Міністерство освіти і науки України
Дніпродзержинський державний технічний університет

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

з дисципліни
«Автоматизовані електромеханічні системи»
за напрямом підготовки
6.050701 – електротехніка та електротехнології

Затверджено редакційно-видавничою
секцією науково-методичної ради ДДТУ
"____" _____ *2016* р.,протокол № ___

Дніпродзержинськ
2016

Розповсюдження і тиражування без офіційного дозволу Дніпродзержинського державного технічного університету заборонено.

Конспект лекцій з дисципліни «Автоматизовані електромеханічні системи» для студентів напряму 6.050701 – електротехніка та електротехнології / Укладач Ю. Ю. Шрамко Дніпродзержинськ, ДДТУ,2016. – 86 с.

Укладач: Ю.Ю.Шрамко, ст.викладач

Відповідальний за випуск: В.Б. Нізімов,
д.т.н., професор

Рецензент: С.В.Количев, к.т.н., доцент

Затверджено на засіданні кафедри ЕТЕМ
Протокол №"____" _____ *2016*

Коротка анотація видання. Конспект лекцій з дисципліни «Автоматизовані електромеханічні системи» призначений для студентів напряму 6.050701 – електротехніка та електротехнології до занять та самостіного вивчення матеріалів курсу.

Зміст

Вступ **6**

1. МЕХАНІКА ЕЛЕКТРОПРИВОДУ **7**

1.1 Статичні та динамічні сили і моменти, що діють у системі електропривод - робоча машина 7

1.2 Зведення моментів статичного опору і моментів інерції до вала електродвигуна 9

1.3 Рівняння руху електропривода 10

2. СИСТЕМИ ДИСКРЕТНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ **15**

2.1 Типові вузли та схеми керування двигуном постійного струму 15

2.1.1 Принципи побудови релейно-контакторних схем керування двигуна постійного струму (ДПС) 15

2.1.2 Керування пуском двигуна у функції кутової швидкості (ЕРС) 16

2.1.3 Керування пуском двигуна у функції струму 17

2.1.4 Керування пуском двигуна у функції часу 18

2.1.5 Схеми гальмування двигунів постійного струму 18

2.2 Типові вузли та схеми керування асинхронним двигуном 20

2.2.1 Керування асинхронним електродвигуном з короткозамкненим ротором 20

2.2.2 Вузли та схеми гальмування асинхронного електродвигуна 21

2.2.3 Вузли та схеми керування асинхронним двигуном з фазним ротором 23

2.3 Типові вузли та схеми керування синхронним двигуном 26

2.3.1 Схема прямого пуску синхронного двигуна напругою до 1000 В . . . 28

3. РОЗІМКНЕНІ СКЕП З БЕЗКОНТАКТНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИМИ ПРИСТРОЯМИ **29**

3.1 Загальні відомості про напівпровідникові перетворювальні пристрої 29

3.2 Основні варіанти регульованих електроприводів змінного і постійного струму 30

3.2.1 З тиристорним регулятором змінної напруги (ТРН) в колі статора асинхронного електродвигуна 30

3.2.2 З тиристорними ключовими елементами в колі ротора асинхронного електродвигуна 30

3.2.3 З частотним регулюванням асинхронних і синхронних електродвигунів 31

3.2.4 З вентильним перетворювачем в якірному колі електродвигуна постійного струму 32

4. ЗАМКНЕНІ СКЕП З ЗАГАЛЬНИМ ПІДСУМОВУЮЧИМ РЕГУЛЯТОРОМ **34**

4.1 Загальні відомості 34
4.2 Система електромеханічний перетворювач енергії – двигун постійного струму 34
4.3 Система стабілізації кутової швидкості з кількома зворотними зв'язками і загальним регулятором, її властивості в статистиці 38
4.4 Система електропривода зі зворотними зв'язками по кутовій швидкості й по струму з відсіченням, її властивості в статиці 41
4.5 Перехідні режими СКЕП з зворотними зв'язками по кутовій швидкості й струму 42
4.5.1 Властивості електропривода в статиці з астатическим (ПІ) регулятором 44
4.6 Замкнена СКЕП постійного струму зі стабілізацією моменту 45

5. СКЕП ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З ПІДПОРЯДКОВАНИМ КЕРУВАННЯМ 47

5.1 Загальні відомості 47
5.2 Математична модель двоконтурної СКЕП з підпорядкованим керуванням . 50
5.3 Оптимальні настроювання регуляторів 52
5.3.1 Настроювання системи на модульний (технічний) оптимум 52
5.3.2 Настроювання системи на симетричний оптимум 56
5.4 СКЕП із двухзонным регулюванням швидкості 57
5.5 Схемна реалізація основних варіантів СКЕП 60
5.5.1 Однократноінтегруюча СКЕП з ПІ регулятором струму та П кутової швидкості 60
5.5.2 Двукратноінтегруюча СКЕП з ПІ регуляторами струмуі кутової швидкості 61
5.5.3 Двоконтурна СКЕП з ПІ регулятором кутової швидкості і жорсткою НЗЗ по струму на вхід перетворювача 62

6. ЗАМКНЕНІ СКЕП ЗМІННОГО СТРУМУ 63

6.1 Загальні відомості 63
6.2 Система регулювання кутової швидкості асинхронного електропривода зміною напруги живлення 64
6.3 Система керування асинхронним електродвигуном з імпульсним регулюванням опору в роторному колі 67
6.4 СКЕП змінного струму з частотним керуванням 68
6.4.1 Система частотного регулювання з функціональним перетворювачем і регуляторами струму й напруги статора 69

6.4.2 Система частотного регулювання зі зворотними зв'язками по швидкості та ЕРС статора 70
6.4.3 Система частотно-струмового керування асинхронним приводом . . 71
6.4.4 Системи векторного керування АД з короткозамкненим ротором . . . 72
6.5 СКЕП з асинхронними каскадами 76
Варіанти й загальні характеристики каскадів 76
Система управління АВК з негативним зворотним зв'язком за швидкістю і позитивним зворотним зв'язком по випрямлення струму ротора 78
Система керування АВК із підпорядкованим керуванням 81
6.6 Системи автоматичного керування синхронних електроприводів 82
6.6.1 Основні завдання регулювання синхронних приводів 82
6.6.2 Система керування збудження СД з тиристорним збудником та загальним регулятором 82
6.6.3 Система підпорядкованого керування струму збудження СД 82
6.7 Система керування електроприводом з вентильним двигуном 84

Вступ

Людство у сфері своєї діяльності застосовує величезну кількість різноманітних приладів, машин і механізмів (робочих машин РМ), які за рахунок механічної енергії, що підводиться, і руху їх виконавчих органів (ВО) здійснюють різні технологічні процеси і операції.

Для отримання механічної енергії використовуються різні види енергії: мускульна енергія людини і тварин, енергія пари і газів, енергія води і вітру, електрична енергія.

Технічний пристрій, що забезпечує отримання механічної енергії з інших видів і її передачу виконавчому органу робочої машини (ВОРМ), названий приводом. Залежно від виду використовуваної енергії розрізняють: ручний, гідравлічний, пневматичний, тепловий, електричний приводи. Предметом нашого розгляду є електричний привід – електропривод.

У лекційному курсі викладені питання сучасного електроприводу постійного і змінного струму. Розглянута механіка електроприводу, регулювання координат, питання динаміки розімкнених і замкнутих електромеханічних систем. При викладі питань частотного регулювання координат асинхронного електроприводу використовується принцип орієнтування по полю двигуна і векторних системах частотного регулювання координат асинхронного електроприводу. Освітлені питання енергетики та надійності регульованого електроприводу.

Сучасними автоматизованими електроприводами є складні динамічні системи, що включають різні лінійні і нелінійні елементи, що забезпечують в своїй взаємодії статичні і динамічні характеристики.

Розвиток електроприводу засновується на підвищенні економічності і надійності за рахунок подальшого вдосконалення електродвигунів, апаратів, перетворювачів, аналогових і цифрових засобів управління. На сьогоднішній день прогресивним напрямом в цьому процесі є застосування мікропроцесорів і керувальних мікропроцесорних пристроїв, що дозволяють істотно розширити функціональні можливості автоматизованого електроприводу і покращити його технічні і економічні характеристики.

Електропривод основні поняття і визначення.

1. МЕХАНІКА ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

1.1 Статичні та динамічні сили і моменти, що діють у системі електропривод - робоча машина

Механічна частина системи електропривод - робоча машина складається з ротора (якоря) електродвигуна, механічного передавального пристрою (системи передач) і виконавчого органу робочої машини, зв'язаних між собою кінематично.

Залежно від режиму роботи електродвигуна його ротор (якір) може бути джерелом або споживачем механічної енергії.

Механічний передавальний пристрій передає механічну енергію від електродвигуна до виконавчого органу робочої машини і навпаки. Крім того, за допомогою механічного передавального пристрою відбувається перетворення механічної енергії: обертальний рух перетворюється в поступальний або зворотно-поступальний, збільшується або зменшується швидкість руху і т. д. Механічними передавальними пристроями є ланцюгові, пасові, зубчасто-рейкові та інші передачі, редуктори, муфти, шатунно-кривошипні механізми та ін.

Виконавчий орган робочої машини реалізує підведену до нього механічну енергію в корисну роботу, являючись таким чином споживачем механічної енергії. Іноді він може бути і джерелом механічної енергії, віддаючи, наприклад, на вал електродвигуна енергію, запасену обертовими частинами, піднятим вгору вантажем тощо.

Робота, яку виконує електродвигун або виконавчий орган робочої машини, визначається з рівняння:

при обертовому русі:

$$W_s = \int_0^t M\omega dt; \tag{1.1}$$

при поступальному русі:

$$W_v = \int_0^t Fv dt. \tag{1.2}$$

де M - обертовий момент, Нм; ω - кутова швидкість, рад/с; F - сила, Н; v - лінійна швидкість, м/с; t - час, с.

Механічна потужність визначається як похідна роботи за часом і при обертовому русі становить:

$$P = \frac{dW_\omega}{dt} = M\omega; \tag{1.3}$$

при поступальному русі:

$$P = \frac{dW_v}{dt} = Fv. \tag{1.4}$$

Сили і моменти, що розвиваються приводним пристроєм (обертовим або лінійним електродвигуном), можуть бути рушійними або гальмівними. Рушійними вони бувають у двигунному режимі роботи, коли двигун приводить у рух виконавчий орган робочої ма-

шини, а гальмівними - у гальмівних режимах, коли виконавчий орган робочої машини є джерелом механічної енергії.

Сили і моменти статичних опорів, створюваних виконавчими органами робочої машини, поділяються на реактивні і активні.

Реактивними називають сили і моменти статичних опорів, які виникають внаслідок руху як протидія механічної ланки на рух. До них належать сили і моменти, зумовлені тертям, опором матеріалу при обробці різанням, потоку повітря у вентиляторах або рідини у насосах і т. п. Реактивні сили і моменти завжди спрямовані проти руху і при зміні напрямку руху змінюють свій знак рис.1.1. Елементи механічної системи, які створюють реактивні сили і моменти, можуть бути тільки споживачами енергії.

Активні сили і моменти статичних опорів створюються сторонніми джерелами механічної енергії і виникають у механічній системі незалежно від її руху. До них належать сили і моменти, зумовлені тяжінням, стисканням, розтягуванням і скручуванням пружних тіл, силою вітру чи потоку падаючої води. Напрямок дії активних сил і моментів не залежить від напрямку руху і при зміні останнього вони зберігають свій знак рис.1.1. Джерело активної сили або моменту може споживати або віддавати механічну енергію. Так, вантаж, переміщуваний підйомником, при підніманні споживає механічну енергію від електродвигуна, а при опусканні віддає її електродвигунові, внаслідок чого останній працює в гальмівному режимі.

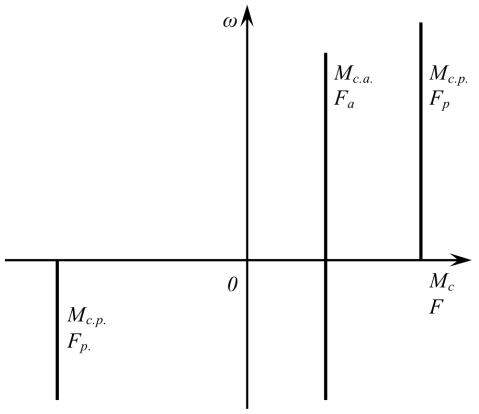


Рис. 1.1 – Залежність статичних активних та реактивних сил та моментів від напрямку обертання

Всі елементи механічної частини системи електропривод - робоча машина мають певну масу, значить, і відповідну інертність. Завдяки інертності при переході системи від одного усталеного стану до іншого виникають динамічні сили або моменти, дія яких перешкоджає зміні стану системи. Всяке порушення усталеної швидкості системи супроводжується зміною запасеної в ній кінетичної енергії. Так, при розгоні рухомі елементи накопичують кінетичну енергію, а при уповільненні руху віддають її. Тому при стрибкоподібній зміні сили чи моменту двигуна та сил або моментів статичних опорів система не може миттєво перейти від одного усталеного стану до іншого. Детальніше про це йдеться при розгляді рівнянь руху електропривода та перехідних режимів.

1.2 Зведення моментів статичного опору і моментів інерції до вала електродвигуна

Механічна частина значної кількості систем електродвигун - робоча машина має складну кінематичну схему з багатьма ланками, які рухаються з різними швидкостями. Рух окремих ланок може бути обертовим, поступальним або складним. Кожний елемент кінематичної схеми має певну пружність, а в з'єднаннях елементів наявні зазори. При теоретичному аналізі такої системи потрібно скласти рівняння руху кожного елемента з урахуванням впливу одного елемента на інший, а потім розв'язати ці рівняння разом. Розрахунок систем таким методом досить складний і проводиться в тих випадках, коли потрібна дуже висока точність (слідкуючі системи металообробних верстатів, радіотелескопів, механізми з гнучкими в'язами, довгими валами тощо).

У більшості випадків розрахунки ведуть з допущеннями, що механічна система складається з абсолютно жорстких елементів, які не деформуються і між якими немає зазорів. При такому допущенні за рухом одного елемента можна одержати інформацію про рух решти елементів системи. Найчастіше таким елементом вважають вал електродвигуна. При цьому реальну багатомасову систему замінюють найпростішою одномасовою без зазорів системою з обертальним рухом, еквівалентною в енергетичному відношенні реальній. Розрахункова схема системи зводиться до узагальненої жорсткої механічної ланки, яка має еквівалентну масу з моментом інерції J, на яку діє електромагнітний момент двигуна $M_{\text{д}}$ і сумарний зведений до вала електродвигуна момент статичних опорів $M_{\text{с}}$, до якого входять всі механічні втрати в системі.

В основу принципу зведення моментів статичних опорів до вала електродвигуна покладена рівність потужності системи до і після зведення.

При зведенні систем з обертовим електродвигуном до найпростішого вигляду можливі наступні випадки:

- зведення обертового руху до обертового;
- зведення поступального руху до обертового;

Для системи, яка складається з електродвигуна М рис.1.2, одноступеневої передачі та одного виконавчого механізму ВМ рівняння потужностей буде

$$P_2\eta = P_{\text{м}} \tag{1.5}$$

де P_2 - потужність на валу електродвигуна, Вт; $P_{\text{м}}$ - потужність, що передається на вал виконавчого механізму, Вт; η - ККД передачі.

Підставивши значення потужностей з виразу (1.3), одержимо

$$M_{\text{с}}\omega_{\text{д}}\eta = M_{\text{с.м}}\omega_{\text{м}}. \tag{1.6}$$

Звідки зведений до вала двигуна момент статичних опорів:

$$M_{\text{с}} = M_{\text{с.м}} \frac{\omega_{\text{м}}}{\omega_{\text{д}} \eta}, \qquad (1.7)$$

або

$$M_{\text{с}} = \frac{M_{\text{с.м}}}{i\eta}, \qquad (1.8)$$

де $i = \dfrac{\omega_{\text{м}}}{\omega_{\text{д}}}$ - передаточне відношення передачі.

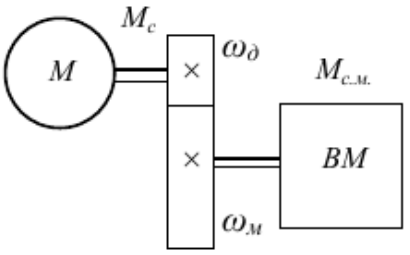


Рис. 1.2 – Залежність статичних активних та реактивних сил та моментів від напрямку обертання

Якщо в системі є наявні елементи з поступальним рухом, наприклад, у підйомних механізмах вантаж масою m піднімається із швидкістю V рис.1.3, то з врахуванням (1.4) рівняння балансу потужностей буде:

$$M_{\text{с}} \omega_{\text{д}} \eta = Fv, \qquad (1.9)$$

де F - сила тяжіння вантажу, Нм; v - швидкість руху вантажу, м/с.

Але

$$F = mg, \qquad (1.10)$$

де m - масса вантажу, кг; g - прискорення земного тяжіння, м/c^2.

Зведений до вала двигуна момент статичних опорів знаходиться за виразом:

$$M_{\text{с}} = \frac{mgv}{\omega_{\text{д}} \eta}. \qquad (1.11)$$

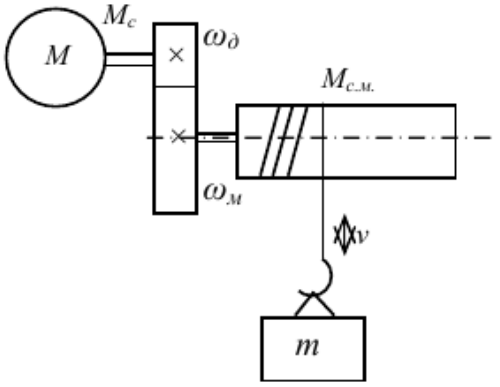


Рис. 1.3 – Кінематична схема з ланкою, що рухається поступально

При опусканні вантажу із швидкістю v двигун працює в гальмівному режимі, момент від сил тертя в механізмах теж має гальмівний характер, тому вираз зведеного моменту має вигляд:

$$M_{\text{с}} = \frac{mgv\eta}{\omega_{\text{д}}}. \qquad (1.12)$$

1.3 Рівняння руху електропривода

При роботі системи електропривод - робоча машина стан її рухомих частин обумовлений співвідношеннями між рушійними і гальмівними силами та моментами статичних опорів. Під їх дією система може рухатися рівномірно або нерівномірно. Рівномірний рух

або усталений режим роботи спостерігається при рівності рушійних і гальмівних сил і моментів. У протилежному випадку виникають інерційні сили та моменти, які спричиняють до прискорення або сповільнення системи. При цьому порушується усталена швидкість електропривода, яка супроводжується зміною кінетичної енергії, накопичуваної в системі.

Для виводу рівняння руху електропривода скористаємося рівнянням балансу потужностей в системі електропривод - робоча машина:

$$P_{\text{д}} - P_{\text{с}} = P_{\text{дин}}, \tag{1.13}$$

де $P_{\text{д}}$ - потужність, що розвивають рушійні сили, Вт; $P_{\text{с}}$ - потужність, яка витрачається на подолання корисних та шкідливих опорів у системі, Вт; $P_{\text{дин}}$ - динамічна потужність, що характеризує зміну кінетичної енергії системи, Вт.

Потужність визначається як похідна роботи по часу, тому динамічна потужність дорівнює похідній від запасу кінетичної енергії по часу:

$$P_{\text{дин}} = \frac{dA_{\text{дин}}}{dt}. \tag{1.14}$$

З курсу теоретичної механіки відомо, що запас кінетичної енергії системи, що обертається з кутовою швидкістю ω, дорівнює:

$$A = J\frac{\omega^2}{2}, \tag{1.15}$$

де J - момент інерції, кгм^2.

Якщо допустити момент інерції незмінним, то підставивши (1.15) в ((1.14), одержимо:

$$P_{\text{дин}} = J\omega\frac{d\omega}{dt}. \tag{1.16}$$

Підставимо (1.16) в (1.13)

$$P_{\text{д}} - P_{\text{с}} = J\omega\frac{d\omega}{dt}. \tag{1.17}$$

Розділивши (1.17) на кутову швидкість ω, одержимо шукіне рівняння руху:

$$M_{\text{д}} - M_{\text{с}} = M_{\text{дин}} = J\frac{d\omega}{dt}. \tag{1.18}$$

де $M_{\text{д}}$- рушійний момент, Нм; $M_{\text{с}}$- момент статичних опорів, Нм; $M_{\text{дин}}$ -динамічний момент, який виникає в системі при зміні швидкості обертання, Нм; ω - кутова швидкість обертання, рад/с; $\frac{d\omega}{dt}$ - кутове прискорення, рад/c^2.

Як відомо, електродвигуни можуть працювати у двигунному і в гальмівному режимах, тобто знак моменту двигуна може бути додатнім і від'ємним $\pm M_{\text{д}}$. Активні моменти статичних опорів також можуть змінювати свій знак, тому рівняння (1.18) матиме такий

вигляд:

$$\pm M_{\text{д}} \pm M_{\text{с}} = \pm J\frac{d\omega}{dt}. \quad (1.19)$$

Аналіз рівняння (1.19) показує, що механічна система або її окремий елемент буде прискорюватися, коли різниця моментів двигуна $M_{\text{д}}$ і статичних опорів $M_{\text{с}}$ додатня, і уповільнюватися, коли ця різниця стане від'ємною.

Високопродуктивний, надійний і економічно вигідний тільки такий виробничий агрегат, у якого приводний електродвигун має електромеханічні властивості, що відповідають характеристикам і технологічним вимогам робочої машини. Найважливішими характеристиками двигунів і робочих машин є їх механічні характеристики.

Механічною характеристикою робочої машини називають залежність моменту статичних опорів від кутової швидкості її приводного вала $M_{\text{с}}(\omega)$

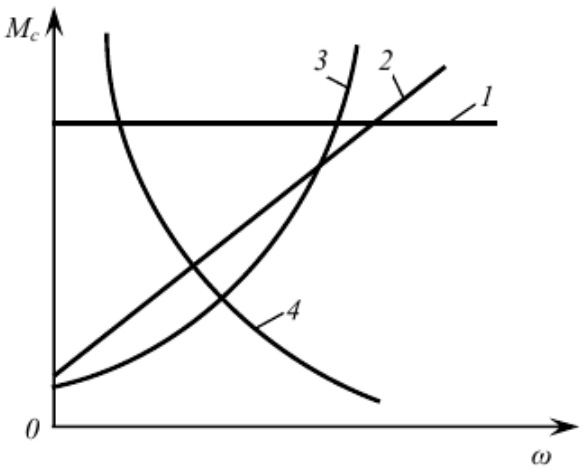


Рис. 1.4 – Механічні характеристики робочих машин

$$M_{\text{с}} = M_{\text{д}} + (M_{\text{с.ном}} - M_{\text{д}}) \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}}\right)^{x} \quad (1.20)$$

Незважаючи на різноманітність робочих машин,їх механічні характеристики орієнтовно можна і поділити на такі групи:

1. Незалежна від швидкості механічна характеристика (пряма 1, рис.1.4). При цьому x = 0 і момент опору Мс не залежить від швидкості. Такі механічні характеристики мають підйомні крани, стрічкові конвеєри, поршневі насоси, лебідки тощо.
2. Прямолінійно-зростаюча механічна характеристика (пряма 2, рис.1.4). У цьому випадку x = 1 і момент опору Мс лінійно залежить від швидкості. Таку механічну характеристику має, наприклад, генератор постійного струму з незалежним збудженням, який працює з незмінним зовнішнім навантаженням.
3. Нелінійно-зростаюча (параболічна) механічна характеристика (крива 3, рис.1.4). У цьому випадку x = 2 і момент опору Мс залежить від квадрату швидкості. Параболічні механічні характеристики мають робочі машини, що працюють за відцентровим принципом: вентилятори, відцентрові насоси, гребні гвинти тощо.
4. Нелінійно-спадаючі механічні характеристики (крива 4, рис.1.4). У цьому випадку x = - 1 і момент опору Мс обернено пропорційний швидкості, а потужність, споживана робочою машиною, залишиться сталою. Нелінійно-спадаючі механічні характеристики мають деякі токарні, розточувальні та фрезерні верстати тощо.

Механічною характеристикою електродвигуна обертального руху називають залежність кутової швидкості його вала від електромагнітного обертового моменту $\omega(M)$.

Механічні характеристики можуть бути природними і штучними. Природною механічною характеристикою електродвигуна називають залежність швидкості обертання двигуна від створюваного ним моменту при номінальних параметрах живильної мережі (номінальних значеннях напруги і частоти), номінальному магнітному потоці і при відсутності додаткових опорів у колі якоря (ротора, статора).

Якщо природна механічна характеристика не задовольняє тих або інших вимог виробничого механізму, використовують штучні механічні характеристики. Вони також являють собою залежність кутової швидкості двигуна від його моменту, але при неномінальних параметрах.

Крім механічної характеристики, в теорії електропривода є поняття електромеханічної характеристики. Електромеханічною характеристикою електродвигуна називають залежність його кутової швидкості від струму якоря $\omega(I)$.

Електродвигуни можуть працювати в двигунному режимі, приводячи в рух робочі машини, та в гальмівних режимах. Майже всі електродвигуни характеризуються тим, що у двигунному режимі роботи при збільшенні обертального моменту кутова швидкість зменшується, а в гальмівних - при збільшенні швидкості гальмівний момент зростає.

Величина зміни швидкості при зміні моменту різних двигунів неоднакова і залежить від коефіцієнта жорсткості β механічної характеристики:

$$\beta = \frac{dM}{d\omega}. \tag{1.21}$$

Для прямолінійних механічних характеристик диференціали dM і $d\omega$ можна відповідно замінити скінченними приростами ΔM і $\Delta\omega$, тоді:

$$\beta = \frac{M_1 - M_2}{\omega_1 - \omega_2} = \frac{\Delta M}{\Delta\omega}. \tag{1.22}$$

Абсолютно жорсткою (рис.1.5, пряма 1), $\beta = \infty$, називають механічну характеристику, при якій із зміною обертального моменту швидкість двигуна не змінюється. Таку характеристику мають синхронні двигуни.

Жорстка (рис.1.5, пряма 2) -механічна характеристика, коли із зміною обертального моменту в широких межах кутова швидкість двигуна змінюється дуже мало. Таку характеристику мають електродвигу-

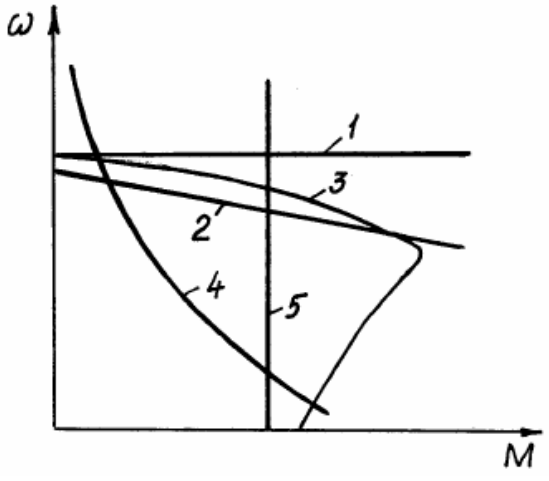


Рис. 1.5 – Механічні характеристики електродвигунів

ни постійного струму незалежного (паралельного) збудження та асинхронні двигуни, що працюють при ковзаннях, менших від критичного (рис.1.5, крива 3).

М'якою (рис.1.5, крива 4) називають механічну характеристику, де невелика зміна обертального моменту викликає значну зміну швидкості двигуна (електродвигуни постійного струму послідовного збудження).

Абсолютно м'якою (рис.1.5 пряма 5) називають механічну характеристику, коли момент двигуна при зміні швидкості залишається сталим $\beta = 0$. Таку характеристику мають електродвигуни постійного струму незалежного збудження при живленні їх від джерела струму або при роботі в замкнених системах ЕП в режимі стабілізації струму якоря.

Жорсткі і м'які механічні характеристики мають від'ємний коефіцієнт жорсткості, тобто $\beta < 0$. На неробочій частині характеристики асинхронного двигуна при ковзаннях, більших від критичного, коефіцієнт $\beta > 0$.

2. СИСТЕМИ ДИСКРЕТНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

2.1 Типові вузли та схеми керування двигуном постійного струму

Принципи побудови релейно-контакторних схем керування двигуна постійного струму (ДПС)

Разом з розширенням застосування безконтактних систем керування електроприводами, у промисловості в експлуатації знаходяться схеми релейно-контакторного керування, вживані в основному для розімкнених систем регулювання. Ці схеми виконують функції: автоматичного пуску, узгодження роботи на необхідних ступенях швидкості, гальмування, реверсу, захисту в аварійних ситуаціях, узгодженням роботи декількох електроприводів шляхом взаємних блокувань та інші. Перевагами цих схем є: простота розрахунків і проектування; обслуговування і наладка не вимагає участі персоналу високої кваліфікації.

Недоліки релейно-контакторних схем керування:

- надмірне зростання складності при підвищенні вимог до електроприводів в частині якості керувань;
- громіздкість, надмірна вага і вартість станцій керування для двигунів середньої і великої потужності;
- неможливість експлуатації в пожежо–вибухонебезпечних середовищах;
- низька точність підтримки заданих режимів при зовнішніх збуреннях.

Не дивлячись на вище перераховані недоліки, системи релейно-контакторного керування знайшли широке застосування в електроприводах, до яких не пред'являються жорсткі вимоги відносної точності в динамічних режимах.

Схеми пуску ДПС призначені для автоматизації цього процесу, обмеження пускових струмів, виключення помилок при пуску.

Пуск ДПС паралельного або незалежного збудження здійснюється з резистором, який включено в коло якоря. Резистор необхідний для обмеження пускового струму. По мірі розгону двигуна пусковий резистор по ступеням виключатися. Коли пуск (розгін) закінчиться резистор буде повністю виведено з кола, двигун буде працювати на природній характеристиці рис.2.1

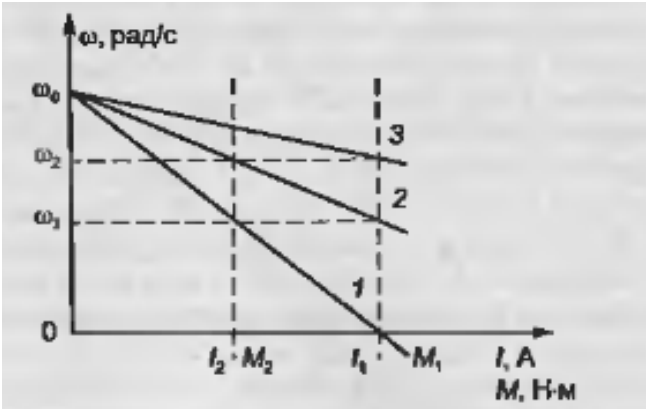


Рис. 2.1 – Механічні характеристики ДПС паралельного збудження (ω - кувота швидкість обертання, I_1, M_1 - пікові значення струму та моменту, I_2, M_2 - значення струму та моменту переключення)

На рис.2.2 пускова діаграма ДПС з трьома ступенями пускового реостата. З розглянутої діаграми виходить, що виключення резисторів у міру розгону повинне

здійснюватись при певній кутовій швидкості двигуна (ω_1, ω_2, ω_3), визначеному струмі I_1, I_2 і через визначені проміжки часу t_1, t_2, t_3. Очевидно, що керування пуском здійснюють у функції швидкості, струму і часу. Іноді у функції шляху (рідко).

Схеми гальмування ДПС для режимів динамічного гальмування або противмикання будуються з використанням принципів струм

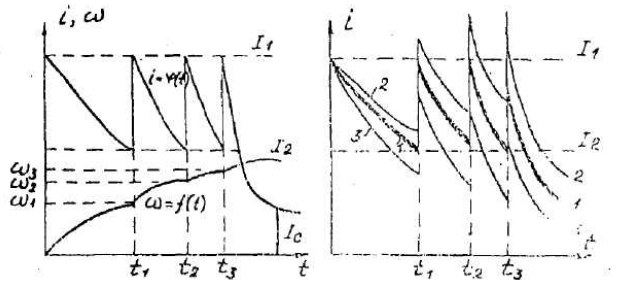


Рис. 2.2 – Криві вимірів струму і швидкості при триступеневому пуску ДПС у функції часових для розрахункового (1) завищеного (2) і заниженого (3) навантаження на валу двигуна

Схеми рис.2.3 – рис.2.5 призначені для автоматичного пуску (кнопка SB1) двигуна постійного струму паралельного (незалежного) збудження у функції швидкості (ЕРС) – рис.2.3 , струму – рис.2.4 , часу – рис.2.5 і динамічного гальмування по команді «Стоп» здійснюється кнопкою SB2. У схемі передбачене ручне регулювання потоку машини Rв, нульової КМ і максимально-струмовий КА захист. Обмеження пускових струмів здійснюється резисторами R1, R2, R3, включеними послідовно в якірне коло і шунтованими у міру розгону двигуна залежно від прийнятого принципу керування пуском. Схеми рис.2.3 і рис.2.5 здійснюють динамічне гальмування по команді «Стоп» (кнопка SB2). Обмотки збудження LM машин зашунтировані розрядними резисторами Rр, що знімають перенапругу при комутації.

Керування пуском двигуна у функції кутової швидкості (ЕРС)

Керування у функції кутової швидкості передбачає шунтування пускових реостатів при досягненні швидкістю двигуна заздалегідь заданих розрахунковиих значень. Контроль кутової швидкості в таких схемах здійснюється відцентровими реле (рідко) або тахогенераторами. Найбільш поширеними є схеми з вимірюванням кутової швидкості непрямим шляхом – для машин постійного струму – вимірюванням ЕРС двигуна рис.2.3. Таке вимірювання здійснюється контакторами і реле KV1, KV2 і KV3 що спрацьовує при визначеному значенні ЕРС і шунтуючі пускові резистори в необхідній послідовності. На схемі рис.2.3 котушки контакторів KV1, KV2 і KV3 ма-

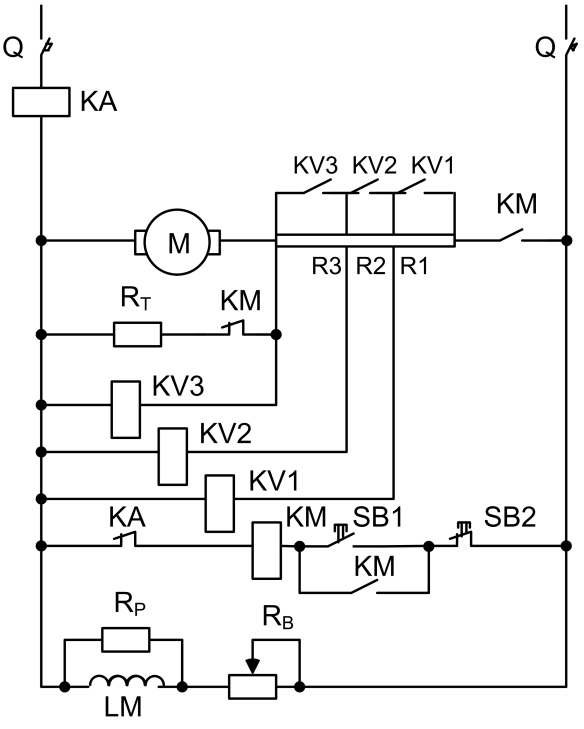


Рис. 2.3 – Схема автоматичного пуску ДПС в функції швидкості (ЕРС)

ють однакову напругу втягування, але за рахунок підключення їх до пускових резисторів досягається спрацьовування їх при заданих швидкостях двигуна (ω_1, ω_2, ω_3) Після закінчення пуску вони виявляються включеними на однакову напругу мережі.

Керування пуском двигуна у функції струму

Схеми побудовані за принципом струму, містять вимірювачі струму, виконані найчастіше, у вигляді одного або декількох струмових реле. Схеми з декількома струмовими реле дозволяють здійснити закони зміни швидкості будь-якої необхідної складності, проте, такі схеми дорожчі і значно складніші в налагоджені. На рис.2.4 наведена схема з одним струмовим реле КА2, включені безпосередньо в якірне коло. Розмикаючі контакти КА2, які включені послідовно з контакторами прискорення К1, К2, і К3. Кожен з тих контактів К2, що розмикають, шунтуються замикаючими контакторами контакторів прискорення. При пуску машини кнопкою SB1 і спрацьовуванні лінійного контактора КМ – реле КА2 спрацьовує від пускового струму, роблячи неможливим включення контакторів прискорення К1, К2, і К3. У міру розгону, струм якірного кола падає, що призводить до відпуску реле КА2 і замиканню його розмикаючих контактів. При цьому включається перший контактор прискорення К1, шунтуючи своїми замикаючими контакторами: резистор R1, контакт КА2, що розмикає, у колі К1, і подготовлюючи до включення коло контактора К2. Після шунтування резистора R1 струмове реле КА2 спрацьовує, блокуючи своїм розмикаючим контактом включення контактора К2. У міру розгону на ступенях R2 і R3 струм знижується, що приводить до повторного відпуску реле КА2 і включенню контактора прискорення К2. Аналогічно включається контактор К3, переводять двигун на природну характеристику. Недолік схем, які побудовані за принципом струму: збільшення статичного моменту при пуску вище розрахункового, що спотворює пускову діаграму. Струм при цьому може тривалий час перевищувати значення I2, при якому відбувається відпускания реле КА2. Тому пусковий резистор виявляється не вимкненим, що може привести до його перегрівання, оскільки він не розрахований на тривалу роботу.

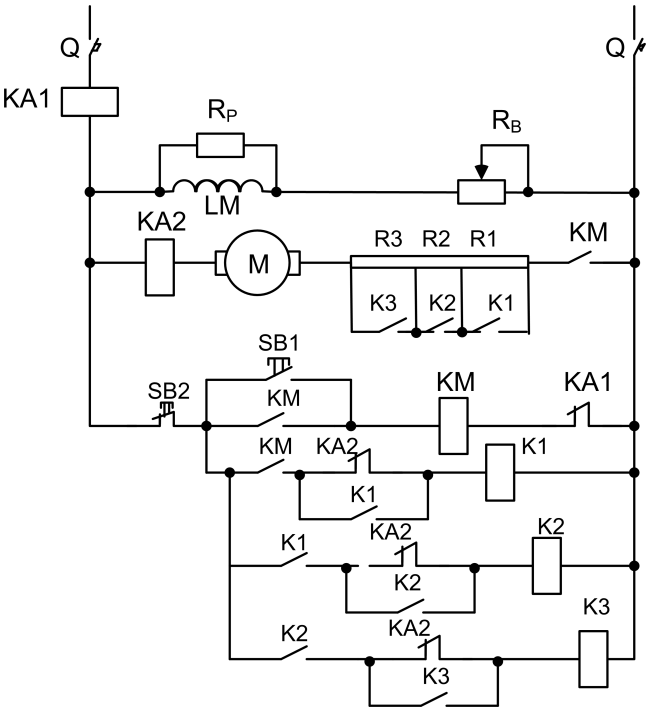


Рис. 2.4 – Схема автоматичного пуску ДПС в функції струму

Керування пуском двигуна у функції часу

Пускові діаграми $\omega = f(t)$ і$i = f(t)$ приведені на рис.2.2 показують, що шунтування ступенів пускового резистора повинне відбуватися через визначенні проміжки часу. Перший ступінь R1 повинен бути виведений через час t1 після початку пуску, другий ступінь R2 – через t2 і т.д. Необхідна витримка часу кожного реле часу визначаються на підставі пускової діаграми (рис.2.2). Реле часу керують контакторами прискорення після закінчення витримки часу незалежно від того, який струм проходить через двигун і до якої швидкості він розганяється. Тому, при змінному навантаженні доводиться встановлювати витримки часу, відповідні нормальним умовам пуску при деякому середньому навантаженні. Крива 1 (рис.2.2) показує залежність струму при пуску двигуна у випадку збігу розрахункового і діючого навантажень. При пуску із збільшеною щодо розрахунковому навантаженню (крива 2) машина не розгониться до розра-хункової кутової швидкості $\omega 1$, а струм не знижується до значення I2 тому кидок струму після шунтування виявляється вищен розрахункового, таке ж явища буде спостерігатися і на подальших пускових ступенях. При цьому час пуску зберігається, а середній пусковий струм (момент) збільшується. Зменшення навантаження у порівнянні з розрахунковою (крива 3 рис.2.2) – призводить до зворотного, тобто зменшенню середнього пускового моменту при незмінному часі пуску. Переваги схем побудованих за принципом часу: відсутність небезпеки тривалої роботи двигуна з неповною кутовою швидкістю; простота та надійність в роботі; використання однотипних реле часу; надійність роботи при різких змінах навантаження при пуску (при значному зростанні навантаження вище розрахункового – ДПС відключається максимальним захистом). Вказані переваги зумовили широке застосування схем пуску, побудованих за принципом часу із застосуванням електромагнітних, електронних та пневматичних реле часу.

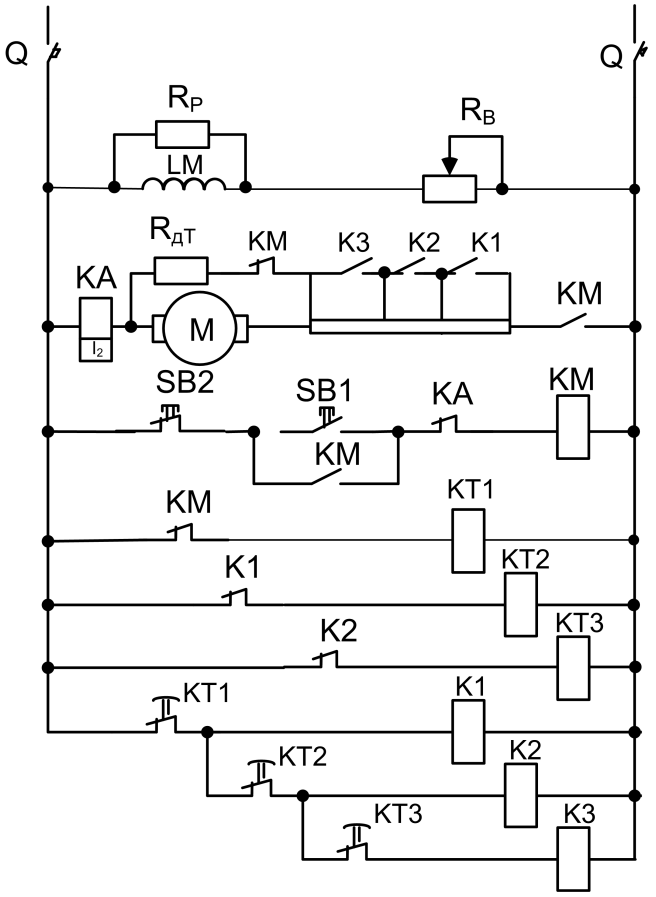


Рис. 2.5 – Схема автоматичного пуску ДПС в функції часу

Схеми гальмування двигунів постійного струму

Динамічне гальмування ДПС здійснюється із застосуванням схем, працюючих у функції кутової швидкості (ЕРС) або часу. На рис.2.6,а представлена схема гальмування ДПС

у функції швидкості (ЕРС).

При відключенні контактора КМ, останній замикає свій контакт в колі реле гальмування К1, останій спрацьовує і замикає свій контакт в колі контактора К2, який своїм контактом включає якір двигуна на резистор Rдт. Гальмування в такій схемі здійснюється до деякої мінімальної кутової швидкості, при якій реле К1 розімкне свій контакт в колі контактора К2. Подальше гальмування здійснюється під дією статичного моменту. Найбільша ефективність гальмування досягається при повному магнітному потоці двигуна і оптимальною величиною Rдт. При динамічному гальмуванні у функції часу (рис.2.6,б) реле часу повинно забезпечити витримку часу, необхідного для установки двигуна. Оскільки момент двигуна при динамічному гальмуванням прямопропорційний кутової швидкості, ефективність гальмування у міру її зниження зменшується, що викликає збільшення часу гальмування. Зменшення часу гальмуванні досягається включенням додаткових гальмівних ступенів, при відключенні яких збільшується струм гальмування. Гальмування противмиканням застосовується в реверсивних електроприводах, де за гальмуванням часто проводиться пуск у зворотному напрямі. При такому гальмуванні струм двигуна може різко зростати, оскільки його ЕРС діє згідно з напругою мережі. Для обмеження струму послідовно з пусковими резисторами включають резистор противмикання, а для його шунтування – реле противмикання KV (рис.2.6,в).

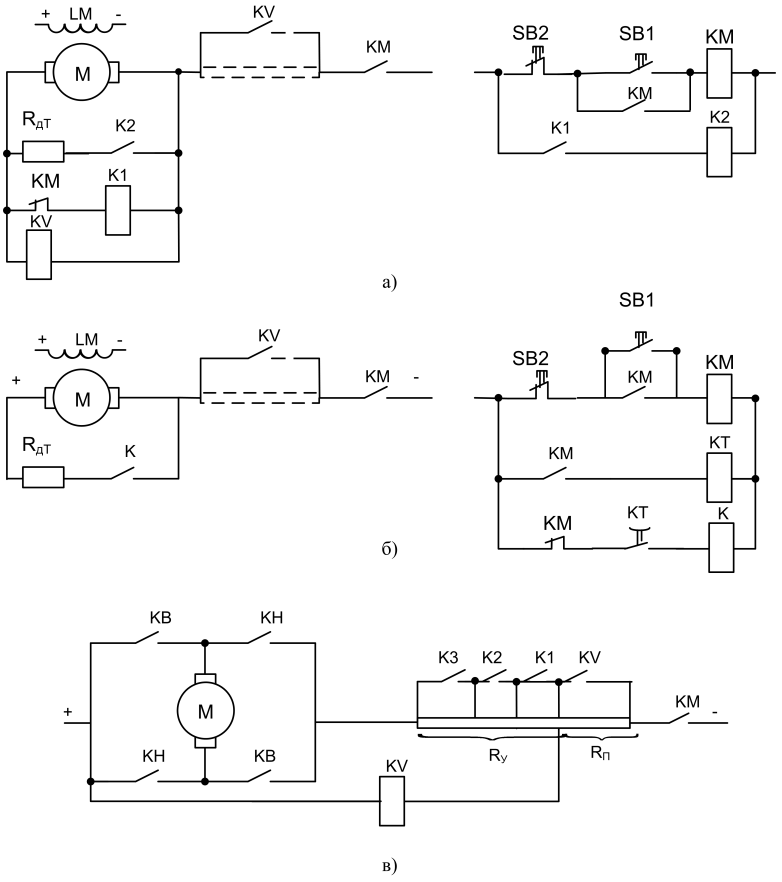


Рис. 2.6 – Схема автоматичного гальмування ДПС

2.2 Типові вузли та схеми керування асинхронним двигуном

Керування асинхронним електродвигуном з короткозамкненим ротором

Одна з поширених схем управління не реверсивним асинхронним електродвигуном з короткозамкненим ротором (АДКР) приведена на рис.2.7

Для пуску включається автоматичний виключатель QF там самим подіється напруга на силове коло схемі и коло керування.

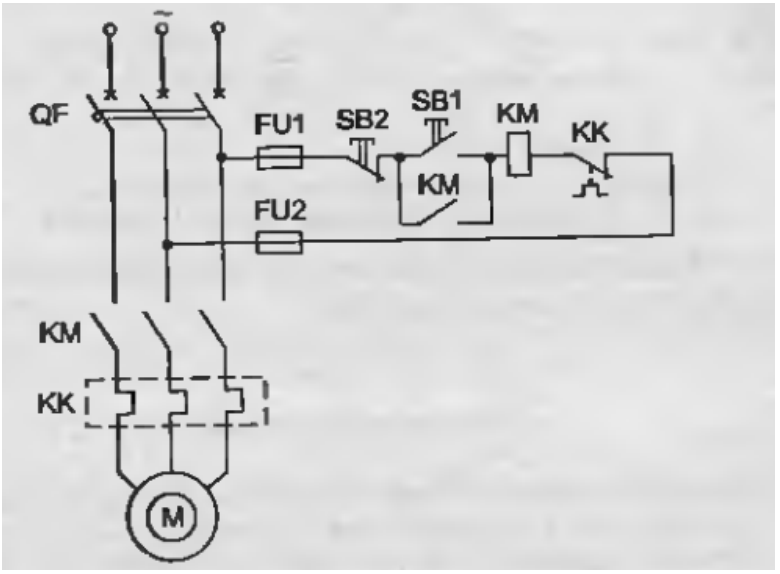


Рис. 2.7 – Схема керування АДКР з нереверсивним пускачем

При натисканні пускової кнопки «ПУСК» SB1 замикається коло живлення котушки магнітного пускача (контактора) КМ. Спрацьовує, пускач силовими контактами КК підключає електродвигун до мережі, а блок-контактом КМ шунтує пускову кнопку, забезпечуючи нульовий захист від повторного самозапуску електродвигуна при короткочасному зникненні або значному зниженні напруги мережі. Повторне включення пускача після відновлення напруги мережі можливо тільки після натискання кнопки SB2. Відключення електродвигуна виробляється натисканням кнопки «СТОП» SB2, що розриває коло котушки пускача.

На рис.2.8 приведена схема керування (АДКР) з реверсивним магнітним пускачем.

Схема дозволяє виконати прямий пуск двигуна, та змінювати напрям обертання ротора, реверс. Пуск двигуна виконується вмиканням автоматичного вимикача QF та натисканням пускової кнопки «ПУСК» SB1, внаслідок чого замикається коло живлення котушки магнітного пускача (контактора) КМ1,та замикаються його силові контакти і статор двигуна підключається до мережі. Для реверса двигуна необхідно, нажати кнопку SB3, що призведе к від-

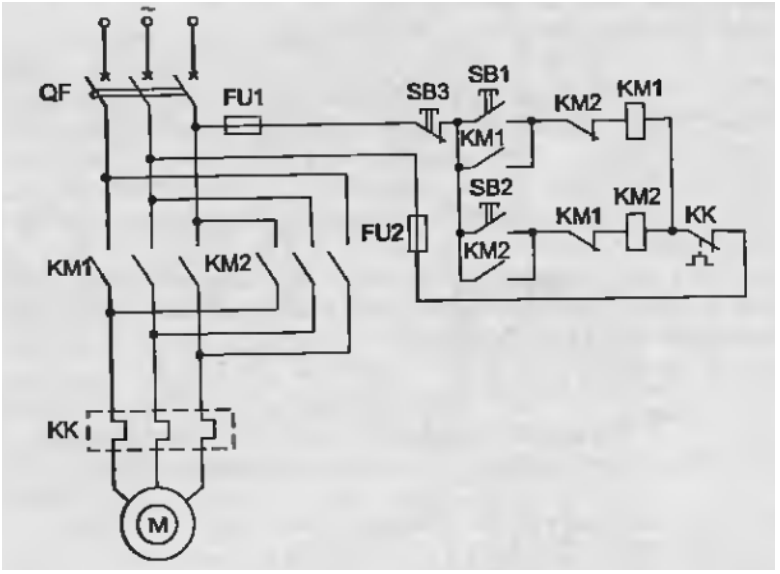


Рис. 2.8 – Схема керування АДКР з реверсивним пускачем

ключенню контактора КМ1, після
чого нажати кнопку SB2, що призведе до включення контактора КМ2.

Таким чином, двигун підключається до мережі з зміненим порядком чередування фаз, що призводить до зміни напряму його обертання. В схемі використане блокування від можливого помилкового включення контакторів КМ2 і КМ1 за допомогою розмикаючих контактів КМ2, КМ1. Відключення двигуна від мережі виконується кнопкою SB3 та автоматичним вимикачем QF.

Вузли та схеми гальмування асинхронного електродвигуна

Динамічне гальмування здійснюється відключенням двигуна від мережі трифазного струму та підключенням обмоток статора к мережі постійного струму. Магнітний потік в обмотках статора взаємодіє з струмом ротора, та створює гальмівний момент.

На рис.2.9 приведена схема прямого пуску асинхронного двигуна з динамічним гальмуванням в функції часу. Двигун запускається за допомогою контактора КМ1. Одночасно замикається коло живлення реле часу КТ (при включеному автоматичному вимикачі QF), так як блок-контакт КМ1 в колі реле часу замикається. Контакт реле часу замкнеться, але контактор КМ2 не отримає харчування, оскільки розімкнеться контакт контактора КМ1 в колі контактора КМ2.

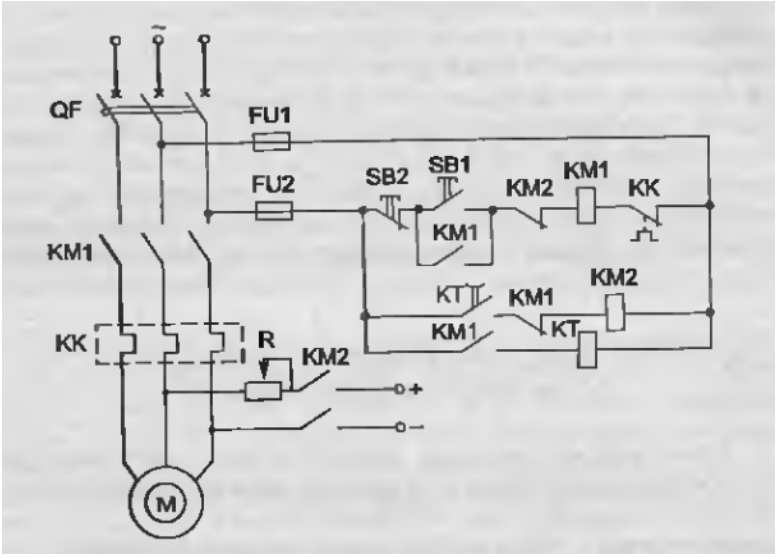


Рис. 2.9 – Схема керування АДКР з динамічним гальмуванням в функції часу

Для зупинки двигуна натискається кнопка SB2 «Стоп». Контактор КМ1 знеструмлюється, розмикаючи свої контакти в силовому колі двигуна. Одночасно з цим замикається контакт КМ1 в колі контактора КМ2, внаслідок чого контактор КМ2 спрацьовує і замикає свої силові контакти в колі постійного струму. Обмотка статора двигуна відключається від трифазної мережі і підключається до мережі постійного струму. Двигун переходить в режим динамічного гальмування. У схемі застосовано реле часу з витримкою часу при розмиканні. При швидкості, близькій до нуля, контакт КТ розмикається, внаслідок чого контактор КМ2 знеструмлюється і двигун відключається від мережі.

Інтенсивність гальмування регулюється за допомогою резистора R. В схемі застосоване блокування за допомогою розмикаючих контактів КМ1 і КМ2 для неможливості включення статора двигуна одночасно в мережу постійного і трифазного струму.

Керувати динамічним гальмуванням можна в функції швидкості за допомогою реле

контролю швидкості SR.

На рис.2.10 приведена схема керування асинхронним двигуном з динамічним гальмуванням в функції швидкості. Включається автоматичний вимикач QF і за допомогою контактора KM1 двигун запускається. Для гальмування натискається кнопка SB2 «Стоп». Контактор KM1 знеструмлюється, так як контакт реле контролю швидкості замикається при пуску двигуна, а розмикає контакт замикається при відключенні контактора KM1. Контактор KM2, спрацьовує, замикає свої контакти. Статор двигуна відключається від мережі трифазного струму і підключається до мережі постійного струму. При швидкості, близькій до нуля, контакт SR розмикається і двигун відключається від мережі.

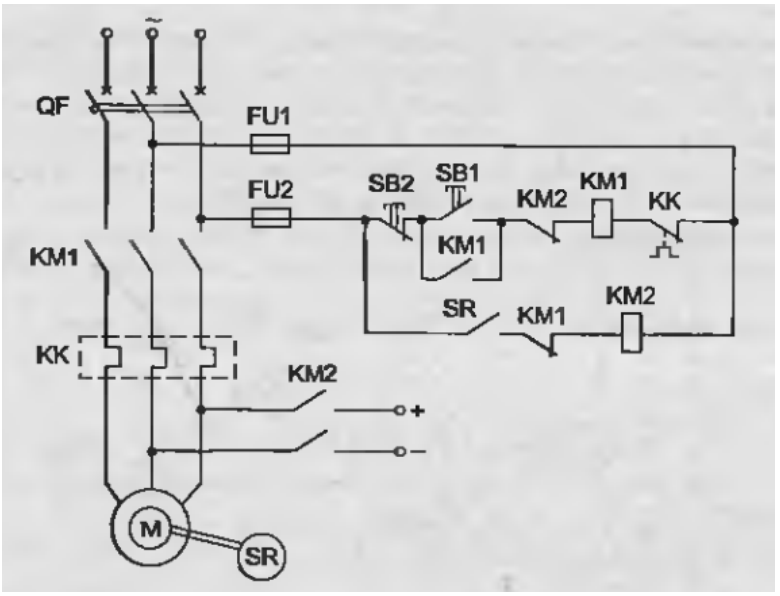


Рис. 2.10 – Схема керування АДКР з динамічним гальмуванням в функції швидкості

Гальмування противмиканням асинхронного двигуна здійснюється шляхом зміни порядку чередування фаз, але при швидкості, близькій до нуля, необхідно відключити двигун від мережі. Управління гальмуванням здійснюється в функції швидкості двигуна, причому швидкість контролюється за допомогою реле контролю швидкості.

На рис.2.11 приведена схема керування асинхронним двигуном з гальмуванням противмиканням. Вона працює в такий спосіб. Подача напруги на схему здійснюється включенням автоматичного вимикача QF. Для пуску електродвигуна використовується кнопка SB1 і контактор KM1. Одночасно замикається контакт SR реле контролю швидкості, але контактор KM2 не включений, так як при включенні контактора KM1 розмикається його контакт в колі контактора KM2. Для гальмування нати-

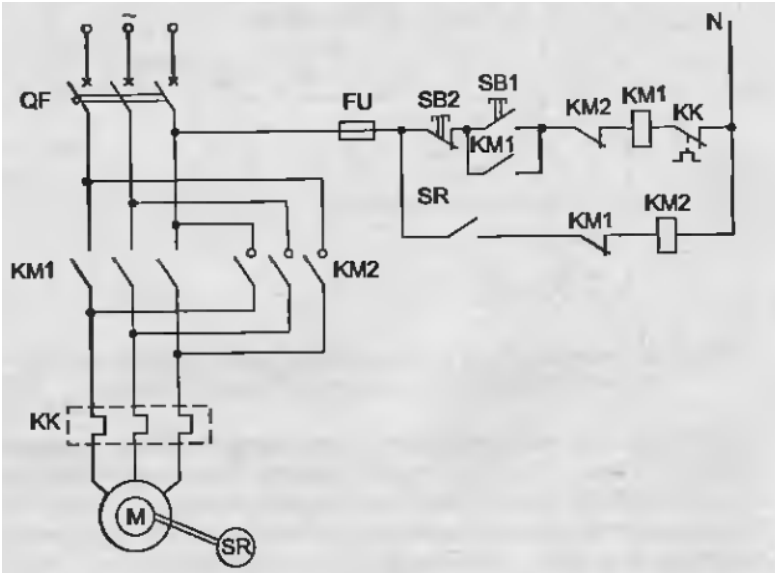


Рис. 2.11 – Схема керування АДКР з гальмуванням противмиканням

скається кнопка SB2 «Стоп», контактор КМ1 втрачає живлення, внаслідок чого замикається контакт КМ1 в колі контактора КМ2, який, підключає двигун до мережі зі зміною порядку чередування фаз. Відбувається гальмування двигуна в режимі противовключения. При швидкості, близькій до нуля, контакт SR. реле контролю швидкості розмикається і відключає контактор КМ2. Двигун зупиняється. Схема має електричне блокування, щоб неможливо було одночасно включити контактори КМ2 і КМ1.

Вузли та схеми керування асинхронним двигуном з фазним ротором

Пуск двигуна з фазним ротором здійснюється з введеними резисторами в колі ротора. Резистори в колі ротора служать для обмеження струмів не тільки в процесі пуску, але і при реверсі, гальмуванні, а також при зниженні швидкості.

У міру розгону двигуна для підтримки прискорення приводу резистори виводяться. Коли пуск закінчиться, резистори повністю шунтуються, і двигун перейде працювати на природну механічну характеристику.

На рис.2.12 приведена схема асинхронного двигуна з фазним ротором, де за допомогою релейно-контакторною апаратури здійснюється пуск двигуна в два ступені, причому напруга подається одночасно на силові кола і кола керування за допомогою вимикача QF.

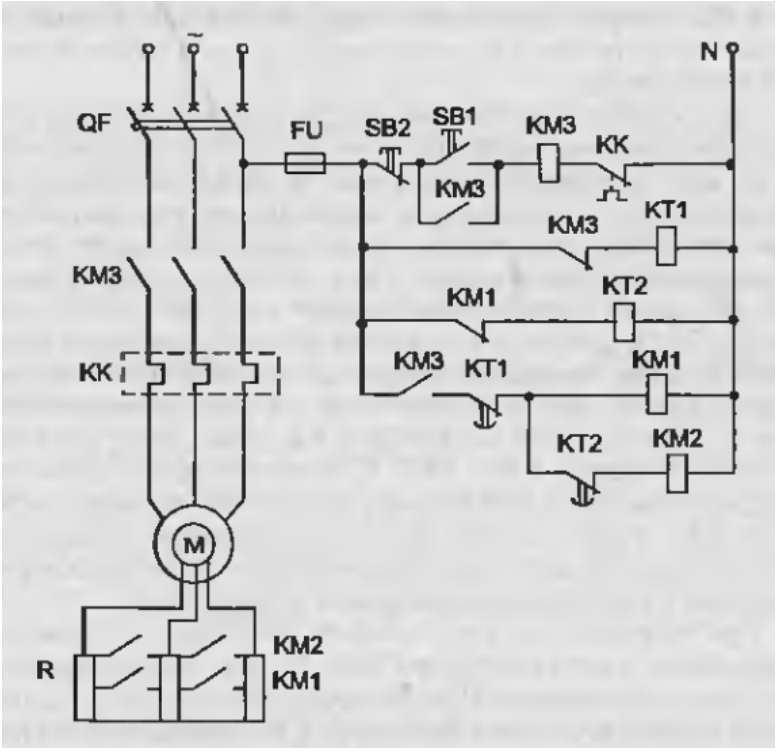


Рис. 2.12 – Схема пуску двигуна з фазним ротором

Керування двигуном здійснюється в функції часу. При подачі напруги в коло управління реле часу КТ1, КТ2 спрацьовують і розмикають свої контакти Далі натискається кнопка SB1. Це призводить до спрацьовування контактора КМ3 і пуску двигуна з резисторами, введеними в коло ротора, так як контактори КМ 1 і КМ2 живлення не отримують. При включенні контактора КМ3 реле КТ1 втрачає живлення і замикає свій контакт в колі контактора КМ1 через проміжок часу, рівний витримці часу реле КТ1. Після закінчення зазначеного часу включається контактор КМ1, що шунтує першу пускову ступінь резисторів. Одночасно розмикає контакт КМ1 в колі реле КТ2 розмикається, реле КТ2 втрачає живлення і з витримкою часу замикає свій контакт в колі контактора КМ2, який спрацьовує через проміжок, рівний витримці часу реле КТ2,

і шунтирует другу ступінь резисторів в колі ротора.

Схема керування асинхронним двигуном з фазним ротором в функції струму представлена рис.2.13 Для контролю пуску по струму застосовують струмові реле, які спрацьовують при пусковому струмі і відпадають при мінімальному струмі перемикання. Схема передбачає пуск двигуна і його захист без реверсування і гальмування. Пуск двигуна здійснюється при включенні в колі автоматичного вимикача QF і контактора КМ3, причому в колі ротора повністю введені пускові резистори. Блокувальні контакти контактора КМ3 шунтируют кнопку SB1 і створюють коло живлення блокувального реле KL. Замикаючий контакт реле KL подає живлення на контактори прискорення КМ1, КМ2. Власний час спрацьовування реле струму КА1 і КА2 менше, ніж відповідних контакторів КМ1 і КМ2, тому реле струму спрацьовує раніше, ніж відповідний контактор прискорення, і пуск двигуна здійснюється з резисторами, введеними в коло ротора.

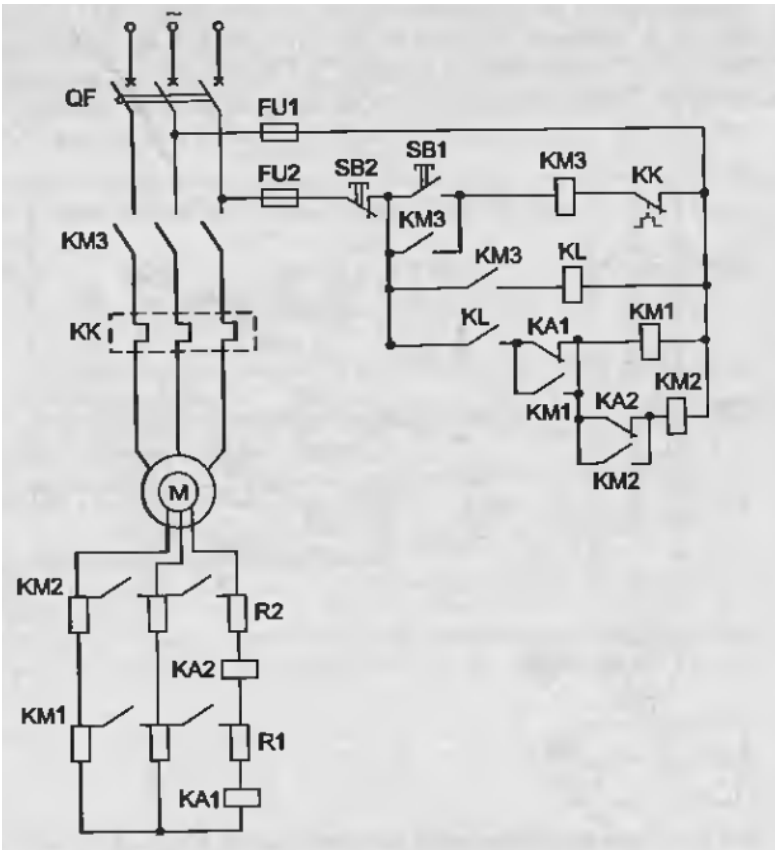


Рис. 2.13 – Схема пуску двигуна з фазним ротором в функції струму

При пусковому струмі реле струму КА1 спрацьовує і розмикає свій контакт в колі контактора КМ1. По мірі розгону двигуна струм ротора зменшується. При струмі перемикання реле КА1 відпадає і контакт КА1 в колі контактора КМ1 замикається, що призводить до спрацьовування контактора КМ1, який своїми контактами шунтує перший ступінь пускового резистора і реле КА1. Одночасно замикається блокувальний контакт КМ1, що ставить котушку контактора КМ1 на саможивлення при розмиканні контакту КА1. При шунтуванні першої пускової ступені резистора струм зростає до максимального значення, що призводить до спрацьовування реле КА2, перешкоджаючи включенню контактора КМ2. У міру розгону двигуна струм знову зменшується до мінімального значення, реле КА2 відпадає, який розмикає контакт КА2 замикається, створюючи коло живлення катушки КМ2. При цьому шунтируется другий ступінь пускового резистора. Зупинити двигун можна натисканням кнопки SB2 «Стоп», в результаті чого знеструмлюється контактор КМ3 і двигун відключається від мережі.

Схема пуску асинхронного двигуна з фазним ротором в функції часу і динамічним

гальмуванням в функції швидкості показана на рис.2.14.

Схема працює в такий спосіб. Чи включаються автоматичні вимикачі QF1 і QF2, в результаті чого реле часу КТ отримує живлення і розмикає свій контакт в колі контактора КМ1. Для запуску двигуна натискається кнопка SB1 «Пуск», що призводить до спрацьовування контактора КМ3 і запуску двигуна з резисторами в колі ротора. Одночасно розмикає контакт контактора КМ3 відключає реле часу від мережі, але контактор КМ1 не спрацьовує, оскільки розмикає контакт КТ замикається з витримкою часу. Після закінчення витримки часу реле КТ контакт КТ замикається, що призводить до спрацьовування контактора КМ1, контакти якого замикаються і шунтують резистори в колі ротора, в результаті чого двигун переходить працювати на природну механічну характеристику. Для переводу асинхронного двигуна в режим динамічного гальмування натискається кнопка SB2 «Стоп». Контактор КМ3 знеструмлюється, розмикає свій контакт в колі контактора КМ1 і замикає контакт в колі контактора КМ2. Контактор КМ2 спрацьовує, тому що контакт реле контролю швидкості SR замкнутий. Внаслідок цього обмотка статора відключається від трифазної мережі і підключається до постійного струму. Одночасно контактор КМ1 знеструмлюється, розмикає свої контакти і в колі ротора вводиться резистор R.

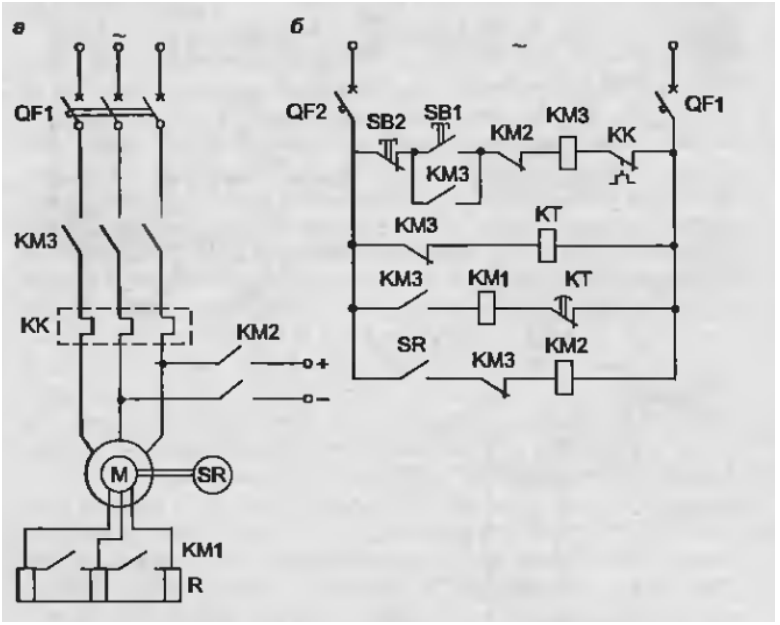


Рис. 2.14 – Схема пуску двигуна з фазним ротором в одну ступінь в функції часу і динамічного гальмування в функції швидкості: а - силове коло; б- коло керування

При швидкості, близькій до нуля, контакт реле контролю швидкості SR розмикається, контактор КМ2 знеструмлюється і розмикає свої контакти. Двигун відключається від мережі постійного струму. Схема приходить в початкове положення.

2.3 Типові вузли та схеми керування синхронним двигуном

Синхронні двигуни отримали широке поширення в промисловості для електроприводів, що працюють з постійною швидкістю (компресорів, насосів і т.д.). Останнім часом, внаслідок появи перетворювальної напівпровідникової техніки, розробляються керовані синхронні електроприводи.

Синхронний двигун трохи складніше, ніж асинхронний, але має низку переваг, що дозволяє застосовувати його в ряді випадків замість асинхронного. До таких переваг належать:

- можливість роботи двигуна з випереджаючим зі $cos\phi$, завдяки чому підвищується $cos\phi$ підприємства в цілому і зменшується потужність компенсуючих пристроїв;
- менша чутливість до коливань напруги в мережі;
- висока перевантажувальна здатність і ін.

Можливі такі способи пуску синхронного двигуна: асинхронний пуск на повну напругу мережі і пуск на знижену напругу через реактор або автотрансформатор.

Схема збудження синхронного двигуна з глухоподключенним збудником (рис.2.15, а) досить проста і може застосовуватися в тому випадку, якщо пускові струми не викликають падіння напруги в мережі більше допустимого і статистичний момент навантаження $M_{stat} \leq 0,4M_{nom}$

Асинхронний пуск синхронного двигуна відбувається приєднанням статора до мережі. Двигун розганяється як асинхронний до швидкості обертання, близької до синхронної. В процесі асинхронного пуску обмотка збудження замикається на розрядний опір (рис.2.15, б), щоб уникнути пробою обмотки збудження при пуску, так як при малій швидкості ротора в ній можуть виникнути значні перенапруги. При швидкості обертання, близької до синхронної, спрацьовує контактор КМ (коло живлення контактора на схемі не показана), обмотка збудження відключається від розрядного опору і підключається до якоря збудника. Пуск закінчується.

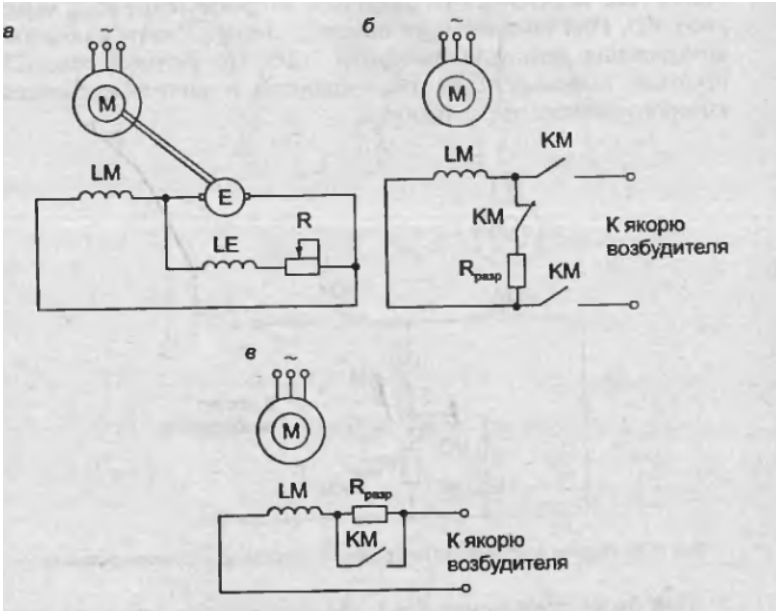


Рис. 2.15 – Типові вузли схем збудження синхронного двигуна

Розроблено також системи тиристорного збудження. Якщо пуск відбувається на знижену напругу, то при «легкому» пуску збудження подається до включення обмотки статора на повну напругу, а при «важкому» пуску подача збудження відбувається при повній на-

прузі в колі статора.

Можливе підключення обмотки збудження двигуна до якоря збудника послідовно з розрядним опором (рис.2.15, в).

Процес подачі збудження синхронного двигуна автоматизується двома способами: у функції швидкості і в функції струму.

На схемі, наведеній рис.2.16, подача збудження синхронного двигуна здійснюється за допомогою електромагнітного реле постійного струму КТ (реле часу з гільзою). Котушка реле включається на розрядний опір Rрозр через діод VD. При підключенні обмотки статора до мережі в обмотці збудження двигуна наводиться ЕРС. За котушці реле КТ проходить випрямлений струм, амплітуда і частота імпульсів якого залежать від ковзання.

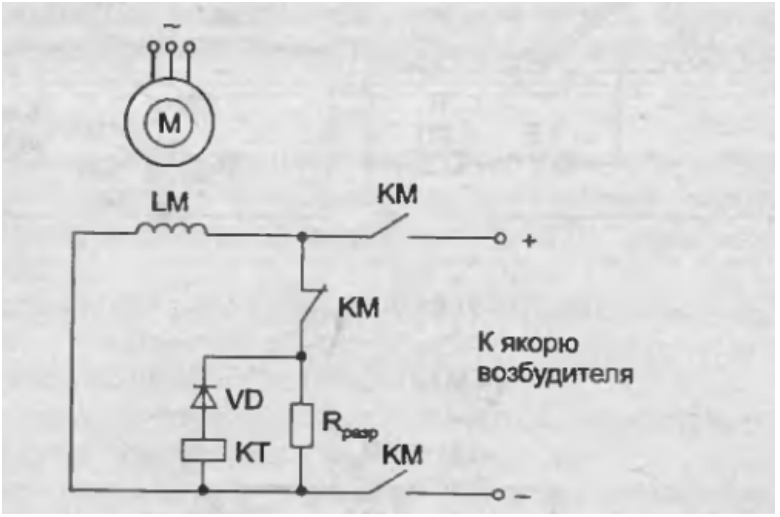


Рис. 2.16 – Подача збудження на синхронний двигун в функції швидкості

При пуску ковзання $S = 1$. У міру розгону двигуна воно зменшується і інтервали між випрямленими півхвилю струму зростають; магнітний потік поступово знижується. При швидкості, близької до синхронної, магнітний потік реле встигає досягти значення потоку відпадання реле в момент, коли через реле КТ струм не проходить. Реле втрачає живлення і своїм контактом створює коло живлення контактора КМ (на схемі коло живлення контактора КМ не відображено).

Розглянемо контроль подачі збудження у функції струму за допомогою реле струму. При пусковому струмі спрацьовує реле струму КА (рис.2.17, а) і розмикає свій контакт в колі контактора КМ2 (рис.2.17, б).

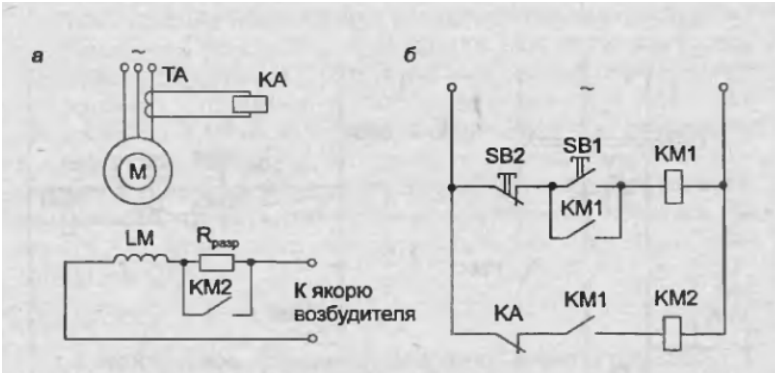


Рис. 2.17 – Подача збудження на синхронний двигун в функції струму

При швидкості, близької до синхронної, реле КА відпадає і замикає свій контакт в колі контактора КМ2. Контактор КМ2 спрацьовує, замикає свій контакт в колі збудження машини і шунтирует резистор Rрозр.

Схема прямого пуску синхронного двигуна напругою до 1000 В

Асинхронний пуск синхронного двигуна здійснюється при включенні автоматичних вимикачів QF1, QF2 і спрацьовуванні контактора КМЗ (рис.2.18, а, б). При цьому реле форсировки КУ спрацьовує і замикає свої контакти, що призводить до спрацьовування контактора форсування КМ1. Контакт КМ1 розмикається, і в коло обмотки збудження вводиться резистор Rрозр. Чи включаються червона і зелена сигнальні лампи, що вказує на приєднання двигуна до мережі, але збудження ще не подано.

При пусковому струмі спрацьовує реле максимального струму КА. Своїм замикаючим контактом воно подає живлення реле часу КТ1. Контакт КТ1 замикається, що призводить до спрацьовування реле часу КТ2, але контактор КМ2 не включений, оскільки контакт КТ1 розмикається, а контакт КТ2 замикається. При швидкості двигуна, близькою до синхронної, реле КА розмикає свій контакт в колі контактора КТ1; при цьому коло живлення контактора КМ2 виявиться замкнутої, так як контакт КТ2 розмикається з витримкою часу. Контактор КМ2 спрацьовує, шунтує розрядний резистор Rрозр в обмотці збудження і закорачує котушку реле КА. Котушка контактора КМ2 стає на саможивлення. Одночасно відключається зелена лампа. Пуск двигуна закінчений.

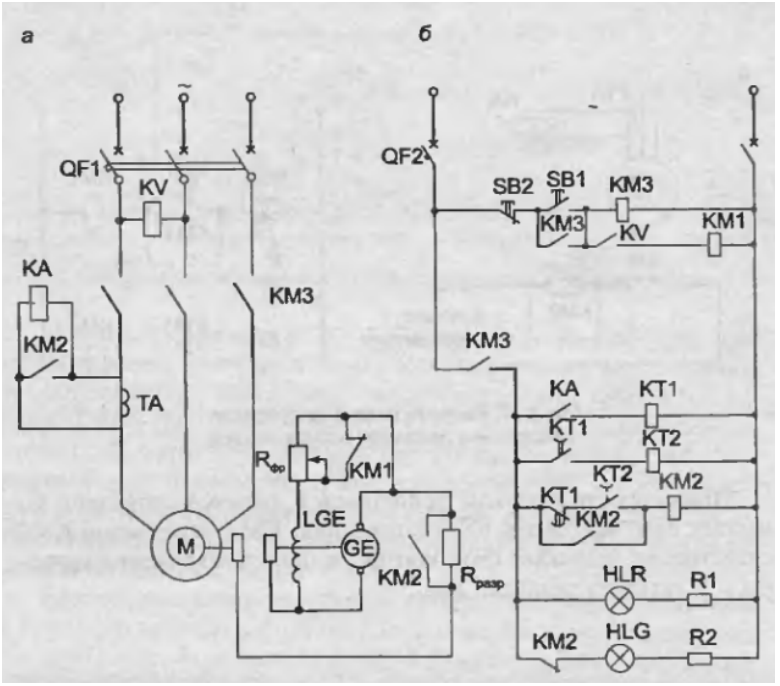


Рис. 2.18 – Схема прямого пуску синхронного двигуна напругою до 1000 В

При зниженні напруги для збереження моменту двигуна застосовується форсування збудження при зниженні напруги реле форсировки КУ відпадає і розмикає свій контакт, що призводить до відключення контактора форсування КМ1. При цьому контакт КМ1 в колі збудження двигуна замикається і шунтує резистор Rрозр Це призводить до збільшення струму збудження двигуна, а отже, і до збереження моменту двигуна. Зупиніть двигун, натиснувши на кнопку SB2 «Стоп» - і відключенням автоматичних вимикачів QF1 і QF2.

3. РОЗІМКНЕНІ СКЕП З БЕЗКОНТАКТНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИМИ ПРИСТРОЯМИ

3.1 Загальні відомості про напівпровідникові перетворювальні пристрої

Релейно-контактні системи управління не забезпечують плавне і економічне регулювання швидкості електродвигунів. У сучасних електроприводах для цієї мети застосовують перетворювачі на силових напівпровідникових елементах тиристорах, транзисторах.

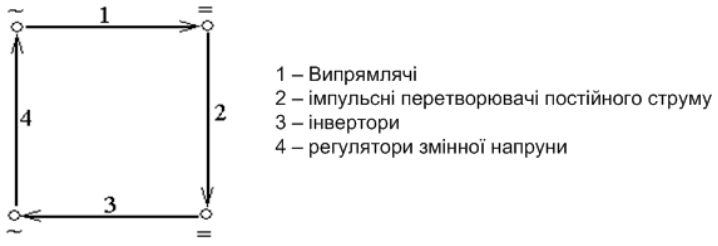


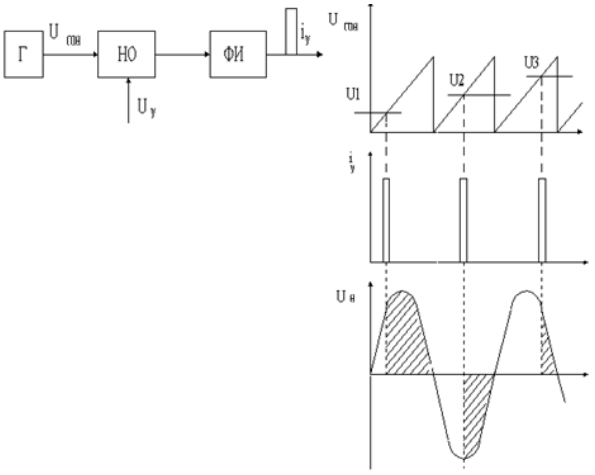
Рис. 3.1 – Варіанти напівпровідникових перетворювачів

На базі цих ключових структур, а також вузлів штучної комутації будують різноманітні силові перетворювачі, що використаються в електроприводах постійного і змінного струму (рис.3.1).

Для керування тиристорними перетворювачами використовують різноманітні аналогові й дискретні (в тому числі цифрові) пристрої. Принцип дії одного з найпоширеніших пристроїв керування пояснюється рис.3.2.

Генератор ГПН виробляє пилкоподібна напруга $U_{\text{ГПН}}$ синхронізоване мережею, яке нуль-органом НО порівнюється з керуючою напругою $U_{\text{у}}$.

При зміні величини керуючої напруги $U_{\text{у}}$ відбувається зміщення імпульсів керуючого струму $i_{\text{у}}$, що виробляються формувачем імпульсів ФІ в моменти рівності $U_{\text{ГПН}}$ і $U_{\text{у}}$, по відношенню до моментів переходу мережевої напруги через нульове значення. В результаті зміщується на регульований кут α момент відкриття тиристорного ключа, і на навантаження надходить тільки заштрихована частина напівхвилі напруги живлення.



а) б)

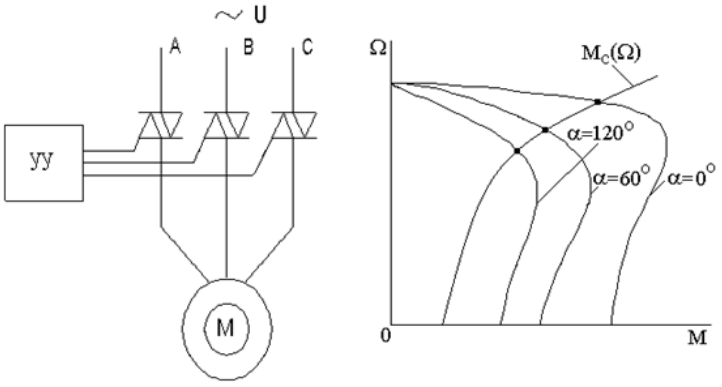
Рис. 3.2 – Принцип імпульсно-фазового керування:
а - блок-схема пристрою керування; б - часові графіки.

3.2 Основні варіанти регульованих електроприводів змінного і постійного струму

З тиристорним регулятором змінної напруги (ТРН) в колі статора асинхронного електродвигуна

На рис.3.3 представлен асинхронний електропривод з ТРН в колі статора.

Сімісторні ключі V1 V3 утворюють трифазний двухполуперіод-ний тиристорний регулятор змінної напруги з розглянутим вище імпульсно-фазовим керуванням зміною кута α. Приблизний вигляд механічних характеристик електродвигуна при різних кутах регулювання показаний на рис.3.3, б.



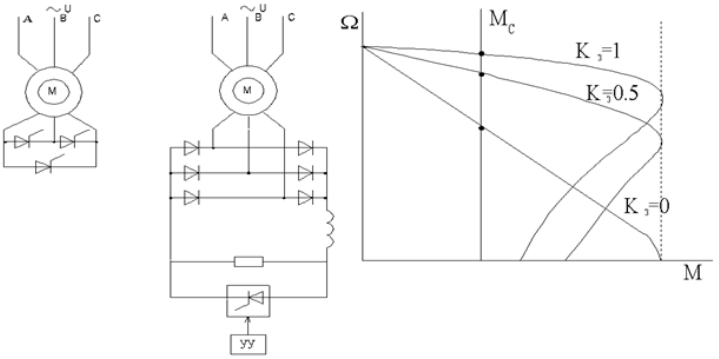
а) б)

Рис. 3.3 – Асинхронний електропривод з ТРН в колі статора :
а - варіант принципової електричної схеми;
б - механічні характеристики.

Зі збільшенням кута α характеристика на робочому ділянці пом'якшується, а перевантажувальна здатність двигуна знижується. Діапазон регулювання швидкості невеликий. Схема прийнятна, в першу чергу, для механізмів з вентиляторним характером моменту опору, коли він пропорційний квадрату швидкості, як показано на тому ж рисунку.

З тиристорними ключовими елементами в колі ротора асинхронного електродвигуна

У схемі рис.3.4, а зі зміною кута регулювання α плавно змінюється величина опіру роторного кола, а отже, і швидкість електродвигуна. У схемі рис.3.4, б той же той же ефект досягається періодичним з великою частотою шунтуванням резистора R в роторному колі електродвигуна тиристорним ключовим елементом S з регульованим співвідношенням часу вклю-



а) б) в)

Рис. 3.4 – Асинхронний електропривод з тиристорними ключовими елементами в колі ротора :
а - з природною комутацією ;
б - з штучною комутацією ;
в - механічні характеристики.

ченого і вимкненого станів. Схема вимагає примусового запирання тиристора ключа, тобто штучної комутації. Дросель L служить для згладжування пульсацій роторного струму.

Вид механічних характеристик електродвигуна при різних значеннях коефіцієнта заповнення для цієї схеми показаний на рис.3.4, в.

Зі зменшенням коефіцієнта заповнення характеристики пом'якшуються, але перевантажувальна здатність електродвигуна зберігається. Регулювання супроводжується втратами енергії в реостаті R.

З частотним регулюванням асинхронних і синхронних електродвигунів

Статор електродвигуна підключається до мережі через перетворювач частоти ПЧ, що перетворює напругу мережевої частоти $f_с$ в напругу регульованої частоти $f_м$, яке надходить на статорні обмотки електродвигуна.

Застосовують три основні варіанти ПЧ:

- безпосередні (без ланки постійного струму);
- з явно вираженою ланкою постійного струму;
- з неявно вираженою ланкою постійного струму.

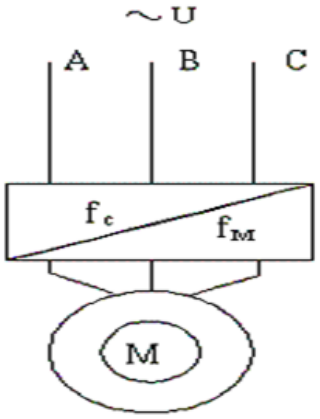
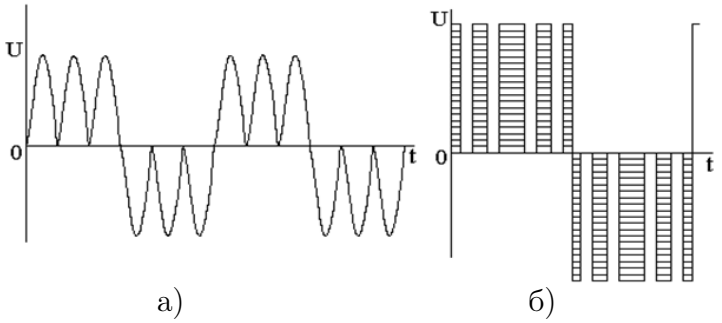


Рис. 3.5 – Підключення асинхронного електродвигуна через перетворювач частоти.

Безпосередніх ПЧ регулювання здійснюється вниз від частоти мережі. Принцип регулювання пояснюється рис.3.6, а, де показана форма напруги на одній з фаз обмотки кола електродвигуна. Регулювання частоти, як видно з рисунку, дискретне.

Перетворювач частоти з явно вираженою ланкою постійного струму складається з двох тиристорних перетворювачів: керованого випрямляча та автономного інвертора. Частота $f_м$ напруги, якою живиться електродвигун, може регулюватися як вгору, так і вниз від частоти мережі $f_с$.



а) б)

Рис. 3.6 – Форма напруги на одній з фаз статора :
а - при питании от непосредственного ПЧ;
б - при живленні від ПЧ з проміжною ланкою постійного струму з широтно-імпульсною модуляцією.

Найпростіший інвертор формує три напруги прямокутної форми, зсунуті по фазі на третину періоду. Така напруга містить великий спектр гармонік, які погіршують режим роботи електродвигуна.

Для зменшення цього фактора в більш складних схемах інверторів використовують високочастотну широтно-імпульсну модуляцію вихідної напруги, як показано на рис.3.6, б з використанням додаткових вузлів штучної комутації.

Частотне регулювання в таких ПЧ дозволяє отримати широкий діапазон плавного і економічного регулювання швидкості, але вимагає одночасної зміни рівня вихідної напруги інвертора.

При постійному моменті на валу

$$U_1 = f_1 \text{ або } \frac{U_1}{f_1} = const$$

отже при сталості моменту статичного навантаження напруга джерела живлення повинна змінюватись пропорційно його частоті.

При сталості потужності

$$U_1 = \sqrt{f_1} \text{ або } \frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = const$$

отже при сталості потужності статичного навантаження напруга джерела живлення повинна змінюватись пропорційно кореню квадратному зі значення частоти.

При вентиляторному навантаженні

$$U_1 = {f_1}^2 \text{ або } \frac{U_1}{{f_1}^2} = const$$

тобто при вентиляторному навантаженні напруга джерела живлення повинна змінюватись пропорційно квадрату значення частоти.

В інверторах з неявно вираженою ланкою постійного струму ряд силових елементів схеми поєднує функції випрямлення і інвертування напруги.

З вентильним перетворювачем в якірному колі електродвигуна постійного струму

Нереверсивні і реверсивні електроприводи по системі "Вентильний перетворювач - двигун постійного струму звані вентильними, знайшли широке застосування в промисловості. У них можливо плавне і економічне регулювання кутової швидкості в широких межах зміною напруги живлення якірного кола електродвигуна.

В якості перетворювачів найбільшого поширення набули мостові схеми випрямлення (одно- і трифазні). У нереверсивних електроприводах для спрощення та здешевлення часто використовують напівкерованs мости з заміною половини тиристорів діодами.

У реверсивних електроприводів застосовують три варіанти зміни напрямку моменту і швидкості:

- зміною напрямку струму в колі якоря за допомогою перемикача (реверсора). Засто-

совується, коли допустима тривалість паузи при реверсі до 0,1 ... 0,2 с .;

- зміною напрямку струму в колі якоря двигуна за допомогою двох вентильних груп, що забезпечують протилежну полярність напруги на його затискачах (рис.3.7). Застосовується в швидкодіючих електроприводах;
- зміною напрямку струму в обмотці збудження. Цей варіант простіше і дешевше попередніх, але поступається їм по швидкодії; тривалість реверсу досягає 0,5 ... 2,5 с через велику електромагнітної постійної часу обмотки збудження.

Реверсивні вентильні перетворювачі поділяються на одно-комплектні (з контактним реверсом або ж виконані на симетричних тиристорах) і двухкомплектной (рис.3.7).

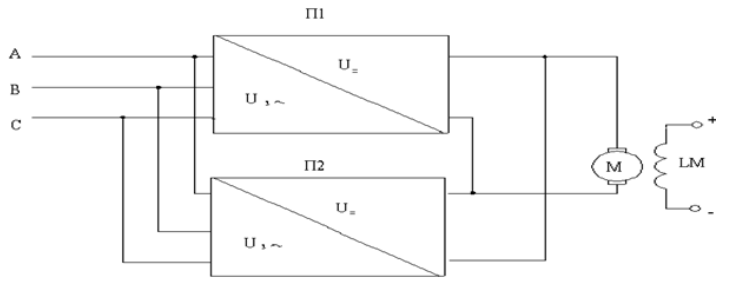


Рис. 3.7 – Підключення асинхронного електродвигуна через перетворювач частоти.

У двухкомплектной перетворювачах застосовують роздільне і спільне керування вентильними групами. У першому випадку відкриваючі імпульси подають на вентилі однієї або іншої групи. Перемикання проводиться в безструмову паузу, що фіксується за допомогою датчика струму. Часто, особливо в малопотужних приводах з економічних міркувань використовують загальне пристрій імпульсно-фазового керування для обох вентильних груп з безконтактним перемикачем імпульсів.

При спільному управлінні відкриваючі імпульси подаються на обидві групи вентилів, одна з яких працює в випрямному режимі, а інша - в режимі інвертування. При цьому виникає зрівняльний струм, який замикається всередині випрямної і инверторной груп вентилів, обминаючи якірний ланцюг двигуна. Обмеження цього струму на рівні приблизно 0,1 від номінального здійснюється за допомогою реактора (дроселя) з відповідною величиною індуктивного опору.

У сучасних реверсивних вентильних електроприводах в основному застосовують однокомплектні перетворювачі з контактним реверсом по колу якоря або ж двухкомплектні з роздільним керуванням вентильними групами. Спільне управління застосовується тільки в спеціальних приводах, наприклад, працюють в області малих навантажень з частими змінами напрямку струму у якірному колі двигуна.

На практиці крім електроприводів з однозоним регулюванням швидкості (вниз від номінальної) зміною напруги живлення якірного кола, знаходять застосування електроприводи з двозонним регулюванням. У них після досягнення повної напруги на затискачах якоря подальше підвищення кутової швидкості здійснюється ослабленням поля (зменшенням струму збудження). Для цієї мети живлення незалежної обмотки збудження двигуна здійснюється від окремого керованого випрямляча.

4. ЗАМКНЕНІ СКЕП З ЗАГАЛЬНИМ ПІДСУМОВУЮЧИМ РЕГУЛЯТОРОМ

4.1 Загальні відомості

При керуванні електроприводами виникає завдання підтримки постійних значень змінних, що характеризують режим роботи електродвигунів (момент, струм, швидкість). Для вирішення її застосовують замкнуті СУЕД (із зворотними зв'язками), що працюють за принципом відхилення.

З метою підвищення швидкодії і точності керування в перехідних режимах використовують також інформацію про збурюючі впливи, застосовують принцип комбінованого керування. Замкнені САК можуть бути одноконтурні, зі зворотним зв'язком по одній змінній (координаті) і багатоконтурними, з зворотними зв'язками по декількох координатах (швидкості, напрузі, струму).

Замкнені СКЕП включають в себе: керований об'єкт електродвигун М, перетворювач П і регулятор Р.

В якості перетворювачів застосовують:

- генератори постійного струму (Г) і електромашинні підсилювачі (ЕМП);
- магнітні підсилювачі (система МУ П);
- тиристорні перетворювачі (система ТП Д).

У сучасних регульованих електроприводах в основному використовують тиристорні і транзисторні перетворювачі (керовані випрямлячі, імпульсні перетворювачі, перетворювачі частоти).

4.2 Система електромеханічний перетворювач енергії – двигун постійного струму

Електромашинний підсилювач (ЕМП) в системах автоматичного управлін-ня може виконувати самі різноманітні функції: генератора, збуджувача, суматора і підсилювача. Найбільше застосування ЕМП знаходить в електроприводах по системі генератор – двигун (Г – Д) як збуджувач головних машин (ЕМЗ). Управляючі обмотки ЕМП розраховані на 6-8 кратне перевантаження, що дозволяє за рахунок форсировки істотно скорочувати перехідні процеси і одержувати електроприводи високої швидкодії.

В порівнянні із системами релейно-контакторного управління електромашинні збуджувачі мають ряд переваг:

1. безперервність управління;
2. розміщення апаратів управління в малопотужних (порядку часткі вата) колах управління ЕМП, унаслідок чого їхня потужність і габарити істотно скорочуються;
3. підвищену швидкодію;
4. простоту підсумовування сигналів.

Для підвищення жорсткості й одержання спеціальної форми характеристик в системи

електромашинного управління вводяться зворотні зв'язки. Основні варіанти включення таких зв'язків дані на рис.4.1 стосовно до використання ЕМП як збуджувача генератора. В схемі на рис.4.1,а передбачений жорсткий негативний зворотний зв'язок по напрузі генератора, сигнал якого подається на окрему обмотку управління ЕМП (LGA..2). Часто сигнал зворотного зв'язка подається на ту ж обмотку, що і задаючий сигнал, як показано на схемах рис.4.1, г і рис.4.1, д. У цьому випад-ку економія виходить за рахунок кількості використовуваних обмоток. Крім того, обривання кола такої обмотки не приводить до аварійних режимів, тому що одночасно припиняється дія задаючого сигналу і сигналу зворотного зв'язка. На схемі рис.4.1, б показана система з позитивним зворотним зв'язком по струму. Для більшої стійкості системи, а також з метою розширення діапазону регулювання частоти обертання за рахунок зменшення залишкового намагнічування ЕМП останній охоплений жорстким негативним зворотним зв'язком по напрузі (обмотка LGA..3). В схемі рис.4.1, в здійснений негативний зворотний зв'язок по швидкості за допомогою тахогенератора BR. У малопотужних системах тахогенератор часто замінюють тахометричним мостом. На схемах рис.4.1 ,г і рис.4.1, д представлені часто зустрічні комбінації зазначених зворотних зв'язків.

Для створення форсованих режимів знаходять застосування ЕМП з запасом по напрузі і з досить великим залишковим намагнічуванням, що погіршує стабільність роботи систем за рахунок неоднозначності регулювальної характеристики підсилювача. Звуження петлі гистерезиса домагаються введенням сильного негативного зворотного зв'язка по напрузі самого ЕМП (рис.4.1, б). Однак це приводить до істотного зниження коефіцієнта підсилення, що приходиться компенсувати введенням в систему проміжного підсилювача, найчастіше двотактного магнітного (рис.4.1, е).

Магнітні підсилювачі (МП) мають гальванічну розв'язку між вхідними і вихідними колами, надійні в роботі і дозволяють підсумовувати декілька сигналів. При цьому легко досягаються досить високі коефіцієнти підсилення і підвищується якість управління.

Усі зазначені вище зв'язки є жорсткими, тому що вони працюють і в перехідних і в усталених режимах. Крім них знаходять застосування гнучкі зворотні зв'язки, що діють тільки в перехідних режимах і створювані за допомогою різних коригувальних пристроїв в виді диференцуючих і інтегруючих контурів і елементів.

Для поліпшення характеристик і підвищення ефективності роботи електропривода прибігають до застосування нелінійних зворотних зв'язків, що звичайно здійснюються з різними вузлами відсічок.

Негативний зворотний зв'язок по струму з відсічкою виконано (рис.4.1, е) за допомогою обмотки підсилювача LA . Ця обмотка увімкнута через вентилі VD1 і VD2 в контур порівняння еталонної напруги UЭ і падіння напруги на шунті RS якірного кола головних машин G і M . Параметри контуру підбираються таким чином, щоб струмова обмотка вступала в дію при великих значеннях якірного струму і припиняла свою дію при струмах нижче заданої величини. Опір порівняння RP виконано симетричним, і при ході вперед

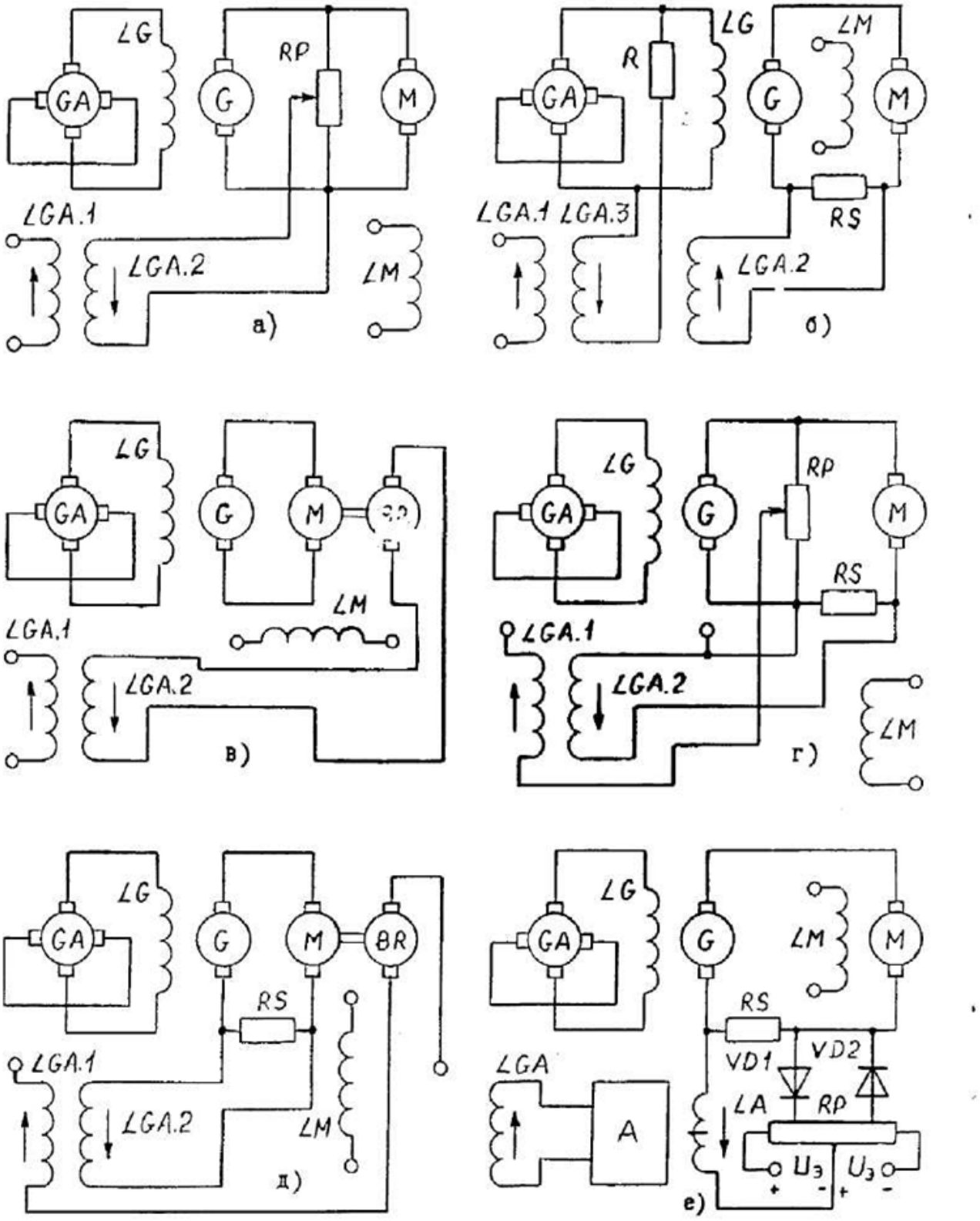


Рис. 4.1 – Основні варіанти вмикання зворотних зв'язків у системі ЕМП-Г-Д

діє один випрямляч з відповідною частиною опору порівняння, а при реверсі – інший і інша частина RP. Намагнічуваль-на сила (НС) струмової обмотки в процесі розгону системи спрямована зустрічно з задаючою обмоткою. На початку пуску двигуна діють обидві обмотки МП : що задає (на рис.4.1, е не показана) і струмова, тому що струм якоря швидко досягає уставки відсічки. В міру збільшення швидкості обертання двигуна струм в якорі зменшується, і при величині нижче відсічки дія струмової обмотки припиняється. Ефект струмового зворотного зв'язка в сталому режимі залежить від величини навантаження двигуна. Якщо струм якірного кола не досягає уставки відсічки, струмова обмотка не працює. При цьому результуюча НС підсилювача визначається тільки НС задаючої обмотки. Подальше збільшення навантаження і струму якірного кола при-водять (по досягненню значення відсічки) в дію струмову обмотку, знижуючи напругу на виході генератора.

Генератори постійного струму і ЕМП мають електромагнітну інерційність. Електричні генератори звичайно приймаються еквівалентними по дії аперіодичним ланкам, у яких коефіцієнт підсилення і постійна часу є функції струму збудження з урахуванням насичення стали. В окремих випадках, наприклад при ненасиченому генераторі чи при малих змінах струму збудження, коефіцієнт підсилення і постійна часу вважаються постійними. У генераторів постійні часу обмоток збудження складають від десятих часток секунди до декількох секунд. Постійні часу ЕМП знахо-дяться в межах від декількох сотих до декількох десятих часток секунди в залежності від їхньої потужності, схеми включення і режиму роботи. У зв'язку з цим часто виникає задача управління збудженням генераторів і великих ЕМП з форсировкою. Форсировка збудження генератора забезпечується спеціальними релейними схемами і негативними жорсткими зворотними зв'язками по напрузі і швидкості, яки в початковий період збудження забезпечують прикладання до обмотки управління ЕМП повного сигналу задаючої напруги. Цей сигнал може в 2-10 разів перевищувати номінальну напругу обмотки управління і спричинювати швидке наростання струму управління в початковий період збудження.

Магнітні підсилювачі в динаміці (в найпростіших випадках) еквівалентні по дії інерційному підсилювачу з обмеженням по вихідній потужності, напрузі чи струму в режимі повного підмагнічування. Цю обставину використовують для виконання систем Г-Д з відсічкою по струму підсилювача і по е.р.с. генератора. В більш складних випадках вони є елементами з декількома інерційностями і з неоднозначними характеристиками.

Однак ЕМП мають ряд недоліків. Вони важкі і громіздкі, вимагають значних експлуатаційних витрачань і капітальних витрат. Електромашинні підсилювачі, крім того, працюють не дуже стабільно, змінюють режим роботи при нагріванні і вимагають періодичного підстроювання. Їхня надійність, як обертових перетворювачів, нижче, ніж надійність статичних підсилювачів, а коефіцієнт корисної дії разом із приводним двигуном часто не перевищує (60-70) %.

Основні недоліки МП : низькі коефіцієнти корисної дії і потужності, инерційність

управління – обмежують його застосування. Але по надійності і довговічності системи автоматичного управління з магнітними підсилювачами перевершують чи не уступають іншим системам зі статичними перетворювачами.

4.3 Система стабілізації кутової швидкості з кількома зворотними зв'язками і загальним регулятором, її властивості в статистиці

Узагальнена схема системи стабілізації кутової швидкості електродвигуна постійного струму з незалежним збудженням з різними зворотними зв'язками приведена на рис.4.2.

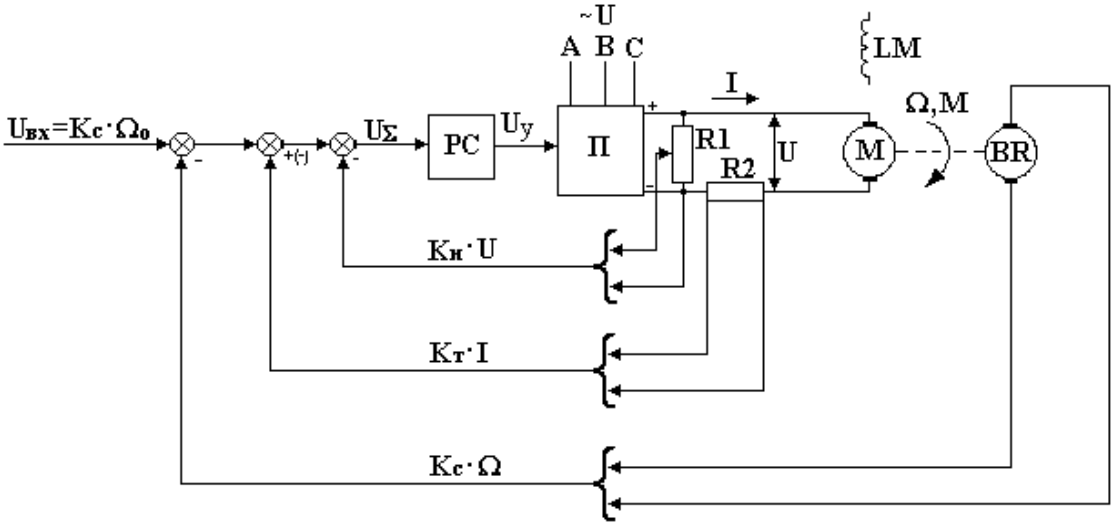


Рис. 4.2 – Узагальнена схема системи стабілізації швидкості електродвигуна постійного струму
М – електродвигун; П – керований перетворювач; РС – регулятор швидкості; BR – тахогенератор; $K_{ш}$ – статичні коефіцієнти підсилення елемента, датчика кутової швидкості, $K_{н}$, $K_{с}$ – статичні коефіцієнти підсилення датчиків напруги та струма

Система керування трьохконтурна з негативними зворотними зв'язками за швидкістю Ω, напругою U і з негативним (позитивної) зв'язком по струму I, із загальним регулятором швидкості РШ. Перетворювач П в загальному випадку є нелінійним елементом зі складною залежністю вихідної напруги і внутрішнього опирае від рівня вхідного сигналу Uу.

Розглянемо лінеаризовану модель електроприводу, вважаючи, що перетворювач характеризується статистичними коефіцієнтом посилення $K_{п}$ і внутрішнім (вихідним) опором $R_{п}$, величини яких не залежать від рівня напруги, що управляє, тобто є постійними. Тоді для режиму статики справедлива наступна система рівнянь:

$$U_y = K_{рш}(K_{ш}\Omega_0 - K_{ш}\Omega \pm K_{с}I - K_{н}U) \tag{4.1}$$

$$U = K_{п}U_{у} - IR_{п} \tag{4.2}$$

$$U = C_{е}\Omega + IR_{д} \tag{4.3}$$

де $K_{рш}$ – статичний коефіцієнт підсилення регулятора швидкості, $R_{я}$ - опір якірного кола

електродвигуна М, $C_{\text{е}}$ - коефіцієнт пропорційності між ЕРС обертання якоря електродвигуна і кутовий швидкістю Ω.

Виключивши проміжні змінні Uу і U, отримуємо вираз для електромеханічної (швидкісної) характеристики електропріводу$\Omega = f(I)$:

$$\Omega = \Omega_{\text{нх}} - BI, \tag{4.4}$$

де $\Omega_{\text{нх}} = \dfrac{K_0 U_{\text{вх}}}{C_{\text{е}}(1 + K_0 K_{\text{н}}) + K_0 K_{\text{ш}}}$ - кутова швидкість ідеального неробочого ходу ($I = 0$);
$B = \dfrac{R_{\text{п}} + R_{\text{я}}(1 + K_0 K_{\text{н}}) \mp K_0 K_{\text{с}}}{C_{\text{е}}(1 + K_0 K_{\text{н}}) + K_0 K_{\text{ш}}}$ - коефіцієнт нахилу характеристики;
$K_0 = K_{\text{п}} K_{\text{рш}}$ - загальний коефіцієнт підсилення регулятора швидкості і перетворювача.

З рівняння (4.4) можна отримати вираз електромеханічної характеристики для різних приватних варіантів зворотних зв'язків (вважаючи будь-які з коефіцієнтів $K_{\text{ш}}$, $K_{\text{с}}$, $K_{\text{н}}$ рівними нулю).

Так для розімкнутої системи електропривода (без зворотних зв'язків) рівняння (4.4) набуде вигляду:

$$\Omega = \frac{K_0 U_{\text{вх}}}{C_{\text{е}}} - \frac{R_{\text{е}}}{C_{\text{е}}} I,$$

де $R_{\text{е}} = R_{\text{п}} + R_{\text{д}}$.

Для електроприводу з негативним зворотним зв'язком по кутовий швидкості і позитивної (негативною) зворотним зв'язком по струму ($\alpha = 0$):

$$\Omega = \frac{K_0 U_{\text{вх}}}{C_{\text{е}} + K_0 K_{\text{ш}}} - \frac{R_{\text{е}} \mp K_0 K_{\text{с}}}{C_{\text{е}} + K_0 K_{\text{ш}}} I. \tag{4.5}$$

Для електроприводу зі зворотним зв'язком за напругою ($K_{\text{ш}} = 0$, $K_{\text{с}} = 0$):

$$\omega = \frac{K_0 U_{\text{вх}}}{C_{\text{е}}(1 + K_0 K_{\text{н}})} - \frac{R_{\text{я}} + R_{\text{д}}(1 + K_0 K_{\text{н}})}{C_{\text{е}}(1 + K_0 K_{\text{н}})} I.$$

Аналізуючи отримані вирази $\Omega = f(I)$ можна зробити наступні висновки:

- Негативний зворотний зв'язок по швидкості, знижуючи величину коефіцієнта B , підвищує жорсткість характеристики; привід стає менш чутливим до змін навантаження, що зменшує величину статистичної похибки від впливу, що збурює (моменту опору на валу електродвигуна), підвищує точність керування.
- Позитивний зворотний зв'язок по струму додатково підвищує жорсткість електромеханічної характеристики приводу. При визначенні-поділеній глибині зворотного зв'язку, коли $B = 0$, величина струму якоря I взагалі не впливає на стале значення швидкості, тобто складова статичної помилки від впливу, що збурює стає рівною нулю.
- Негативні зворотні зв'язки по напрузі і швидкості зменшують величину $\Omega_{\text{нх}}$. Тому

для отримання заданої кутової швидкості необхідно, відповідно, збільшувати напругу $U_{\text{вх}}$ задаючого елемента.

Розглянемо більш докладно вплив зворотних зв'язків за швидкістю і струму (найбільш поширений варіант) на точність керування в статиці.

Перетворимо рівняння швидкісної характеристики (4.5) для цього випадку.

Підставимо $U_{\text{вх}} = K_{\text{ш}}\Omega_0$, де Ω_0 - задане значення кутової швидкості.

Врахуємо, що $\dfrac{1}{C_{\text{е}}} = K_{\text{м}}$ є статичний коефіцієнт посилення електродвигуна і позначимо загальний коефіцієнт посилення розімкнутої системи (по контуру кутової швидкості) через K:

$$K_{\text{ш}}K_0\frac{1}{C_{\text{е}}} = K.$$

Тоді

$$\Omega = \frac{K_0K_{\text{ш}}\Omega_0}{C_{\text{е}}(1 + K_0K_{\text{ш}}\dfrac{1}{C_{\text{е}}})} - \frac{R_{\text{е}} \mp K_0K_{\text{с}}}{C_{\text{е}}(1 + K_0K_{\text{ш}}\dfrac{1}{C_{\text{е}}})}I = \frac{K}{1+K}\Omega_0 - \frac{R_{\text{е}} \mp K_0K_{\text{с}}}{C_{\text{е}}(1+K)}I. \tag{4.6}$$

Введемо відносні одиниці для кутової швидкості і струму, прийнявши за базові значення задане значення швидкості Ω_0і номінальний струм електродвигуна $I_{\text{н}}$:

$$\omega = \frac{\Omega}{\Omega_0},\ \cdots i = \frac{I}{I_{\text{н}}}$$

.

Тоді рівняння (4.6) буде мати вигляд:

$$\omega = \frac{K}{1+K} - \frac{(1 \mp \beta_c)\delta_{\text{н}}}{1+K}i \tag{4.7}$$

де $\beta_c = \dfrac{K_0K_{\text{с}}}{R_{\text{е}}}$ – коефіцієнт підсилення контуру струму;

$\delta_{\text{н}} = \dfrac{I_{\text{н}}R_{\text{е}}}{C_{\text{е}}\Omega_0}$ – відношення падіння напруги в якірного кола електродвигуна при номінальному струмі до ЕРС обертання якоря при заданої кутової швидкості.

Статична помилка керування:

$$\Delta\omega = 1 - \omega = \frac{1}{1+K} + \frac{(1 \mp \beta_c)\delta_{\text{н}}}{(1+K)}i.$$

Вважаючи $i = 1$, отримаємо коефіцієнт статизму, що дорівнює значенню статичної помилки в частках від заданого значення кутової швидкості $\omega_0 = 1$, при номінальному струмі якоря:

$$S = \frac{1}{1+K} + \frac{(1 \mp \beta_c)\delta_{\text{н}}}{(1+K)} = S_1 + S_2, \tag{4.8}$$

де $S_1 = \dfrac{1}{1+K}$ – коефіцієнт статизму по задающому впливу;

$S_2 = \dfrac{(1 \mp \beta_c)\delta_{\text{н}}}{(1+K)}$ – коефіцієнт статизма по збуренню.

Підвищити точність керування в статиці, тобто. Е. Зробити величини S_1 і S_2 досить малими можна збільшенням коефіцієнта посилення розімкнутої системи К. Але при цьому виникає проблема стійкості системи. При збільшенні К система наближається до межі стійкості і при деякому критичному значенні К виявляється нестійкою.

Зрівняємо величини коефіцієнтів статизму по навантаженню S_2 для розімкненої й замкненої систем електропривода.

При відсутності зворотних зв'язків ($K_{\text{ш}} = 0$, $K_{\text{с}} = 0$):

$S_2 = \delta_{\text{н}}$, тобто $\delta_{\text{н}}$ - це коефіцієнт статизму по збуренню, у розімкнутій системі електроприводу.

При використанні ж зворотного зв'язку по швидкості, як випливає з (4.8), величина статичної помилки від впливу, що обурює, знижується в $1 + K$ раз.

Введення позитивного зворотного зв'язку по струму при $\beta_c < 1$ додатково знижує величину S_2, тобто підвищує точність керування в статиці.

При$\beta = 1$, тобто при $K_{\text{с}} = \dfrac{R_e}{K_0}$, складова коефіцієнта статизма S_2 стає рівною нулю, отже в статиці повністю компенсується вплив навантаження на величину кутової швидкості електродвигуна. Але, електропривод виявляється при цьому на границі стійкості.

4.4 Система електропривода зі зворотними зв'язками по кутовій швидкості й по струму з відсіченням, її властивості в статиці

У такій системі використовують глибокий негативний зв'язок по струму, яка вступає в дію тільки, коли струм електродвигуна перевищує деяке граничне значення I_0. При менших струмах, завдяки негативним зворотним зв'язкам по напрузі й швидкості, забезпечується жорстка електромеханічна характеристика зі стабілізацією кутової швидкості, а при підвищених навантаженнях – м'яка характеристика з підтримкою зразкової сталості струму й моменту. Така характеристика застосовується, наприклад, у приводах екскаваторів, що працюють на упор, і називається екскаваторної.

На рис.4.4 наведена схема електропривода із твердим негативним зворотним зв'язком по швидкості й глибоким негативним зворотним зв'язком по струму з відсіченням.

Поки спадання напруги на резисторі R від протікання струму I не перевищує опорної напруги $U_{\text{оп}}$, діод V замкнений, сигнал зворотного зв'язку по струму відсутній, і, завдяки негативному зворотному зв'язку по кутовій швидкості, електропривод працює на жорсткій ділянці електромеханічної характеристики (ділянка 1 на рис.4.5), рівняння якої одержуємо з (4.7) при $\beta_c = 0$

$$\omega = \frac{\Omega}{\Omega_0} = \frac{K}{1+K} - \frac{\delta_{\text{н}}}{(1+K)} i$$

.

При $IR > U_{\text{оп}}$, тобто при $I > \dfrac{U_{\text{оп}}}{R} = I_0$ вступає в дію сильний негативний зворотний зв'язок по струму. Електропривод переходить на м'яку характеристику обмеження струму

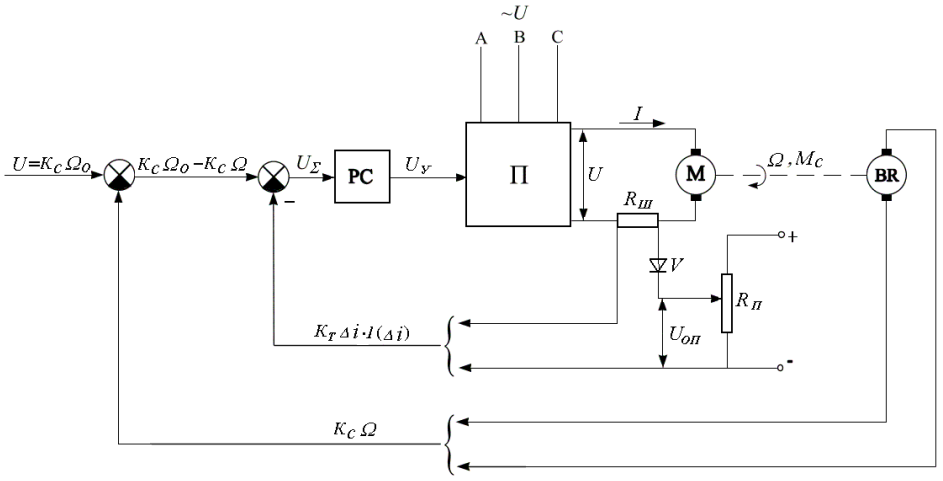


Рис. 4.3 – СКЕЭП з негативними зворотними зв'язками по кутовій швидкості й по струму з відсіченням

(ділянка 2 на рис.4.5), рівняння якої одержуємо з (4.7)

$$\omega = \frac{K}{1+K} - \frac{(1+\beta_c)\delta_{\text{н}}}{(1+K)} i$$

.

Необхідну величину коефіцієнта β_c можна одержати з останнього рівняння, підставивши $\omega = 0$, $i = i_{\text{MAX}}$:

$$\beta_c = \frac{K}{\delta_{\text{н}} i_{\text{MAX}}} - 1.$$

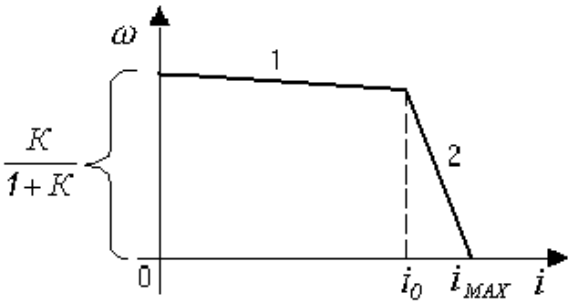


Рис. 4.4 – Електромеханічна характеристика привода с відсіченням по струму

4.5 Перехідні режими СКЕП з зворотними зв'язками по кутовій швидкості й струму

У перехідних режимах проявляються інерційності утворюючих систему елементів. Для електродвигуна вони пов'язані з індуктивністю $L_{\text{я}}$ якірного ланцюга й моментом інерції J, наведеним до вала двигуна.

Перетворювач звичайно розглядають як аперіодичну ланку, інерційність якого враховується електромагнітної постійної часу $T_{\text{п}}$). У швидкодіючих тиристорних перетворювачах цією інерційністю часто зневажають і розглядають перетворювач як безінерційна

ланка.

Регулятор у статичних САК звичайно є безінерційною ланкою, а в астатичних крім пропорційної містить інтегральну складову (Пі-регулятор).

Датчик кутової швидкості (тахогенератор) можна вважати безінерційним елементом.

З урахуванням сказаного запишемо систему рівнянь, що описують процеси в розглянутому електроприводі.

Для ПІ регулятора:

$$U_{\text{у}} = K_{\text{рш}}(1 + \frac{\alpha_c}{p})U_{\Sigma}; \tag{4.9}$$

$$U_{\Sigma} = K_{\text{ш}}(\Omega_0 - \Omega) \pm K_c \Delta I \cdot 1(\Delta I); \tag{4.10}$$

де α_c – коефіцієнт інтегральної складової;

$\Delta I = I - I_0$;

$1(\Delta I)$ – одинична функція, рівна нулю при $I \leqslant I_0$ й одиниці при $I > I_0$.

Для перетворювача:

$$(T_{\text{п}}p + 1)U = K_{\text{п}}U_y. \tag{4.11}$$

Для електродвигуна:

$$(L_{\text{я}} + R_e)I + C_e\Omega = U; \tag{4.12}$$

$$Jp\Omega = C_eI - M_c. \tag{4.13}$$

Підставивши (4.9) і (4.10) в (4.11) , одержимо загальне рівняння для регулятора й перетворювача:

$$(T_{\text{п}} + 1)U = K_0(1 + \frac{\alpha_c}{p})(K_{\text{ш}}\Omega_0 - K_{\text{ш}}\Omega \pm K_c\Delta I \cdot 1(\Delta I)). \tag{4.14}$$

У рівнянні (4.13) приймемо момент опору M_c на валу електродвигуна постійним і виразимо його через величину струму I_c: $M_c = C_eI_c$.

Запишемо змінні в рівняннях (4.12) $\cdots$ (4.14) у відносних одиницях, прийнявши за базові значення для напруги, струму й кутової швидкості наступні величини:

$$U_{\text{б}} = C_e\Omega_{\text{б}};\ I\text{б} = I_{\text{н}};\ \Omega\text{б} = \Omega_0.$$

Позначимо, як це вже було зроблено раніше, відносні значення змінних малими літерами й розв'язні рівняння (4.12) $\cdots$ (4.14) відносно u, i, ω. У результаті одержимо:

$$u = (1 + \frac{\alpha_c}{p}) \cdot \frac{1}{T_{\text{п}}p + 1}(K(1 - \omega) \pm \beta_c\delta_{\text{н}}\Delta i \cdot 1(\Delta i)) \tag{4.15}$$

$$\delta_{\text{н}}i = \frac{1}{T_ep + 1}(u - \omega) \tag{4.16}$$

$$\omega = \frac{1}{T_{\text{м}}p}(\delta_{\text{н}} i - \delta_{\text{н}} i_C) \tag{4.17}$$

де $\dfrac{L_e}{R_e} = T_e$– електромагнітна постійна часу якірного електродвигуна;

$\dfrac{JR_e}{C_e^2} = T_{\text{м}}$ – електромеханічна постійна часу привода.

У відповідності з (4.15) $\cdots$ (4.17) структурна схема розглянутого електропривода, представлена на рис.4.5

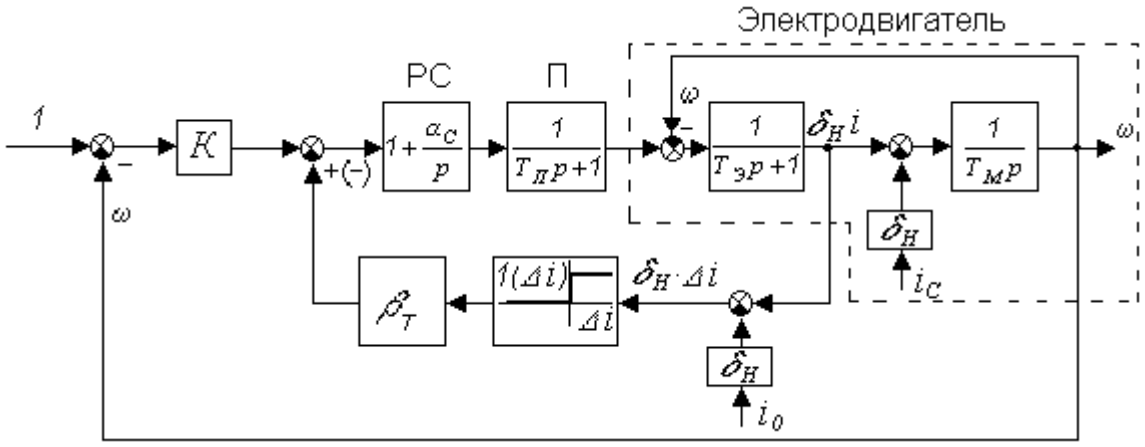


Рис. 4.5 – Структурна схема СКЕП з відсіченням по струму

Перетворенням отриманої структурної схеми за певними правилами або ж виключенням проміжних змінних u, i, з (4.15) $\cdots$ (4.17) одержуємо остаточне вираження (4.18) для керованої величини ω:

$$\omega = \frac{(p+\alpha_c)(K \pm \beta_c \delta_H (i_c - i_0)\cdot 1(\Delta i) - p(T_{\text{п}}p+1)(T_e p+1)\delta_{\text{н}} i_c}{T_{\text{м}}T_e T_{\text{п}} p^4 + T_{\text{м}}(T_{\text{е}}+T_{\text{п}})p^3 + (T_{\text{п}} + T_{\text{м}} \mp \beta_c T_{\text{м}}\cdot 1(\Delta i))p^2 + (1 + K \mp \alpha_c \beta_c T_{\text{м}}\cdot 1(\Delta i))p + \alpha_c K} \tag{4.18}$$

Отримане вираження дозволяє проводити аналіз поведінки розглянутої СКЕП як у динаміку, так і в статиці для різних варіантів використання зворотних зв'язків.

Вважаючи $\alpha_c = 0$, одержуємо вираження для кутової швидкості ω у випадку застосування статичного (пропорційного) регулятора:

$$\omega = \frac{K \pm \beta_c \delta_H (i_c - i_0)\cdot 1(\Delta i) - p(T_{\text{п}}p+1)(T_e p+1)\delta_{\text{н}} i_c}{T_{\text{м}}T_e T_{\text{п}} p^4 + T_{\text{м}}(T_e+T_{\text{п}})p^3 + (T_{\text{п}} + T_{\text{м}} \mp \beta_c T_{\text{м}}\cdot 1(\Delta i))p + 1 + K}. \tag{4.19}$$

Властивості електропривода в статиці з астатическим (ПІ) регулятором

Вважаючись в (4.18) $= 0$, $i = i_c$, одержуємо для режиму статики:

$$\omega = \frac{K \pm \beta_c \delta_{\text{н}} \cdot \Delta i \cdot 1(\Delta i)}{K} = 1 \pm \frac{\beta_c \delta_{\text{н}} \cdot \Delta i \cdot 1(\Delta i)}{K}. \tag{4.20}$$

Для $i < i_0$, тобто при $1(\Delta i) = 0$ або ж при відсутності зворотного зв'язку (ОЗ) по

струму з (4.20) одержуємо:$\omega = \dfrac{\Omega}{\Omega_0} = 1$, тобто по закінченню перехідного процесу встановлюється точно задане значення швидкості; регулювання здійснюється без статичної помилки.

Використання позитивного (негативного) ОЗ по струму без відсічення $i_0 = 0$, $\Delta i = i$, $1(\Delta i) = 1$, як випливає з (4.20), приводить у статиці до відхилення кутової швидкості від заданій, рівній одиниці, зі знаком (+) або (–)

$$\omega = 1 \pm \frac{\beta_c \delta_{\text{н}} i}{K}.$$

Тому в разі використання ПІ-регулятора з точки зору точності управління в статиці застосовувати ОЗ по струму без відсічення не слід.

4.6 Замкнена СКЕП постійного струму зі стабілізацією моменту

Функціональна схема такий СКЕП наведена на рис.4.6

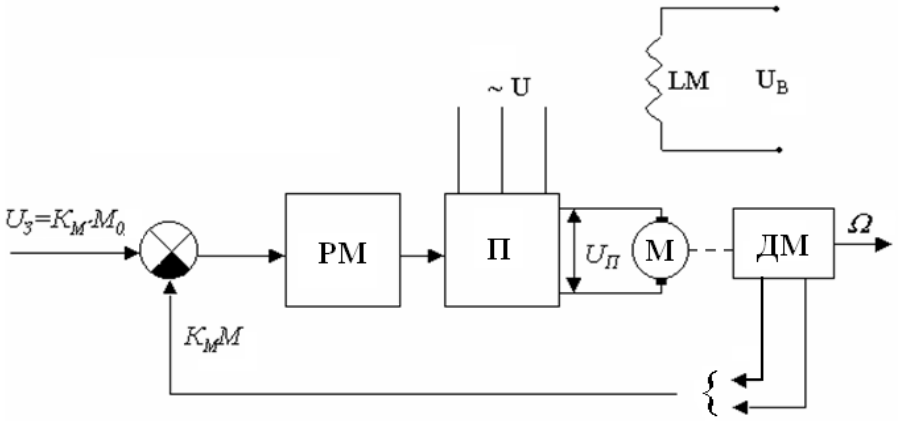


Рис. 4.6 – Замкнена СКЕП стабілізації моменту: РМ – регулятор моменту; ДМ – датчик моменту; $U_{\text{з}}$ – задаюча напруга, пропорційна заданому моменту M, $K_{\text{рм}}$ – коефіцієнт підсилення регулятора моменту; $K_{\text{м}}$ – коефіцієнт підсилення датчика моменту

Рівняння, що описують розглянуту СКЕП у статиці:

$$\begin{aligned} U_{\text{п}} &= K_{\text{м}}(M_0 - M)K_{\text{рм}}K_{\text{п}}, \\ M &= C_e I = C_e \frac{U_{\text{п}} - C_e\Omega}{R_e}. \end{aligned} \tag{4.21}$$

Підставивши $U_{\text{п}}$ з першого рівняння в друге та розв'язавши його щодо моменту, отримаємо вираз для механічної характеристики приводу:

$$M = \frac{K}{1+K}M_0 - \frac{b_0}{1+K}\Omega, \tag{4.22}$$

де $K = K_{\text{м}}K_{\text{рм}}K_{\text{п}} \cdot \dfrac{C_e}{R_e}$ – коефіцієнт підсилення розімкненої системи;

$b_0 = \dfrac{C_e^2}{R_e}$ - жорсткість механічної характеристики електродвигуна.

З рівняння (4.22)випливає, що введення негативного зворотного зв'язку по моменту знижує жорсткість механічної характеристики в $1 + K$ раз, і при великому значенні K характеристика стає дуже м'якою, що показано на рис.4.7, де $M_{\text{k}} = \dfrac{K}{1+k} M_0$ - момент короткого замикання ($\Omega = 0$).

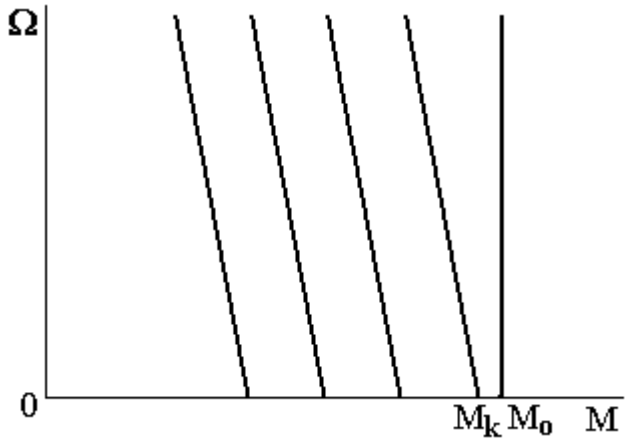


Рис. 4.7 – Механічні характеристики приводу з зворотним зв'язком по моменту.

Чим більше величина K, тем ближче характеристика до вертикальної $= {}_0 = Const$. Зміною напруги, а, отже, і величини моменту короткого замикання M_k можна отримати сімейство механічних характеристик, показаних на тому ж рисунку.

5. СКЕП ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З ПІДПОРЯДКОВАНИМ КЕРУВАННЯМ

5.1 Загальні відомості

В електроприводах з декількома зворотними зв'язками й загальним регулятором важко забезпечити якісне протікання перехідних процесів, навіть з використанням коригувальних пристроїв.

Тому широке застосування знаходять СКЕП підлеглого регулювання з роздільними регуляторами швидкості РШ і струму РС, як показано на рис.5.1.

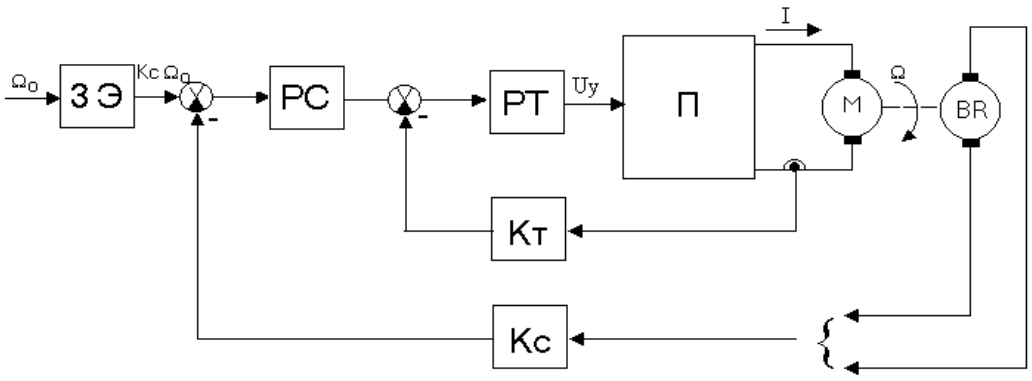


Рис. 5.1 – СКЕП постійного струму з підпорядкованим регулюванням.

Тиристорні перетворювачі вимагають порівняно малопотужних керуючих сигналів, регулятори РШ і РС легко реалізуються на операційних підсилювачах, що здійснюють одночасно з посиленням необхідні математичні операції над вхідними електричними сигналами.

Операційний підсилювач (ОП) - це електронний підсилювач із непарним числом каскадів з великим коефіцієнтом підсилення (1000 і більш), охоплений сильному негативному зворотним зв'язком (НЗЗ) рис.5.2.

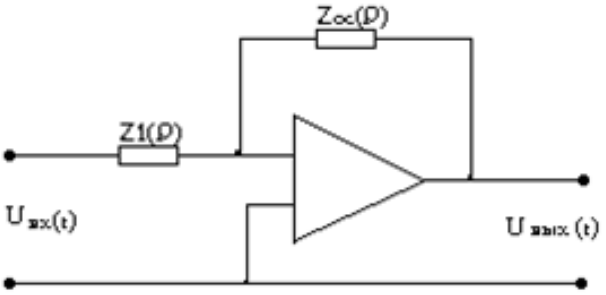


Рис. 5.2 – Операційний підсилювач.

ОФП підсилювача визначається відношенням опору зворотному зв'язка $Z_{зз}(p)$ до вхідного опору $Z_1(p)$ в операторній формі.

В електроприводах найчастіше застосовують пропорційний (П) і пропорційно-інтегральний (ПІ) регулятори.

Для одержання П регулятора з коефіцієнтом підсилення K_p на вході підсилювача й у колі зворотного зв'язку використовують активні резистори: $Z_1(p) = R_1$, $Z_{зз}(p) = R_{зз}$. Коефіцієнт підсилення такого ОП $K_p = \dfrac{R_{зз}}{Z_1(p)}$

Для одержання ПІ регулятора в колі зворотного зв'язку включають послідовно резистор з опором $R_{зз}$ і конденсатор ємністю C.

У цьому випадку ОФП регулятора:

$$W(p) = \frac{U_{вих}(t)}{U_{вх}(t)} = \frac{R_{зз} + \dfrac{1}{Cp}}{R_1} = \frac{R_{зз}}{R_1}(1 + \frac{1}{CR_{зз}p}) = K_p(1 + \frac{\alpha}{p}),$$

де $\alpha = \dfrac{1}{CR_{зз}}$ – коефіцієнт інтегральної складової регулятора.

Вираження для ОФП можна також записати в наступному виді:

$$W(p) = K_p(1 + \frac{\alpha}{p}) = K_p\frac{p+\alpha}{p} = K_p\frac{1 + \dfrac{1}{\alpha}p}{\dfrac{1}{\alpha}p} = K_p\frac{1+\tau p}{\tau p},$$

де $\tau = R_{зз}C$ – постійна інтегрування регулятора.

У загальному випадку система підпорядкованого регулювання може містити N контурів по числу регульованих змінних, причому кожний внутрішній контур зворотного зв'язку підпорядковано наступному стосовно нього зовнішньому контуру.

Підпорядкованість виражається в тому, що задаючою дією для внутрішнього контуру є вихідна величина регулятора найближчого зовнішнього контуру. Кожний контур реалізує принцип регулювання по відхиленню й має свій регулятор.

В електроприводі, показаномурис.5.1, два контури: внутрішній підлеглий контур регулювання струму регулятор, що містить, струму РС, перетворювач П, якірне коло електродвигуна М и жорсткий НЗЗ по струму, і зовнішній контур регулювання вихідної координати привода (кутової швидкості Ω). Цей контур містить регулятор швидкості РШ, внутрішній контур регулювання струму, електродвигун М и жорсткий НЗЗ по кутовій швидкості Ω.

Керуючим впливом для зовнішнього контуру є напруга $U_{вх} = K_{ш}\Omega$, що виробляється задаючим елементом, ЗЕ, а для внутрішнього контуру – вихідний сигнал регулятора швидкості РШ, пропорційний заданому значенню струму якоря.

Необхідність в ЗЕ системах електропривода з підпорядкованим регулюванням, як і в СКЕП із загальним регулятором, виникає при стрибкоподібному завданні на вході РШ.

У системах електропривода з підпорядкованим керуванням досить просто вирішується завдання обмеження величини струму в якірному колі електродвигуна. Для цього досить обмежити рівень сигналу на виході регулятора швидкості, наприклад, включенням стабі-

літронів у колі зворотного зв'язку ОП, як показано на рис.5.4.

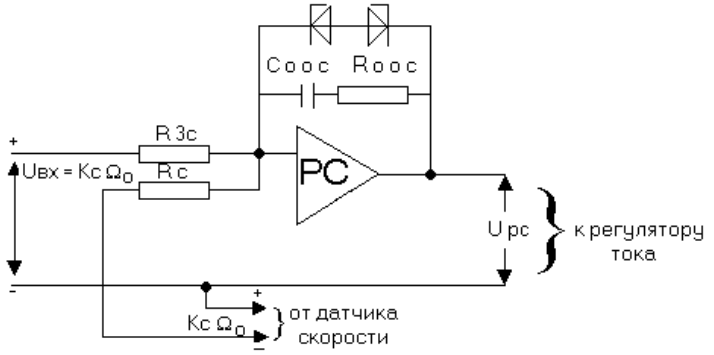


Рис. 5.3 – Астатический регулятор швидкості з обмеженням вихідного сигналу.

Електромеханічна характеристика в статиці в цьому випадку подібна такий для електропривода із загальним регулятором швидкості й відсіченням по струму.

Для поліпшення перехідного процесу при пуску електропривода між регулятором швидкості і ЗЕ часто вводять задатчик інтенсивності (ЗІ), що забезпечує лінійне в часі наростання сигналу на вході РШ.

Один з можливих варіантів його виконання показаний на рис.**??**.

Принцип його дії заснований на заряді конденсатора C постійним струмом, який формується підсилювачем на транзисторі, включеним по схемі зі спільною базою.

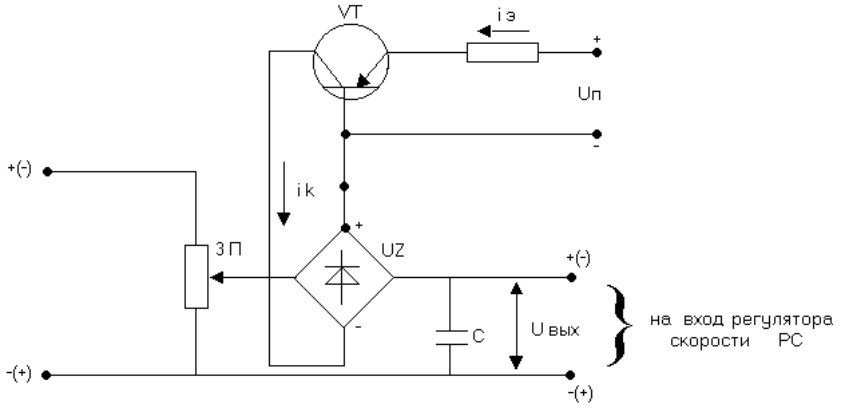


Рис. 5.4 – Принципова схема задатчика інтенсивності.

Коло емітер - база транзистора одержує живлення від стабілізованого джерела, що створює постійний струм емітера, а отже, і струм колектора, яким заряджається конденсатор С. Випрямний місток забезпечує односпрямоване протікання струму колектора при будь-якій полярності напруги живлення потенціометра, ЗП.

При подачі напруги на ЗП напругу $U_{\text{вих}}$ на конденсаторі наростає лінійно до напруги $U_{\text{вх}}$ з полярністю, обумовленою полярністю вхідної напруги.

В системі підлеглого регулювання є можливості:

1. окремого регулювання змінних (у цьому випадку струму й швидкості);
2. окремого настроювання контурів (починаючи із внутрішнього);

3. корекції перехідних процесів у кожному з контурів.

В результаті значно спрощуються: аналіз перехідних процесів, технічна реалізація корекції, настроювання системи при її експлуатації.

5.2 Математична модель двоконтурної СКЕП з підпорядкованим керуванням

Запишемо в операторной формі рівняння, що описує поведінку динаміку СКЕП, що представлена на рис.5.1. Для більшої спільності, приймемо, що обоє регулятора – кутової швидкості й токи є пропорційно-інтегральними (ПІ) з операторными функціями передачі

$$W_{\text{рш}}(p) = K_{\text{рш}}(1 + \frac{\alpha_{\text{ш}}}{p})\ W_{\text{с}}(p) = K_{\text{с}}(1 + \frac{\alpha_{\text{с}}}{p}) \tag{5.1}$$

Линеаризованную модель перетворювача П представимо аперіодичною ланкою з коефіцієнтом підсилення $K_{\text{п}}$ і постійною часу $T_{\text{п}}$. Тоді рівняння для вихідної напруги перетворювача (**??**) буде наступним:

$$U = [(K_{\text{ш}}\Omega_0 - K_{\text{ш}} \cdot \Omega)K_{\text{рш}}(1 + \frac{\alpha_{\text{ш}}}{p}) - K_{\text{с}}I]K_{\text{рс}} \cdot (1 + \frac{\alpha_{\text{с}}}{p})\frac{K_{\text{п}}}{T_{\text{п}}p + 1}.$$

Розділимо обидві частини його на $U_{\text{б}} = C_e\Omega_0$ і введемо відносні значення для напруги $u = \dfrac{U}{C_e\Omega_0}$ й струму $i = \dfrac{I}{I_{\text{н}}}$,

де $I_{\text{н}}$ – номінальне значення струму якірному кола електродвигуна.

Тоді після нескладних перетворень рівняння (**??**) перепишеться в наступному виді:

$$u = [K(1 - \omega)(1 + \frac{\alpha_{\text{ш}}}{p}) - \beta\delta_{\text{н}}i](1 + \frac{\alpha_c}{p}) \cdot \frac{1}{T_{\text{п}}p + 1}, \tag{5.2}$$

де $K = K_{\text{ш}}K_{\text{рш}}K_{\text{рс}}K_{\text{п}}\dfrac{1}{C_e}$ – загальний коефіцієнт підсилення розімкненої системи по контуру регулювання кутової швидкості;

$\beta_c = \dfrac{K_{\text{с}}K_{\text{рс}}K_{\text{п}}}{R_e}$ – коефіцієнт підсилення по контуру струму;

$\delta_{\text{н}} = \dfrac{I_H R_e}{C_e\Omega_0}$ – коефіцієнт статизму по збуренню, для розімкненої системи електроприводу.

Рівняння у відносних одиницях, що описують електродвигун, залишаться тими ж, що й для СКЕП із загальним регулятором (4.16), (4.17):

$$\delta_{\text{н}}i = \frac{1}{T_e p + 1}(u - \omega) \tag{5.3}$$

$$\omega = \frac{1}{T_{\text{м}}p}(\delta_{\text{н}}i - \delta_{\text{н}}i_C) \tag{5.4}$$

Рівнянням (5.2)...(5.4) відповідає структурна схема, наведена на рис.5.5.

Перетворення даної схеми дозволяє одержати в операторной формі наступну залежність (5.5) вихідної керованої величини ω від завдання $\omega_0 = 1$ та збурення i_c :

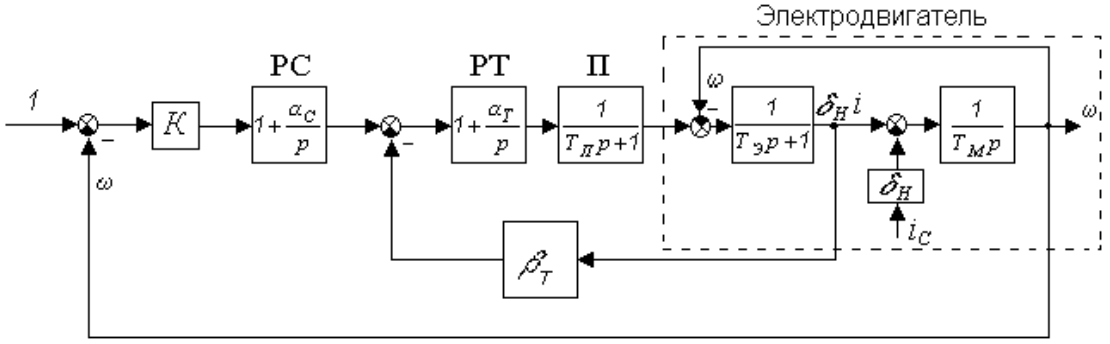


Рис. 5.5 – Узагальнена структурна схема СКЕП

$$\omega = \frac{K[p^2 + (\alpha_{\text{ш}} + \alpha_c)p + \alpha_{\text{ш}}\alpha_c] - p[T_e T_{\text{п}} p^3 + (T_e + T_{\text{п}})p^2 + (1 + \beta_c)p + \beta_c\alpha_c]\delta_H i_C}{T_M T_e T_{\text{п}} p^5 + T_M(T_e + T_{\text{п}})p^4 + [T_{\text{п}} + (1 + \beta_c)T_M]p^3 + (1 + K + \beta_c\alpha_c T_M)p^2 + K(\alpha_{\text{ш}} + \alpha_c)p + K\alpha_{\text{ш}}\alpha_c} \tag{5.5}$$

Розглянута СКЕП з Пі-регуляторами кутової швидкості й струму є двукратноінтегруючей. Вона є астатической як по, завданню, так і по, збуренню. Керування здійснюється без статичної помилки, тобто обидві складові коефіцієнта статизма S дорівнюють нулю. Дійсно, уважаючись $p = 0$, одержуємо, що після закінчення перехідного процесу (у статиці) $\omega(\infty) = \omega_0 = 1$. Параметрами, що настроюються, для даної СКЕП є: K, β_c, $\alpha_{\text{ш}}$, α. З наведеної на рис.5.5 структурної схеми можна одержати ряд інших варіантів систем керування, широко застосовуваних на практиці.

Так, при $\alpha = 0$ одержуємо СКЕП з ПІ регулятором швидкості й П регулятором струму або без нього (із жорстким НЗЗ по струму на вхід перетворювача). В останньому варіанті СКЕП не ставиться до класу систем з підпорянкованим регулюванням. Це система керування з НЗЗ по кутовій швидкості з паралельною струмовою корекцією, що одержала широке застосування при діапазоні регулювання 100...200. Параметрами, що настроюються для неї є: K, β_c, $\alpha_{\text{ш}}$, а вираз (5.5) має такий вигляд:

$$\omega = \frac{K(p + \alpha_{\text{ш}}) - p[T_e T_{\text{п}} p^2 + (T_e + T_{\text{п}})p + 1 + \beta_c]\delta_H i_C}{T_M T_e T p^4 + T_M(T_e + T)p^3 + [T + (1 + \beta_c)T_M]p^2 + (1 + K)p + K\alpha_c}.$$

Вважаючи $p = 0$, одержуємо, що в статиці $\omega(\infty) = \omega_0 = 1$, тобто регулювання кутової швидкості в даної СКЕП здійснюється, як і у двукратноинтегрирующей системі керування без статичної помилки.

При $\alpha_{\text{ш}} = 0$ одержуємо однократноінтегруючу СКЕП з ПІ регулятором струму й П регулятором кутової швидкості, для якої вираження (5.5) ухвалює вид:

$$\omega = \frac{K(p + \alpha_c) - [T_e T_{\text{п}} p^3 + (T_e + T_{\text{п}})p^2 + (1 + \beta_c)p + \beta_c\alpha_c]\delta_H i_C}{T_M T_e T_{\text{п}} p^4 + T_M(T_e + T_{\text{п}})p^3 + [T_{\text{п}} + (1 + \beta_c)T_M]p^2 + (1 + K + \beta_c\alpha_c T_M)p + K\alpha_c}.$$

Коректуємі параметрами для даної системи є: K, β_c, α_c.

Вважаючи $p = 0$, одержуємо: $\omega(\infty) = 1 - \dfrac{\beta_c \cdot \delta_{\text{н}}}{K} i_c$, тобто в системі має місце статична помилка, що залежить від величини збурення. Коефіцієнт статизма при цьому рівний: $S = S_2 = \dfrac{\beta_c \delta_{\text{н}}}{K}$.

При $\alpha_{\text{ш}} = 0$, $\alpha = 0$ одержуємо СКЕП з П регулятором швидкості й жорстким негативним зворотним зв'язком на вхід перетворювача, для якої

$$\omega = \frac{K - [T_e T_{\text{п}} p^2 + (T_e + T_{\text{п}})p + 1 + \beta_c]\delta_H i_C}{T_M T_e T_{\text{п}} p^3 + T_M (T_e + T_{\text{п}}) p^2 + [T_{\text{п}} + (1 + \beta_c) T_M] p + 1 + K}$$

з параметрами, що настроюються K, β_c.

Вважаючи в останньому вираженні $p = 0$, знаходимо, що стале значення кутової швидкості:

$$\omega(\infty) = \frac{K}{1 + K} - \frac{(1 + \beta_c)\delta_{\text{н}}}{1 + K} i_c.$$

Вважаючи $i_c = 1$, знаходимо величину коефіцієнта статизму:

$$S = 1 - \omega(\infty) = \frac{1}{1 + K} + \frac{(1 + \beta_c) \cdot \delta_{\text{н}}}{1 + K}.$$

Вважаючи $\beta_c = 0$ одержуємо вираження для ω системи керування тільки з негативним зворотним зв'язком по кутовій швидкості:

$$\omega = \frac{K - [T_e T_{\text{п}} p^2 + (T_e + T_{\text{п}})p + 1]\delta_H i_C}{T_M T_e T p^3 + T_M (T_e + T) p^2 + (T + T_M) p + 1 + K}$$

з єдиним параметром, що настроюється K и величиною коефіцієнта статизма

$$S = \frac{1}{1+} + \frac{\delta_{\text{н}}}{1 + K}.$$

5.3 Оптимальні настроювання регуляторів

Параметри регуляторів струму й кутової швидкості вибирають із умови одержання, заданих показників якості процесів керування (точність керування в статиці, перерегулювання σ і час регулювання T_{reg} при ступінчастому вхідному впливі).

Найбільше застосування при розв'язанні цього завдання одержали два критерії оптимізації: модульний (або технічний) і симетричний оптимуми.

Настроювання системи на модульний (технічний) оптимум

Застосовується, коли контур регулювання містить два інерційні (аперіодичних) ланки з постійними часу T_0 T_μ, причому $T_0 \gg T_\mu$.

Для одержання астатического регулювання в цьому випадку в контур повинне входити інтегруюча ланка. Тому використовують ПІ регулятор, постійну інтегрування τ якого для одержання максимальної швидкодії вибирають таким, щоб нейтралізувати вплив великий постійної часу на перехідний процес, а саме $\tau = T_0$. T_μ називають при цьому малою

некомпенсованою постійною часі.

Другий параметр регулятора – коефіцієнт підсилення K_p приймають за умови одержання коефіцієнта демпфірування коливань у контурі

$$\chi = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 \text{ або } \chi^2 = \frac{1}{2}.$$

При такому настроюванні перерегулювання$\sigma = \dfrac{\Delta h}{h_y} 100 = 4,3\%$, а час першого досягнення графіком перехідної функції $h(t)$ сталого значення,$t_1 = 4$, як показано на рис.5.6.

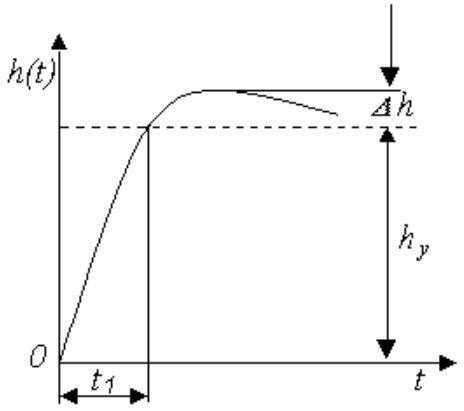


Рис. 5.6 – Графік перехідної функції при настроюванні контуру на модульний оптимум

Цей критерій застосовують і при наявності в контурі декількох аперіодичних ланок з малими постійними часу $_i$ $i = 1 \ldots N$. У цьому випадку зазначені ланки приблизно замінюють однією аперіодичною ланкою, приймаючи некомпенсовану постійну часу контуру T_μ рівній сумі постійних часу цих ланок: $T_\mu = \sum_{i=1}^{N} T_i$.

Розглянемо застосування такого підходу на прикладі оптимізації контуру регулювання струму (рис.5.4) за умови нехтування впливом на перехідний процес у цьому контурі внутрішньої НЗЗ по швидкості.

Структурна схема контуру, отримана із загальної структурної схеми СКЕП, наведена на рис.5.7, де $\tau_C = \dfrac{1}{\alpha_C}$, $T_0 = T_e$, $T_\mu. = T_\text{П}$.

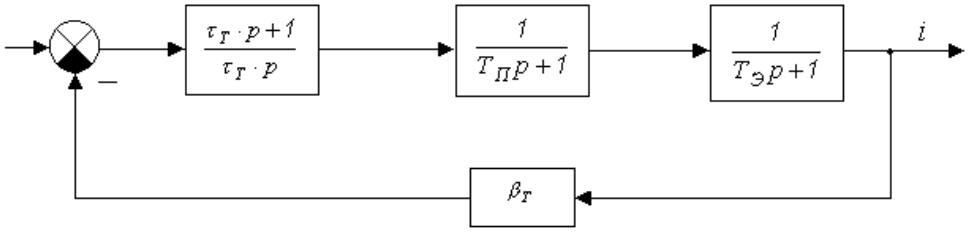


Рис. 5.7 – Структурна схема контуру регулювання струму

При послідовному з'єднанні ланок їх ОФП, як відомо, перемножуються. З врахуванням цього для компенсації впливу $\tau_T = T_e$. В результаті співмножники $\tau_T p + 1$ й $T_e p + 1$ скорочуються й результуюча ОФП ланок прямої гілки буде рівна:

$$W_C^{'}(p) = \frac{1}{T_e p(T_{\text{п}} p + 1)}.$$

По формулі для зустрічно-паралельного з'єднання ланок, запишемо результуючу ОФП контуру.

$$W_C(p) = \frac{W_C^{'}}{1 + \beta_c W_C^{'}} = \frac{\dfrac{1}{T_e p(T_{\text{п}} p + 1)}}{1 + \dfrac{\beta_c}{T_e p(T_{\text{п}} p + 1)}} = \frac{1}{a_2 p^2 + a_1 p + a_0},$$

де $a_2 = T_{\text{п}} T_e$, $a_1 = T_e$, $a_0 = \beta_c$.

Важаючи

$$\chi^2 = \frac{a_1^2}{4 a_0 a_2} = \frac{1}{2},$$

знаходимо оптимальну величину коефіцієнта підсилення контуру струму

$$\beta_c = \frac{T_e}{2 T_{\text{п}}},$$

а потім і необхідну величину коефіцієнта підсилення регулятора струму

$$K_{pc} = \frac{\beta_c R_e}{K_{\text{п}} K_C} = \frac{R_e}{K_{\text{п}} K_C} \frac{T_e}{2 T_{\text{п}}}.$$

З врахуванням отриманого значення β_c вираження для ОФП контуру струму $W_C(p)$ після нескладних перетворень перетвориться до виду:

$$W_C(p) = \frac{\dfrac{1}{\beta_c}}{2 T_{\text{п}}^2 p^2 + 2 T_{\text{п}} p + 1},$$

або приблизно, через малу величину постійної часу $T_{\text{п}}$

$$W_C(p) \approx \frac{\dfrac{1}{\beta_c}}{2 T_{\text{п}} p + 1}.$$

Оптимізацію за модульним критерієм застосовують і тоді, коли контур регулювання містить одне або кілька аперіодичних ланок з малими постійними часу та інтегруючу ланку, що відноситься до керованого об'єкту. У цьому випадку, оскільки інтегруюча ланка в контурі вже є, застосовують П регулятор, коефіцієнт підсилення якого приймають із умови одержання оптимальної величини коефіцієнта демпфірування коливань: $\chi = \dfrac{1}{\sqrt{2}}$.

Розглянемо оптимізацію за цим критерієм контуру регулювання кутової швидкості для СКЕП, структурна схема якої представлена на рис.5.5.

З врахуванням результатів оптимізації контуру регулювання струму перетворена стру-

ктурна схема системи прийме вид, показаний на рис.5.8. У цьому випадку мала некомпенсована постійна часу контуру $T_\mu = 2T_\text{п}$.

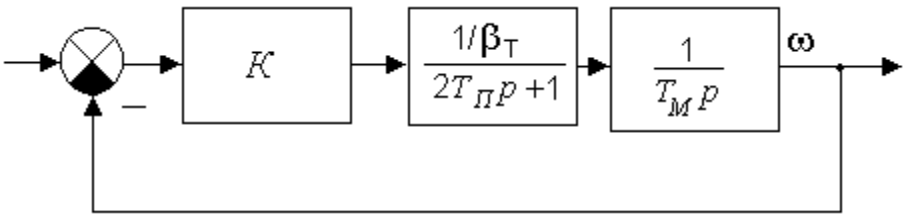


Рис. 5.8 – Структурна схема СКЕП після оптимізації контуру регулювання струму

Перетворимо схему зі спрощенням до одного еквівалентної ланки.

$$W_c(p) = \frac{\dfrac{K\dfrac{1}{\beta_c}}{T_\text{M}p(2T_\text{п}p+1)}}{1+\dfrac{K\dfrac{1}{\beta_c}}{T_\text{M}p(2T_\text{п}\cdot p+1)}} = \frac{K}{\beta_c T_\text{M}p(2T_\text{п}p+1)+K} = \frac{K}{a_2p^2+a_1p+a_0},$$

де $a_2 = 2\beta_c T_\text{п}T_\text{M}$, $a_1 = \beta_c T_\text{M}$, $a_0 = K$.

Аналогічно попередньому, приймаючи

$$\chi^2 = \frac{a_1^2}{4a_0a_2} = \frac{1}{2},$$

знаходимо оптимальну величину загального коефіцієнта підсилення розімкнутої системи по контуру регулювання швидкості:

$$K = \frac{\beta_c T_\text{M}}{4T_\text{п}} = \frac{\dfrac{T_e}{2T_\text{п}}T_\text{M}}{4\cdot T_\text{п}} = \frac{T_eT_\text{M}}{8T_\text{п}^2}.$$

Враховуючи, що

$$K = K_\text{ш}K_\text{рш}K_\text{рс}K_\text{п}\frac{1}{C_e}\text{ , а }K_\text{рс} = \frac{R_e}{K_\text{п}K_c}\frac{T_e}{2T_\text{п}},$$

знаходимо оптимальну величину коефіцієнта підсилення регулятора:

$$K_\text{рш} = \frac{KC_e}{K_\text{ш}K_\text{рс}K_\text{п}} = \frac{\dfrac{T_eT_\text{M}}{8T_\text{п}^2}C_e}{K_\text{ш}\dfrac{R_e}{K_\text{п}K_c}\dfrac{T_e}{2T_\text{п}}K_\text{п}} = \frac{C_eK_cT_\text{M}}{4K_cR_eT_\text{п}}.$$

Таким чином, застосування модульного критерію оптимізації приводить до однокрано-інтегруючей СКЕП з ПІ регулятором струму й П регулятором кутової швидкості.

Настроювання системи на симетричний оптимум

Настроювання на симетричний оптимум використовується для оптимізації контурів, що містять дві інтегруючі ланки. Звичайно одне з них вводиться до складу регулятора, а інше належить керованому об'єкту. При такій структурі контуру стійкість системи при астатичному регулюванні забезпечується застосуванням ПІ регулятора. Коефіцієнт підсилення його вибирається таким же по величині, як і для П регулятора, оптимізованого за модульним критерієм, а постійну інтегрування ухвалюють рівної: $\tau_c = 8T_{\text{п}}$.

Застосування цього критерію для вибору параметрів регулятора швидкості приводить до двукратноінтегручей СКЕП з часом першого досягнення графіком перехідної функції сталого значення $t_1 = 6,2 \cdot T_{\text{п}}$, але перерегулювання σ при цьому досягає 43%.

Для його зменшення сигнал завдання подають на вхід регулятора через фільтр із ОФП аперіодичної ланки

$$W_{\text{ф}}(p) = \frac{1}{\tau_{\text{ф}} p + 1} = \frac{1}{8T_{\text{п}} \cdot p + 1}.$$

Розглянемо на закінчення вибір оптимальних параметрів СКЕП з ПІ регулятором швидкості й жорстого НЗЗ по струму на вхід перетворювача з використанням модульного оптимуму.

В цьому випадку, враховуючи, що $\alpha_c = 0$, $K_{\text{рс}} = 1$, у прямій гілці контуру струму з'єднані послідовно дві аперіодичні ланки з постійними часу $T_{\text{п}}$ і T_e, а коло зворотного зв'язку замкнене через безінерційну ланку з коефіцієнтом підсилення

$$\beta_c = \frac{K_c K_{\text{п}}}{R_e}.$$

З використанням правил перетворення структурних схем для послідовного й зустрічно-паралельного з'єднання ланок, одержимо вираження для ОФП струмового контуру:

$$W_c(p) = \frac{\dfrac{1}{T_{\text{п}} p + 1}\dfrac{1}{T_e p + 1}}{1 + \beta_c \dfrac{1}{T_{\text{п}} p + 1}\dfrac{1}{T_e p + 1}} = \frac{1}{T_{\text{п}} T_e p^2 + (T_{\text{п}} + T_e) p + \beta_c}.$$

Нехтуючи в знаменникуу $T_{\text{п}}$ у порівнянні з T_e, перепишемо це рівняння в наступному виді:

$$W_c(p) = \frac{1}{a_2 p^2 + a_1 p + a_0},$$

де $a_2 = T_{\text{п}} T_e$, $a_1 = T_e$, $a_0 = \beta_c$.

Вважаючи $\chi^2 = \dfrac{a_1^2}{4 a_0 a_2} = \dfrac{1}{2}$, знаходимо оптимальну величину коефіцієнта підсилення контуру струму: $\beta_c = \dfrac{T_e}{2T_{\text{п}}}$, а потім і оптимальну величину коефіцієнта підсилення датчика струму:

$$K_c = \frac{\beta_c R_e}{K_\text{п}} = \frac{R_e}{K_\text{п}} \frac{T_e}{2T_\text{п}}.$$

При підстановці оптимальної величини β_c у вираження для $WT(p)$ останнє перетвориться до виду:

$$W_c(p) = \frac{\frac{1}{\beta_c}}{2T_\text{п}^2 p^2 + 2T_\text{п} p + 1} \approx \frac{\frac{1}{\beta_c}}{2T_\text{п} \cdot p + 1},$$

що збігається з ОФП контуру струму двукратноінтегруючей СКЕП з оптимізацією за модульним критерієм. Тому вибір параметрів ПІ регулятора швидкості для розглянутої системи електропривода проводиться так само, як і для двукратноінтегруючей СКЕП.

Для більшої наочності дані про оптимальні настроювання СКЕП зведено в таблицю 1.

Слід мати у виді, що прийняте вище допущення про малий вплив зміни швидкості на перехідний процес у контурі струму справедливо тільки, коли електромеханічна постійна привода значно перевищує електромагнітну: $T_M \gg T_e$. На практиці ці постійні часу часто мають один порядок, що може зажадати уточнення отриманих значень параметрів регуляторів за результатами моделювання СКЕП на ЕОМ.

5.4 СКЕП із двухзонным регулюванням швидкості

В такій системі обмотка збудження електродвигуна одержує живлення від керованого випрямляча на тиристорах. При швидкості, менше номінальної, на обмотку надходить повна напруга живлення, а регулювання здійснюється зміною напруги якірному кола.

При швидкості, вище номінальної, регулювання проводиться ослабленням поля за рахунок зниження напруги на обмотці збудження.

Для регулювання по колоу збудження можуть використовуватися сигнали по швидкості Ω, ЕРС обертання якоря $E_\text{я} = C\Phi\Omega$ або напрузі $U_\text{п}$ якірного кола.

Розглянемо одну з таких взаємозалежних систем, коли регулювання по колоу якоря здійснюється двоконтурної СКЕП з підпорянкованим керуванням, а по колоу збудження у функції напруги $U_\text{п}$ живлення якірному кола електродвигуна.

Функціональна схема підсистеми регулювання збудження в цьому випадку має вигляд, показаний на рис.5.9.

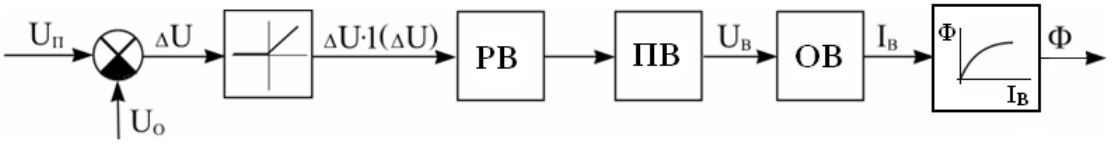


Рис. 5.9 – Функціональна схема підсистеми регулювання збудження

При напрузі живлення якоря, що менше опорної напруги U_0, близького до номінального ($U_0 \approx 0,95U_H$), напруга на вході регулятора збудження РВ дорівнює нулю. На обмотку збудження ОВ від перетворювача збудження ПЗ надходить повна напруга, і двигун працює

Таблиця 5.1 – Оптимальні настроювання контурів регулювання.

Варіант СКЕП		Параметр	Оптимальна величина
Однократно - й дворазово-інтегруюча	Контур регулювання струму	Постійна інтегрування регулятора	$\tau_c = \dfrac{1}{\alpha_c} = T_e$
		Коефіцієнт підсилення по контуру струму	$\beta_c = \dfrac{T_e}{2T}$
		Коефіцієнт підсилення регулятора	$K_{pc} = \dfrac{R_e}{K_\text{п} K_c} \dfrac{T_e}{2T_\text{п}}$
	Контур регулювання кутової швидкості	Загальний коефіцієнт підсилення розімкнутої системи	$K = \dfrac{T_e T}{8T^2}$
		Коефіцієнт підсилення регулятора	$K_{pc} = \dfrac{C_e K_c T_\text{М}}{4 K_c R_e T_\text{п}}$
Дворазово-інтегруюча; СКЕП з ПІ регулятором кутової швидкості й жосткого НЗЗ по струму на вхід перетворювача	Контур регулювання кутової швидкості	Постійна інтегрування регулятора	$\tau_c = \dfrac{1}{\alpha_c} = 8T_\text{п}$
	Вхідний фільтр	Постійна часу фільтра	$\tau_\text{ф} = 8T_\text{п}$
З ПІ регулятором кутової швидкості й жосткого НЗЗ по струму на вхід перетворювача	Контур регулювання струму	Коефіцієнт підсилення по контуру струму	$\beta_c = \dfrac{T_e}{2T}$

з номінальним збудженням.

Коли в міру розгону електродвигуна напруга $U_\text{п}$ починає перевищувати опорне U_0, різниця напруг $\Delta U = U_\text{п} - U_0$ надходить на регулятор збудження.

Збільшується кут α зсуву моментів відмикання тиристорів стосовно моментів переходу сіткової напруги через нуль. У результаті відбувається зменшення напруги на затискачах обмотки збудження ОЗ, ослаблення магнітного потоку Ф, створюваного обмоткою, і збільшення швидкості двигуна *Omega*.

Залежність напруги U_B від керуючого сигналу ΔU показана на рис.5.10.

Запишемо по другому закону Кірхгофа рівняння, що зв'язує струм збудження I_Bі напруга U_B:

$(L_B p + R_B) I_B = U_B$, або$I_B = U_B \dfrac{1/R_B}{T_B p + 1}$,

де $T_B = \dfrac{L_B}{R_B}$ – електромагнітна постійна часу обмотки збудження.

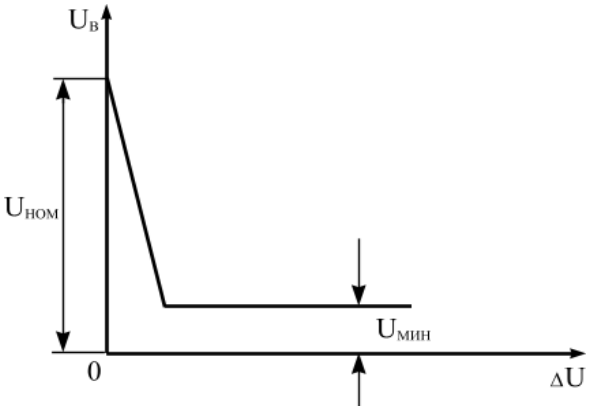


Рис. 5.10 – Ззалежність напруги збудження від керуючого сигналу в статиці

З урахуванням цього можна зобразити структурну схему підсистеми регулювання збудження (рис.5.11) де. $W_{\text{РЗ}}(p)$, $W_{\text{ПЗ}}(p)$ - ОФП регулятора збудження й перетворювача.

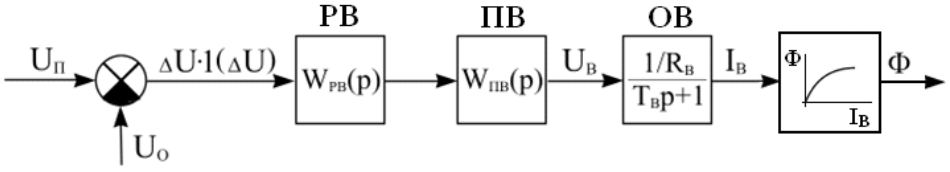


Рис. 5.11 – Структурна схема підсистеми регулювання збудження

Регулятор РЗ може бути статичним (П) або астатичним (ПІ). Можливо також підлегле регулювання при введенні внутрішнього контуру з регулятором струму збудження I_B.

Залежність магнітного потоку Ф від струму збудження I_B нелінійна й визначається видом кривій намагнічування електродвигуна. По цій же причині індуктивність L_B. обмотки збудження й величина постійної часу T_B. залежать від величини струму I_B, тобто розглянута система є нелінійною.

З врахуванням викладеного одержимо структурну схему підсистеми регулювання електродвигуна по колу якоря.

Запишемо систему рівнянь, що описують поведінку цієї підсистеми.

Для вихідної напруги $U_{\text{п}}$ перетворювача П:

$$U_{\text{п}} = [(K_C \cdot \Omega_0 - K_C\Omega) \cdot W_{\text{РШ}}(p) - K_C I] \cdot W_{PC}(p) W_{\text{п}}(p),$$

де$W_{\text{РШ}}(p)$,$W_P(p)$, $W_{\text{п}}(p)$ – ОФП регуляторів швидкості й струму, а також перетворювача.

Для керованого об'єкта (електродвигуна):

$$I = (UK_{\text{п}} - C\Phi\Omega)\frac{R_e}{T_e p + 1},$$

$$\Omega = (C\Phi I - M_C)\frac{1}{Jp},$$

де C - конструктивна постійна електродвигуна;

M_C - момент опору на валу електродвигуна;

J - приведений до вала двигуна момент інерції поступально й обертально рухомих мас електропривода.

На підставі цих рівнянь структурна схема підсистеми регулювання електродвигуна по колу якоря показана на рис.5.12, де знаками Х позначені блоки перемножування двох змінні (Ф, I і Ф, Ω).

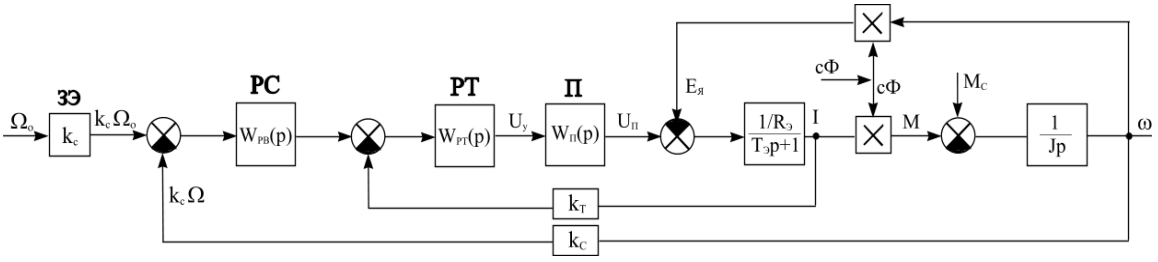


Рис. 5.12 – Структурна схема підсистеми регулювання двигуна по колу якоря

Поєднуючи структурні схеми двох підсистем, одержуємо загальну структурну схему СКЕП із двухзонним регулюванням швидкості.

Система суттєво нелінійна через наявність блоків добутку змінних і нелінійної залежності магнітного потоку від струму збудження. Тому ефективне її дослідження (аналіз і синтез) можливо тільки із застосуванням ЕОМ.

5.5 Схемна реалізація основних варіантів СКЕП

Як ми вже відзначали, на практиці найбільше застосування одержали чотири варіанти СКЕП постійного струму.

Однократноінтегруюча СКЕП з ПІ регулятором струму та П кутової швидкості

Принципова електрична схема її при виконанні регуляторів на операційних підсилювачах наведена на рис.5.13.

На схемі використані наступні умовні позначки елементів:

РШ, РС – регулятори кутової швидкості й струму;

БО – блок обмеження вихідної напруги РШ, а, отже, і струму якірного кола електродвигуна. Варіант його реалізації на стабілітронах був наведений раніше на рис.5.4;

СІФУ – система імпульсно-фазового керування тиристорним перетворювачем $UZ1$(керованим випрямлячем у силовому колі електродвигуна);

R – вимірювальний шунт (елемент датчика струму ДТ);

L – згладжувальний дросель;

BR – датчик кутової швидкості (тахогенератор постійного струму);

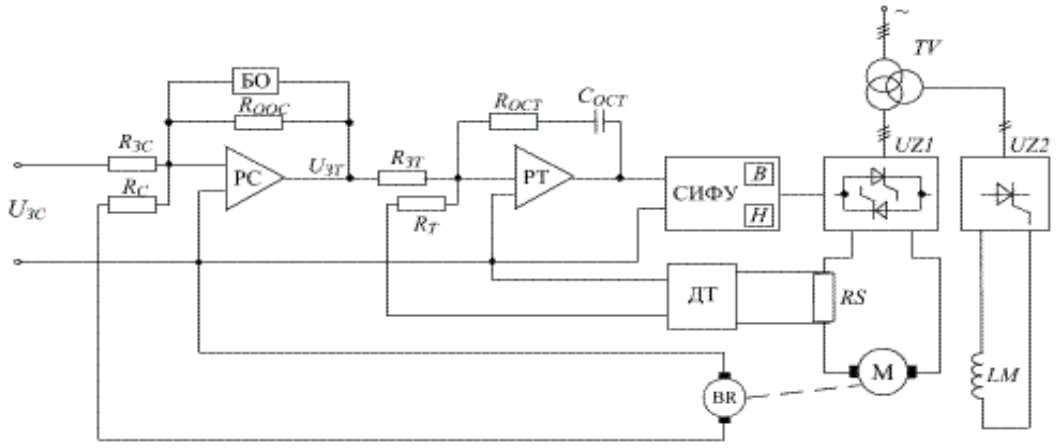


Рис. 5.13 – Принципова електрична схема однократноінтегруючо СКЕП з ПІ регулятором струму та П кутової швидкості

UZ2 – випрямляч кола живлення обмотки збудження LM електродвигуна M;

TV – живильний трансформатор.

Аналогічні позначення використовуються й на наступних схемах.

Двукратноінтегруюча СКЕП з ПІ регуляторами струмуі кутової швидкості

Схема даної СКЕП (рис.5.14) відрізняється від попередньої тим, що:

- а) у колі зворотного зв'язку операційного підсилювача, на якому виконаний регулятор швидкості РШ, послідовно з резистором $R_{НЗЗ}$ включени конденсатор $_{НЗЗ}$;
- для зниження перерегулювання $U_{ЗС}$ подається на вхід регулятора швидкості R-C фільтр.

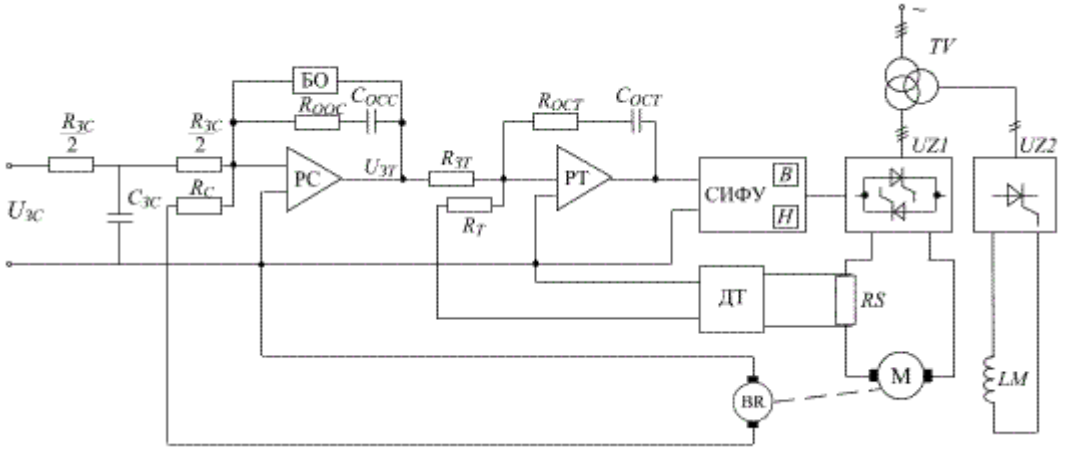


Рис. 5.14 – Принципова електрична схема дворазовоінтегруючої СКЕП з ПІ регуляторами струму й кутової швидкості

Двоконтурна СКЕП з ПІ регулятором кутової швидкості і жорсткою НЗЗ по струму на вхід перетворювача

Це система (рис.**??**) з паралельною струмовою корекцією й не ставиться до класу СКЕП з підпорянкованим керуванням, оскільки в ній відсутній регулятор струму. Як і в СКЕП, показаної на рис.5.14, для зниження перерегулювання, напруга в ній подається на вхід регулятора кутової швидкості через R-C фільтр.

6. ЗАМКНЕНІ СКЕП ЗМІННОГО СТРУМУ

6.1 Загальні відомості

У промислових електроприводах широко застосовують електродвигуни змінного струму: асинхронні (з короткозамкненим і фазним ротором), синхронні й вентильно-індукторні.

Найбільше поширення одержали асинхронні короткозамкнені двигуни, що відрізняються:

1. простотою конструкції, дешевиною;
2. надійністю в експлуатації;
3. мінімальними розмірами й вагою;
4. широким діапазоном потужностей.

Регулювання кутової швидкості таких електродвигунів можливо:

1. Перемиканням числа пара полюсів. Регулювання східчасте з обмеженим числом ступенів (2-3). Можливо тільки при спеціальному виконанні статорних обмоток. Широкого застосування не знайшло.
2. Зміною напруги живлення статорному кола. Реалізується звичайно за допомогою тиристорних регуляторів змінної напруги.

Для розширення діапазону регулювання й стабілізації швидкості використовують замкнені СКЕП з негативним зворотним зв'язком по швидкості.

3. Зміною частоти живлячого напруги; можливо плавне, глибоке й економічне (по втраті енергії) регулювання з використанням перетворювачів частоти. Вимагає одночасного регулювання напруги живлення двигуна, що реалізується звичайно за допомогою замкнених СКЕП.

В асинхронних електродвигунах з фазним ротором з'являються додаткові можливості регулювання швидкості:

1. зміною величини опору додаткового резистора в колі ротора східчасто (із застосуванням релейно-контактної апаратури), або плавно за допомогою тиристорних або транзисторних регуляторів. Для стабілізації кутової швидкості на проміжних характеристиках, як правило, потрібне застосування замкнених СКЕП;
2. каскадним включенням асинхронного двигуна з іншими електричними машинами або статичними перетворювачами. Застосовують у регульованих електроприводах великої потужності із замкненими системами керування.

У потужних безредукторних електроприводах економічно виправдане застосування синхронних двигунів з автоматичним регулюванням збудження.

Перспективним є вентильно-індукторні електродвигуни з тиристорними або транзисторними комутаторами в колі статора. Вони мають характеристики, аналогічні характеристикам електродвигунів постійного струму, але в безколекторному виконанні. Регулю-

вання кутової швидкості здійснюється звичайно за допомогою замкнених СКЕП.

6.2 Система регулювання кутової швидкості асинхронного електропривода зміною напруги живлення

Принципова схема СКЕП наведена на рис.6.1.

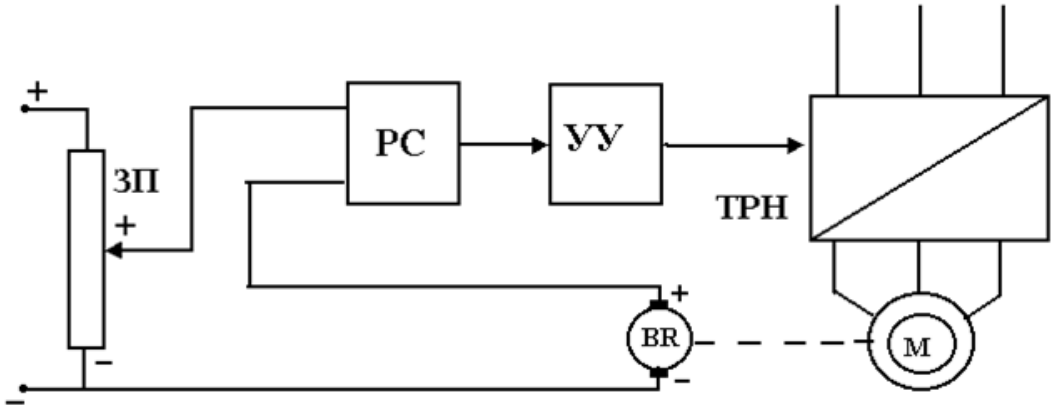


Рис. 6.1 – Принципова схема САР кутової швидкості асинхронного електродвигуна зміною напруги живлення

Електродвигун M одержує живлення від трифазної мережі через тиристорний або транзисторний регулятор змінної напруги ТРН із фазовим-імпульсно-фазовим керуванням.

Кутова швидкість електродвигуна Ω контролюється тахогенератором BR, що виробляють напругу $U_{BR} = K_C\Omega$, яке порівнюється з напругою $U_З$ потенціометра ЗП, що пропорційна заданій кутовий швидкості Ω_0.

Сигнал помилки ΔU, пропорційний відхиленню $\Delta\Omega = \Omega_0 - \Omega$ фактичної кутової швидкості від заданої, надходить на вхід регулятора швидкості РШ, який через пристрій фазового-імпульсно-фазового керування УУ змінює кут зсуву α моментів відмикання тиристорів ТРН стосовно моментів переходу живлячої напруги через нуль.

При зниженні кутової швидкості з ростом навантаження збільшується сигнал помилки ΔU, що приводить до зменшення кута регулювання α і росту напруги на затискачах електродвигуна U_M. У результаті відбувається стабілізація швидкості.

Без врахування електромагнітних процесів у двигуні поведінка такий СКЕП можна описати наступною системою рівнянь.

Для напруги живлення електродвигуна U_M:

$$U_M = K_C(\Omega_0 - \Omega)W_{\text{рш}}(p)W_{\text{п}}(p),$$

де $W_{\text{рш}}(p)$ – ОФП регулятора напруги (перетворювача) разом із пристроєм керування УУ, або в статиці

$$U_M = K_0(\Omega_0 - \Omega),$$

де $K_0 = K_{\text{ш}}K_{\text{рш}}K_{\text{п}}$ – коефіцієнт підсилення датчика кутової швидкості, регулятора швидкості й перетворювача.

Для електродвигуна (рівняння механічної характеристики):

$$M = \frac{2M_K\Omega_C(\Omega_C - \Omega)U_M^2}{\Omega_C - \Omega)^2 + S_K^2\Omega^2}$$

де Ω_C – синхронна кутова швидкість, c^{-1};

M_K – критичний (перекидний) момент при номінальній напрузі живлення;

S_K - критичне ковзання,

Ω_K – кутова швидкість, відповідна до значення моменту $M = M_K$. Для швидкості (з рівняння рівноваги моментів на валу електродвигуна):

$$\Omega = (M - M_C)\frac{1}{Jp}$$

де J – приведений до валу двигуна момент інерції рухомих мас привода; M_C – момент опору на валу двигуна.

На підставі наведених рівнянь і функціональної схеми становимо структурну схему СКЕП (рис.6.2).

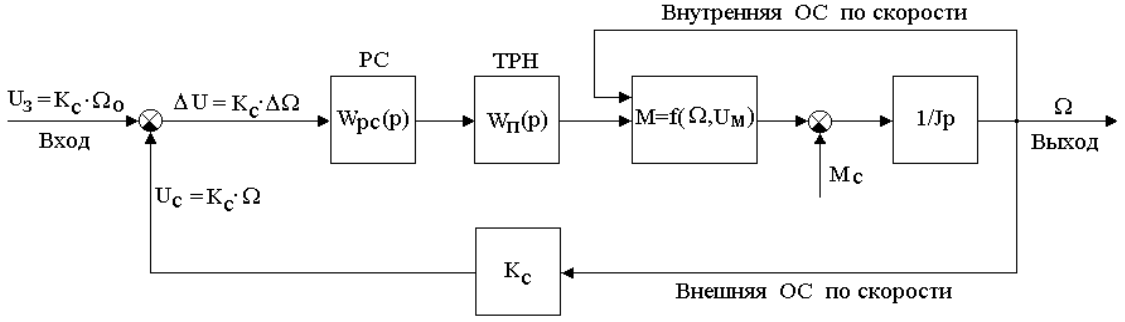


Рис. 6.2 – Структурна схема системи регулювання кутової швидкості асинхронного електродвигуна зміною напруги живлення

З отриманої структурної схеми випливає, що навіть без врахування електромагнітних перехідних процесів у двигуні, розглянута СКЕП суттєво нелінійна, і дослідження її поведінки можливо практично тільки із залученням ЕОМ.

Графіки механічних характеристик привода з негативним зворотним зв'язком по кутовій швидкості в статиці показані на рис.6.3.

Для порівняння на рис.6.4 наведене сімейство механічних характеристик електродвигуна для різних значень напруг живлення U_M (без зворотного зв'язку по швидкості).

Як випливає з рис.6.3, 6.4, застосування негативного зворотного зв'язку по кутовій швидкості:

1. Розширює діапазон регулювання кутової швидкості зі збереженням достатньої перевантажувальної здатності привода.

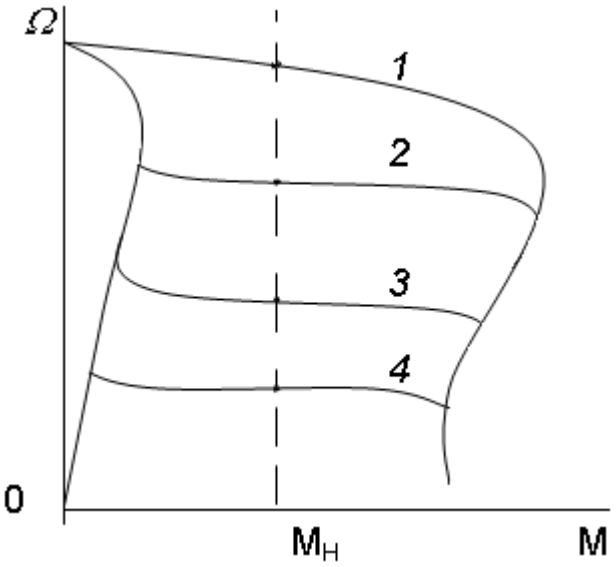


Рис. 6.3 – Механічні характеристики електропривода:1- природня; 2, 3, 4 – штучні при різних значеннях напруги завдання

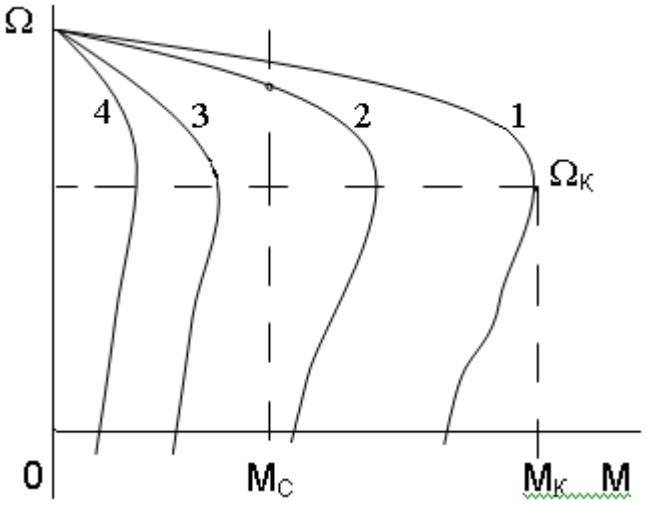


Рис. 6.4 – Механічні характеристики електропривода:1 – природня при $U_M = U_{HOM}$; 2, 3, 4 – штучні при різних значеннях напруги живлення $U_M < U_{HOM}$

2. Забезпечує стабілізацію кутової швидкості при роботі на проміжних характеристиках, які стають твердими (швидкість мало залежить від навантаження).

Недоліком СКЕП з регулюванням кутової швидкості зміною напруги живлення є те, що зі зменшенням напруги знижується магнітний потік, що при постійному моменті опору M_C приводить до зростання струмів статора й ротора й, як наслідок, до підвищеного нагрівання двигуна.

Тому розглянута СКЕП застосовується звичайно при повторно-короткочасних режимах роботи двигунів потужністю до 20...30 кВт із діапазоном регулювання D до 10.

6.3 Система керування асинхронним електродвигуном з імпульсним регулюванням опору в роторному колі

Принципова схема СКЕП наведена на рис.6.5

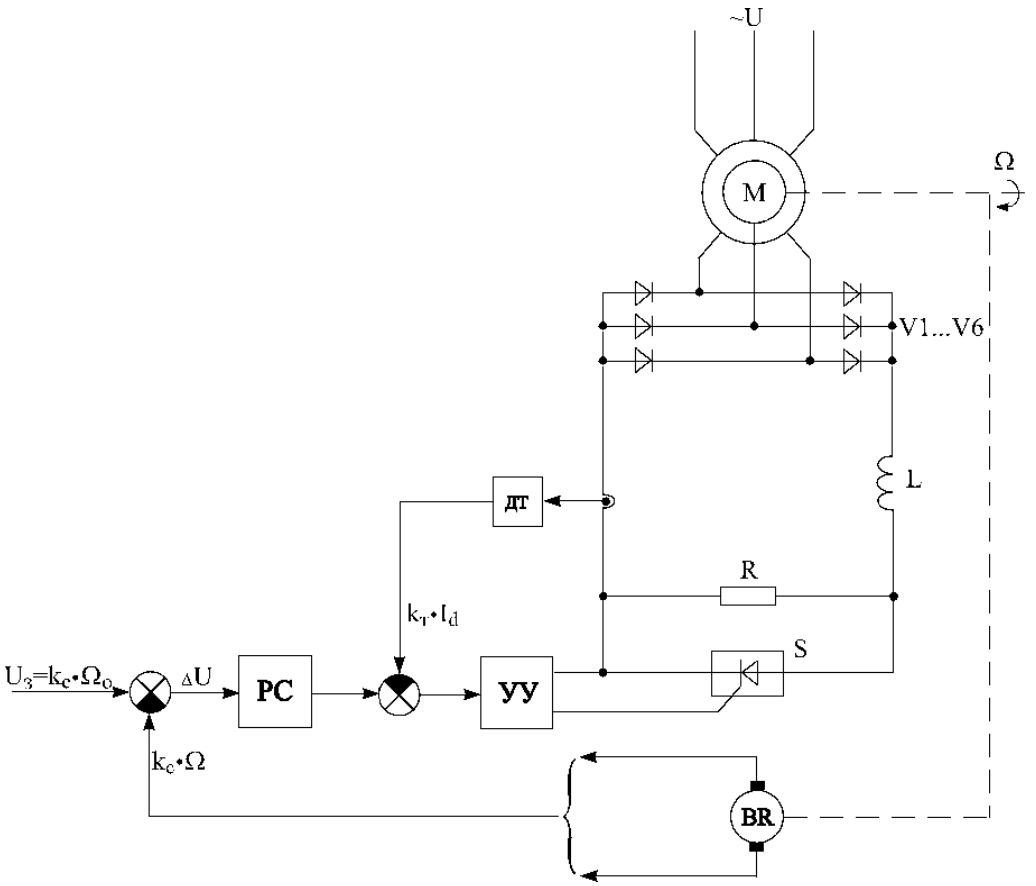


Рис. 6.5 – Система керування асинхронним електродвигуном з імпульсним регулюванням опору в колі ротора

У коло ротора електродвигуна M через випрямний міст на діодах $V1 \dots V6$ згладжуючий дросель L включен резистор R, що періодично з великою частотою шунтирується тиристорним ключем S.

Керування ключем здійснюється пристроєм керування УУ по сигналу регулятора швидкості РШ, на вхід якого надходить різниця напруги, $U_З = K_ш \Omega_0$, що пропорційна заданій Ω_0 швидкості й напруги зворотнього зв'язку $K_ш \Omega$, що пропорційна фактичній Ωшвидкості, від тахогенератора BR.

Для обмеження максимального моменту на вхід УУ додатково подається напруга $K_T I_d$, пропорційна випрямленому струму ротора I_d від датчика струму ДТ.

У результаті забезпечується робота двигуна на жорстких механічних характеристиках з обмеженням максимального моменту, завдяки автоматичній зміні коефіцієнта заповнення $k_з = \dfrac{t_и}{T}$, де $t_и$ - тривалість замкненого стану ключа S, T – період комутації.

Зразковий вид механічних характеристик привода при різних значеннях напруги, що U задає, показаний на рис.6.6.

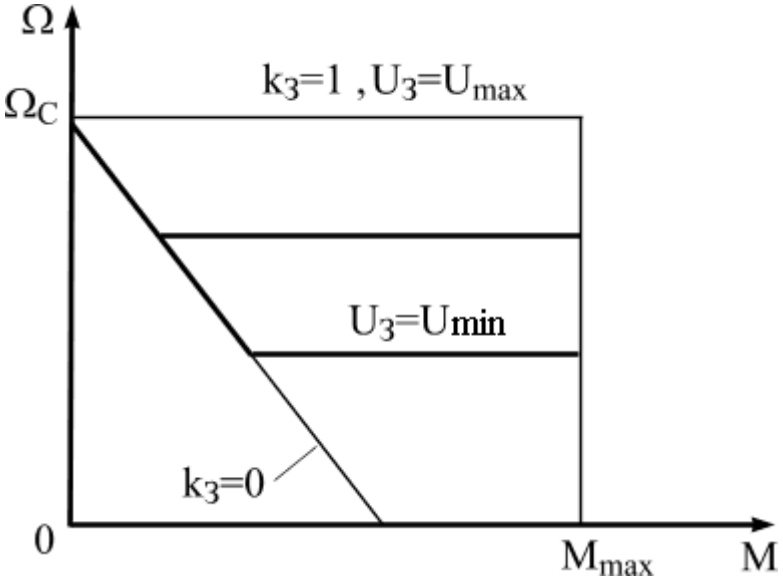


Рис. 6.6 – Механічні характеристики привода

Ліворуч робоча область обмежена похилою лінією, що представляє собою механічну характеристику електродвигуна при постійно включеному резисторі R $k_з = 0$, а праворуч – максимальним значенням моменту M_{max}, обумовленим рівнем сигналу, формованого датчиком струму ДТ.

Розглянута СКЕП досить простими засобами забезпечує:

1. Плавне регулювання швидкості в широких межах.
2. Стабілізацію швидкості при роботі на проміжних характеристиках.
3. Високу швидкодію електропривода.

Разом з тим, коефіцієнт корисної дії привода невисокий і різко знижується при зменшенні швидкості через високий опір роторного кола й впливу вищих гармонік струму.

6.4 СКЕП змінного струму з частотним керуванням

Прогрес в області силової перетворювальної техніки на базі тиристорів і потужних транзисторів відкриває можливості широкого застосування частотно-керованного асинхронного привода. Частотне керування дозволяє одержати характеристики привода, подібні характеристик електроприводів постійного струму, і навіть із більш високою швидкодією за рахунок великої перевантажувальної здатності асинхронних електродвигунів (АД) і щодо малого моменту інерції ротора.

У цих умовах на динамічні властивості привода істотний вплив виявляють електромагнітні перехідні процеси в системі перетворювач частоти – двигун, без врахування яких неможливо одержати адекватну математичну модель привода й забезпечити при синтезі необхідні показники якості процесів керування.

Врахування же цих процесів приводить до того, що аналіз і синтез частотно-керованих асинхронних електроприводів виявляється надзвичайно складним, і в першу чергу, через складність АД як керованого об'єкта.

Залежно від вимог, пропонованих до електропривода, застосовують різноманітні СКЕП, від найпростіших розімкнутих до дуже складних, реалізація яких можлива тільки із застосуванням спеціалізованих обчислювальних пристроїв на базі засобів мікропроцесорної техніки.

Системи частотного керування асинхронних електроприводів ділять на скалярні й векторні. При скалярному керуванні спільно регулюють частоту й величину напруги або токи статорних обмоток асинхронного двигуна. Відповідно розрізняють частотне керування при живленні двигуна від інвертора напруги й частотно-струмове керування – при живленні статорних обмоток АД від інвертора струму.

Перевага систем скалярного керування – простота реалізації як розімкнутих, так і замкнених СКЕП, недолік – труднощі формування бажаних законів зміни кутової швидкості й моменту в перехідних режимах.

У системах векторного керування впливають безпосередньо на обертаючий момент двигуна шляхом зміни амплітудних значень струмів і потокозчеплень, а також кутових зсувів між ними. Живлення електродвигуна при цьому може здійснюватися, як і в системах скалярного керування, від інвертора напруги або інвертора струму.

Векторне керування вимагає виміру величини й просторового положення вектора потокозчеплення статора або ротора, безпосередньо, за допомогою відповідних датчиків, або побічно - з використанням математичної моделі АД.

Системи з непрямим векторним керуванням є більш простими по технічній реалізації, але уступають системам з прямим векторним керуванням по статичним і динамічним показниках.

Система частотного регулювання з функціональним перетворювачем і регуляторами струму й напруги статора

Враховуючи, що при частотному регулюванні механічні характеристики $\Omega = f(M)$ АД на робочих ділянках жорсткі (двигун має достатнє саморегулювання), широко застосовують СКЕП без зворотного зв'язку по швидкості. Один з розповсюджених варіантів таких систем наведений на рис.6.7.

Електродвигун М одержує живлення від трифазної мережі змінного струму через керований випрямляч УВ, L–C фільтр I, автономний інвертор напруги АІН, які в сукупності утворюють перетворювач частоти ПЧ із явно вираженою ланкою постійного струму.

Для підтримки нормального намагнічування двигуна й перевантажувальної здатності у всьому діапазоні швидкостей необхідно одночасно зі зміною вихідної частоти АІН за певним законом змінювати вихідну напругу УВ.

Для досягнення цього напруга з елемента ЗЕ надходить безпосередньо на вхід пристрою керування інвертором УУИ, а на вхід регулятора напруги РН через нелінійний функціональний перетворювач ФП з необхідною залежністю $U_{ЗН}$ від Ωшвидкості .

Стабілізація напруги на двигуні здійснюється двоконтурною системою підпорядкова-

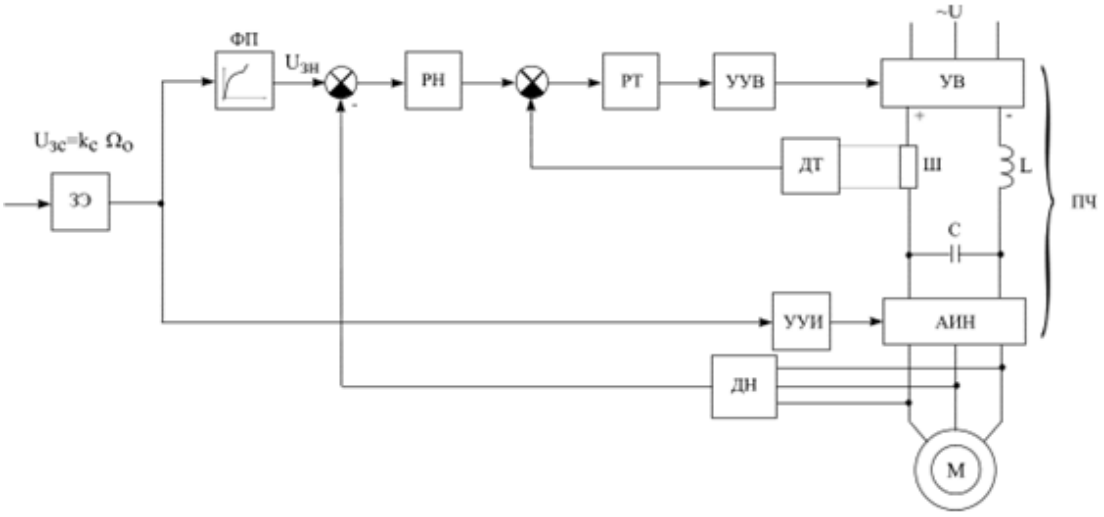


Рис. 6.7 – Функціональна схема системи частотного регулювання АД з функціональним перетворювачем

ного регулювання з внутрішнім контуром регулювання випрямленого струму (регулятор струму РС) і зовнішнім контуром регулювання напруги. Сигнали зворотного зв'язку по струму й напрузі формуються відповідними датчиками струму ДТ і напруги ДН. Вихідний сигнал РС надходить на пристрій керування випрямлячем УУВ, виконане за принципом імпульсно-фазового регулювання.

Регулятори струму й напруги виконуються на операційних підсилювачах, як і в СКЕП постійного струму.

У розглянутій системі найбільшою електромагнітною інерційністю має фільтр, що дозволяє зневажити електромагнітними перехідними процесами в АД. З врахуванням цього, вибір оптимальних параметрів регуляторів струму й напруги здійснюється так само, як і у двоконтурних СКЕП постійного струму. Для підвищення точності регулювання в статиці звичайно обоє регулятора виконують пропорційно-інтегральними.

Система частотного регулювання зі зворотними зв'язками по швидкості та ЕРС статора

Функціональна схема СКЕП наведена на рис.6.8.

Негативний зворотний зв'язок по швидкості підвищує жорсткість механічних характеристик привода і як наслідок точність підтримки заданої швидкості на проміжних характеристиках.

Зворотний зв'язок по ЭДС статора забезпечує простими засобами стабілізацію магнітного потоку двигуна в широкому діапазоні зміни швидкості.

Система двоконтурна з підпорянкованим регулюванням. Вихідний сигнал регулятора швидкості РШ надходить на пристрій керування інвертором УУИ й одночасно на регулятор ЕРС РЕ, на другий вхід якого надходить сигнал від датчика ЕРС ДЕ. Сигнал, пропорційний ЕРС статора, одержують вирахуванням з напруги на затискачах статора

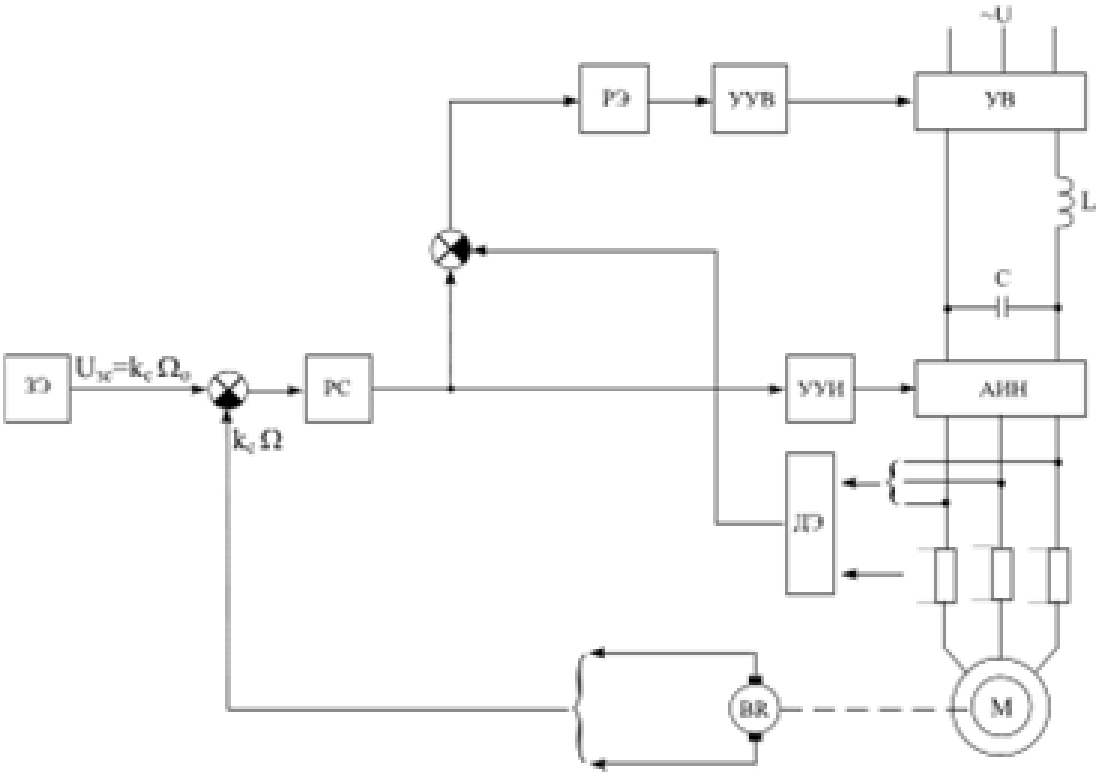


Рис. 6.8 – Функціональна схема системи частотного регулювання

спадання напруги на активних опорах статорних обмоток. ДЕ містить у собі трансформатор напруги, випрямляч, підсилювач із гальванічною розв'язкою в каналі виміру струмів, суматор і фільтр.

Оптимізація контурів регулювання швидкості й ЭДС може бути виконана, як і в попередній системі, за аналогією із двоконтурним СКЕП постійного струму.

Система частотно-струмового керування асинхронним приводом

Функціональна схема СКЕП наведена на рис.6.9.

Електродвигун М одержує живлення від перетворювача частоти ПЧ із автономним інвертором струму АІС. Керований випрямляч УВ з контуром регулювання струму утворює при цьому джерело струму. Керування двигуном проводиться шляхом завдання струму статора й частоти АІС.

Система керування двоконтурна. Контур регулювання швидкості, що включає регулятор швидкості РШ, датчик швидкості BR (тахогенератор постійного струму) і пристрій керування інвертором УУИ, забезпечує необхідну жорсткість механічних характеристик привода.

Внутрішній контур регулювання струму забезпечує стабілізацію струму на вході інвертора, а значить і двигуна М.

Для стабілізації магнітного потоку статора величина струму двигуна повинна змінятися за певним законом залежно від ковзання $S = \dfrac{\Omega_C - \Omega}{\Omega_C}$, $I_1 = f(S)$,

де I_1 - струм статора;

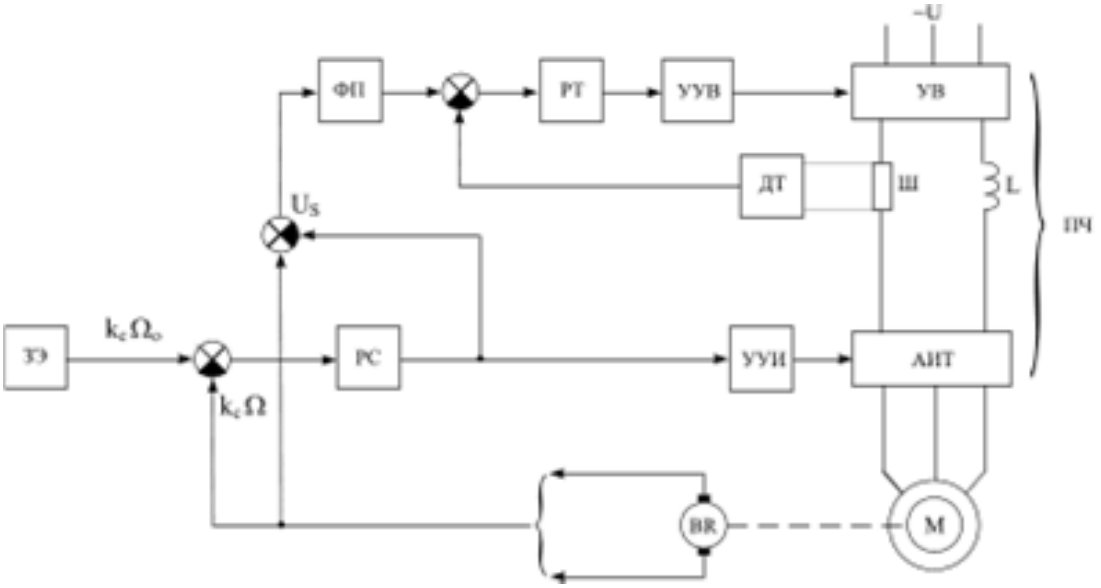


Рис. 6.9 – Система частотно-струмового керування асинхронним приводом

Ω_C - кутова швидкість магнітного поля, що створюється статорними обмотками двигуна.

Для реалізації цієї залежності в коло регулювання струму введений нелінійний функціональний перетворювач ФП, на вхід якого надходить різницевий сигнал U_S між вихідними сигналами регулятора швидкості РШ і датчика швидкості BR, пропорційний ковзанню S.

Системи векторного керування АД з короткозамкненим ротором

Сучасні системи векторного частотного керування електроприводами змінного струму виконують на основі розглянутої раніше математичної моделі узагальненої двофазної електричної машини. Звичайно використовують найбільш просту модель із осями координатu, v, що обертаються в просторі з постійною кутовою швидкістю Ω_K.

Рівняння для АД з короткозамкненим ротором приводяться до наступного виду:

$$\begin{cases} i_{su} \cdot R_s + \dfrac{d\psi_{su}}{dt} - \Omega_K \cdot \psi_{sv} = U_{su} \\ i_{sv} \cdot R_s + \dfrac{d\psi_{sv}}{dt} + \Omega_K \cdot \psi_{su} = U_{sv} \\ i_{ru} \cdot R_r + \dfrac{d\psi_{ru}}{dt} - (\Omega_K - p_n \cdot \Omega) \cdot \psi_{rv} = 0 \\ i_{rv} \cdot R_r + \dfrac{d\psi_{rv}}{dt} + (\Omega_K - p_n \cdot \Omega) \cdot \psi_{ru} = 0 \\ M = p_n L_{sr} \cdot (i_{sv} \cdot i_{ru} - i_{su} \cdot i_{rv}) = p_n \cdot (\psi_{sv} \cdot i_{ru} - \psi_{ru} \cdot i_{rv}) \end{cases}$$

У рівняннях прийнята нумерація (індексація) змінних і параметрів: індексами s, r позначені змінні й параметри, що ставляться, відповідно, до статора й ротору двофазної електричної машини, а індексами u, v – проекції змінних на відповідні осі.

Через p_n позначене число пар полюсів, а через ψ потокозчеплення з обмотками:

$$\begin{aligned}\psi_{su} &= L_s \cdot i_{su} + L_{sr} \cdot i_{ru};\\ \psi_{sv} &= L_s \cdot i_{sv} + L_{sr} \cdot i_{rv};\\ \psi_{ru} &= L_r \cdot i_{ru} + L_{sr} \cdot i_{su};\\ \psi_{rv} &= L_r \cdot i_{rv} + L_{sr} \cdot i_{sv},\end{aligned} \tag{6.1}$$

де L_s, L_r – власні індуктивності обмоток статора й ротора;

L_{sr} – взаємна індуктивність між обмотками статора й ротора.

У рівняннях (6.1) враховане, що взаємні індуктивності між двома обмотками статора дорівнюють нулю, тому що осі обмоток взаємно перпендикулярні, і тому магнітний зв'язок між ними відсутній.

Те ж саме справедливо для двох обмоток ротора.

У рівняннях (6.1) проекції змінних на координатні осі можна розглядати, як проекції деяких векторів, що обертаються в просторі. При виборі швидкості обертання осей координатΩ_K, рівної швидкості обертання вектора, що представляє в моделі певну змінну, проекції цього вектора на осі координат будуть постійними величинами. У результаті суттєво спрощується математична модель АД.

Але при синтезі СКЕП із частотним регулюванням важливо спростити не тільки модель керованого об'єкта, але й пристрій керування. Для цього додатково орієнтують обертову систему координат u, v так, щоб напрямок однієї з осей, наприклад u, збігалося по напрямкові з вектором обраної змінної.

У цьому випадку проекція вектора на цю вісь буде дорівнює постійній величині, рівної амплітудному значенню змінної, а проекція на другу ортогональну вісь буде дорівнює нулю.

Можливі різні варіанти такого сполучення, наприклад, з векторами U_S, i_S , i_r, ψ_S, ψ_r й ін.

СКЕП, що використовують такий підхід, називають системами векторного керування. Загалом вони реалізуються в такий спосіб:

1. виміряються фактичні миттєві значення деяких змінних (струмів, напруг, потокозчеплень) реальної асинхронної машини;
2. за допомогою спеціалізованих обчислювальних пристроїв вони перераховуються до відповідних змінних узагальненої двофазної машини з обраною системою координат. Перетворені змінні виявляються при цьому сигналами постійного струму;
3. поточні значення перетворених змінних у пристрої керування рівняються із заданими значеннями;
4. за результатами порівняння відповідними регуляторами виробляються розрахункові керуючі впливи у вигляді електричних сигналів постійного струму;
5. отримані впливи за допомогою спеціалізованих обчислювальних пристроїв перетворяться в керуючі впливи на реальний трифазний перетворювач частоти. При цьому вузли СКЕП, що реалізують функції 3 і 4, виконуються точно так само, як і в систе-

мах керування електроприводів постійного струму.

Порівняльними дослідженнями показане, що стосовно до частотного керування АД з короткозамкненим ротором кращими є системи векторного керування з орієнтацією координат по напрямкові векторів результуючого потокозчеплення статора ψ_S або ротора ψ_r.

Розглянемо як приклад систему з орієнтацією осей координат по напрямкові вектора потокозчеплення ротора.

Позначимо модуль вектора потокозчеплення ротора через ψ_{rm}. Тоді при обраній орієнтації осей u, v: $\psi_{ru} = \psi_{rm} = const$, $\psi_{rv} = 0$, а похідні за часом $\frac{d\psi_{ru}}{dt} = 0$, $\frac{d\psi_{rv}}{dt} = 0$ як від постійних величин.

Як що при $i_{ru} = 0$ тоді:

$$M = -p_n \cdot \psi_{rm} \cdot i_{rv}, \tag{6.2}$$

$$\psi_{rm} = L_{sr} \cdot i_{su}, \tag{6.3}$$

$$0 = L_r \cdot i_{rv} + L_{sr} \cdot i_{sv} \tag{6.4}$$

Розв'язний рівняння (6.4) відносно i_{rv} й підставимо в (6.2):

$$i_{rv} = -\frac{L_{sr}}{L_r} \cdot i_{sv},$$

$$M = \frac{p_n \cdot L_{sr}}{L_r} \cdot \psi_{rm} \cdot i_{sv} \tag{6.5}$$

З рівнянь (**??**), (**??**) випливає, що основні взаємозв'язки між параметрами й змінними АД аналогічне таким для двигуна постійного струму (ДПТ): магнітний потік пропорційний струму намагнічування i_{su}, який є аналогом струму збудження ДПТ, а момент пропорційний добутку магнітного потоку й активного i_{sv} струму, який можна розглядати як аналог струму якоря ДПТ.

Із цих же рівнянь випливає, що якщо при керуванні АД оперувати в колах керування не з реальними змінними машини, а з перетвореними до координатних осей, орієнтованих по полю, можна роздільно управляти величинами магнітного потоку й моменту двигуна, маючи справу не зі змінними синусоїдальними величинами, а з постійними їхніми перетвореними значеннями. Це дозволяє будувати систему керування АД аналогічно розглянутим раніше системам для ДПТ.

Основою побудови такої системи є інформація про величину й просторовому положенні вектора потокозчеплення в повітряному зазорі машини, вимір якого звичайно проводиться за допомогою датчиків Холу.

З врахуванням викладеного на рис.6.10 наведена спрощена функціональна схема однієї із систем прямого векторного керування з орієнтацією осей координат по напрямкові вектора потокозчеплення ротора (Трансвектор), що розроблена фірмою "Сименс".

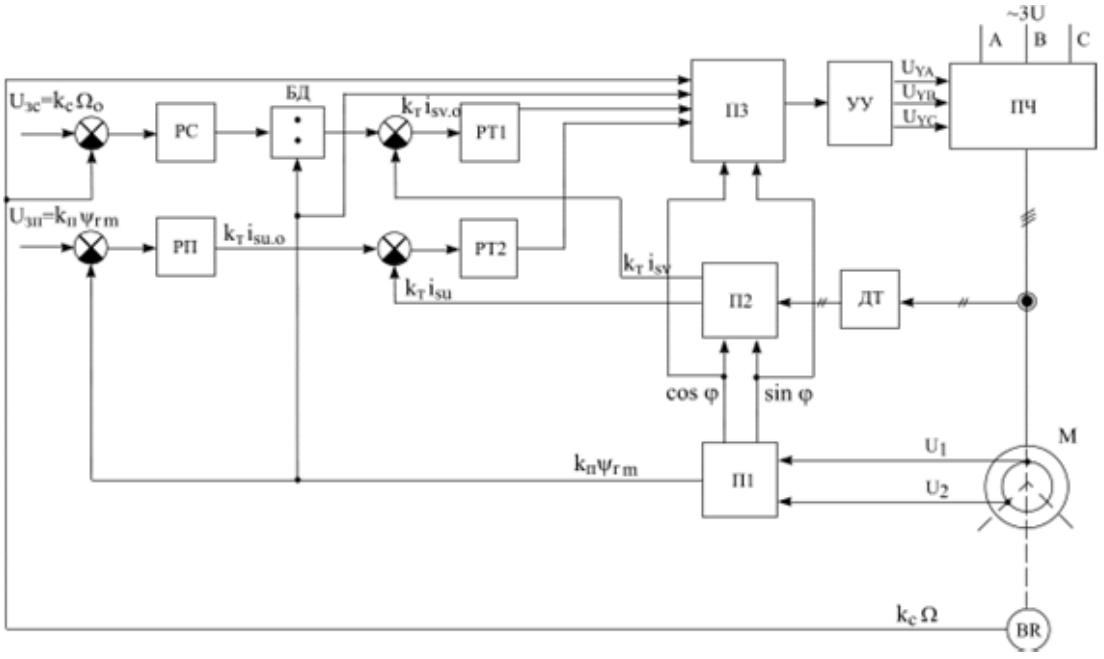


Рис. 6.10 – Спрощена функціональна схема системи «Трансвектор»

Потокозчеплення ротора ψ_r виміряється в ній двома датчиками Холу, розташованими в повітряному зазорі по осях фаз α, β. По напругах датчика U_1, U_2, перетворювач П1 обчислює модуль потокозчеплення ψ_{rm} і його миттєве кутове положення (кут φ) щодо нерухливої системи координатα, β, пов'язаної з осями обмоток статора еквівалентної двофазної електричної машини.

Реальні струми двох фаз статора виміряються датчиками струму ДТ і перетворяться перетворювачем П2 у напруги $k_T \cdot i_{su}$, $k_T \cdot i_{sv}$, пропорційні реактивному i_{su} й активному i_{sv} струмам розглянутої вище моделі двофазної електричної машини.

Миттєва швидкість ротора Ω виміряється датчиком швидкості BR (тахогенератором постійного струму).

У системі використані Пі-регулятори швидкості, магнітного потоку й струмівi_{sv}, i_{su}.

На вхід регулятора швидкості РШ надходить сигнал, пропорційний відхиленню фактичної швидкості Ω від заданої Ω_0. Вихідний сигнал РШ, пропорційний заданому значенню моменту, після поділу блоком розподілу БД на напругу $k_\Pi \cdot \psi_{rm}$, що пропорційне заданому магнітному потоку, формує завдання для контуру підлеглого регулювання струму i_{sv} (регулятор струму РС1).

На вхід регулятора потоку РП надходить сигнал, пропорційний відхиленню фактичного значення модуля потокозчеплення ψ_{rm} від заданого значення$\psi_{rm\cdot 0}$, а вихідний сигнал РП відповідно до рівняння (**??**) є, що завданням для підпорядкованого контуру регулювання струму i_{su} (регулятор струму РС2).

Вихідні сигнали регуляторів РС1, РС2, датчика швидкості BR і перетворювача П1 надходять на перетворювач П3, у якому розраховуються реальні керуючі впливи, що надходять через пристрій керування УУ на перетворювач частоти ПЧ у колі статора АД.

Перетворювачі П1...П3 системи, що входять до складу, виконуються із застосуванням спеціалізованих обчислювальних пристроїв.

Оптимізація регуляторів здійснюється за методикою, розробленої для СКЕП постійного струму з підпорянкованим регулюванням.

Розглянута система забезпечує одержання характеристик, що якісно не відрізняються від характеристик електроприводів постійного струму, але вимагає для своєї реалізації вбудовування у двигун спеціальних датчиків для виміру модуля й поточного просторового положення вектора потокозчеплення ротора.

6.5 СКЕП з асинхронними каскадами

Варіанти й загальні характеристики каскадів

Каскадні схеми включення АД дозволяють корисно реалізувати енергію ковзання при регулюванні швидкості, на відміну від розглянутих раніше систем керування з незмінною синхронною швидкістю, де енергія розсіюється в елементах роторного кола привода.

За способом реалізації енергії ковзання розрізняють два види каскадних з'єднань: електромеханічні й електричні, як показано на рис.6.11

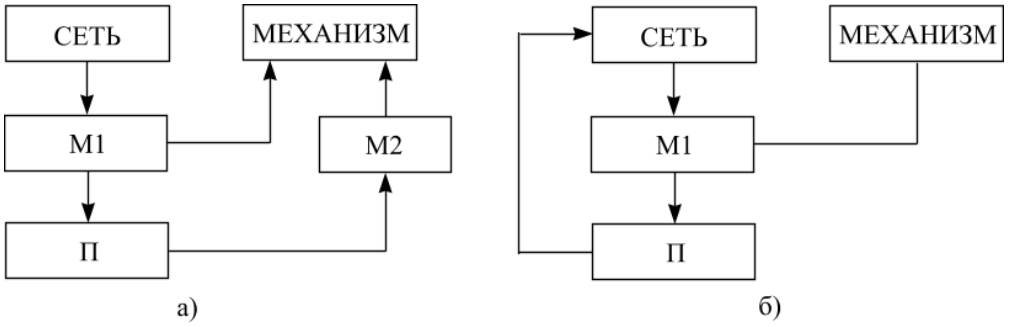


Рис. 6.11 – Схеми електромеханічного (а) і електричного (б) каскадів

В електромеханічному каскаді енергія ковзання головного двигуна М1 через перетворювач П и додатковий двигун М2 передається виробничому механізму, а в електричному каскаді вертається в мережу.

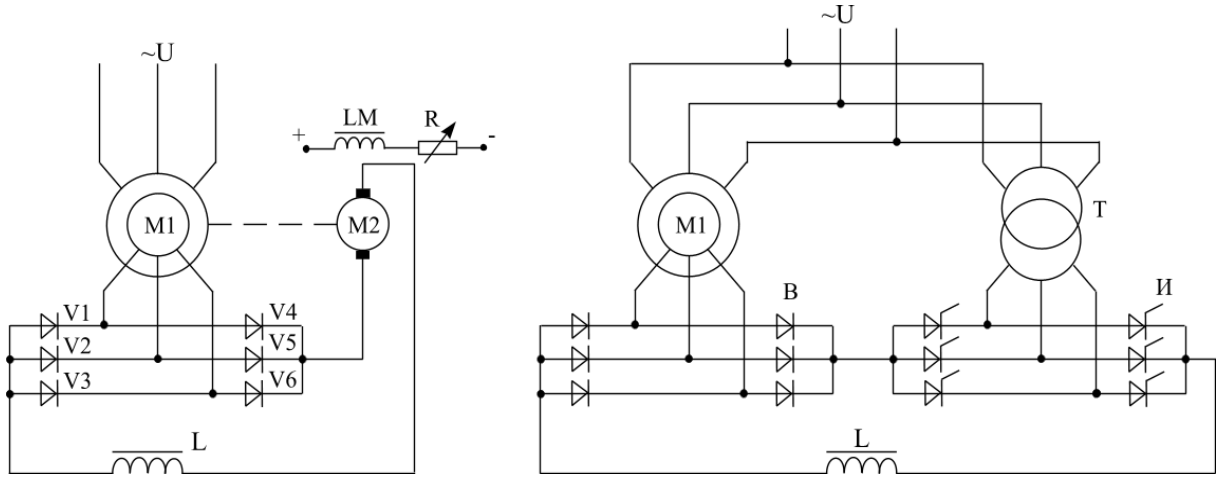
Перетворювач П може бути електромашинним або статичним – на керованих або некерованих вентилях, із проміжною ланкою постійного струму або з безпосереднім зв'язком.

У каскадах з безпосереднім зв'язком напруга ротора надходить на колекторний двигун змінного струму, який перетворить енергію ковзання в механічну й передає на вал механізму (варіант а), або через з'єднаний з ним синхронний генератор повертає в мережу (варіант б).

У каскадах із проміжною ланкою постійного струму змінна напруга ротора М1 перетворюється за допомогою спеціальної електричної машини – одноякірного перетворювача, або випрямляча в постійну напругу, яка живить додатковий двигун М2 постійного струму. Останній передає енергію в механічному виді виробничому механізму (в електромеханічному каскаді), або, обертаючи генератор змінного струму, повертає її в мережу.

У сучасній практиці з великого різноманіття каскадних схем знайшли застосування 2 основних варіанта:

1. Електромеханічний вентильно-машинний каскад рис.6.12 а.
2. Електричний асинхронно-вентильний каскад рис.6.12 б.



а) б)

Рис. 6.12 – Схеми каскадів: а – електромеханічний вентильно-машинний каскад, б – електричний асинхронно-вентильний каскад

В електромеханічному каскаді обертаючий момент M_K дорівнює сумі моментів головне АД М1 і додаткового ДПС М2. Регулювання швидкості Ω здійснюється зміною струму збудження I_B ДПС в обмотці збудження LM2.

Сімейство механічних характеристик каскаду $\Omega = f(M_K)$ при різних значеннях струму збудження показане на рис.6.13.

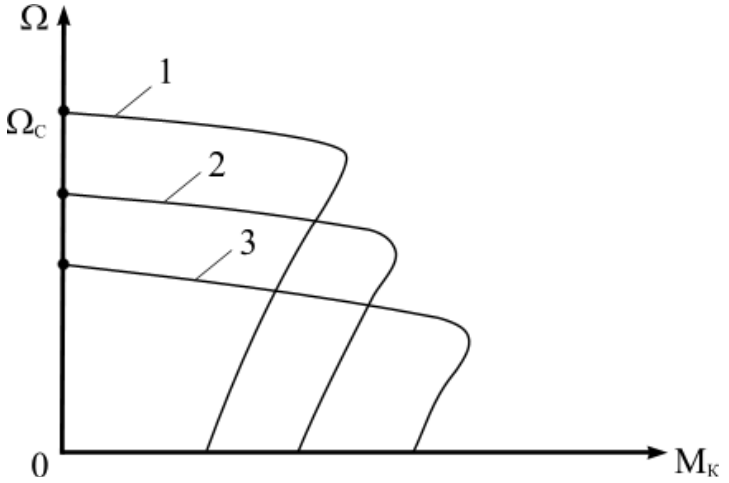


Рис. 6.13 – Механічні характеристики електромеханічного каскаду: 1 – природня характеристика АД; 2, 3 – характеристики каскаду при різних струмах збудження ДПС

Зі збільшенням струму збудження I_B кутова швидкість знижується, а перевантажувальна здатність привода росте. Регулювання швидкості однозонне (dниз від номінальної).

Діапазон регулювання D порівняно невеликий, обмежується потужністю ДПС і звичайно не перевищує 2:1.

В електричному асинхронно-вентильному каскаді (АВК) додаткові електричні машини відсутні, а перетворювач П містить у собі некерований випрямляч В, інвертор И, синхронізований мережею погоджувальний трансформатор TV. Для обмеження пульсацій випрямленого струму ротора, як і в попередній схемі, використовується дросель L.

Регулювання кутової швидкості Ω здійснюється зміною кута інвертування β. Зі зменшенням кута швидкість і одночасно перевантажувальна здатність знижуються, що випливає з сімейства механічних характеристик, наведених на рис.6.14.

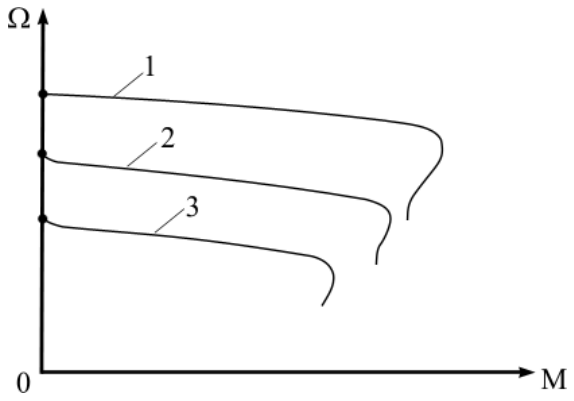


Рис. 6.14 – Механічні характеристики АД в схемі вентильного каскаду: 1 – природня характеристика АД; 2, 3 – характеристики каскаду при різних струмах збудження ДПС

При зниженні швидкості характеристики зм'якшуються, тому діапазон регулювання Д обмежений заданою точністю підтримки швидкості при зміні моменту опору й зниженням перевантажувальної здатності привода.

Діапазон регулювання розширюється при вентиляторному моменті навантаження, коли при зниженні кутової швидкості у квадратичній залежності зменшується момент опору на валу двигуна.

Для розширення діапазону регулювання й підвищення точності керування застосовують замкнені системи керування асинхронними каскадами з різними варіантами зворотних зв'язків.

Система управління АВК з негативним зворотним зв'язком за швидкістю і позитивним зворотним зв'язком по випрямлення струму ротора

Функціональна схема такий СКЕП, аналогічна системам регулювання швидкості ДПС з незалежним збудженням, наведена на рис.6.15.

Система двоконтурна із загальним регулятором Р, який виконують на операційному підсилювачі.

На вхід регулятора надходить алгебраїчна сума:

- напруги $U_{ЗС} = K_{Ш}\Omega_0$, що пропорциональна завданню швидкості Ω_0;

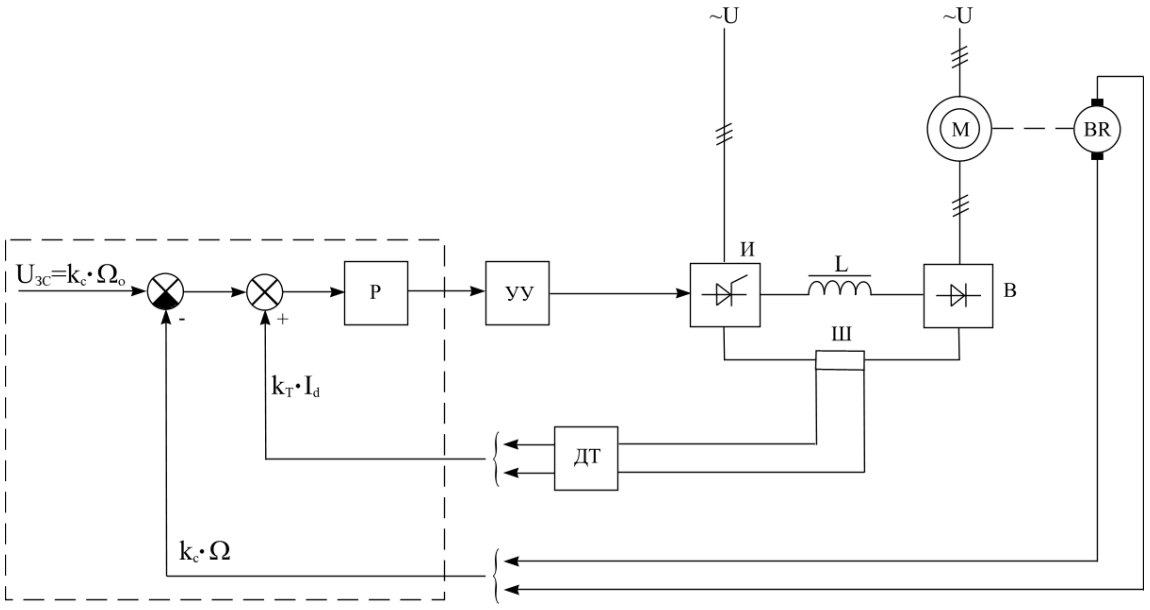


Рис. 6.15 – Функціональна схема системи керування АВК з негативним зворотним зв'язком за швидкістю і позитивним зворотним зв'язком по випрямлення струму ротора

- сигналу негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) по швидкості $K_{\text{Ш}}\Omega$ пропорційного фактичної швидкості Ω від тахогенератора BR;

- сигналу позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ) по струму $K_{\text{С}}I_d$ пропорційного випрямленному струму ротора I_d (від давача струму ДТ).

Вихідний сигнал регулятора надходить на пристрій імпульсно-фазового керування УУ інвертором І.

Спільні дії НЗЗ по швидкості й НЗЗ по струму забезпечує необхідну жорсткість механічних характеристик привода, а отже, високу точність підтримки заданої швидкості при зміні навантаження.

При спрощеному аналізі й синтезі системи зневажають електромагнітними перехідними процесами в магнітозв'язанних обмотках статора й ротора АД, враховуючи що:

1. Найбільшою магнітною інерційністю має коло ротора із дроселем L.

2. При постійній напрузі живлення статорному кола величина основного магнітного потоку залишається практично постійної, і електромагнітний момент АД визначається практично струмом ротора.

Коло випрямленого струму ротора приблизно представляють еквівалентною аперіодичною ланкою з ОФП $W_e(p) = \dfrac{1/R_e}{T_e p + 1}$,

де $T_e = L_e/R_e$ – електромагнітна постійна часу, дорівнює відношенню індуктивності L_e до активного опору R_e кола.

При такому підході величини випрямленого струму ротора I_d та електромагнітного моменту АД визначаються по формулах:

$$I_d = (k_{\text{сх}} E_r s - E_{\text{дод}}) W_e(p),$$

$$M = \frac{k_{\text{сх}} E_r}{\Omega_c}(I_d - \frac{\sqrt{2}}{2} I_d^2 \frac{x_r}{E_r}),$$

де $k_{\text{сх}}$ – коефіцієнт схеми випрямлення (для трифазної мостової схеми $k_{\text{сх}}$ =1,35);

E_r – діюче значення ЕРС на кільцях нерухомого ротора;

$E_{\text{дод}}$ – додаткова ЕРС, що вводиться в коло ротора;

x_r – індуктивний опір розсіювання АД, приведений до обмотки ротора;

Ω_c, s – синхронна швидкість обертання й ковзання.

В АВК як в об'єкті керування проявляються дві нелінійності:

1. Залежність опору R_e від ковзання s. При зміні ковзання від 1 до номінального величина R_e змінюється в 2...5 раз.

2. Нелінійна залежність моменту M від струму I_d.

При синтезі замкненої СКЕП використовують наближену линеаризованную модель АВК. Залежність моменту від струму I_d приймають лінійною

$$M = CI_d,$$

де величину коефіцієнта пропорційності C визначають по середньому навантаженню.

Опір R_e ghbqvf.nm постійним, відповідним до середнього ковзання при заданому діапазоні регулювання швидкості. При врахуванні цих допущень з використанням функціональної схеми, а також рівняння рівноваги моментів на валу двигуна

$$\Omega = (M - M) \cdot \frac{1}{Jp}$$

складається лінеаризована структурна схема розглянутої СКЕП (рис.6.16).

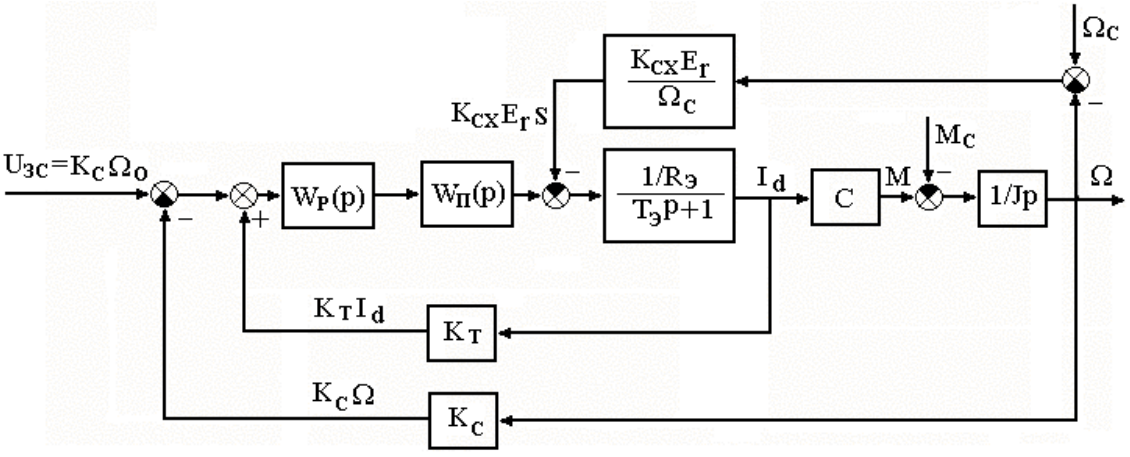


Рис. 6.16 – Структурна схема системи керування АВК з негативним ЗЗ по швидкості й позитивним ЗЗ по випрямленому струму ротора

Система керування АВК із підпорядкованим керуванням

Виконується аналогічно двоконтурної СКЕП постійного струму з підпорядкованим керуванням. На рис.6.17 показано фрагмент системи, що відповідає обведеної пунктиром частини на рис. рис.6.15. В іншому системи збігаються. задаюча напруга, $U_{ЗС} = K_{Ш}\Omega_0$ подається на вхід регулятора швидкості РШ, виконаного на операційному підсилювачі через задатчик інтенсивності ЗІ та R-C фільтр для обмеження перерегулювання при стрибкоподібному завданні.

Вихідна напруга РШ є завданням для регулятора струму РС внутрішнього підпорядкованого контуру.

Обидва регулятора виконані пропорційно-інтегральними для підвищення точності керування в статиці.

Тому що в АВК випрямлення струм ротора не може змінити напрямок, у колах зворотних зв'язків операційних підсилювачів, на який виконані РШ і РС, включені вентилі V1, V2, що не допускають появи на виходах регуляторів напруг неробочої полярності.

Блоки обмеження БО1, БО2 на стабілітронах обмежують максимальні рівні сигналів робочої полярності на виходах регуляторів.

Структурну схему даної СКЕП можна одержати з малюнка рис.6.16 додаванням регулятора струму РС і переносом сигналу зворотному зв'язка по струму на вхід цього регулятора.

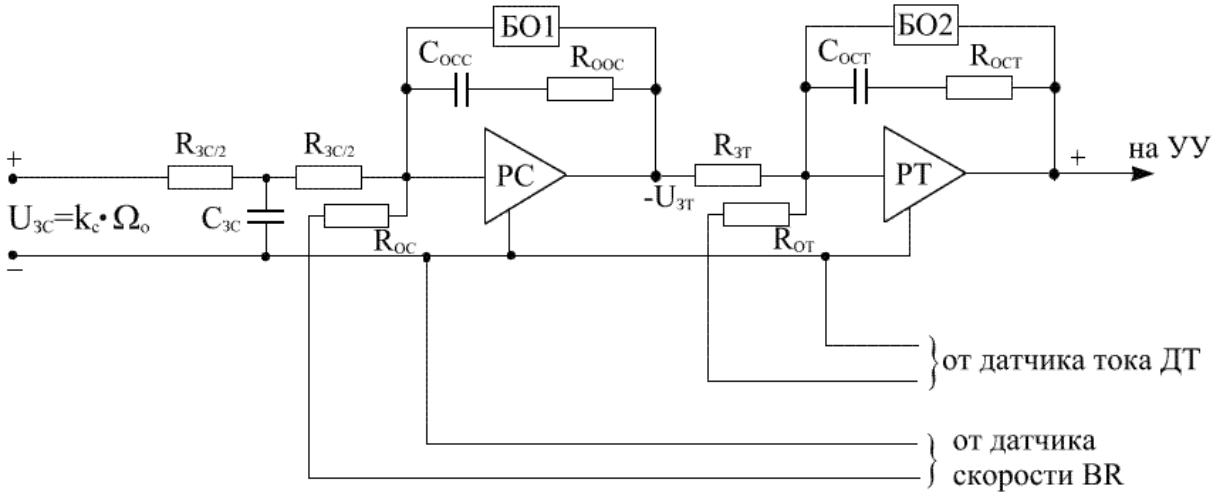


Рис. 6.17 – Фрагмент принципової схеми двоконтурної системи керування АВК із підпорядкованим регулюванням

В АВК можливий гальмовий режим (динамічне гальмування АД) подачею постійного струму в коло статора АД. Енергія ковзання при цьому вертається через інвертор у живильну мережу.

Керувати процесом гальмування можна зміною кута (включення тиристорів інвертора, тобто без додаткових регулюючих пристроїв.

Система підпорядкованого керування АВК дозволяє виконати оптимальне настроюва-

ння регуляторів струму й швидкості аналогічно СКЕП постійного струму.

6.6 Системи автоматичного керування синхронних електроприводів

Основні завдання регулювання синхронних приводів

Синхронні двигуни (СД) звичайно застосовують в електроприводах середньої й великої потужності швидкості, що не вимагають регулювання. Автоматичне керування в цьому випадку полягає в регулюванні збудження двигуна й зводиться до розв'язку наступних завдань:

1) стабілізація струму збудження в приводах з постійної або мало мінливою навантаженням;

2) зміна струму збудження за певним законом у приводах зі змінним навантаженням для зниження втрат енергії у двигуні або для підтримки необхідної величини коефіцієнта потужності $cos\phi$ у живильній мережі;

3) форсировка збудження в приводах з різко мінливою навантаженням для підвищення стійкості роботи, зниження хитань ротора щодо синхронної швидкості для поліпшення режиму роботи живильної мережі, що й приводиться в рух механізму.

Синхронні електроприводи зі спокійним режимом роботи не пред'являють до системи регулювання твердих вимог по швидкодії.

Напроти, при різко змінному навантаженні потрібне висока швидкодія, для досягнення якого використовують сигнали по похідній від активної складової струму статора або по збільшенню внутрішнього кута θ синхронного двигуна.

Система керування збудження СД з тиристорним збудником та загальним регулятором

Спрощена функціональна схема САК наведена на рис.6.18

Ротор (індуктор) СД одержує живлення від тиристорного збудника ТЗ (керованого випрямляча), на вхід якого подається змінна напруга від вторинних обмоток погоджувального трансформатора Т. Струм збудження I_B регулюється зміною кута відмикання α тиристорів за допомогою пристрою імпульсно-фазового керування УУ по вихідному сигналу регулятора РСВ, виконаного на підсумовуючому підсилювачі.

На вхід регулятора подається сигнал $U_З = K_{TB}I_{BO}$ пропорційний заданому значенню струму збудження I_{BO}, сигнали НЗЗ по струму збудження I_{BO} в (від датчика струму збудження ДСВ) і по реактивній складової струму статора I_p.

Для підвищення швидкодії за допомогою форсировки збудження при різкому збільшенні навантаження до сигналу I_{BO} додається сигнал, пропорційний швидкості наростання активної складової струму статора I_a (від датчика струму статора ДСС да диференційовного перетворювача ДП).

Система підпорядкованого керування струму збудження СД

Функціональна схема САР наведено на рис.6.19

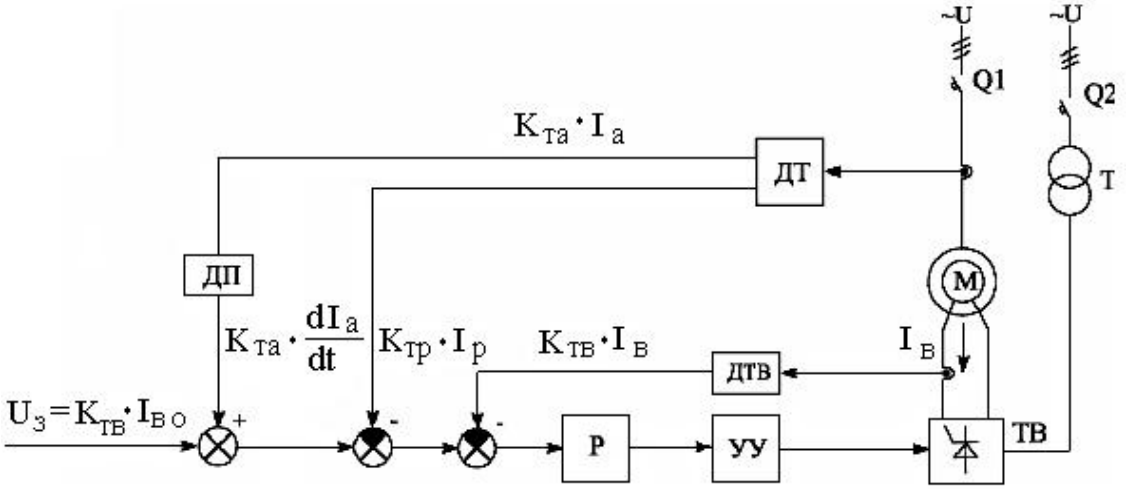


Рис. 6.18 – Функціональна схема системи регулювання СД з тиристорним збудником і загальним регулятором

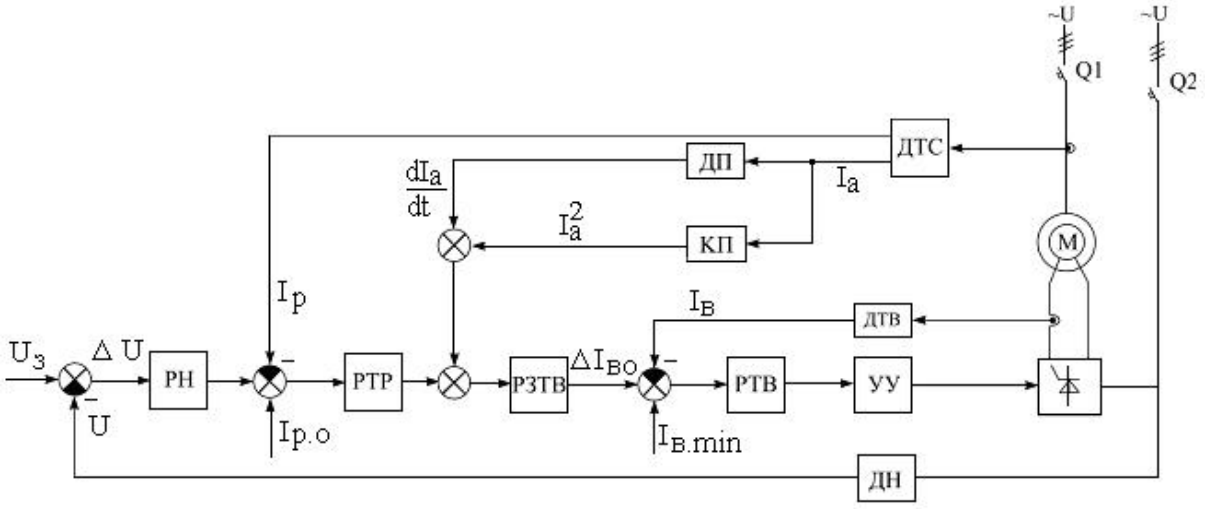


Рис. 6.19 – Функціональна схема системи підлеглого керування струму збудження СД

Система чотирехконтурная. Самий внутрішній контур – це контур регулювання струму збудження I_B з регулятором РСЗ. Сигнал завдання для цього контуру I_{BO} включає дві складові:

1) I_{Bmin} – відповідає мінімальному струму збудження для режиму холостого ходу;

2) ΔI_{BO} – змінення установки струму збудження при зміні навантаження й режиму роботи привода; надходить від регулятора завдання струму збудження РЗСЗ, що входить у другий внутрішній контур.

На вході РЗСЗ підсумуються три сигнали:

1. пропорційний швидкості зміни активної складової струму статора $\frac{dI_0}{dt}$ формується аналогічно попередній схемі;
2. пропорційний квадрату струму I_a формується датчиком струму статора ДСС і квадратичним перетворювачем (квадратором) КП;

3. вихідний сигнал регулятора РСР реактивного струму статора I_p .

Регулятор РСР входить в 3-й внутрішній контур. На його вході алгебраїчно підсумуються три сигнали:

1) пропорційний заданому значенню реактивного струму регулятора I_{po} ;

2) пропорційний фактичному значенню струму I_p надходить від ДСС по колу негативного зворотного зв'язку по струму I_p;

3) сигнал з виходу регулятора напруги РН, що утворює 4-й зовнішній контур регулювання. На його вході порівняються сигнал $U_З$ і сигнал негативного зворотнього зв'язку U, що виробляється датчиком напруги ДН.

Сигнал $U_З$ формується вузлом, що забезпечують різке збільшення цього сигналу при зниженні мережової напруги до 0,8. . . 0,85 номінального для форсировки збудження СД. На відміну від традиційних систем підлеглого регулювання, у розглянутої САР вихідний сигнал кожного зовнішнього контуру не є завданням для підпорядкованого йому внутрішнього контуру, а служить для коректування задаючого впливу.

Крім того, другий внутрішній контур не має жорсткої НЗЗ. Сигнали, пропорційні $\frac{dI_0}{dt}$ й I_a^2 підсумуються з вихідним сигналом РСР. Перший служить для підвищення стійкості привода шляхом форсировки збудження при ударному прикладенню навантаження й з'являється тільки в перехідних режимах. Другий сигнал призначений для компенсації спадання напруги в мережі при збільшенні споживаного струму.

Третій контур регулювання з регулятором РСР підтримує сталість реактивної потужності, що віддається двигуном у мережу для підвищення коефіцієнта потужності $\cos\phi$.

Спільна дія всіх контурів забезпечує стійкість привода при різко змінному навантаженні й високі енергетичні показники роботи.

6.7 Система керування електроприводом з вентильним двигуном

Вентильний двигун (ВД) - це синхронний електродвигун, що живиться від перетворювача частоти звичайно із проміжною ланкою постійного струму (керований випрямляч УВ – автономний інвертор АИ). При цьому вентилі інвертора перемикаються у функції положення ротора від датчика положення ротора ДПР, з'єднаного з валом двигуна. Керований у такий спосіб інвертор виконує функції колектора машини постійного струму, а синхронний електродвигун з таким вентильним комутатором здобуває властивості машини постійного струму й при живленні від мережі постійного струму називається безколекторною машиною постійного струму (БМПТ).

Збудження по колу ротора здійснюється від джерела постійного струму (електромашинного або тиристорного збудника) через контактні кільця й щітки, або, при потужності до декількох десятків кВт, за допомогою постійних магнітів, розміщених на роторі. Безконтактні ВД більшої потужності виконуються з обмоткою збудження, спеціальним образом розміщеної на статорі.

Спрощена схема керування ВД із збудженням від постійних магнітів наведена на

рис.6.20

Перетворювач частоти з явно вираженою ланкою постійного струму (УВ+АИ) подібний розглянутому раніше перетворювачу при частотному керуванні асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором.

Керування вентилями УВ здійснюється двоконтурною системою з регуляторами швидкості РШ і струму РС із підпорядкованим регулюванням, яка за структурою повністю аналогічна системам керування вентильних електроприводів постійного струму.

Керування вентилями автономного інвертора АИ здійснюється пристроєм керуванням УУИ, синхронізованим датчиком положення ротора ДПС.

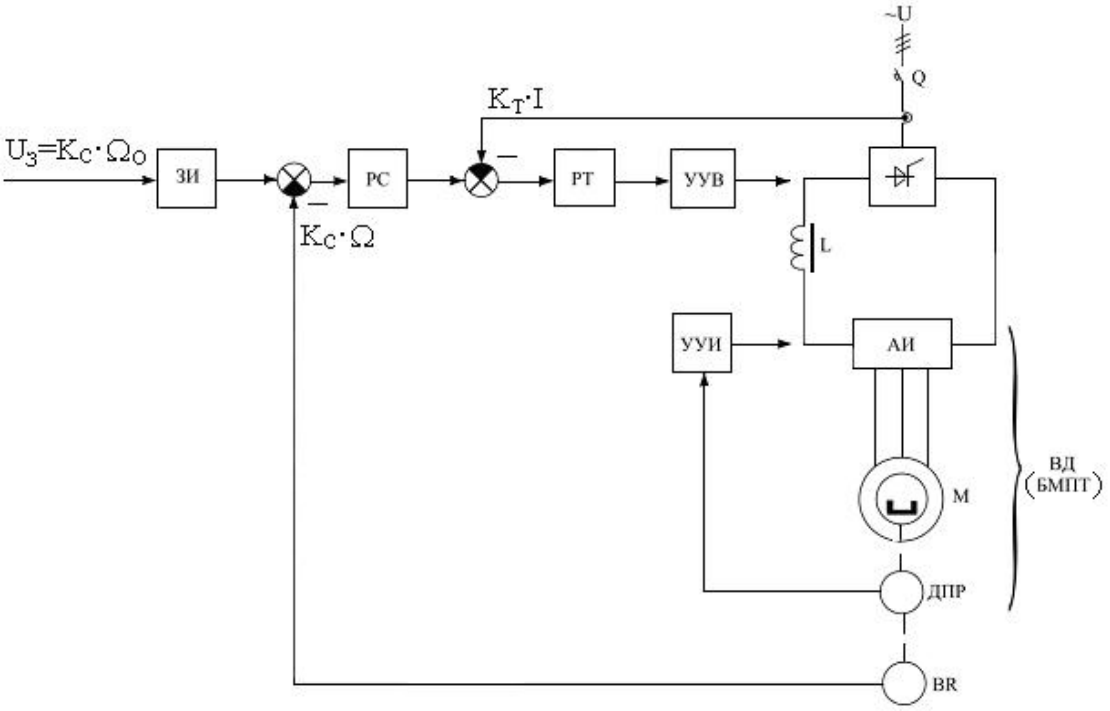


Рис. 6.20 – Спрощена схема керування електроприводом з вентильним двигуном

У випадку використання ВД з обмоткою збудження на статорі її звичайно включають послідовно в коло живлення інвертора замість згладжувального дроселя L. Завдяки цьому підвищується перевантажувальна здатність привода, оскільки з ростом навантаження й струму, споживаного двигуном, автоматично підсилюється його збудження.

Плавне регулювання швидкості привода в широких межах (діапазон регулювання $D = 100 : 1$) може здійснюватися зміною вихідної напруги УВ і зміною частоти інвертора.

Механічні характеристики електропривода, завдяки замкненій системі регулювання, аналогічні характеристикам приводів постійного струму із двигунами незалежного збудження.

Застосування ВД перспективне, особливо в потужних тихохідних приводах.

НАВЧАЛЬНЕ ВИДАННЯ

Конспект лекцій з дисципліни "Автоматизовані електромеханічні системи" для студентів напряму 6.050701 – електротехніка та електротехнології.

Укладач: Юрій Юрійович Шрамко

Підписано до друку _____ 2016р.
Формат _____ Обсяг _____ сторінок
Наклад _____ екз. Замовлення _____
51918, м.Дніпродзержинськ,
вул.Дніпробудівська,2