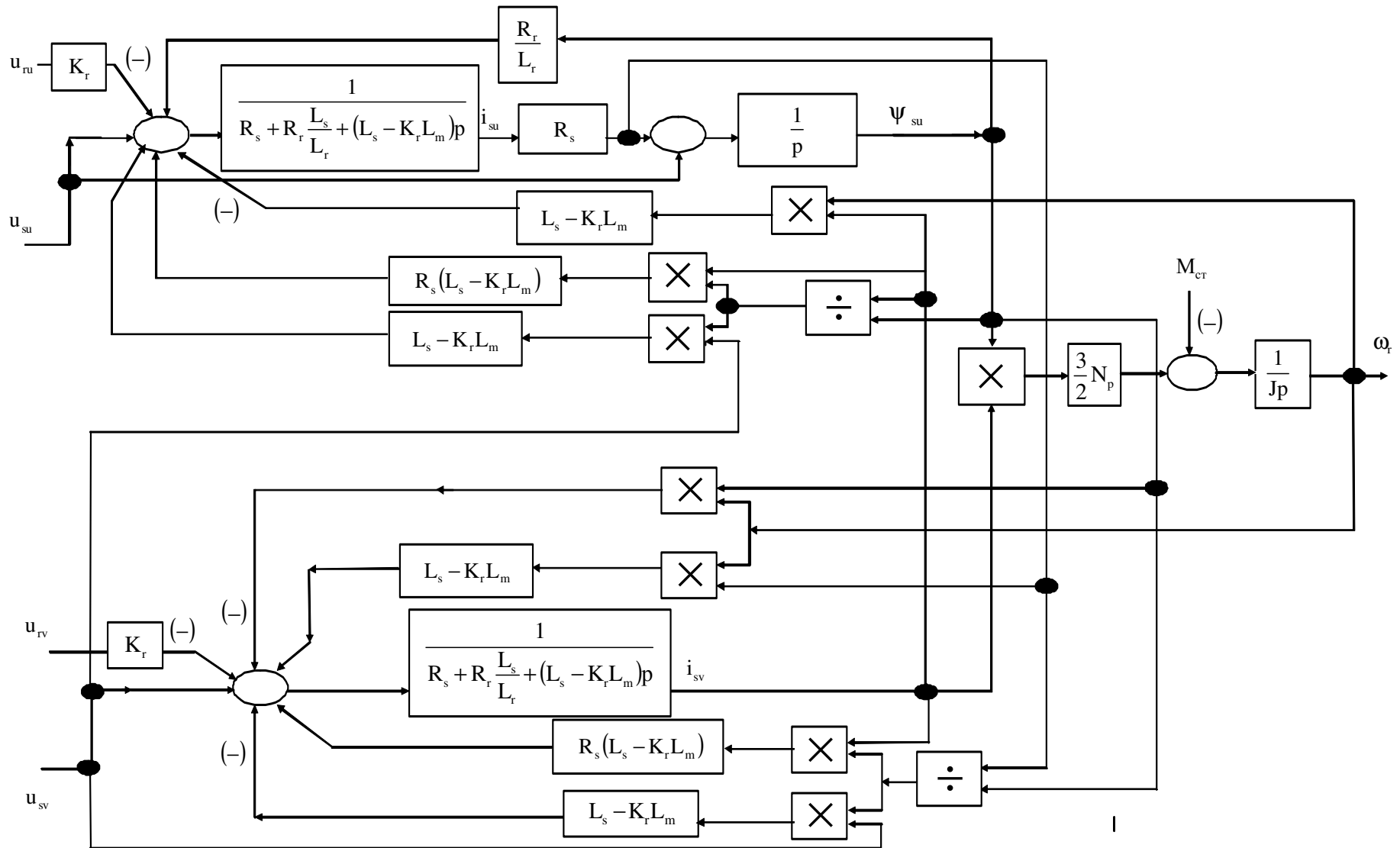


Рисунок 2.3 – Структурна схема АДФР відповідно до системи (2.10)

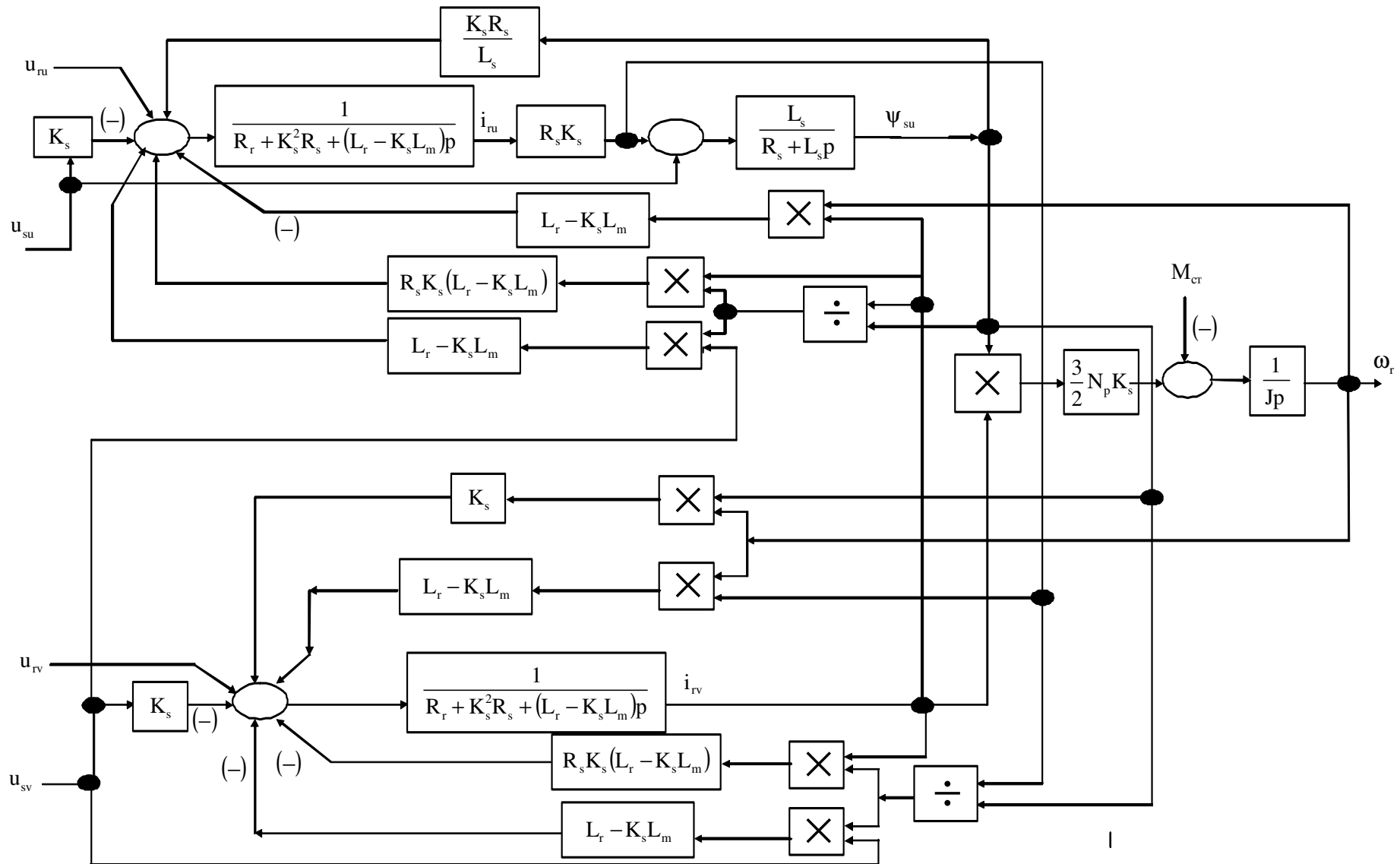


Рисунок 2.4 – Структурна схема АДФ відповідно до системи (2.11)

Тема 6. Синтез та реалізація алгоритмів керування асинхронними електроприводами за схемою машини подвійного живлення.

Для побудови систем оптимального керування електроприводом з АДФР за схемою машини подвійного живлення (МПЖ), стійких при необмеженому збільшенні коефіцієнта підсилення, використовується модифікований принцип симетрії.

Алгоритми оптимального керування в системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення статора, з перетворювачем у колі статора: у просторі основної регульованої координати і її похідних

- з інтегральними складовими

$$U_1 = \text{sign} \left[\left(1 + \alpha_{01} \frac{1}{p} \right) (\psi_s^* - \psi_s) - \alpha_{12} p \psi_s - \alpha_{13} p^2 \psi_s \right]; \quad (2.12)$$

$$U_2 = \text{sign} \left[\left(1 + \alpha_{021} \frac{1}{p} + \alpha_{022} \frac{1}{p^2} \right) (i_{su}^* - i_{su}) - \alpha_{23} p i_{su} \right]; \quad (2.13)$$

$$U_3 = \text{sign} \left[\left(1 + \alpha_{03} \frac{1}{p} \right) (\omega_r^* - \omega_r) - \alpha_{34} p \omega_r \right]; \quad (2.14)$$

$$U_4 = \text{sign} \left[\left(1 + \alpha_{041} \frac{1}{p} + \alpha_{042} \frac{1}{p^2} \right) (i_{sv}^* - i_{sv}) \right], \quad (2.15)$$

- без інтегральних складових

$$\tilde{U}_1 = \text{sign} [\psi_s^* - \psi_s - \tilde{\alpha}_{12} p \psi_s - \tilde{\alpha}_{13} p^2 \psi_s]; \quad (2.16)$$

$$\tilde{U}_2 = \text{sign} [i_{su}^* - i_{su} - \tilde{\alpha}_{23} p i_{su}]; \quad (2.17)$$

$$\tilde{U}_3 = \text{sign} [\omega_r^* - \omega_r - \tilde{\alpha}_{34} p \omega_r]; \quad (2.18)$$

$$\tilde{U}_4 = \text{sign} [i_{sv}^* - i_{sv}]; \quad (2.19)$$

у просторі основних і допоміжних координат

-з інтегральними складовими

$$U_1 = \text{sign} \left[\beta_{01} \frac{1}{p} (\psi_s^* - \psi_s) + (\psi_s^* - \beta_{11} \psi_s) - \beta_{12} i_{su} \right]; \quad (2.20)$$

$$U_2 = \text{sign} \left[\left(\beta_{021} \frac{1}{p} + \beta_{022} \frac{1}{p^2} \right) (i_{su}^* - i_{su}) + (i_{su}^* - \beta_{22} i_{su}) - \beta_{21} \psi_s \right]; \quad (2.21)$$

$$U_3 = \text{sign} \left[\left(1 + \beta_{03} \frac{1}{p} \right) (\omega_r^* - \omega_r) - \beta_{34} i_{sv} \right]; \quad (2.22)$$

$$U_4 = \text{sign} \left[\left(1 + \beta_{041} \frac{1}{p} + \beta_{042} \frac{1}{p^2} \right) (i_{sv}^* - i_{sv}) \right], \quad (2.23)$$

- без інтегральних складових

$$\tilde{U}_1 = \text{sign}[\psi_s^* - \tilde{\beta}_{11}\psi_s - \tilde{\beta}_{12}i_{su}] \quad (2.24)$$

$$\tilde{U}_2 = \text{sign}[i_{su}^* - \tilde{\beta}_{21}\psi_s - \tilde{\beta}_{22}i_{su}] \quad (2.25)$$

$$\tilde{U}_3 = \text{sign}[\omega_r^* - \omega_r - \tilde{\beta}_{34}i_{sv}] \quad (2.26)$$

$$\tilde{U}_4 = \text{sign}[i_{sv}^* - i_{sv}] \quad (2.27)$$

Алгоритми оптимального керування при стабілізації опорного вектора потокозчеплення ротора з керуванням по колу ротора:

у просторі основної регульованої координати та її похідних

- з інтегральними складовими

$$U_1 = \text{sign}\left[\left(1 + \gamma_{01}\frac{1}{p}\right)(\psi_r^* - \psi_r) - \gamma_{12}p\psi_r - \gamma_{13}p^2\psi_r\right]; \quad (2.28)$$

$$U_2 = \text{sign}\left[\left(1 + \gamma_{021}\frac{1}{p} + \gamma_{022}\frac{1}{p^2}\right)(i_{ru}^* - i_{ru}) - \gamma_{23}pi_{ru}\right]; \quad (2.29)$$

$$U_3 = \text{sign}\left[\left(1 + \gamma_{03}\frac{1}{p}\right)(\omega_r^* - \omega_r) - \gamma_{34}p\omega_r\right]; \quad (2.30)$$

$$U_4 = \text{sign}\left[\left(1 + \gamma_{041}\frac{1}{p} + \gamma_{042}\frac{1}{p^2}\right)(i_{rv}^* - i_{rv})\right], \quad (2.31)$$

- без інтегральних складових

$$\tilde{U}_1 = \text{sign}[\psi_r^* - \psi_r - \tilde{\gamma}_{12}p\psi_r - \tilde{\gamma}_{13}p^2\psi_r] \quad (2.32)$$

$$\tilde{U}_2 = \text{sign}[i_{ru}^* - i_{ru} - \tilde{\gamma}_{23}pi_{ru}] \quad (2.33)$$

$$\tilde{U}_3 = \text{sign}[\omega_r^* - \omega_r - \tilde{\gamma}_{34}p\omega_r] \quad (2.34)$$

$$\tilde{U}_4 = \text{sign}[i_{rv}^* - i_{rv}] \quad (2.35)$$

у просторі основних і допоміжних координат

- з інтегральними складовими

$$U_1 = \text{sign}\left[\psi_r^* - \lambda_{11}\psi_r + \lambda_{01}\frac{1}{p}(\psi_r^* - \psi_r) - \lambda_{12}i_{ru}\right]; \quad (2.36)$$

$$U_2 = \text{sign}\left[i_{ru}^* - \lambda_{22}i_{ru} + \left(\lambda_{021}\frac{1}{p} + \lambda_{022}\frac{1}{p^2}\right)(i_{ru}^* - i_{ru}) - \lambda_{21}\psi_r\right]; \quad (2.37)$$

$$U_3 = \text{sign}\left[\left(1 + \lambda_{03}\frac{1}{p}\right)(\omega_r^* - \omega_r) - \lambda_{34}i_{rv}\right]; \quad (2.38)$$

$$U_4 = \text{sign}\left[\left(1 + \lambda_{041}\frac{1}{p} + \lambda_{042}\frac{1}{p^2}\right)(i_{rv}^* - i_{rv})\right], \quad (2.39)$$

- без інтегральних складових

$$\tilde{U}_1 = \text{sign}[\psi_r^* - \tilde{\lambda}_{11}\psi_r - \tilde{\lambda}_{12}i_{ru}] \quad (2.40)$$

$$\tilde{U}_2 = \text{sign}[i_{ru}^* - \tilde{\lambda}_{22}i_{ru} - \tilde{\lambda}_{21}\psi_r] \quad (2.41)$$

$$\tilde{U}_3 = \text{sign}[\omega_r^* - \omega_r - \tilde{\lambda}_{34}i_{rv}] \quad (2.42)$$

$$\tilde{U}_4 = \text{sign}[i_{rv}^* - i_{rv}] \quad (2.43)$$

Тема 7. Формування оптимальних режимів перетворення енергії в ЕП за схемою машини подвійного живлення

Побудова силової частини електроприводів з АДФР за схемою МПЖ із перетворювачами одночасно в колах статора й ротора відповідає класичній машині подвійного живлення, де всі напруги, що підводяться до неї, регульовані, а в якості опорного в таких системах керування може бути обраний вектор потокозчеплення статора або ротора.

На рис.2.5 – 2.9 представлені функціональні схеми систем керування, орієнтованих за вектором потокозчеплення статора. Різняться представлені функціональні схеми наявністю або відсутністю окремих регуляторів у колі ротора.

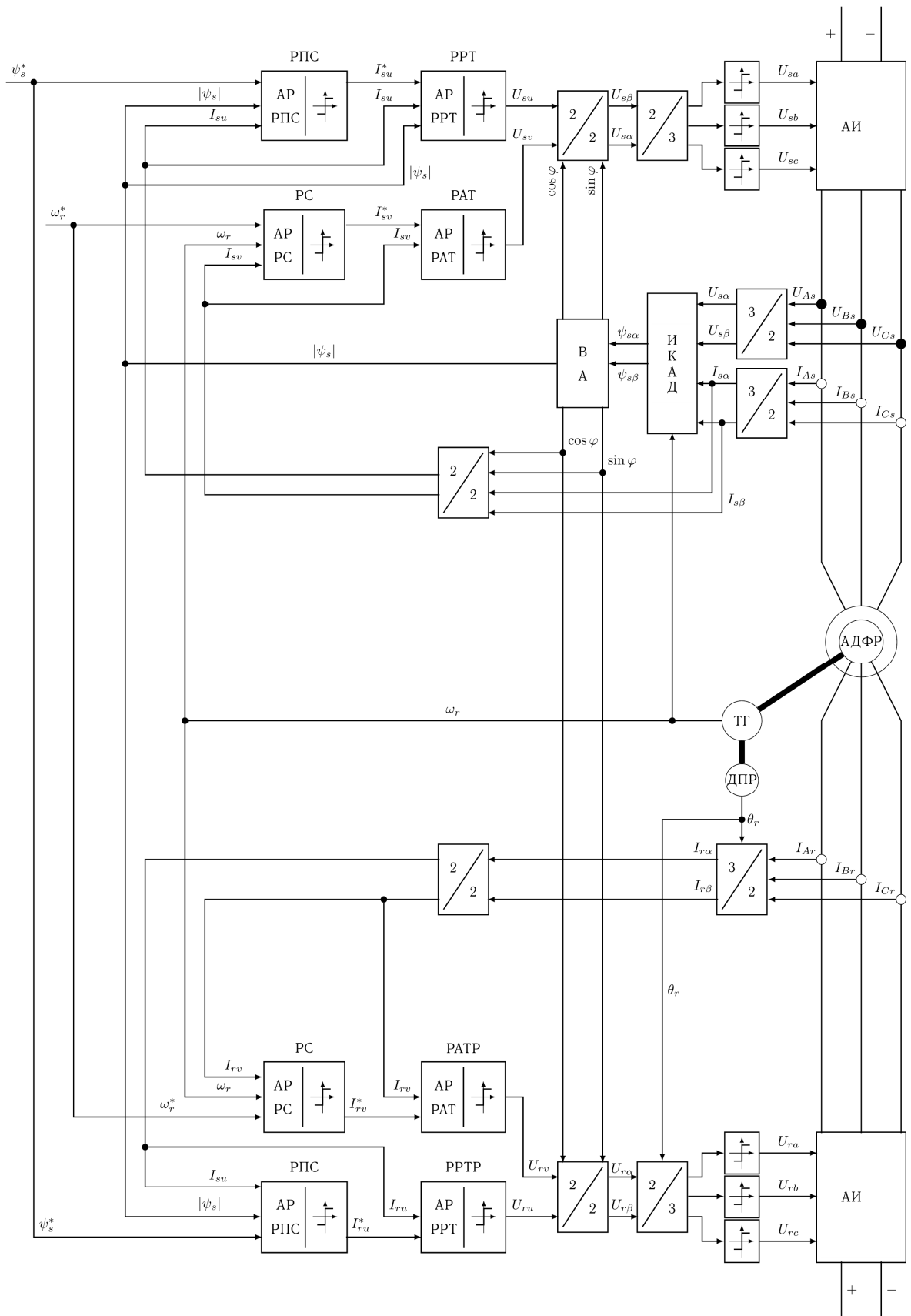


Рисунок 2.5 – Функціональна схема системи, орієнтованої за ψ_s^* , з перетворювачами у колі статора й ротора з повним комплектом регуляторів в обох колах АДФР

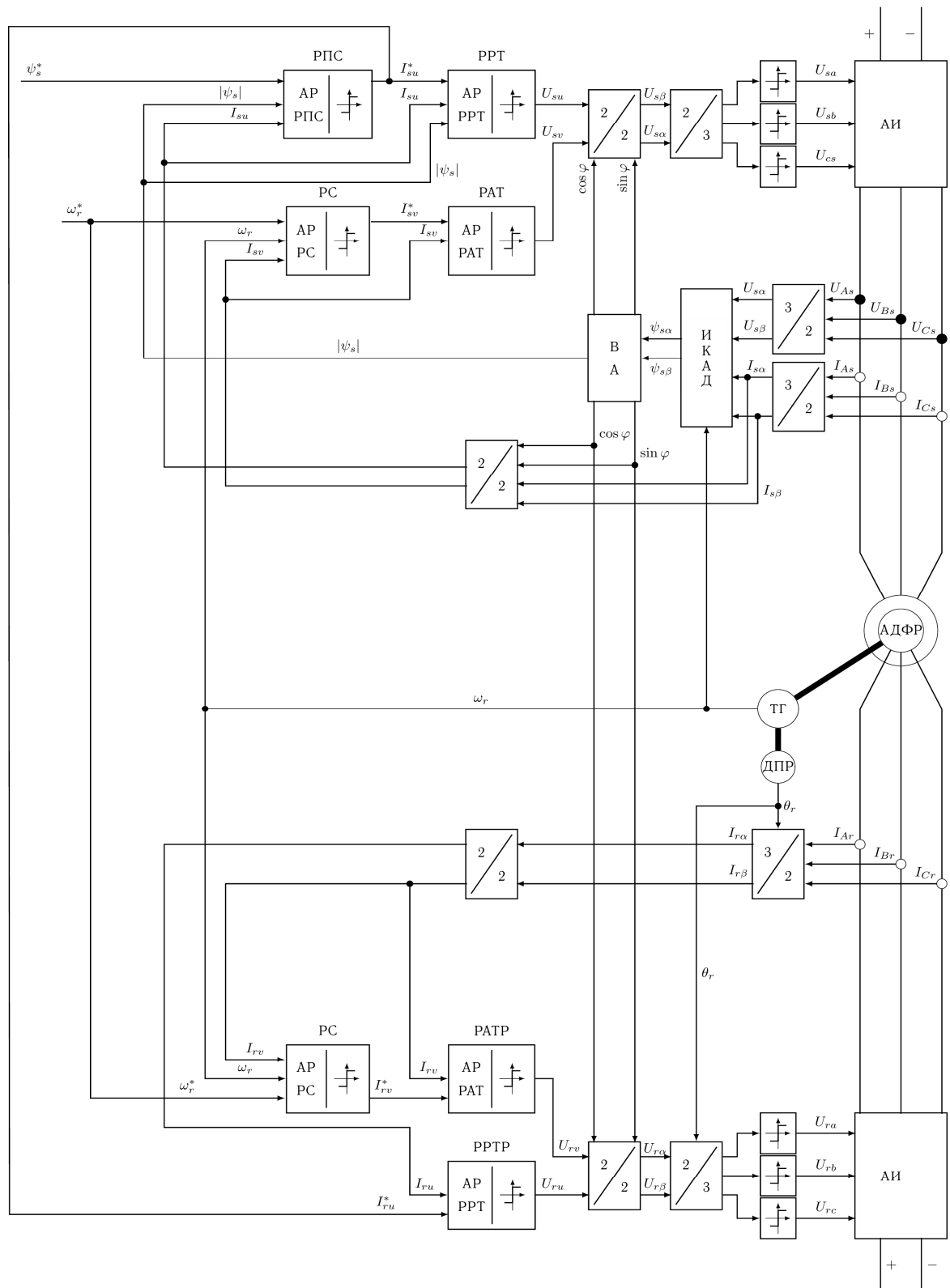


Рисунок 2.6 – Функціональна схема системи, орієнтованої за Ψ_s , з перетворювачами у колі статора й ротора без регулятора потокозчеплення в колі ротора й подачі завдання на регулятор реактивного струму ротора з регулятора потокозчеплення в колі статора

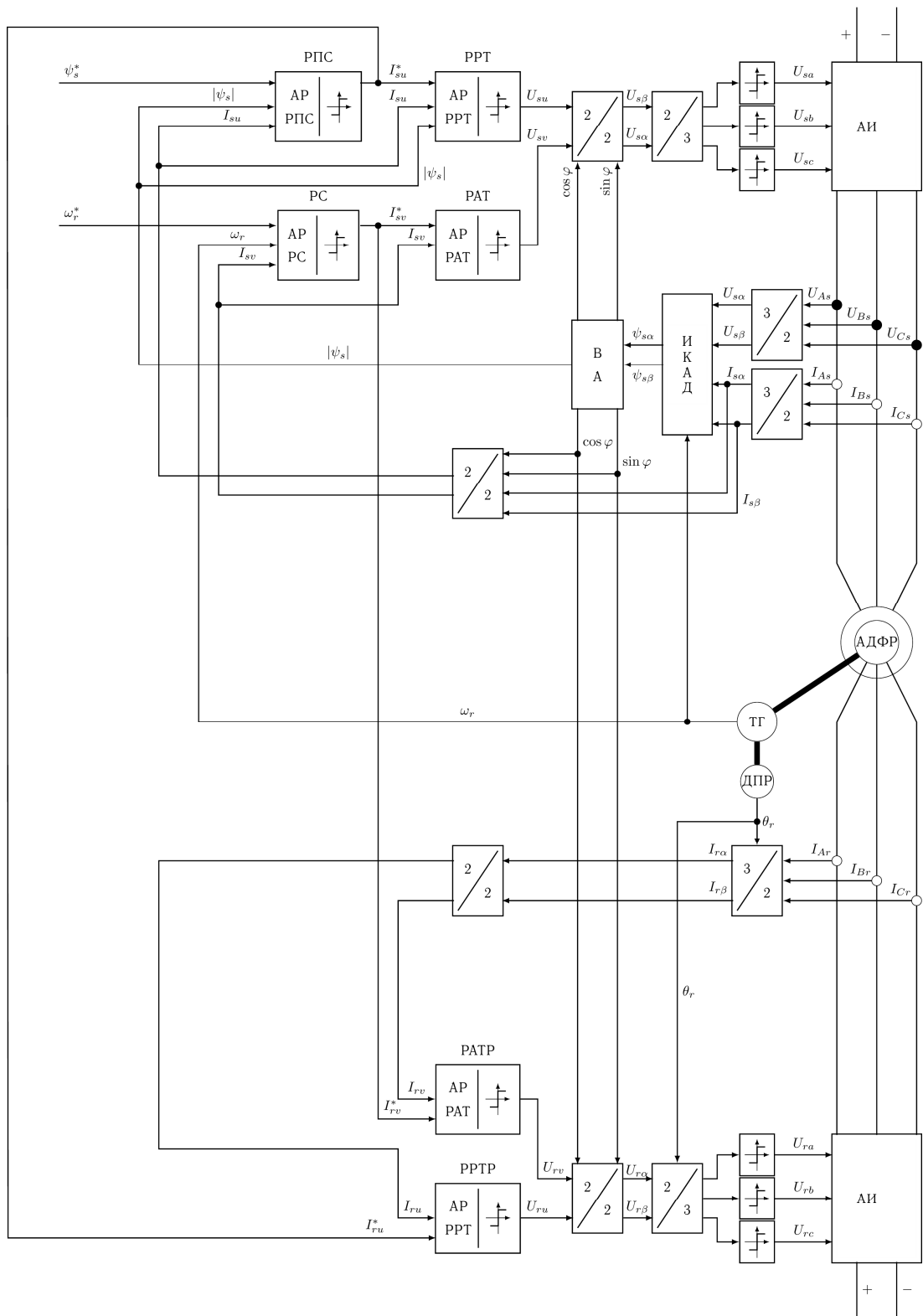


Рисунок 2.7 – Функціональна схема системи, орієнтованої за ψ_s , з перетворювачами у колі статора й ротора без регуляторів потокозчеплення й швидкості обертання ротора в колі ротора при подачі завдання на регулятори реактивного й активного струмів ротора з регуляторів потокозчеплення й швидкості в колі статора відповідно

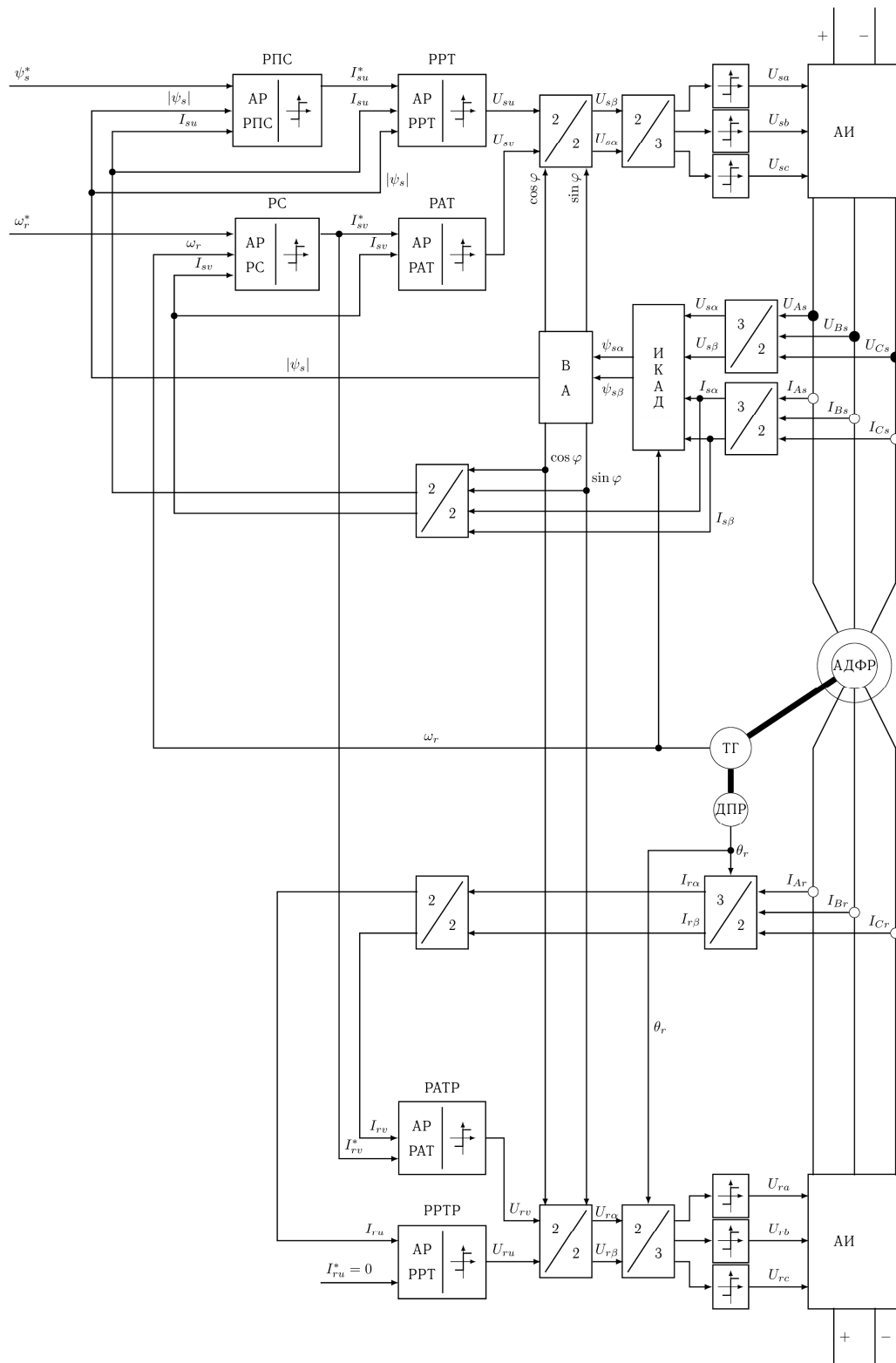


Рисунок 2.8 – Функціональна схема системи, орієнтованої за ψ_s , з перетворювачами у колі статора й ротора без регуляторів потокозчеплення й швидкості обертання ротора в колі ротор і подачі нульового завдання на регулятор реактивного струму ротора, а завдання на регулятор активного струму ротора з регулятора швидкості в колі статора

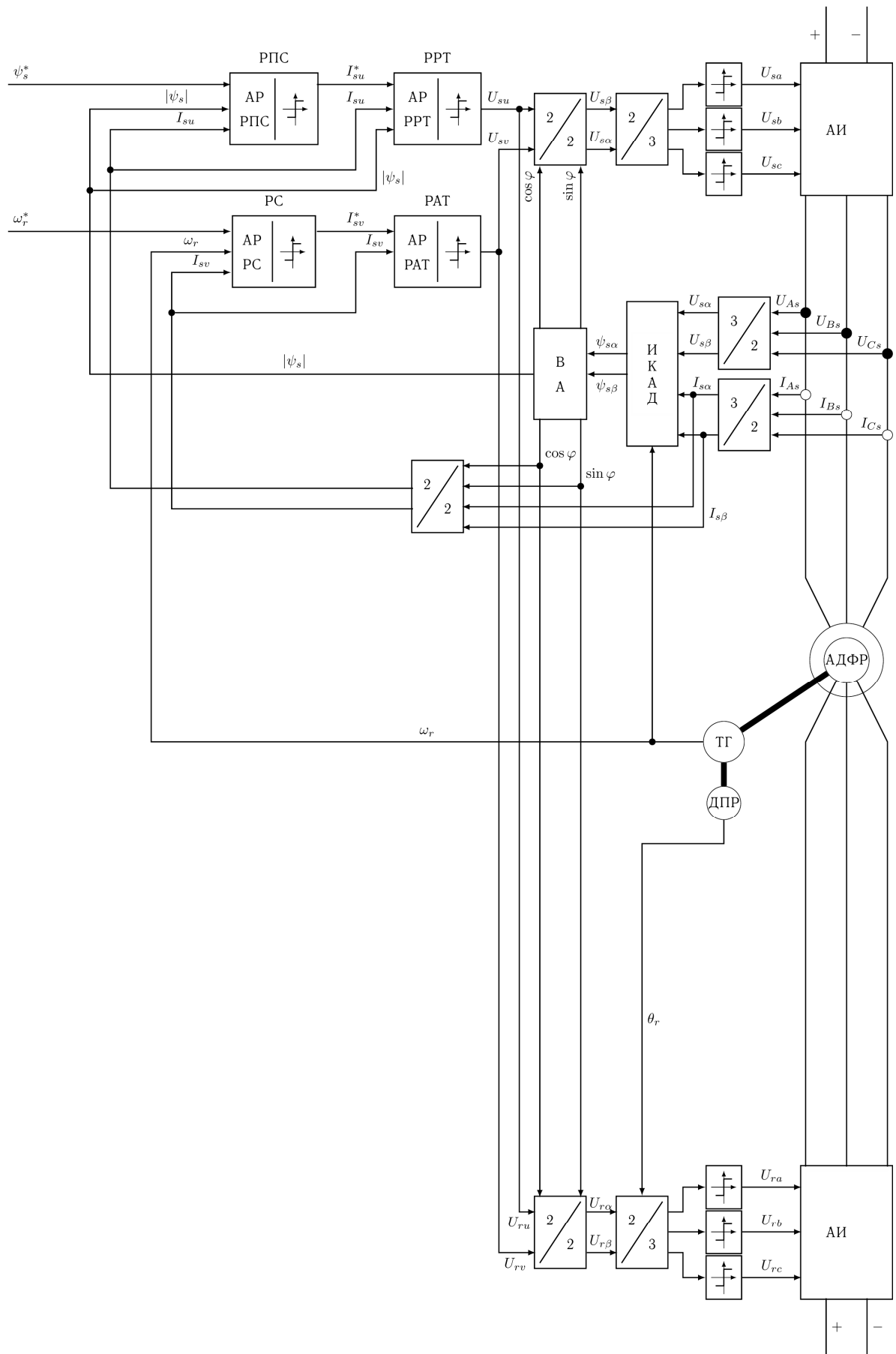


Рисунок 2.9 – Функціональна схема системи, орієнтованої по Ψ_s , з перетворювачами у колі статора й ротора без регуляторів у колі ротора

Незалежно від кількості регуляторів у колі ротора всі системи, функціональні схеми яких наведені на рис. 2.5 – 2.9 забезпечують однакову якість процесів керування швидкістю обертання ротора, електромагнітним моментом і потокозчепленням статора двигуна. Виключення регуляторів з контуру ротора й заміна їх керуючими впливами з кола статора приводить тільки до перерозподілу величини реактивної складової струму між колами статора й ротора шляхом зміни амплітуди фазних струмів, причому їхнє сумарне значення дорівнює струму намагнічування. У динамічних режимах спостерігається досягнення величини обмеження реактивних складових струмів статора й ротора протилежних знаків, що говорить про нераціональність і надмірності. У системі, функціональна схема якої зображена на рис.2.8, спостерігається найменше значення амплітуд реактивних складових струмів у колах статора й ротора (рис.2.10). Реактивна складова струму ротора втримується рівною нулю, а статора дорівнює величині струму намагнічування й залишається незмінною протягом усього перехідного процесу.

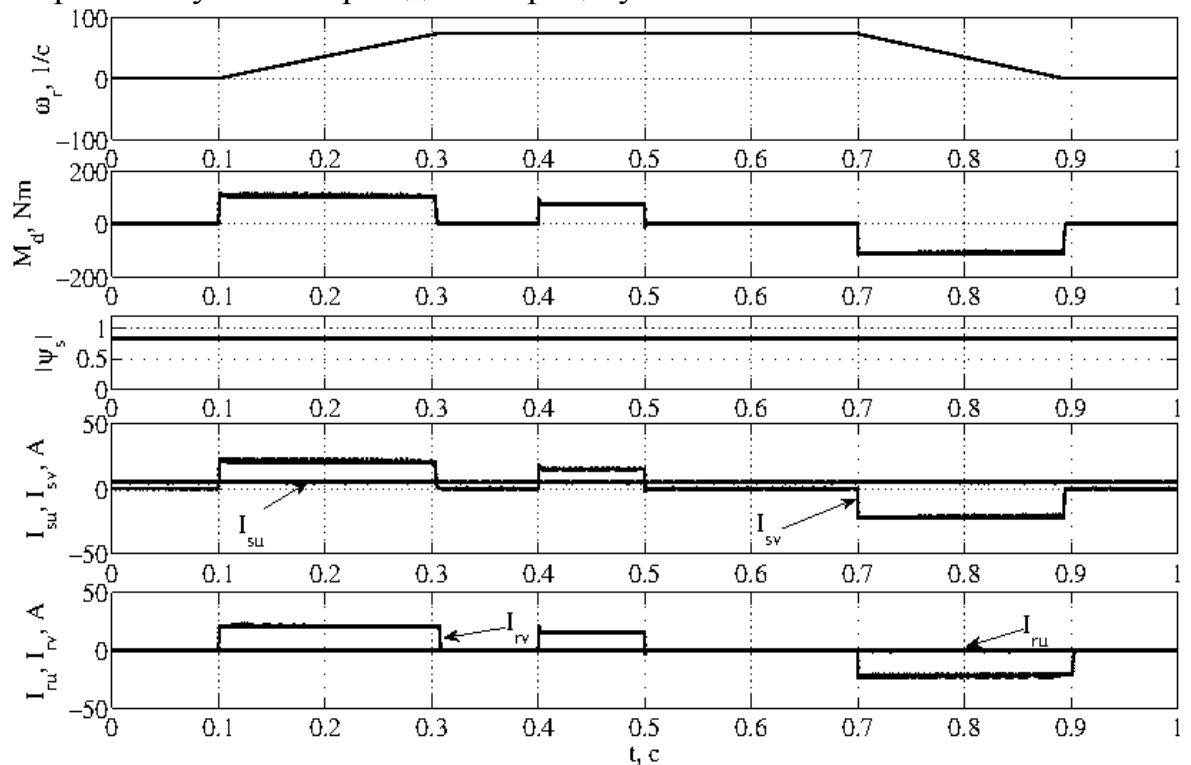


Рисунок 2.10 – Перехідні процеси ω_r , M_d , $|\psi_s|$, I_{su} , I_{sv} , I_{ru} , I_{rv} в системі з двома перетворювачами

На рис.2.11 показані перехідні процеси помилки регулювання в момент закінчення перехідного процесу розгону до $\omega_r = \omega_{nom}$ й динамічне падіння швидкості при прикладанні до вала двигуна номінального моменту статичного опору.

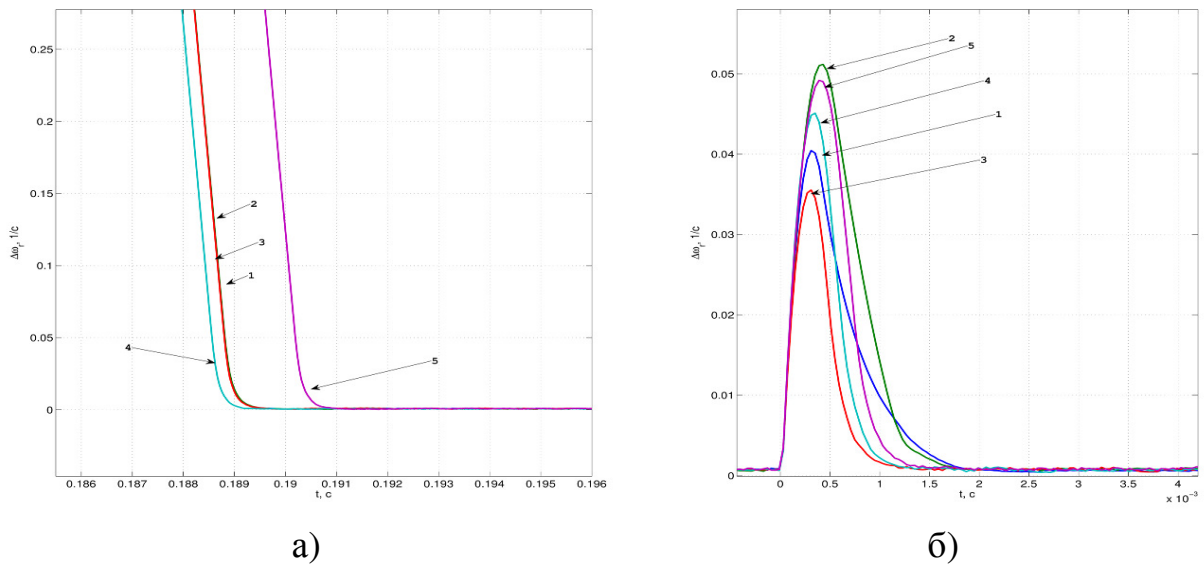


Рисунок 2.11 – Перехідні процеси помилки регулювання: а) у момент закінчення розгону до номінальної швидкості, б) динамічне падіння швидкості ротора при прикладанні номінального навантаження

На рис. 2.11 цифра 1 відповідає системі на рис.2.5, цифра 2 - на рис.2.6, цифра 3 - на рис.2.7, цифра 4 - на рис.2.8, цифра 5 - на рис.2.9. Приведені перехідні процеси свідчать, що система на рис.2.8 має кращі динамічні показники серед систем із двома перетворювачами в колах машини, а система на рис.2.7 показала найменше динамічне падіння швидкості після прикладання моменту статичного опору до вала двигуна. Надалі можна рекомендувати ці дві системи як найбільш удалі.

Втрати у двигуні діляться на механічні й електромагнітні. Перші залежать, в основному, від технічного стану машини й можуть бути зменшені при застосуванні нових матеріалів і своєчасного технічного обслуговування. Друга складова втрат ділиться на втрати в міді й втрати в сталі.

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\Sigma} + \Delta P_{\Sigma},$$

де ΔP_{Σ} - втрати в міді обмоток двигуна; ΔP_{Σ} - втрати в сталі двигуна.

Втрати в міді дорівнюють:

$$\Delta P_{\Sigma} = 3I_s^2 R_s + 3I_r^2 R_r,$$

де I_s , I_r - діючі значення струмів статора й ротора.

Втрати в міді залежать від квадратів струмів, які протікають по обмотках і, відповідно, від навантаження на валу двигуна.

Втрати в сталі залежать від магнітних властивостей використовуваних матеріалів, величини магнітного потоку двигуна й частоти обертання електромагнітного поля статора й ротора.

Втрати в сталі дорівнюють:

$$\Delta P_{\Sigma} = \psi_m^2 k_c (|\omega_1|^{\beta} + |\omega_2|^{\beta}),$$

де ω_1 , ω_2 - швидкості обертання електромагнітного поля статора й ротора відповідно, Ψ_m - величина модуля потокозчеплення, k_c - постійний коефіцієнт, що характеризує питому вагу втрат у сталі статора й ротора, $\beta \approx 1,4$.

При стабілізації величини модуля потокозчеплення на заданому рівні втрати в сталі будуть залежати від значення швидкості обертання електромагнітного поля статора й ротора.

Для системи із двома перетворювачами частота обертання електромагнітного поля статора й ротора дорівнює $\frac{\omega_0}{2}$ й відповідно втрати в сталі будуть менше, ніж для систем МПЖ із одним перетворювачем і для випадку закорочування кіл ротора з перетворювачем у колі статора. Величина зменшення втрат у сталі складе 25% при регулюванні швидкості обертання ротора від 0 до ω_0 .

Змістовий модуль 3. Енергоефективні електроприводи за схемою асинхронного вентильного каскаду

Тема 8. Математична модель асинхронного вентильного каскаду

Каскадні системи електропривода виділяються за принципом приєднання перетворювача до регульованого електродвигуна в окрему групу електроприводів. Класичним рішенням для здійснення регулювання швидкості асинхронної машини (АМ) з фазним ротором було обов'язкове включення послідовно з ротором регульованого двигуна допоміжних електричних машин змінного і постійного струму. Власне, послідовне з'єднання і дало найменування цьому типу схем - "каскадні", а спосіб регулювання відповідно отримав найменування "каскадне регулювання".

Однак незалежно від елементів, що включаються послідовно з асинхронним двигуном, усі вони вирішують задачу перетворення змінної частоти ковзання в постійну частоту мережі, тобто по суті своїй є перетворювачами частоти незалежно від конструктивних особливостей і кратності перетворення потужності ковзання. Отже, каскадне регулювання швидкості АМ з фазним ротором є одним з різновидів частотного регулювання.

Каскадні системи ЕП можуть класифікуватися за різними ознаками. Одним з них є спосіб реалізації енергії ковзання, відповідно до якого розрізняють електричні й електромеханічні каскади. В електричних каскадах енергія ковзання за винятком втрат повертається в мережу живлення, а в електромеханічних – на вал основного двигуна. Іншою ознакою класифікації виступає тип перетворюючого пристрою. Перетворюючі пристрої відповідно до принципу їхньої дії можуть бути з безпосереднім зв'язком або із проміжною

ланкою постійного струму. За типом елементів перетворюючого пристрою розрізняють електромашинні, вентильно-машинні і вентильні каскади. У залежності від того, проводиться регулювання основного двигуна вище і нижче синхронної швидкості або тільки в один бік, розрізняють двозонні й однозонні каскади.

Асинхронні вентильні каскади (АВК) з випрямлячем напруги ротора мають простий вентильний перетворювач. Однак вони не забезпечують роботи АМ у руховому режимі при швидкості вище синхронної й у генераторному режимі при швидкості нижче синхронної. Споживана інвертором реактивна потужність погіршує енергетичні показники ЕП.

Для керування АВК створюють замкнуті системи з паралельною і послідовною корекцією. До першої відносяться системи з негативним зворотним зв'язком за швидкістю і позитивним за струмом, позитивними зв'язками за струмом і випрямленою напругою. Послідовна корекція застосовується в двоконтурних системах регулювання швидкості або ЕРС ротора АВК із підпорядкованим регулюванням випрямленого струму.

Відмінною рисою систем з паралельною корекцією є наявність одного підсумовуючого підсилювача, на вхід якого подається алгебраїчна сума сигналу завдання, і сигналів усіх зворотних зв'язків. Таким чином, вихідний сигнал підсилювача залежить відразу від декількох змінних, що робить практично неможливим регулювання якоїсь однієї змінної незалежно від інших.

В даний час широке поширення одержали системи підпорядкованого керування, розрахунок параметрів яких проводиться шляхом послідовної оптимізації окремих контурів, починаючи від внутрішнього і кінчаючи зовнішнім. При оптимізації контуру регулювання будь якого параметра реалізують таку передатну функцію регулятора, що дозволяла б компенсувати найбільшу постійну часу даного контуру. Варто відзначити, що контур регулювання кожного параметра містить, як правило, тільки одну велику сталу часу, яка компенсується дією регулятора, що значно полегшує синтез і дозволяє застосовувати однотипні регулятори.

Стан сучасних досліджень вентильного каскадного електроприводу дозволяє вважати цю систему найбільш перспективною найближчим часом для механізмів широкого застосування. Цьому сприяють такі переваги каскадних систем як можливість плавного регулювання швидкості і моменту, високий ККД у всьому діапазоні регулювання, максимальна уніфікація вентильного устаткування. Каскадні системи дозволяють створювати високошвидкісні регульовані ЕП великої потужності. На відміну від частотного керування габарити вентильних перетворювачів каскадних систем визначаються максимальним ковзанням.

Широкий спектр виробничих механізмів, у яких доцільно застосовувати ЕП за схемою АВК, обумовлює необхідність поліпшення регулювальних характеристик вентильних каскадів. Однак, у рамках класичних систем підпорядкованого керування з послідовною корекцією зазначеного поліпшення домогтися неможливо через наступні недоліки: високий статизм контуру регулювання струму, що оптимізується за модульним оптимумом без урахування впливу ЕРС роторних обмоток АМ, що перевищує 50% при деяких співвідношеннях параметрів силової частини ЕП; висока чутливість до змін параметрів силової частини ЕП; зменшення швидкодії системи приблизно в 2^{m-1} разів при зростанні числа послідовних контурів, де m — номер контуру.

Зазначені недоліки є наслідком невисоких коефіцієнтів підсилення контурних регуляторів, що при оптимізації контурів як по модульному, так і по симетричному оптимумах, зворотно пропорційні коефіцієнтам підсилення відповідних об'єктів керування. Асинхронні вентильні каскади, як багато-зв'язні і нестационарні об'єкти керування чітко відображують обмежені можливості класичних систем підпорядкованого керування. Це створює передумови для розробки систем автоматичного керування АВК на основі нових методів синтезу з метою підвищення його регулювальних і енергетичних показників.

При дослідженні електромагнітних процесів в асинхронній машині широко використовується метод рухливих, орієнтованих за якимось вектором, ортогональних систем координат. Перехід до нової системи координат полягає в знаходженні функції $\omega_k = f(t)$, що дозволяє умовно розглядати нерухомим у площині цих координат вектор, який є визначальним для даної системи. Для визначення ω_k необхідно, щоб позитивний напрямок дійсної осі координат завжди збігався з вектором, який визначає положення системи. Іншими словами, осі координат здійснюють у просторі ті переміщення, які здійснював би опорний вектор у системі нерухомих координат. Істотною перевагою системи координат, орієнтованої за узагальненим вектором, є спрощення визначення моменту машини змінного струму.

Рівняння електричної машини змінного струму в осях координат, що обертаються зі швидкістю ω_k , мають вигляд

$$\begin{aligned}\vec{U}_{s,uv} &= R_s \vec{I}_{s,uv} + \frac{d\vec{\Psi}_{s,uv}}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_{s,uv}; \\ \vec{U}_{r,uv} &= R_r \vec{I}_{r,uv} + \frac{d\vec{\Psi}_{r,uv}}{dt} + j(\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_{r,uv}; \\ \vec{\Psi}_{s,uv} &= L_s \vec{I}_{s,uv} + L_m \vec{I}_{r,uv}; \\ \vec{\Psi}_{r,uv} &= L_m \vec{I}_{s,uv} + L_r \vec{I}_{r,uv}.\end{aligned}\tag{3.1}$$

Система (3.1) відрізняється від системи рівнянь асинхронного короткозамкненого двигуна наявністю напруг, що подаються з боку ротора U_{ru} і U_{rv} . У загальному випадку підключення до роторного кола АМ перетворювача частоти (ПЧ) утворить схему асинхронного вентильного каскаду (АВК) з можливістю формувати керуючі впливи окремо в кожній фазі обмотки ротора. При цьому регулюються всі характеристики результуючого вектора керуючої напруги ротора: амплітуда, частота і фаза.

При розв'язанні задач аналізу і побудови систем автоматичного керування доцільно подальше перетворення рівнянь (3.1) для виключення з них максимально можливої кількості проміжних змінних. Відомі різні варіанти запису рівнянь, у яких присутні тільки змінні стану електромагнітних контурів, необхідні для визначення електромагнітного моменту машини. Інші змінні стану виключаються з рівнянь.

Після виключення з рівнянь (3.1) векторів $\vec{\Psi}_r, \vec{I}_s$ і запису отриманих виразів у скалярній формі відносно перших похідних з урахуванням рівнянь руху й електромагнітного моменту, рівняння АВК в осях координат, орієнтованих за вектором $\vec{\Psi}_s$, приймають наступний вигляд:

$$\begin{aligned} p\omega &= -\frac{3N^2k_s}{2J}\Psi_s I_{rv} - \frac{N}{J}M_c; \\ pI_{rv} &= \frac{k_s}{L_\delta}\Psi_s\omega - \frac{I_{rv}}{T_1''} + \omega I_{ru} - k_s R_s \frac{I_{rv}I_{ru}}{\Psi_s} - \left(\frac{I_{ru}}{\Psi_s} + \frac{k_s}{L_\delta}\right)U_s \sin v + \frac{U_{rv}}{L_\delta}; \\ pv &= \omega_0 - k_s R_s \frac{I_{rv}}{\Psi_s} - \frac{U_s \sin v}{\Psi_s}; \\ p\Psi_s &= -\frac{\Psi_s}{T_s} + \frac{L_m}{T_s}I_{ru} + U_s \cos v; \\ pI_{ru} &= \frac{k_s}{T_s L_\delta}\Psi_s - \frac{I_{ru}}{T_1''} - \omega I_{rv} + k_s R_s \frac{I_{rv}^2}{\Psi_s} + \frac{I_{rv}}{\Psi_s}U_s \sin v - \frac{k_s}{L_\delta}U_s \cos v + \frac{U_{ru}}{L_\delta}, \end{aligned} \quad (3.2)$$

де v – кут між вектором напруги статора $\vec{U}_s$ й опорним вектором потокозчеплення $\vec{\Psi}_s$; $U_{sv} = U_s \sin v$, $U_{su} = U_s \cos v$ – проекції вектора $\vec{U}_s$ на осі ортогональної системи координат, орієнтованої за вектором $\vec{\Psi}_s$; $T_s = L_s/R_s$; $T_1'' = L_\delta/R''$; $R'' = R_r + k_s^2 R_s$; $L_\delta = L_{r\sigma} + k_s L_{s\sigma}$; $p = d/dt$ – оператор диференціювання.

Структурна схема АВК згідно з системою диференціальних рівнянь (3.2) наведена на рис. 3.1.

Тема 9. Характеристики асинхронного вентиляного каскаду у сталих режимах

Механічні характеристики АВК у відносних одиницях ($\mu = M_e/M_H$, $\alpha = \omega/\omega_0$) представлені на рисунку 3.2.

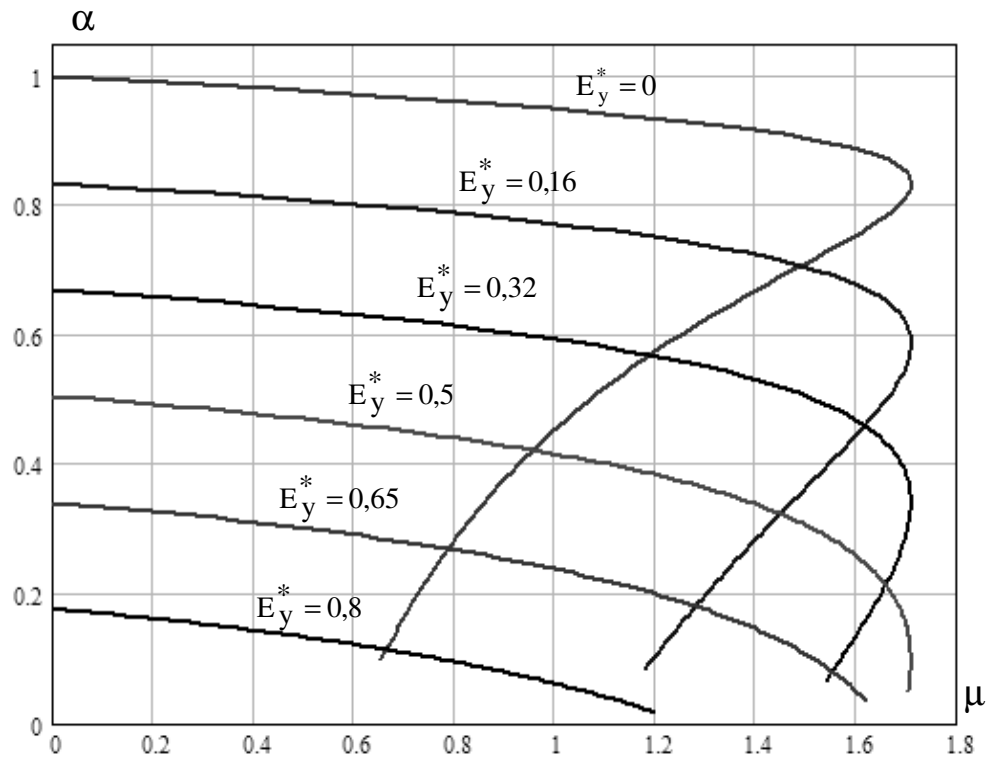


Рисунок 3.2—Механічні характеристики АВК

Якщо струм I_r спадає до нуля, то й електромагнітний момент також буде дорівнювати нулю і отримаємо точку ідеального холостого ходу. Діапазон регулювання швидкості обертання при різних значеннях додаткової ЕРС керування в колі ротора у відносних одиницях $E_y^* = E_y/E_p$, де E_p — лінійна ЕРС на кільцях нерухомого ротора, визначається виразом

$$0 \leq \omega \leq \omega_0 \left(1 - \frac{L_s E_y}{L_m U_s} \right). \quad (3.3)$$

При записі співвідношення (3.3) у вигляді рівності виходить рівняння, з розв'язання якого витікає, що ковзання холостого ходу s_0 , тобто швидкість, при якій струм ротора і момент будуть дорівнювати нулю, знаходиться за виразом

$$s_0 = \frac{E_y}{k_s U_s}. \quad (3.4)$$

Механічні характеристики, показані на рисунку 3.2, має АВК без замкненої системи керування.

З наведених характеристик витікає, що по мірі збільшення E_y знижується швидкість ідеального холостого ходу, а жорсткість характеристик і максимальний момент не змінюються.

Електромеханічні характеристики АВК представляють графіки залежності швидкості обертання від випрямленого струму ротора і показані на рисунку 3.3.

Із графіка $\alpha(i_r)$, де $i_r = I_r/I_{rn}$, витікає, що при стабілізації потокозчеплення статора ($|\vec{\Psi}_s| = \text{const}$) механічна характеристика АМ прийме екскаваторний вигляд, подібний до електромеханічної, оскільки $M_e = \frac{3}{2} N \Psi_{su} I_{sv}$.

Якщо по осі абсцис відкласти значення струму $i_r = I_r/I_{rn}$, а по осі ординат - значення електромагнітного моменту $\mu = M_e/M_H$, то отримаємо залежність $\mu(i_r)$, представлені на рисунку 3.4.

На рисунку 3.5 представлено графік залежності $i_{sv}(i_r)$, з якого витікає, що із зростанням струму ротора проекція струму статора на уявну вісь системи координат I_{sv} монотонно убуває. Якщо одна функція зростає (модуль струму ротора I_r), а інша функція при цьому зменшується (I_{sv}), то добуток цих функцій, який визначає електромагнітний момент, має екстремум, що видно з кривих на рисунку 3.4.

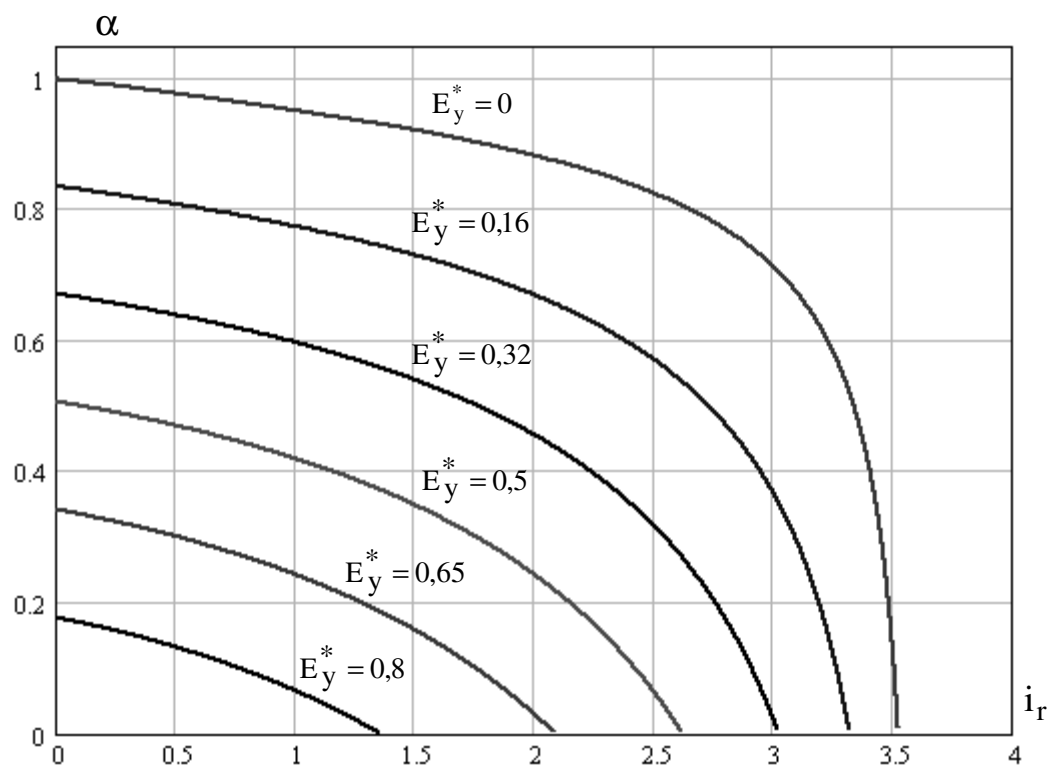


Рисунок 3.3—Електромеханічні характеристики АВК

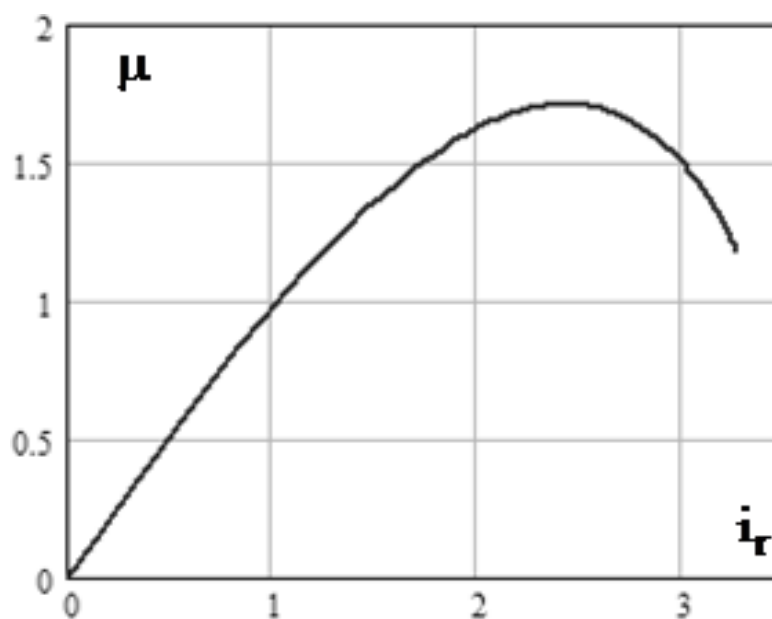


Рисунок 3.4 — Залежність електромагнітного моменту від випрямленого струму ротора

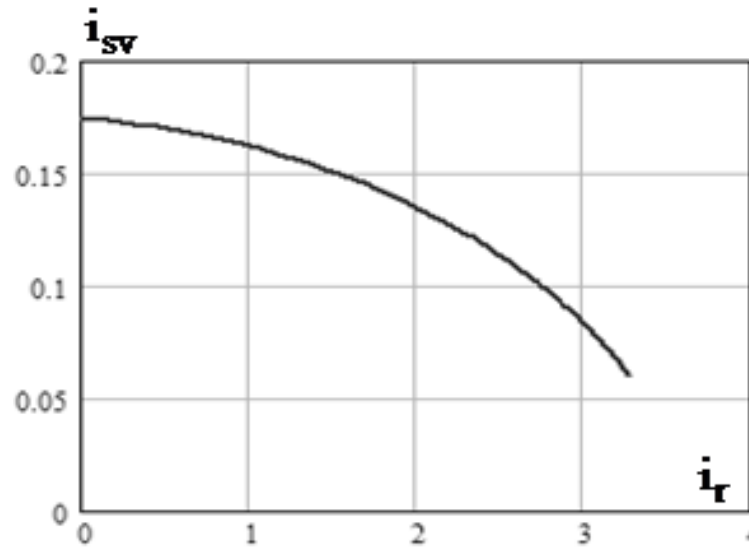


Рисунок 3.5 — Залежність проекції струму статора $i_{sv} = I_{sv}/I_{sh}$ від випрямленого струму ротора

Графіки залежності кута δ між вектором напруги статора $\vec{U}_s$ і дійсною віссю системи координат від струму ротора I_r зображені на рис. 3.6.

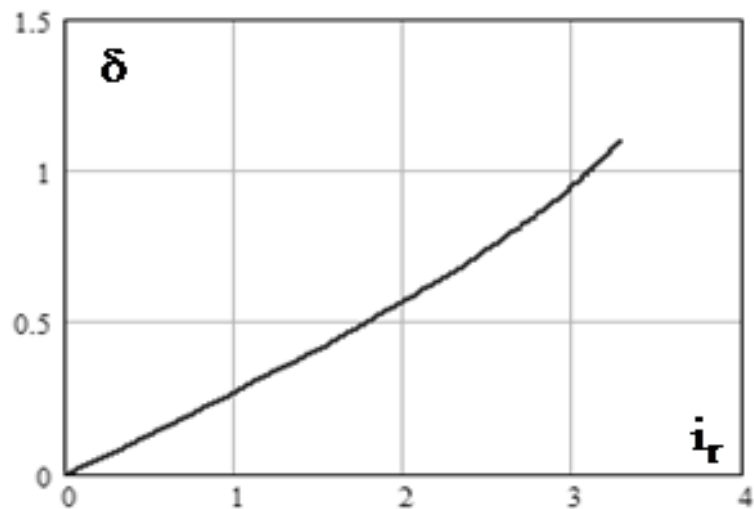


Рисунок 3.6 — Залежність кута δ від випрямленого струму ротора

При збільшенні модуля струму ротора I_r кут δ монотонно збільшується, що приводить до повороту вектора $\vec{U}_s$ проти часової стрілки. За вектором $\vec{U}_s$ повертається вліво вектор струму статора $\vec{I}_s$ і його проекція I_{sv} зменшується, що приводить до появи екстремуму в залежності $\mu(i_r)$ на рисунку 3.4. Таким чином, при збільшенні струму ротора електромагнітний момент починає зменшуватися з деякого значення струму I_r за рахунок зміни кута між

векторами $\vec{I}_r$ і $\vec{I}_s$, який наближається до 180 градусів, його синус зменшується, що і визначає величину електромагнітного моменту.

Реактивна потужність статора визначається за формулою

$$Q_s = \frac{3}{2}(U_{sv}I_{su} - U_{su}I_{sv}), \quad (3.5)$$

або

$$Q_s = \frac{3U_s}{2L_m}(L_m \cos \delta I_{sv} + L_r \sin \delta I_r). \quad (3.6)$$

На рисунку 3.7 показана залежність реактивної потужності статора АВК, яка монотонно збільшується з ростом струму ротора.

Залежності реактивної потужності від швидкості $q_s(\alpha)$ при різних проти-ЕРС E_y представлені на рисунку 3.8. Із кривих слідує, що на початковому етапі пуску АВК, коли швидкість істотно нижче швидкості ідеального холостого ходу, статорне коло АВК споживає значну реактивну потужність, що може в кілька разів перевищувати номінальну активну потужність АМ. В процесі розгону АВК реактивна потужність статорного кола досить швидко убуває. При швидкості ідеального холостого ходу, коли струми ротора й електромагнітний момент дорівнюють нулю, реактивна потужність відповідає струму холостого ходу й однакова для будь-яких швидкостей ідеального холостого ходу, забезпечуваних при різних керуючих проти-ЕРС E_y . При збільшенні проти-ЕРС E_y і, відповідно, роботі АВК на знижених швидкостях, його реактивна потужність зменшується.

Активна потужність статора дорівнює

$$P_s = \frac{3}{2}(U_{su}I_{su} + U_{sv}I_{sv}), \quad (3.7)$$

або

$$P_s = \frac{3U_s}{2L_m}(L_r \cos \delta I_r - L_m \sin \delta I_{sv}). \quad (3.8)$$

Коефіцієнт потужності статорного кола

$$\cos \varphi_s = P_s / \sqrt{P_s^2 + Q_s^2}. \quad (3.9)$$

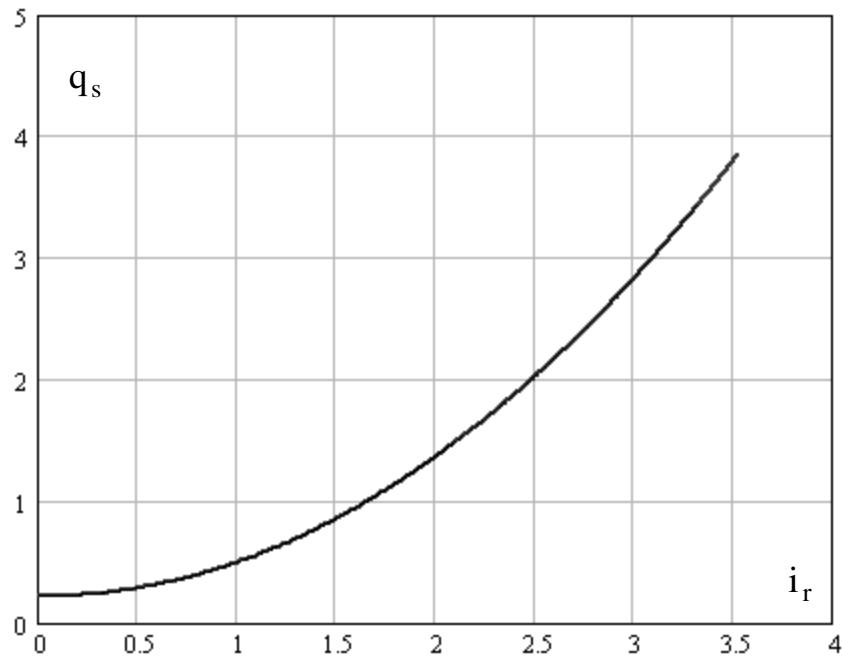


Рисунок 3.7—Залежність реактивної потужності статора $q_s = Q_s/P_H$ від модуля струму ротора $i_r = I_r/I_{rH}$

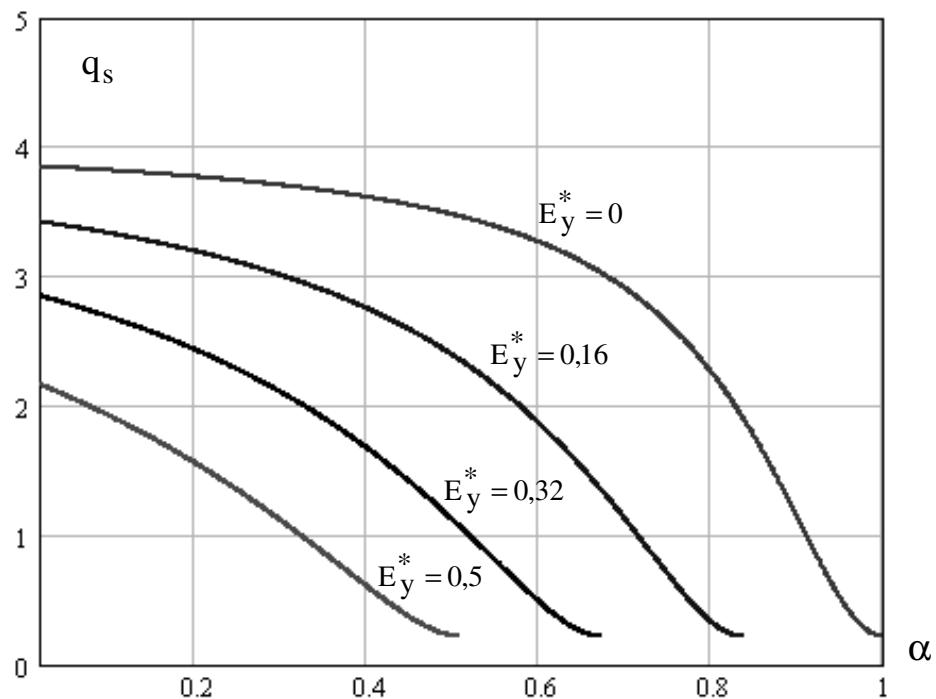


Рисунок 3.8—Графіки залежності реактивної потужності статора АВК від швидкості ротора при різних керуваннях E_y

Активна потужність статорного кола залежить від модуля струму ротора i і не залежить від керуючих впливів E_y (рисунок 3.9). При малих значеннях струму $i_r = 0 \div 0,5$ активна потужність швидко зростає (рисунок 3.9)

практично по лінійній залежності, а реактивна потужність у цьому діапазоні струмів i_r (рисунок 3.7), залишаючись незначною, збільшується повільно. Тому коефіцієнт потужності $\cos \varphi_s$ швидко зростає і досягає екстремуму. Далі зростання активної потужності p_s сповільнюється, а реактивна потужність q_s збільшується, у силу чого після положистої області максимум коефіцієнт потужності починає убувати.

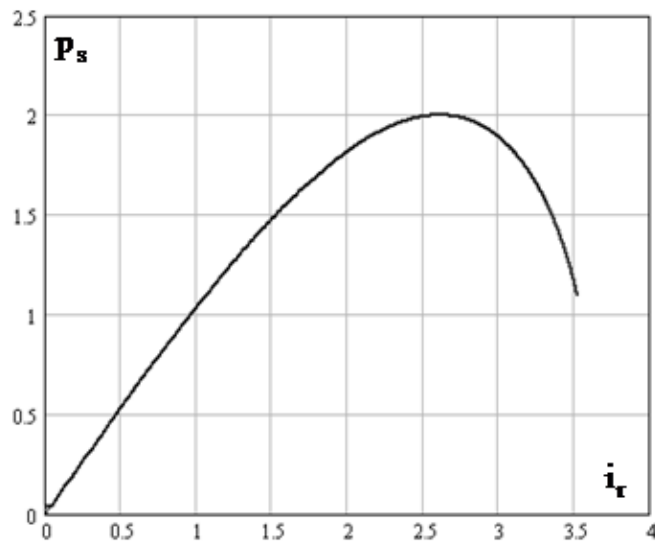


Рисунок 3.9—Залежності активної потужності статора $p_s = P_s/P_H$ від модуля струму ротора $i_r = I_r/I_{rH}$

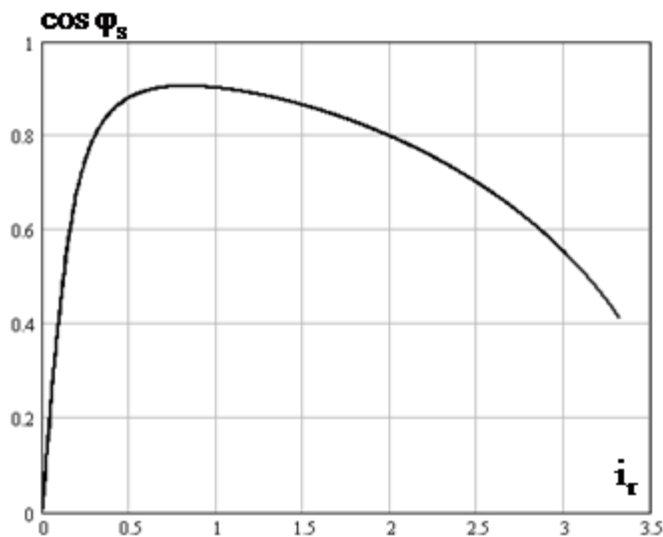


Рисунок 3.10—Залежності коефіцієнта потужності статора $\cos \varphi_s$ від модуля струму ротора $i_r = I_r/I_{rH}$

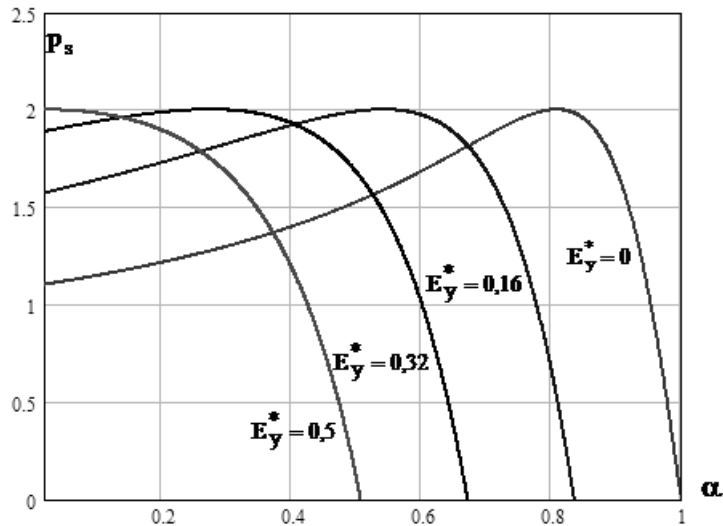


Рисунок 3.11—Залежність активної потужності статора $p_s = P_s / P_n$ від швидкості ротора $\alpha = \omega / \omega_0$ при різних значеннях проти-ЕРС E_y

З графіків залежності активної потужності від швидкості (рисунок 3.11) слідує, що на початковому етапі пуску, коли швидкість істотно нижче номінальної, кратність активної потужності відносно номінальної потужності помітно менше кратності реактивної потужності, тобто при пуску статорне коло АВК споживає реактивної потужності в декілька разів більше, ніж активної. Тому динамічний коефіцієнт потужності при пуску незначний, у межах 0,4 – 0,6.

Розглянуті залежності свідчать про те, що АВК можна розглядати як об'єкт з екстремальними характеристиками.

Тема 10. Асинхронний вентильний каскад з одноканальними системами керування

На рисунку 3.12 наведено схему АВК з релейним керування швидкості обертання ротора у колі випрямленого струму ротора. У колі ротора після діодного випрямляча і згладжуючого дроселя L_d включений ведений мережею тиристорний інвертор. Імпульси керування тиристорами формує класична система імпульсно-фазового керування (СІФК). Пряме релейне керування здійснюється силовим транзисторним ключем VT. Два релейних регулятори з алгоритмами керування

$$U_{pc} = I_d^* \text{sign}(\omega_r^* - \omega_r - T_r p \omega_r) ; \quad U_{pr} = \text{sign}(U_{pc} - I_d) \quad (3.10)$$

включені послідовно і призначені для підпорядкованого керування випрямленим струмом ротора I_d і швидкістю ω_r . Сигналом завдання U_β

встановлюються кути відкриття тиристорів VS1-VS6, близькі до 180 ел. гр., що забезпечує підвищення коефіцієнта потужності електропривода. Паралельно інвертору включений конденсатор С для запобігання перенапруг на елементах силової схеми кола ротора при комутації транзистора VT. Діод VD2 запобігає розряду конденсатора через транзистор в інтервалах часу, коли транзистор відкритий.

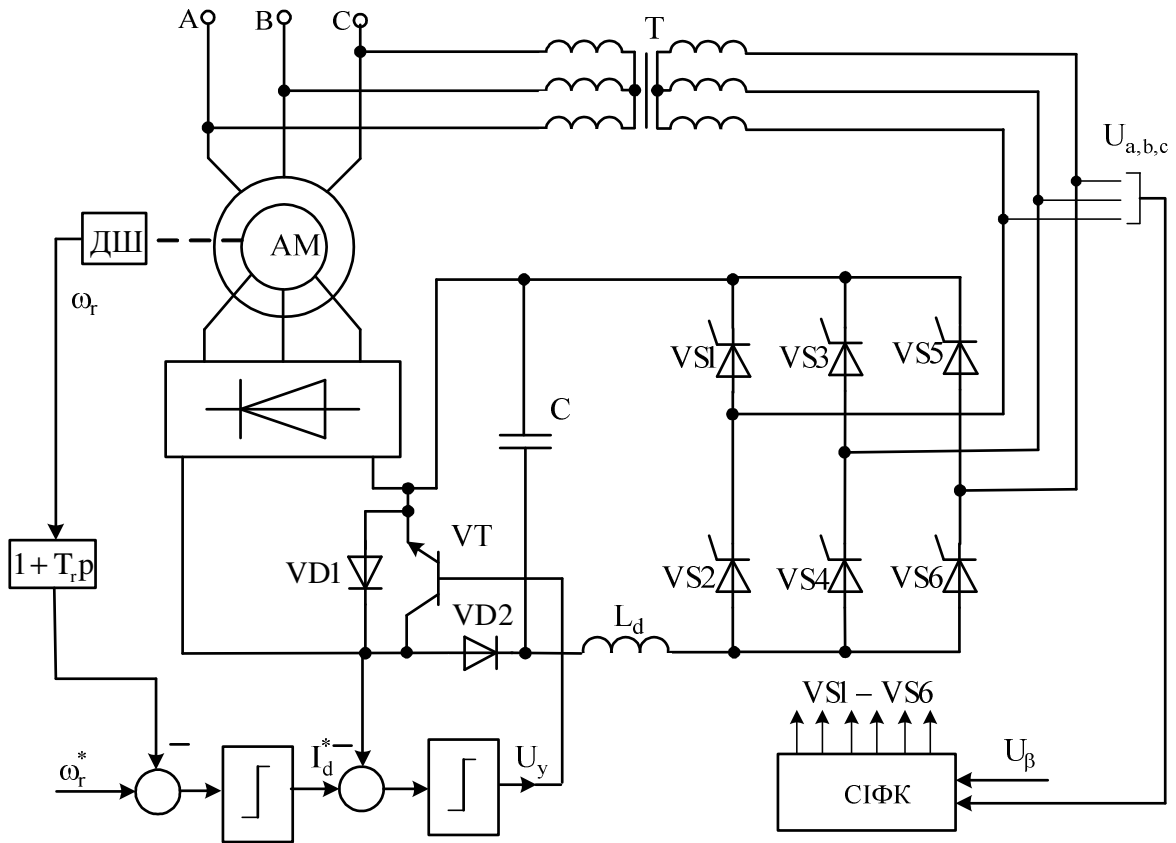


Рисунок 3.12—Асинхронний вентиляльний каскад з релейним керуванням у колі випрямленого струму ротора

Роторне коло може знаходитися в двох станах: коли транзистор VT відкритий, обмотки ротора замкнені через діодний випрямляч; коли ключ VT закритий, у роторне коло вводиться проти-ЕРС інвертора. Амплітуду проти-ЕРС інвертора можливо регулювати, змінюючи кут керування тиристорами VS1-VS6 через сигнал завдання U_β . Енергія ковзання в інтервалі часу відкритого стану транзистора VT розсіюється в роторі. При закритому ключі VT енергія ковзання через інвертор рекуперується в мережу, що обумовлює високий ККД електропривода. На рисунку 3.12 представлені перехідні процеси в АВК за схемою, показаною на рисунку 3.11.

Спершу відбувається збудження АМ при підключенні статора до мережі і розімкненому колу ротора.

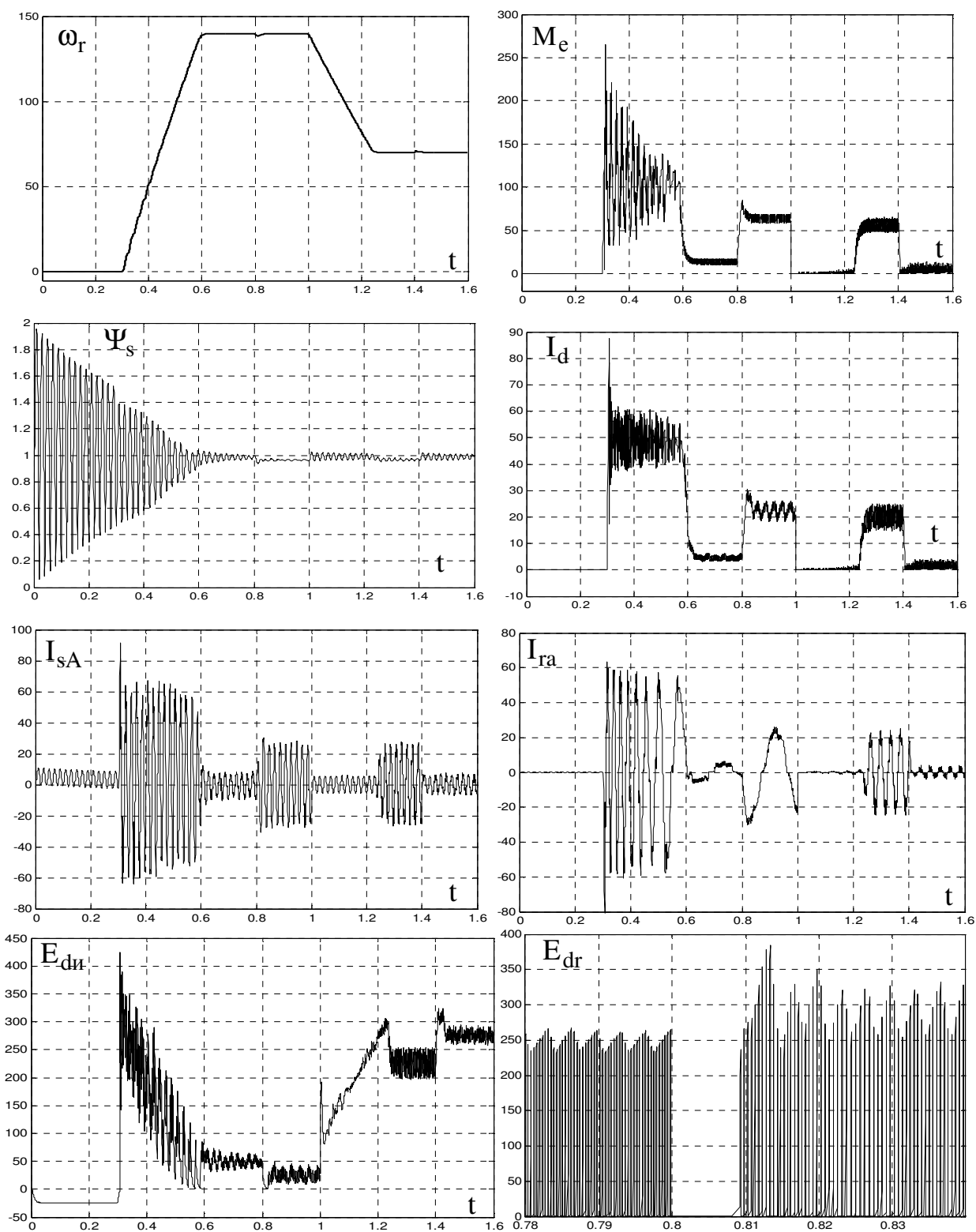


Рисунок 3.13 – Осцилограми перехідних процесів в АВК з імпульсним регулюванням швидкості

Після згасання коливань вектора потокозчеплення статора роторне коло замикається. Середнє значення проти-ЕРС інвертора убавас практично

по лінійному закону. Випрямлений струм ротора стабілізується завдяки роботі відповідного регулятора, але електромагнітний момент має коливання через те, що потокозчеплення статора ще не прийняло сталого значення. Потім здійснюється накид навантаження і гальмування до більш низької швидкості. При цьому проти-ЕРС інвертора замикає коло випрямленого струму ротора, струм I_d зменшується до нуля, струми у фазах ротора також падають до нуля й електромагнітний момент стає рівним нулю. Отже, гальмування АВК здійснюється шляхом вибігу до заданої швидкості. При скиданні навантаження ЕРС інвертора зростає, щоб удержати сплеск швидкості і стабілізувати її на заданому рівні. ЕРС інвертора E_{di} вимірюється на виході CL_d фільтра перед тиристорним мостом.

Випрямлена ЕРС ротора E_{dr} вимірюється на виході діодного моста. Комутація транзистора VT формує імпульсну ЕРС ротора E_{dr} , що на рисунку 3.12 показана на інтервалі часу 0,78-0,84 с. З графіка змінної E_{dr} видно, що в момент накиду навантаження в 0,8с ротор закорочується через відкритий транзистор VT, проти-ЕРС інвертора виводиться з роторного кола, струми у фазах ротора зростають, збільшуються випрямлений струм ротора I_d й електромагнітний момент. Це приводить до того, що динамічне падіння швидкості ліквідується і швидкість повертається на колишній рівень, після чого відновлюється режим високочастотних переключень транзистора VT.

У випадку застосовуваної в АВК силової схеми з використанням односпрямованого за потоком енергії перетворювача частоти з проміжною ланкою постійного струму і некерованою роторною групою вентилів при прямому підключенні статора до мережі живлення повне урахування усіх вимог до динаміки електропривода стає скрутним. Це обумовлено не тільки внутрішніми перехресними зв'язками об'єкта регулювання, але в значній мірі неповною керованістю АВК: у всіх сталих і перехідних режимах роботи потокозчеплення статора визначається, в основному, напругою мережі живлення, що виключає можливість активного впливу на формування потоку за допомогою регуляторів у роторному колі.

Підвищення якісних показників АВК у динаміці може бути здійснено раціональним вибором координатних осей при синтезі системи керування електроприводом. В усіх обертових системах координат, не зв'язаних з узагальненими векторами струмів, електромагнітний момент є функцією проекцій потокозчеплень статора або ротора на осі координат. У такому випадку керувати електромагнітним моментом АМ на початковому етапі пуску, коли потокозчеплення статора приймає сталі значення після тривалих загасаючих коливань, стає практично неможливим. Подібне явище для якісного регулю-

вання швидкості в період її наростання до сталого значення приводить до необхідності подавати сигнал завдання в канал регулювання швидкості, коли вектор потокозчеплення статора досягне сталого значення, що знижує швидкість ЕП. Дослідження перехідних процесів електромагнітного моменту і швидкості АВК при синтезі релейної системи керування в осях координат, орієнтованих за різними опорними векторами, показує, що в початковий період пуску, коли потокозчеплення не установилося, момент сильно коливається, викликаючи коливання швидкості. Це небажане явище спостерігається при синтезі алгоритмів керування у всіх системах координат, крім двох, орієнтованих за векторами струмів статора і ротора.

Якщо в основу синтезу регуляторів покласти рівняння АВК, складені в осях координат, орієнтованих за вектором струму статора, то можна одержати наступні алгоритми керування швидкістю й електромагнітним моментом

$$U_{\omega} = M^* \text{sign}[\omega^* - \omega - T_s p \omega]; \quad U_M = U_m \text{sign}[U_{\omega} - M_e], \quad (3.11)$$

де U_{ω} , U_M —вихідні напруги регуляторів; U_m —модуль вихідної напруги каналу керування; ω —кутова швидкість обертання ротора в електричних

рад/с; $T_s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r R_s}$ —стала часу статорного кола; M_e —електромагнітний

момент; ω^* , M^* —задані значення швидкості й електромагнітного моменту; $p = d/dt$ —оператор диференціювання.

Схема системи керування АВК (рисунк 3.14) містить у собі: зовнішній регулятор швидкості з підпорядкованим йому внутрішнім регулятором електромагнітного моменту; датчик швидкості ДШ і датчик положення ротора ДПР, що формує сигнали, пропорційні тригонометричним функціям електричного кута повороту ротора $\sin \gamma$ і $\cos \gamma$; розрахунковий пристрій РП і розподільник імпульсів РІ.

Електромагнітний момент визначається в РП, який реалізує обчислення, властиві векторній системі керування.

У конденсатори С1 – С3, з'єднані в трикутник і включені на вході вентиляного блоку, в моменти комутації ключів переводиться накопичена енергія з індуктивностей розсіювання трансформатора, що запобігає комутаційним перенапругам. Конденсатори заряджаються на інтервалах замикання струму ротора через вентилі одного плеча мостового інвертора, коли він виявляється відключеним від трансформатора. Потім конденсатори частково розряджаються в мережу при відкритих ключах у різних фазах по одному в катодній і анодній групі вентилів.

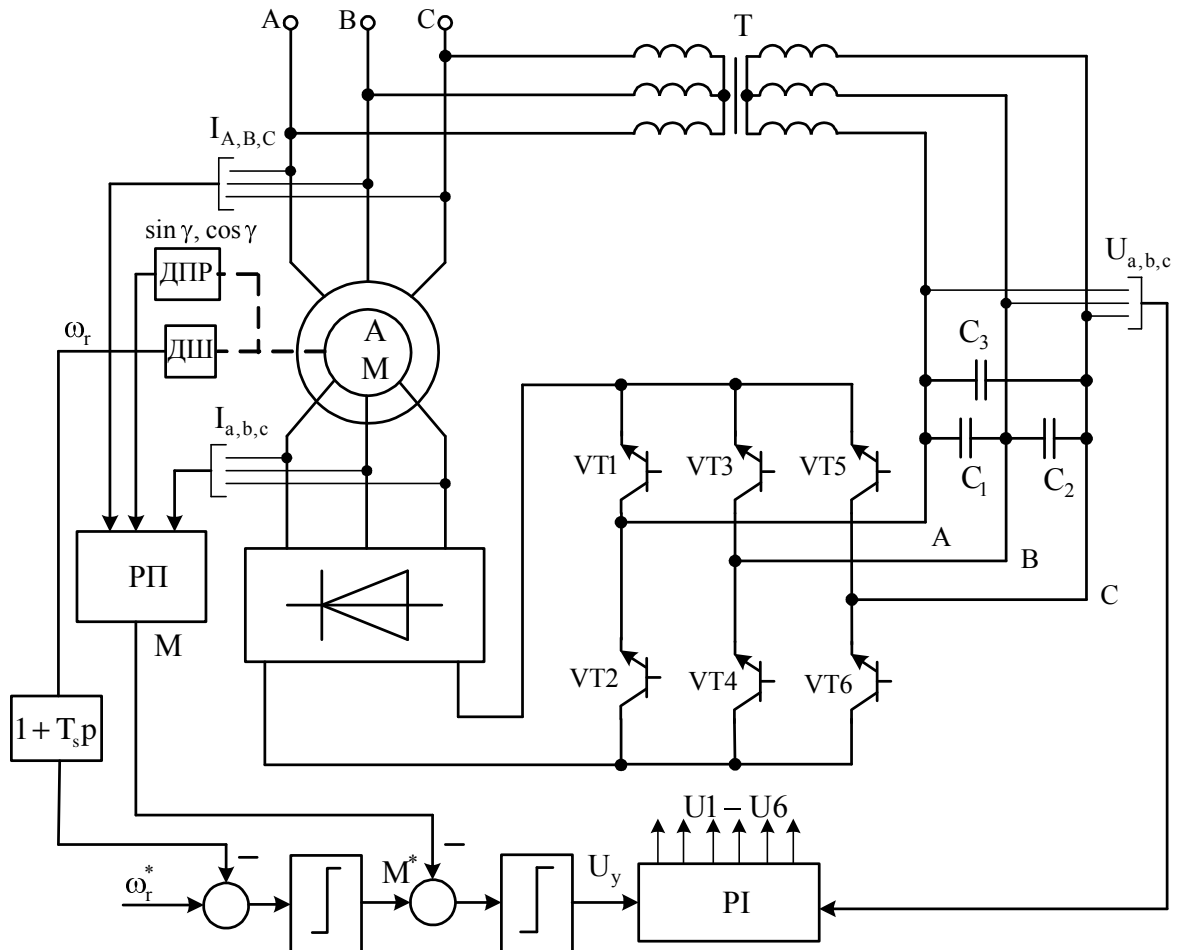


Рисунок 3.14 – Функціональна схема системи керування АВК

Систему керування доцільно орієнтувати за вектором струму статора, оскільки його модуль відмінний від нуля у всіх режимах роботи АВК, а на інтервалах збудження АМ і вибігу струм статора повністю реактивний.

Активна потужність вторинної обмотки трансформатора P_s передається з роторного кола АВК і далі рекуперується в мережу. Вона пропорційна моменту навантаження і ковзанню.

У сукупності запропоновані рішення дозволяють поліпшити регулювання швидкості, зменшити масогабаритні показники силової схеми АВК через відсутність елементів у колі випрямленого струму ротора і забезпечити ємнісний коефіцієнт потужності роторного кола.

Тема 11. Оптимізація енергетичних показників асинхронного вентильного каскаду

Перспективним напрямком реалізації потужних електроприводів турбомеханізмів є використання асинхронної машини з фазним ротором у каска-

дних схемах включення. Структура системи векторного керування АВК із постійним потокозчепленням статора може виявитися нераціональною, тому що стабілізація модуля вектора потокозчеплення на рівні номінального значення приводить до зниження коефіцієнта потужності при моментах навантаження електропривода менше номінального. Зазначений недолік мають регульовані електроприводи навантажувальних машин з вентиляторною механічною характеристикою.

Поліпшити енергетичні показники АВК можна, змінюючи потік у функції моменту навантаження на валу АМ. Для оптимізації енергетичних процесів в АВК необхідно побудувати в загальному випадку багатоканальну систему з незалежним керуванням реактивним струмом, швидкістю і потокозчепленням асинхронної машини, що можливо реалізувати у векторній полеорієнтованій системі керування з додаванням у її склад контуру екстремального регулювання. Метою регулювання можна прийняти досягнення екстремуму деякої цільової функції і спостереження за дрейфом екстремуму при зміні параметрів і змінних стану електропривода.

Компенсація реактивної потужності асинхронної машини в каскадній схемі включення полягає в тому, що потокозчеплення статора частково або цілком створюється реактивним струмом ротора. При цьому реактивна потужність у статорному колі зменшується, а в роторній збільшується. Однак реактивна потужність, викликана струмом намагнічування ротора в сталому режимі буде менша, ніж реактивна потужність, створена струмом намагнічування з боку статора. Тому асинхронна машина з перетворювачем частоти в роторі є ефективним засобом регулювання реактивної потужності в мережі. При $I_{su} = 0$ коефіцієнт потужності статорного кола дорівнює одиниці і магнітний потік АМ повністю створюється реактивним струмом ротора.

Якщо перезбудити машину з боку ротора, то реактивна складова струму статора стане менше нуля ($I_{su} < 0$). При цьому вектор струму статора випереджає вектор напруги живлення і реактивна потужність зі статорного кола буде віддаватися в мережу. В асинхронному вентильному каскаді регулюванням реактивної складової струму ротора можна домогтися одиничного коефіцієнта потужності статорного кола, що досягається виконанням умови

$$Q_s = \frac{3}{2}(U_{sv} I_{su} - U_{su} I_{sv}) = 0.$$

Таким чином, зміною реактивної складової струму ротора можна змінювати величину і характер реактивної потужності статора так само, як і в синхронній машині.

Компенсація реактивної потужності асинхронної машини в каскадній схемі включення полягає в тому, що потокозчеплення статора частково або повністю створюється реактивним струмом ротора. При цьому реактивна потужність у статорному колі зменшується, а в роторному збільшується. Однак реактивна потужність, викликана струмом намагнічування ротора, буде мен-

шою, ніж реактивна потужність, створена струмом намагнічування з боку статора. Тому асинхронна машина з перетворювачем частоти в роторі є ефективним засобом регулювання реактивної потужності в мережі.

У стаціонарному режимі момент опору на валу АМ дорівнює електромагнітному моменту

$$M_c = -\frac{3}{2} N k_s \Psi_s I_{rv}, \quad (3.12)$$

а реактивна потужність статора визначається виразом

$$Q_s = \frac{3}{2} \Psi_s \omega_0 I_{su}. \quad (3.13)$$

З формули (3.13) видно, що в режимі компенсації реактивної потужності, споживаної двигуном з боку статора, необхідно забезпечити умову рівності нулю реактивної складової струму статора, тобто $I_{su} = 0$.

Екстремальні значення Ψ_s визначаються тільки моментом навантаження і не залежать від швидкості, що відображено графіками на рисунках 3.15 та 3.16.

На рисунку 3.17 представлена функціональна схема релейно-векторної системи керування АВК із контуром екстремального керування. Силова частина ЕП відрізняється від традиційної в схемі керування швидкістю і реактивною потужністю АВК наявністю в статорному колі транзисторного регулятора напруги (ТРН). Він необхідний для реалізації екстремального керування у випадку, коли координатою, за допомогою якої здійснюється пошук оптимального режиму, служить модуль вектора потокозчеплення статора.

Ідентифікація моменту статичного навантаження і швидкості ротора здійснюється спостерігачем стану. Контур регулювання швидкості замикається через спостерігач стану, з виходу якого надходять сигнали зворотних зв'язків $\hat{\omega}_r$ та $r\hat{\omega}_r$. Змінні I_{rv} й I_{ru} обчислюються на основі вимірюваних датчиками величин струмів I_{ra} , I_{rb} , I_{rc} .

Ідентифікатор координат АМ (ІКАМ) визначає положення ротора $\sin \gamma, \cos \gamma$, модуль і напрямні синус і косинус опорного вектора потокозчеплення статора $\Psi_s, \sin \delta, \cos \delta$. У розглянутій функціональній схемі фазні напруги обмоток ротора U_{ra}, U_{rb}, U_{rc} вимірюються тільки з метою визначення проекції U_{rv} , щоб подати цей сигнал на вхід спостерігача стану СС.

Косинус кута між векторами потокозчеплення і напруги статора знаходиться за формулою

$$\cos v = \frac{U_{su}}{U_s} = \frac{U_{su}}{\sqrt{U_{su}^2 + U_{sv}^2}},$$

де проекція U_{su} дорівнює

$$U_{su} = U_{s\alpha} \cos \delta + U_{s\beta} \sin \delta.$$

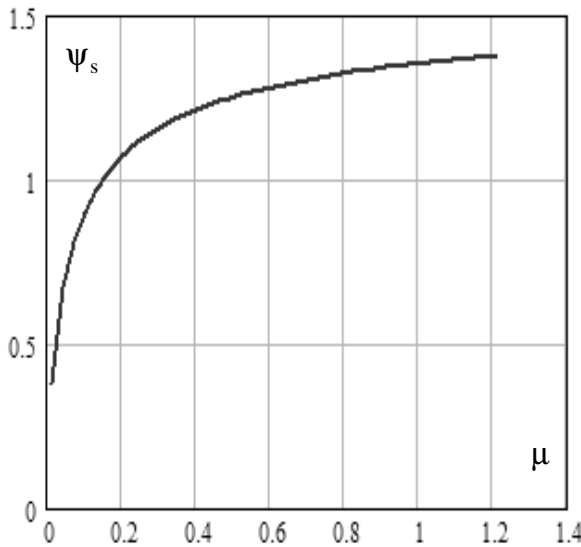


Рисунок 3.15 - Графік залежності екстремальних значень потокозчеплення статора від моменту статичного навантаження, при яких активні втрати АВК досягають мінімуму

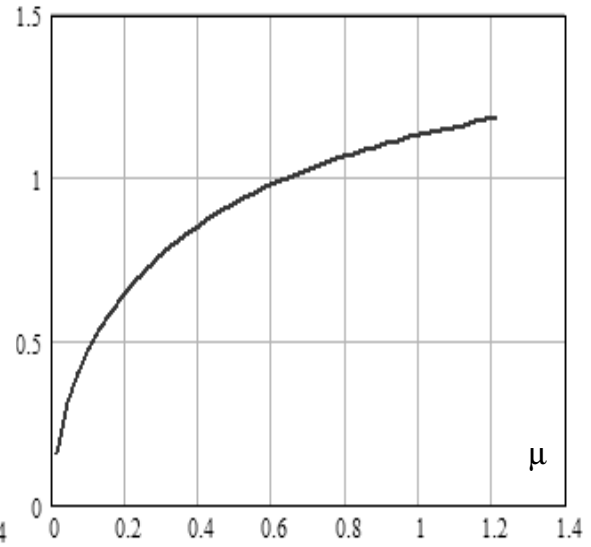


Рисунок 3.16 - Графік залежності екстремальних значень потокозчеплення статора від моменту статичного навантаження, при яких реактивна потужність роторного кола АВК досягає мінімуму

Перетворювачі фаз ПФ1-ПФ4 переводять струми та напруги статора і ротора з фазної системи координат в ортогональні системи, зв'язані зі статором і ротором при $\delta_k = 0$. Далі сигнали, пропорційні проекціям векторів струмів і напруг на осі α, β і d, q подаються на входи ІКАМ. Ідентифікатор координат являє собою мікропроцесорний пристрій, у якому обчислення проводяться в реальному масштабі часу на основі інформації про вимірювані миттєві значення струмів і напруг асинхронної машини.

У розрахунковому пристрої РП1 обчислюється кут θ повороту вектора $\vec{\Psi}_s$ відносно ротора.

Перетворювачі координат ПК1 і ПК2 перераховують проекції векторів з системи d, q на осі u, v і навпаки.

Пристрій ПФ5 призначений для реалізації обчислень, зворотних тим, що здійснюються в ПФ3.

Величина сигналу завдання регулятору реактивної складової струму ротора розраховується в РП2 з умови забезпечення нульового значення реактивної потужності статорного кола.

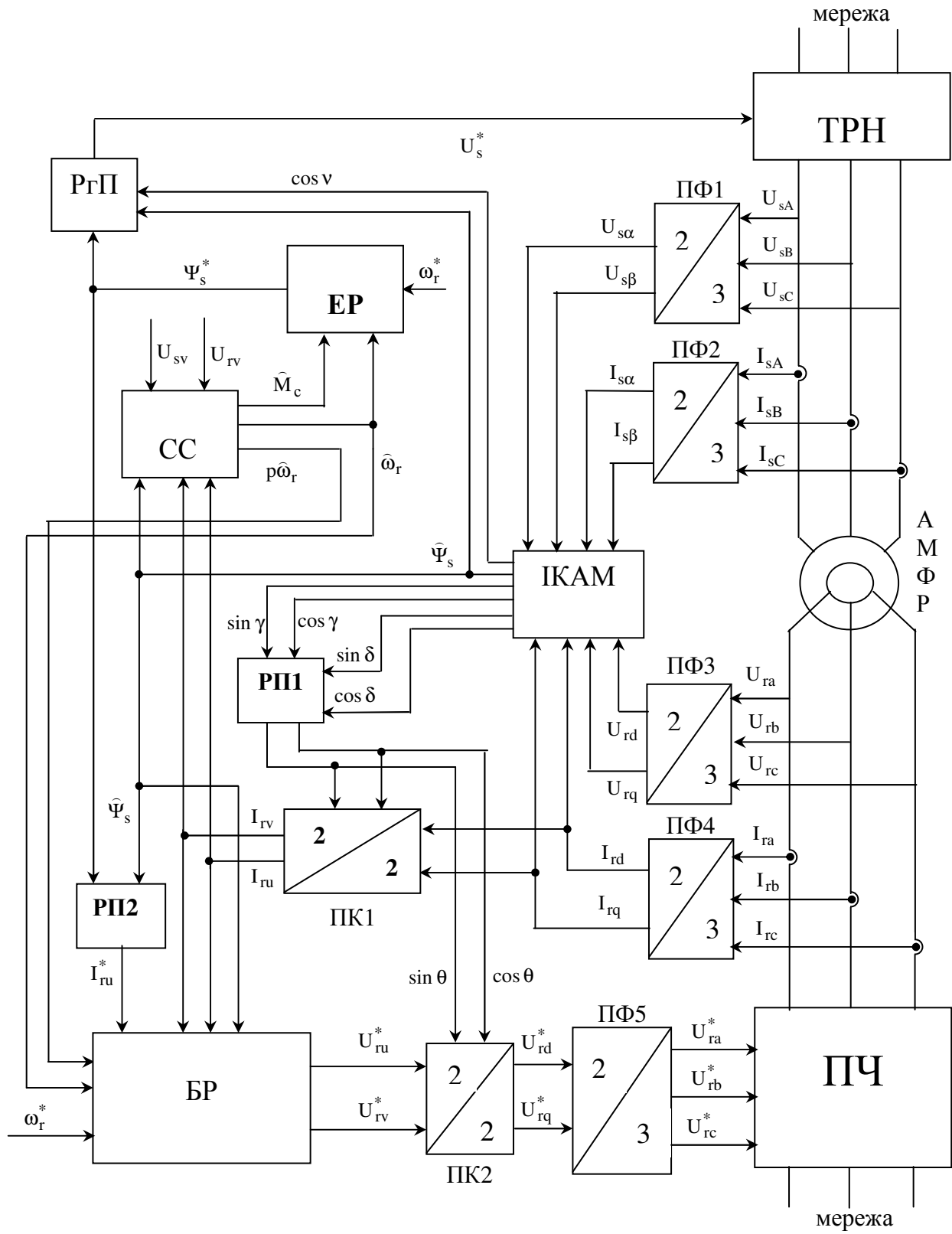


Рисунок 3.17—Функціональна схема САК АВК з контуром екстремального регулювання і відновленням змінних спостерігачем стану

Сигнал керування U_s^* формується в блоці регулятора потокозчеплення РгП за алгоритмом

$$U_s^* = U_s \text{ при } ((\Psi_s \cos v)^* - \Psi_s \cos v) > 0,$$

$$U_s^* = 0 \text{ при } ((\Psi_s \cos v)^* - \Psi_s \cos v) < 0.$$

Для реалізації алгоритму керування РгП не вимагаються координатні перетворення керуючого сигналу U_s^* , що істотно спрощує систему керування силового транзисторного регулятора напруги ТРН у порівнянні з системами керування перетворювачів частоти (ПЧ). Змінні Ψ_s та $\cos v$ беруться із системи керування ПЧ, включеного в коло ротора.

Основне завдання екстремального регулятора ЕР полягає у визначенні величини Ψ_s^* для забезпечення мінімального значення реактивної потужності

$$\min_{\Psi_s} \left\{ Q_r(\omega_r, M_c, \Psi_s) \right|_{U_\phi \leq U_{sh}} \left\} \text{ та максимального значення коефіцієнта потуж-$$

$$\text{ності } \max_{\Psi_s} \left\{ \cos \phi_r(\omega_r, M_c, \Psi_s) \right|_{U_\phi \leq U_{sh}} \left\} \text{ у будь-якій точці робочого діапазону}$$

регулювання швидкості при обмеженні напруги статора.

У своїй роботі ЕР через однакові інтервали часу робить опитування своїх входів, на які подаються сигнал завдання за швидкістю, сигнали, пропорційні моменту навантаження на валу АМ, швидкості ротора і її похідної. Період сканування, а, отже, і тривалість циклу розрахунку, з огляду на можливості сучасної мікропроцесорної техніки, може бути невеликим, порядку 1мс. За цей час, використовуючи інформацію про швидкість і момент статичного навантаження, ЕР робить пошук екстремуму заданої функції якості.

Тема 12. Струмопараметричний асинхронний вентильний каскад (СПАВК)

Переважним типом силового перетворювача в електроприводі протягом тривалого періоду його розвитку було регульоване джерело напруги, завдяки чому природно регульованою координатою є швидкість ЕП. Зазначений тип перетворювача визначив і призначення каналів керування електричною машиною. В асинхронному вентильному каскаді коло ротора стало головним каналом, оскільки керування в цьому колі дозволяє формувати необхідні механічні характеристики, а коло статора - допоміжним каналом, що

дозволяє, якщо потрібно, регулювати швидкість нижче номінальної ослабленням потокозчеплення статора.

Однак існує теоретично рівноправна концепція - використання в ЕП регульованих джерел струму. Якщо говорити про АВК, то джерело струму в роторному колі нейтралізує дію ЕРС ротора, тобто виключає її вплив на момент, який розвивається асинхронною машиною. Електромагнітний момент тепер однозначно визначається струмом джерела струму і магнітним потоком машини і є природно регульованою в такому ЕП координатою.

Новий тип силового перетворювача вирішальним образом впливає на роль каналів керування електричною машиною: вони стають рівноправними. У такому випадку джерело струму може бути некерованим, а керування здійснюється по каналу впливу на магнітний потік машини. Якщо в коло ротора АВК послідовно підключити через діодний випрямляч параметричне джерело струму (ПДС), то в динамічних режимах і при перевантаженнях ЕП струм ротора буде обмежуватися на рівні розрахункового струму ПДС. При цьому відпадає необхідність регулювати струм шляхом зміни кута відкриття ключів інвертора і, отже, можна обійтися без внутрішнього регулятора випрямленого струму ротора.

Основна відмінна риса системи СПАВК від традиційної системи АВК полягає в тому, що електрична машина працює в режимі подвійного живлення: з боку статора - від джерела напруги, а з боку ротора - від джерела постійного струму. Електропривод за системою СПАВК функціонує в такий спосіб (рисунок 3.18). Подають сигнал завдання швидкості U_3 , який відповідає номінальній швидкості АМ. Через трансформатор TV напруга мережі надходить на ПДС, який перетворює систему незмінної напруги на своєму вході в систему незмінного струму на виході. Стабілізований змінний струм випрямляється діодним мостом ВК2, а його випрямлений струм $I_d = \text{const}$, обійшовши діоди вентильного комплексу ВК1, інвертується в мережу тиристорним вентильним комплектом ВК3, який працює в режимі інвертора, веденого мережею. Величина кута інвертування $\beta = \text{const}$ встановлюється в залежності від потужності, на яку розраховується ПДС. Під дією сумарних значень роторної ЕРС і проти-ЕРС інвертора, діоди моста ВК1 починають переключатися в порядку природної комутації, що забезпечить протікання струму I_d у фазах ротора машини. Ця обставина дозволяє передати енергію ПДС у ротор машини і забезпечити стабілізацію струму у фазах ротора, а отже, і пускового моменту АМ у динамічних режимах. У системі СПАВК рівноприскорена динаміка формується без наявності будь-яких зворотних зв'язків і оптимізуючих регуляторів, що є позитивною якістю цієї системи ЕП. При пу-

ску в міру зменшення ковзання ротора, зменшується ЕРС ротора і, отже, фазний роторний струм машини. Для підтримки величини цього струму на заданому рівні відкриваються вентиля ВК2 і через них ПДС поповнює контур постійного струму енергією настільки, наскільки зменшилася енергія ковзання ротора. При цьому ВК1 переходить у режим інвертора, веденого ЕРС ротора. Робота ВК1 у режимі, не властивому для діодного вентильного комплекту - інверторному, стає можливою тому що за допомогою проти-ЕРС тиристорного інвертора забезпечується примусова комутація вентилів ВК1 з частотою і фазою, що визначаються роторною ЕРС АМ. Для одержання кутових швидкостей ЕП нижче максимальної змінюють U_3 у бік зниження напруги на виході транзисторного регулятора напруги (ТРН), що приводить до зменшення потокозчеплення статора. Знижується електромагнітний момент АМ, а тому що роторний струм зберігає своє колишнє діюче значення, то для збереження балансу потужності при заданому приведеному навантажувальному моменті M_c , зменшується кутова швидкість ротора машини.

Найбільш розповсюджені в електроприводі ПДС виконані на основі індуктивно-ємнісних перетворювачів, зібраних за мостовою схемою. Найпростіша мостова схема індуктивно-ємнісного перетворювача показана на рисунку 3.19. У послідовно ввімкнутих індуктивних і ємнісних елементах перетво-

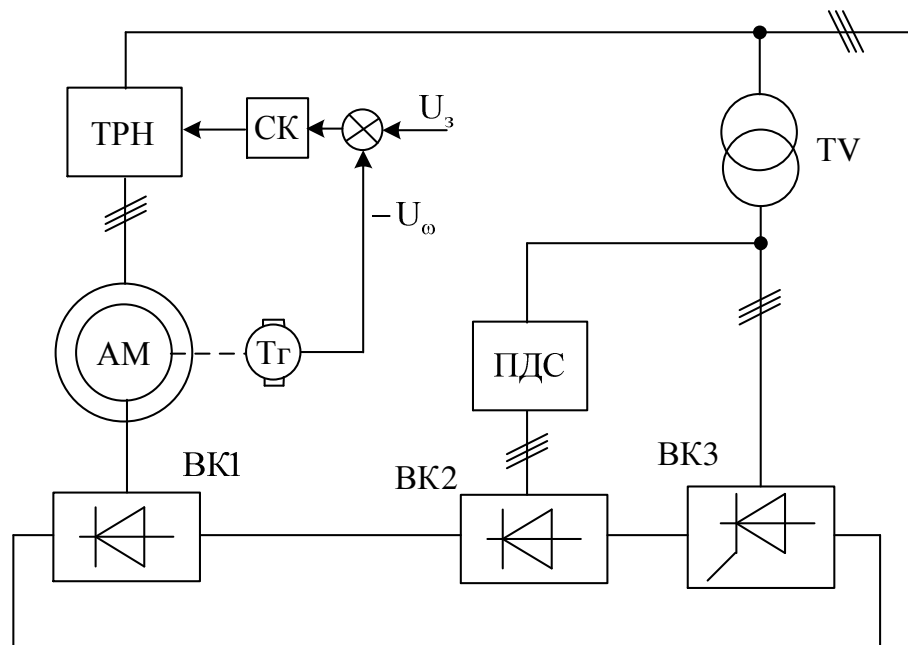


Рисунок 3.18—Функціональна схема електроприводу за схемою СПАВК

рювача виникає резонанс напруг на частоті джерела напруг E_{ABC} , завдяки чому струми в навантаженнях Z не залежать від їх опорів

В асинхронних вентильних каскадах з вентиляторною механічною характеристикою є можливість регулювати швидкість у напрямку нижче номінальної шляхом зменшення величини напруги статора, а, отже, і зниження модуля потокозчеплення статора. Знижується максимальний електромагнітний момент АВК, однак зменшується і момент навантаження.

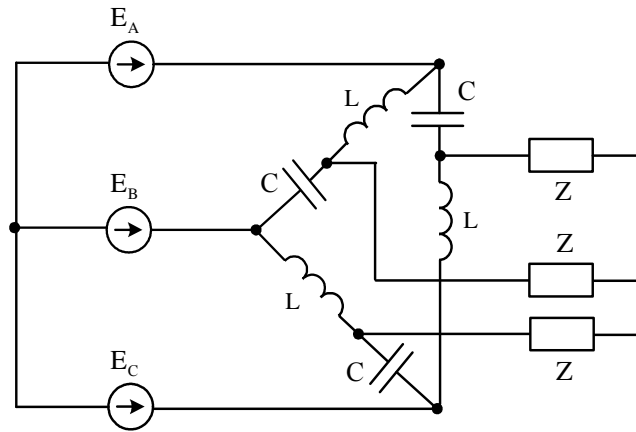


Рисунок 3.19—Найпростіша мостова схема індуктивно-ємнісного перетворювача

Реактивна складова струму ротора менше нуля $I_{ru} < 0$, тобто роторне коло СПАВК має ємнісну реактивну потужність, а збудження СПАВК відбувається повністю з боку статора $I_{su} > 0$.

Система керування СК на рисунку 3.18 реалізує алгоритм керування

$$U_{pш} = \Psi_m \text{sign}(\omega^* - \omega - T_s p \omega).$$

Силовa схема СПАВК представлена на рисунку 3.20. Вона складається з асинхронної машини М, випрямляча роторних ЕРС VD1, тиристорного інвертора, веденого мережею VS1-VS6, випрямляча ПДС VD2, параметричного джерела струму з елементами C, L, L1 у кожній фазі, узгоджувального трансформатора Т і транзисторного регулятора напруги статора VT1-VT4. Випрямлена ЕРС ротора і ЕРС ПДС спрямовані однаково і зустрічно ЕРС тиристорного інвертора VS1-VS6.

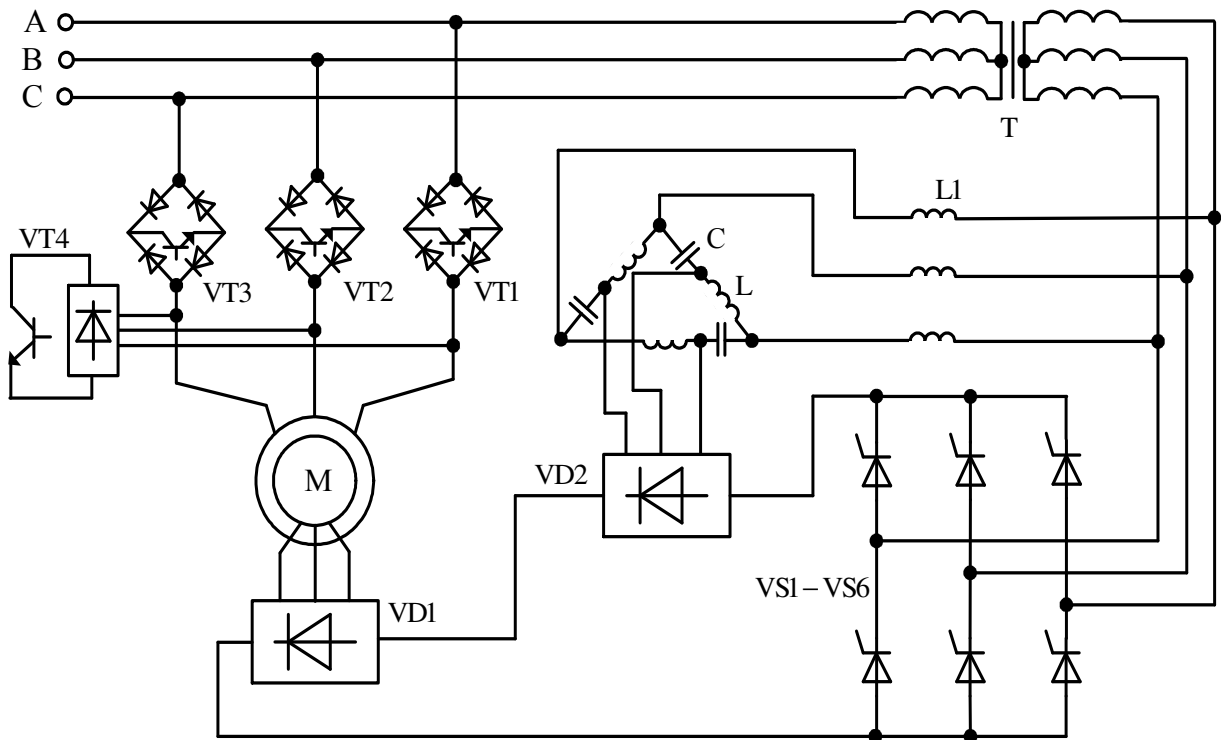


Рисунок 3.20– Силова схема СПАВК з регулюванням швидкості по колу статора

Параметричне джерело струму зібране за мостовою схемою. Імпульсне регулювання напруги статора здійснюється подачею одночасно імпульсів на транзистори VT1-VT3 при закритому ключі VT4. Тоді напруга мережі подається на статорні обмотки. Якщо потрібно зменшити значення регульованої змінної, то імпульси керування з транзисторів VT1-VT3 знімаються і вони закриваються, а сигнал на відмикання подається на базу транзистора VT4, при відкритому стані якого статорні обмотки закорочуються будучи вже відключеними від мережі. Таким способом вдається регулювати струми у фазах статора без переривання струмів і не створюючи перенапруг.

Кут відкриття тиристорів інвертора VS1-VS6 установлюється максимально можливим 165-170 градусів. При цьому у коло ротора вводиться максимальна ЕРС, що забезпечує найбільший коефіцієнт потужності роторного кола.

Таким чином, якщо не використовувати канали керування по ротору і стабілізувати випрямлений струм ротора на рівні розрахункового для параметричного джерела струму, то керування електромагнітним моментом стає можливим шляхом ослаблення магнітного потоку статора. Регулювання швидкості АВК при цьому проводиться в напрямку нижче номінальної.

Модуль потокозчеплення статора визначається амплітудою напруги статора, тому для ослаблення потоку статора його живлення доцільно здійснювати від регулятора напруги. Використання транзисторного регулятора напруги ТРН із розробленою системою керування дозволяє збільшити швидкість регулювання модуля потокозчеплення статора.

В струмопараметричному асинхронно-вентильному каскаді з ПДС в роторному колі величина випрямленого струму I_d обмежується на розрахунковому для ПДС рівні, але при цьому регулювання швидкості обертання електроприводу можна здійснювати шляхом імпульсного регулювання ЕРС ПДС. Схема електроприводу, що реалізує таку ідею, показана на рисунку 3.21.

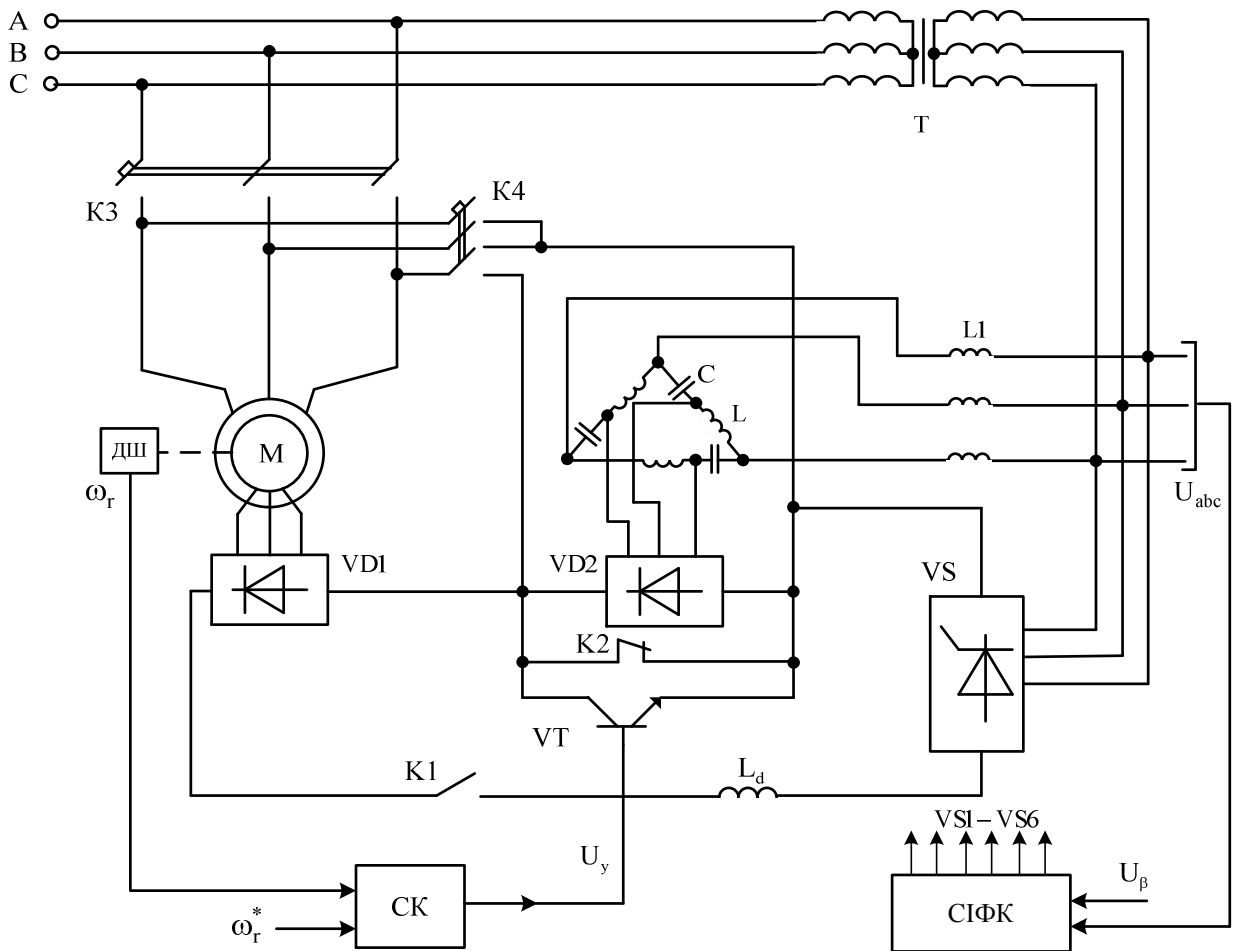


Рисунок 3.21 – СПАВК з комутацією джерела струму в роторному колі

У роторному колі діють декілька ЕРС: випрямлена мостом VD1 ЕРС роторних обмоток, проти-ЕРС тиристорного інвертора VS і ЕРС параметричного джерела струму, що випрямляється мостом VD2. Сигнал керування U_β виставляється незмінним і забезпечує максимальну постійну проти-ЕРС тиристорного інвертора при кутах керування $\alpha = 165 - 170$ ел. гр., чим досяга-

ється його найбільший коефіцієнт потужності. У системі керування (СК) досить використовувати релейний регулятор швидкості, який подає керуючі імпульси на базу транзистора VT відповідно до алгоритму керування

$$U_{\text{рш}} = -\text{sign}(\omega^* - \omega - T_r p\omega).$$

Транзистор VT, працюючи в ключовому режимі, замикає вихід ПДС або включає його в роторне коло, тим самим реалізуючи імпульсне регулювання електромагнітного моменту і швидкості обертання ротора.

Перехідні процеси швидкості обертання вала ротора асинхронної машини ω_r , модуля потокозчеплення статора Ψ_s , випрямленого струму кола ротора I_d , електромагнітного моменту M_γ , струму фази A статора I_{sA} , струмів фазних обмотках ротора I_{abc} зображені на рисунку 3.22.

Спочатку вихід ПДС (діодний міст VD2) замкнений контактом K2, а контакт K1 розімкнутий. Сигнал керування U_y негативний і транзистор VT закритий. Далі замикаються контакти K3, статорні обмотки підключаються до мережі й асинхронна машина збуджується - відбувається зростання потокозчеплення статора у вигляді загасаючих коливань модуля вектора потокозчеплення Ψ_s . З'являється ЕРС на виході моста VD1 і працює система керування тиристорами VS1-VS6, забезпечуючи максимальну проти-ЕРС E_{di} . У момент часу 0,2с замикається контакт K1 і одночасно розмикається контакт K2 при закритому транзисторі VT, утворюється замкнутий контур у схемі ротора з послідовно включеним ПДС, виникає електромагнітний момент і починається пуск АМ з насиченим регулятором швидкості ($U_y = -1$, транзистор VT закритий) і обмеженням струму I_d параметричним джерелом струму на розрахунковому рівні.

При підході швидкості ротора ω_r до рівня завдання регулятор швидкості переходить у стан негативного закиду, сигнал на його виході інвертується і позитивний імпульс керування $U_y > 0$ відкриває транзистор VT. При цьому вихід ПДС закорочується і його гранично нескінченний внутрішній опір вводиться в коло ротора, у результаті чого випрямлений струм I_d починає убавати, електромагнітний момент зменшується, ротор пригальмовується і безперерегулювання його швидкість досягає рівня завдання з переходом регулятора швидкості в ковзний режим.

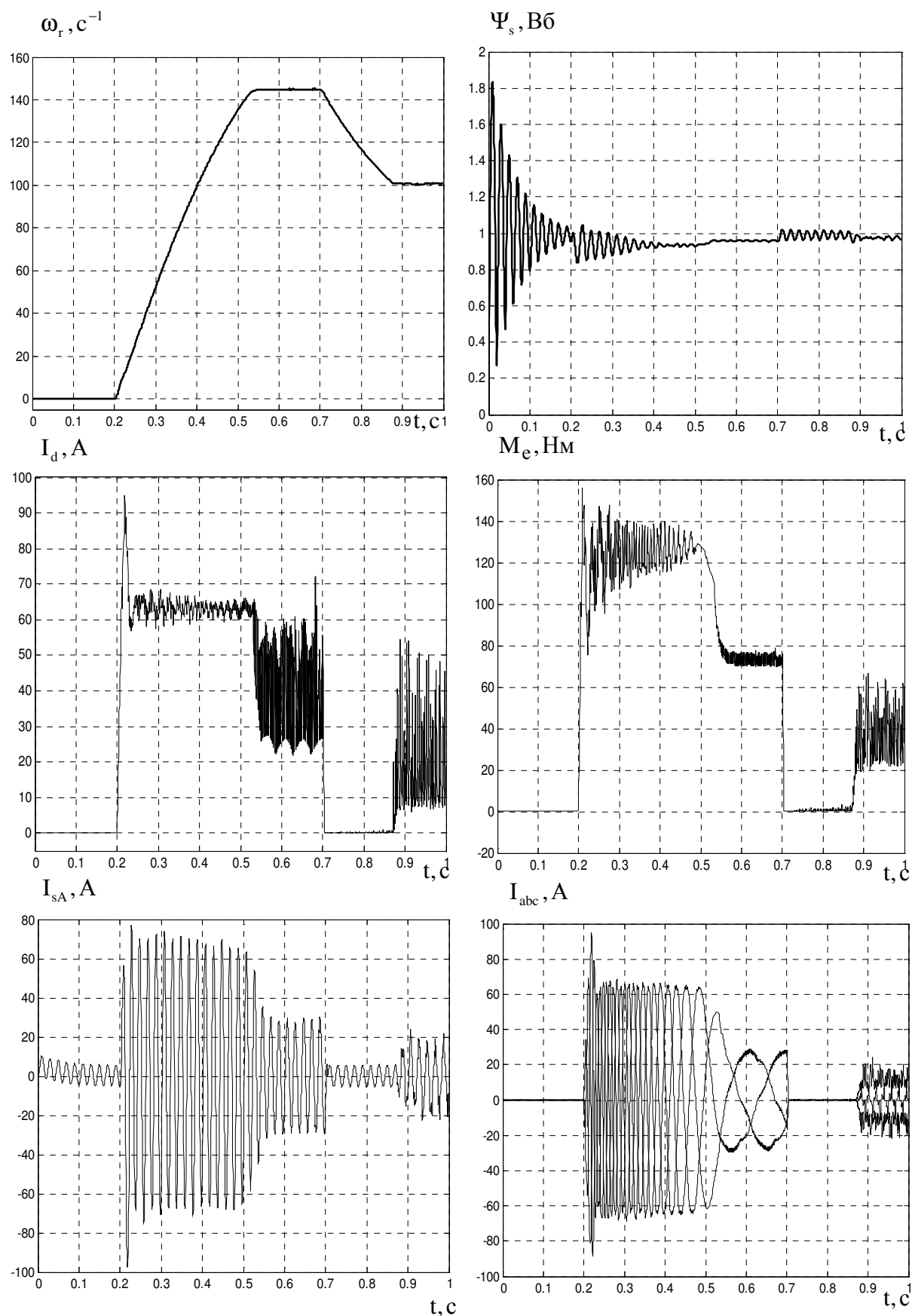


Рисунок 3.22—Перехідні процеси в СПАВК з комутацією джерела струму в роторному колі

Контрольні запитання

1. Яке зниження споживаної електроенергії забезпечується за рахунок підвищення енергетичної ефективності електромеханічних систем?
2. Яка частка загальної генерованої електроенергії перетворюється в промисловому секторі України за допомогою електромеханічних систем?
3. Якого зниження споживаної електроенергії можна досягти підвищенням енергетичної ефективності електромеханічних систем?
4. Яка частка регульованого електроприводу в загальному його обсязі досягається у передових країнах?
5. Яка частка регульованого електроприводу в загальному його обсязі досягається в Україні?
6. Використання яких електродвигунів є найбільш ефективним для підвищення енергетичної ефективності промислового виробництва?
7. Що таке узагальнена електрична машина?
8. Як може бути визначений електромагнітний момент асинхронного двигуна?
9. Яку складову вектора струму статора називають моментоутворюючою?
10. Чому дорівнює електромагнітний момент в системі координат u, v ?
11. Умови орієнтації координатної системи x, y за вектором Ψ_r .
12. З якою швидкістю обертається система координат, орієнтована за вектором потокозчеплення ротора?
13. Умови орієнтації координатної системи x, y за вектором Ψ_s .
14. З якою швидкістю обертається система координат, орієнтована за вектором потокозчеплення статора?
15. Яким чином повинно здійснюватися регулювання величина I_{su}, Ψ_o, I_{sv} та ω в системах полеорієнтованого векторного керування
16. Чим відрізняються складові U_{sv} і U_{su} напруг живлення асинхронного електродвигуна від аналогічних напруг живлення обмоток якоря і збудження двигуна постійного струму?
17. Чим відрізняються координатні системи u, v та α, β ?
18. З чим в координатній системі α, β співпадає вісь α ?
19. Як обчислюються $U_{s\alpha}, U_{s\beta}$ якщо відомо положення орієнтуючого вектора потокозчеплення Ψ_o відносно координатної системи α, β , яке визначається як кут θ між віссю α і вектором Ψ_o ?
20. Як визначаються сигнали зворотних зв'язків ССП і СРШ за недоступним безпосередньому виміру координатами $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$?
21. На якій основі здійснюється обчислення сигналів $\cos\theta$ і $\sin\theta$?
22. Що виконує функцію обчислення сигналів $\cos\theta$ і $\sin\theta$ і модуля орієнтуючого вектора потокозчеплення $|\Psi_o| = \Psi_o$?
23. Що являє собою ідентифікатор координат асинхронного двигуна (ІКАД)?

24. Як здійснюється трансформація сигналів керування з ортонормованого координатного базису α, β в трифазний базис А, В, С?
25. Як здійснюється трансформація сигналів керування з трифазного базису А, В, С в ортонормований координатний базис α, β ?
26. За яким принципом формуються керуючі напруги статора АД U_{sABC} транзисторним інвертором в лінійних системах векторного полеорієнтованого керування?
27. Які незаперечні переваги мають релейні СВПК АД по відношенню до лінійних?
28. Які пристрої дозволяє виключити зі структури транзисторного інвертора розривний характер сигналів релейних регуляторів U_{su}^*, U_{sv}^* ?
29. Яким чином в лінійних СВПК здійснюється усунення взаємного впливу каналів керування активною і реактивною складовими потужності АД?
30. Чим відрізняються математичні моделі в обертових системах координат асинхронних машин з короткозамкненим і фазним ротором?
31. Який вектор необхідно використовувати у якості опорного при побудові системи керування АДФР за схемою машини подвійного живлення з перетворювачем в одному колі?
32. Який вектор необхідно використовувати у якості опорного при побудові системи керування АДФР за схемою машини подвійного живлення з двома перетворювачами в колах статора та ротора?
33. До чого приводить в системах керування машиною подвійного живлення виключення регуляторів з контура ротора й заміна їх керуючими впливами з кола статора?
34. Від чого залежать втрати в міді МПЖ?
35. Від чого залежать втрати в сталі МПЖ?
36. Від чого залежать втрати в сталі МПЖ при стабілізації величини модуля потокозчеплення на заданому рівні?
37. За рахунок чого в машині подвійного живлення з перетворювачами в колах статора та ротора забезпечується зменшення втрат у сталі на 25% при регулюванні швидкості обертання ротора від 0 до ω_0 порівняно із системою керування із одним перетворювачем?
38. До чого приводить збільшення додаткової ЕРС керування в колі ротора АВК?
39. Як в АВК змінюється проекція струму статора на уявну вісь системи координат I_{sv} із зростанням струму ротора?
40. Чим визначається екстремальний характер залежності електромагнітного моменту АВК від струму ротора?
41. Як змінюється реактивна потужність АВК при збільшенні додаткової ЕРС керування в колі ротора і роботі його на знижених швидкостях?
42. Від чого залежить активна потужність статорного кола АВК?

43. Яким елементом здійснюється пряме релейне керування швидкості обертання АВК у колі випрямленого струму ротора?
44. Які кути відкриття тиристорів інвертора встановлюються в системі прямого релейного керування швидкості обертання АВК у колі випрямленого струму ротора?
45. Чому систему керування АВК доцільно орієнтувати за вектором струму статора?
46. Що треба зробити, щоб домогтися ємнісного коефіцієнта потужності статорного кола АВК?
47. Чим визначається активна потужність вторинної обмотки трансформатора P_s , яка з роторного кола АВК рекуперується в мережу?
48. Що треба зробити для оптимізації енергетичних процесів в АВК?
49. Як співвідносяться між собою реактивна потужність, викликана струмом намагнічування ротора і реактивна потужність, створена струмом намагнічування з боку статора?
50. Чому дорівнює коефіцієнт потужності статорного кола АВК при $I_{su} = 0$, коли магнітний потік АМ повністю створюється реактивним струмом ротора?
51. Що відбудеться, якщо перезбудити машину в АВК з боку ротора так, щоб реактивна складова струму статора стане менше нуля ($I_{su} < 0$)?
52. Чим визначається електромагнітний момент АВК з джерелом струму в роторному колі?
53. Яким чином здійснюється регулювання вниз від номінальної кутової швидкості СПАВК з транзисторним регулятором напруги в колі статора і джерелом струму в колі ротора?
54. Як в струмопараметричному асинхронно-вентильному каскаді з параметричним джерелом струму в колі ротора здійснюється регулювання швидкості обертання електроприводу?

Список рекомендованої літератури

1. Садовой А.В. Релейные системы оптимального управления электроприводами / Под ред. А.В.Садового/ А.В.Садовой, Б.В.Сухинин, Ю.В.Сохина, А.Л.Дерец. – Днепропетровск:ДДТУ,2011. – 337 с.
2. Клименко Ю.М. Разработка и исследование асинхронных электроприводов с векторным полеориентированным управлением, многомерными скользящими режимами и идентификацией координат : дис. канд. техн.наук : 05.09.03/ Клименко Ю.М. – Одесса, 2003. – 185 с.
3. Шрамко Ю.Ю. Об одном способе управления машиной двойного пи-

тания / Ю.Ю.Шрамко, А.В.Садовой // Электротехнические и компьютерные системы. Одесса: – ОНПУ. – 2011. – № 3(79). – С. 54 – 51.

4. Під загальною редакцією доктора технічних наук Садового О.В. Системи керування асинхронними вентильними каскадами: монографія/О.В.Клюєв, О.В.Садовой, Ю.В.Сохіна.-Кам'янське: ДДТУ, 2018.-294 с.

5. Клюев О.В. Синтез контура регулирования потокосцепления по цепи статора в асинхронном вентильном каскаде / О.В.Клюев, А.В.Садовой // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – 2004. – №4(51), ч. 2. – С. 24 – 24.

Навчально-методичне видання**О.В.Садовой**

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ з дисципліни «ОПТИМІЗАЦІЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ» (частина 2) для здобувачів другого (магістерського) рівня вищої освіти спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Підготовлено до виходу в світ
у Національному технічному університеті
«Дніпровська політехніка».

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру ДК № 1842
49005, м. Дніпро, просп. Д. Яворницького, 19