

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

«АВТОМАТИЗОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД»

частина 2

навчальний посібник для студентів, які навчаються за освітньою програмою
«Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність»
спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Укладач:

доц. кафедри АЕМС-ЕП

ТЕРЯЄВ Віталій Іванович

Київ - 2022 р.

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

«АВТОМАТИЗОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД»

частина 2

навчальний посібник для студентів, які навчаються за освітньою програмою
«Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність»
спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 6 від 24.06.2022 р., реєстр № 21/22-714)
за поданням Вченої ради Факультету
електроенерготехніки та автоматики
(протокол № 10 від 20.06.2022 р.)

Автоматизований електропривод ч. 2 [Електронний ресурс]: навчальний посібник
для студентів освітньої програми «Електромеханічні системи автоматизації,
електропривод та електромобільність» спеціальності 141 «Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка» / В.І. Теряєв. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022.
– 204 с.

Київ - 2022 р.

ЗМІСТ

	ВСТУП	5
1	ЗАГАЛЬНІ ПРИНЦИПИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ	6
1.1	Основні визначення та показники якості керування електроприводами	6
1.2	Принципи керування та основні функції автоматизованого електропривода	21
1.3	Електричні схеми систем керування електроприводами і вимоги до них	32
2.	РЕЛЕЙНО-КОНТАКТОРНЕ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПРИ ЖИВЛЕННІ ВІД МЕРЕЖІ. ТИПОВІ ВУЗЛИ ЗАХИСТУ, БЛОКУВАННЯ І СИГНАЛІЗАЦІЇ	36
2.1	Принципи роботи схем керування електроприводами і особливості застосування релейно-контакторних апаратів	36
2.2	Схеми керування електродвигунами постійного струму	37
2.3	Схеми керування асинхронними електродвигунами	45
2.4	Схеми керування синхронними електродвигунами	49
2.5	Типові вузли захисту, блокування та сигналізації	54
3.	ТИПОВІ СТРУКТУРИ ТА ОСНОВНІ ЕЛЕМЕНТИ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ	72
3.1	Типові структури систем керування електроприводами	72
3.2	Основні елементи систем керування електроприводами	77
4	КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ ТА МОМЕНТОМ ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ У СИСТЕМІ З ПІДСУМОВУЮЧИМ ПІДСИЛЮВАЧЕМ	124
4.1	Керування швидкістю в одноконтурній системі керований перетворювач – двигун	124
4.2	Керування швидкістю у двоконтурній системі керований перетворювач – двигун	134
5.	КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ ТА МОМЕНТОМ ДВИГУНА У СИСТЕМІ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ	138
5.1	Підпорядковані системи регулювання координат електроприводу	138
5.2	Однозонна двоконтурна система підпорядкованого регулювання координат з контурами регулювання струму і швидкості	154
5.3	Формування перехідних процесів електроприводу	166
5.4	Двотонне керування швидкістю двигуна постійного струму з незалежним збудженням	169
5.5	Переваги, недоліки і області застосування багатоконтурних систем підлеглого регулювання	178
5.6	Технічна реалізація систем з підпорядкованим регулюванням параметрів	180
6.	КЕРУВАННЯ ПОЛОЖЕННЯМ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ	184

6.1	Керування положенням двигуна постійного струму згідно принципу підпорядкованого регулювання координат	184
7.	АДАПТИВНІ СИСТЕМИ АЕП	191
7.1	Безпошукові адаптивні АЕП	192
7.2	Особливості пошукових адаптивних АЕП	201
	ЛІТЕРАТУРА	203
	Основні інформаційні ресурси	203
	Додаткові інформаційні ресурси	203
	Методичні матеріали	203
Додаток А	Регульований асинхронний електропривод	205

ВСТУП

В кредитному модулі «Автоматизований електропривод» у систематизованому вигляді і досить повному обсязі знайшли відображення як теоретичні, так і практичні питання побудови систем керування сучасних промислових автоматизованих електроприводів.

Метою кредитного модуля «Автоматизований електропривод» є аналіз загальних вимог до керування рухом електроприводу та виробничого механізму, вивчення принципів побудови та методів розрахунку систем керування електроприводами, типових вузлів і керуючих елементів систем електроприводу постійного і змінного струму.

Основними завданнями кредитного модуля є:

- одержання знань принципів побудови, функціональних властивостей, основних законів керування автоматизованих електромеханічних систем та електроприводів;
- набуття умінь обґрунтувати вибір раціонального варіанта інженерного рішення, виявляти резерви підвищення ефективності керування електроприводами, проводити об'єктивний аналіз властивостей автоматизованих електроприводів, використовувати сучасну елементну базу для поліпшення експлуатаційних характеристик електроприводів;
- отримання навичок розробки, проектування, налагодження і дослідження систем автоматизованого електропривода; оцінки техніко-економічної ефективності застосовуваних систем керування, а також вибору раціональних варіантів інженерних рішень.

Даний навчальний посібник складений у відповідності до навчальної програми кредитного модуля «Автоматизований електропривод». При його підготовці використовувались опубліковані підручники та початкові посібники з даної дисципліни, підготовлені у провідних ВНЗ, в тому числі і за участю укладача.

РОЗДІЛ 1. ЗАГАЛЬНІ ПРИНЦИПИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Переважає більшість виробничих машин оснащується електричними приводами, тому зростання вимог до цих машин підвищує вимоги до електроприводу, на який покладається завдання керування рухом робочих органів або цілих механізмів. У процесі реалізації цих рухів виникає необхідність розгону, гальмування, реверсу електропривода, підтримки сталості регульованої величини, зміни її за певним законом і т.д. При цьому повинні витримуватися задані показники якості статичних та динамічних режимів. Механізм може бути обладнано декількома електроприводами, у такому випадку може виникнути необхідність погодженого керування цими електроприводами.

ТЕМА 1.1. ОСНОВНІ ВИЗНАЧЕННЯ ТА ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

1.1.1. Вступна частина. Загальні поняття, структурна схема автоматизованого електропривода

Електроприводом (ЕП) називається електромеханічна система, яка перетворює електричну енергію в механічну і здійснює керування рухом виконуючого органу робочої машини.

Керування - організація процесу перетворення енергії, що забезпечує потрібний закон руху виконуючого органу робочої машини в статиці і динаміці.

Автоматичне керування (АК) - керування, яке здійснюється без участі оператора.

Автоматичний керуючий пристрій (АКП) - сукупність засобів, що забезпечують автоматичне керування приводом.

Автоматизований електропривод має дві складові: $АЕП = ЕП + АКП$.

Основні терміни та визначення електроприводу наведені у державному стандарті ДСТУ 2313.

Узагальнена структурна схема електроприводу представлена на рис. 1.1, де прийняті наступні позначення:

- ЕЕ – електроенергія;
- ЕП – електропривод, який включає: ЕД - електродвигун - основна частина електропривода; ВМ - виконавчий механізм; ПП – перетворювальний пристрій, який перетворює енергію мережі в електроенергію з потрібними параметрами; за допомогою ПП здійснюється керування потоком енергії, підведеної до двигуна;
- АКП – автоматичний керуючий пристрій, який перетворює командні сигнали та формує необхідний процес керування та включає: КО - командний орган - служить для перетворення командних сигналів в електричні сигнали, які зручні для обробки іншими ланками ЕП; ФЧ - функціональну частину (охоплює всі регулятори, наявні в системі); ВП (Д) - вимірювальні пристрої (датчики) - вимірюють контрольовані параметри (як електричні, так і не електричні) і перетворюють їх в електричні сигнали; ПП - проміжний підсилювач.

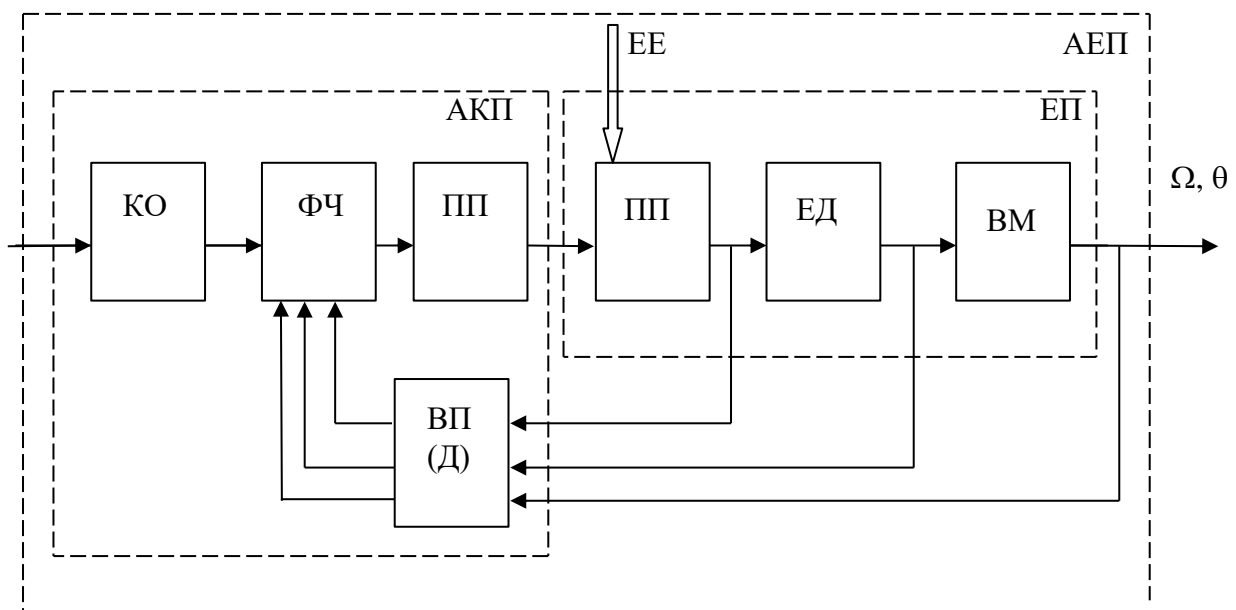


Рисунок 1.1

Коротка історична довідка

Звичайний електропривод:

1800 р. – елемент вольта (вольтів стовп);

1834 р. – перший двигун А.С. Якобі;

1838 р. - перший електропривод. Якобі установив двигун на свою яхту;

1800 р. – перше практичне застосування – на військових кораблях;

1890 р. - на промислових підприємствах;

1920 р. - з'явилися реле, контактори і інша елементна база АКП.

Автоматизований електропривод:

1930 р. - промислове застосування регульованого ЕП - система «Генератор – двигун» (Г-Д);

1940 р. – АЕП з електромашинними підсилювачами, з'явилися силові машинні підсилювачі;

1950 р. - іонний ЕП (на ртутних вентилях, тиратронах);

1960 р. - з'явилися тиристори, а, отже, тиристорний АЕП;

1990 р. - IGBT транзистори - гібриди, у яких на вході польовий транзистор, на виході – біполярний; з'явилися перетворювачі з ШІМ.

1.1.2. Основні показники якості керування електроприводами

1.1.2.1 Показники якості регулювання статичних режимів регульованого по швидкості ЕП

Розрізняють наступні показники якості регулювання статичних режимів регульованого по швидкості ЕП: статична точність, статична помилка, діапазон та плавність регулювання. Розглянемо визначення цих показників на основі механічних характеристик електроприводу (див. рис. 1.2).

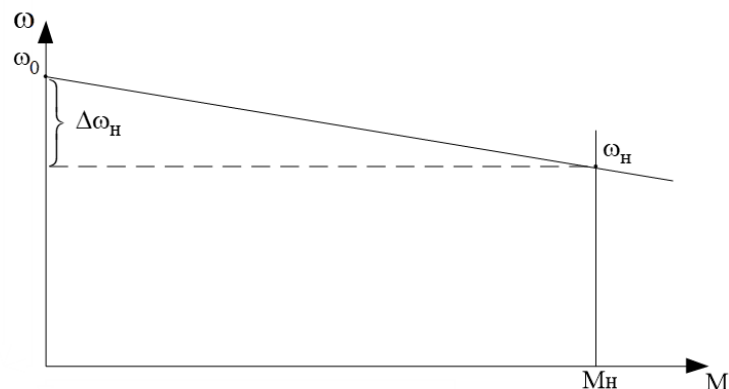


Рис. 1.2

Точність регулювання змінних в ЕП у статичних режимах визначається можливими їхніми відхиленнями від заданих значень під дією збурюючих факторів. Основним збурювальним впливом для електроприводу є момент навантаження.

Для оцінки зміни усталеної швидкості електроприводу під дією навантаження вводиться поняття статизму механічної характеристики:

$$S = \Delta\omega / \omega_{0H},$$

де - $\Delta\omega$ - абсолютне значення похибки по швидкості, ω_{0H} - швидкість холостого ходу на механічній характеристиці номінального режиму.

Для оцінки статичної точності ЕП вводиться поняття статичної помилки (у %):

$$\Delta = (\Delta\omega / \omega_0) \times 100, \%$$

Як правило, якщо це не застережене окремо, статична помилка визначається для моменту навантаження, який відповідає номінальному моменту електродвигуна.

Реальні значення для замкнених ЕП $\Delta = 0..10\%$.

Діапазон регулювання швидкості ЕП – це відношення ω_{\max} до ω_{\min} при конкретній величині моменту навантаження.

$$D = \omega_{\max} / \omega_{\min}$$

Як правило, діапазон регулювання швидкості визначається для номінального моменту $M_c = M_H$.

Діапазон регулювання швидкості на холостому ході:

$$D_{x.x.} = \omega_{0\max} / \omega_{0\min}$$

Реальні значення діапазону регулювання швидкості від 5:1 до 10000:1.

Для дискретно-регульованих ЕП вводиться поняття плавності регулювання, яке характеризується числом дискретних значень регульованого параметру. Оцінюється коефіцієнтом плавності регулювання:

$$k_{\text{ПЛ}} = \frac{\omega_i}{\omega_i - \omega_{i-1}}$$

де ω_i, ω_{i-1} - усталені швидкості на суміжних механічних характеристиках.

1.1.2.1 Показники якості перехідних процесів регульованого по швидкості електроприводу

Для оцінки якості динамічних режимів ЕП використовуються наступні показники: перерегулювання, час перехідного процесу, коливальність.

Дані показники оцінюються по перехідній характеристиці, яка являє собою реакцію вихідної координати ЕП (швидкості) в часі при подачі на вхід системи ступінчастої задаючої дії.

Типова перехідна характеристика має вигляд (див. рис. 1.3):

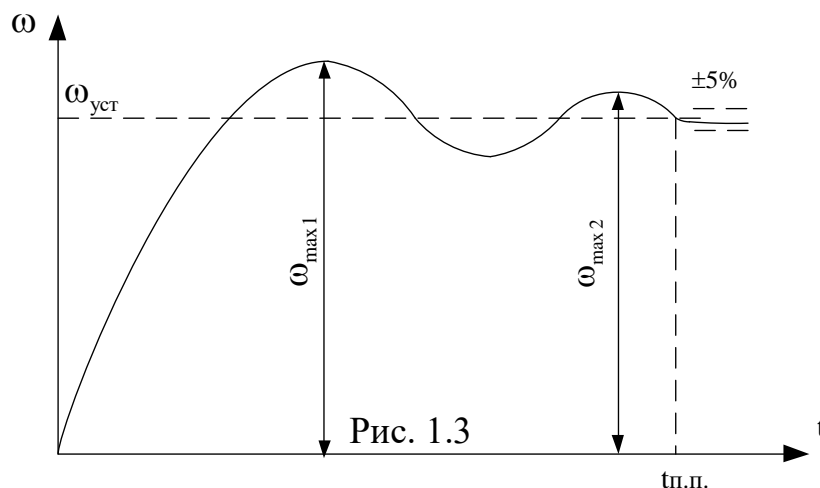


Рис. 1.3

Перерегулювання:

$$\sigma = \frac{\omega_{\text{max}} - \omega_{\text{уст}}}{\omega_{\text{уст}}} \times 100, \%$$

Реальні значення перерегулювання 0...50%.

Час перехідного процесу $t_{\text{п.п}}$ – це час до входження регульованої координати в задану зону відхилень $\pm 5\%$ відносно усталеної швидкості $\omega_{\text{уст}}$. Реальні значення - від десятих часток секунди до одиниць секунд.

Число коливань регульованої величини n – реально 0...3.

Коливальність (ступінь коливальності):

$$\zeta = \frac{\omega_{\max i+1}}{\omega_{\max i}}$$

Нормальне значення коливальності – до 0,7.

Якість перехідного процесу при накиданні навантаження оцінюється за величиною часу відновлення швидкості $t_{в.ш}$ та максимального динамічного падіння швидкості $\Delta\omega_{\max}$ (див. рис. 1.4). Переривчастою лінією показан графік перехідного процесу у статичній системі.

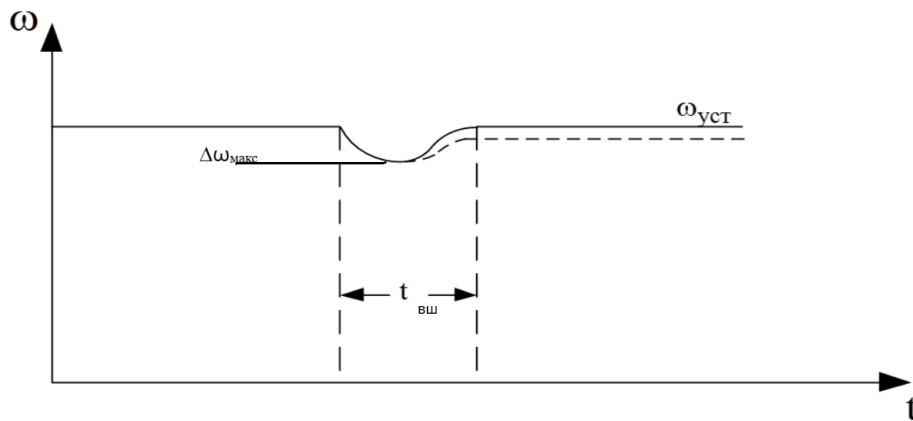


Рис. 1.4

1.1.3.Поняття про оптимальний характер перехідних процесів електропривода. Загальні вимоги до керування рухом електропривода

На електропривод покладаються дві найважливіші взаємозалежні функції: електромеханічне перетворення енергії і керування рухом виконавчих органів робочих машин. При наданні руху виконавчому механізму електропривод повинен виробляти або споживати механічну енергію відповідно до виконуваної механізмом роботи. При керуванні технологічним процесом або установкою необхідно управляти потоком електричної енергії, споживаної або виробленої електроприводом, таким чином, щоб механічні змінні (момент двигуна, швидкість і прискорення механізму, положення його робочого органа й т.п.) або підтримувалися на необхідному рівні, або змінювалися за заданими законами з необхідної за умовами технології точністю. Оскільки на змінні електромеханічної системи накладені обмеження, керування повинне забезпечувати обмеження

електричних і механічних змінних їхніми припустимими значеннями у всіх режимах роботи.

Таким чином, спільне завдання керування рухом електропривода для виконання технологічного процесу визначає необхідність регулювання змінних електромеханічної системи.

Стосовно загальної функції керування рухом електропривода регулювання окремих координат являє собою приватні завдання, які вирішуються при проектуванні систем керування електроприводами.

1.1.3.1.Формування оптимальних перехідних процесів пуску та гальмування

Здійснення законів руху робочого органу механізму, що забезпечують виконання необхідних технологічних операцій, є головним завданням автоматизованого електропривода. Незважаючи на виняткове різноманіття виробничих механізмів і технологічних вимог до електропривода, завжди в розв'язку цього головного завдання важливе місце займає виконання операцій пуску і зупинки електропривода, а в регульованих електроприводах переходу від робочого режиму, що вимагає однієї робочої швидкості, до режиму роботи з іншою швидкістю, обумовленої ходом технологічного процесу.

Перехідні процеси зміни швидкості руху електромеханічної системи при різних комбінаціях її параметрів, що визначають її динамічні властивості, і різному характері зміни керуючих впливів протікають по-різному. Іншими словами, перехід від одного стану системи до іншого може відбуватися по різних траєкторіях, що відрізняються тривалістю переходу, максимальними навантаженнями електричної і механічної частини системи, втратами енергії, що виділяються у двигуні за час переходу, споживанням енергії за той ж час і іншими показниками.

З безлічі можливих траєкторій зміни стану системи необхідно прагнути вибрати такі, які забезпечують максимальну швидкодію, мінімум динамічних навантажень і втрат енергії, максимум корисної роботи і оптимальні значення всіх інших показників, що характеризують умови протікання процесу. Характер

перехідних процесів електропривода, відповідний до таких траєкторій, і є оптимальним у самому загальному вигляді, однак його визначення утрудняється різноманіттям оптимізованих показників, їх різною практичною значимістю і суперечливістю вимог до динамічних властивостей електропривода і законів зміни керуючих впливів. Тому завдання формування оптимальних перехідних процесів електропривода вимагає конкретизації критерію оптимальності.

Розглянемо як приклад найбільш характерні формулювання завдань оптимального керування перехідними процесами електропривода.

У якості першого прикладу розглянемо випадок, коли електропривод повинен відпрацювати задане переміщення за умови мінімуму втрат енергії, що виділяються в якірному колі двигуна. Така постановка задачі становить інтерес у випадку, коли нагрівання двигуна визначає динамічні навантаження і продуктивність механізму обмежується потужністю встановленого двигуна при відсутності інших обмежень, накладених на змінні системи. Знаходження оптимального закону $\omega, i_{\text{я}} = f(t)$ при цих умовах виконаємо за принципом максимуму Л.С.Понтрягіна. Оптимальні залежності $\omega, i_{\text{я}}$, відповідні до цього розв'язку при $M_{\text{с}}=0$, представлені на рис. 1.5. Розглянутому критерію відповідає лінійний закон зміни струму і моменту двигуна і параболічна крива зміни швидкості.

У якості другого прикладу розглянемо здійснення процесу зміни швидкості від $\omega_{\text{поч}}$ до $\omega_{\text{кін}}$, оптимального за критерієм максимуму швидкодії, тобто мінімуму тривалості процесу, при наявності обмеження, накладеного на струм двигуна $i_{\text{я}} \leq I_{\text{стоп}}$. Аналіз цих умов однозначно приводить до виводу, що оптимальним у цьому випадку є рівномірно прискорений рух з максимально припустимим прискоренням на всіх ділянках процесу. Відповідні залежності $\omega, i_{\text{я}} = f(t)$ показані на рис. 1.5, причому пряма 1 відповідає активному гальмівному моменту $M_{\text{с}} = \text{const}$, а ламана 2 — реактивному моменту з тим же абсолютним значенням.

Порівнюючи перехідний процес пуску на рис. 1.5 з оптимальним по швидкодії, легко переконатися, що при процесі, оптимальному за критерієм втрат у двигуні, двигун гірше використовується по перевантажувальній здатності, чим при процесі, оптимальному по швидкодії. Тому, якщо обмеження по нагріванню

відсутні, мінімальний час відпрацювання заданого переміщення при обмеженнях, накладених на струм, $i_a \leq I_{\text{стоп}}$ і швидкість $\omega \leq \omega_n$ забезпечується при рівномірно прискореному протіканні всіх перехідних процесів (рис. 1.6, суцільні лінії).

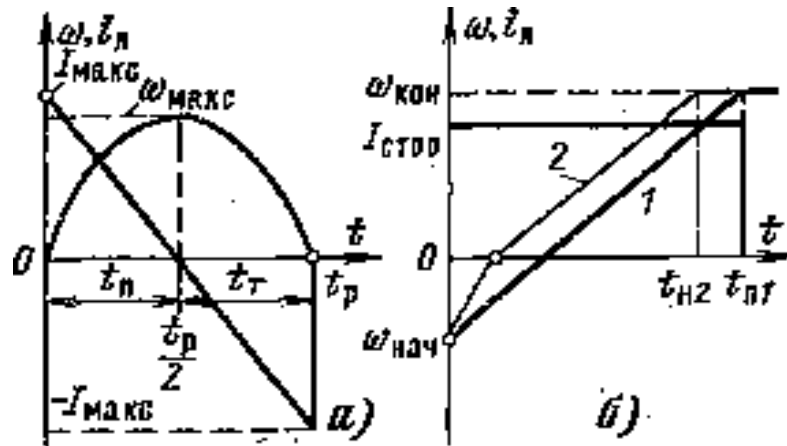


Рис. 1.5

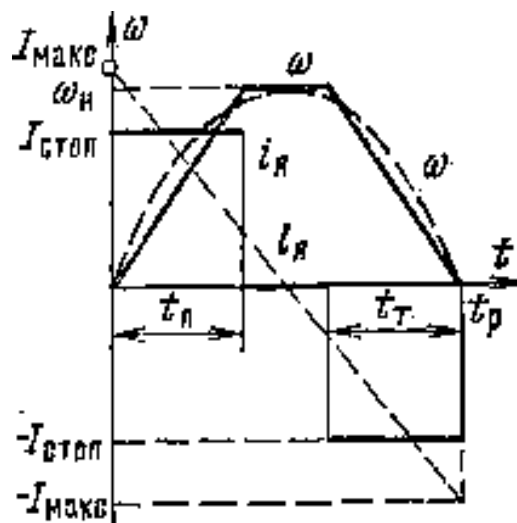


Рис. 1.6

Для порівняння двох розглянутих оптимальних графіків руху електропривода на рис. 1.6 пунктирними лініями показані залежності $\omega, i_a(t)$, оптимальні за критерієм нагріву двигуна, при $\omega_{\text{макс}} = \omega_n$ і однаковому переміщенні за час t_p . Порівняльний аналіз показує, що при параболічному законі зміни швидкості втрати у двигуні на 12% менше, чим при рівномірно прискореному протіканні перехідних процесів. Однак ця перевага може бути реалізована тільки в тому випадку, якщо $I_{\text{макс}} \leq I_{\text{макс, доп}}$. При наявності обмеження струму $i_a \leq I_{\text{стоп}} =$

$I_{\text{макс.доп}}$ та швидкості $\omega \leq \omega_n$ параболічний графік зміни швидкості не має переваг, але формується складніше, чим залежність i $\omega(t)$ у вигляді трапеції, і на практиці використовується досить рідко.

Якщо говорити про умови реалізації оптимального графіка з постійним прискоренням у перехідних процесах, тобто про можливості формування прямокутного графіка струму і моменту двигуна (рис. 1.6), то ці можливості також обмежені електромагнітною інерцією двигунів, яка в більшості випадків виключає зміни струму і моменту двигуна стрибком. Виключення представляє досить швидке наростання струму і моменту при включенні асинхронних двигунів з фазним ротором або двигунів постійного струму на мережу при великому додатковому опорі в колі ротора двигуна.

Розглянемо приклад формування завдання оптимального керування перехідними процесами електропривода: відпрацьовування заданого переміщення за мінімальний час при обмеженні струму і швидкості, за умови мінімуму динамічних навантажень механічної частини електромеханічної системи.

При відсутності в механічній частині зазорів і пружних зв'язків обмеження струму двигуна забезпечує обмеження його моменту, а отже, і максимальних навантажень механічного устаткування мінімальними значеннями, достатніми для прискорення мас системи і здійснення корисної роботи. При, цьому мінімум часу переміщення забезпечується прямокутною діаграмою струму при пуску і гальмуванні, розглянутої вище.

Однак абсолютно жорстких механічних зв'язків і передач без необхідних робочих зазорів не існує. Тому, в додаток до моменту пружної механічної системи, при малому демпфуванні в ній виникають слабо загасаючі механічні коливання, що у значній мірі збільшують максимальні навантаження передач. Динамічний коефіцієнт при $M_{c2} = 0$ досягає значення $k_d = 2$, а при наявності зазорів у передачах може досягати і більших значень, тому оптимізація електромеханічних систем автоматизованого електропривода за критерієм мінімуму коливальності і формування керуючих впливів, що забезпечують зниження динамічного коефіцієнта при перехідних процесах — ефективний шлях розв'язку третього завдання оптимального керування рухом електроприводів.

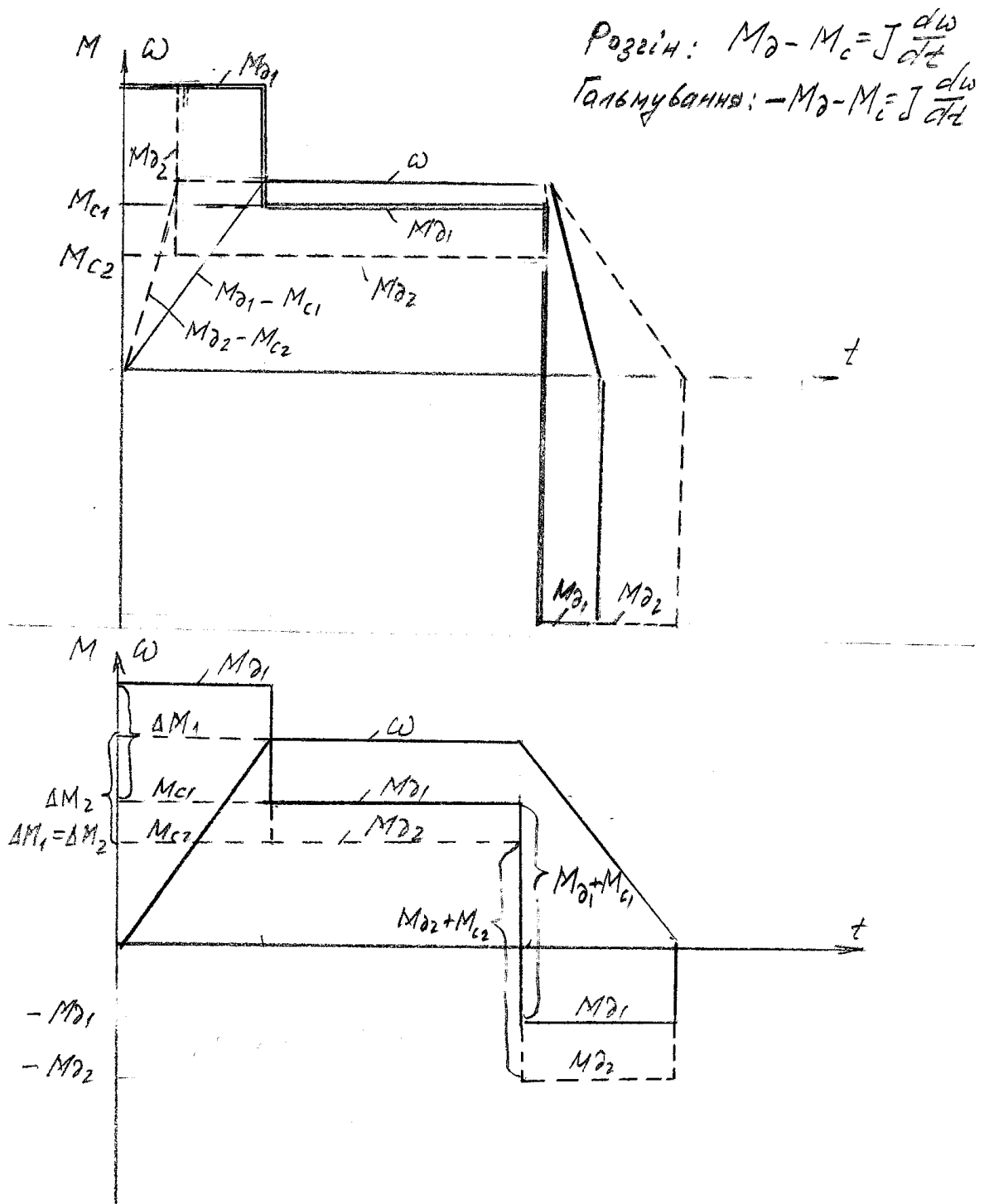


Рис. 1.7

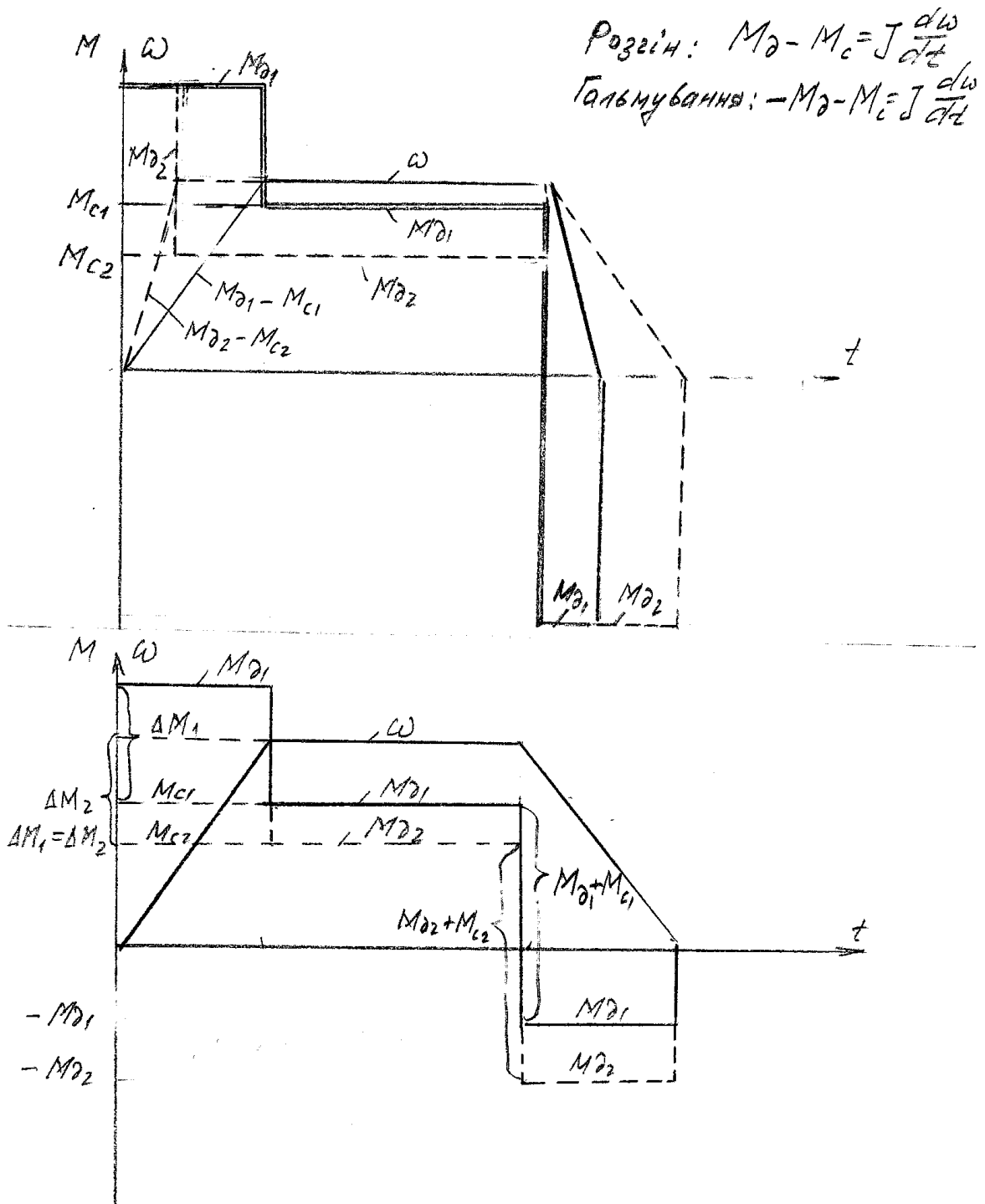


Рис. 1.8

1.1.4. Режими руху електроприводу

З енергетичної точки зору режими роботи ЕП можна розділити на двигунні та гальмівні.

У кожному із цих режимів розрізняють:

- статичний або режим, що встановився;

- динамічний або перехідний режим.

Вважаючи умовно позитивним напрямком потоку енергії від джерела до робочого органу, підкреслимо, що крім втрат енергії, значення яких не можуть бути негативними, інші складові по напрямкові можуть бути як позитивними, так і негативними. Наприклад, при збільшенні кінетичної енергії механічної частини привода потужність позитивна.

$$\frac{dW_J}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{J\omega^2}{2} \right) = J\omega \frac{d\omega}{dt} > 0.$$

І навпаки, при гальмуванні привода, коли кінетична енергія вивільнюється, ця складова потужності негативна.

Складові рівняння можуть мати різні комбінації рівнів, напрямків енергій і знаків, визначаючи тим самим різноманітність енергетичних станів силового каналу та режимів його роботи. Розглянемо структурну схему привода з урахуванням рівняння балансу потужностей потоків енергії (рис. 1.9).

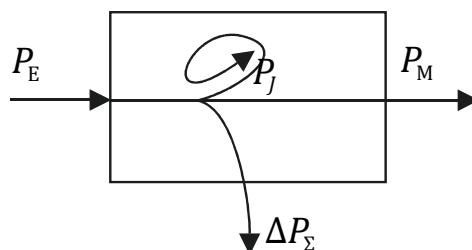


Рис. 1.9

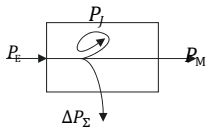
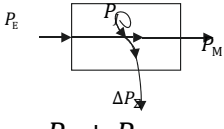
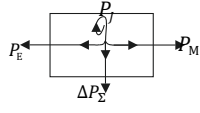
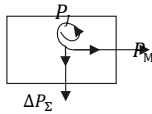
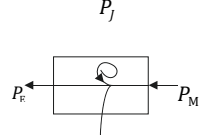
Тут показані позитивні напрямки потоків потужності: P_E - електричної потужності; P_M - механічної потужності; P_J - потужності, зв'язаної зі зміною запасу кінетичної енергії механічної частини; P_Σ - сумарної потужності втрат.

Кожна зі складових потужності має самостійне значення для аналізу енергетики електропривода. Так, P_E і $\int P_E dt$ - характеризують відповідно витрати потужності і енергії; P_M і $\int P_M dt$ - механічну потужність і корисну роботу; ΔP_Σ і $\int \Delta P_\Sigma dt$ - втрати і процес нагрівання елементів силового каналу. Ці складові визначають близько десятка енергетичних станів електропривода. У табл. 1.1

наведені комбінації рівнів і напрямків енергії, представлені умовною схемою балансу потужностей. Перші шість станів - статичні, інші п'ять - динамічні режими роботи електропривода.

Таблиця 1.1

Потужність				Баланс потужностей	Режими роботи електропривода
Електрична P_E	Механічна P_M	Пов'язана зі зміною кінетичної енергії P_J	Втрати ΔP_Σ		
+	+	0	+	<p align="center">$P_E = P_M + \Delta P_\Sigma$</p>	Руховий. Споживана з мережі енергія за винятком втрат віддається механізму.
+	$M = 0$ $\omega = \omega_{xx}$	0	+	<p align="center">$P_E = \Delta P_\Sigma$</p>	Холостий хід. Споживана енергія йде на покриття втрат у двигуні, перетворювачі і передачах.
+	$\omega = 0$ $M = M_{к.з.}$	0	+	<p align="center">$P_E = \Delta P_\Sigma$</p>	Двигун підключений до мережі, але нерухомий. Режим короткого замикання. Споживана енергія розсіюється у двигуні і перетворювачі.
+	-	0	+	<p align="center">$P_E + P_M = \Delta P_\Sigma$</p>	Гальмівний – противмикання. Енергія одночасно надходить від мережі і механізму, розсіюючись у вигляді втрат у перетворювачі, двигуні і передачах.
0	-	0	+	<p align="center">$P_M = \Delta P_\Sigma$</p>	Гальмівний – динамічне гальмування. Енергія розсівається в елементах привода.
-	-	0	+	<p align="center">$P_M = P_E + \Delta P_\Sigma$</p>	Генераторний з рекуперацією енергії в мережу. Потужність, що виробляється навантаженням, передається (за винятком

					втрат у передачах, двигуні і перетворювачі) у мережу.
+	+	+	+	 $P_E = \Delta P_\Sigma + P_J + P_M$	Збільшення швидкості. Споживана енергія йде на здійснення корисної роботи, збільшення запасу кінетичної енергії привода й частково губиться.
+	+	-	+	 $P_E + P_J = P_M + \Delta P_\Sigma$	Двигательний режим гальмування. Зниження швидкості. кінетична енергія, що вивільняється, разом зі споживаною з мережі йде на корисну роботу й покриття втрат.
-	+	-	+	 $P_J = P_E + P_M + \Delta P_\Sigma$	Гальмування (перехідний процес). Енергія, що вивільнюється, частково повертається в мережу, йде на корисну роботу і витрачається.
0	+	-	+	 $P_J = \Delta P_\Sigma + P_M$	Гальмування (перехідний процес) при відсутності зв'язку з мережею.
-	-	+	+	 $P_M = P_J + P_E + \Delta P_\Sigma$	Збільшення швидкості за рахунок енергії, що надходить від навантаження, при цьому частина її повертається в мережу.

Статичні двигунні та гальмівні режими руху електроприводу ілюструються механічними характеристиками на рис. 1.10.

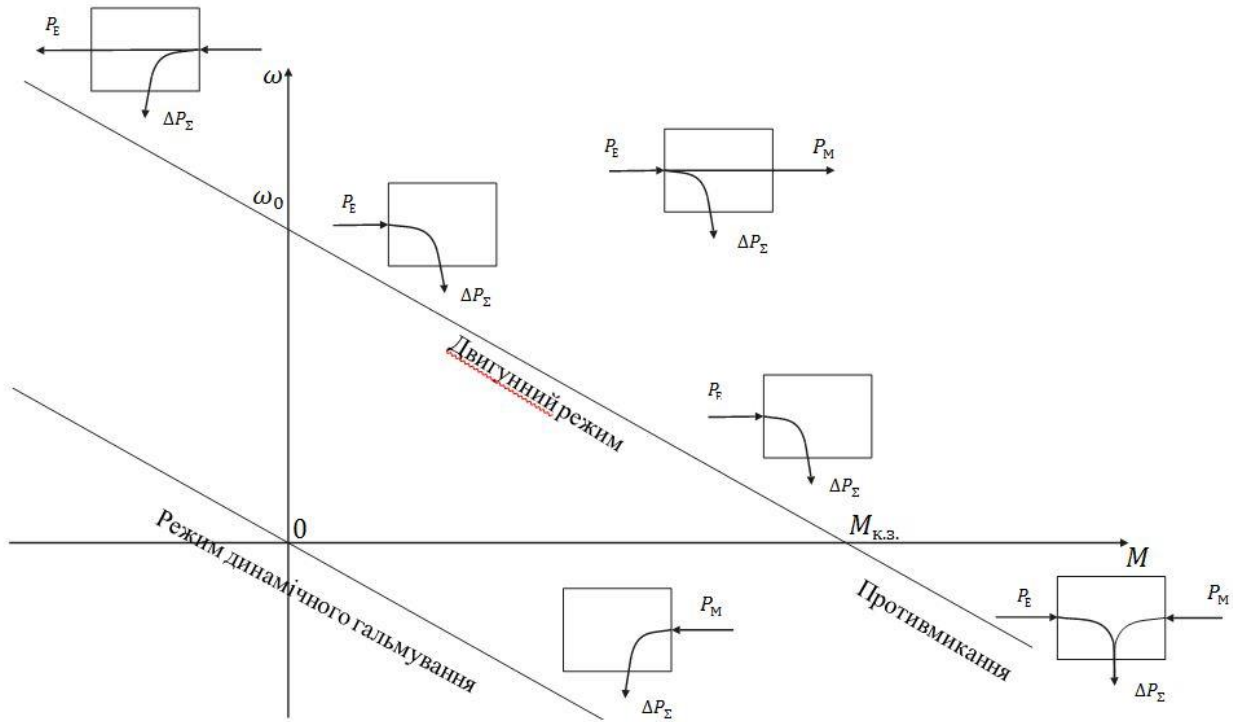


Рис. 1.10

ТЕМА 1.2.ПРИНЦИПИ КЕРУВАННЯ ТА ОСНОВНІ ФУНКЦІЇ АВТОМАТИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

1.2.1.Завдання, які вирішуються АЕП

Узагальнена функціональна схема автоматизованого електроприводу (АЕП) представлена на рис.1.11.

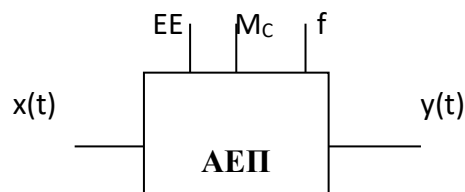


Рис. 1.11

Завдання, розв'язувані АЕП, залежать від характеру вхідного сигналу $x(t)$ і відповідності зміни вихідного сигналу $y(t)$ необхідному закону:

1. Формування необхідного закону зміни вихідного сигналу в перехідних режимах при прикладанні вхідного сигналу стрибком. Це завдання вирішується, коли визначають кінцеве значення регульованої величини, або є просто командою на пуск, гальмування, реверс і т.д.

$y(t)=f_1\{x(t)\}$, де f_1 – функція залежності від припустимих струмів двигуна, прискорення, температури і т.д.;

2. Підтримка з деякою точністю в статиці і динаміці відповідності між вихідною величиною і задаючою дією. Завдання вирішується, коли $x(t)$ є бажаним законом зміни $y(t)$;

$y(t)=kx(t)$ - таку відповідність витримувати досить складно, тому що:

- діють збурення (зміни моменту на валу M_C , напруги живильної мережі, температури і т.д.);
- є інерційність елементів АУУ і ЕП;
- є нестабільність та обмеження параметрів ланок;
- обмежена чутливість ланок;
- неоднозначність елементів (гістерезис).

3. Оптимізація процесу зміни вихідної регульованої величини при зміні задаючого або збурювального впливу відповідно до прийнятих критеріїв якості.

$y(t)=f_2[x(t)]$, де f_2 – визначається прийнятим критерієм, наприклад, швидкодією, коливальністю, втратами.

1.2.2. Основні принципи керування електроприводами

Кожну СКЕП можна розглядати як систему, що обробляє інформацію. Залежно від кількості використовуваних у СКЕП каналів інформації і їх структури розрізняють 3 види автоматичного керування: по розімкнутому циклу, по замкненому циклу, по комбінованому циклу.

На схемах (рис. 1.12 - 1.14) введені наступні позначення: U_C - напруга живильної мережі; Y_{PO} - регульована величина; m - регулюючий вплив; g – задаючий сигнал; f_1-f_n - збурення; ЗЕ - задаючий елемент; ПП - підсумовуючий пристрій; КЕ - керуючий елемент; П - силовий перетворювач; М - електрична

машина; ГЗЗ - головний зворотний зв'язок; ВЗЗ – внутрішній зворотний зв'язок (допоміжний); ТМ – технологічна машина; ПЕ - перетворювальний елемент.

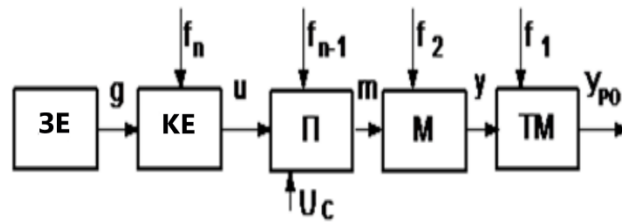


Рисунок 1.12 - Система, що працює по розімкнутому циклу

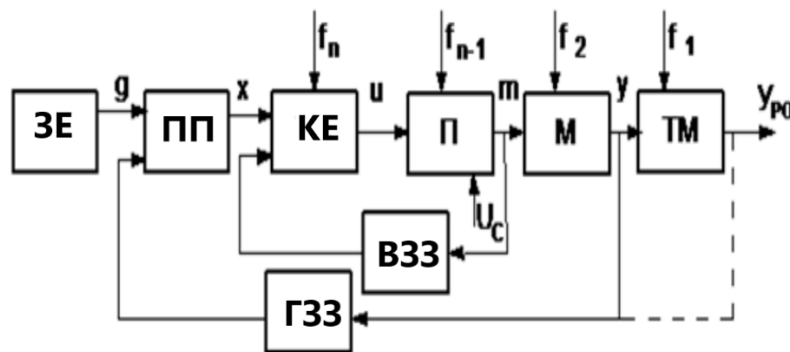


Рисунок 1.13 - Система, що працює по замкненому циклу

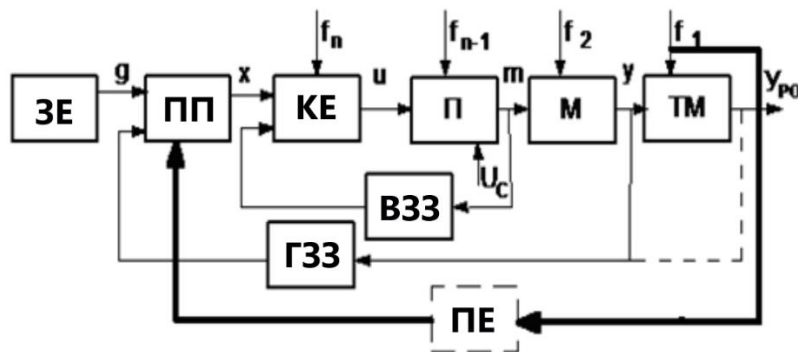


Рисунок 1.14 - Система, що працює по комбінованому циклу

Для систем, що працюють по розімкнутому циклу (рисунок 1.12) характерна відсутність усякого виміру і контролю кінцевого значення регульованої величини U . Регулюючий вплив від регульованої величини не залежить. У цих системах є тільки один канал інформації - канал завдання, точність таких систем невисока і визначається жорсткістю природної характеристики двигуна. Дана система використовується для пуску і гальмування двигунів, регулювання швидкості в невеликих межах.

У системах керування по замкненому циклу (рисунок 1.13) спільно використовується два канали інформації:

- канал інформації за завданням $g(t)$;
- канал інформації про фактичне значення регульованої величини $y(t)$ (зворотний зв'язок).

Інформація завдання, порівнюється з інформацією зворотного зв'язку, визначається помилка керування $x(t)=g(t)-y(t)$ і залежно від величини і знака цієї помилки по каналу керування виробляється регулюючий вплив $m(t)$ на електродвигун таким чином, щоб звести помилку до нуля (або до припустимої величини), тобто забезпечити зміну регульованої величини за необхідним законом. При цьому жодне зі збурень не вимірюється, а їх вплив на регульовану величину сприймається системою керування опосередковано по каналу зворотного зв'язку. Таке керування називається керуванням за помилкою або за відхиленням, а зворотний зв'язок по регульованій величині - головним зворотним зв'язком (виконується жорстким, негативним). Крім головного зворотного зв'язку в таких системах іноді застосовують допоміжні зворотні зв'язки ВОС (місцеві, жорсткі і гнучкі). Дія гнучких зворотних зв'язків впливає тільки в перехідних процесах. Керуючі елементи і допоміжні елементи СКЕП служать для поліпшення якості процесу керування (жорсткі негативні ВОС послабляють вплив збурень на елементи, охоплювані ними). Якщо система має один головний зворотний зв'язок, вона одноконтурна, якщо крім головного ЗЗ має ще один або декілька місцевих ЗЗ, то вона - багатоконтурна.

СКЕП, які мають головний ЗЗ по регульованій величині називають замкненими.

Якість роботи системи зі ЗЗ значно вище, чим у розімкнутій системі і їх застосовують:

- у глибоко регульованих ЕП;
- при складних законах зміни задаючого впливу $g(t)$;
- у приводах виконавчих органів, що працюють узгоджено у одному механізмі або у декількох різних механізмах;
- коли потрібне формування оптимальних процесів пуску, гальмування,

реверсу.

З метою зменшення помилки за збуренням може бути побудована система з регулюванням по збуренню за рахунок подачі на вхід сигналу, пропорційного збуренню, причому цей сигнал повинен компенсувати сигнал збурення в точці його прикладання.

Зменшення або повне усунення помилки може бути досягнуте при комбінованому керуванні, яке поєднує керування по відхиленню і керування по збуренню. Цей вид керування є найбільш досконалими і здійснюється по комбінованому циклу (рисунок 1.14). Для його реалізації до основної замкненої структури додається розімкнута структура з каналом інформації по основному збурювальному впливу $f_1(t)$.

В наслідок цього у регулюючій дії $m(t)$ постійно є присутною складова, яка компенсує вплив збурення $f_1(t)$ безпосередньо у місці його прикладання, що дозволяє забезпечити незалежність (інваріантність) регульованої величини $v(t)$ від основного збурювального впливу. Тобто розімкнута структура реалізує керування по збуренню, а вплив інших збурень ліквідує основна замкнена структура.

Іноді регульованою величиною для ЕП є вихідна координата технологічної машини ТМ - Y_{PO} (кутове переміщення робочого органу, температура і т.д.). У цьому випадку вхідне коло головного ЗЗ переноситься на вихід ТМ (згідно з пунктиром на рисунках 1.13, 1.14).

По виду сигналів інформації і керування СКЕП поділяються на безперервні (аналогові) і дискретні (імпульсні, цифрові, релейні).

Системи керування можуть бути статичними ($\Delta X \neq 0$) і астатичними ($\Delta X = 0$) стосовно задаючого або збурювального впливу.

Усі системи, залежно від характеру рівнянь, що описують процеси керування, умовно діляться на лінійні (лінеаризовані) і нелінійні.

СКЕП підрозділяють також іноді по виду силового перетворювача або основної апаратури:

- системи електромашинного керування або системи Г-Д, ЕМП-Д, МУ-Д;
- системи з релейно-контакторним керуванням та пускорегулювальними резисторами;

- система тиристорний перетворювач - двигун (ТП-Д);
- система широтно-імпульсний перетворювач перетворювач - двигун (ШПП-Д);
- системи дросельного керування;
- система регулятор напруги – асинхронний двигун (РН-АД);
- система перетворювач частоти – асинхронний двигун (ПЧ-АД);
- системи безконтактного керування.

1.2.3. Функції, які виконуються АЕП

В якості базової прийнята класифікація СКЕП по видах керування певним основним функціям електромеханічних систем. Нараховується 6 основних функцій АЕП:

1. Керування процесами пуску, гальмування, реверсу (функція керування). Цю функцію можуть виконувати розімкнуті системи АЕП. У процесі керування здійснюється грубий контроль за струмом. Жорсткість механічних характеристик не вище природних. На цей момент це найпоширеніша група АЕП;

2. Підтримання заданого значення регульованих координат – струму, швидкості, положення, потужності і т.д. з високим ступенем точності у статиці і динаміці (функція стабілізації). Цю функцію може виконати тільки замкнута система АЕП. Основна регульована величина – та, по якій замикається головний зворотний зв'язок;

3. Стеження за вхідними сигналами, що змінюються довільно (функція стеження, слідкування). Це завдання може бути виконане тільки в замкнутих системах. Сучасна слідкуюча система, як правило, трьохконтурна;

4. Відпрацьовування завдання, яке змінюється згідно програми (функція програмного керування);

5. Вибір доцільних режимів роботи АЕП (функція адаптації). Завдання може бути виконано в замкнутих системах;

6. Автоматичне керування комплексами машин і механізмів, об'єднаних загальним технологічним процесом.

Крім основних функцій, системи АЕП виконують ще й додаткові:

- 1) захист електродвигуна і устаткування від к.з., перевантажень по струму, по напрузі і т.д.;
- 2) блокування, що забезпечує певну послідовність операцій і виключає аварійні режими;
- 3) сигналізація.

Усі СКЕП, що виконують 1 – 4 основні функції, відносяться до автоматичних систем регулювання. Адаптивні СКЕП являють собою кібернетичні системи.

Системи керування першої групи забезпечують найпростіші операції пуску, зупинки, реверсування двигуна. Швидкість двигуна після розгону не регулюється і визначається природною механічною характеристикою та величиною моменту навантаження M_C . Для таких систем не передбачається застосування спеціальних заходів, що забезпечують формування оптимального перехідного процесу, тому в динаміці можливі довільні коливання змінних у широких межах. Якщо від механізму потрібна зміна швидкості усталеного руху, то від електропривода в загальному випадку потрібний автоматичний пуск двигуна на кожну із заданих швидкостей і переходи з кожної із заданих швидкостей на будь-яку іншу. Передбачається, що кожна швидкість задається відповідною механічною характеристикою двигуна. Автоматичні пристрої, що виконують першу функцію досить прості і допускають переривчасте керування. Вони мають розімкнуту структуру і представлені на рис. 1.15.

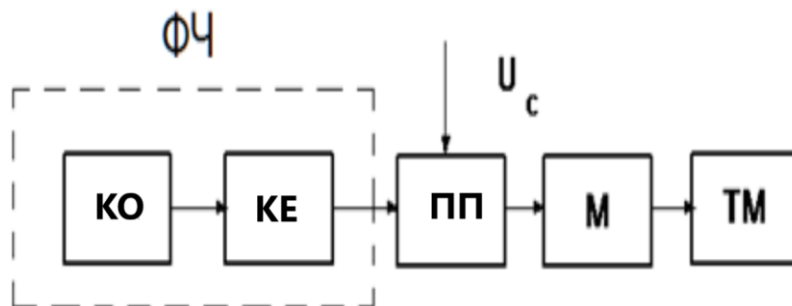


Рис. 1.15

Система має функціональну частину (ФЧ), в яку входить командний орган (КО), керуючий елемент (КЕ), перемикаючий пристрій (ПП), який виконується зі ступінчастим перемиканням резисторів, реакторів, обмоток і інших елементів.

Застосування знаходять в ЕП постійного і змінного струму транспортних засобів, а також механізмів металообробної, металургійної і інших галузей промисловості.

Системи керування другої групи автоматично відпрацьовують керуючу дію і підтримують задану швидкість обертання або іншу координату з високою точністю в статиці і динаміці (струм, швидкість, потужність, момент, прискорення).

Система керування є замкненою і забезпечує більш високу точність підтримання сталості заданої координати, чим розімкнута. Функціональна схема представлена на рис. 1.16 і складається з командного органу КО, Керуючого пристрою КП, силового перетворювача ПП и зворотного зв'язку по швидкості ДШ двигуна, сигнал якого надходить на вхід КП, де відбувається порівняння його із заданим та формування потрібного закону керування.

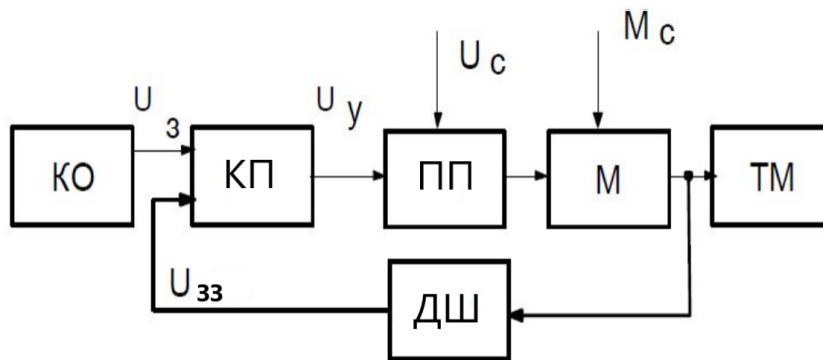


Рис. 1.16

Сигнал завдання визначає необхідне значення усталеної швидкості. Так, при збільшенні силового збурення M_c швидкість ω зменшується. При цьому також зменшується сигнал зворотного зв'язку $U_{зз}$, зростає різниця сигналів $U_з - U_{зз}$ на вході КП, що приводить до збільшення керуючого сигналу U_y і керуючої дії, яка прикладається до електродвигуна М. Після перехідного процесу встановлюється нове значення швидкості, трохи менше колишнього, якщо СКЕП статична і рівне колишньому, якщо СКЕП астатична. У замкнені СКЕП можуть входити різні апарати керування (контактні і безконтактні), силові перетворювальні пристрої (електромашинні та напівпровідникові).

Розглянуті системи застосовують при великих діапазонах регулювання, необхідності точного підтримання швидкості в ЕП металорізальних верстатів, папероробних машинах, механізмах прокатних станів та ін.

Системи керування третьої групи здійснюють стеження за сигналом завдання, що вводиться в систему і призначені для приводів технологічних машин, які вимагають відслідковування положення (рідше швидкості) виконуючого органу, тобто щоб вихідний вал повторював завдання із заданою точністю. Функціональна схема і характеристики вхідних вихідних величин представлені на рис. 1.17.

Слідкуюча система має замкнену структуру з головним негативним зв'язком по куту повороту вихідного валу $\Theta_{\text{вих}}$ (рис. 1.17,а). За допомогою задаючого пристрою ЗП і датчика ДП у систему керування надходять сигнали $\Theta_{\text{вх}}(t)$ і $\Theta_{\text{вих}}(t)$, різниця між якими (сигнал помилки) надходить на вхід керуючого і формуючого пристрою КП, який виробляє сигнал керування $U_y(t)$ перетворювачем ПП такого знаку, щоб двигун М, який одержує сигнал від перетворювача, повертав свій вал у напрямку, при якому різниця кутів ($\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вих}}$) зменшується.

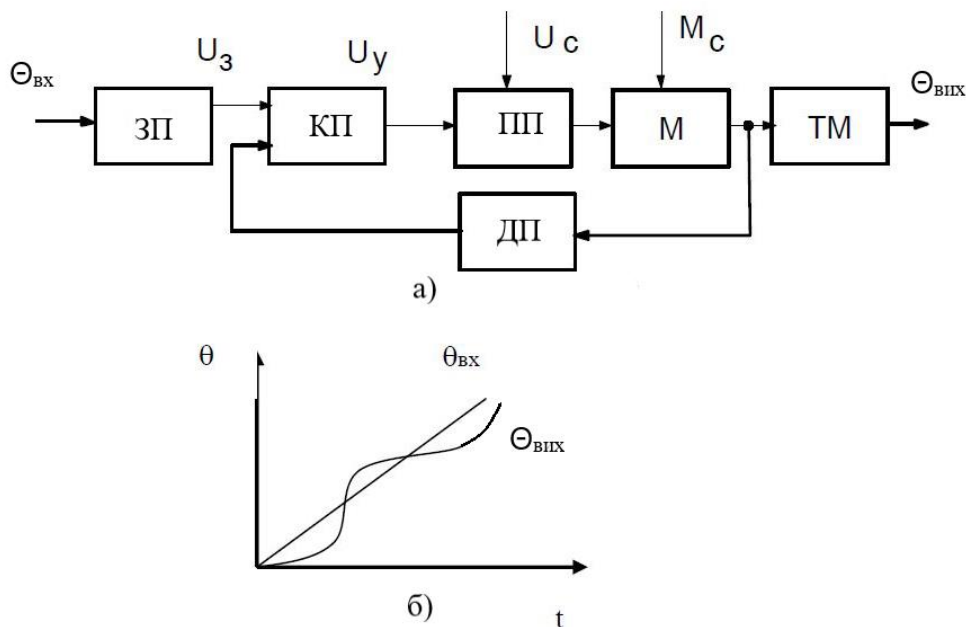


Рис. 1.17

Системи керування четвертої групи здійснюють відпрацювання заданої програми, тобто програмне керування. Програмні системи керування можуть

містити в собі як замкнені, так і розімкнуті СКЕП, але мають загальний програмуючий пристрій ПРП, як це показано на рис. 1.18.

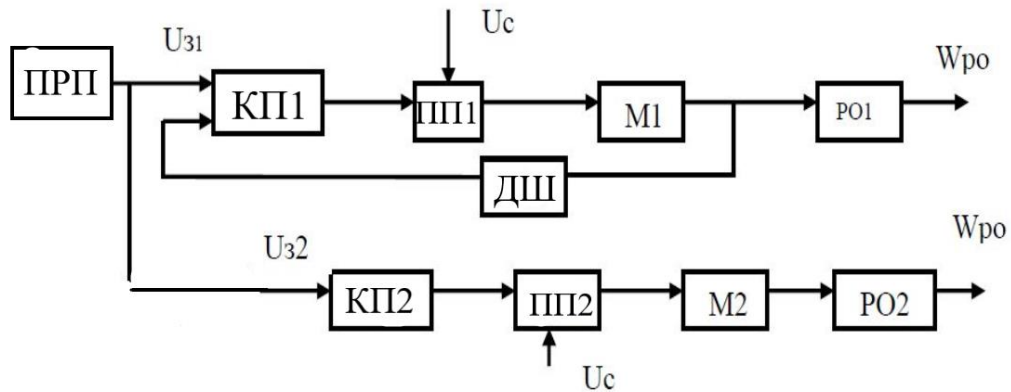


Рис. 1.18

В даному прикладі схема складається з 2-х підсистем: верхня – замкнена, нижня – розімкнута. Електропривод із двигуном М1 виконаний по замкненій СУ, яка підтримує постійним значення швидкості РО1 ω_{po1} . Електропривод із двигуном М2 має розімкнуту систему керування і забезпечує зміну швидкості обертання валу РО2 ω_{po2} . Програма може формуватися програмним пристроєм різними способами.

Системи керування п'ятої групи забезпечують вибір доцільних режимів роботи ЕП – адаптивне керування. Структура такої системи наведена на рис. 1.19 і включає: ОК – об'єкт керування, ПП – силовий перетворювач, КП – пристрій керування, ОП – обчислювальний пристрій, 1 – контур представляє типову замкнену систему по параметру Y , 2 – адаптивний контур (що пристосовуються). В адаптивному контурі ОП обробляє інформацію про функціонування ОК, керуючі сигнали U_3 і збурення f_1, f_2, \dots, f_n , відшукує алгоритм керування і визначає необхідні для реалізації цього алгоритму керуючі впливи $Z_1 \dots Z_i$, залежно від заданої величини U_3 і подає ці сигнали в КП, який, обробивши ці сигнали, змінює свої параметри або структуру і виробляє необхідний вплив U на силовий перетворювач ПП, в результаті чого здійснюється вплив на об'єкт керування. Подібні системи використовуються в електроприводах промислових механізмів, підданих різним керуючим, збурювальним і координатним діям в широкому діапазоні з параметричним впливом.

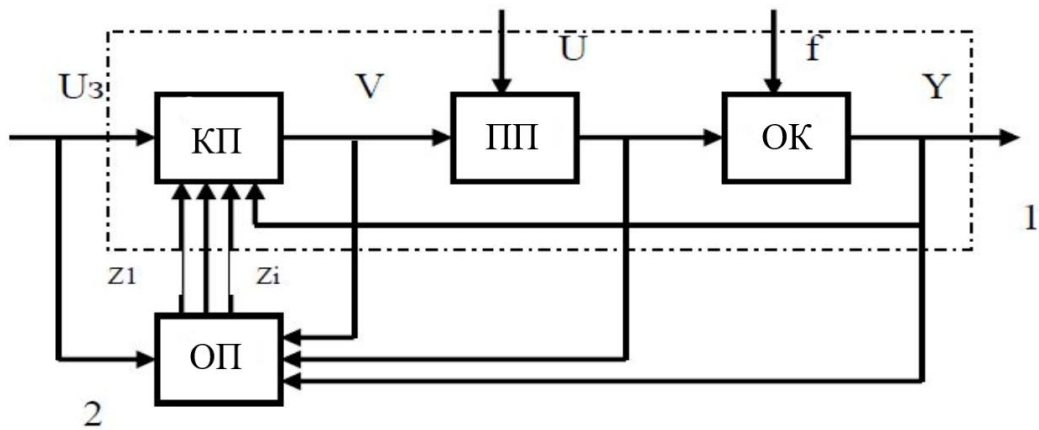


Рис. 1.19

Системи керування шостої групи забезпечують автоматичне керування комплексами машин і механізмів, об'єднаних загальним технологічним процесом. Використовуються при комплексній автоматизації виробничих процесів і установок – системі організації виробництва, при якій технологічні процеси виконуються автоматично діючою системою машин. Комплексна автоматизація припускає виконання автоматизованими пристроями найбільш складних функцій керування. Дані СКЕП можуть виконувати функції всіх розглянутих раніше систем (слідкуючих систем, систем програмного керування та ін.). Структура даних систем дуже різноманітна.

1.2.4.Додаткові функції СКЕП

Системи автоматичного регулювання виконують також ряд додаткових функцій, крім вищерозглянутих у шести групах. До них відносяться функції сигналізації, що повідомляють про хід технологічного процесу, про включення механізмів, їх справність, або навпаки несправності, стан самих СКЕП, кількість та розташування продукції, що випускається, транспортні засоби, сигнали, передані операторами і т. д. Виконання цих функцій відображується на пультах керування, спеціальних табло, мнемосхемах та ін., а також за допомогою світлових і звукових сигнальних пристроїв.

Додаткові функції включають: дистанційне керування; блокування, що забезпечує сувору послідовність операцій включення і відключення окремих механізмів, вузлів і елементів; захист двигунів і іншого електроустаткування від струмів короткого замикання, неприпустимих тривалих і короткочасних перевантажень.

1.3. ЕЛЕКТРИЧНІ СХЕМИ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ І ВИМОГИ ДО НИХ

1.3.1. Електричні схеми

Системи ЕП зображують на кресленнях у вигляді схем. Схеми можуть бути електричні, кінематичні, будівельні та інші (ГОСТ 2.702).

Види електричних схем:

1. Функціональні;
2. Структурні;
3. Принципові;
4. Монтажні:
 - а) внутрішні;
 - б) зовнішні;
5. Схеми підключення;
6. Схеми розташування;
7. Загальні;
8. Комбіновані.

Функціональна схема (рис. 1.20). Визначає функціональний зв'язок всіх елементів, роз'яснює процеси, що протікають в окремих частинах і в ЕП у цілому. Функціональні елементи зображуються на функціональній схемі у вигляді умовних графічних позначень або прямокутників. Графічна побудова схеми повинне давати найбільш наочну уяву про систему.

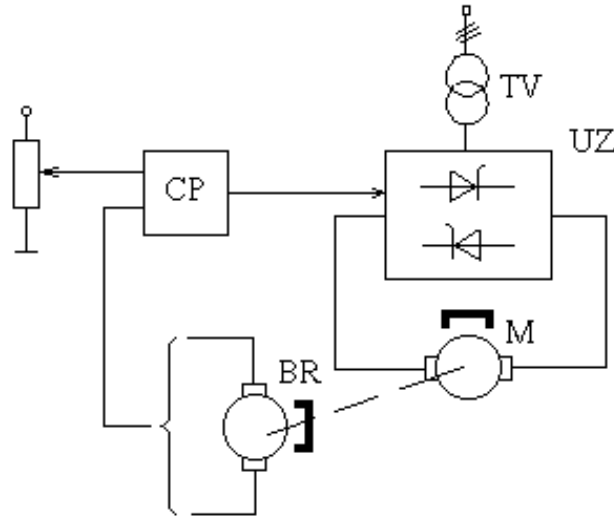


Рис. 1.20

Структурна схема (рис. 1.21). Визначає основні функціональні частини системи, їхнє призначення і взаємодію. Структурна і функціональна схеми розробляються при проектуванні на стадії, що передують розробці принципової схеми. Функціональні елементи на структурній схемі зображують у вигляді прямокутника з порядковим номером, передатною функцією, графіком перехідної функції й т.д. Структурні схеми потрібні при аналізі і синтезі систем.

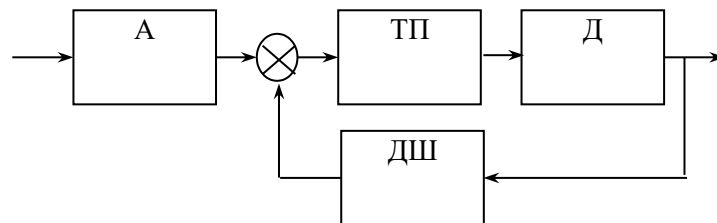


Рис. 1.21

Принципова схема. Визначає повний склад елементів установки. Елементи на принциповій схемі позначаються у вигляді умовних графічних позначень (УГП) відповідно до Держстандартів (ГОСТ 2.702, 2.722 – 2.768). Складні елементи на принципових схемах, що не мають принципового значення, можна позначити прямокутником.

Основна вимога при розробці принципових схем – наочність кола протікання струму, для чого використовується, в основному, рознесений спосіб розміщення

умовних графічних зображень елементів (див. рис. 1.22,б,в). Суміщений спосіб зображення елементів (див. рис. 1.22,а) може бути застосовано для відносно простих схем. За своїми властивостями цей спосіб наближений до схем з'єднань (монтажних). Буквено-цифрове позначення елементів проставляється праворуч або над елементом. Елементи позначаються у порядку зліва – направо та зверху – униз. Силкові електричні схеми можна зображувати стовщеними лініями. Контакти електричного апарата зображують на схемі при відключеному стані (при знеструмленій котушці, при відсутності механічного впливу на кнопки керування). Приклад принципової схеми показано на рисунку 1.22.

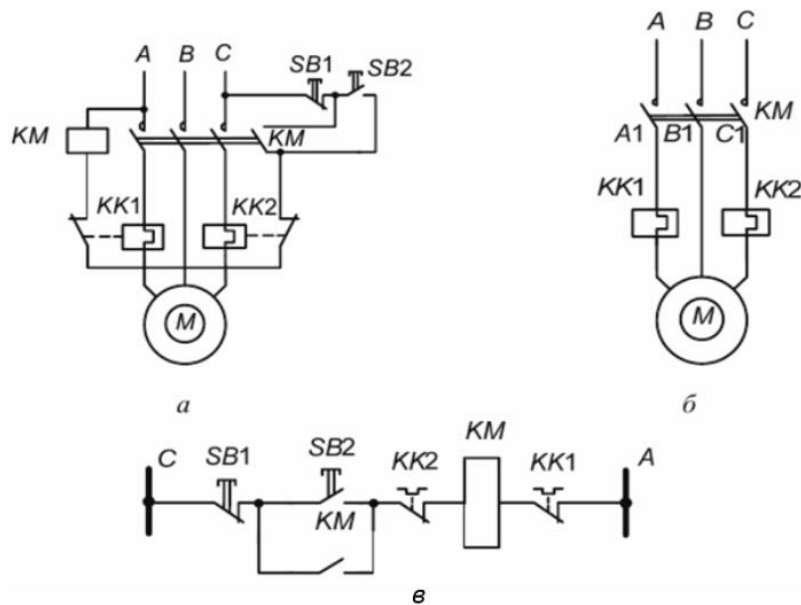


Рис.1.22

Принципові схеми є основою для складання монтажних і інших схем, а також для налагодження і ремонту.

Схема з'єднань (монтажна схема). Показує внутрішні електричні з'єднання елементів у відповідності до принципової схеми, а також джгути або кабелі, якими здійснюються ці з'єднання. Креслення елементів виконуються відповідно до геометрії їх розташування у вигляді УГП або зовнішніх обрисів. Схема застосовується при монтажі, налагодженні і ремонті.

Схема підключень. Показує зовнішні підключення складових частин ЕП між собою та з іншим устаткуванням за допомогою роз'ємів, клемників, джгутів та кабелів. Креслення складових частин виконуються відповідно до геометрії їх розташування у вигляді УГП або зовнішніх обрисів.

Схема розташування. Визначає відносне розташування частин ЕП на технологічній установці і поза нею.

Загальна схема. Схема для групи ЕП.

Комбінована схема. На даній схемі зображуються елементи електроустаткування разом з елементами гідравліки, пневматики та ін.

РОЗДІЛ 2. РЕЛЕЙНО-КОНТАКТОРНЕ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПРИ ЖИВЛЕННІ ВІД МЕРЕЖІ. ТИПОВІ ВУЗЛИ ЗАХИСТУ, БЛОКУВАННЯ, СИГНАЛІЗАЦІЇ

ТЕМА 2.1. ПРИНЦИПИ РОБОТИ СХЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ ТА ОСОБЛИВОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ РЕЛЕЙНО-КОНТАКТОРНИХ АПАРАТІВ

2.1.1. Коротка характеристика релейно-контакторних систем АЕП

У даний час ці системи становлять більше 50% від всіх систем АЕП. Звичайно, в статистиці в цих системах двигун підключений безпосередньо до живильної мережі, тобто апаратура використовується тільки для організації процесів пуску, гальмування (контактори, реле, тиристорні перетворювачі та регулятори напруги).

Схеми керування таких АЕП конструктивно оформляють у вигляді станцій керування. У схемах станцій керування повинні бути типові вузли керування і вузли автоматичних захистів і блокувань.

2.1.2 Принципи автоматичного керування процесами пуску, гальмування, реверсу

У розімкнутих системах АЕП для пуску двигунів постійного струму і асинхронних двигунів з фазним ротором використовується реостатний спосіб, що дозволяє швидко запустити (зупинити) двигун і обмежити кидки струму. Схема ДПС НЗ і діаграма сигналів при двоступінчастому пуску наведені на рисунках 2.1 і 2.2. На схемі рис. 2.1 позначені: К – пусковий контактор; R1, R2 – ступені пускового резистора R_п. З пускової діаграми на рис. 2.2. видно, що перемикання ступенів реостата повинне відбуватися або в певні моменти часу (t_1 , t_2), або при досягненні певної швидкості (Ω_1 , Ω_2) або при зниженні струму якоря до певного значення (I_2).

Звідси передбачаються наступні способи керування:

- 1) керування у функції часу $f(t)$;
- 2) керування у функції швидкості $f(\omega)$;
- 3) керування у функції струму $f(I)$.

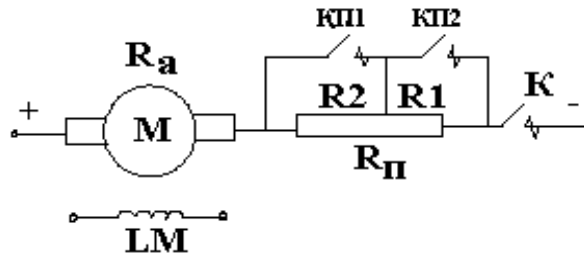


Рис. 2.1

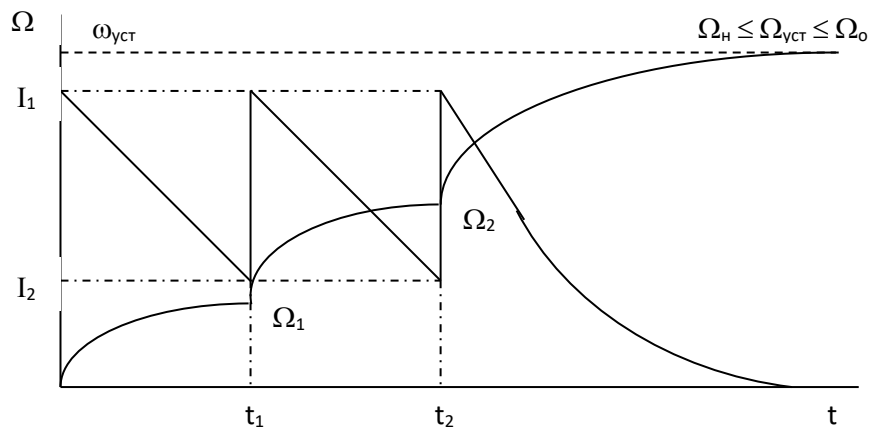


Рис. 2.2

ТЕМА 2.2. СХЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОДВИГУНАМИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

2.2.1.Схема пуску ДПС в функції часу

Для реалізації даного способу керування потрібна апаратура, що контролює час (реле часу). Реле часу налаштовується на відліковий період заданих уставок, після закінчення яких включаються контактори прискорення, які шунтують ступені пускового реостата.

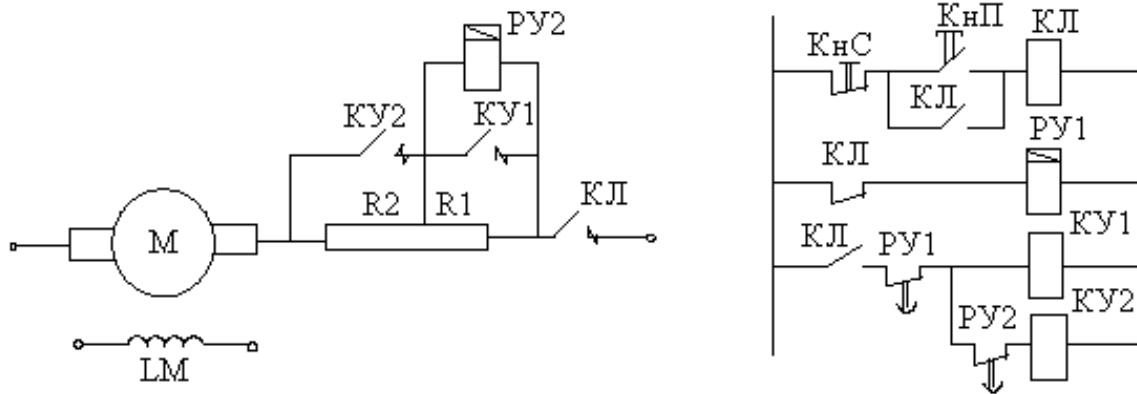


Рис. 2.3

Типовий вузол, що забезпечує пуск ДПС з НЗ у функції часу наведений на рис. 2.3.

Загальний підхід до розгляду схем полягає у відповідях на 8 питань:

- 1) призначення схеми (назва);
- 2) склад схеми (перелічити елементи силового кола і кола керування);
- 3) вихідний стан системи;
- 4) робота схеми в нормальних режимах (при подачі командного сигналу);
- 5) сталий режим;
- 6) діаграми сигналів у часі, що пояснюють процеси керування;
- 7) ілюстрація роботи схеми з допомогою механічних характеристиках;
- 8) робота схеми у аварійних режимах.

Відповіді на ці запитання для схеми, що розглядається:

- 1) Див. назву схеми.
- 2) М - двигун постійного струму; R1, R2 - ступені пускового реостата; КП1, КП2, КЛ - контактори прискорення і лінійний контактор; РУ1, РУ2 - реле часу з відліком уставки при відключенні котушки; КнС, КнП - кнопки Стоп, Пуск (SB1 SB2).
- 3) Вихідний стан: при подачі живлення в силовій схемі обмотка збудження буде під струмом, а в схемі керування буде включена котушка реле прискорення РУ1.
- 4) Робота схеми: при натисканні КнП включається лінійний контактор КЛ, при цьому замикається його головний (силовий) контакт у колі якоря двигуна, замикаються блок-контакти, паралельні пусковій кнопці та в колі котушки

контакторів прискорення, і розмикається контакт у колі реле часу РУ1. При цьому відбувається підключення двигуна до шин живлення і йде розгін двигуна по першій штучній характеристиці. Котушка КЛ встає на саможивлення, підготовляється до включення коло контакторів прискорення КУ1, КУ2, починається відлік уставки РУ1. При цьому також від кидка пускового струму включається РУ2, що розмикає миттєво свій контакт у колі КУ2.

В момент часу $t = t_{уст.ру1}$, включається КУ1, силовий контакт якого шунтує перший ступень пускового реостата (двигун переходить на штучну характеристику (2) (див. рис. 2.4) і, одночасно, шунтує котушку РУ2. Починається відлік уставки РУ2.

У момент часу $t = t_{уст.ру1} + t_{уст.ру2}$ – включається КУ2, шунтується другий ступінь пускового резистора і двигун переходить на природну характеристику, розгін по якій триває до точки, що відповідає моменту опору.

- 5) Сталій режим - буде на природній характеристиці.
- 6) Динаміка пуску відбита на рис. 2.2.
- 7) Ілюстрація роботи схеми за допомогою механічних характеристик (див. рис. 2.4). На рисунку позначені ПХ – природна характеристика, ШХ1,2 – штучні характеристики.

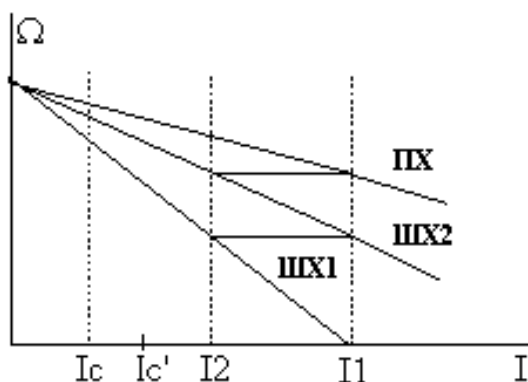


Рис. 2.4

Достоїнства схеми:

- простота і надійність;
- зручність регулювання уставок керуючих апаратів;

- можливість використання однотипних реле часу для двигунів різної потужності;
- інваріантність часу пуску від M_C і моменту інерції J , тобто $t_n \neq f(M_C, J)$;
- відсутня можливість затримки пуску на проміжному щаблі (що виключає перегорання пускових опорів).

Недоліки:

- при реалізації 4-го й 5-го достоїнств можливе спрацьовування захисту;
- при моменті на валу більше розрахункового перехід на штучну характеристику (2) і природну характеристику буде супроводжуватися значними кидками струму. При цьому момент двигуна збільшується, а динамічний момент не зміниться (I_C');
- при моменті на валу менше, чим розрахунковий, перехід на штучну і природну характеристики буде при менших кидках струму, тобто двигун буде працювати з меншим моментом, але динамічний момент не зміниться (I_C^1).

2.2.2.Схема пуску ДПС в функції швидкості

Для реалізації цього способу потрібна апаратура, що контролює швидкість безпосередньо або побічно. Частіше контролюється побічно по напрузі на якорі, по величині ЕРС якоря (ротора), по частоті струму ротора. Керування йде у функції $U_{я}$, E_p , f_p , s , але все в рамках функції швидкості.

Типова схема пуску ДПС в функції швидкості представлена на рис. 2.5, де прийняті позначення: M – двигун постійного струму; R_1, R_2 – ступені пускового реостата; KY_1, KY_2, KL – контактори прискорення і лінійний контактор; PY_1, PY_2 – реле часу з відліком уставки; R_3 – додатковий опір для зміни уставки реле PY_2 ; K_{HC}, K_{HP} – кнопки Стоп, Пуск ($SB_1 SB_2$).

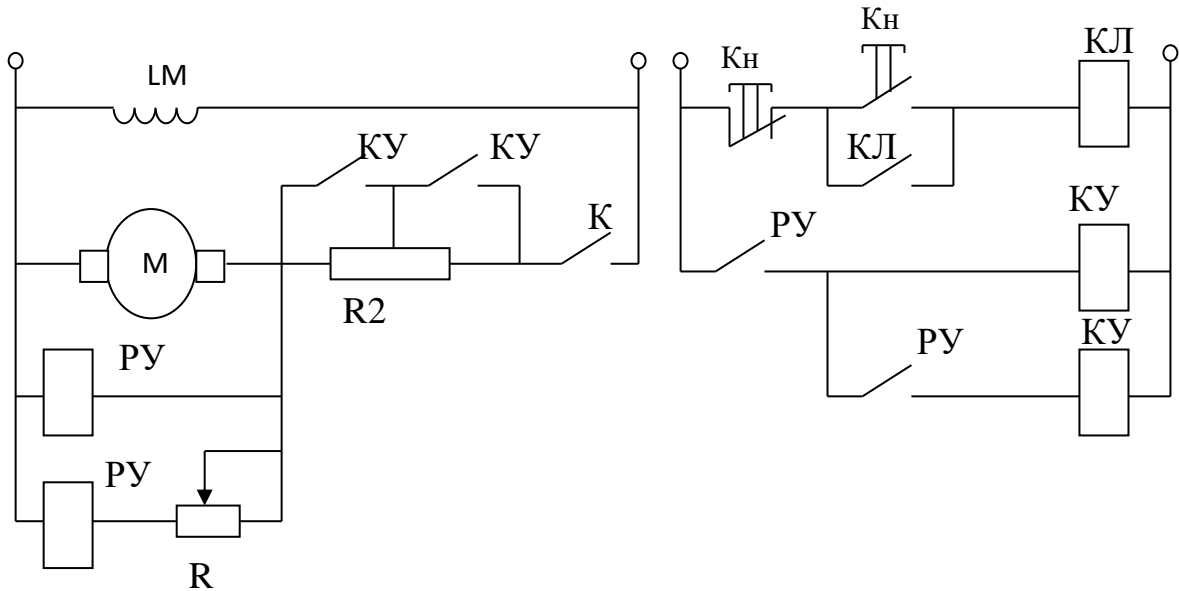
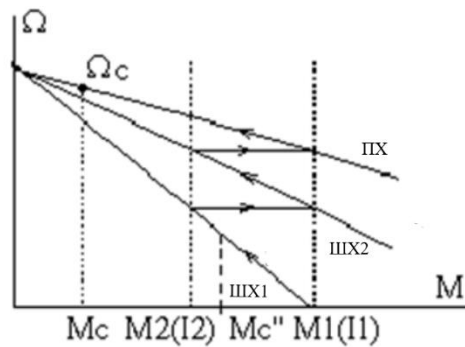
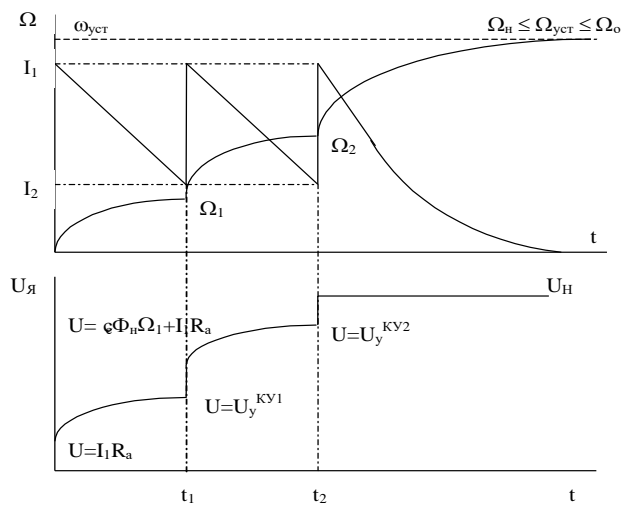


Рис. 2.5

Механічні характеристики і діаграми струму, швидкості і напруги в часі представлені на рис. 2.6,а,б, відповідно.



а)



б)

Рис. 2.6

Достоїнства схеми:

- простота схемного рішення;
- можливість застосування однотипних реле напруги для двигунів різної потужності, але з однаковою напругою мережі;

Недоліки:

- труднощі настроювання реле керування КУ на різні напруги спрацьовування;
- залежність часу перехідного процесу пуску $t_{\Pi} = f(M_c, J)$;
- можлива затримка пуску на проміжному ступені і перегрів пускового резистора при $M_c'' > M_c$. При моменті $M_c''' > M_c$ двигун залишається працювати на штучній характеристиці (сталій режим).

2.2.3.Схема пуску ДПС з незалежним збудженням в функції струму

Типовий вузол, що реалізує керування у функції струму представлений на рис. 2.7, де прийняті позначення: $R_{\Pi} = R_2 + R_1$; РУП – реле керування полем; $R_{вд}$ – додатковий опір, від якого залежить швидкість в 2-ой зоні.

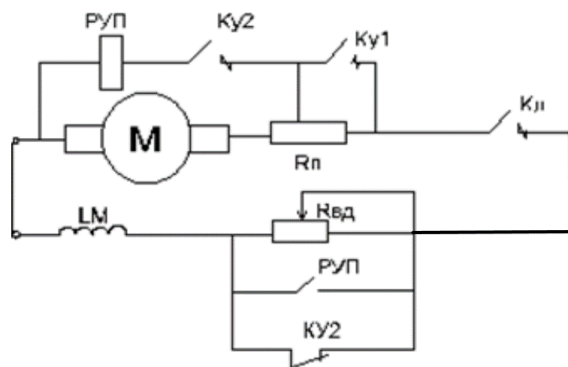


Рис. 2.7

При зменшенні потоку стала часу збудження $T_{з\Sigma} = LM/(R_3 + R_{зд})$, при збільшенні потоку – $T_{в\Sigma} = L_3(R_3)$, тобто ослаблення потоку йде з більшою інтенсивністю, чим збільшення (див. рис. 2.8).

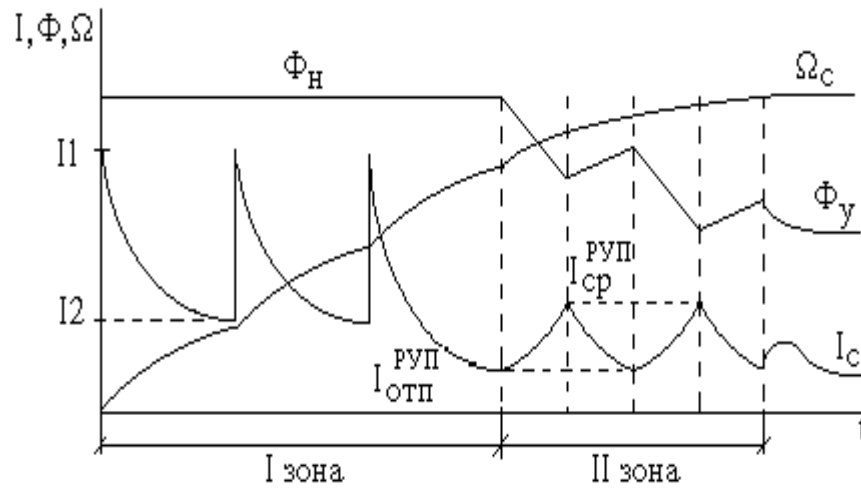


Рис. 2.8

При виході двигуна в другу зону регулювання швидкості навантаження на валу двигуна повинно зменшуватися. При роботі на швидкості в другій зоні $\Omega_3(2) = 2\Omega_H$ статичний момент повинен бути зменшений вдвічі $M_C = M_H/2$.

Робота схеми: даний вузол починає працювати після включення контактора КУ2, тобто при виході двигуна на ПХ. Від кидка струму спрацьовує РУП і шунтує додатковий резистор в колі збудження $R_{зд}$ (до цього воно шунтувалося контактором КУ2). Розгін триває на ПХ до моменту часу, коли струм якоря стане рівним току відпускання РУП. Реле РУП вимикається, у коло обмотки збудження вводиться $R_{зд}$, відбувається ослаблення поля, струм якоря збільшується. При струмі якоря, рівному струму спрацьовування РУП воно шунтує $R_{зд}$, поле електродвигуна починає збільшуватися, але значно повільніше, струм якоря почне зменшуватися.

Процес повторюється кілька разів, поки потік вийде на усталене значення Φ_y , що відповідає певному положенню движка $R_{зд}$.

У потужних системах АЕП РУП включає додатковий контактор керування полем, що викликає включення і відключення додаткового опору. При різкій зміні положення движка $R_{зд}$ також буде відбуватися керування у функції струму.

Достоїнства: простота реалізації методу.

Недоліки:

- для кожного електродвигуна потрібний свій електричний апарат (РУП);
- час пуску є функцією M_C і моменту інерції.

2.2.4. Типовий вузол динамічного гальмування ДПС з НЗ

Типова схема керування ДПС з НЗ у режимі динамічного гальмування наведена на рис. 2.9, де прийняті позначення: КДГ, РДГ – контактор і реле динамічного гальмування.

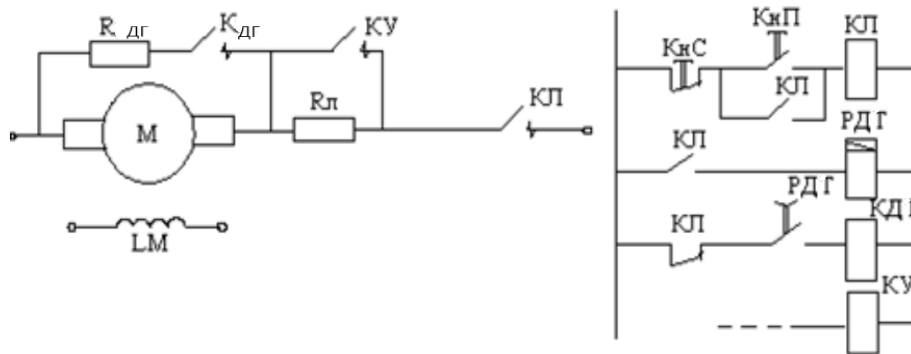


Рис. 2.9

Робота схеми: при натисканні на КнС ($t=0$) відключається КЛ, двигун відключається від живильної мережі. Відключається РДГ і починається відлік уставки часу динамічного гальмування. По закінченні уставки включається КДГ, силовий контакт якого шунтує якір двигуна резистором $R_{дг}$ ($R_{дг} \approx R_{п}$, де $R_{п}$ – додатковий резистор гальмування противмиканням). Струм двигуна міняє напрямок і починається динамічне гальмування:

при $t = t_{дг}$ – двигун загальмується ($\Omega = 0$), але в схемі нічого не зміниться;

при $t = t_y$ – відключається КДГ, якір двигуна буде розшунтовано; $t_y^{РДГ} \geq t_{дг}$.

При активному M_c на двигун повинно бути накладено механічне гальмо для виключення зміни напрямку обертання.

Механічні характеристики, діаграми струмів і швидкості в часі показані на рис. 2.10, рис. 2.11.

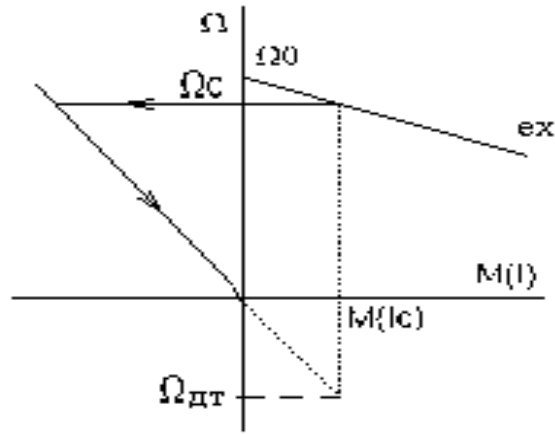


Рис. 2.10

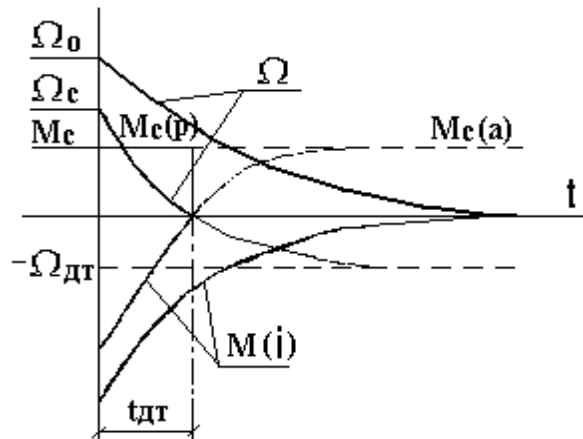
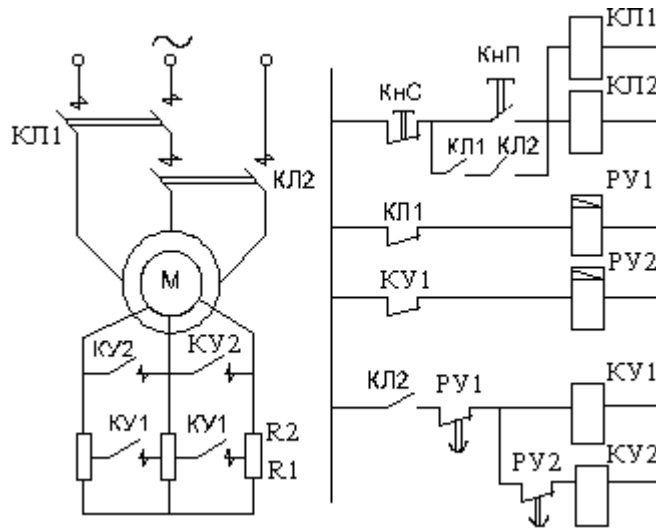


Рис. 2.11

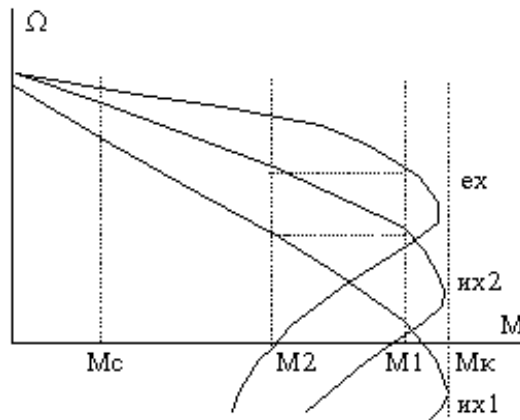
ТЕМА 2.3. СХЕМИ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОДВИГУНАМИ

2.3.1.Схеми пуску АД з ФР

Типова схема пуску АД з фазним ротором у функції часу і відповідні механічні характеристики представлені на рис. 2.12,а,б, відповідно.



а)



б)

Рис. 2.12

Особливість схеми: використовується апаратура схеми керування на постійному струмі, що застосовується у відповідальних системах ЕП, або при великій частоті включень у годину (до 1000 вкл/год). Для підключення трифазної мережі використовуються два лінійних контактори, у яких тільки по два головних (силових) контакти.

Робота схеми аналогічна схемі керування ДПС з НЗ в функції часу (див. п. 2.2.1).

2.3.2. Типовий вузол гальмування противмиканням АД з КЗ ротором

Для реалізації гальмування противмиканням АД з КЗ ротором частіше застосовують керування у функції швидкості.

Схема гальмування противовмиканням АД з КЗ ротором наведена на рис. 2.13, де прийняті позначення: РКШ – реле контролю швидкості; $\Omega_{уст}^{РКШ} = (0,03 - 0,05)\Omega_0$.

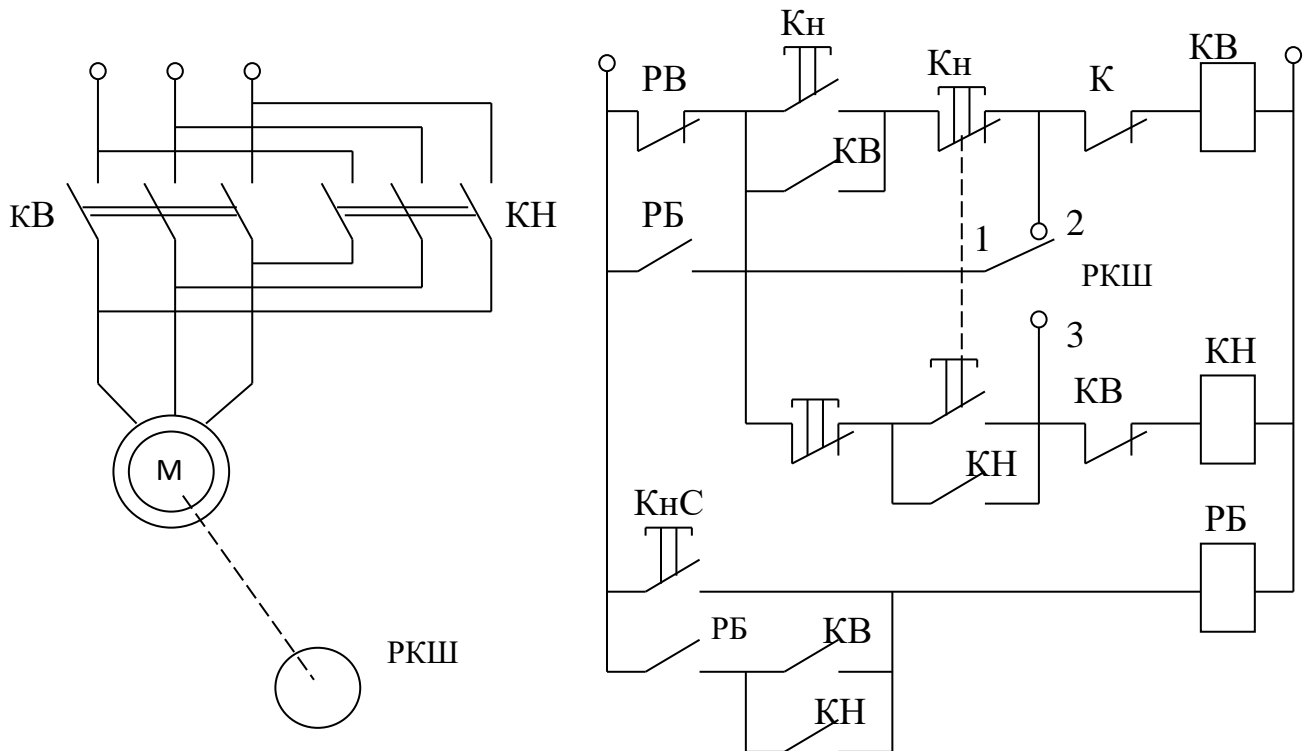


Рис. 2.13

При обертанні вперед зі швидкістю $\Omega > \Omega_{уст}$, у РКШ замикаються контакти 1-3; при обертанні назад зі швидкістю $\Omega > \Omega_{уст}$ у РКШ замикаються контакти 1-2. КВ, КН – контактори для комутації напруги, що подається на статор при русі вперед та назад; РБ – реле блокувальне (вводить у дію РКШ тільки при натисканні Кн).

Вихідний стан: включений контактор КВ.

Робота схеми: для зупинки двигуна слід короткочасно натиснути Кнс. Включається РБ і контактор протилежного напрямку обертання, змінюється чергування фаз статора електродвигуна, отже, двигун переходить у режим гальмування противмиканням, що відбувається доти, поки не розімкнуться контакти РКШ (при $\Omega = 0$).

Для реверса двигуна Кнс натискати не треба. Досить натиснути кнопку протилежного напрямку. Електродвигун перейде в режим гальмування противмиканням, а потім розженеться в протилежному напрямку.

2.3.3. Керування двигунами постійного і змінного струму у функції шляху

Це чисто технологічне керування, для реалізації якого необхідні електричні апарати, що контролюють шлях (кінцеві або шляхові вимикачі), які в певному положенні рухомих частин механізму здійснюють пуск, реверс, зупинку, перехід на малу швидкість і т.д.

2.3.4. Схема автоматизації зворотно-поступального руху АД із КЗ ротором

В якості прикладу керування у функції шляху розглянемо схему автоматизації зворотно-поступального руху, представлену на рис. 2.14, де прийняті позначення: SQ1, SQ2 - кінцеві вимикачі.

Застосовується в поздовжньо-стругальних і шліфувальних верстатах.

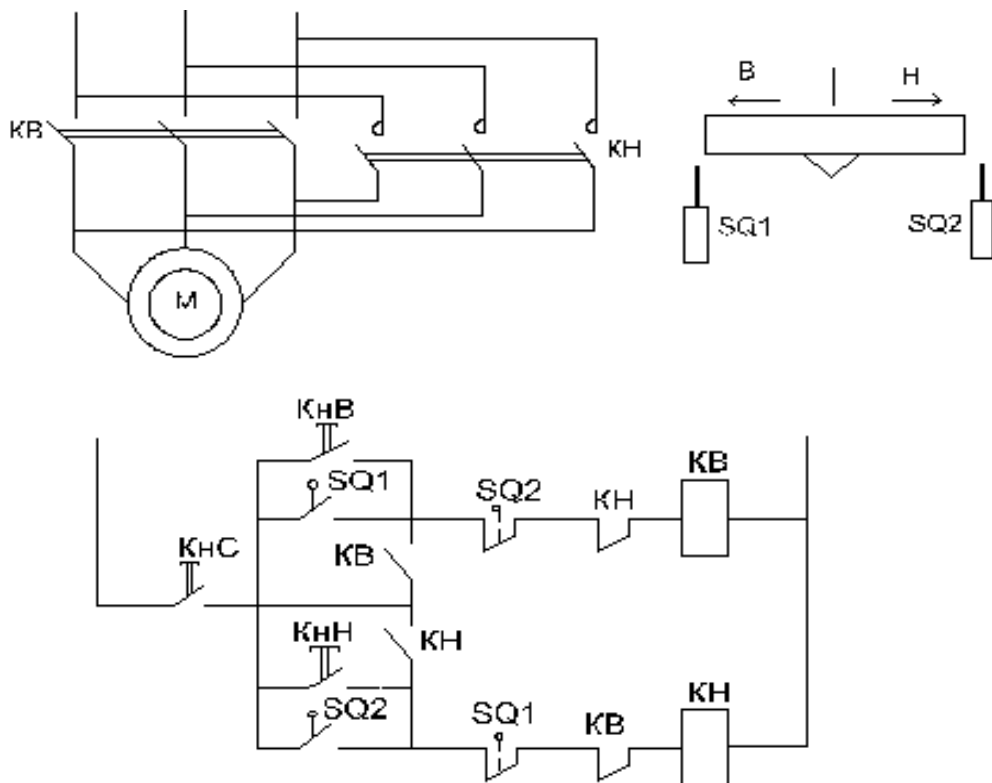


Рис. 2.14

2.3.5.Огляд способів релейно – контакторного керування

Характеристика способів релейно – контакторного керування ДПС і АД представлена у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 - Способи керування і області застосування

Функція	Апаратура керування	Область застосування
f(t)	1) Реле часу на постійному і змінному струмі 2) Пневматичні реле	1) Пуск АД, ДПС 2) Динамічне гальмування
f(ω)	1) Реле напруги 2) Реле контролю швидкості	1) Пуск ДПС на х.х. в одну ступень 2) Гальмування противмиканням АД з к.з. ротором 3) Пуск СД із синхронізацією
f(I)	Реле струму	1) Двонний ЕП постійного струму 2) Пуск СД із синхронізацією
f(S)	Кінцеві вимикачі	1) Автоматизація зворотно-поступального руху 2) Захисні колійні блокування

ТЕМА 2.4.СХЕМИ КЕРУВАННЯ СИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОДВИГУНАМИ

2.4.1.Типові схеми автоматичного керування СД

Традиційною областю застосування СД є АЕП великої потужності, як правило, не регульовані з тривалим режимом роботи. Істотними достоїнствами СД є:

- найвищий ККД;
- СД можуть мати потужність 500 кВт і вище;
- СД можуть виконувати функцію компенсаторів реактивної потужності (працювати як зі споживанням, так і з віддачею реактивної потужності).

З огляду на те, що режим роботи СД тривалий, потрібна апаратура, що забезпечує пуск. Гальмування цих двигунів здійснюється, в основному, на вільному вибігу, у рідких випадках - динамічне.

Пуск СД - асинхронізований, для чого на роторі розташовується спеціальна пускова обмотка у вигляді білячої клітки, розрахована на короточасний режим роботи. Ця обмотка також виконує демпферну функцію при різко-змінних навантаженнях. Особливістю пуску СД є та обставина, що потрібно не тільки підключити статор, але й у певний момент подати напругу на обмотку збудження.

А: По способу підключення статора пуск буває:

1) прямий – на статор відразу піддається $U_{СТ} = U_H$.

2) при зниженій напрузі $U_{СТ} < U_H$

а) резисторний (при $P_{ДВ} < 400$ кВт, $U_H < 1000$ В);

б) реакторний при $U > 1000$ В, $P_H > 1$ МВт;

в) автотрансформаторний при $U > 1000$ В, $P_H > 1$ МВт.

Б: По способу підключення обмотки збудження:

1) с глухопідключеним збудником;

2) с підключенням збудника на підсинхронній швидкості $\omega_{ПШ} = 0.95\omega_0$

а) $U_C < U_H$;

б) $U_C = U_H$.

Якщо дозволяє двигун і живильна мережа, то застосовують спосіб пуску (1а+1б) або (1а+2б). При цьому мають місце посадки в мережі від кидка пускового струму $U_M < (5-10)\% U_H$. В інших випадках застосовують (2а+2б): 2а – легкий пуск ($P < 0,4P_H$); 2б – важкий пуск ($P > 0,4P_H$).

2.4.2.Схема прямого пуску із глухопідключеним збудником

Схема прямого пуску із глухопідключеним збудником представлена на рис. 2.15, де прийняті позначення: М1 – синхронний двигун; М2 – електромашинний збудник (генератор постійного струму з паралельним збудженням на $\Omega = \Omega_{ПШ}$).

Робота схеми: при натисканні S2 замикається контакт контактора К, статор підключається до мережі. Починається асинхронізований пуск СД. На підсинхронній швидкості ($\Omega_{ПШ}$) напруги збудника виявляється досить для самостійного входження синхронного двигуна в синхронізм.

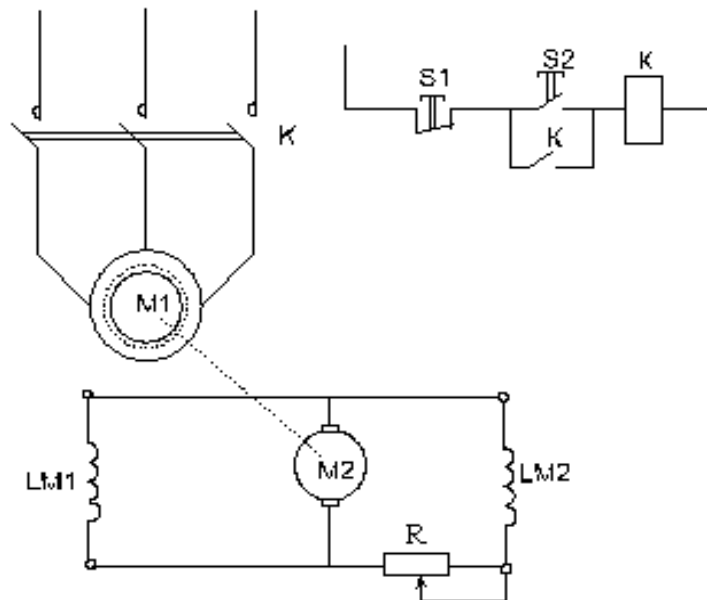


Рис. 2.15

У тихохідних машинах збудник з'єднаний з СД через підвищувальну клиноремінну передачу, або приводиться в обертання від спеціального гонного двигуна.

Оскільки СД, як правило, розрахований на роботу в тривалому режимі, силові контакти випускаються із двома котушками і засувкою.

Недолік схеми: постійно включена котушка контактора.

У даний час застосовують наступну більш сучасну схему керування при тій же силовій схемі.

2.4.3.Схема керування СД із застосуванням ключа керування

Фрагмент схеми керування СД із застосуванням ключа керування представлена на рис. 2.16, де прийняті позначення: К - реле захисту - включається при спрацьовуванні первинного захисту; К1, К2, К3 - первинний захист; Кн1 - автоматичне (аварійне відключення); Кн2 - кнопка деблокування захистів; НЛ1, НЛ2 - світлова сигналізація про відключений і включений стан СД.

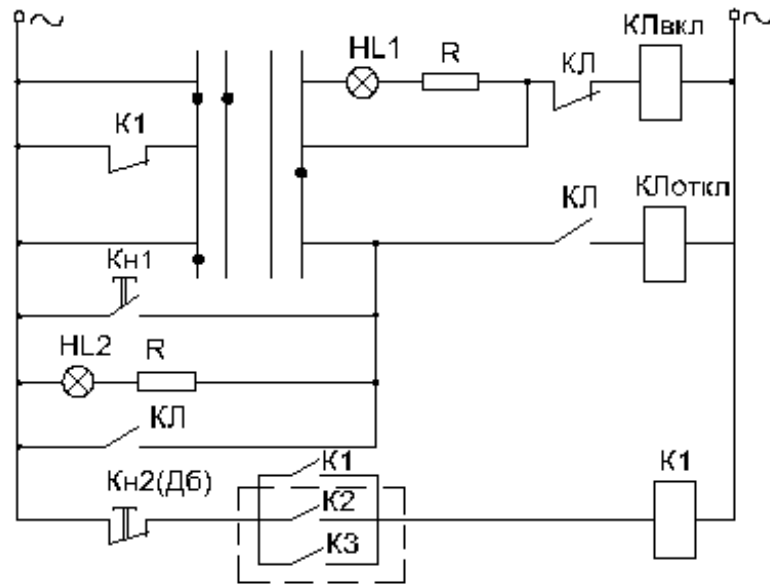


Рис. 2.16

Діаграма станів ключа керування наведена в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2

Положення ключа	←45°	→ 0°←		→45°
1 – 2			X	X
3 – 4			X	X
5 – 6	X	X		
7 – 8		X	X	
9 – 10				X
11 – 12	X			

Примітка - X - включений стан кола.

У вихідному стані включена HL1, що сигналізує про відключений стан КЛ. При повороті ключа S вправо на 45(замикається коло 9-10 цього ключа і при відсутності включених захистів одержує живлення соленоїд КЛ на включення. Після включення КЛ живлення котушки КЛ соленоїда на включення припиняється, тому що розмикається блок-контакт лінійного контактора КЛ його кола. Включається сигнальна лампа HL2, що сигналізує про включений стан контактора (струми сигнальних ламп дуже малі і не можуть викликати включення або

відключення лінійного контактора КЛ). Аварійне відключення здійснюється натисканням Кн1, деблокування захистів - Кн2.

2.4.4.Схема пуску СД із подачею збудження у функції швидкості

Схема пуску СД із подачею збудження у функції швидкості представлена на рис. 2.17, де прийняті позначення: R_p – розрядний резистор ($R_p \approx R_{LM1}$); РПЗ – реле подачі збудження – реле часу на постійному струмі; МЗ – гонний двигун; РБ – реле блокувальне – виключає включення контактора КБ при подачі напруги в схему керування; КЗ – контактор збудження.

За допомогою реле часу контролюється швидкість, тому що контролюється частота ЕРС, підведеної до LM1, а по цій частоті контролюється величина ковзання і швидкість $E = E_s, f = f_c \cdot s$.

Обмотка збудження LM1 поводитьься, як фаза двигуна АД з фазним ротором, тобто при підключенні статора до мережі, відповідно до рис. 2.18, в обмотці збудження LM1 наводиться ЕРС обертання. РПЗ спрацьовує при позитивній півхвилі E_{LM} . t_0 – час очікування РПЗ $< t_{уст}$ РПЗ, поки двигун не вийде на підсинхронну швидкість $\Omega_{пс}$.

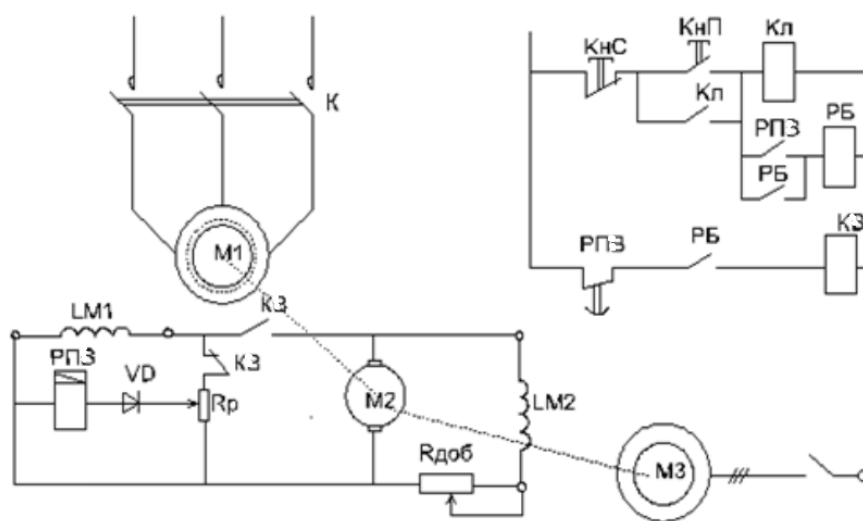


Рис. 2.17

Робота схеми: при натисканні КнП включається лінійний контактор КЛ, статор СД підключається до мережі, починається асинхронізований пуск двигуна. В LM1 наводиться однофазна ЕРС E_{LM1} , рівень і частота якої пропорційна ковзанню $E_{LM1} = E_s, f = fs$. Оскільки на початку пуску ЕРС велика, включається РПЗ, контакт якого включає блокувальне реле, а інший контакт розриває коло контактора КЗ. До швидкості, менше підсинхронної $\Omega < \Omega_{ПС}$, $t_0 < t_{уст}^{РПЗ}$, тому контакт РПЗ у колі КЗ не встигає замкнутися за час негативної напівхвилі ЕРС. При $\Omega = \Omega_{ПС}$, $t_0 = t_{уст}^{РПЗ}$, тому включається КЗ і на ОВ СД подається напруга зі збудника М2, СД при цьому втягується в синхронізм.

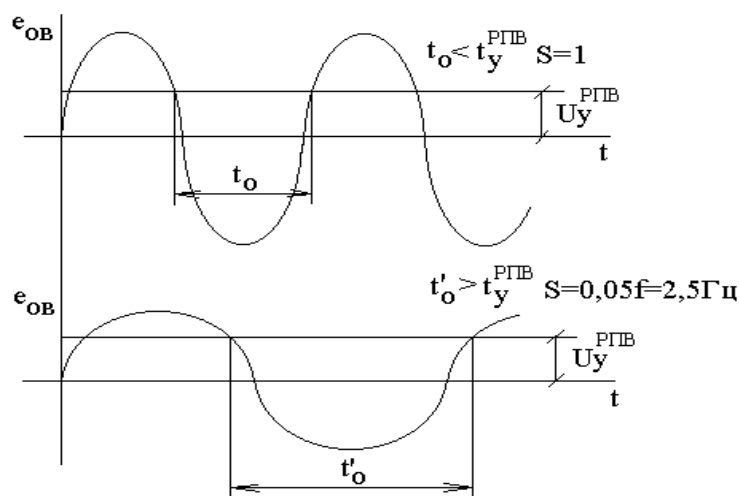


Рис. 2.18

ТЕМА 2.5. ТИПОВІ ВУЗЛИ ЗАХИСТУ, БЛОКУВАННЯ ТА СИГНАЛІЗАЦІЇ

У системах АЕП застосовуються наступні електричні захисти в релейно-контакторних схемах до 1000 В

▪ основні:

- 1) максимально-струмовий захист;
- 2) тепловий захист;
- 3) нульовий захист;
- 4) мінімально-струмовий захист;

▪ спеціалізовані:

- 5) захист від тривалого пускового струму СД;

- 6) захист від випадання із синхронізму СД;
- 7) захист від перенапруги;
- 8) захист від перевищення напруги і швидкості двигуна;
- 9) шляховий захист.

2.5.1. Максимально - струмовий захист

Призначення - захист від струмів, що перевищують припустимий струм електродвигуна та від струмів к.з.

Здійснюється плавкими запобіжниками, автоматичними вимикачами з максимально-струмовими розчеплювачами, реле максимального струму.

1) Захист АД з КЗР (I_{Π})

1.1) за допомогою запобіжників (плавкої вставки)

а) нормальний пуск ($t_{\Pi} < 5\text{с}$)

$$I_{\text{вст.н}} = 0,4I_{\Pi};$$

б) важкий пуск ($t_{\Pi} > 10\text{с}$)

$$I_{\text{вст.н}} = 0,6I_{\Pi} = 3I_{\text{н}}.$$

Плавка вставка захищає також і при тривалих перевантаженнях (див. рис.

2.19).

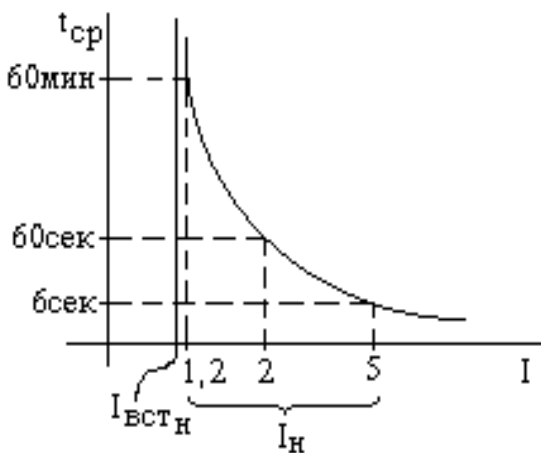


Рис. 2.19

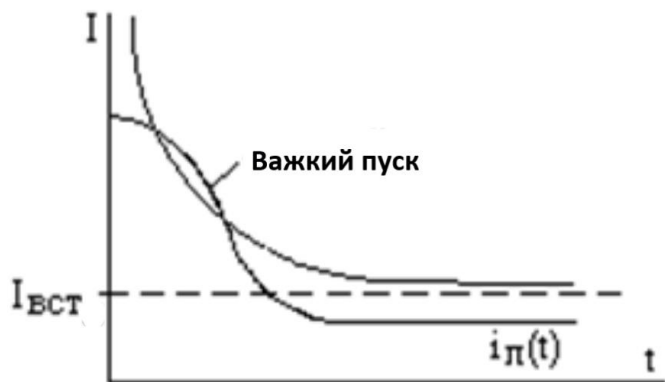


Рис. 2.20

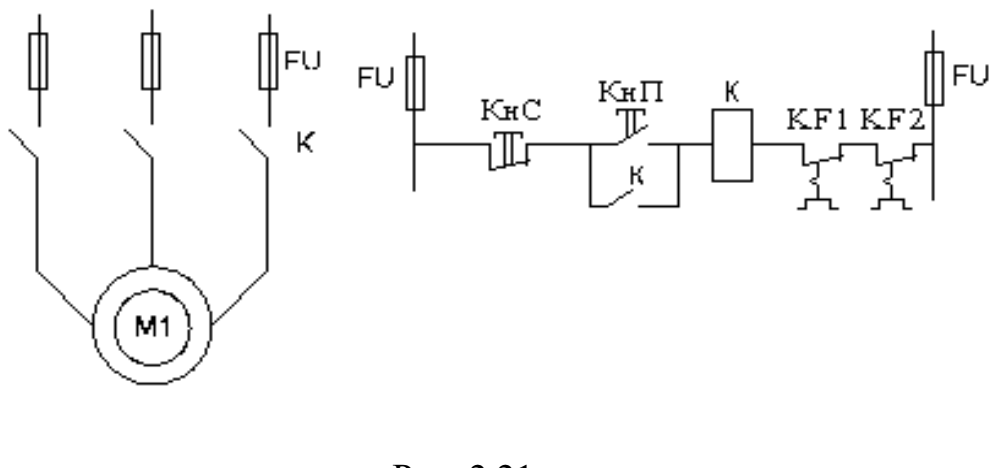
Щоб плавка вставка не перегоріла під час пуску, пускова діаграма двигуна повинна лежати нижче часо-струмової характеристики плавкої вставки (див. рис. 2.20).

1.2) за допомогою автоматичних вимикачів і реле максимального струму $I_{спр} = (1,2...1,3)I_{п}$

2) Захист АД з ФР та ДПС (в діапазоні $I_1 \leq 2,5 I_H$)

2.1) за допомогою плавких вставок (рис. 2.21)

$I_{вст} \cong 1,25 I_H$;



2.2) за допомогою автоматів і реле максимального струму (рис. 2.22)

$I_y \cong 1,25 I_1$.

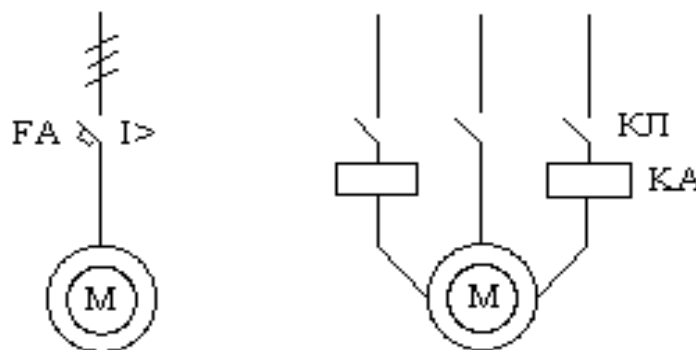


Рис. 2.22

2.5.2.Мінімально-струмовий захист

Захист СД і ДПС від обриву кола обмотки збудження здійснюється за допомогою реле мінімального струму (РОП - реле обриву поля), що включається послідовно в коло контрольованої обмотки (див. рис. 2.23).

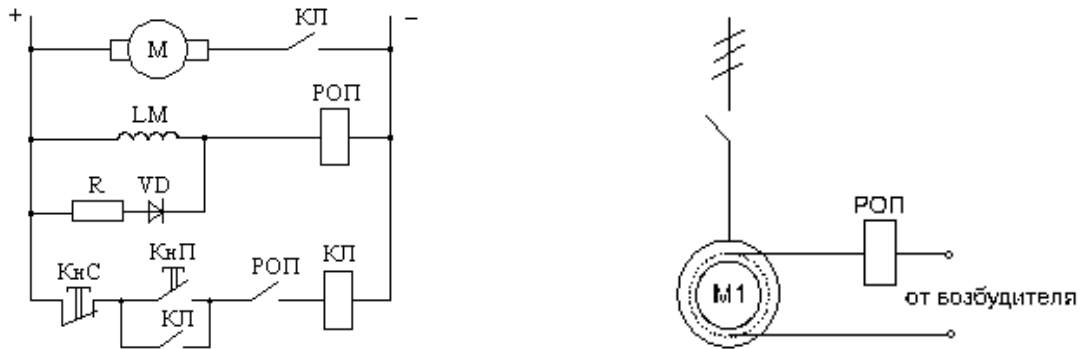


Рис. 2.23

2.5.3.Тепловий захист

Здійснює захист двигуна від перегріву, викликаного перевантаженням по струму:

- а) при тривалому режимі здійснюється за допомогою теплового реле і автоматів з тепловими розчеплювачами;
- б) у повторному короткочасному режимі - за допомогою реле максимального струму.

Загальним недоліком розглянутих вузлів захисту від перевантаження є їхня низька точність (двигун і шафа можуть перебувати в різних приміщеннях, при різних температурах і т.п.), тому більш точний захист будується на терморезисторах, які вбудовуються в обмотки електродвигуна (див. рис. 2.24).

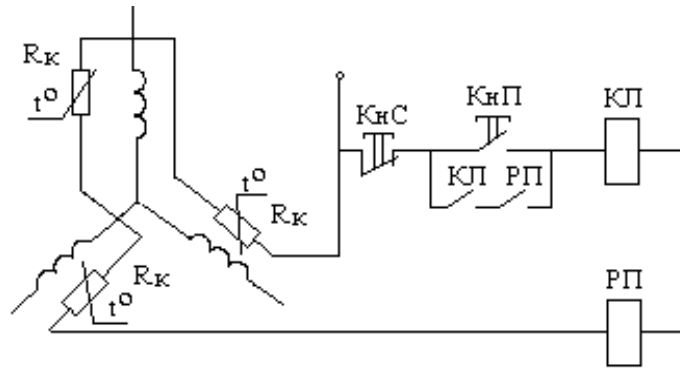


Рис. 2.24

Часто АД мають перевантаження по струму через обрив однієї з фаз. Тому побічно захист від перевантаження можна побудувати, контролюючи всі фази двигуна за допомогою реле напруги – реле обриву фази (РОФ). Воно включається між нулем мережі і нульовою точкою фаз (див. рис. 2.25). У двигунів великої потужності підключається через трансформатор струму.

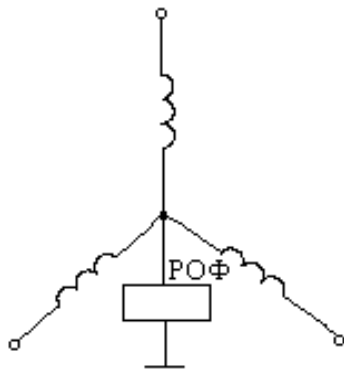


Рис. 2.25

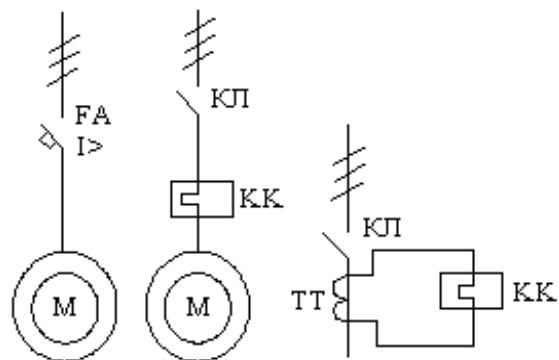


Рис. 2.26

При повторно-короткочасному режимі тепловий захист здійснює реле максимального струму (див. рис. 2.26).

2.5.4.Нульовий захист (захист від самозапуску)

Забезпечує відключення двигуна при зниженні напруги мережі нижче припустимого, виключає несанкціоноване включення з появою напруги мережі.

Здійснюється:

а) при кнопковому керуванні за допомогою лінійних контакторів КЛ (див. рис. 2.27);

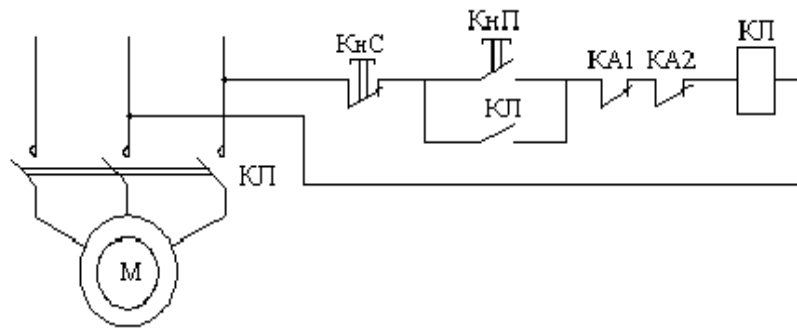


Рис. 2.27

б) при керуванні командо-контролером - за допомогою спеціального реле напруги РН (див. рис. 2.28).

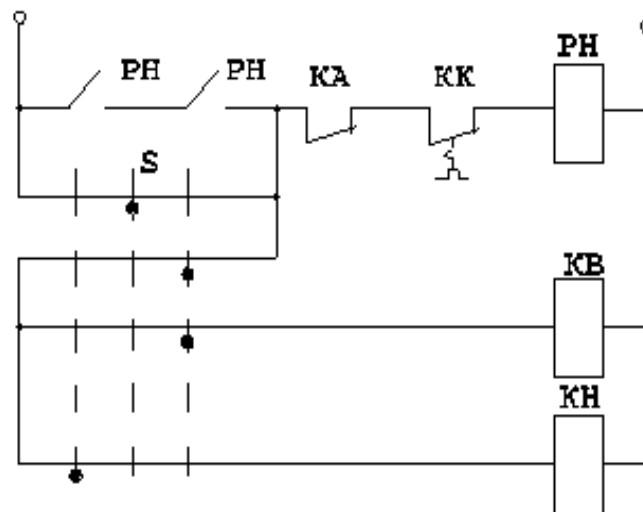


Рис. 2.28

РН виконує в схемах також і збірну функцію, у коло котушки РН включають контакти всіх апаратів захисту, які є в схемі. Послідовне включення двох контактів РН підвищує надійність роботи захисту.

Робота схеми: Для первісного включення схеми ключ S необхідно перевести в нульове положення, при цьому одержить живлення котушка РН (при відсутності аварійної ситуації в електроприводі) і встане на саможивлення через свій контакт РН. Після цього, при переключенні S уліво або вправо включається відповідний контактор. При зниженні напруги нижче припустимого відключається РН і,

відповідно, раніше включений контактор. Повторне включення схеми можливо лише через нульове положення ключа керування S.

У тих випадках, коли самозапуск двигуна потрібен, його підключення до живильної мережі здійснюється безпосередньо через автоматичний вимикач або тумблер (при малій потужності двигуна).

2.5.5.Захист СД від тривалого пуску, або пуску, що не відбувся

Захист обмотки СД від тривалого пускового струму здійснюється за допомогою реле обриву поля і реле часу. На рис. 2.29 прийняті позначення: TV – узгоджувачий трансформатор; РП - реле проміжне; S - ключ із самоповерненням у вихідне положення; РВ - реле з витримкою часу при відпусканні ($t_{ув\ РВ} = 10 - 60$ с).

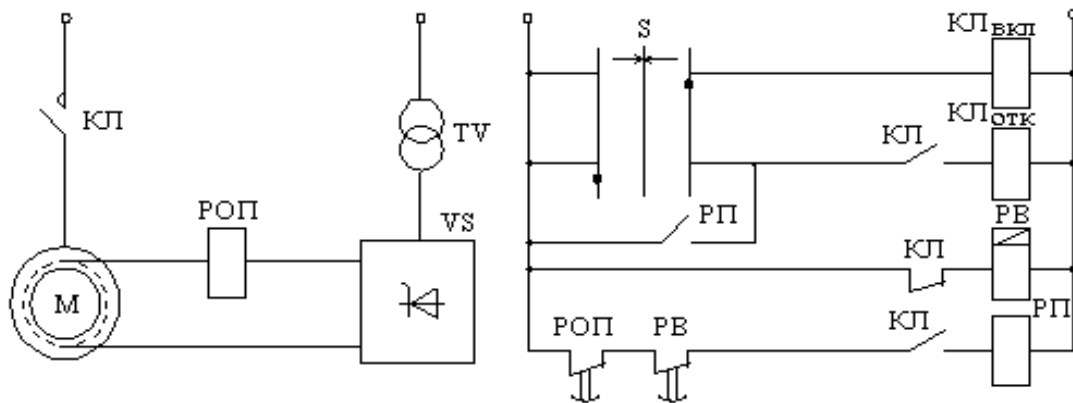


Рис. 2.29

Алгоритм захисту: якщо на протязі часу, рівному уставці РВ, подача напруги на обмотку збудження не відбудеться, тобто не ввімкнеться РОП, пуск вважається таким, що не відбувся і статор повинен бути відключений від живильної мережі.

2.5.6.Захист від випадання із синхронізму

Призначення: захищає СД, що працює з різкозмінним навантаженням від випадання із синхронізму при зниженні напруги мережі. Здійснюється за допомогою реле форсировки (реле напруги), за допомогою якого підвищується напруга на обмотці збудження (див. рис. 2.30).

Відповідно до рис. 2.31 кутова характеристика показує, як міняється момент M в залежності від кута θ .

На рис. 2.31 прийняті позначення: U – напруга на статорі; E – ЕРС у роторі; $\theta = (25 \div 30^\circ)$ відповідає M_H .

Значення $U_C < U_{CH}$; $U_B < U_{BH}$ – допускаються на протязі дуже короткого проміжку часу.

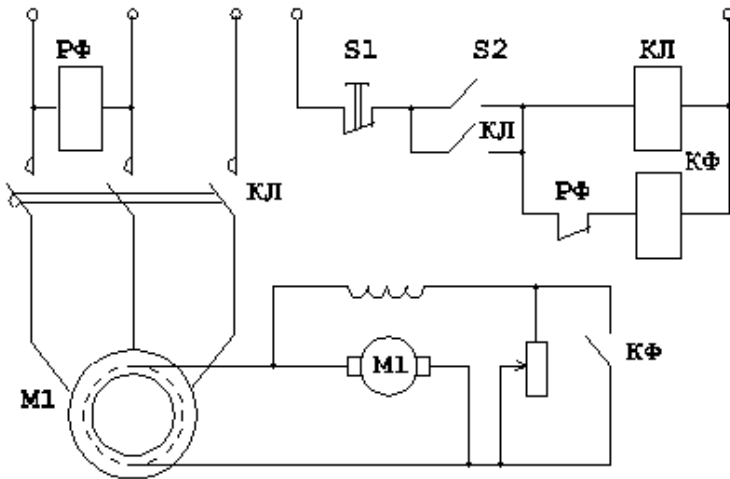


Рис. 2.30

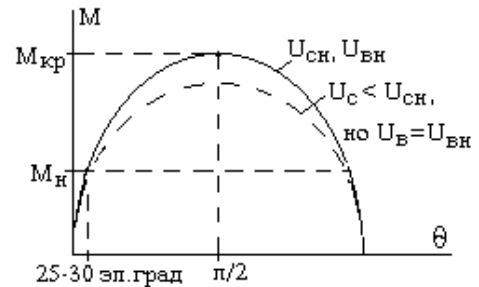


Рис. 2.31

При зниженні напруги на 20% відключається РФ і включається КФ, що шунтує $R_{доб}$ у колі обмотки збудження збудника. Це викликає збільшення напруги і відновлення перевантажувальної здатності двигуна приблизно на колишній рівень.

2.5.7. Захист від перенапруг

Призначення: захищає обмотки збудження ДПС і СД від перенапруг, викликаних відключенням, або обривом кола індуктивності. Перенапруги виникають внаслідок дії ЕРС самоіндукції, яка прагне підтримати струм в умовах різкого зростання опору кола.

Здійснюється за допомогою розрядних резисторів, які включаються якнайближче до клем цих обмоток (див. рис. 2.32).

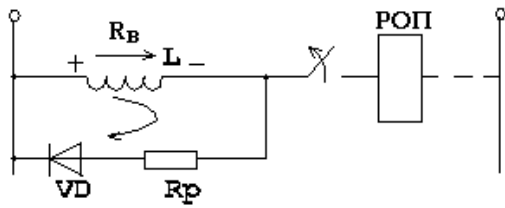


Рис. 2.32

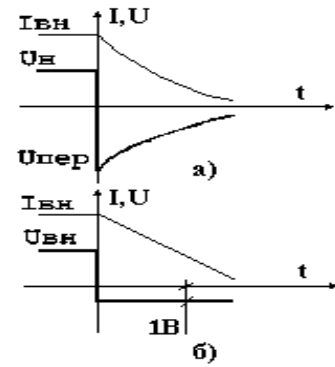


Рис. 2.33

Розрядний резистор R_p вибирається з умов обмеження перенапруг на рівні $U_{\text{ПЕР СР}} \leq 1000 \text{ В}$.

- 1) $U_H = 110 \text{ В}; R_p = 9 R_3$;
- 2) $U_H = 220 \text{ В}; R_p = 4,5 R_3$;
- 3) $U_H = 440 \text{ В}; R_p = 2,25 R_3$.

Щоб у нормальному стані при замкнутому ключі через резистор не проходив струм, ставлять діод з напрямком провідності, протилежним напрузі живлення. На діаграмах (рис. 2.33,а,б) показана зміна струмів і напруг обмотки збудження, захищеної розрядним резистором з діодом і тільки одним діодом, відповідно:

$$I_{3H} = U_H / R_3, U_{\text{ПЕР СР}} = I_{BH} R_3.$$

Приклади схем захисту від перенапруги:

- 1) некерована однопівперіодна схема (рис. 2.34);

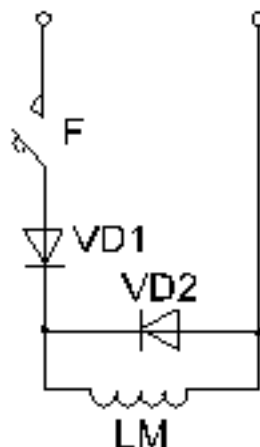


Рис. 2.34

Напруга знижується вдвічі, а струм не знижується. VD2 - ставиться для захисту від перенапруги;

2) некерована двопівперіодна схема (рис. 2.35);

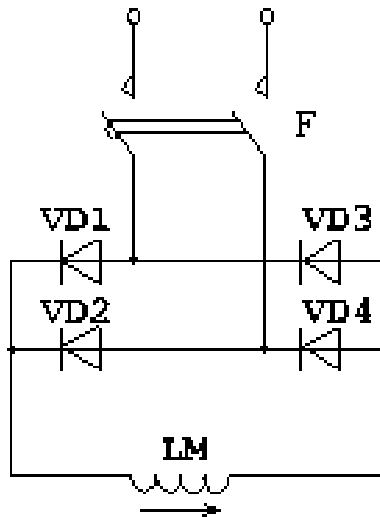


Рис. 2.35

3) повністю керована схема (рис. 2.36), де прийняті позначення: VS5 – тиристор; VD1 – стабілітрон; R_p – розрядний резистор;

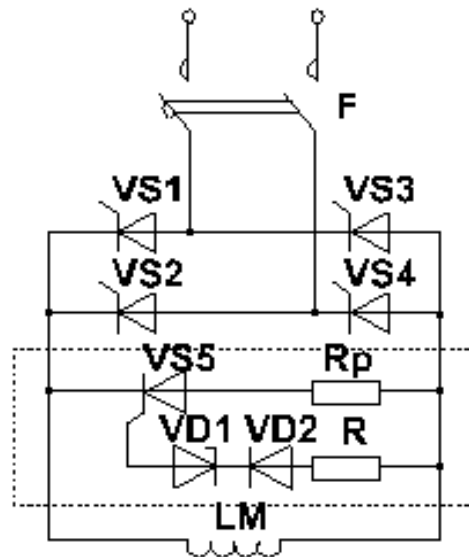


Рис. 2.36

Тиристор VS5 автоматично вмикається при перевищенні припустимої напруги, величина якої визначається напругою спрацьовування стабілітронів VD1, VD2, і шунтує обмотку LM резистором R_p.

2.5.7.Захист від перевищення напруги живлення і швидкості

Здійснюється за допомогою реле максимальної напруги KV або відцентрового датчика швидкості SR (див. рис. 2.37).

2.5.8.Шляховий захист

Призначення: забороняє рух робочого органу механізму далі кінцевого положення.

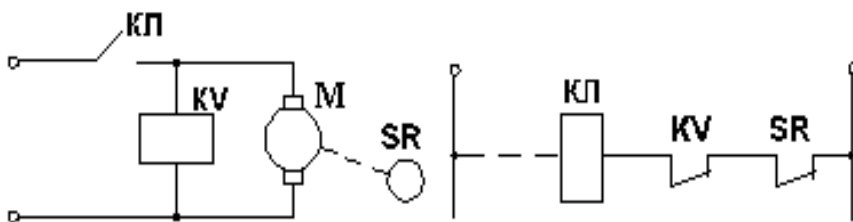


Рис. 2.37

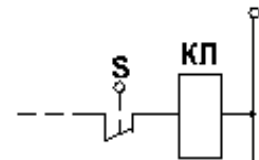


Рис. 2.38

Захист може здійснюватися з використанням датчика положення SR (рис. 2.37) або шляховіжувимикача S (рис. 2.38).

2.5.БЛОКУВАННЯ ТА СИГНАЛІЗАЦІЯ В СИСТЕМАХ АЕП

Призначення: блокування підвищують надійність систем АЕП за рахунок організації правильного порядку роботи схем.

За призначенням блокування діляться:

- захисні;
- технологічні.

По виконанню:

- внутрішні (у даному АЕП);
- зовнішні.

2.5.1.Захисні блокування

1) Блокування замикаючого контакту пускової кнопки (див. рис. 2.39), де

блок-контакт КЛ - забезпечує саможивлення контактора при відпусканні кнопки та нульовий захист.

2) Блокування реверсивних контакторів.

Виключає одночасне включення реверсивних контакторів, що викликає коротке замикання живильної мережі:

- за допомогою розмикальних контактів пускових кнопок (рис. 2.40).
- за допомогою розмикальних блок-контактів контакторів (рис. 2.41).
- за допомогою механічного блокування рухомих частин контактора (принцип гойдалки).

Для підвищення загальної надійності при реалізації схем крім механічного блокування ставлять одне з електричних блокувань.

3) Блокування шляхові (аналог шляхового захисту).

4) Блокування, що захищають оператора від неправильних дій (рис. 2.42).

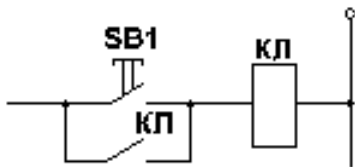


Рис. 2.39

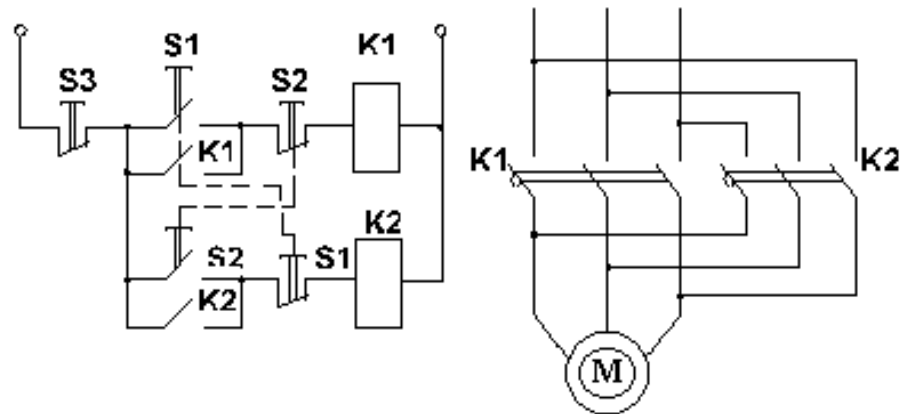


Рис. 2.40

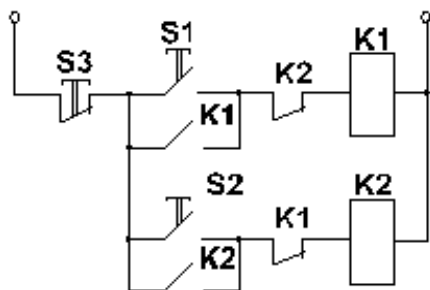


Рис. 2.41

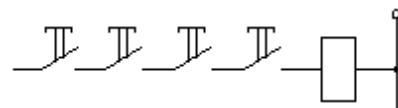


Рис. 2.42

2.5.2. Технологічні блокування

Забезпечують певну послідовність роботи схем.

Приклад внутрішнього технологічного блокування - на рис. 2.43. Реле часу КТЗ виконує роль внутрішнього технологічного блокування (РДТ), що забороняє включення контактора протилежного напрямку, поки не закінчилося динамічне гальмування.

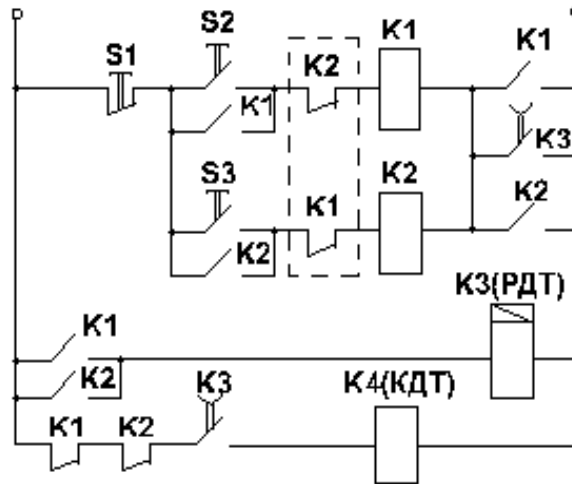


Рис. 2.43

Приклад зовнішнього технологічного блокування показаний на рис. 2.44, де: S1 – контроль тиску масла; S2 – залежить від положення механізму. Включення другого механізму можливо лише при роботі першого.

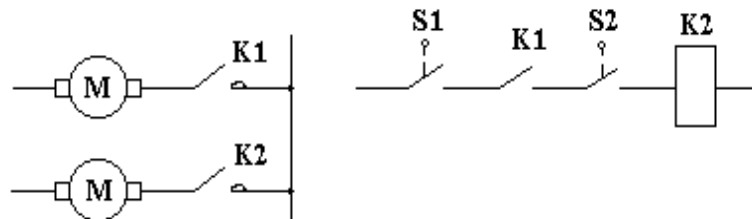


Рис. 2.44

2.5.3. Сигналізація в системах АЕП

Розрізняють наступні види сигналізації:

1. Контрольна.
2. Технологічна.

3. Аварійна.

2.5.3.1.Контрольна сигналізація

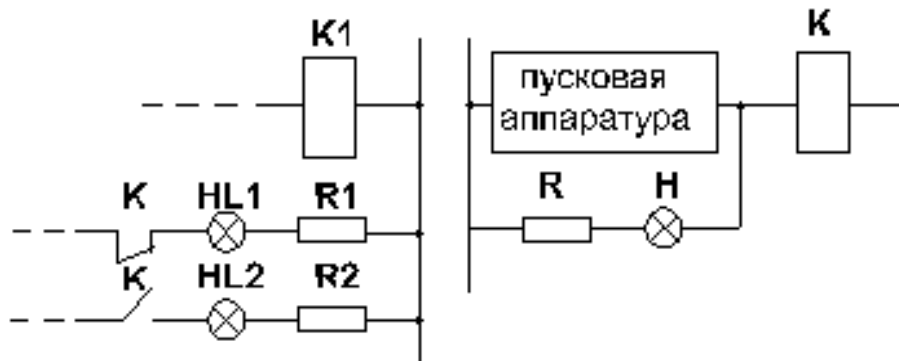


Рис. 2.45

Служить для контролю наявності сигналу або стану апарата (див. рис. 2.45).

2.5.3.2.Технологічна сигналізація

Указує послідовність операцій, які виконуються системою АЕП (див. рис. 2.46).

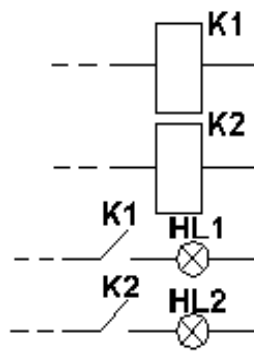


Рис. 2.46

2.5.3.3.Аварійна сигналізація

Указує на аварійний стан схеми, або на спрацьовування того чи іншого захисту (див. рис. 2.47).

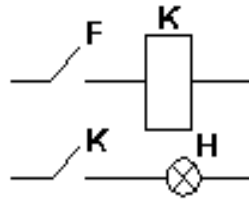


Рис. 2.47

Принцип побудови щита аварійної сигналізації - це принцип темного табло, тобто жодна з ламп при нормальному режимі роботи не повинна горіти.

Сигналізації бувають:

- світлова;
- звукова;
- вказівна.

2.5.4. Станції керування

Станції керування (СК) - це об'єднана загальна конструкція комплектного пристрою, призначеного для дистанційного керування електроустановкою.

У схему станції керування додані апарати захисту, а також, елементи для забезпечення блокувань із іншими пристроями.

2.5.4.1. Реверсивний магнітний пускач

Найпростішою станцією керування є магнітний пускач, призначений для пуску АД з к.з. ротором при потужності менш 75 кВт.

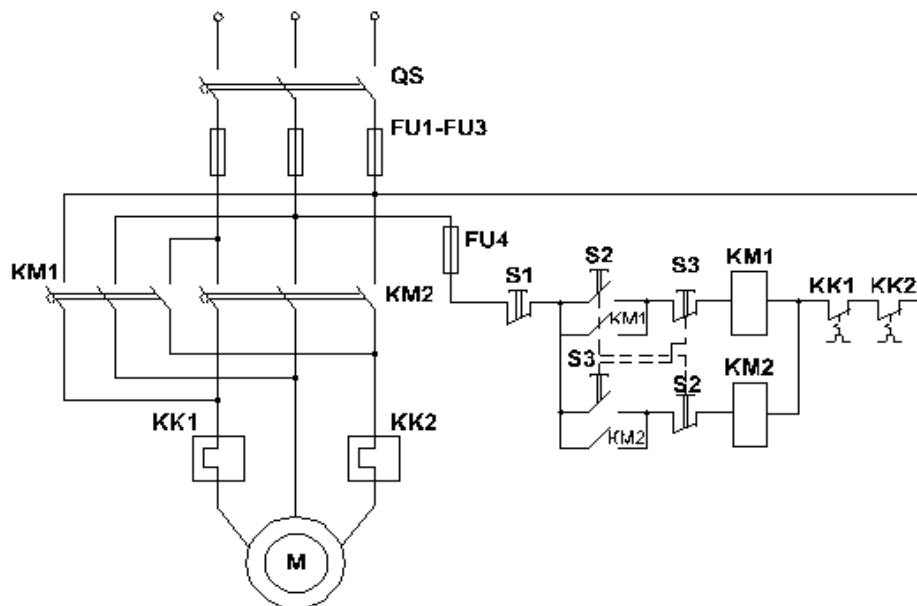


Рис. 2.48

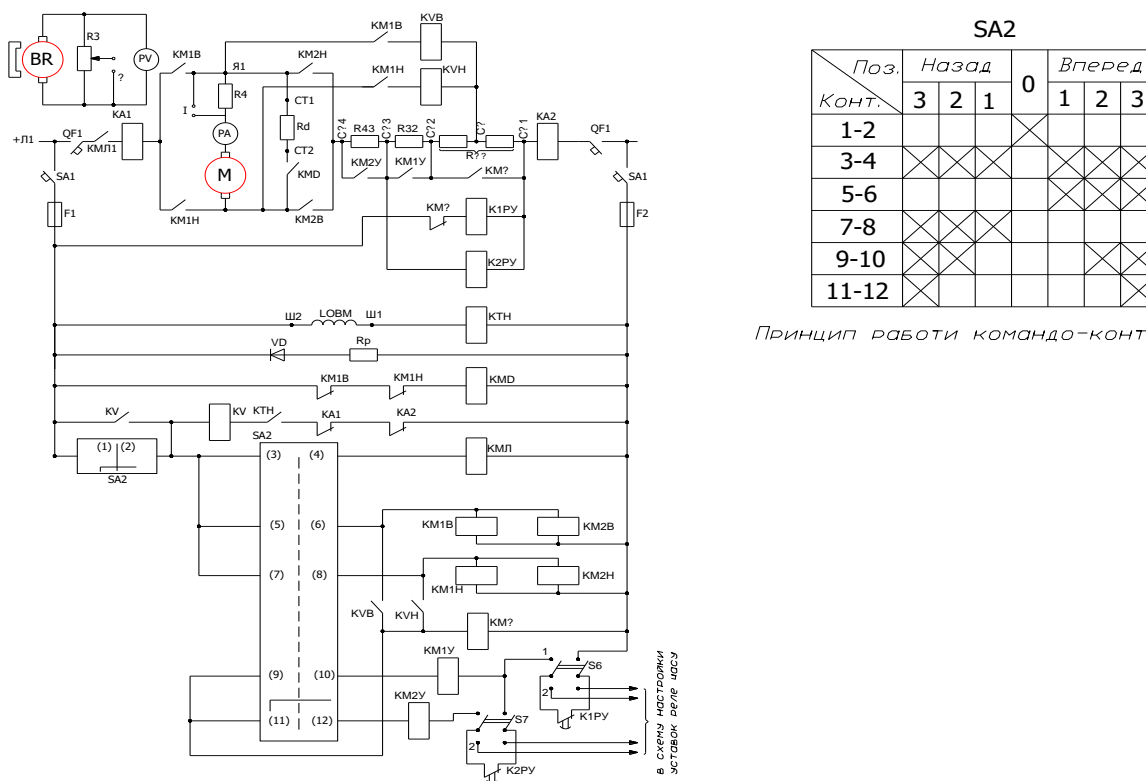
Приклад схеми реверсивного магнітного пускача представлений на рис. 2.48, де прийняті позначення: QS - не автоматичний вимикач; FU1 (FU2 - запобіжники для силового кола і кола керування; KM1, KM2 - реверсивні контактори; KK1, KK2 - теплові реле; S1, S2, S3 - кнопкова станція.

Схема забезпечує: пуск двигуна на природній характеристиці, реверс із гальмуванням противмиканням, зупинку (S1) під дією M_C на вибігу.

У схемі передбачені захисти: максимальний струмовий (за допомогою запобіжників), тепловий (за допомогою теплових реле), нульовий (здійснюється блок-контактом KM1 контактора).

2.5.4.2. Промислова схема автоматичного керування електродвигуном постійного струму з незалежним збудженням (до лабораторної роботи №1)

Типова промислова релейно-контактна схема керування ДПС з незалежним збудженням, представлена на рис 2.49, забезпечує пуск двигуна у функції часу у три ступені, а також динамічне гальмування та гальмування противмиканням у функції швидкості. Дана схема досліджується в лабораторній роботі №1.



Принцип роботи командо-контроллера

Рис. 2.49

Опис роботи схеми. Схема управління ДПС з незалежним збудженням (НЗ) здійснює пуск в функції часу, гальмування противмиканням в функції швидкості і динамічне гальмування.

Пуск. Підключення схеми до електричної напруги здійснюється за допомогою автоматичних вимикачів: силового QF1 і управління - SA2. При цьому в схемі відбувається наступне:

- спрацьовує K1PY і розмикає свій контакт в ланцюзі живлення котушки контактора прискорення KM1Y;

- протікає струм через обмотку збудження. Спрацьовує реле наявності струму збудження KHT і замикає свій контакт в ланцюзі реле нульового захисту KV. Спрацьовує KMD (контактор динамічного гальмування) і підключає якір двигуна до резистору динамічного гальмування.

- по колу 1-2 командоконтролера SA2 (його рукоятка повинна знаходитися в нульовому вихідному положенні) спрацьовує нульове реле KV і стає на самоблокування через власний контакт. Надалі вся решта схеми управління живиться через цей же контакт.

При переключенні SA2 в крайнє положення по колу 3-4 SA2 спрацьовує лінійний контактор KMЛ і підключає двигун до мережі, а своїм блок-контактом розмикає коло живлення реле часу K1PY.

По колу 5-6 спрацьовують контактори «вперед» KM1B, KM2B. Починається розгін двигуна в напрямку «вперед» з повністю введеним пусковим резистором (R32 + R43). При цьому спрацьовує реле прискорення K2PY, що живиться падінням напруги на пусковому резисторі і розмикає свій контакт в колі KM2Y.

Крім того, контактор KM1B своїм блок-контактом підключає реле противмикання KVB до середньої точки сумарного пускового опору. При цьому реле KVB спрацьовує, тому що ЕРС двигуна дорівнює нулю (див. опис роботи даного вузла в конспекті лекцій) і замикає свій контакт в колі живлення контактора противовмикання KMP. Останній спрацьовує і шунтує ступень противовмикання.

Після закінчення витримки часу K1PY його контакт в колі KM1Y замикається. Оскільки ланцюг 9-10 замкнут, контактор прискорення KM1Y спрацьовує і шунтує першу ступень пускового резисторів. Двигун переходить на другу ступень і починає розганятися. Одночасно KM1Y шунтує котушку другого реле прискорення KM2Y. Останнє починає відлік витримки часу і по її закінченні замикає свій контакт в колі KM2Y.

Так як коло 11-12 замкнута, KM2Y спрацьовує і шунтує другу ступень пускового резистора R_{43} .

Двигун переходить на природну характеристику і розганяється далі, до тих пір, поки не увійде в робочу точку.

Якщо ручка командоконтролера SA2 була б включена не в крайнє 3-є положення, а в 1-є або в 2-є, то двигун залишився б працювати на першій або другій

штучних характеристиках. Це дає можливість ступінчасто регулювати швидкість приводу.

Реверс. Для розгону двигуна в протилежному напрямку необхідно перевести ручку командоапарата в зворотному напрямку.

Гальмування противмиканням. Для цього SA2 ривком з будь-якого положення «вперед» переключасться в положення «назад» або навпаки. При цьому двигун підключається до мережі зі зворотним полярністю. ЕРС двигуна діє згідно з ЕРС мережі і реле KVB відключається (втрачає живлення). Цей вузол описаний в конспекті (гальмування противовмиканням ДПС).

Своїм контактом KVB відключає котушку КМП, остання розмикає свій контакт, шунтуючий ступень противмикання. Двигун гальмується з повністю введеними пусковими резисторами і ступенем противмикання. При швидкості, близькій до нуля, KVB спрацьовує. Включає КМП, який шунтує ступінь противмикання. Розгін в зворотний бік здійснюється аналогічно описаному вище.

Динамічне гальмування. Для цього SA2 перемикається в нульовий стан. Контактори КМВ (або КМН) втрачають живлення, відключають двигун від мережі, а своїми блок-контактами підключають котушку контактора динамічного гальмування КМД, який підключає паралельно двигуну резистор динамічного гальмування.

Захисти і блокування. У схемі передбачені наступні види захистів і блокувань: від к.з. і перевантажень в силовому колі: автоматичний вимикач QF1. Від надмірних значень струму, що не досягають величини струму короткого замикання - реле - максимального струму КА1, КА2.

Від к.з. і перевантажень в колах управління застосовуються автоматичні вимикачі SA1 і F1, F2.

Від обриву обмотки збудження - реле обриву поля КНТ, від перенапруги обмотки збудження - розрядний резистор.

Від самозапуску і зниження напруги мережі: нульове реле KV.

При спрацьовуванні автоматів необхідне ручне повернення у включений стан. При спрацьовуванні максимального струмового захисту втрачає живлення нульове реле KV, двигун відключається від мережі і може бути запущений лише після переведення рукоятки в нульове положення.

При зникненні або зниженні напруги, а також обриві обмотки збудження - аналогічно.

РОЗДІЛ 3. ТИПОВІ СТРУКТУРИ ТА ОСНОВНІ ЕЛЕМЕНТИ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

ТЕМА 3.1.ТИПОВІ СТРУКТУРИ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Розглянемо типові структури електроприводів, що забезпечують регулювання і обмеження декількох координат.

Дотепер розглядалося завдання регулювання однієї координати електропривода і для одержання необхідної якості вводилися додаткові внутрішні або паралельні контури регулювання, підпорядковані основному завданню - регулюванню вихідної змінної системи. При цьому з розгляду були виключені випадки, коли необхідно регулювати кілька координат електропривода, щоб акцентувати увагу на можливостях корекції динамічних властивостей системи регулювання відносно окремо взятої змінної. Як було відзначено, у більшості регульованих електроприводів потрібно регулювати одразу декілька координат, причому на різних етапах роботи регульованими змінними можуть бути різні координати. Найбільш характерним прикладом може служити електропривод, який на одних етапах робочого процесу вимагає точного регулювання швидкості, а на інших може працювати на упор і тоді необхідне точне дозування моменту, що розвивається двигуном. Майже у всіх електроприводах при регулюванні однієї координати виникає необхідність обмеження інших координат і їх похідних, що викликано необхідністю контролю і автоматичного регулювання цих змінних з метою оптимізації перехідних процесів.

При необхідності незалежного регулювання декількох змінних виникає завдання побудови структур автоматизованого електропривода, що забезпечують автоматичний вибір змінних, що підлягають регулюванню в даний момент. При цьому електромеханічна система містить окремі системи регулювання координат, що мають самостійне значення і структура електропривода повинна забезпечувати їх правильну взаємодію у всіх режимах роботи. Із цих позицій із усього різноманіття конкретних систем регульованого електропривода, створених на

різних етапах його розвитку, можна виділити наступні три типи структур, що володіють характерними узагальненими рисами:

- 1) структура з підсумовуючим підсилювачем;
- 2) структура незалежного регулювання координат;
- 3) структура з підпорядкованим регулюванням координат.

Розглянемо особливості цих структур, поклавши, що регулюванню підлягають n координат електропривода.

Структура з підсумовуючим підсилювачем, що донедавна мала в регульованому електроприводі виняткове застосування, показана на рис. 3.1. Її основною особливістю є підсумовування всіх сигналів на вході загального підсумовуючого підсилювача, на який звичайно покладається також завдання збільшення загального коефіцієнта підсилення системи до необхідного рівня. Регулювання координат x_1, x_2, \dots, x_n може викликати суперечливі зміни режиму роботи електропривода. Наприклад, регулювання швидкості діє в напрямку збільшення жорсткості механічної характеристики, а система регулювання моменту своєю дією перешкоджає цьому, викликаючи зм'якшення механічної характеристики. Тому звичайно одночасна дія зворотних зв'язків небажана або неприпустима і для її виключення в розглянутій структурі в колах зворотних зв'язків вводяться нелінійні елементи, що відключають даний зв'язок при рівні регульованої змінної, меншому граничної напруги нелінійного елемента, називаної напругою відсікання U_{oi} . Як наслідок, розглянуту структуру часто називають системою з відсіканнями по відповідних змінних.

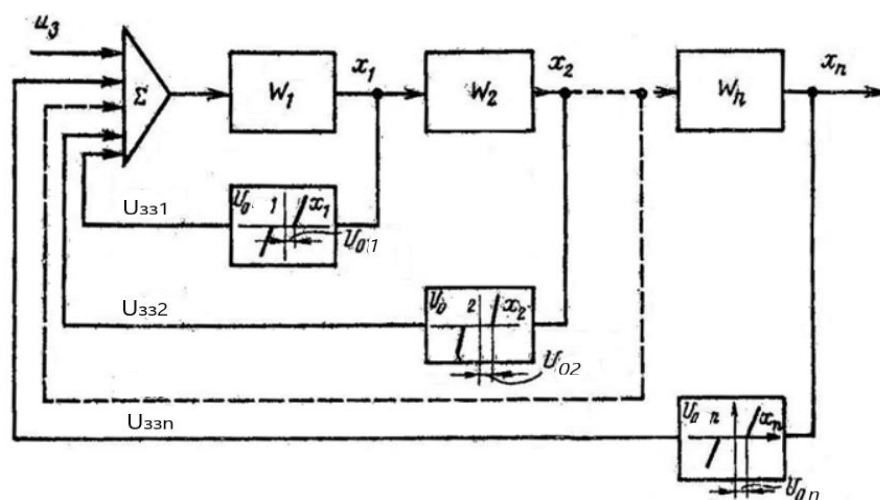


Рис. 3.1

При наявності відсікань у колах зворотних зв'язків задаючий сигнал u_3 не визначає повністю заданого значення ні однієї з регульованих змінних. Основним фактором, що визначає рівень кожної координати, є напруга відсікання в колі відповідного зворотного зв'язку. При необхідності завдання рівня даної змінної виникає необхідність регулювання рівня відсікання в колі цього зворотного зв'язку, тому навіть якщо при роботі потрібно змінювати уставку тільки однієї змінної, необхідно змінювати напруги у двох колах схеми (u_3 і u_{0i}), а при необхідності регулювання декількох параметрів завдання відповідно ускладнюється.

Прагнення спростити керуючий пристрій, за допомогою якого здійснюється керування електроприводом, часто змушує відмовлятися від застосування більш ніж одного зворотного зв'язку з відсіканням. Крім того, зв'язки, що коректують динаміку системи, звичайно також виконуються нелінійними. При цих умовах незалежне настроювання якості регулювання всіх змінних виявляється неможливим. У зв'язку з тим, що взаємний вплив головних і коригувальних зв'язків звичайно несприятливий, системи з підсумовуючим підсилювачем вимагають так званого компромісного настроювання контурів регулювання, при якому одержати оптимальні якості системи неможливо.

Основною перевагою схем з підсумовуючим підсилювачем є їхня простота реалізації і висока швидкодія.

Однак обмежені можливості формування необхідних статичних і динамічних характеристик електропривода привели до використання більш досконалих структур навіть на базі цієї техніки керування. У цей час у зв'язку із широким використанням для керування електроприводом високоякісних операційних підсилювачів область застосування структури з підсумовуючим підсилювачем швидко скорочується.

Повністю незалежне настроювання контурів регулювання забезпечує структура на рис. 3.2.

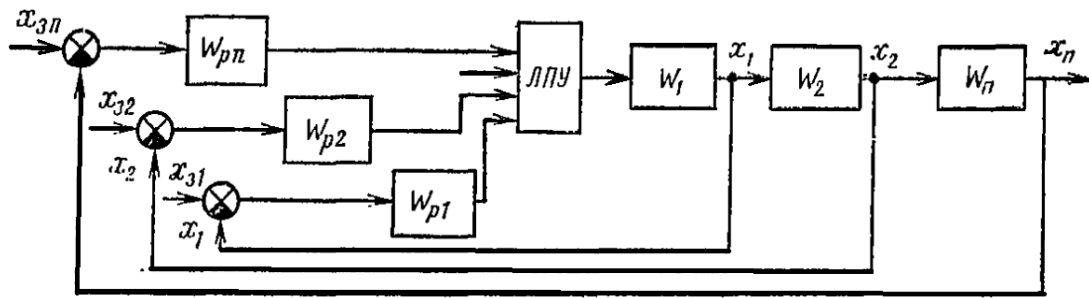


Рис. 3.2. Структура незалежного регулювання координат паралельного типу

Тут для керування кожної змінної передбачається окремий регулятор і в кожний момент часу регулюється тільки одна зі змінних. Останнє забезпечується передбаченим для цієї мети логічним перемикаючим пристроєм ЛПУ, який підключає до входу системи вихід того регулятора, вплив якого в цей момент є визначальним. Методом послідовної корекції в цій структурі представляється можливим здійснити індивідуальну оптимізацію кожного контуру регулювання, обмеження координат досягається простим обмеженням максимальних задаючих сигналів $x_{z1}, x_{z2}, \dots, x_{zn}$ (рис. 3.3).

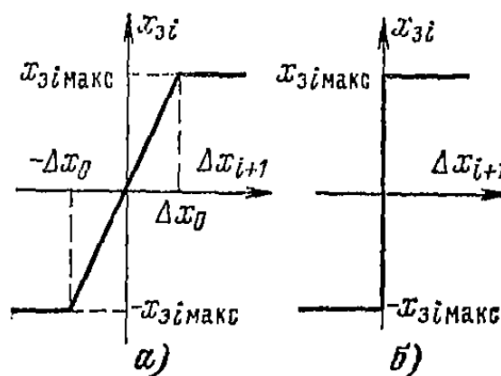


Рис. 3.3

Недоліком схеми є ускладнення, пов'язане із введенням ЛПУ, а також неможливість реалізації підлеглих контурів регулювання у випадках, коли при послідовній корекції передатна функція регулятора виходить важко реалізованою. Ця схема знайшла деяке застосування за рубежом. У вітчизняному електроприводі вона не застосовується у зв'язку з перевагами третьої типової структури, яка вище вже розглядалася в загальному виді. Мається на увазі представлена на рис. 3.4

багатоконтурна структура підпорядкованого регулювання координат електропривода.

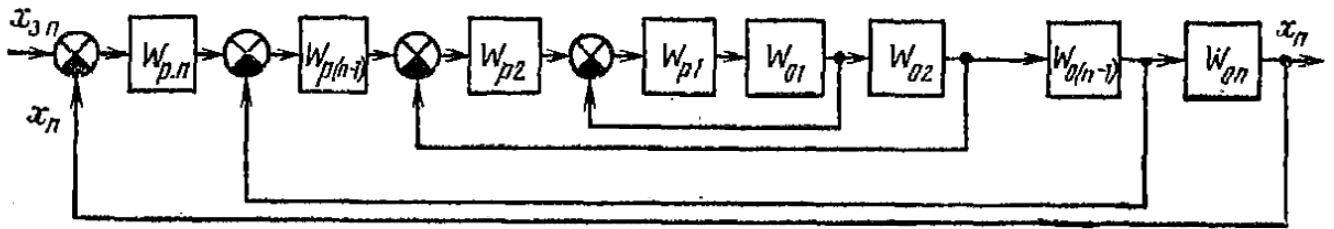


Рис. 3.4. Структура підпорядкованого регулювання координат

У цій структурі при необхідності кожний внутрішній підлеглий контур регулювання може працювати як самостійна система регулювання, незалежна від усіх зовнішніх контурів регулювання. Ця особливість пов'язана з тим, що задане значення регульованої змінної будь-якого внутрішнього контуру визначається вихідним сигналом регулятора попереднього контуру. Для обмеження координати x_i досить обмежити вихід регулятора $(i+1)$ -го контуру, сформувавши статичну характеристику виду, показаною для П-регулятора на рис. 3.3,а, а для І-регулятора - на рис. 3.3,б.

Доти, поки результуючий сигнал на вході $(i+1)$ -го контуру менше граничного сигналу Δx_0 (рис. 3.3,а) або поки вихідна напруга І-регулятора не досягає максимального значення $x_{z,\text{макс}}$, контур регулювання x_i працює як допоміжний контур, підлеглий регулюванню координати якого-небудь зовнішнього контуру. При вході регулятора $W_{p(i+1)}$ у зону обмеження, його задане значення вихідного сигналу x_{zi} стає постійним ($x_{zi} = x_{zi \text{ макс}} = \text{const}$). Коло регулювання на вході i -го контуру розмикається, і схема забезпечує регулювання змінної x_i доти, поки не вийде із зони обмеження вихідний сигнал $(i+1)$ -го регулятора, або, навпаки, поки не перейде у режим обмеження регулятор i -го або будь-якого підлеглому йому контуру. Якщо жоден з регуляторів не працює в зоні обмеження, здійснюється регулювання x_n у зовнішньому контурі. При цьому всі внутрішні контури працюють як підлегли завданню регулювання вихідної координати системи.

Таким чином, структура підпорядкованого регулювання забезпечує можливість налаштування кожного внутрішнього контуру незалежно від

настроювання його зовнішніх контурів. Завдяки цьому в такій структурі можливе введення в контур регулювання x_i додаткових формуючих або коригувальних зворотних зв'язків, необхідних для регулювання i -ї змінної, причому ці зв'язки не впливають на роботу всіх контурів регулювання, внутрішніх стосовно даного. У цій можливості закладена важлива перевага структури з підлеглим регулюванням координат.

Однак у порівнянні зі структурою незалежного регулювання координат розглянута структура відрізняється залежністю настроювання зовнішніх контурів від динамічних якостей внутрішніх підлеглих контурів. Ця залежність, зокрема, проявляється у збільшенні некомпенсованої інерційності в міру зростання номера контуру, що підсилюється при підвищенні вимог до демпфування внутрішніх контурів, тобто при збільшенні a_{i-1} , a_{i-2} і т.д.

ТЕМА 3.2. ОСНОВНІ ЕЛЕМЕНТИ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Підвищення технологічних вимог до електропривода, розширення його функцій призводить до зростання складності систем керування і збільшення кількості елементів електроавтоматики.

Сучасний етап автоматизації характеризується переважаючим застосуванням регульованого електропривода з використанням силових напівпровідникових перетворювачів, високоточних датчиків, а також аналогових, логічних і цифрових інтегральних мікросхем у керуючих пристроях. Подальший розвиток електронних засобів автоматизації пов'язаний з широким використанням мікропроцесорів, а також з переходом від дискретних схем автоматики, що мають незмінну структуру, до вільно програмованих систем керування, головним чином до програмованих контролерів.

Усе це свідчить про велике значення елементної бази для автоматизованого електропривода і необхідність особливої уваги до її вивчення з метою правильного вибору та використання.

3.2.1. Загальні вимоги та методологія дослідження елементів

До елементів ЕМСАК та електроприводів відносяться перетворювальні, електродвигунні, передаточні та керуючі пристрої. Незважаючи на різноманітність вказаних пристроїв, яка обумовлена відмінностями призначення, фізичних процесів і конструкцій, можна сформулювати найголовніші узагальнені техніко-економічні вимоги до елементів ЕМСАК:

- мінімальні габарити, маса, вартість, споживання електроенергії, витрати дефіцитних матеріалів;
- висока швидкодія;
- лінійність та симетричність характеристик;
- надійність, довговічність, стабільність параметрів в часі та в процесі експлуатації;
- захищеність від впливу навколишнього середовища та збурювальних дій з боку мережі живлення типу зміни напруги та частоти ;
- стабільність роботи, технологічність виготовлення, уніфікація;
- простота монтажу, налагодження, експлуатації, контролю придатності та ремонту.

Більшість реально існуючих елементів описуються нелінійними диференціальними рівняннями, коефіцієнти яких є функціями змінних (координат) системи, або функціями часу. З урахуванням цього методологія складання рівнянь для окремих елементів полягає у наступному:

1. Обумовлюються необхідні припущення з метою ідеалізації даного елемента і на цій основі складаються вихідні диференційні та алгебраїчні рівняння в кількості, достатній для визначення змінних, які входять в ці рівняння;
2. Нелінійні функції, які входять в рівняння, задаються аналітично або графічно. Потім вони піддаються лінеаризації, наприклад, за допомогою розкладання в ряд Тейлора, в якому відкидаються всі члени, які містять похідні вище першого порядку. Можливо також застосування гармонічної лінеаризації, графічної лінеаризації, а також інших методів [3];

3. Визначаються початкові та усталені значення змінних;
4. Змінні величини часто замінюються їх відхиленнями від початкових значень, що дає можливість виключити з розгляду початкові умови.

Після цього отримуються диференціальні рівняння зі сталими коефіцієнтами, які у загальному вигляді визначаються формулою:

$$a_0 \frac{d^n X_{\text{вих}}}{dt^n} + \dots + a_n X_{\text{вих}} = K X_{\text{вх}},$$

де $X_{\text{вих}}$, $X_{\text{вх}}$ – вихідна та вхідна змінні, a_n, \dots, a_0 – сталі коефіцієнти; K – коефіцієнт передачі ланки.

Для отримання передаточної функції елемента в якості ланки САК, переходять до зображення представленого вище рівняння згідно перетворення Лапласа при нульових початкових умовах:

$$(a_0 p^n + \dots + a_n) X_{\text{вих}}(p) = K X_{\text{вх}}(p),$$

де $X_{\text{вих}}(p)$, $X_{\text{вх}}(p)$ – зображення вихідної та вхідної змінних.

Передаточна функція елемента записується у вигляді:

$$W(p) = \frac{X_{\text{вих}}(p)}{X_{\text{вх}}(p)} = \frac{K}{a_0 p^n + \dots + a_n}$$

Серед великої кількості складових елементів сучасних ЕМСАК, як було сказано раніше, розрізняються шість основних типових динамічних ланок: безінерційна, аперіодична, інтегруюча, диференціююча, коливальна, запізнювальна.

Розглянемо деякі способи визначення параметрів передаточних функцій елементів ЕМСАК. До таких параметрів відносяться коефіцієнти підсилення, електромагнітні та електромеханічні сталі часу.

Визначення коефіцієнта підсилення (коефіцієнта передачі) ланки базується на тому, що цей коефіцієнт є співвідношенням між приростом вихідної змінної $\Delta X_{\text{вих}}$ та відповідним приростом вхідної змінної $\Delta X_{\text{вх}}$ в усталеному режимі. При наявності статичної характеристики “вхід-вихід” (див. рис. 3.5) ці прирости визначаються поблизу припускаємої робочої точки (РТ).

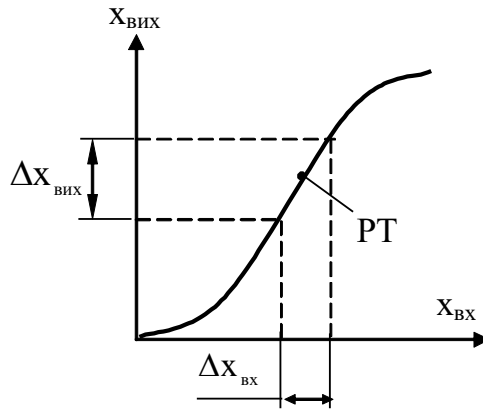


Рис. 3.5

Розповсюдженими способом визначення сталої часу аперіодичної ланки є обробка осцилограми перехідного процесу змінної $X_{\text{вих}}(t)$ при подачі на вхід ланки ступінчастого сигналу $X_{\text{вх}}$ (див. рис. 3.6,а). Існує декілька прийомів знаходження величини сталої часу T :

- за допомогою дотичної, яку проведено до кривій $X_{\text{вих}}(t)$ з початку координат. Ця дотична відсікає значення сталої часу T на горизонталі $X_{\text{вих.уст}}$;
- за координатою $0.63 X_{\text{вих.уст}}$;
- за відношенням площини S до відповідної координати X_1 .

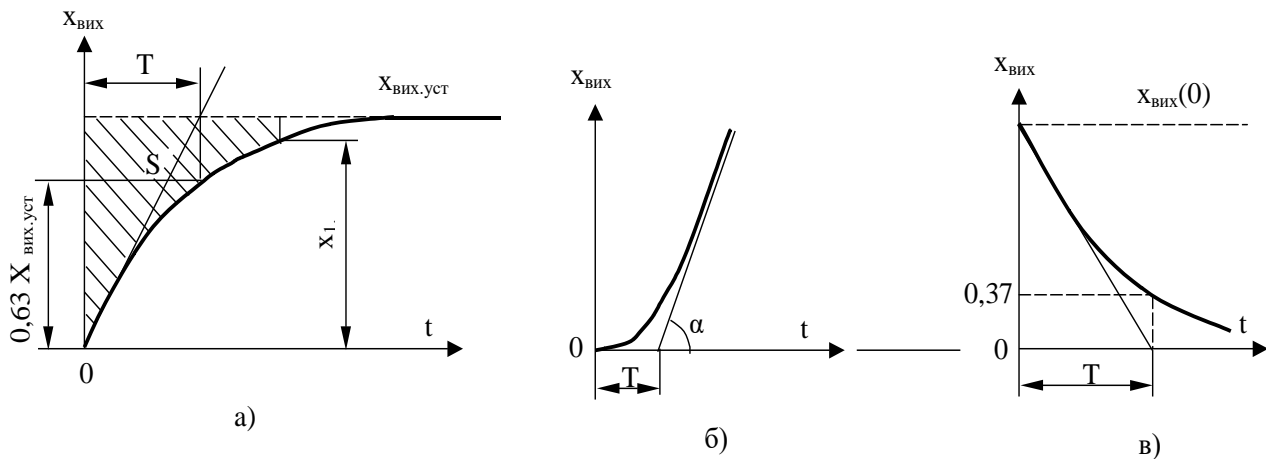


Рис. 3.6

Зокрема, визначаючи повну площину S , обмежену кривою $X_{\text{вих}}(t)$, асимптотою $X_{\text{вих.уст}}$ і початковою ординатою $X_{\text{вих.поч}}$ (у випадку, коли змінна $X_{\text{вих}}$ починається не з нульового значення), отримуємо:

$$T = \frac{S}{(X_{\text{вих.уст}} - X_{\text{вих.поч}})}$$

Стала часу ідеальної інтегруючої ланки відповідає часу, за який вихідна змінна $X_{\text{вих}}(t)$ змінюється на величину вхідної ступінчастої дії $X_{\text{вх}}(t)$. Сталу часу та коефіцієнт підсилення реальної інтегро-інерційної ланки, яку можна представити двома послідовно з'єднаними ланками – інтегральною і аперіодичною (інерційною) з передаточною функцією виду $W(p) = \frac{K}{p(Tp + 1)}$, також можна визначити за допомогою перехідної характеристики (див. рис. 3.6,б). В цьому випадку стала часу T відповідає точці перетину асимптоти з віссю часу. Коефіцієнт підсилення інтегро-інерційної ланки знаходиться за формулою $K = \text{tg } \alpha$, де α - кут між асимптотою та віссю часу.

Стала часу реальної диференціюючої ланки з передаточною функцією виду $W(p) = \frac{Kp}{Tp + 1}$, яку можна представити у вигляді послідовного з'єднання диференціюючої та інерційної ланок, визначається за допомогою осцилограми $X_{\text{вих}}(t)$ по інтервалу часу від моменту подачі вхідної ступінчастої дії до моменту досягнення $X_{\text{вих}}(t)$ 37% її початкового (при $t=0$) значення (див. рис. 4.2,в). Коефіцієнт підсилення ланки K визначається відношенням $X_{\text{вих}}(0)/X_{\text{вх}}$ і при $X_{\text{вх}}(t)=1$ відповідає початковому значенню вихідної координати.

Докладна методика розрахунку електромагнітних та електромеханічних сталих часу елементів електроприводу наведена в в підрозд. 3.2.2 – 3.2.6..

В тих випадках, коли система керування містить негладкі (розривні) нелінійності типу обмеження, зони нечутливості, гістерезису та ін., можливе виділення режимів, в яких ці нелінійності не впливають на її роботу. Так, наприклад, обмеження вихідної напруги регулятора не проявляється при малих значеннях вхідного сигналу, наявність сухого тертя можна не враховувати, якщо в процесі регулювання швидкість двигуна не зменшується до значень, близьких до нуля. В таких випадках система може розглядатись, як лінеаризована.

При дослідженні режимів, для яких неможливо виключити вплив нелінійностей, доцільно використовувати метод гармонійної лінеаризації та моделювання на ЕОМ.

Математичний опис процесів в цифрових системах керування електроприводів здійснюється на основі різницевих рівнянь та Z- перетворень [6, 7].

3.2.2. Математичні моделі ДПС як елемента замкнутої САУ

Функціональна схема двигуна постійного струму представлена на рис. 3.7.

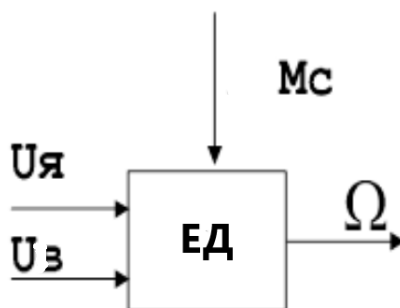


Рис. 3.7

На схемі рис. 3.7 позначені: M_c – навантажувальний момент; $U_{я}$ – напруга якоря; $U_з$ – напруга живлення обмотки збудження; Ω - вихідна координата (кутова швидкість). Як видно з функціональної схеми, для двигуна постійного струму існує дві керуючої дії – напруга якоря і напруга збудження.

3.2.2.1. Математична модель ДПС при однозонному регулюванні швидкості

Під однозонним регулюванням розуміється керування швидкістю ДПС униз від номінальної за рахунок зміни напруги якоря.

Передатна функція двигуна при однозонному регулюванні

$$W(p) = \frac{\Omega(p)}{U_{я}(p)},$$

де напруга якоря $U_{\text{я}}$ - var (змінюється від нуля до $U_{\text{ян}}$); напруга збудження $U_{\text{в}}$ - const ($U_{\text{вн}}$).

У відповідності зі схемою заміщення електродвигуна при живленні від ідеального джерела напруги, можна записати наступну систему рівнянь, які описують статичні і динамічні режими електроприводу:

$$\begin{cases} U_{\text{н}} = U_{\text{я}} = E + i \cdot R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \cdot \frac{di}{dt}; \\ M = M_{\text{с}} + J \cdot \frac{d\Omega}{dt}; \\ M = C_{\text{м}} \cdot \Phi_{\text{н}} \cdot I; \\ E = C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{н}} \cdot \Omega. \end{cases}$$

Запишемо вирішення цієї системи відносно струму якоря та його похідної:

$$I = \frac{1}{C_{\text{м}} \cdot \Phi_{\text{н}}} \left(J \frac{d\Omega}{dt} + M_{\text{с}} \right);$$

$$\frac{dI}{dt} = \frac{J}{C_{\text{м}} \cdot \Phi_{\text{н}}} \cdot \frac{d^2\Omega}{dt^2} + \frac{1}{C_{\text{м}} \cdot \Phi_{\text{н}}} \cdot \frac{dM_{\text{с}}}{dt};$$

Тоді відносно керуючої дії $U_{\text{я}}$ можна записати:

$$U_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}} \cdot J}{C_{\text{м}} \cdot \Phi_{\text{н}}} \cdot \frac{d^2\Omega}{dt^2} + \frac{L_{\text{я}}}{C_{\text{м}} \cdot \Phi_{\text{н}}} \cdot \frac{dM_{\text{с}}}{dt} + \frac{J \cdot R_{\text{я}}}{C_{\text{м}} \cdot \Phi_{\text{н}}} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{M_{\text{с}}}{C_{\text{м}} \cdot \Phi_{\text{н}}} \cdot R_{\text{я}} + C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{н}} \cdot \Omega;$$

$$\frac{U_{\text{я}}}{C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{н}}} = \frac{L_{\text{я}} \cdot J}{C_{\text{м}} \cdot C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{н}}^2} \cdot \frac{d^2\Omega}{dt^2} + \frac{L_{\text{я}}}{C_{\text{м}} \cdot C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{н}}^2} \cdot \frac{dM_{\text{с}}}{dt} + \frac{J \cdot R_{\text{я}}}{C_{\text{м}} \cdot C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{н}}^2} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{M_{\text{с}}}{C_{\text{м}} \cdot C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{н}}^2} \cdot R_{\text{я}} + \Omega;$$

позначимо
$$\frac{L_{\text{я}} \cdot J}{C_{\text{м}} \cdot C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{н}}^2} \cdot \frac{R_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} = T_{\text{Е}} \cdot T_{\text{М}};$$

де
$$\frac{J \cdot R_{\text{я}}}{C_{\text{е}} \cdot C_{\text{м}} \cdot \Phi_{\text{н}}^2} = T_{\text{М}} \quad \text{— електромеханічна стала часу};$$

$$\frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} = T_{\text{Е}} \quad \text{— електромагнітна стала часу}.$$

В результаті отримуємо диференціальне рівняння динаміки приводу відносно вихідної координати

$$T_{\text{М}} \cdot T_{\text{Е}} \cdot \frac{d^2\Omega}{dt^2} + T_{\text{М}} \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \frac{U_{\text{я}}}{C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{н}}} + \frac{L_{\text{я}}}{C_{\text{е}} \cdot C_{\text{м}} \cdot \Phi_{\text{н}}^2} \cdot \frac{dM_{\text{с}}}{dt} + \frac{R_{\text{я}}}{C_{\text{е}} \cdot C_{\text{м}} \cdot \Phi_{\text{н}}^2} \cdot M_{\text{с}}$$

Перейдемо до зображення по Лапласу при нульових початкових умовах

$$T_{\text{М}} \cdot T_{\text{Е}} \cdot p^2 \cdot \Omega(p) + T_{\text{М}} \cdot p \cdot \Omega(p) + \Omega(p) = \frac{U_{\text{я}}}{C_{\text{е}} \cdot \Phi_{\text{н}}} + \frac{L_{\text{я}}}{C_{\text{е}} \cdot C_{\text{м}} \cdot \Phi_{\text{н}}^2} \cdot p \cdot M_{\text{с}}(p) + \frac{R_{\text{я}}}{C_{\text{е}} \cdot C_{\text{м}} \cdot \Phi_{\text{н}}^2} \cdot M_{\text{с}}(p).$$

При $M_c = 0$ рівняння набуває вигляду

$$\Omega(p) \cdot (T_M \cdot T_E \cdot p^2 + T_M \cdot p + 1) = \frac{1}{C_e \cdot \Phi_H} \cdot U_{Я}(p);$$

Звідси передаточна функція ДПС при однозонному (якірному) керуванні

$$W_D(p) = \frac{\Omega(p)}{U_{Я}(p)} = \frac{\frac{1}{C_e \cdot \Phi_H}}{T_E \cdot T_M \cdot p^2 + T_M \cdot p + 1}$$

З виразу видно, що в залежності від співвідношення сталих часу, ДПС представляється коливальною або аперіодичною ланкою другого порядку (див. рис. 3.8).

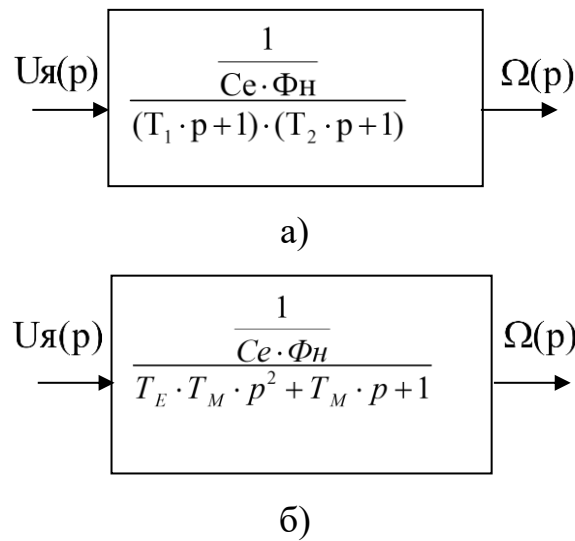


Рис. 3.8

а) при $T_M > 4T_E$ - аперіодична ланка другого порядку:

$$(T_1 \cdot p + 1) \cdot (T_2 \cdot p + 1) = T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_1 + T_2) \cdot p + 1 = T_E \cdot T_M \cdot p^2 + T_M \cdot p + 1$$

$$\begin{cases} T_E \cdot T_M = T_1 \cdot T_2 \\ T_M = T_1 + T_2 \end{cases}$$

б) при $T_M < 4T_E$ - коливальна ланка.

Реакція на стрибок задаючого сигналу $U_{Я}$ для цих ланок наведена на рис. 3.9.

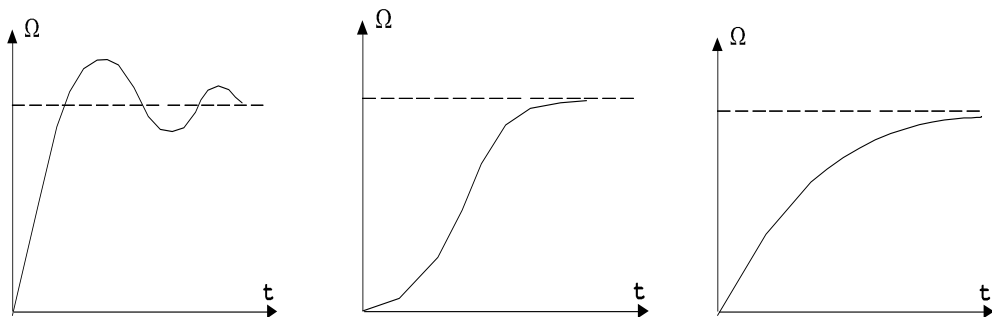


Рис. 3.9

Дані передатні функції і траєкторії відпрацьовування стрибка (реакція на стрибок сигналу завдання) будуть мати місце лише в тому випадку, коли не накладається обмежень на внутрішню координату (струм двигуна).

Як правило, застосовують розгорнуту структурну схему, тому що в процесі регулювання швидкості здійснюється обмеження струму двигуна на припустимому рівні.

3.2.2.2. Розгорнута структурна схема ДПС для однозонного ЕП

Розгорнута структурна схема ДПС представлена на рис. 3.10, де позначено ДС - датчик струму якоря.

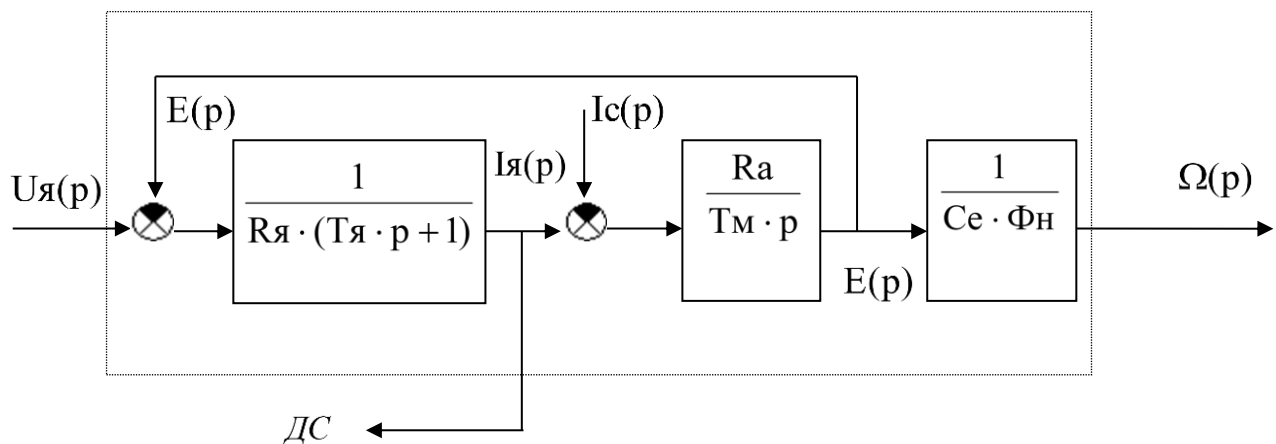


Рис. 3.10 – Розгорнута структурна схема ДПС

Визначимо передаточну функцію якорного кола $W_{\text{я}}(p)$.

$$U_{\text{я}} = E + I_{\text{я}} \cdot R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \cdot \frac{dI_{\text{я}}}{dt};$$

$$U_{\text{я}}(p) = E(p) + R_{\text{я}} \cdot I_{\text{я}}(p) + L_{\text{я}} \cdot p \cdot I_{\text{я}}(p) = E(p) + R_{\text{я}} \cdot I_{\text{я}}(p) \cdot \left(1 + \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} \cdot p\right) =$$

$$= E(p) + R_{\text{я}} \cdot I_{\text{я}}(p) \cdot (T_{\text{я}} p + 1);$$

$$U_{\text{я}}(p) - E(p) = R_{\text{я}} \cdot I_{\text{я}}(p) \cdot (T_{\text{я}} p + 1);$$

Передаточна функція електромагнітної частини двигуна

$$W_{\text{я}}(p) = \frac{I_{\text{я}}(p)}{U_{\text{я}}(p) - E(p)} = \frac{I_{\text{я}}}{R_{\text{я}} \cdot I_{\text{я}}(p) \cdot (T_{\text{я}} \cdot p + 1)} = \frac{1}{R_{\text{я}} \cdot (T_{\text{я}} \cdot p + 1)};$$

Передаточну функцію електромеханічної частини двигуна представимо у вигляді

$$W_{EM}(p) = \frac{E(p)}{I_a(p) - I_c(p)};$$

$$M - M_c = J \cdot \frac{d\Omega}{dt};$$

$$M = C_M \cdot \Phi_H \cdot I_a;$$

$$M_c = C_M \cdot \Phi_H \cdot I_c;$$

$$I_a - I_c = \frac{1}{C_M \cdot \Phi_H} \cdot J \cdot \frac{d\Omega}{dt};$$

$$I_a(p) - I_c(p) = \frac{J}{C_M \cdot \Phi_H} \cdot p \cdot \Omega(p) \cdot \frac{C_e \cdot \Phi_H \cdot R_{\Sigma}}{C_e \cdot \Phi_H \cdot R_{\Sigma}};$$

$$\Omega(p) \cdot C_e \cdot \Phi_H = E(p);$$

$$\frac{J \cdot T_M}{C_M \cdot C_e \cdot \Phi_H^2} = T_M;$$

$$I_a(p) - I_c(p) = \frac{T_M \cdot p}{R_{\Sigma}} \cdot E(p);$$

$$W_{EM}(p) = \frac{E(p)}{I_a(p) - I_c(p)} = \frac{E(p)}{\frac{T_M \cdot p}{R_{\Sigma}} \cdot E(p)} = \frac{R_{\Sigma}}{T_M \cdot p}.$$

Реально силовий перетворювач має внутрішній опір, не рівний нулю ($R_{\Pi} \neq 0$; $L_{\Pi} \neq 0$). У цьому випадку опори, внесені перетворювачем, включають у якірне коло двигуна (див. схему заміщення електродвигуна, представлену на рис. 3.15). Еквівалентні значення опору і індуктивності якірного кола орієнтовно приймаються:

$$L_E = L_{\Sigma} + L_{\Pi} \approx 2 \cdot L_{\Sigma};$$

$$R_E = R_{\Sigma} + R_{\Pi} \approx 2 \cdot R_{\Sigma};$$

$$T_E = \frac{L_E}{R_E}.$$

Відповідно до рис. 3.11, розгорнута структурна схема ДПС буде мати вигляд.

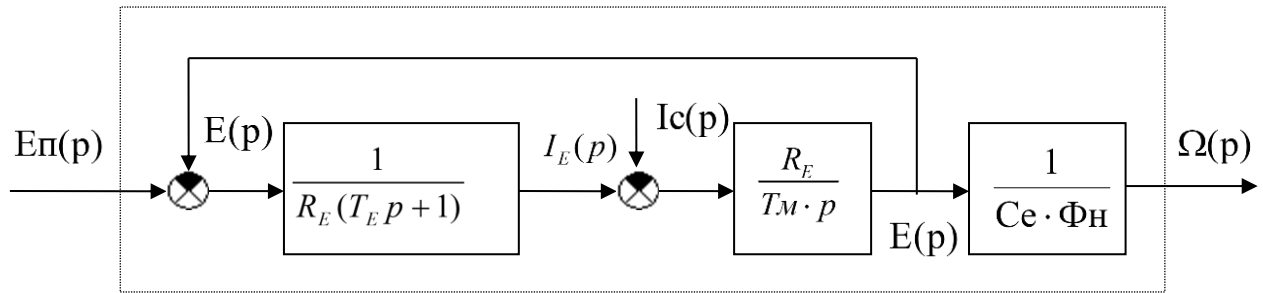


Рис. 3.11 – Розгорнута структурна схема ДПС

3.2.3. Математичні моделі електродвигунів на основі лінеаризованої механічної характеристики

Отримаємо спрощені математичні моделі електродвигунних пристроїв на основі лінеаризованих механічних характеристик

Загальне рівняння динаміки для більшості існуючих ЕД і способів керування ними, які встановлюють зв'язок між електромагнітним моментом двигуна, кутовою швидкістю і швидкістю ідеального холостого ходу має такий вигляд:

$$(T_E p + 1)M_d = \beta(\omega_0 - \omega),$$

де T_E - електромагнітна постійна часу; β - модуль жорсткості механічної характеристики.

Тоді передатна функція двигуна:

$$W_d(p) = \frac{M_d}{\omega_0 - \omega} = \frac{\beta}{T_E p + 1}$$

Цій передатній функції відповідає наступна структурна схема (див. рис. 3.12).

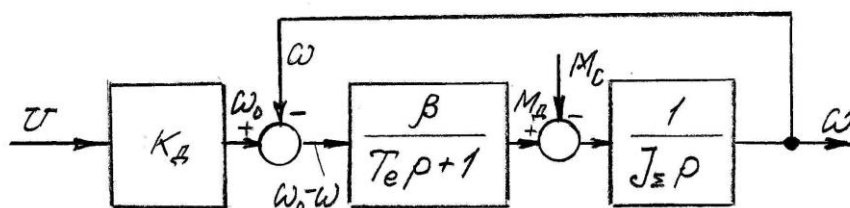


Рис. 3.12

На рисунку позначені: U - керуючий вплив у загальному виді; k_d - коефіцієнт передачі електродвигуна.

Параметри структурної схеми:

– для ДПС із незалежним збудженням при якірному керуванні. У якості керуючої дії використовується напруга: $U \rightarrow U_{я}$;

$$k_d = \frac{\omega_{оН}}{U_{яН}}$$

$$T_E = \frac{L_{я}}{R_{я}}$$

$$\beta = \frac{(c\Phi)^2}{R_{я}} = \frac{M_H}{\omega_{оН} - \omega_H}$$

$$\omega_{оН} = \frac{U_{яН}}{c\Phi_H}; \quad M_H = \frac{P_H}{\omega_H}$$

– для АД із частотним керуванням. У якості керуючого впливу приймається частота: $U \rightarrow f_1$.

$$k_d = \frac{2\pi}{p};$$

$$T_E = \frac{1}{\omega_{оел} \cdot S_{кН}};$$

$$\beta = \frac{2M_K}{\omega_{оН} \cdot S_{кН}} = \frac{M_H}{\omega_{оН} - \omega_H};$$

$$\omega_{оН} = \frac{2\pi f_{1Н}}{p},$$

де $\omega_{оел} = 2\pi f_{1Н}$ - номінальна кругова частота мережі;

$f_{1Н}$ - номінальна частота мережі;

$S_{кН}$ - критичне ковзання на номінальній механічній характеристиці;

M_K - критичний момент двигуна;

ω_H - номінальна швидкість двигуна.

Недолік даної моделі: тут розглядається керування не по двом каналам – напрузі і частоті, а лише по каналу частоти.

– для АД з амплітудним керуванням (керуванням по напрузі статора). У якості керуючого впливу використовується діюче значення напруги статора:
 $U \rightarrow U_1$.

$$T_E = \frac{1}{\omega_{0\text{элн}} \cdot s_{\text{кн}}}; \beta = \frac{2M_{\text{к}}}{\omega_{0\text{н}} \cdot s_{\text{кн}}} = \frac{M_{\text{н}}}{\omega_{0\text{н}} - \omega_{\text{н}}}$$

$$k_{\text{д}} = \frac{\omega_{0\text{н}}}{U_{\text{н}}}; \omega_{0\text{элн}} = 2\pi f_{\text{н}}$$

$U_{\text{н}}$ - номінальна напруга обмотки статора.

– для АД з фазним керуванням. У якості керуючого впливу використовується зсув по фазі між напругами статора $U \rightarrow \varphi$. Даний спосіб керування застосовується, в основному, для двофазних виконавчих АД.

Регулювання швидкості здійснюється за рахунок плавного фазового зсуву напруги, прикладеної до однієї з обмоток, яка називається обмоткою управління, стосовно напруги іншої обмотки – обмотки збудження.

$$T_E = \frac{1}{\omega_{0\text{элн}} \cdot s_{\text{кн}}}; \beta = \frac{2M_{\text{к}}}{\omega_{0\text{н}} \cdot s_{\text{кн}}}$$

$$k_{\text{д}} = \frac{\omega_{0\text{н}}}{\varphi_{\text{н}}}$$

де $\varphi_{\text{н}}$ - номінальний фазовий зсув між напругами збудження та керування.

3.2.4. Математична модель АД на основі однофазної схеми заміщення

В даній моделі використовується однофазна схема заміщення АД (див. рис. 3.13) і розрахункова механічна характеристика двигуна

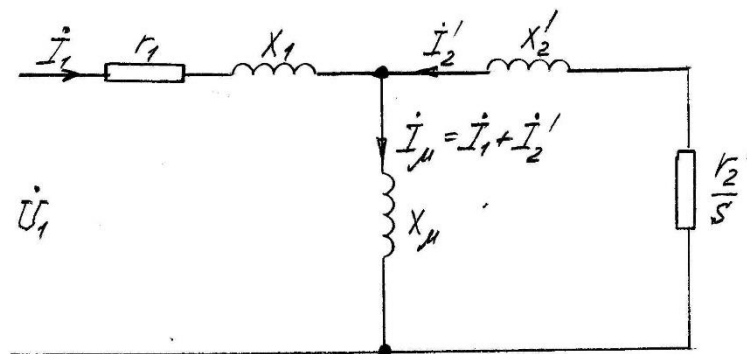


Рис. 3.13

$$M = 3p \frac{R_2'}{s\omega_{0e}} \times \frac{U_1^2}{(R_1 + R_2'/s)^2 + x_k^2} = 3 \frac{R_2'}{s\omega_0} (I_2')^2$$

$$\omega_{0e} = p\omega_0; s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}; s\omega_0 = \omega_0 - \omega; x_k = x_1 + x_2'$$

$$I_2' = \frac{U_1^2}{\sqrt{(R_1 + R_2'/s)^2 + x_k^2}}$$

Управління двигуном здійснюється одночасно по двом каналам: частоти і напруги статора. З цією метою в моделі передбачено два входи завдання – по напрузі і частоті (див. рис. 3.14).

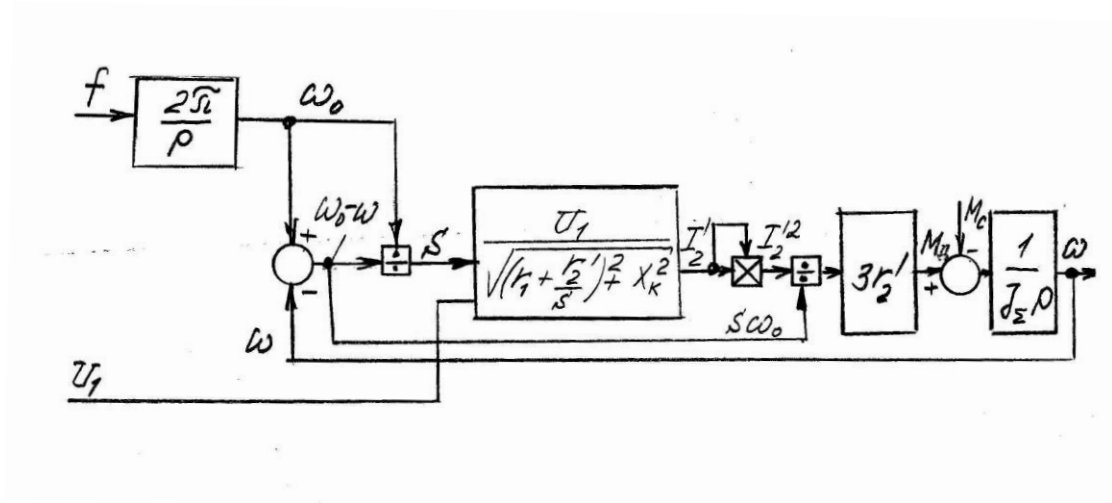


Рис. 3.14

Особливістю даної схеми є те, що в ній закладена фактична механічна характеристика двигуна, однак електромагнітна інерція не враховується.

У ряді випадків це припустиме, оскільки більшість перехідних процесів закінчуються протягом одного періоду напруги живлення.

3.2.5. Силові перетворювачі, як елементи систем автоматичного керування

В якості силових перетворювачів в системах АЕП постійного струму застосовуються перетворювачі наступних груп:

- а) електромашинні перетворювачі
 - генератор постійного струму (ГПС);

- електромашинний підсилювач (ЕМП) ($P_n \leq 11 \text{ кВт}$).

Ці перетворювачі застосовуються в старих системах АЕП, або в потужних унікальних системах АЕП (використовують ГПС, $P_n \leq 10 \text{ МВт}$).

б) магнітовентильні перетворювачі

- силовий магнітний підсилювач ($P_n = 100 \text{ Вт} - 100 \text{ кВт}$);

в) іонні перетворювачі;

- ртутні вентилі, ігнітрони ($P_n = 100 \text{ кВт} - 10 \text{ МВт}$);

г) напівпровідникові перетворювачі

- транзисторні (до 300 кВт);
- тиристорні (до 25 МВт).

Напівпровідникові перетворювачі перетворюють:

- нерегульовану постійну в регульовану постійну напругу (широотно-імпульсні перетворювачі, до 300 кВт);
- нерегульовану змінну в регульовану постійну (випрямлену) напругу (керовані випрямлячі, $100 \text{ Вт} \div 25 \text{ МВт}$);
- нерегульовану змінну в регульовану по амплітуді і частоті змінну напругу (перетворювачі частоти, до 10 МВт).

3.2.5.1. Широтно-імпульсний перетворювач (ШИП)

Регулювання вихідної напруги в ШІП здійснюється за рахунок зміни шпаруватості (тривалості включеного стану силових вентилів).

Транзистори в цих перетворювачах працюють у ключовому режимі, а тиристори повинні мати вузли штучної комутації.

Нереверсивний ШІП представлений на рис. 3.15; діод VD2 - захищає транзистор від перенапруги.

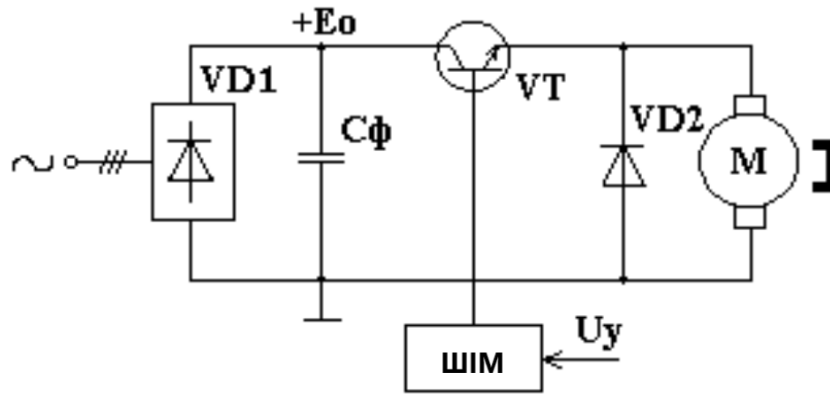


Рис. 3.15

Режим безперервного струму - квазіусталений режим, представлений на рис. 3.16, де t_1 - відносна тривалість включеного стану.

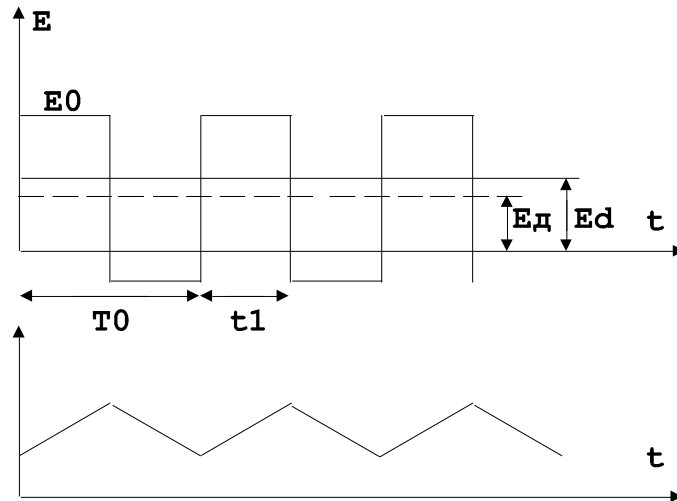


Рис. 3.16

Частота комутації ШП - $f_0 = 500 \text{ Гц} - 20 \text{ кГц}$;

Діапазон регулювання вихідної напруги - $E_d = 0 \div E_0$;

$\gamma = \frac{t_1}{T_0}$ - шпаруватість.

Структурна схема ШІМ наведена на рис. 3.17, де прийняті позначення: СУ - система управління ШІП; СК - силове коло.

Відповідно до рис. 3.17, можна побудувати характеристику вхід – вихід та регульовальну характеристику ШІП (див. рис. 3.18).

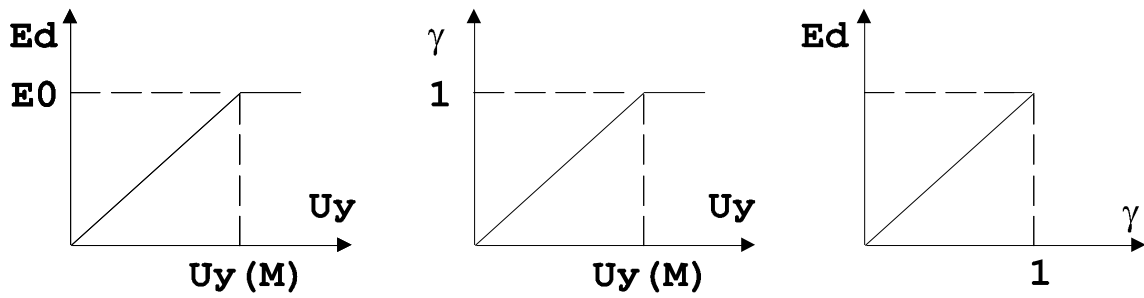


Рис. 3.18

Зовнішня характеристика представлена на рис. 3.19, де прийняті позначення: РПТ – режим переривчастих струмів; РНТ – режим безперервних струмів.

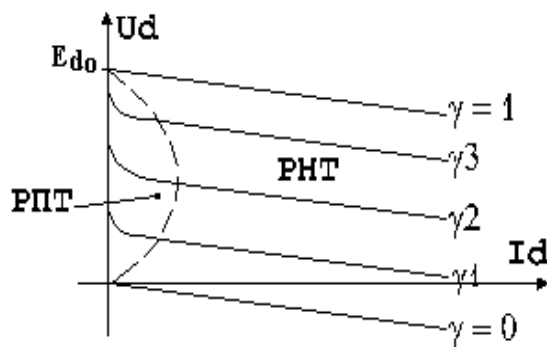


Рис. 3.19

Передаточна функція силової частини ШПІ відповідає підсилювальній ланці $k_{ШПІ}$ та ланці чистого запізнювання $e^{-\tau p}$

$$W_{ШПІ}(p) = \frac{E_d(p)}{U_y(p)} = k_{ШПІ} \cdot e^{-\tau p}$$

Розкладемо в $e^{\tau p}$ ряд:

$$e^{\tau p} = \sum_0^{\infty} \left(\frac{(\tau \cdot p)^n}{n!} \right) = \frac{1}{1} + \frac{(\tau \cdot p)}{1} + \dots \approx 1 + \tau \cdot p.$$

В результаті отримуємо

$$e^{-\tau p} = \frac{1}{e^{\tau p}} = \frac{1}{1 + \tau p};$$

Звідси

$$W_{ШПІ}(p) = \frac{k_{ШПІ}}{1 + \tau p}.$$

На рис. 3.20 показано формування сигналів керування ШПП шляхом порівняння пилкоподібної напруги $U_{оп}$ з напругою управління U_y .

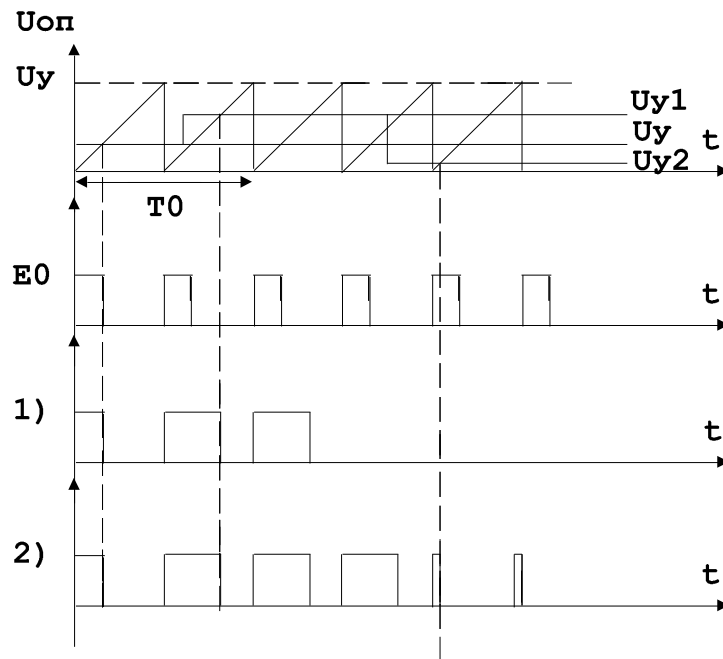


Рис. 3.20

Як правило, для збільшення завадостійкості системи, на вході ШИП ставлять фільтр (див. рис. 3.21).

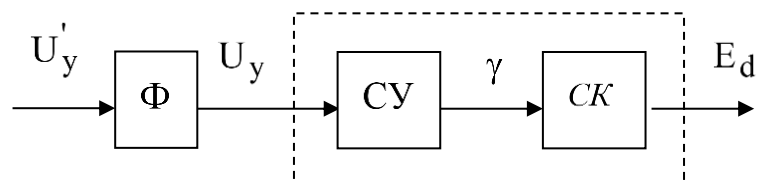


Рис. 3.21

Тоді передаточна функція ШПП буде мати вигляд

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{1 + T_{\Phi} \cdot p},$$

де $T_{\Phi} = (1 \div 5) \text{ мс}$, $T_{\Phi} \gg \tau$.

$$W_{шпп}(p) = \frac{k_{шпп}}{1 + T_{\Phi} \cdot p}.$$

На об'єктах з великою інерційністю, сталою часу самого ШПП можна зневажити. Тоді

$$W_{\text{ШИП}}(p) = k_{\text{ШИП}}.$$

Область застосування ШИП - швидкодіючі системи АЕП постійного струму.

3.2.5.2. Керовані випрямлячі

Регулювання вихідної напруги ведених мережею тиристорних перетворювачів здійснюється за рахунок затримки включення тиристорів щодо точки можливого природного включення.

$$\alpha_{\text{MIN}} \leq \alpha \leq \alpha_{\text{MAX}},$$

де α - кут керування; $\alpha_{\text{MIN}} = (10 \div 15)^\circ$ ел, щоб не перейти за точку природної комутації; $\alpha_{\text{MAX}} = (150 \div 165)^\circ$ ел, щоб не було перекидання інвертора.

Базовою схемою є мостова (1 кВт ÷ 1 МВт), $m_2 = 6$ (пульсність вихідних напруг гармонік вхідного струму: 5, 7, 11, 13 і т.д.). Застосовується паралельне з'єднання двох мостів (1 МВт ÷ 6.3 МВт), $m_2 = 12$ (пульсність вихідних напруг гармонік вхідного струму: 1, 11, 13, 23, 25 і т.д.). Більше 6,3 МВт застосовується схема з $m_2 = 24$ (гармоніки вхідного струму: 1, 23, 25, 47, 49 і т.д.).

Зовнішня характеристика некерованого випрямляча представлена на рис. 3.22, де прийняте позначення: ОХІ - обмежувальна характеристика інвертора, РНС – режим неперервного струму, РПС – режим переривчастого струму.

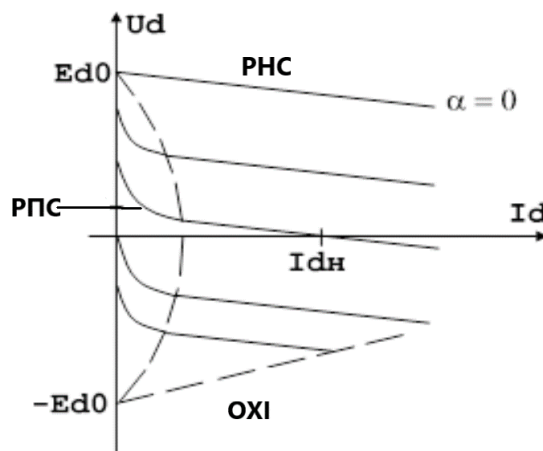


Рис. 3.22

$$\text{РНС: } U_d = E_{d_0} \cdot \cos \alpha;$$

$$\text{ОХІ: } U_d = -E_{d0} \cdot \cos \alpha,$$

де α - кут керування тиристора, при ($\alpha = 10$ ел. град. – відбувається відновлення замикаючих властивостей включеного тиристора).

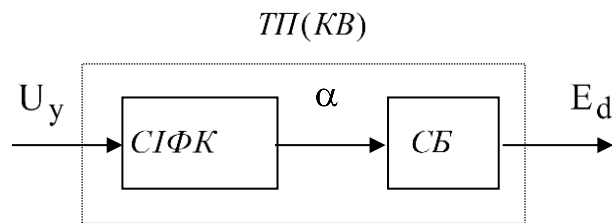


Рис. 3.23

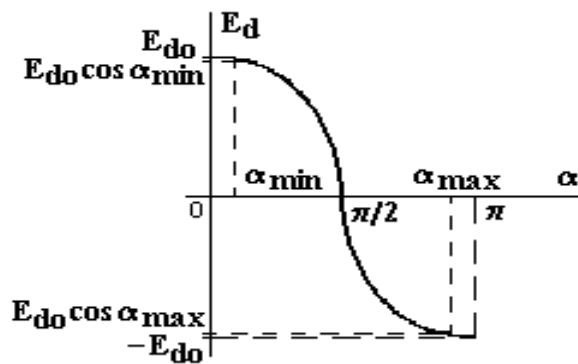


Рис. 3.24

На рис. 3.23 представлена функціональна схема веденого мережею тиристорного перетворювача, де прийняті позначення: ТП – тиристорний перетворювач; КВ – керований випрямляч; СИФК – система імпульсно-фазового керування; СБ – силовий блок. Відповідно до рис. 3.23, регульовальні характеристики веденого мережею тиристорного перетворювача будуть мати вигляд, представлений на рис. 3.24.

Лінійна регульовальна характеристика тиристорного перетворювача краща для САР, тому що з такою характеристикою ланка має постійний коефіцієнт у всьому робочому діапазоні.

Перетворювач із синусоїдальною опорною напругою застосовується в системах тиристорного електропривода великої потужності, у яких дуже важливим стає питання використання тиристорного перетворювача по напрузі і у якому кут α наближений до границь діапазонів (α_{MIN} ; α_{MAX}).

Режим безперервного струму є основним для електроприводів великої і середньої потужності. В електроприводі малої потужності режим переривчастого

струму є суттєвим. У цих системах електропривода регульовальні характеристики силової частини перетворювача є не тільки нелінійними (косинусоїдальними), але й неоднозначними, що робить неоднозначними регульовальні характеристики перетворювача в цілому.

Передатна функція керованого випрямляча. Динамічні властивості тиристорного перетворювача визначаються його трьома специфічними особливостями:

а) тиристорний перетворювач - ланка дискретна (імпульс керування на тиристор формується в певні моменти часу);

б) тиристорний перетворювач - ланка напівкерована (включення тиристора здійснюється подачею керуючого імпульсу, а відключення - при зниженні струму до величини нижче струму утримання);

в) реакція тиристорного перетворювача на зміну кута керування (убік випрямного або інверторного режимів не однакова (на зміну кута керування убік випрямного режиму тиристорний перетворювач реагує швидше, а перехід тиристорного перетворювача в інверторний режим іде по синусоїді останньої, що ввімкнулася фази (нульова схема)).

У силу цих особливостей тиристорний перетворювач – суттєво нелінійна ланка.

Якщо частота вхідного керуючого сигналу менше критичної ($\omega \leq \omega_{кр}$), то нелінійними властивостями перетворювача можна зневажити, і вважати його аперіодичною ланкою першого порядку з передатною функцією

$$W_{ТП}(p) = \frac{k_{ТП}}{1 + T_{ТП} \cdot p};$$

де $T_{ТП} = T_{\Phi} + T_{ССЗ}$;

T_{Φ} – постійна часу фільтра, включеного на вході СІФК $T_{\Phi} \approx 3\text{мс}$;

$T_{СЗ}$ – час середньостатистичного запізнювання, що дає силова схема перетворювача; $T_{СЗ} = T_{С} / 2m$, $T_{С}$ – період мережі $T_{С} = 1/f$; $T_{ССЗ} = 3,33\text{ мс}$ (трифазна нульова схема); $T_{ССЗ} = 1,7\text{ мс}$ (трифазна мостова схема).

Якщо частота зрізу контуру, у якому працює тиристорний перетворювач значно менше критичної ($\omega \ll \omega_{кр}$), то передатна функція може бути представлена як $W_{ТП} = k_{ТП}$.

3.2.6. Засоби реалізації замкнених систем керування електроприводами

3.2.6.1. Типові регулятори

Регулятори призначені для підсумовування задаючого сигналу і сигналів зворотного зв'язку, а також для формування статичних і динамічних характеристик замкнутої системи.

Регулятори будуються на базі операційних підсилювачів (ОП) в інтегральному виконанні. ОП має п'ять основних виводів (див. рис. 3.25):

- два для входних сигналів;
- один вихідний;
- два для підключення до джерела живлення.

При роботі в лінійному режимі $\Delta U_{ВХ} = U_{ВХ}^{(-)} - U_{ВХ}^{(+)} \approx 0$. При напрузі живлення ± 15 В напруга насичення дорівнює $U_{НАС} = \pm(10 \dots 13)$ В (див. рис. 3.26).

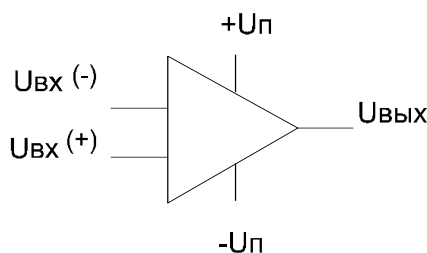


Рис. 3.25

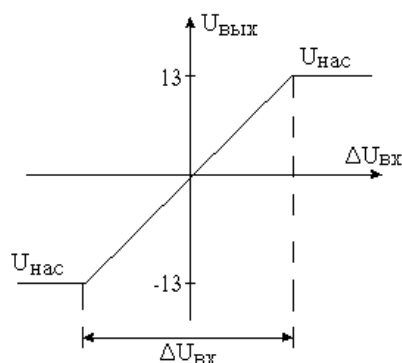


Рис. 3.26

В режимі насичення $\Delta U_{\text{вх}(1)} = \frac{2 \cdot U_{\text{нас}}}{K_{\text{оп}}}$.

Приклад – $K_{\text{оп}} = 26000$ (діапазон рекомендованих значень $10000 \leq K_{\text{оп}} \leq 100000$), тоді

$$\Delta U_{\text{вх}(1)} = \frac{2 \cdot 13}{26000} = 1 \text{ мВ} \text{ – межа переведення ОП з одного рівня на інший.}$$

3.2.6.1.1. Лінійні частотно-незалежні схеми ОП

Підсумовуючий операційний підсилювач. Призначення, передаточні функції, перехідні характеристики. Інвертуючий операційний підсилювач з активними резисторами у входних колах і колі зворотного зв'язку використовується для побудови схем, коефіцієнт передачі яких у межах смуги пропускання ІМС не залежить від частоти вхідного сигналу. До таких схем належить розглянутий інвертуючий ОП, який також називається масштабуючим підсилювачем або пропорційним регулятором (**П-регулятором**). Схему П-регулятора показано на рис. 3.27,а. Його передаточна функція має вигляд:

$$W(p) = K_{\text{п}} = \frac{R_{3.3}}{R_1}$$

Логарифмічні амплітудна і фазова частотні характеристики П-регулятора зображені на рис. 3.27,б, а на рис. 3.27,в показано його перехідну характеристику, яка являє собою графік перехідного процесу зміни вихідної напруги при одиничному ступінчастому сигналі, поданому на вхід.

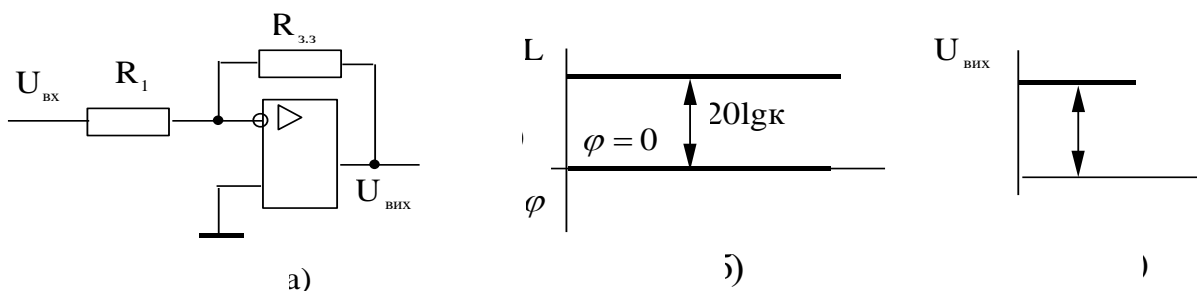


Рис. 3.27

На основі інвертуючого ОП будується схема **суматора** напруг, який використовується в системах автоматичного керування в якості елемента порівняння (рис. 3.28). Напруги, які підсумовуються, подаються через входні резистори R_1, R_2, \dots, R_n на інвертуючий вхід ОП. Струми I_1, I_2, \dots, I_n , які протікають через ці резистори, підсумовуються на вході ОП. Напряга на виході підсилювача, з врахуванням властивостей ідеального ОП, дорівнює:

$$-U_{вих} = U_{вх1} + U_{вх2} + \dots + U_{вхn}$$

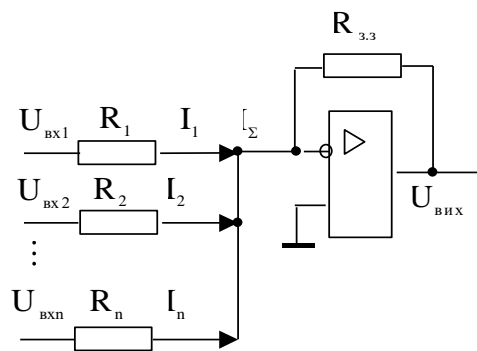


Рис. 3.28

Схема рис. 3.28 одночасно з підсумовуванням вхідних напруг дозволяє, при необхідності, здійснювати їх масштабування за рахунок вибору певних співвідношень між $R_{з.з}$ та відповідними вхідними резисторами.

3.2.6.1.2 Лінійні частотно-залежні схеми ОП

Як вже вказувалось на початку цього розділу, в аналогових СКЕП з метою забезпечення заданих показників якості регулювання широко застосовуються послідовні та паралельні корегуючі ланки. Головною вимогою до цих ланок є відтворення з високим ступенем точності параметрів заданих передаточних функцій. Основними типами таких ланок є пропорційна, інтегральна, диференціальна, аперіодична, а також комбіновані ланки типу: пропорційно-

інтегральна, пропорційно-диференціальна, пропорційно-інтегрально-диференціальна та інші.

Більш розповсюдженими є послідовні корегуючі ланки, які в системах підпорядкованого керування прийнято називати функціональними регуляторами.

Функціональні регулятори. Використовуючи вираз передаточної функції ідеального ОП у загальному вигляді

$$W_{\text{ОП}}(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -\frac{Z_2(p)}{Z_1(p)},$$

розглянемо властивості ряду частотно-залежних схем ОП з лінійними елементами у вхідних і вихідних колах.

На рис. 3.36,а показано схему **інтегратора** (І-регулятора). Передаточну функцію І-регулятора одержимо, вважаючи, що

$$Z_1(p) = R_1, \quad Z_2(p) = \frac{1}{C_{3.3} p}.$$

Тоді

$$W_1(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -\frac{1}{R_1 C_{3.3} p} = -\frac{1}{T_1 p},$$

де T_1 – стала інтегрування.

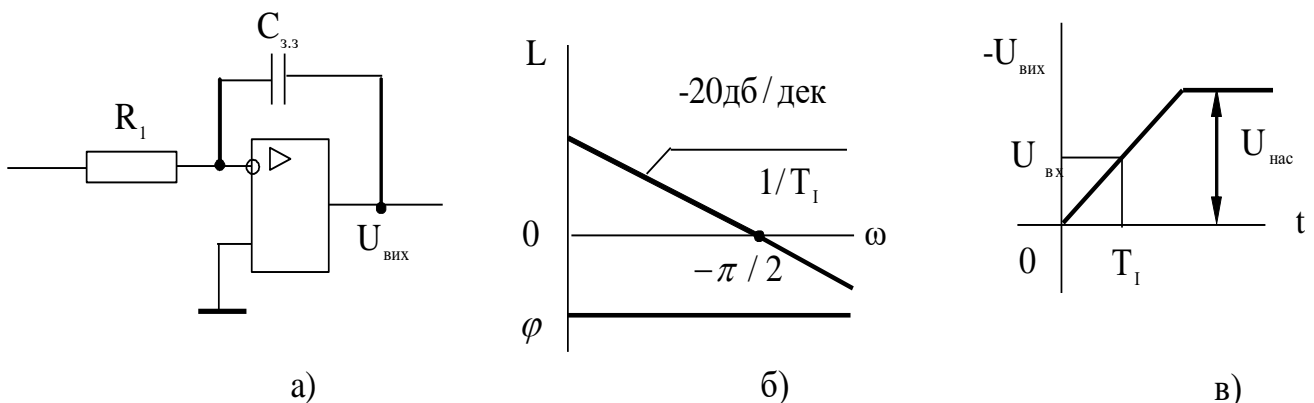


Рис. 3.29

Логарифмічні амплітудна і фазова частотні характеристики І-регулятора зображені на рис. 3.29,б, а на рис. 3.29,в подано його перехідну характеристику ($U_{\text{вих}}$ - вихідна напруга ОП в режимі насичення).

Пропорційно-інтегральний регулятор (ПІ – регулятор) можна реалізувати на одному ОП, якщо коло зворотного зв'язку створити з послідовно з'єднаних резистора $R_{3.3}$ і конденсатора $C_{3.3}$ (рис. 3.30,а). Для цієї схеми

$$Z_1(p) = R_1; \quad Z_{3.3}(p) = R_{3.3} + \frac{1}{C_{3.3}p};$$

$$W_{\text{ПІ}}(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{R_{3.3} + \frac{1}{C_{3.3}p}}{R_1} = K_{\text{ПІ}} + \frac{1}{T_I p},$$

де $K_{\text{ПІ}} = \frac{R_{3.3}}{R_1}$ - коефіцієнт передачі ПІ-регулятора; $T_I = R_1 C_{3.3}$ - стала інтегрування.

Частотні і перехідна характеристики ПІ- регулятора зображені на рис. 30,б та рис. 3.30,в відповідно.

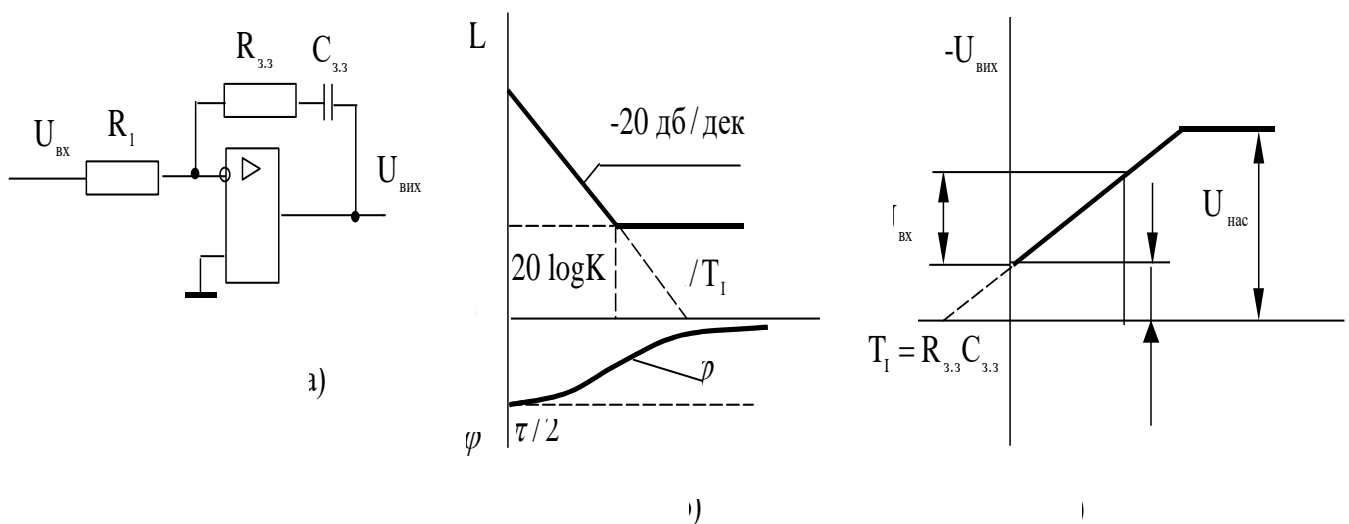


Рис. 3.30

Схема диференціатора (Д-регулятора) та його частотні і перехідна характеристики показані на рис. 3.31. Передаточна функція Д-регулятора дорівнює:

$$Z_1(p) = \frac{1}{C_1 p}; \quad Z_{3.3}(p) = R_{3.3};$$

$$W_D(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -R_{3.3} C_1 p = -T_D p,$$

де $T_D = R_{3.3} \cdot C_1$ - стала диференціювання.

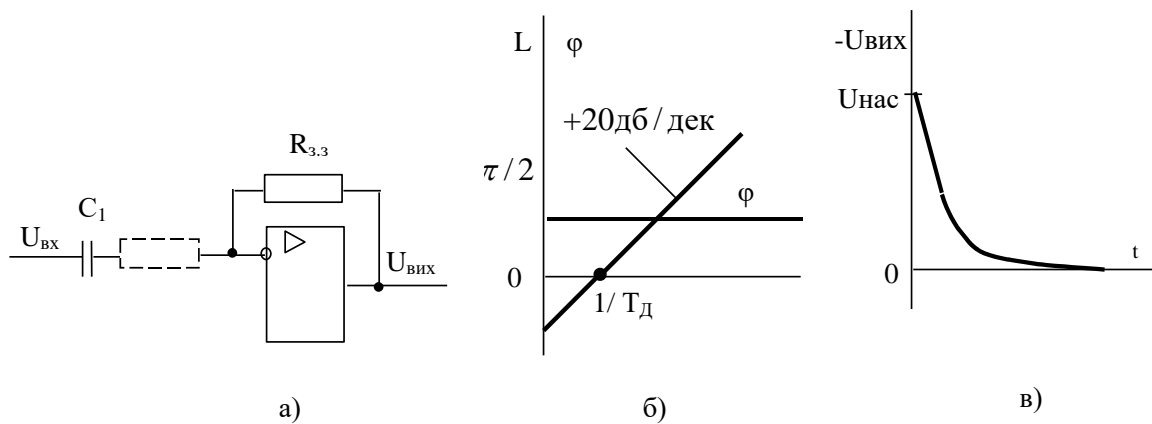


Рис. 3.31

Для зменшення властивостей схеми рис. 3.31,а підсилювати високочастотні перешкоди, які присутні у вхідному сигналі, послідовно з конденсатором C_1 вмикають резистор з невеликим опором.

Високоякісні диференціатори, як правило, виконуються на основі схем з інтегратором, увімкненим в коло зворотного зв'язку суматора.

Пропорційно-диференціальний регулятор (ПД-регулятор), який об'єднує функції П- і Д-регуляторів, можна отримати при паралельному вмиканні конденсатора до вхідного резистора, як це зображено на рис. 3.32. Передаточна функція ПД-регулятора має вигляд:

$$W_{\text{ПД}}(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{R_{3.3}}{\left(\frac{R_1}{C_1 p}\right) / \left(R_1 + \frac{1}{C_1 p}\right)} = K_n + T_D p$$

$$\text{де } K_{\pi} = \frac{R_{3.3}}{R_1}; \quad T_D = R_{3.3} C_1.$$

Частотні і перехідна характеристики ПД - регулятора показані на рис. 3.32,б,в відповідно.

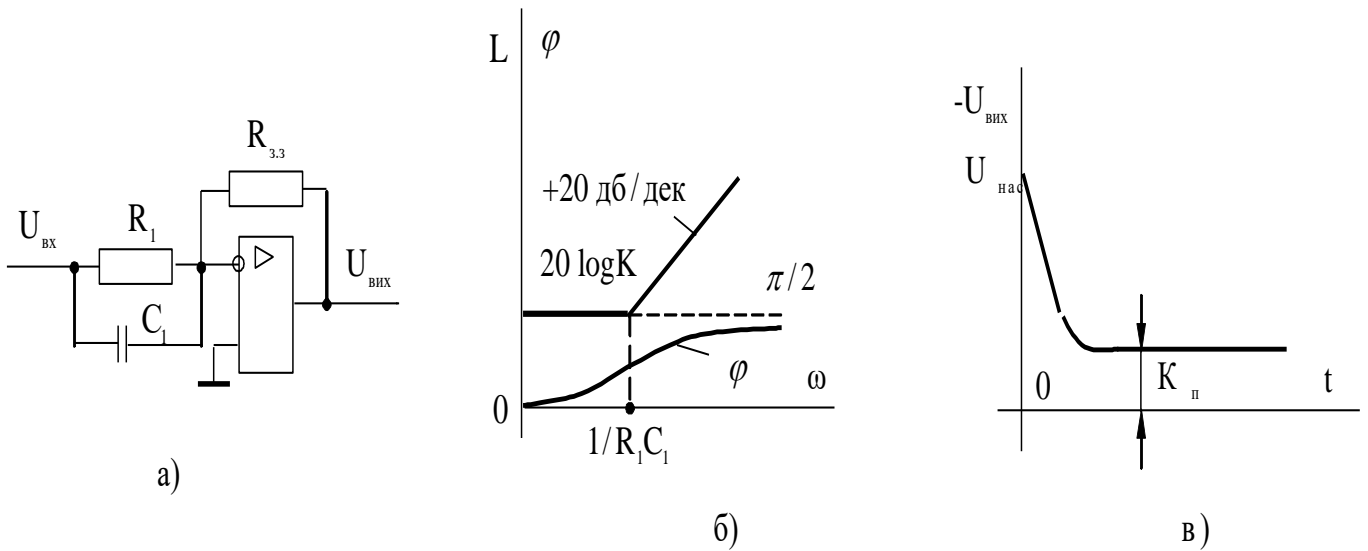


Рис. 3.32

Схему пропорційно-інтегрально-диференціального регулятора (ПІД-регулятора), який одночасно виконує функції трьох регуляторів, показано на рис. 3.33,а. Логарифмічні частотні і перехідну характеристики ПІД-регулятора наведено на рис. 3.33,б,в відповідно.

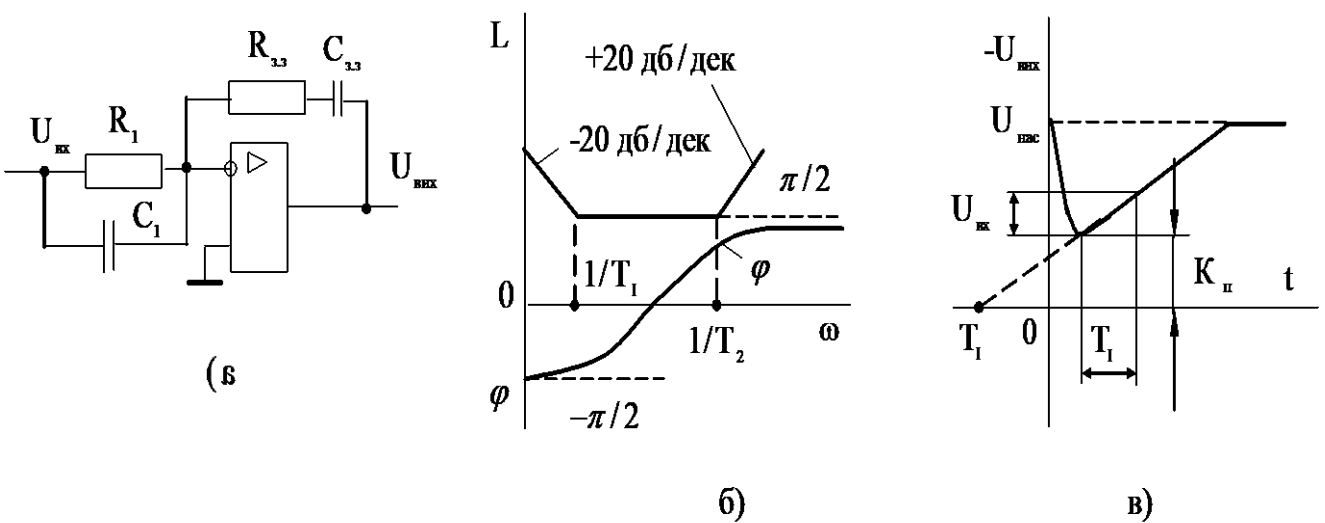


Рис. 3.33

Передаточна функція ПД-регулятора має вигляд:

$$W_{\text{ПД}}(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{T_1 p} = K_{\text{П}} + T_{\text{Д}} p + \frac{1}{T_1 p},$$

де $T_1 = R_{3.3} C_{3.3}$; $T_2 = R_1 C_1$; $T_1 = R_1 C_{3.3}$; $T_{\text{Д}} = R_{3.3} C_1$; $K_{\text{П}} = (T_1 + T_2) / T_1$.

Для поліпшення захисту регуляторів від перешкод застосовується схема ОП з функціональним потенціометром Z_1, Z_2 (рис. 3.34). Передаточна функція ОП в цьому разі має вигляд:

$$W(p) = \frac{Z_{3.3}(p)}{R_{\text{вх}}} = \left[1 + \frac{Z_1(p)}{Z_2(p)} \right]$$

Для зменшення негативних впливів параметри $Z_1, Z_2, Z_{3.3}$ слід вибирати, виходячи з умови $|Z_{3.3}| \gg |Z_1 + Z_2|$

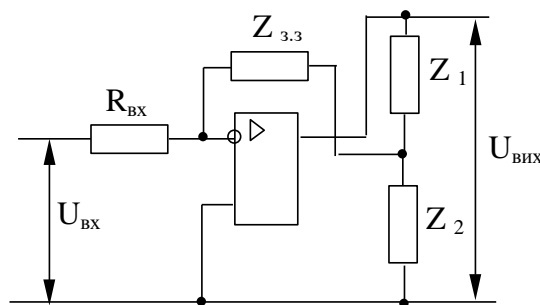


Рис. 3.34

Передаточну функцію ПД-регулятора одержимо при умові:

$$Z_{3.3}(p) = R_{3.3}; \quad Z_1(p) = R_1; \quad Z_2(p) = \frac{1}{C_1 p},$$

тоді

$$W_{\text{ПД}}(p) = \frac{R_{3.3}}{R_{\text{вх}}} (R_1 C_1 p + 1) = K_{\text{П}} + T_{\text{Д}} p,$$

де $K_{\text{П}} = \frac{R_{3.3}}{R_{\text{вх}}}$; $T_{\text{Д}} = \frac{R_1 C_1 R_{3.3}}{R_{\text{вх}}}$.

Схему ПД-регулятора показано на рис. 3.35.

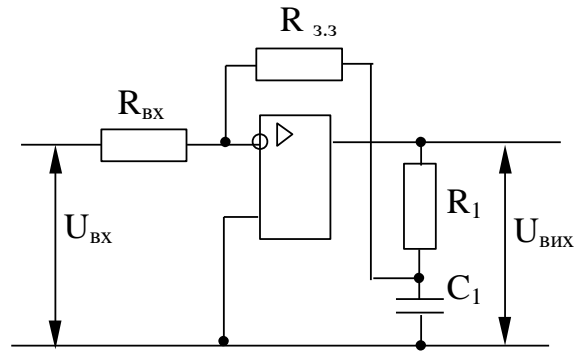


Рис. 3.35

Для отримання ПІД-регулятора використовують схему рис. 3.36, прийнявши:

$$Z_{3.3} = R_{3.3} + \frac{1}{C_{3.3}p}; \quad Z_1(p) = R_1; \quad Z_2(p) = \frac{1}{C_2p}.$$

Передаточна функція ПІД-регулятора

$$W_{\text{ПІД}}(p) = \frac{(R_{3.3} C_{3.3} p + 1)(R_1 C_1 p + 1)}{R_{\text{ВХ}} C_{3.3} p} = K_{\text{П}} + \frac{1}{T_I p} + T_D p,$$

$$\text{де } K_{\text{П}} = \frac{R_{3.3} C_{3.3} + R_1 C_1}{R_{\text{ВХ}} C_{3.3}}; \quad T_I = R_{\text{ВХ}} C_{3.3}; \quad T_D = \frac{R_{3.3} R_1 C_1}{R_{\text{ВХ}}}.$$

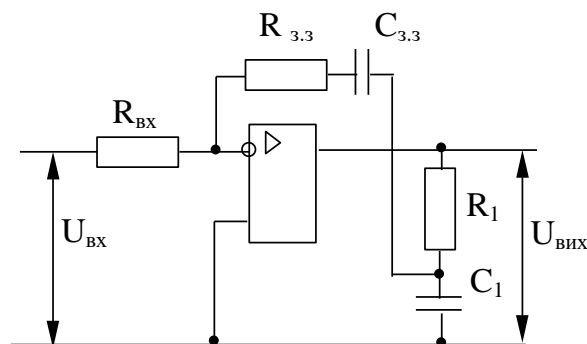


Рис. 3.36

Схеми ПД- і ПІД- регуляторів на основі ОП з функціональним потенціометром не мають конденсаторів у входних колах, що суттєво послаблює вплив перешкод у входній напрузі.

Схема на рис. 3.36 може бути використана також для отримання інших видів коректуючих ланок, необхідних для реалізації систем керування електроприводами.

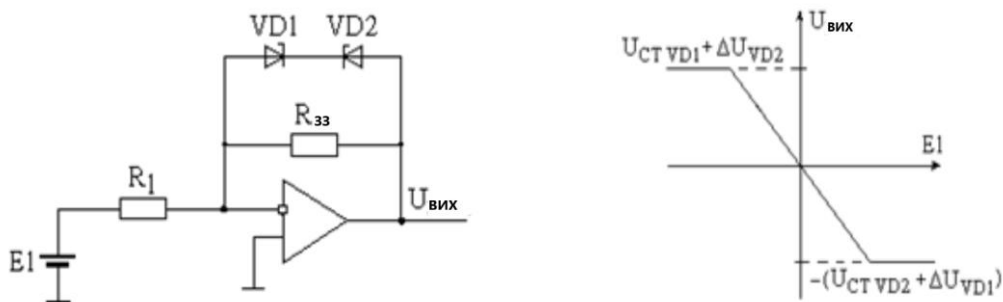
Слід зауважити, що на практиці комбіновані регулятори (ПІ, ПД, ПІД), звичайно, реалізують за рахунок паралельного з'єднання відповідних простих регуляторів (П, І, Д). Для підсумовування сигналів цих регуляторів використовується додатковий ОП, який водночас виконує інвертування сумарного сигналу. Такий підхід деякою мірою ускладнює схему, але збільшує її гнучкість при налаштуванні систем керування електроприводів, оскільки дозволяє незалежно регулювати складові вихідного сигналу комбінованого регулятора.

До класу лінійних частотно-залежних схем ОП належать також активні фільтри електричних сигналів.

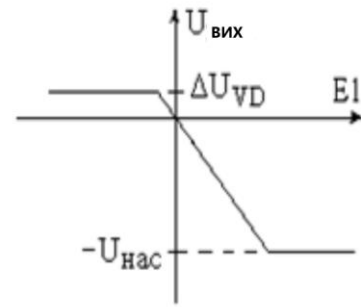
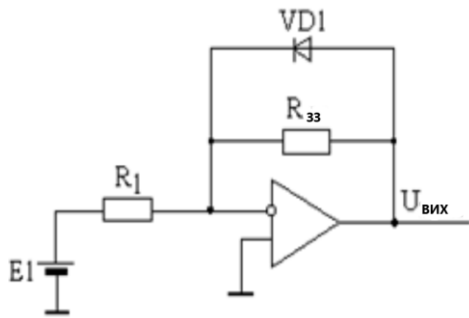
3.2.6.1.3. Схеми включення ОП з обмеженням вихідного сигналу

Обмеження вихідного сигналу використовується для обмеження величини задаючого сигналу на внутрішньому контурі регулювання в системах з підлеглим регулюванням параметрів.

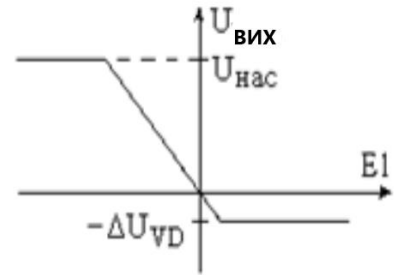
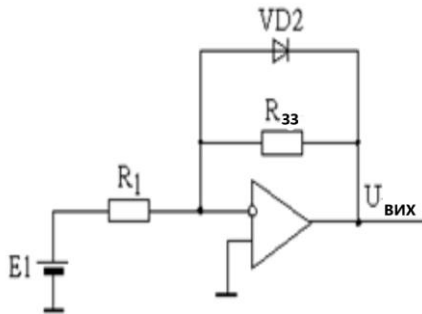
Схеми включення з нерегульованим обмеженням вхідного сигналу. Відповідно до рис. 3.37, обмеження здійснюється за рахунок введення нелінійних елементів (наприклад, стабілітронів) у коло зворотного зв'язку ОП.



а)



б)



в)

Рис. 3.37

$$U_{\text{вих}} = -\frac{R_{33}}{R_1} \cdot E_1;$$

$$-(U_{\text{ст} VD2} + \Delta U_{VD1}) \leq U_{\text{вих}} \leq U_{\text{ст} VD1} + \Delta U_{VD2},$$

де $U_{\text{ст}}$ – напруга стабілізації;

ΔU_{VD} – спадання напруги на діоді ($\Delta U_{VD} \approx 1 \text{ В}$).

3.2.6.2. Датчики

Датчики відносяться до інформаційної частини ЕП. Від точності датчиків залежить точність замкнутих систем.

Вимоги, які пред'являються до датчиків:

- не повинні вносити похибки у вимірюваний ланцюг;
- висока точність та стабільність у часі, незалежність параметрів від зовнішніх умов;
- лінійність характеристик;
- мала інерційність;

- повинні здійснювати перетворення вимірюваного сигналу в електричну форму (U, I).

3.2.6.2.1. Датчики постійного струму

Шунт - найпоширеніший датчик постійного струму (комбінований термостабілізований опір). Графічне зображення шунта представлено на рис. 3.38,а, де RS - його умовне позначення.

Відповідно до рис. 3.38,б, передатна функція шунта

$$W(p) = \frac{U_{\text{ш}}(p)}{I_{\text{ш}}(p)} = R_{\text{ш}}.$$

Вольт-амперна характеристика (ВАХ) шунта представлена на рис. 3.38,г.

$U_{\text{шн}} = 75\text{мВ}$; $I_{\text{шн}}$ – від 1А до 7,5кА.

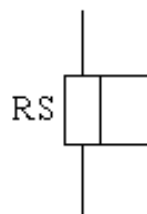
Частотна характеристика (ЛАЧХ) представлена на рис. 3.38,в.

Достоїнства даного виду датчика струму:

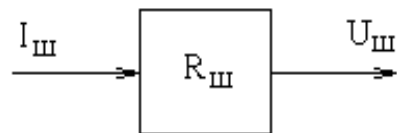
- простота;
- точність.

Недоліки:

- низький рівень вихідного сигналу;
- гальванічний зв'язок із силовою схемою.



а)



б)

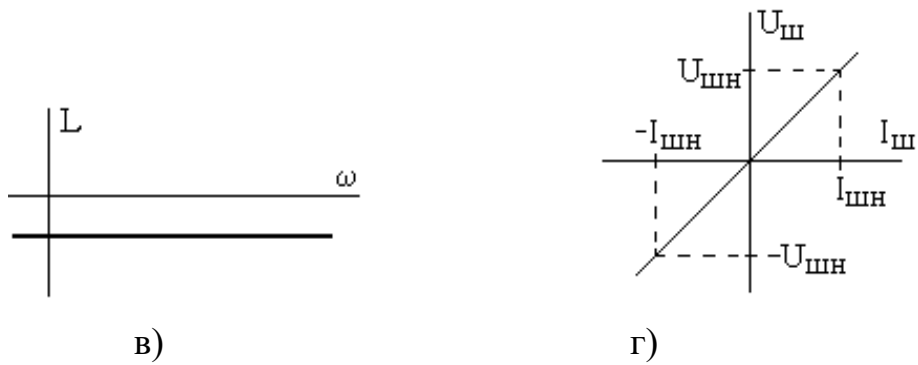


Рис. 3.38

Датчик струму на базі шунта з підсилювачем постійного струму представлений на рис. 3.39,а, де прийняте позначення - ППС - підсилювач постійного струму.

Підсилювач постійного струму містить у собі:

- підсилювач (розділовий трансформатор), що виконує роль гальванічної розв'язки;
- модулятор, що перетворює постійний вхідний сигнал у змінний;
- демодулятор, який, працюючи синфазно з модулятором, випрямляє посилений сигнал і надає йому відповідний знак (перетворення здійснюється у діапазоні частот модуляції 1кГц - 50 кГц).

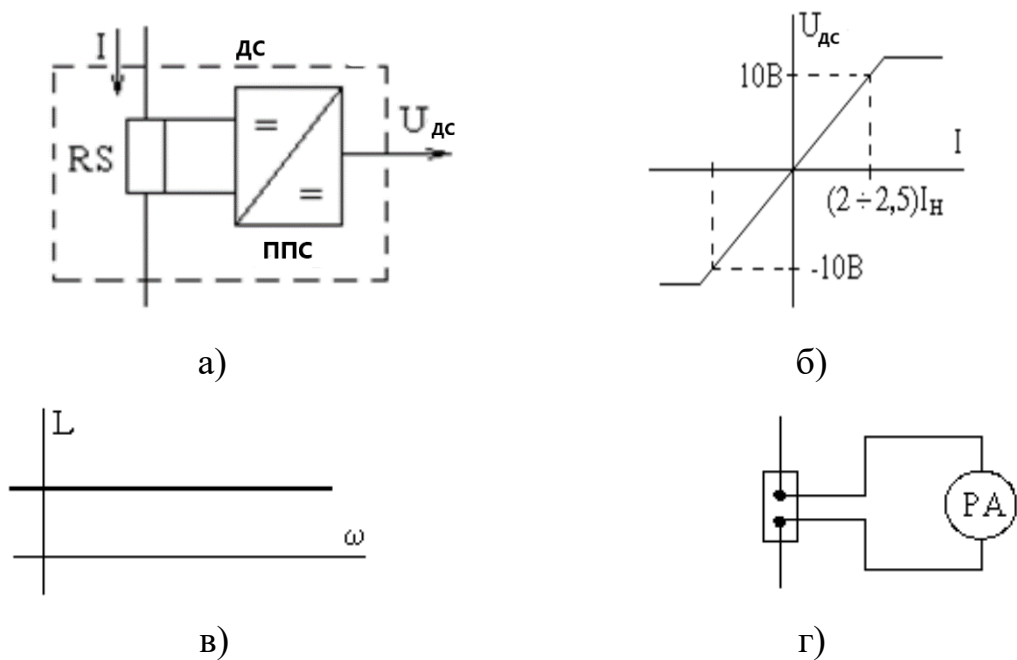


Рис. 3.39

Передатна функція датчика струму

$$W(p) = \frac{U_{\text{ДС}}(p)}{I(p)} = K_{\text{Ш}} K_{\text{ППС}} = K_{\text{ДС}},$$

де $K_{\text{Ш}}$ – коефіцієнт шунта;

$K_{\text{ППС}}$ – коефіцієнт підсилювача датчика струму;

$K_{\text{ДС}}$ – коефіцієнт датчика струму.

ВАХ і ЛАЧХ датчика струму представлені на рис. 3.39,б,в, відповідно. Насичення ВАХ відбувається або за рахунок підсилювача, або трансформатора.

Коефіцієнт підсилення датчика струму

$$K_{\text{ндс}} = \frac{K_{\text{дс}}}{K_{\text{ш}}};$$

$$K_{\text{дс}} = \frac{U_{\text{дс}}}{I} = \frac{U_{\text{дс max}}}{I_{\text{max}}},$$

де $U_{\text{ДС max}} = 10 \text{ В}$, $I_{\text{max}} = (2 \div 2,5) I_{\text{Н}}$.

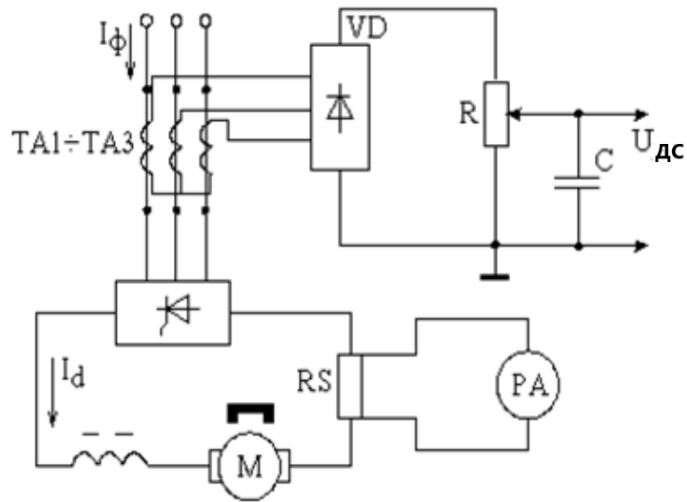
$$K_{\text{Ш}} = \frac{U_{\text{Ш}}}{I_{\text{Ш}}} = \frac{U_{\text{ШН}}}{I_{\text{ШН}}}, \text{ при } I_{\text{ШН}} = I_{\text{ДН}} \quad K_{\text{Ш}} = \frac{U_{\text{ШН}}}{I_{\text{ДН}}};$$

$$K_{\text{ндс}} = \frac{K_{\text{дс}}}{K_{\text{ш}}} = \frac{U_{\text{дс max}} / 2I_{\text{дн}}}{U_{\text{шн}} / I_{\text{дн}}} = \frac{U_{\text{дс max}}}{2U_{\text{шн}}} = \frac{10}{2 \cdot 0,0075} \cong 66.$$

Шунт використовується для підключення до амперметра РА (див. рис. 3.39,г). В якості амперметра використовується мілівольтметр зі шкалою 75 мВ, проградуєований у струмі.

Датчик струму, побудований на базі трансформатора змінного струму.

Застосовується в схемах із ТП (див. рис. 3.40,а).



а)

Рис. 3.40

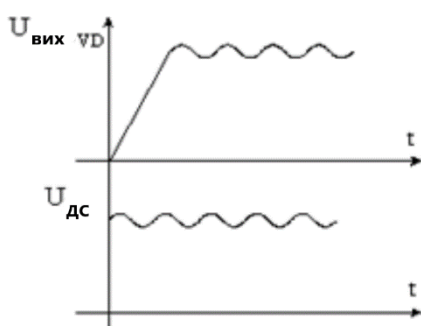
$$I_d = 1,22 \cdot I_\phi (\gamma = 0).$$

Передатна функція датчика струму

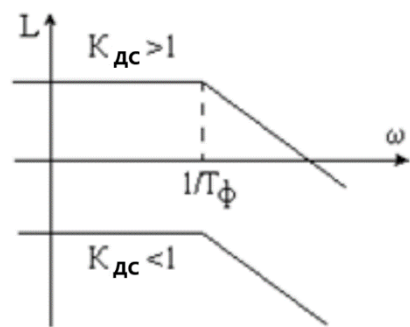
$$W(p) = \frac{K_{дс}}{T_\phi p + 1};$$

де
$$K_{дс} = \frac{U_{дс}}{I_d} = \frac{U_{дс\max}}{I_{d\max}} \cong \frac{10}{2I_n}.$$

Часові залежності вихідних напруг і ЛАЧХ датчика струму представлені на рис. 3.41,б,в, відповідно.



б)



в)

Рис. 3.41

Такий датчик застосовується, наприклад, у верстатних приводах серій БТУ, ЕПУ.

Достоїнства:

- сигнал гальванічно розв'язаний;
- високий коефіцієнт підсилення.

Недолік: інерційність.

Датчик постійного струму на базі магнітодіодів. Цей датчик вимірює струм побічно по величині магнітного поля, яке створює струм, що протікає по шині (див. рис. 3.42).

$$R_{RM} = f(\Phi).$$

Сам магніторезистор включається в коло вимірювального мосту.

Датчик постійного струму на основі елементів Хола представлений на рис. 3.43.

$$E_{EX} = K \cdot I_{DC} \approx 250 \text{ мВ при зміні індукції } B \text{ до } 0,7 \text{ Тл.}$$

У датчиків на базі магнітопроводів і елементів Холу відсутній гальванічний зв'язок з живильною мережею, а передатна функція може бути представлена безінерційною ланкою. Для цих датчиків

$$W_{DC}(p) = K_{DC}.$$

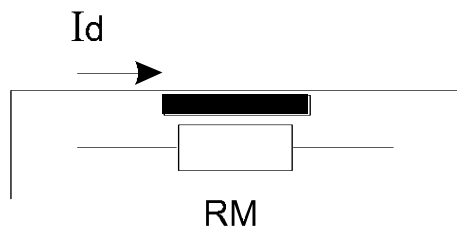


Рис. 3.42

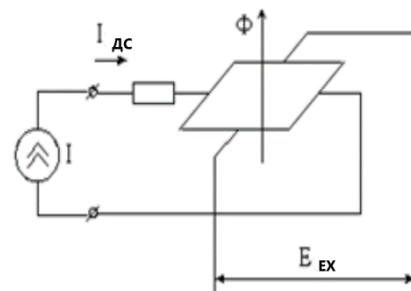


Рис. 3.43

Застосовується в потужних електроприводах.

3.2.6.2.2. Датчики постійної напруги

Потенціометричний дільник. Передатна функція потенціометричного датчика напруги (див. рис. 3.44)

$$W_{дн}(p) = \frac{U_{дн}}{U_{д}} = \frac{IR_2}{I(R_1 + R_2)} = K_{дн}.$$

Недолік: гальванічний зв'язок із силовою схемою.

Датчик напруги на потенціометричному дільнику і підсилювачі постійного струму з гальванічною розв'язкою показано на рисунку 3.45.

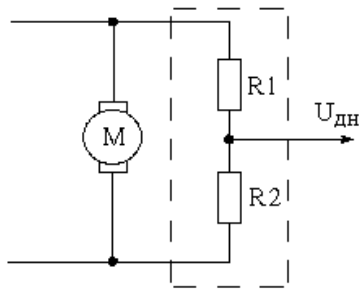


Рис. 3.44

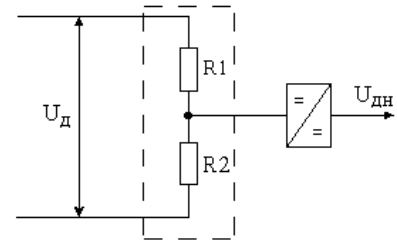


Рис. 3.45

3.2.6.2.3. Датчики швидкості

Датчик швидкості на базі тахогенератора постійного струму представлений на рис. 3.46.

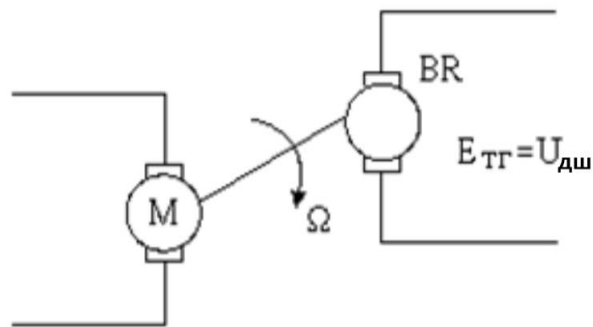


Рисунок 3.46

$$E_{ТГ} = C_M \cdot \Phi \cdot \Omega = U_{дш}$$

Якщо $\Phi = \text{const}$, то $E_{ТГ} \equiv \Omega$.

Для стабілізації потоку двигуна $\Phi_{дв}$ приймають наступні заходи:

а) магнітну систему ТГ роблять насиченої, тобто робоча точка лежить за коліном (див. рис. 3.47,а);

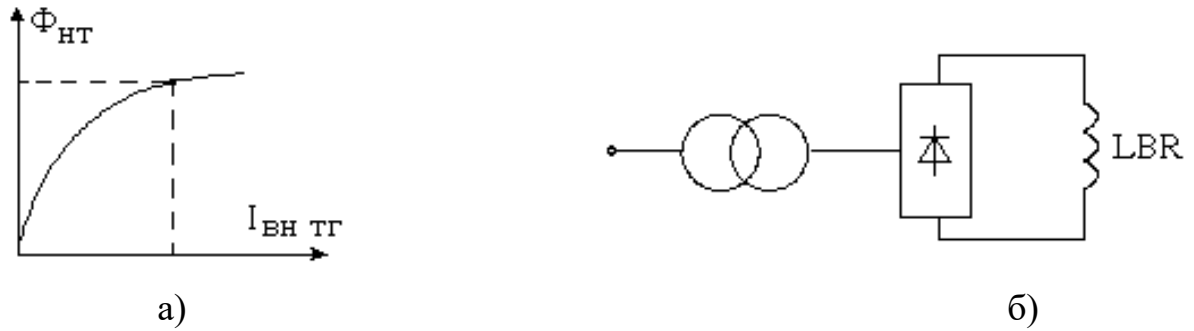


Рис. 3.47

б) живлення кола ОЗ тахогенератора LBR здійснюють від джерела стабілізованого струму (див. рис. 3.47,б);

в) для стабілізації струму збудження з можливістю його регулювання використовують джерело струму (рис. 3.48).

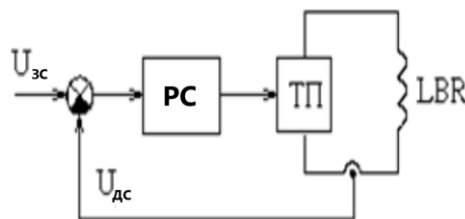


Рис. 3.48

На рис. 3.48 прийняті позначення: РС - регулятор струму; ТП - тиристорний перетворювач.

г) застосовують також ТГ із збудженням від постійних магнітів.

Передатна функція датчика швидкості в цьому випадку має вигляд

$$W_{дш}(p) = \frac{E_{тг}(p)}{\Omega(p)} = K_{дш}.$$

Для ЕП із глибоким діапазоном регулювання 1000:1 і більше ТГ повинен мати напругу не менш 20 В при швидкості 1000 об/хв. Звідси мінімальний коефіцієнт передачі ТГ складає

$$K_{дш}^{\min} = \frac{E_{дш}^{\min}}{104} = \frac{20}{104} \cong 0,2В \cdot c.$$

Датчик швидкості на базі тахогенератора змінного струму представлений на рис. 3.49.

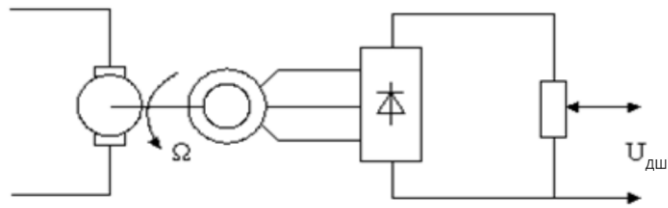


Рис. 3.49

Застосовується в нереверсивному електроприводі.

Імпульсний датчик швидкості. Принцип роботи імпульсного датчика швидкості пояснюється рис. 3.50, де прийняті позначення: ОП - обчислювальний пристрій; ДС - джерело світла (світлодіодні випромінювачі); ПС - приймач світла.

Джерела світла мають невидимий спектр випромінювання. Кількість отворів на диску 600, 3000, 6000.

Для одержання інформації про напрямок обертання на диску роблять ще ряд перфорацій, зсунутих у просторі на 90° , і по їх фазі визначають напрямок обертання. Тоді потрібно мати друге джерело і відповідно приймач світла (див. рис. 3.51).

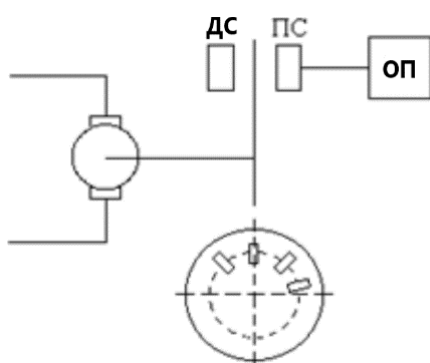


Рис. 3.5

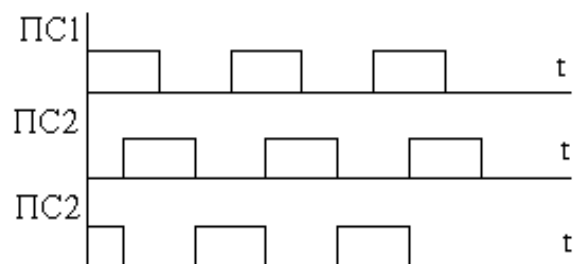


Рис. 3.51

3.2.6.2.4. Датчики ЕРС

Датчики ЕРС застосовуються в системах ЕП з діапазоном регулювання $D = 40:1$ тільки з однозонним регулюванням швидкості, тому що тільки при $\Phi_{дв} = \text{const}$, $E \equiv \Omega$.

Датчики ЕРС використовуються для контролю швидкості обертання з невисокою точністю.

Датчик ЕРС на базі тахометричного мосту представлений на рис. 3.52,а, де прийняті позначення: КО - компенсаційна обмотка; ДП - додаткові полюси.

Якщо підібрати $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_{я}}{R_{дп} + R_{ко}}$, то $U_{де} \equiv E$ (див. рисунок 3.52,б).

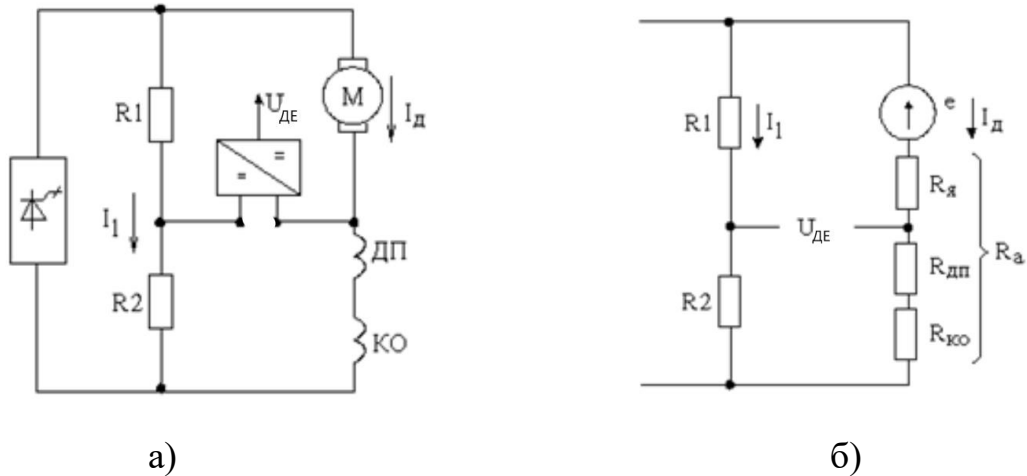


Рис. 3.52

Достоїнство: простота схеми.

Недоліки:

- температурна нестабільність датчика, викликана різною величиною струму, що протікає за силовою схемою і схемою дільника, та за рахунок різних умов охолодження (погрішність 7-10%);

- похибка датчика в перехідних режимах, де проявляється вплив індуктивності силового кола двигуна.

Схема з урахуванням індуктивності представлена на рис. 3.53.

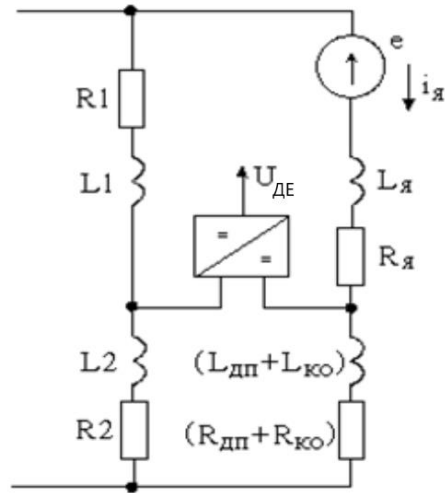


Рис. 3.53

Щоб $U_{ДЕ} \equiv e$, треба, щоб виконувалася пропорція $\frac{R_1}{R_2} = \frac{L_{я}}{L_{дп} + L_{ко}}$.

Таким чином, потрібно, щоб $\frac{R_{я}}{R_{дп} + R_{ко}} = \frac{L_{я}}{L_{дп} + L_{ко}}$.

Таке співвідношення не завжди виконується, тому включають додаткові індуктивності L_1 і L_2 , тоді витримується баланс по активному і індуктивному опорам.

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{L_{я}}{L_{дп} + L_{ко}}$$

Але це ускладнює схему, тому як правило, вибирають більш просту (тобто без L_1 і L_2).

Передатна функція датчика ЕРС

$$W_{ДЕ}(p) = K_{ДЕ}$$

Датчики цього типу застосовують, наприклад, у роботах і маніпуляторах.

3.2.6.2.5. Датчики положення

Поділяються:

а) аналогові ДП

- потенціометричні;
- сельсинні.

б) імпульсні, що використовують перфорований диск (застосовуються в цифрових АЕП, мікропроцесорних системах).

Мають передатну функцію безінерційної ланки $W_{дп} = K_{дп}$.

3.2.6.2.6. Датчики магнітного потоку

Застосовуються у двозонних ЕП постійного струму та ЕП змінного струму з векторним керуванням.

Датчик потоку на базі елемента Хола забезпечує пряме (безпосереднє) вимірювання потоку і вмонтовується прямо в конструкції електричної машини.

Передатна функція датчика потоку

$$W_{дп(p)} = K_{дп}$$

Датчик потоку із застосуванням датчика струму збудження. Здійснює побічне вимірювання потоку за струмом збудження. Для підвищення точності датчика необхідно враховувати криву намагнічування електричної машини.

3.2.6.2.7. Задатчики регульованих величин

Задатчики регульованих величин призначені для введення в систему електроприводу сигналів завдання.

При ручному введенні завдання використовуються:

- а) потенціометричні задатчики;
- б) сельсинні задатчики.

Потенціометричний задатчик із плавною зміною сигналу завдання для реверсивного і нереверсивного електроприводів представлений на рис. 3.54.

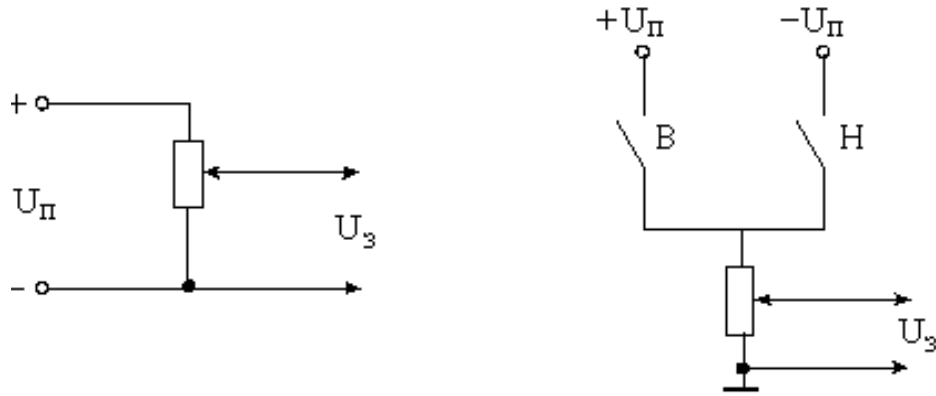


Рис. 3.54

Потенціометричний задатчик з дискретною зміною сигналу завдання представлений на рис. 3.55, де прийняті позначення: S – галетний перемикач; $R_1 \div R_n$ – резистори кола завдання.

Джерела живлення задаючих пристроїв повинні мати добру стабілізацію напруги.

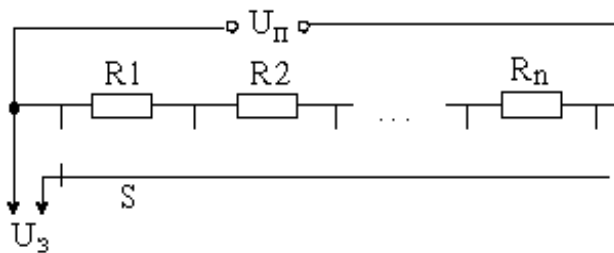


Рис. 3.55

В електроприводах з невеликим діапазоном регулювання (D 10:1, 20:1) застосовують лінійну шкалу за датчика; якщо діапазон використання великий (D 1000:1 і більше), то шкалу роблять нелінійною.

У випадку лінійної шкали всі опори однакові, для нелінійної шкали приймається співвідношення:

$$\frac{U_{i+1}}{U_i} = q = 1,1 \div 1,3.$$

Достоїнство нелінійної шкали - зміна регульованої величини на кожному щаблі буде відрізнятися на одне й теж значення.

Сельсинний задатчик є безконтактним і тому застосовуються в електроприводах з напруженим режимом роботи.

Використовують два типи сельсинних задатчиків: СКАП - сельсинний командоапарат педальний; СКАР - сельсинний командоапарат ручний.

Принцип дії однаковий.

Сельсини в цих пристроях працюють у трансформаторному режимі (див. рис. 3.56).

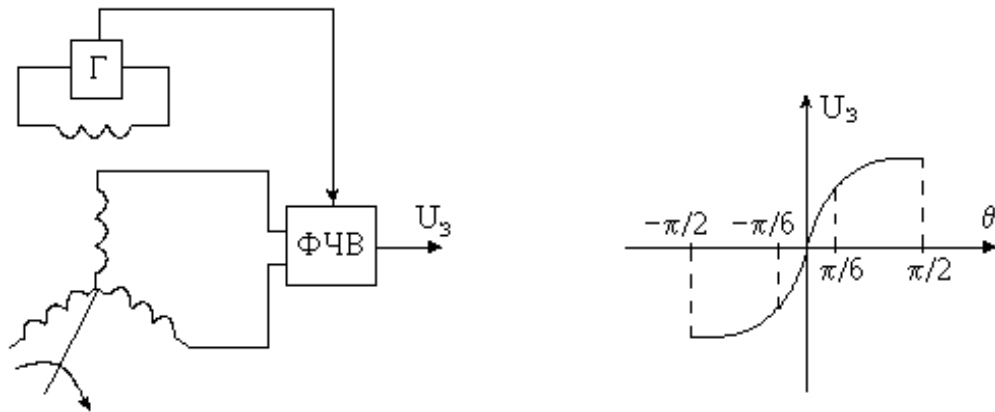


Рис. 3.56

На рисунку прийняті позначення: Г - генератор; ФЧВ - фазочутливий випрямляч.

У діапазоні кута повороту сельсина $0 < \theta < \pi/6$ залежність вважається лінійною.

Такі сельсинні задатчики широко застосовуються в якості задаючих пристроїв ЕП, що працюють в агресивних та забруднених середовищах.

3.2.7. Узагальнена структурна схема механічної частини електропривода

Механічна частина автоматизованого електропривода, стосовно його електричної частини, є об'єктом керування, який забезпечує режими руху виконавчого органу, оптимальні по тим або іншим показникам для технологічного процесу або установки.

За основу приймемо представлення механічної частини привода двомасовою пружною механічною системою, яка принципово повно відбиває фізичні особливості реальних систем і в той же час є гранично спрощеною моделлю таких систем (рис. 3.57).

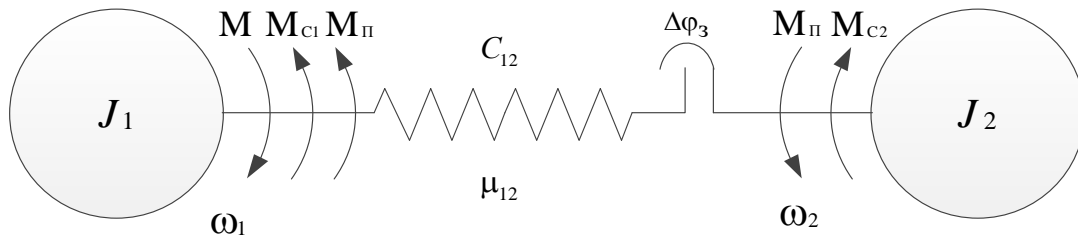


Рис. 3.57 Двомасова механічна система

Подальше спрощення шляхом переходу до розгляду одномасової ланки пов'язане із втратою моделлю ряду важливих динамічних властивостей об'єкта.

Встановлено, що в багатьох практичних випадках виникає необхідність урахування природніх дисипативних сил, що присутні у реальних кінематичних ланцюгах. В той же час, моменти сухого тертя, при певних параметрах механізму і конструктивних особливостях передач, можна не враховувати. Аналіз впливу кінематичних погрішностей передач показав, що цей фактор, присутній практично у всіх реальних електроприводах, впливає на динамічні навантаження механічного устаткування і на якість технологічного процесу. Тому наявність кінематичних погрішностей передач необхідно мати на увазі і при необхідності враховувати. Нарешті, встановлено, що на динаміку електропривода істотний вплив виявляють присутні в реальних передачах зазори.

З урахуванням усіх перерахованих факторів система рівнянь руху механічної частини привода при прийнятих припущеннях може бути записана в наступному загальному виді:

$$\left. \begin{aligned} M - M'c_1 - M''c_1 - M'''c_1 - M'_{12}[1 + b \cdot \text{sign}M_{12}] &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt}, \\ M'_{12} - M'c_2 - M''c_2 - M'''c_2 &= J_2 \frac{d\omega_1}{dt}; \end{aligned} \right\}$$

де $M_{12} = c_{12} (\varphi_1 - \varphi_2 - \Delta\varphi_{\text{к.п.}} - \Delta\varphi_3 / 2)$ при $|\varphi_1 - \varphi_2 - \Delta\varphi_{\text{к.п.}}| >$

$> \Delta\varphi_3 / 2$; $M_{12} = 0$ при $|\varphi_1 - \varphi_2 - \Delta\varphi_{\text{к.п.}}| < \Delta\varphi_3 / 2$;

$M'_{12} = M_{12} + \beta_{12} \cdot dM_{12} / dt$ - пружний момент із урахуванням внутрішнього в'язкого тертя;

$M'c_1$ і $M'c_2$ - активні постійні моменти навантаження на відповідних валах;

$M''_{c1} = |M'_{c2}| \text{sign} \omega_1$ і $M''_{c2} = |M''_{c2}| \text{sign} \omega_2$ - моменти сухого тертя на відповідних валах;

$M'''_{c1} = \beta_1 \omega_1$ і $M'''_{c2} = \beta_2 \omega_2$ - моменти в'язкого тертя на відповідних валах.

Представленій системі диференціальних рівнянь відповідає узагальнена структурна схема механічної частини електропривода, наведена на рис. 3.58. Ця схема враховує найважливіші фактори, що впливають на динамічні механічні процеси в електромеханічних системах автоматизованого електропривода. Ця схема наочно показує, що механічна частина електропривода являє собою об'єкт керування з істотними нелінійностями, обумовленими наявністю зазорів і сухого тертя.

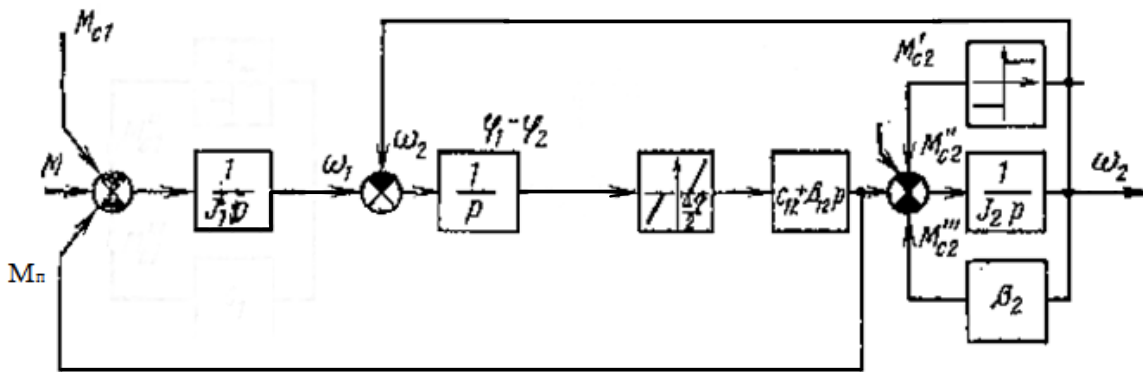


Рис. 3.58 Узагальнена структурна схема механічної частини електропривода

Найчастіше при дослідженнях електропривода не виникає необхідності в одночасному урахуванні всіх факторів і нелінійностей, представлених у схемі на рис. 3.58, тому звичайно при конкретному аналізі мети дослідження визначають обмежене число факторів, що представляють найбільший інтерес. Однак у багатьох завданнях виникає необхідність використання цієї схеми в повному виді, без спрощень. Для розв'язку таких завдань слід використовувати обчислювальні машини.

РОЗДІЛ 4. КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ ТА МОМЕНТОМ ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ У СИСТЕМІ З ПІДСУМОВУЮЧИМ ПІДСИЛЮВАЧЕМ

ТЕМА 4.1. КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ В ОДНОКОНТУРНІЙ СИСТЕМІ КЕРОВАНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ – ДВИГУН

4.1.1.Замкнуті одноконтурні системи АЕП

Одноконтурна система «Керований перетворювач - двигун з підсумовуючим підсилювачем» (Feedback system) знайшла широке застосування в електроприводах постійного і змінного струму. Вона використовується для реалізації статичних і астатичних систем безперервної дії, які при зміні навантаження забезпечують регулювання і стабілізацію швидкості двигуна постійного струму з високою точністю в статичних і динамічних режимах. Типова функціональна схема подібної системи містить двигун постійного струму, силовий керований перетворювач, підсилювач, вимірювальний елемент (суматор) і зворотні зв'язки.

Розглянемо типові вузли, які застосовуються для керуванні електроприводами, що підтримують задані змінні на необхідному рівні з високою точністю.

В якості керованих перетворювачів у таких системах електропривода використовуються генератори постійного струму, електромашинні і магнітні підсилювачі, тиристорні випрямлячі, транзисторні широтно-імпульсні перетворювачі.

Передбачається, що перетворювач підсилює вхідні сигнали і має коефіцієнт підсилення (передачі) залежний від вхідної або вихідної змінної. В окремих випадках (на робочій ділянці характеристики вхід - вихід) цей коефіцієнт вважається постійним. Другою особливістю перетворювача вважається те, що він має вихідний опір, на якому вихідний струм створює спадання напруги. У динаміці перетворювач вважається або безінерційним, або інерційним елементом,

еквівалентним по дії аперіодичній або коливальній ланці. Постійні часу перетворювача можуть також залежати від регульованих змінних.

Проміжні підсилювачі і суматори виконуються на основі електромашинних, магнітних, транзисторних і інтегральних підсилювачів, які можуть мати власну інерційність.

У динаміці при керуванні зміною напруги якоря електродвигун постійного струму вважається еквівалентним по дії коливальній динамічній ланці або аперіодичній ланці другого порядку.

Тахогенератори вважаються безінерційними елементами з вихідною напругою, лінійно пропорційною швидкості.

Приймається, що джерела напруг живлення, завдання і порівняння мають нескінченні потужності і внутрішні опори, рівні нулю.

Пружні механічні ланки вважаються безінерційними і підпорядковуються закону Гука.

У системах електропривода застосовуються три основних види жорстких зворотних зв'язків: по швидкості, по напрузі і струму двигуна, а також їх різні комбінації. Для вивчення системи з комбінованими зворотними зв'язками в цілому, доцільно спочатку розглянути її роботу з роздільними зв'язками, а потім у комплексі.

Особливу увагу слід приділяти видам зворотних зв'язків, тому що вивчаючи можливість кожного зв'язку можна вирішувати питання вибору потрібних статичних і динамічних характеристик електроприводу.

Для забезпечення точної підтримки змінних на заданому рівні необхідно розглянути типові вузли систем керування електроприводами, що дозволяють підтримувати сталість напруги, струму, швидкості, обертального моменту і потужності двигуна; привести фізичні описи дії зворотних зв'язків, за допомогою яких здійснюється точне підтримання заданих змінних.

У замкнених системах АЕП є канали зв'язку, по яких у систему надходить інформація про фактичне значення регульованої величини, а також інформація про збурювальний вплив.

Всі замкнуті системи за принципом роботи можуть бути поділені на три класи:

- по відхиленню (є канали, по яких передається інформація про фактичне значення регульованої величини);
- по збуренню (позитивний зворотний зв'язок, за допомогою якого компенсується збурювальний вплив);
- комбіновані (включають обидва принципи).

За характером дії зворотні зв'язки (ЗЗ) бувають:

- а) жорсткі;
- б) гнучкі.

Жорсткі зворотні зв'язки діють у статиці і динаміці; їхній сигнал пропорційний контрольованій величині.

$$U_{ЗЗ} = A.$$

Сигнал гнучкого зворотного зв'язку пропорційний похідної контрольованої величини і діє тільки в перехідних процесах.

$$U_{\text{дос}} = \frac{d^n A}{dt^n}.$$

За напрямком дії:

- а) позитивні $U_3 \uparrow U_{ЗЗ} \uparrow$;
- б) негативні $U_3 \uparrow U_{ЗЗ} \downarrow$.

Системи АЕП бувають одноконтурні або багатоконтурні.

4.1.2. Статичні характеристики одноконтурної системи АЕП з негативним зворотним зв'язком по напрузі

Система АЕП з негативним зворотним зв'язком по напрузі представлена на рис. 4.1, де прийняті позначення: РН – регулятор напруги; П – перетворювач; $K_{\text{ПР}}=1$ – коефіцієнт потенційного роздільника.

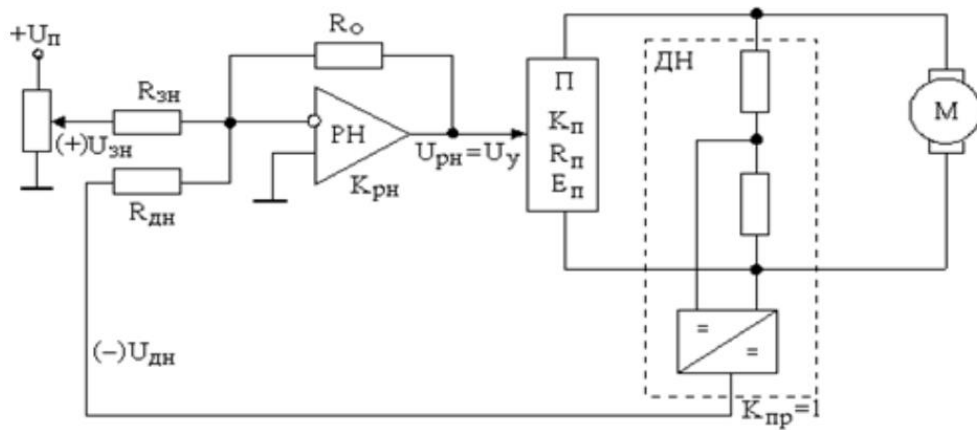


Рис. 4.1

$$K_{дн} = K_{дл} \cdot K_{пр} = K_{дл}.$$

Проаналізуємо статичний режим замкнутої системи і одержимо вираз для її статичної характеристики. Далі порівняємо жорсткість цієї характеристики із жорсткістю природної характеристики двигуна і характеристики розімкнутої системи.

а) Природна характеристика (ПХ)

$$U_H = E + I \cdot R_{я} = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega + I \cdot R_{я};$$

$$E = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega;$$

$$\Omega = \frac{U_H}{c_e \Phi_H} - \frac{I \cdot R_{я}}{c_e \Phi_H} = \Omega_o + \Delta\Omega^{пх}.$$

б) Розімкнута система (РС)

$$U = E + I \cdot (R_{я} + R_{п}),$$

де $R_{п}$ – опір перетворювача.

$$\Omega = \frac{U_H}{c_e \Phi_H} - \frac{I \cdot (R_{я} + R_{п})}{c_e \Phi_H} = \Omega_o + \Delta\Omega^{рс}.$$

Звідси $\Delta\Omega^{пх} \leq \Delta\Omega^{рс}$.

$$U_{y1} = \frac{U_H}{K_{п}}; \quad U_{зп1} = \frac{U_{y1}}{K_{рп}} = \frac{U_H}{K_{п} \cdot K_{рп}}.$$

в) Замкнута система (ЗС) по напрузі

$$U_y = (U_{зп} - U_{дн}) \cdot K_{рп} \quad (\text{якщо } R_{зп} = R_{дн});$$

$$E_{п} = U_y \cdot K_{п} = E + I \cdot (R_{я} + R_{п}), \quad E = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega;$$

$$U_{дн} = U_{д} \cdot K_{дн}, \quad (U_{д} = E_{п} - I \cdot R_{п} = E + I \cdot R_{я}).$$

$$E = U_{y} \cdot K_{п} - I \cdot (R_{я} + R_{п}) = (U_{зн} - U_{д} \cdot K_{дн}) \cdot K_{п} \cdot K_{рн} - I \cdot (R_{я} + R_{п});$$

$$E(1 + K_{рн} \cdot K_{п} \cdot K_{дн}) = U_{зн} \cdot K_{п} \cdot K_{рн} - I \cdot (R_{я} \cdot K_{рн} \cdot K_{п} \cdot K_{дн} + R_{я} + R_{п}).$$

$$\Omega_{oi} = \frac{U_{зн} K_{рн} K_{п}}{c_e \Phi_H (1 + K_{рн} K_{п} K_{дн})};$$

$$\Delta\Omega^{3C} = \frac{I \cdot [R_{я} + R_{п} / (1 + K_{рн} K_{п} K_{дн})]}{c_e \Phi_H};$$

$$\Omega = \Omega_{oi} + \Delta\Omega^{3C}.$$

Аналіз $\Delta\Omega^{3C}$:

1) нехай $K_{рн} \cdot K_{п} \cdot K_{дн} \rightarrow \infty$

$$\Delta\Omega^{3C} = I \cdot R_{я} / c_e \cdot \Phi_H = \Delta\Omega^{ПХ};$$

2) при $K_{рн} \cdot K_{п} \cdot K_{дн} = 0$ (розірвали зв'язок, тобто РС)

$$\Delta\Omega^{3C} = \frac{I \cdot (R_{я} + R_{п})}{c_e \cdot \Phi_H} \Delta\Omega^{PC}.$$

Фізичний зміст дії негативного зворотного зв'язка по напрузі полягає в тому, що він компенсує спадання напруги в перетворювачі і в ідеалі (при $K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \rightarrow \infty$) забезпечує живлення двигуна як би від джерела ЕРС з нульовим внутрішнім опором.

Статичні характеристики системи АЕП з негативним зворотним зв'язком по напрузі представлені на рис. 4.2.

Визначимо сигнал $U_{зн}$, який треба подати, щоб одержати сигнал на виході.

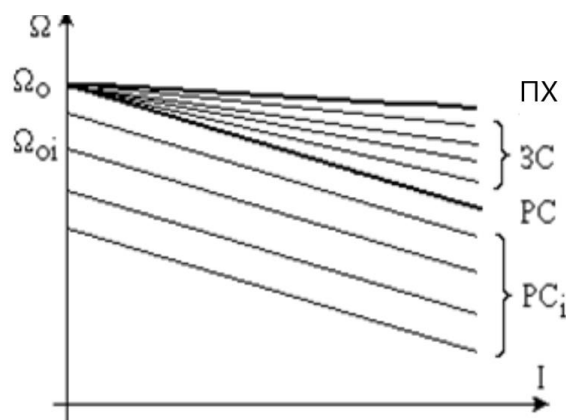


Рис. 4.2

$$\frac{U_{зН} K_{рН} K_{П}}{1 + K_{рН} K_{П} K_{дН}} = E_{П}$$

$$U_{зН} = \frac{E_{П} (1 + K_{рН} K_{П} K_{дН})}{K_{рН} K_{П}};$$

$$U_{зН} |_{E_{П}=U_{Н}} = \frac{U_{Н} (1 + K_{рН} K_{П} K_{дН})}{K_{рН} K_{П}}.$$

Числовий приклад розрахунку:

$$U_{Н} = 220 \text{ В}; \quad E_{d0} = 300 \text{ В.}$$

$$K_{рН} = 20; \quad K_{П} = E_{d0} / U_{y \text{ max}} = 300 / 10 = 30;$$

$$K_{дН} = U_{дН} / U_{д} = U_{дН \text{ max}} / U_{д \text{ max}} = 10 / 300 = 1/30;$$

$$U_{зН1}^{3С} = \frac{220 \cdot (1 + 20 \cdot 30 \cdot 1/30)}{20 \cdot 30} = \frac{220 \cdot 21}{600} = 7,7 \text{ В};$$

$$U_{зН1} = \frac{U_{Н}}{K_{П} \cdot K_{рН}} = \frac{220}{600} = 0,37 \text{ В.}$$

4.1.3. Статичні характеристики одноконтурної системи АЕП зі зворотним зв'язком по струму

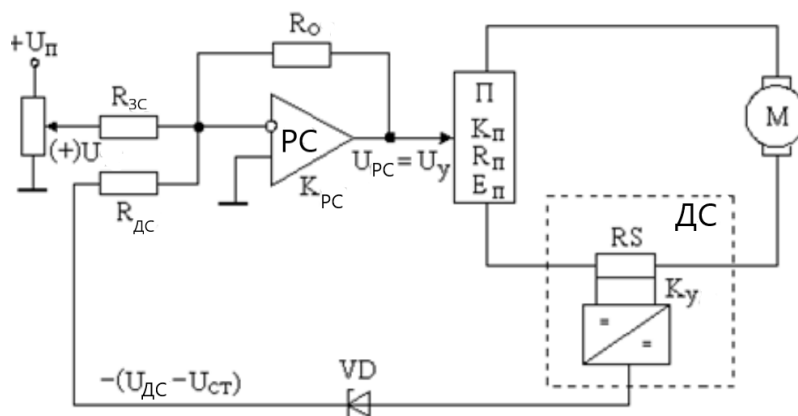


Рис. 4.3

Регулювання по збуренню (ПЗЗ), або по відхиленню (НЗЗ) може здійснюватися за допомогою введення зворотного зв'язку по струму (див. рис. 4.3).

Рівняння статичного режиму:

$$U = (U_{зс} \pm U_{дс}) \cdot K_{рс},$$

де (+) для ПЗЗ, (-) для НЗЗ.

$$E_{\Pi} = U_y \cdot K_{\Pi} = E_{дв} + I \cdot (R_{я} + R_{\Pi});$$

$$E = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega;$$

$$U_{дс} = I \cdot K_{дс} = \beta \cdot I \cdot (R_{я} + R_{\Pi}).$$

$$E = U_y \cdot K_{\Pi} - I \cdot (R_{я} + R_{\Pi}) = [U_{зс} \pm \beta \cdot I \cdot (R_{я} + R_{\Pi})] \cdot K_{рс} \cdot K_{\Pi} - I \cdot (R_{я} + R_{\Pi}) = \\ = U_{зс} \cdot K_{рс} \cdot K_{\Pi} - I \cdot (R_{я} + R_{\Pi}) \cdot (1 \pm \beta \cdot K_{рс} \cdot K_{\Pi})$$

В результаті отримуємо рівняння електромеханічної характеристики

$$\Omega = \frac{U_{зс} K_{рс} K_{\Pi}}{c_e \Phi_H} - \frac{I(R_{я} + R_{\Pi})}{c_e \Phi_H} (1 \pm \beta K_{рс} K_{\Pi}).$$

Рівняння електромеханічної характеристики при наявності позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ) по струму

$$\Omega = \frac{U_{зс} K_{рс} K_{\Pi}}{c_e \Phi_H} - \frac{I(R_{я} + R_{\Pi})}{c_e \Phi_H} (1 - \beta K_{рс} K_{\Pi}).$$

$$\Omega_{oi} = \frac{U_{зi} K_{рс} K_{\Pi}}{c_e \Phi_H}; \quad \Delta\Omega^{(+)\text{ЗС}} = \frac{I(R_{я} + R_{\Pi})}{c_e \Phi_H} (1 - \beta K_{рс} K_{\Pi}).$$

Аналіз рівнянь

а) $\beta \cdot K_{рс} \cdot K_{\Pi} = 0 \Rightarrow \Delta\Omega^{(+)\text{ЗС}} = \frac{I(R_{я} + R_{\Pi})}{c_e \Phi_H} = \Delta\Omega^{рс};$

б) $\beta \cdot K_{рс} \cdot K_{\Pi} = 1 \Rightarrow \Delta\Omega^{(+)\text{ЗС}} = 0$ – абсолютно жорстка характеристика;

в) $\beta \cdot K_{рс} \cdot K_{\Pi} \rightarrow \infty \Rightarrow \Delta\Omega^{(+)\text{ЗС}} \rightarrow -\infty.$

Позитивний зворотний зв'язок по струму робить характеристики більше жорсткими, чим ті ж характеристики в розімкнутій системі (див. рис. 4.4). При збільшенні коефіцієнта ПЗЗ за струмом система може стати нестійкою.

Рівняння електромеханічної характеристики при наявності негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) по струму

$$\Omega = \frac{U_{зс} K_{рс} K_{\Pi}}{c_e \Phi_H} - \frac{I(R_{я} + R_{\Pi})}{c_e \Phi_H} (1 + \beta K_{рс} K_{\Pi}).$$

Аналіз рівняння

а) $\beta \cdot K_{рс} \cdot K_{\Pi} = 0 \Rightarrow \Delta\Omega^{(-)\text{ЗС}} = \frac{I(R_{я} + R_{\Pi})}{c_e \Phi_H} = \Delta\Omega^{нх};$

б) $\beta \cdot K_{PC} \cdot K_{П} = \infty \Rightarrow \Delta \Omega^{(-)3C} = \infty$.

Негативний зворотний зв'язок по струму застосовується для реалізації м'яких характеристик ЕП з метою переведення його у режим джерела моменту, а також для захисту перетворювальних пристроїв від перевантаження за струмом (струмообмеження). В останньому випадку зворотний зв'язок виконується затриманим, тобто починає діяти після досягнення струмом заздалегідь визначеного значення $I_{відс}$ (див. рис. 4.5). Для затримки початку дії ЗЗ застосовується стабілітрон або діод з опорною запираючою напругою.

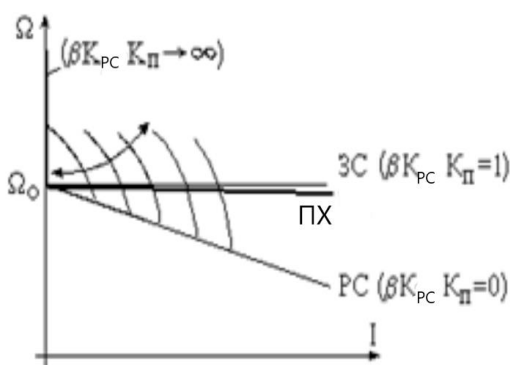


Рис. 4.4

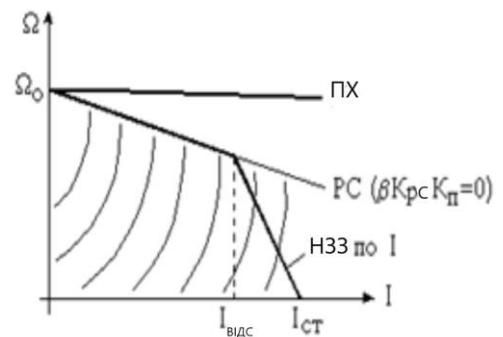


Рис. 4.5

Безпосередньо система з негативним зв'язком за струмом може також бути використана для переведення ДПС в режим джерела моменту. Коефіцієнт зворотного зв'язку при цьому приймається максимальним за умов технічної реалізації.

Числовий приклад розрахунку зворотного зв'язку за струмом.

$$\Omega = \frac{U_{зс} K_{PC} K_{П}}{c_e \Phi_H} - \frac{I(R_{Я} + R_{П})}{c_e \Phi_H} (1 \pm \beta K_{PC} K_{П}).$$

Нехай у системі позитивний зворотний зв'язок по струму. Потрібно знайти, при якому значенні коефіцієнту зворотного зв'язку характеристика системи буде абсолютно жорсткою.

$$1 - \beta \cdot K_{PC} \cdot K_{П} = 0,$$

де $K_{PC} = 20$; $K_{П} = 30$.

$$\beta = 1 / K_{PC} \cdot K_{П} = 1/600 = 0,002.$$

Знайдемо $K_{ДС} = ?$ $K_{ПДС} = ?$

$$U_{ДС} = I \cdot K_{ДС} = \beta \cdot I \cdot (R_{Я} + R_{П});$$

$$K_{ДС} = \beta \cdot (R_{Я} + R_{П}); \quad K_{ДС} = K_{Ш} \cdot K_{ПДС}; \quad K_{Ш} = U_{ШН} / I_{ШН}.$$

$$K_{ПДС} = \frac{K_{ДС}}{K_{Ш}} = \frac{\beta \cdot (R_{Я} + R_{П}) \cdot I_{ШН}}{U_{ШН}}.$$

Приклад – нехай номінальна потужність двигуна $P_H = 1$ кВт, $U_H = 220$ В, $I_H = 5$ А, $R_{Я} = 4$ Ом, $R_{П} = 4$ Ом.

$$K_{ДС} \Big|_{\Delta\Omega=0} = \beta \cdot (R_{Я} + R_{П}) = 0,002 \cdot (4 + 4) = 0,016$$

$$K_{ПДС} = \frac{\beta \cdot (R_{Я} + R_{П}) \cdot I_{ШН}}{U_{ШН}} = \frac{0,016 \cdot 5}{0,075} \cong 1.$$

$$\Omega_o = \frac{U_{зс_о} K_{рс} K_{п}}{c_e \Phi_n} \rightarrow U_{зс_о} = \frac{c_e \Phi_n \Omega_o}{K_{рс} K_{п}} = \frac{U_H}{K_{рс} K_{п}} = \frac{220}{20 \cdot 30} = 0,37\text{В}$$

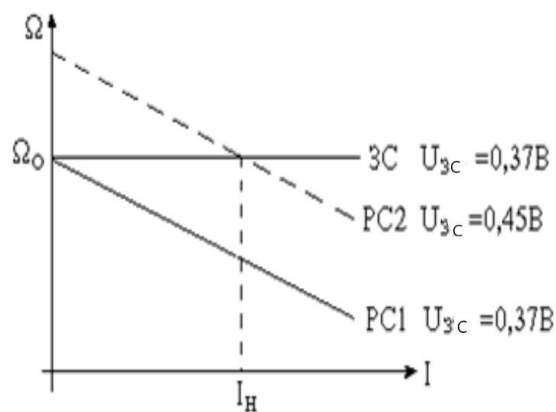


Рис. 4.6

$$U_{ДТ} = I_H \cdot K_{ДТ} = 5 \cdot 0,016 = 0,08 \text{ В.}$$

$$РС1: U_{зТ1} = 0,37 \text{ В;}$$

$$РС2: U_{зТ2} = 0,37 + 0,08 = 0,45 \text{ В.}$$

Розраховані статичні характеристики замкнутої й розімкнутої систем представлені на рис. 4.6.

4.1.4. Статичні характеристики одноконтурної системи АЕП з негативним зворотним зв'язком по швидкості

Система АЕП з негативним зворотним зв'язком по швидкості представлена на рис. 4.7.

Вихідні статичні рівняння

$$U_y = (U_{зш} - U_{дш}) \cdot K_{рш} \text{ (при } R_{зш} = R_{дш});$$

$$E_{п} = U_y \cdot K_{п} = E + I \cdot (R_{я} + R_{п});$$

$$E = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega;$$

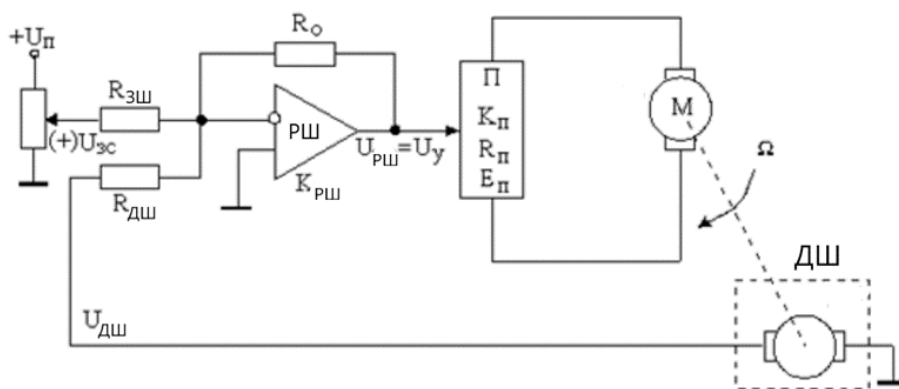


Рис. 4.7

$$U_{дш} = K_{дш} \cdot \Omega, \quad W_{дш}(p) = \frac{U_{дш}(p)}{\Omega(p)} = K_{дш}.$$

$$(U_{зш} - K_{дш} \cdot \Omega) \cdot K_{рш} \cdot K_{п} = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega + I \cdot (R_{я} + R_{п});$$

$$U_{зш} \cdot K_{рш} \cdot K_{п} + K_{дш} \cdot \Omega \cdot K_{рш} \cdot K_{п} = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega + I \cdot (R_{я} + R_{п});$$

Рівняння статичної характеристики

$$\Omega = \frac{U_{зш} K_{рш} K_{п}}{c_e \Phi_H + K_{рш} K_{п} K_{дш}} - \frac{I(R_{я} + R_{п})}{c_e \Phi_H + K_{рш} K_{п} K_{дш}};$$

$$\Delta\Omega^{зш} = \frac{I(R_{я} + R_{п})}{c_e \Phi_H + K_{рш} K_{п} K_{дш}}.$$

де

Аналіз рівняння статичної характеристики

$$а) K_{дш} \cdot K_{рш} \cdot K_{п} = 0 \rightarrow \Delta\Omega^{зш} = \frac{I(R_{я} + R_{п})}{c_e \Phi_H} = \Delta\Omega^{рч};$$

$$б) K_{дш} \cdot K_{рш} \cdot K_{п} = \infty \rightarrow \Delta\Omega = 0.$$

Статичні характеристики системи АЕП з негативним зворотним зв'язком по швидкості представлені на рис. 4.8.

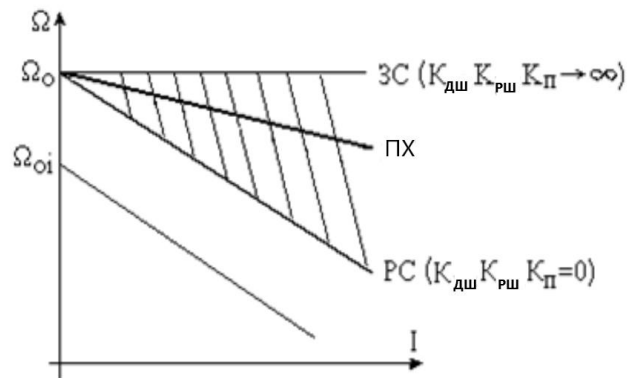


Рис.4.8

Як видно з рівняння статичної характеристики, швидкість холостого ходу зменшується зі збільшенням коефіцієнту НЗЗ по швидкості (див. рис. 4.8).

У системі з негативним зворотним зв'язком по швидкості можна одержати абсолютно тверді характеристики, але тільки при дуже великому коефіцієнті підсилення. Таки ж характеристики можна одержати при інтегральному регуляторі швидкості.

ТЕМА 4.2. КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ У ДВОКОНТУРНІЙ СИСТЕМІ КЕРОВАНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ – ДВИГУН

4.2.1. Статичні характеристики двоконтурної системи АЕП з негативним зворотним зв'язком по швидкості і відсіканням по струму

Система АЕП з негативним зворотним зв'язком по швидкості і відсіканням по струму представлена на рис. 4.9.

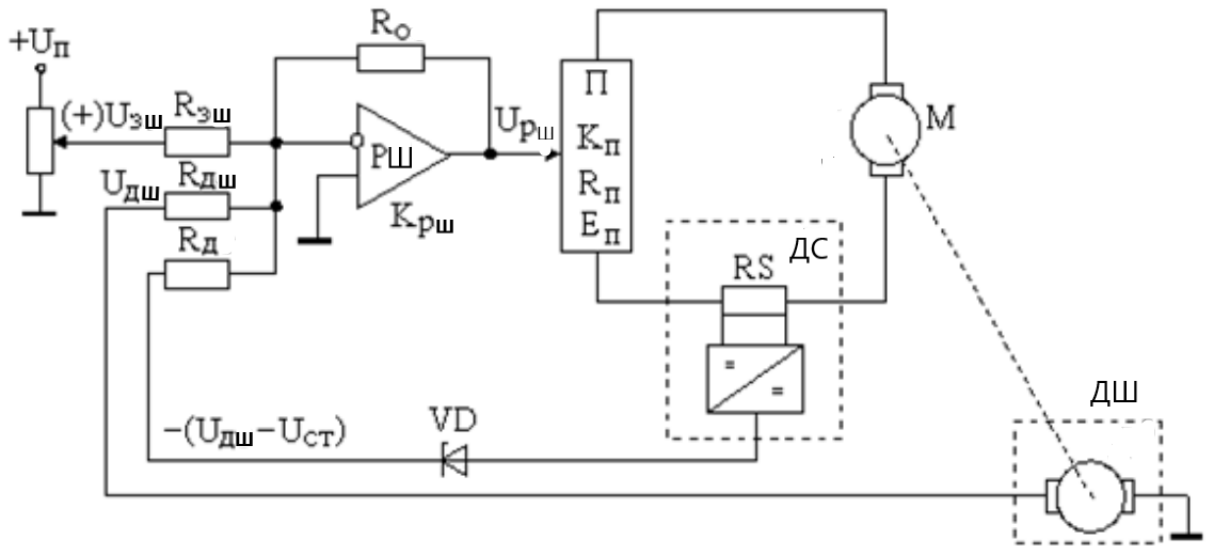


Рис. 4.9

а) $I < I_{ВДС}, |U_{ДС}| < U_{СТ VD}$.

У робочому діапазоні струму справедливі вирази, які використовувались у п. 4.1.4, тому що працює тільки один зворотний зв'язок по швидкості (див. рис. 4.10).

б) $I > I_{ВДС}, |U_{ДС}| > U_{СТ VD}$.

У цьому діапазоні струму одночасно на вході регулятора швидкості діють два сигнали ЗЗ:

- сигнал по швидкості, що прагне зробити швидкісну характеристику більше жорсткою;
- сигнал по струму, що прагне зробити швидкісну характеристику більше м'якою.

Для одержання потрібної характеристики повинен переважати ЗЗ по струму.

Статичні рівняння після спрацьовування відсічки за струмом:

$$U_y = (U_{зш} - U_{дш} - U_{дс} + U_{ст}) \cdot K_{рш};$$

$$E_{п} = U_y \cdot K_{п} = E + I \cdot (R_{я} + R_{п});$$

$$E = c_e \cdot \Phi_n \cdot \Omega;$$

$$U_{дс} = \Omega \cdot K_{дш};$$

$$U_{дт} = \beta \cdot I \cdot (R_{я} + R_{п}).$$

$$[U_{зш} - \Omega \cdot K_{дш} - \beta \cdot I \cdot (R_{я} + R_{п}) + U_{ст}] \cdot K_{рш} \cdot K_{п} = c_e \cdot \Phi_n \cdot \Omega + I \cdot (R_{я} + R_{п});$$

$$\Omega = \Omega_0 - \Delta\Omega;$$

$$\Omega = \frac{U_{зш} K_{рш} K_{п} + U_{ст} K_{рш} K_{п}}{c_e \Phi_n + K_{рш} K_{п} K_{дш}} - \frac{I(R_{я} + R_{п}) \cdot (1 + \beta K_{рш} K_{п})}{c_e \Phi_n + K_{рш} K_{п} K_{дш}}$$

Статичні характеристики двоконтурної системи АЕП з негативним ЗЗ по швидкості і відсіканням по струму представлені на рис. 4.10.

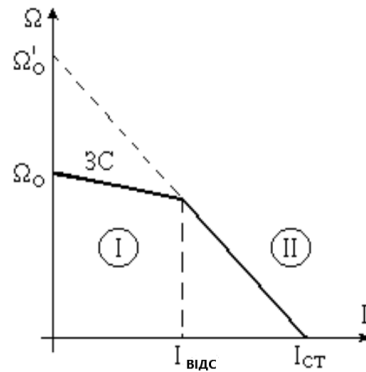


Рис. 4.10

На рисунку позначені: I – характеристика замкненої за швидкістю системи до початку дії відсікання за струмом; II – характеристика після спрацьовування відсікання за струмом.

4.2.2. Статичні характеристики двоконтурної системи АЕП з негативним зворотним зв'язком по напрузі і позитивним зворотним зв'язком по струму

Система АЕП з негативним зворотним зв'язком по напрузі і позитивним зворотному зв'язком по струму представлена на рис. 4.11.

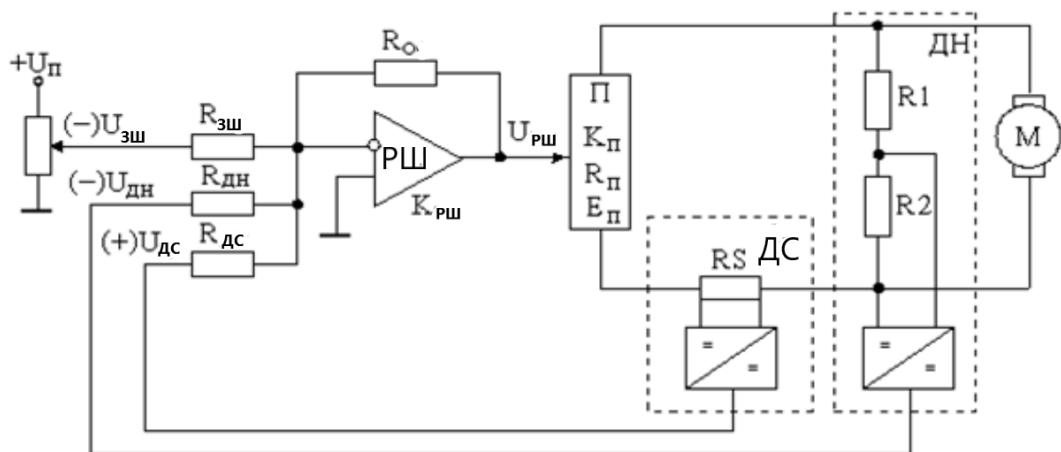


Рис. 4.11

Рівняння для усталеного режиму

$$U_y = (U_{зш} - U_{дн} + U_{дс}) \cdot K_{рш};$$

$$E_{п} = U_y \cdot K_{п} = E + I \cdot (R_{я} + R_{п});$$

$$E = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega;$$

$$K_{дн} = U_{д} \cdot K_{дн} = (E_{п} - I \cdot R_{п}) \cdot K_{дн} = (E + I \cdot R_{я}) \cdot K_{дн};$$

$$U_{дн} = \beta \cdot I \cdot (R_{я} + R_{п}).$$

$$[U_{зш} - (c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega + I \cdot R_{я}) \cdot K_{дн} + \beta \cdot I \cdot (R_{я} + R_{п})] \cdot K_{рш} \cdot K_{п} = c_e \cdot \Phi_H \cdot \Omega + I \cdot (R_{я} + R_{п}).$$

Рівняння електромеханічної характеристики

$$\Omega = \frac{U_{зс} K_{рш} K_{п}}{c_e \Phi_H (1 + K_{рш} K_{п} K_{дн})} - \frac{I(R_{я} + R_{п}) \cdot (1 + \beta K_{рш} K_{п}) + I \cdot R_a K_{рш} K_{п} K_{дн}}{c_e \Phi_H (1 + K_{рш} K_{п} K_{дн})};$$

$$\Omega = \Omega_{oi} - \Delta\Omega.$$

Дана система дає можливість одержати достатньо жорсткі механічні характеристики.

4.2.3. Статичні характеристики системи АЕП з негативним зворотним зв'язком по швидкості і випереджаючим струмовим обмеженням

У даній системі обмеження струму здійснюється без його безпосереднього вимірювання за рахунок обмеження різниці ЕРС перетворювача і двигуна на припустимому рівні при будь-якій швидкості:

$$|E_{п} - E_{д}| \leq I_{доп} \cdot R_{як\Sigma}$$

Якщо обмеження постійне для будь-якої швидкості, то воно називається лінійним. Застосовується в ЕП із двигунами звичайного виконання.

Якщо обмеження повинно змінюватися зі зміною швидкості, то це нелінійне струмообмеження. Застосовується в ЕП з високомоментними двигунами.

Підтримання необхідної різниці між $E_{д}$ і $E_{п}$ здійснюється за рахунок обмеження на відповідному рівні (для даної швидкості) сигналу керування на вході перетворювача (див. рис. 4.12): $E_{п} = K_{п} \cdot U_{упр}$.

На рис. 4.12 прийняте позначення: БО - блок обмеження (лінійний).

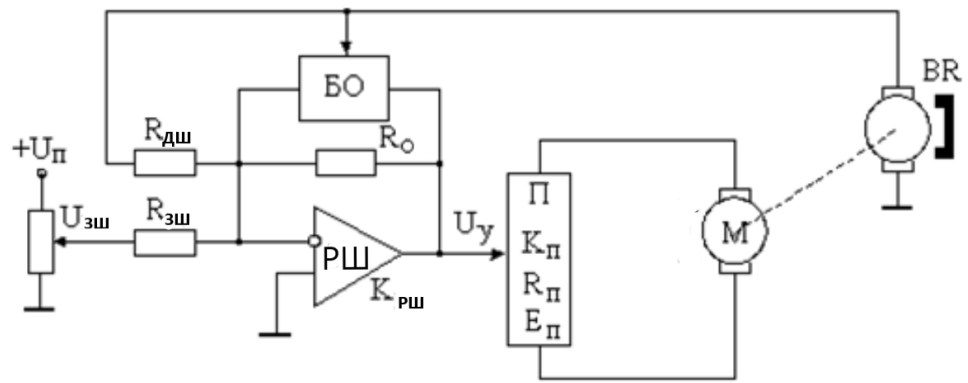


Рис. 4.14

РОЗДІЛ 5. КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ ТА МОМЕНТОМ ЕЛЕКТРОДВИГУНА У СИСТЕМІ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ

ТЕМА 5.1. ПІДПОРЯДКОВАНІ СИСТЕМИ РЕГУЛЮВАННЯ КООРДИНАТ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

5.1.1. Оптимізація контурів регулювання

Мета оптимізації: при відомих параметрах об'єкта синтезувати такий регулятор, при якому будуть отримані бажані динамічні і статичні характеристики контуру.

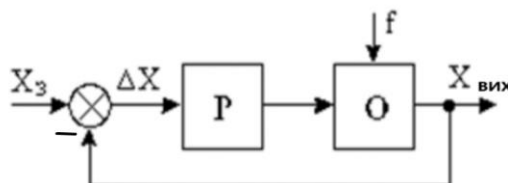


Рис. 5.1

Відповідно до рис. 5.1, передатна функція замкнутого контуру за задаючою дією

$$W_3^z(p) = \frac{X_{\text{вих}}(p)}{X_з(p)} = \frac{W^p(p)}{1 + W^p(p)} = \frac{W_p W_o}{1 + W_p W_o}.$$

Якщо $W_p W_o \gg 1$, то $W_3^z(p) \rightarrow 1$, звідси $\frac{X_{\text{вих}}(p)}{X_з(p)} = 1$

Реально, з урахуванням датчика зворотного зв'язку W_d , передатна функція замкнутого контуру

$$W_3^z(p) = \frac{W_{\text{нк}}(p)}{1 + W_p(p)} = \frac{W_p W_o}{1 + W_p W_o W_d}.$$

Якщо $W_p W_o W_d \gg 1$, то $W_3^z(p) \rightarrow \frac{1}{W_o}$.

За тією ж умовою передатна функція за збурювальною дією

$$\frac{X_{\text{вих}}(p)}{X_{\text{збур}}(p)} = 0 \rightarrow W_3^z(p) = 0.$$

Ідеальне рішення завдання оптимізації шляхом збільшення коефіцієнту передачі розімкненої системи вступає у протиріччя з можливостями технічної реалізації і питаннями стійкості (відоме протиріччя між статикою та динамікою замкненої системи). Реально при оптимізації за допомогою регулятора компенсують інерційності об'єкта наскільки це можливо і наскільки це розумно для збереження стійкості системи.

При аналізі контурів регулювання в системах АЕП зустрічаються в основному два види передатних функцій замкнутих контурів регулювання

$$а) W_3^3(p) = \frac{b_0}{a_0 + a_1p + a_2p^2};$$

Позначимо $b_0 = a_0$; $b_1 = a_1$. Отримаємо частотні характеристики системи

$$|W_3^3(j\omega)| = \frac{b_0}{\sqrt{(a_0 - \omega^2 a_2)^2 + \omega^2 a_1^2}} = \frac{b_0}{\sqrt{a_0^2 - \omega^2 (a_1^2 - 2a_0 a_2) + \omega^4 a_2^2}};$$

$$|W_3^3(j\omega)| \rightarrow 1 \text{ при } 2a_0 a_2 = a_1^2.$$

$$б) W_3^3(p) = \frac{b_0 + b_1 p}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3};$$

$$|W_3^3(j\omega)| \rightarrow 1 \text{ при } 2a_0 a_2 = a_1^2 \quad 2a_1 a_3 = a_2^2.$$

У випадку а) контур регулювання оптимізують на модульний оптимум, у випадку б) - на симетричний оптимум.

5.1.2. Оптимізація контуру регулювання, об'єкт якого містить велику і малу інерційність, на модульний оптимум

Дано передатну функцію об'єкта

$$W_o(p) = \frac{k_o}{(T_o p + 1)(T_\mu p + 1)},$$

де T_o – велика інерційність;

T_μ – мала інерційність (некомпенсована стала, яка визначає перешкодозахищеність);

k_0 – коефіцієнт підсилення об'єкта.

Знайдемо потрібну передатну функцію регулятора $W_p(p)$.

Якщо взяти П-регулятор, то контур буде статичним, тобто в статичному режимі буде помилка за задаючою дією. Для надання системі астатичних властивостей, а також для компенсації великої інерційності об'єкта підійде ПІ-регулятор.

Передатна функція ПІ-регулятора

$$W_p(p) = k_p \frac{T_{I3}p+1}{T_{I3}p},$$

де $T_{I3} = T_0$.

Знайдемо k_p

$$W^p(p) = W_o(p)W_p(p) = \frac{k_o}{(T_0p+1)(T_\mu p+1)} \frac{k_p(T_{I3}p+1)}{T_{I3}p} = \frac{k_o k_p}{T_0p(T_\mu p+1)}.$$

Передаточна функція замкненої системи

$$\begin{aligned} W_3^3(p) &= \frac{W_{ПК}(p)}{1 + W_{ПК}(p)W_{OC}(p)} = \frac{W_p^p(p)}{1 + W_p^p(p)} = \frac{\frac{k_o k_p}{T_0p(T_\mu p+1)}}{1 + \frac{k_o k_p}{T_0p(T_\mu p+1)}} = \\ &= \frac{k_o k_p}{k_o k_p + T_0p + T_0 T_\mu p^2}; \end{aligned}$$

Введемо позначення:

$$W_{ПК}(p) = W^p(p); \text{ при } W_{ЗЗ}(p) = 1;$$

$$k_o k_p = b_0 = a_0; T_0 = a_1; T_0 T_\mu = a_2.$$

З умови оптимізації на модульний оптимум $2a_0 a_2 = a_1^2$, знаходимо

$$2k_p k_0 T_0 T_\mu = T_0^2;$$

$$k_p = \frac{T_0}{2k_o T_\mu}.$$

Тоді в кінцевому вигляді $W_3^3(p)$ перепишеться

$$W_3^3(p) = \frac{k_o \frac{T_o}{2k_o T_\mu}}{k_o \frac{T_o}{2k_o T_\mu} + T_o p + T_o T_\mu p^2} = \frac{1}{1 + 2T_\mu p + 2T_\mu^2 p^2}.$$

З отриманого виразу видно, що характер перехідних процесів в оптимізованій замкнутій системі буде визначатися малою сталою часу T_μ .

Відповідно до рис. 5.2, на якому представлений перехідний процес в оптимізованій замкнутій системі, можна навести наступні дані:

$$\sigma = 4,3\% \text{ - перерегулювання; } t_1 = 4,7 \cdot T_\mu; t_2 = 6,3 \cdot T_\mu; t_3 = 8,4 \cdot T_\mu.$$

Цей перехідний процес не є граничним ні по швидкодії, ні по перерегулюванню.

Оптимізація по цій процедурі називається налаштуванням на модульний оптимум (МО).

У загальному виді передатну функцію оптимізованого контуру можна представити

$$W_3^3(p) = \frac{1}{1 + \beta p + \alpha p^2};$$

$$\text{де } r_{1,2} = \frac{-\beta \pm \sqrt{\beta^2 - 4\alpha}}{2\alpha};$$

$\beta^2 - 4\alpha \geq 0$ – перехідний процес аперіодичний;

$\beta^2 - 4\alpha < 0$ – перехідний процес коливальний.

$$\beta^2 - 4\alpha = 4\alpha \left(\frac{\beta^2}{4\alpha} - 1 \right);$$

$$\frac{\beta^2}{4\alpha} = \xi^2,$$

де ξ - коефіцієнт демпфірування.

$$\xi = \frac{\beta}{2\sqrt{\alpha}};$$

при $\xi \geq 1$ - перехідний процес аперіодичний;

при $\xi < 1$ - перехідний процес коливальний.

У нашому випадку $\beta = 2T_\mu$; $\alpha = 2T_\mu^2$;

$$\xi = \frac{\beta}{2\sqrt{\alpha}} = \frac{2T_{\mu}}{2\sqrt{2T_{\mu}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707.$$

Настроювання на МО є компромісним. Швидкодію контуру можна збільшити, але разом з тим росте перерегулювання, аналогічно перерегулювання можна зменшити, але зменшиться і швидкодія (див. рис. 5.3).

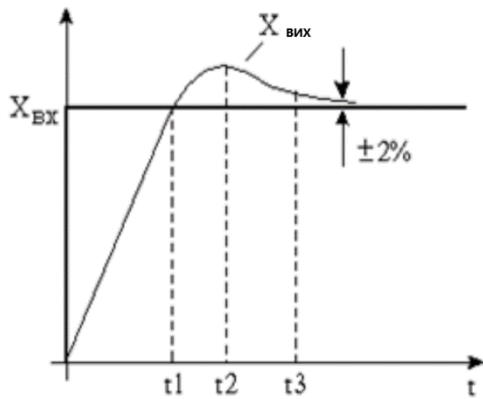


Рис. 5.2

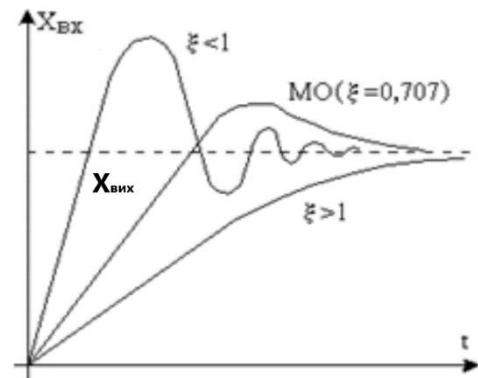


Рис. 5.3

Настроювання на модульний оптимум дають середні показники по швидкодії і перерегулюванню і технічно легко реалізуються.

ЛАЧХ розімкнутого контуру, оптимізованого на МО, представлена на рис. 5.4.

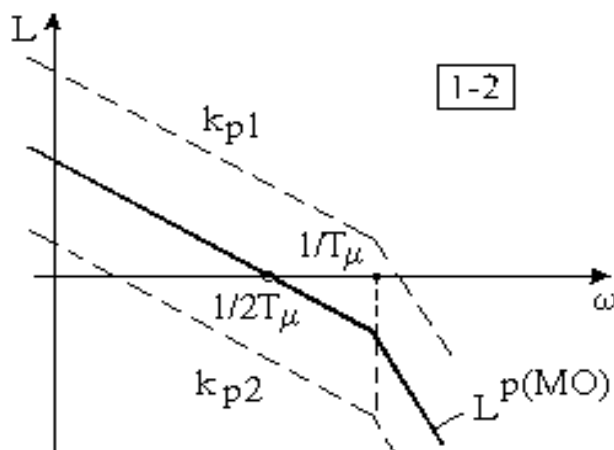


Рис. 5.4

$$W^{p(MO)}(p) = \frac{k_o}{(T_o p + 1)(T_{\mu} p + 1)} k_p \frac{T_{\beta} p + 1}{T_{\beta} p} = \frac{k_o}{(T_o p + 1)(T_{\mu} p + 1)} \times$$

$$\times \frac{T_o}{2k_o T_{\mu}} \frac{(T_o p + 1)}{T_o p} = \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)};$$

$$k_p = \frac{T_o}{2k_o T_\mu};$$

$$T_{I3} = T_o.$$

Збільшення k_p приведе до збільшення швидкодії, але й до підвищення коливальності.

ЛАЧХ розімкнутого контуру з $k_{p1} > \frac{T_o}{2k_o T_\mu}$ і $k_{p2} < \frac{T_o}{2k_o T_\mu}$ представлені на

рис. 5.4.

Передатна функція замкнутого контуру

$$W_3^{3(мо)}(p) = \frac{W^{p(мо)}(p)}{1 + W^{p(мо)}(p)} = \frac{\frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)}}{1 + \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)}} = \frac{1}{1 + 2T_\mu p + 2T_\mu^2 p^2}.$$

Якщо знехтувати членом $2T_\mu^2 p^2$, отримаємо спрощену передаточну функцію замкнутого контуру

$$W_3^{3(мо)}(p) \approx \frac{1}{1 + 2T_\mu p}.$$

Після оптимізації контуру на МО, замкнений контур можна представляти у спрощеному виді як аперіодичну ланку першого порядку (див. рис. 5.5), а не коливальну ланку.

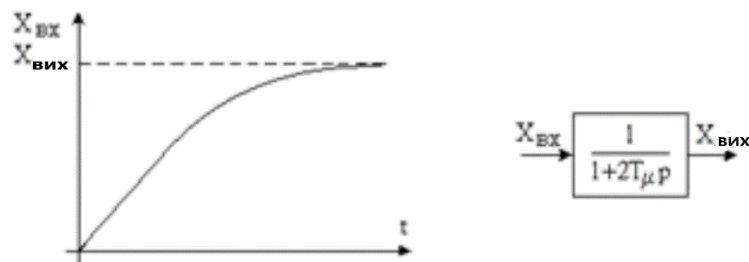


Рис. 5.5

Порядок оптимізації на МО по ЛАЧХ (див. рис. 5.6):

Дано передатну функцію розімкнутого контуру

$$W^{p(мо)}(p) = W_p(p)W_o(p) = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)},$$

де $W_p(p)$ – передатна функція регулятора;

$W_o(p)$ – передатна функція об'єкта.

З неї знаходимо передатну функцію регулятора

$$W_p(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)W_o(p)}$$

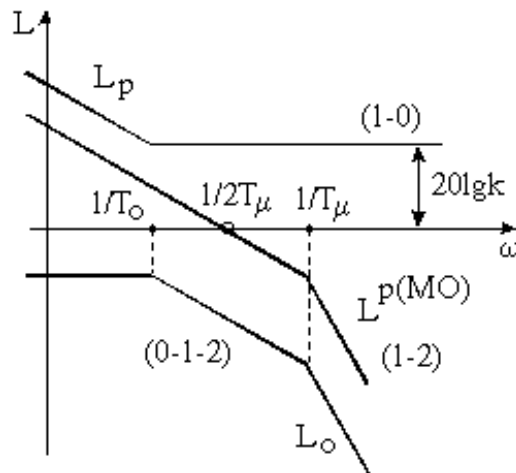


Рис. 5.6

При $T_{\text{из}} < T_0$ збільшується площа НЧ частини характеристики, з'являється ділянка з нахилом 40дб/дек у середній частині ЛАЧХ (див. рис. 5.7). Це приводить до збільшення швидкодії контуру, але може викликати нестійкість у ньому, якщо частота зрізу буде доводитися на ділянку 40дб/дек.

При $T_{\text{из}} > T_0$ площа НЧ частини ЛАЧХ зменшується (див. рис. 5.8), що повинно зменшити швидкодію.

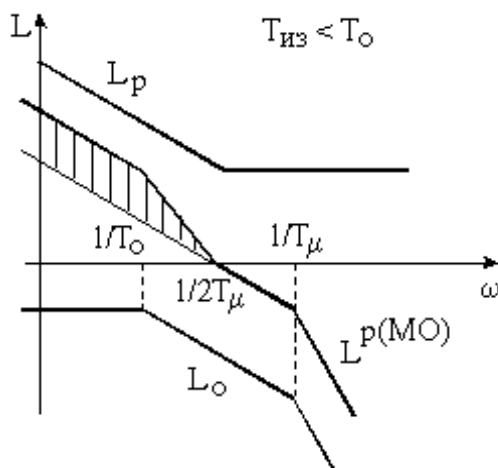


Рис. 5.7

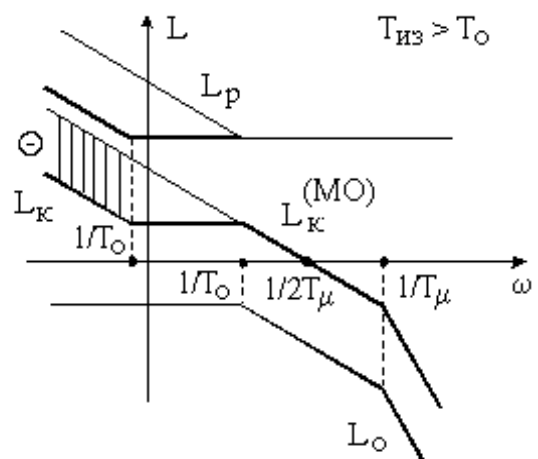


Рис. 5.8

Діаграми сигналів при різних налаштуваннях контуру представлені на рис.

5.9.

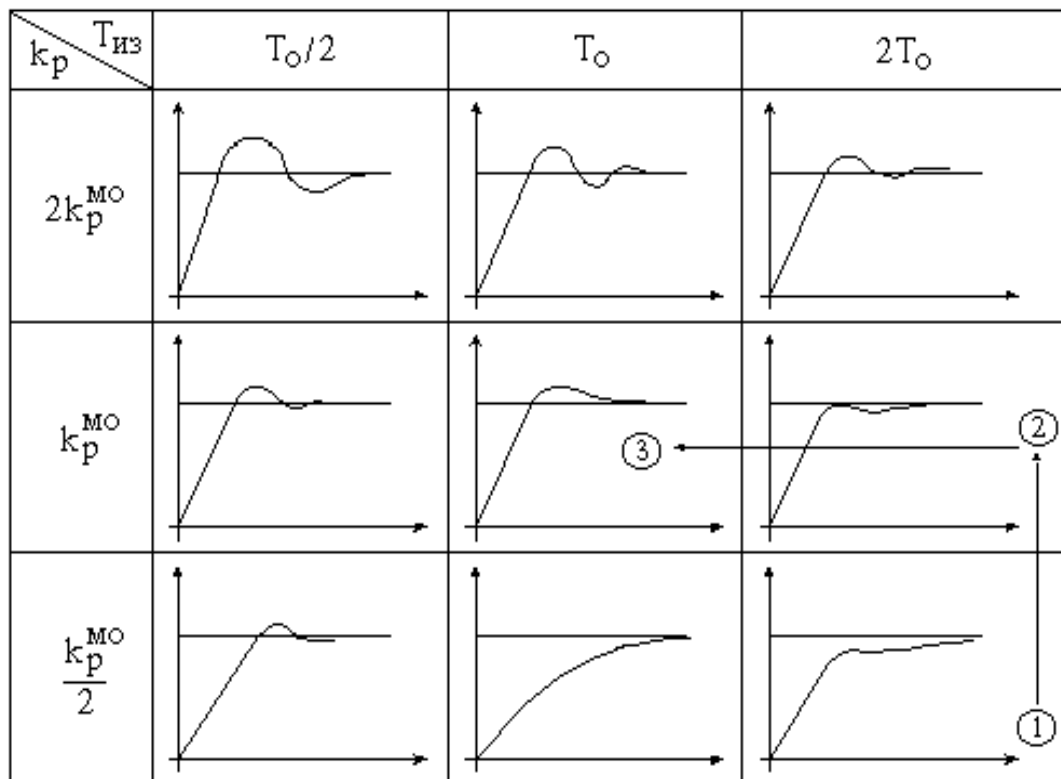


Рис. 5.9

При оптимізації наступних контурів регулювання внутрішній контур вже буде представлений аперіодичною ланкою.

5.1.3. Застосування П-регулятора для контуру, об'єкт якого містить велику і малу інерційності

Застосування П-регулятора виправдано, тому що не потрібно стежити за ємністю в ПІ-регуляторі і будуть відсутні вузли, які шунтують ємність під час зупинки привода.

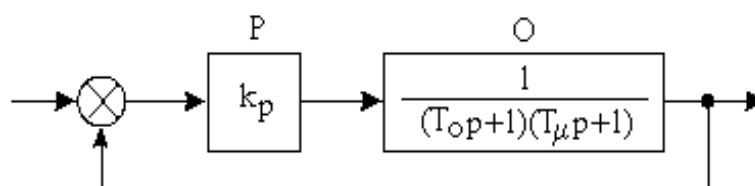


Рис. 5.10

У відповідності зі структурною схемою на рисунку 5.10, передатні функції об'єкта, розімкнутого і замкнутого з одиничним зворотним зв'язком контуру

$$W_o(p) = \frac{k_o}{T_o p + 1} \cdot \frac{1}{T_\mu p + 1};$$

$$W^P(p) = \frac{k_p k_o}{(T_o p + 1)(T_\mu p + 1)};$$

$$W^3(p) = \frac{W^P(p)}{1 + W^P(p)} = \frac{k_p k_o}{1 + k_p k_o + (T_o + T_\mu)p + T_o T_\mu p^2};$$

$$2a_0 a_2 = a_1^2;$$

$$2(1+k_p k_o)T_o T_\mu = (T_o + T_\mu)^2;$$

$$k_p k_o \gg 1 \rightarrow 1+k_p k_o \approx k_p k_o;$$

$$T_o \gg T_\mu \rightarrow T_o + T_\mu \approx T_o;$$

$$2k_p k_o T_o T_\mu = T_o^2;$$

$$k_p = \frac{T_o}{2k_o T_\mu} \text{ – коефіцієнт П-регулятора як у ПІ-регулятора.}$$

Передатна функція регулятора

$$W_p(p) = k_p = \frac{T_o}{2k_o T_\mu}.$$

$$W^3(p) = \frac{W^P(p)}{1 + W^P(p)} = \frac{\frac{T_o}{2T_\mu}}{1 + \frac{T_o}{2T_\mu} + (T_o + T_\mu)p + T_o T_\mu p^2} \approx$$

$$\approx \frac{1}{1 + 2T_\mu p + 2T_\mu^2 p^2} \text{ при } T_o \gg T_\mu.$$

Оскільки передатна функція замкнутого контуру в цьому випадку буде практично такою ж, як із застосуванням ПІ-регулятора, то і характер перехідних процесів буде той же самий.

Замкнутий контур є статичним. Помилка зменшується в міру росту коефіцієнту передачі розімкненої системи і може бути скомпенсована за рахунок збільшення сигналу завдання.

$$\Delta X = \frac{2T_{\mu}}{T_o} X_{\text{ВХ}}; \quad \frac{\Delta X}{X_{\text{ВХ}}} \leq 0,1; \quad \frac{2T_{\mu}}{T_o} \leq 0,1; \quad T_o > 20T_{\mu}.$$

При співвідношенні $T_o > 20T_{\mu}$ застосовують П-регулятор.

5.1.4. Оптимізація на МО контуру, об'єкт якого містить інтегровальну ланку і ланку з малою сталою часу

$$\text{МО: } W^P(p) = W_p(p)W_o(p) = W_p(p) \frac{k_o}{T_o p(T_{\mu}p + 1)} = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)};$$

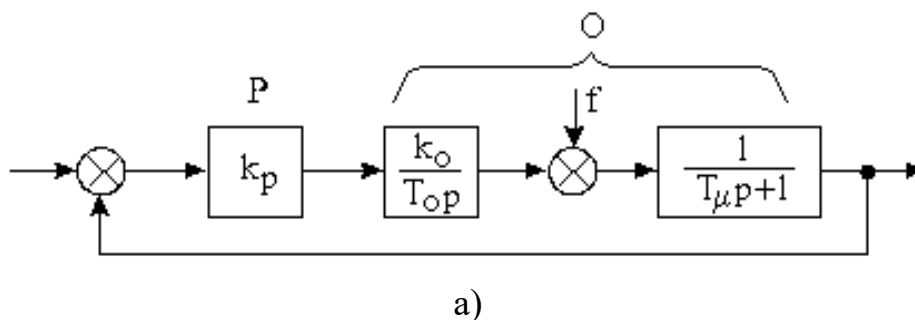
$$W_p(p) = \frac{T_o}{2k_o T_{\mu}} = k_p \text{ - П-регулятор.}$$

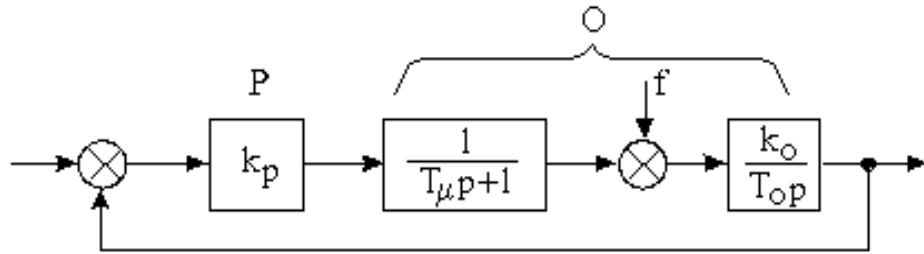
З П-регулятором контур у загальному випадку є статичним. У деяких випадках, якщо інтегровальна ланка об'єкта знаходиться до точки прикладання збурювального впливу, контур буде астатичним.

На рис. 5.11,а,б представлені контури астатичної та статичної системи по збуренню, відповідно.

В обох варіантах система є астатичною за завданням, тому що одна з ланок має інтегральну частину. При якісному аналізі системи необхідно починати з ланки, що має інтегральну частину, на вході якої в сталому режимі повинен бути нуль.

По збуренню астатичною системою є тільки варіант а), тому що в цьому випадку інтегральна частина об'єкта розташована до точки прикладання збурювального впливу. Варіант б) є статичним по збуренню, тому що нульовий сигнал на вході інтегровальної частини можливий при наявності збурювального впливу, помилки.





б)

Рис. 5.11

5.1.5. Оптимізація на СО контуру, об'єкт якого містить інтегральну ланку і ланку з малою сталою часу

Розглянемо порядок оптимізації системи при налаштуванні на симетричний оптимум (СО).

Застосуємо ПІ-регулятор з передатною функцією

$$W_p = k_p \frac{T_{i3}p+1}{T_{i3}p}.$$

З ПІ-регулятором астатичним за завданням і збуренням будуть передатні функції розімкнутого і замкнутого контурів:

$$W^p(p) = k_p \frac{T_{i3}p+1}{T_{i3}p} \frac{k_o}{T_o p (T_\mu p + 1)};$$

$$W^3(p) = \frac{W^p}{1 + W^p} = \frac{\frac{k_p k_o (T_{i3}p + 1)}{T_{i3} T_o p^2 (T_\mu p + 1)}}{1 + \frac{k_p k_o (T_{i3}p + 1)}{T_{i3} T_o p^2 (T_\mu p + 1)}} = \frac{k_p k_o + k_p k_o T_{i3} p}{k_p k_o + k_p k_o T_{i3} p + T_{i3} T_o p^2 + T_{i3} T_o T_\mu p^3};$$

$$2a_0 a_2 = a_1^2 \rightarrow 2k_p k_o T_{i3} T_o = k_p^2 k_o^2 T_{i3}^2 \rightarrow 2T_o = k_p k_o T_{i3};$$

$$2a_1 a_3 = a_2^2 \rightarrow 2k_p k_o T_{i3}^2 T_o T_\mu = T_{i3}^2 T_o^2 \rightarrow 2k_p k_o T_\mu = T_o;$$

$$k_p = \frac{T_o}{2k_o T_\mu}; \quad 2T_o = \frac{T_o}{2k_o T_\mu} k_o T_{i3}; \quad T_{i3} = 4T_\mu.$$

Передаточна функція розімкненої системи

$$W^p(p) = \frac{T_o}{2k_o T_\mu} \cdot \frac{4T_\mu p + 1}{4T_\mu p} \cdot \frac{k_o}{T_o p (T_\mu p + 1)} = \frac{4T_\mu p + 1}{4T_\mu p} \cdot \frac{1}{2T_\mu p (T_\mu p + 1)}$$

Відповідно до рис. 5.12, ЛАЧХ розімкнутого контуру симетрична щодо частоти зрізу. Тому це настроювання на симетричний оптимум.

$$W_3^3(p) = \frac{1 + 4T_\mu p}{1 + 4T_\mu p + 8T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu^3 p^3}$$

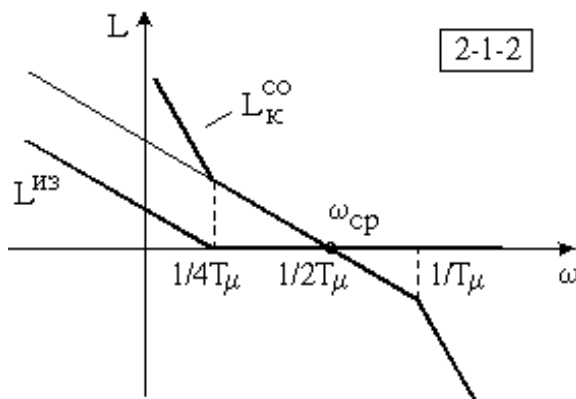


Рис. 5.12

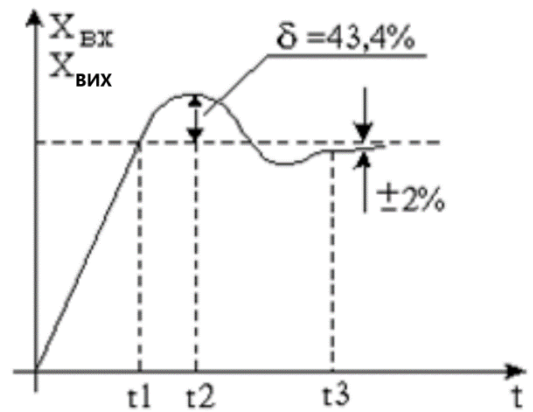


Рис. 5.13

Передатна функція замкнутого контуру визначається тільки T_μ . Цій передатній функції відповідає перехідний процес, представлений на рис. 5.13.

Показники якості регулювання: $t_1 = 3,1T_\mu$; $t_3 = 16,5T_\mu$; $\delta = 43,4\%$.

Підвищене перерегулювання викликане наявністю форсувального члена у чисельнику передатної функції. Таке перерегулювання неприпустимо. Для зниження перерегулювання на вході замкнутого контуру включають фільтр (див. рис. 5.14).

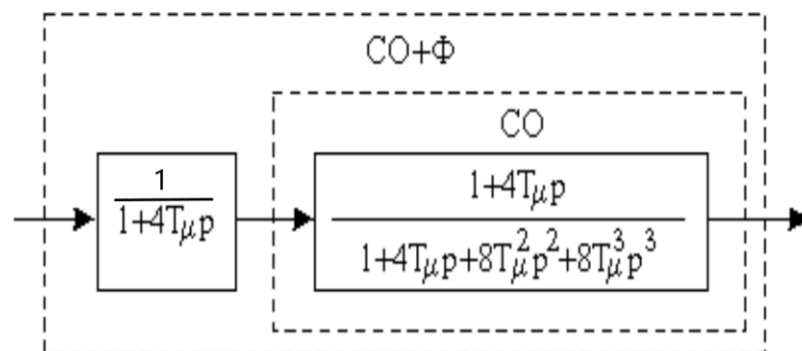


Рис. 5.14

Передатна функція фільтра Φ :

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{1 + 4T_{\mu}p}$$

Тоді

$$W_{z(\text{CO}+\Phi)}^3(p) = \frac{1}{1 + 4T_{\mu}p + 8T_{\mu}^2p^2 + 8T_{\mu}^3p^3} \approx \frac{1}{1 + 4T_{\mu}p}$$

Графік перехідних процесів при різних налаштуваннях контуру представлений на рис. 5.15.

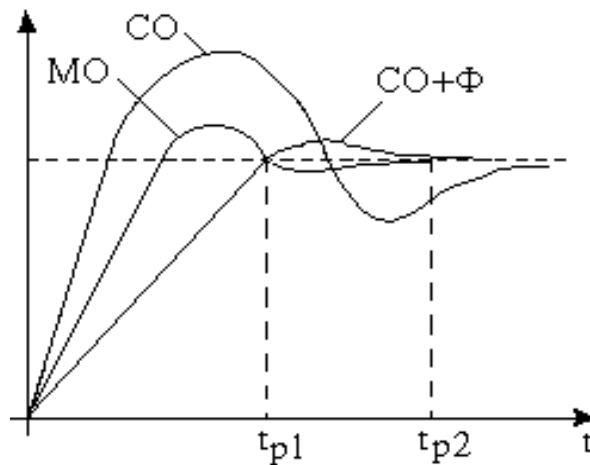


Рис. 5.15

Таблиця 5.1 - Характеристики перехідних процесів при різних налаштуваннях контуру

Показники якості	СО	МО	СО+Ф
σ , %	43,4	4,3	8,1
t_1	$3,1T_{\mu}$	$4,3T_{\mu}$	$7,6T_{\mu}$
t_3	$16,6T_{\mu}$	$8,4T_{\mu}$	$13,3T_{\mu}$

Порівнюючи налаштування на СО і МО можна зробити висновок, що налаштування на МО має мале перерегулювання і велику швидкодію, але при цьому система є статичною. Швидкодія і перерегулювання при оптимізації на

симетричний оптимум (СО) значно гірше, ніж при настроюванні на МО, але система стає астатичною.

Перерегулювання у системі, налаштованій на СО, з фільтром на вході знижується через заміну стрибка сигналу на вході контуру експонентою.

Технічна реалізація фільтра на вході системи представлена на рис. 5.16.

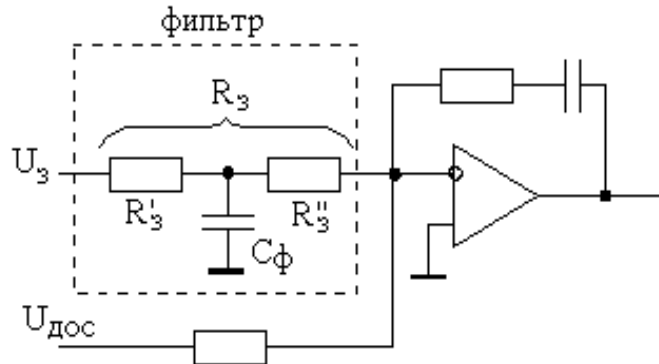


Рис. 5.16

Застосування ПІ-регулятора для об'єкта, що містить інтегрувальну ланку і ланку з малою сталою часу дозволяє побудувати астатичну систему за завданням і збуренням.

5.1.6. Принципи побудови багатоконтурних систем керування ЕП

В АЕП у процесі регулювання потрібно контролювати і обмежувати ряд координат ЕП на припустимому рівні (струм, напругу і т.д.), тому сучасні системи АЕП багатоконтурні.

Принципи побудови багатоконтурних систем АЕП:

1) Багатоконтурні АЕП з паралельними контурами регулювання з одним або декількома регуляторами

а) з одним регулятором (рис. 5.17):

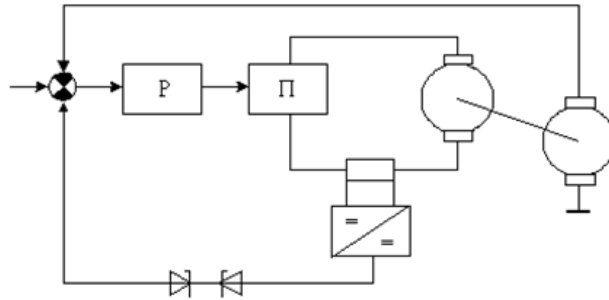


Рис. 5.17

б) з n -кількістю регульованих параметрів.

Недолік системи з одним регулятором - регулятор має компромісне настроювання для того, щоб перехідні процеси були необхідної якості в контурах швидкості і струму.

Достоїнство - відносно висока швидкодія.

Якщо застосовується кілька регуляторів, можливо налаштувати прийнятну якість перехідних процесів в усіх контурах, але в цьому випадку ускладнюється вузол, що забезпечує їхню спільну роботу.

2) Багатоконтурні системи з концентричними контурами регулювання (рис. 5.18). Дані системи є більш розповсюдженими у зв'язку зі стандартним підходом до налаштування і простотою технічної реалізації.

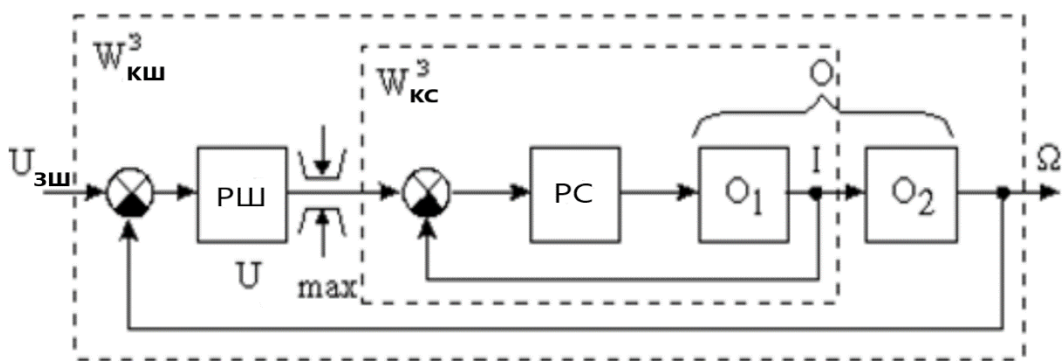


Рис. 5.18

Для кожного параметра вводиться свій регулятор, тому можна забезпечити оптимальне настроювання кожного контуру. Вихідний сигнал регулятора попереднього контуру є задаючим сигналом для внутрішнього контуру і т. д. Наприклад, контур струму є підлеглим контуру швидкості, отже, це система з підлеглим регулюванням координат.

Достоїнства:

- можливість реалізації оптимальних законів керування кожного параметра;
- простота обмеження максимальних значень регульованої величини за рахунок обмеження сигналу на вході відповідного регулятора. Обмеження струму здійснюється за рахунок обмеження вихідного сигналу регулятора швидкості, який є задаючим для контуру струму. Максимальна швидкість привода обмежується за рахунок обмеження максимальних сигналів завдання на вході системи;

- спрощується розрахунок, налагодження і реалізація. Оптимізація системи починається із внутрішнього контуру, який надалі буде представлений у вигляді ланки з досить простою передатною функцією, яка входить до складу об'єкта зовнішнього контуру.

Недоліки:

- швидкодія системи знижується в міру збільшення контурів регулювання;
- складно отримати нестандартні характеристики в контурах регулювання.

ТЕМА 5.2. ОДНОЗОННА ДВОКОНТУРНА СИСТЕМА ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ КООРДИНАТ З КОНТУРАМИ РЕГУЛЮВАННЯ СТРУМУ І ШВИДКОСТІ

Структурна схема однозонного ЕП постійного струму зі зворотними зв'язками по струму і швидкості з підлеглим регулюванням координат представлена на рис. 5.19.

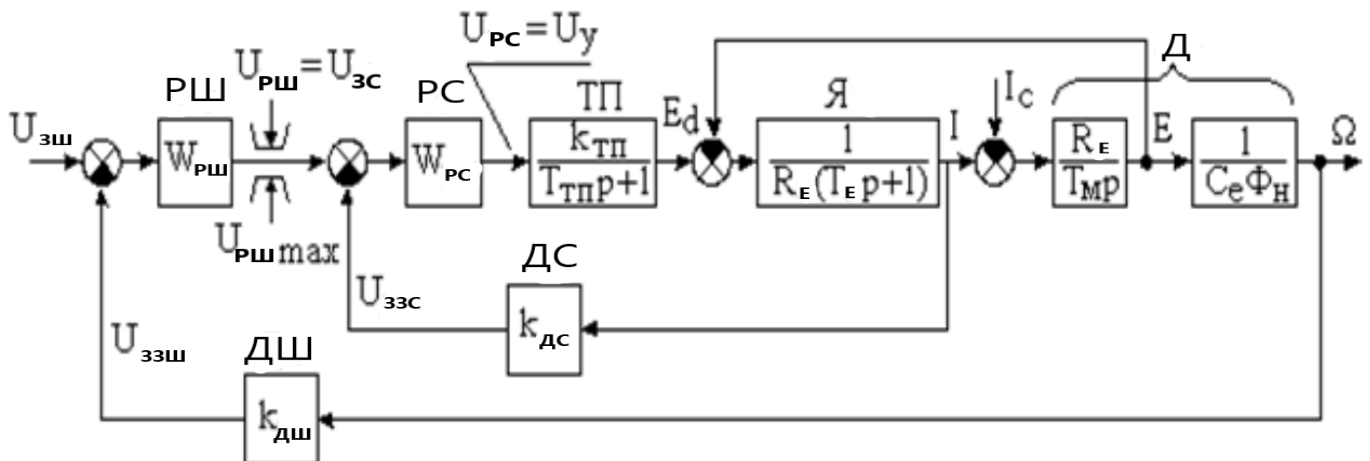


Рис. 5.19

На рисунку 5.19 позначені: РШ, РС – регулятори швидкості та струму; ДШ, ДС – датчики швидкості та струму; ТП – тиристорний перетворювач напруги; $U_{зш}$, $U_{зс}$ – сигнали завдання швидкості і зворотних зв'язків по швидкості та струму.

При подачі сигналу завдання регулятор швидкості РШ, як правило, виходить на обмеження $U_{РШ \max}$, задаючи максимальний струм, що відпрацьовується замкнутим контуром струму. Відповідно до рис. 5.20, динамічна складова струму забезпечує збільшення швидкості двигуна: $I - I_c = I_{дин}$.

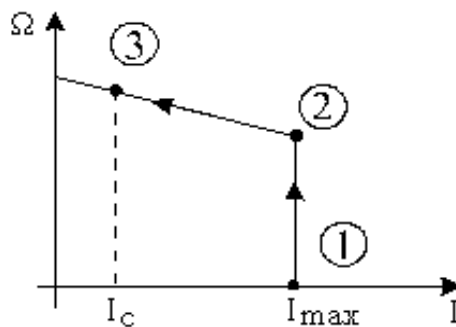


Рис. 5.20

У точці 2 регулятор швидкості вийде з обмеження і буде зменшувати свій сигнал до такого рівня, при якому струм двигуна стане дорівнювати струму статичного навантаження. Сталий режим у точці 3 наступить при рівності $I = I_c$.

5.2.1. Оптимізація контуру струму

Структурна схема внутрішнього контуру струму представлена на рис. 5.21.

Допущення:

- датчик струму вважаємо безінерційним $W_{дс}(p) = k_{дс}$;
- всі малі інерційності, які має контур, включені на вході ТП

$$T_{\mu} = T_{mn} + T_{\mu(рм)} + T_{\mu(дс)};$$

- ЕД загальмований $\omega = 0$, тобто $E = 0$, а значить відсутній природний ЗЗ по ЕРС.

Контур струму містить ланки з великою і малою інерційністю (малу інерційність компенсувати не слід, вона буде визначати завадостійкість контуру).

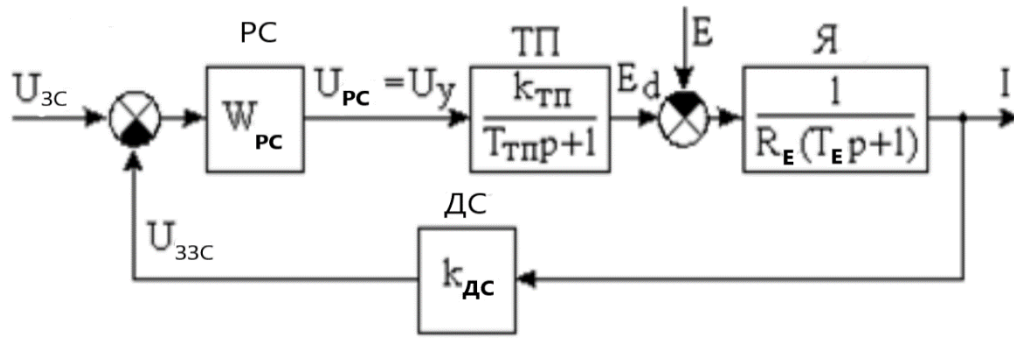


Рис. 5.21

Структурна схема контуру струму з урахуванням зроблених допущень представлена на рис. 5.22.

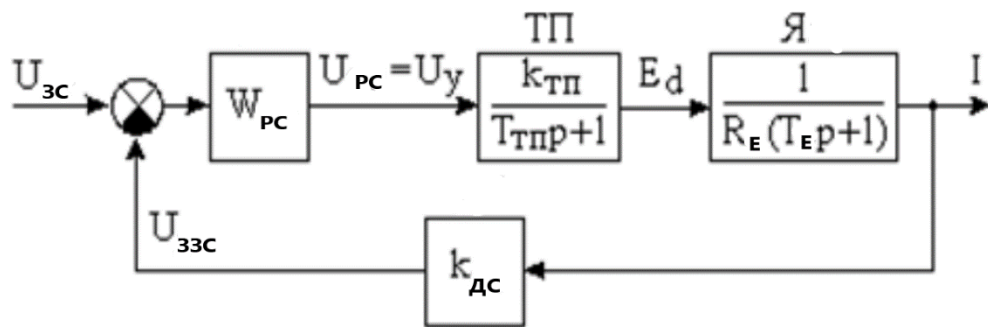


Рис. 5.22

Налаштування на МО:

$$W_{\text{КС}}^p(p) = W_{\text{PC}}(p) \frac{k_m}{T_\mu p + 1} \frac{1}{R_E (T_E p + 1)} k_{\text{ДC}} = \frac{1}{2T_\mu p (T_\mu p + 1)};$$

$$W_{\text{PC}}(p) = \frac{R_E (T_E p + 1)}{2T_\mu p} \cdot \frac{T_E}{k_m k_{\text{ДC}}} \frac{T_E}{T_E} = \frac{R_E T_E}{2T_\mu k_m k_{\text{ДC}}} \frac{T_E p + 1}{T_E p} = k_{\text{PC}} \frac{T_E p + 1}{T_E p}.$$

Одержали ПІ-регулятор струму. Із цим регулятором система астатична і по завданню, і по збуренню (для загальмованого двигуна).

$$W_{\text{КС}}^3(p) = \frac{W_{\text{ПК}}(p)}{1 + W_{\text{КС}}^p(p)},$$

де $W_{\text{ПК}}(p) = \frac{W_{\text{КС}}^p(p)}{k_{\text{ДC}}}$ – передатна функція прямого каналу;

$$W_{\text{кв}}^p(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)} - \text{передатна функція розімкнутого контуру.}$$

Тоді, передатна функція замкнутого контуру струму

$$W_{\text{кв}}^3(p) = \frac{1}{k_{\text{дс}}} \frac{W_{\text{кв}}^p(p)}{1 + W_{\text{кв}}^p(p)} = \frac{1}{k_{\text{дс}}} \frac{\frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}}{1 + \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}} = \frac{1/k_{\text{дс}}}{1 + 2T_{\mu}p + 2T_{\mu}^2p^2};$$

$$W_{\text{кв}}^3(p) \cong \frac{1/k_{\text{дс}}}{1 + 2T_{\mu}p} = \frac{1/k_{\text{дс}}}{1 + T_{\text{с}}p},$$

де $2T_{\mu} = T_{\text{с}}$ – еквівалентна стала часу оптимізованого на МО контуру струму.

У статичному режимі: $\lim_{\substack{p \rightarrow 0 \\ t \rightarrow \infty}} W_{\text{кв}}^3(p) = 1/k_{\text{дс}}.$

Про запас тиристорного перетворювача по напрузі. Максимальна напруга тиристорного перетворювача при номінальній ЕРС двигуна і можливих зниженнях напруги живлення мережі повинна забезпечити певний запас на статистику і динаміку.

Перехідні процеси при $\frac{T_E}{2T_{\mu}} > 1$ й $\frac{T_E}{2T_{\mu}} < 1$ представлені на рис. 5.23,а,б,

відповідно.

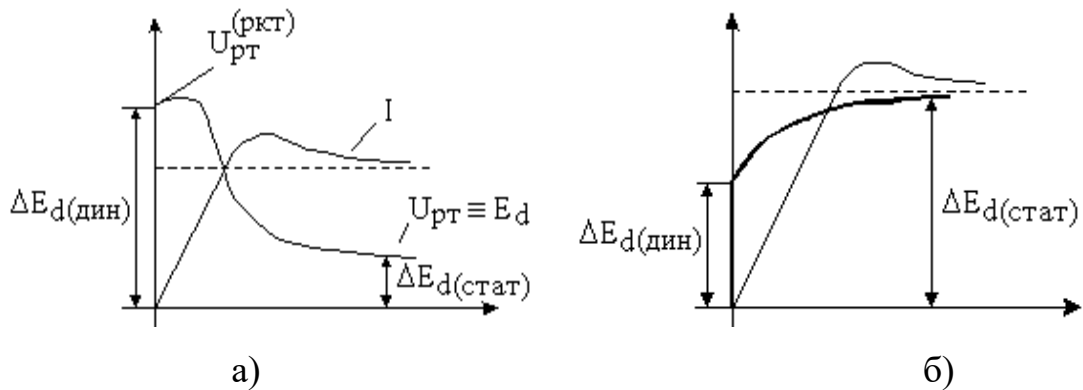


Рис. 5.23

Запас ТП по напрузі економічно не доцільний, тому практично він не реалізується. Це приводить до того, що у верхній частині швидкісного діапазону не можна забезпечити перехідний процес у контурі струму відповідно до настроювання на МО. Або не можна забезпечити запас на статистику.

Оцінка впливу внутрішнього зворотного зв'язку по ЕРС на процеси в контурі струму. Структурна схема контуру струму з урахуванням впливу реально існуючого природного внутрішнього зворотного зв'язку по ЕРС представлена на рис. 5.24.

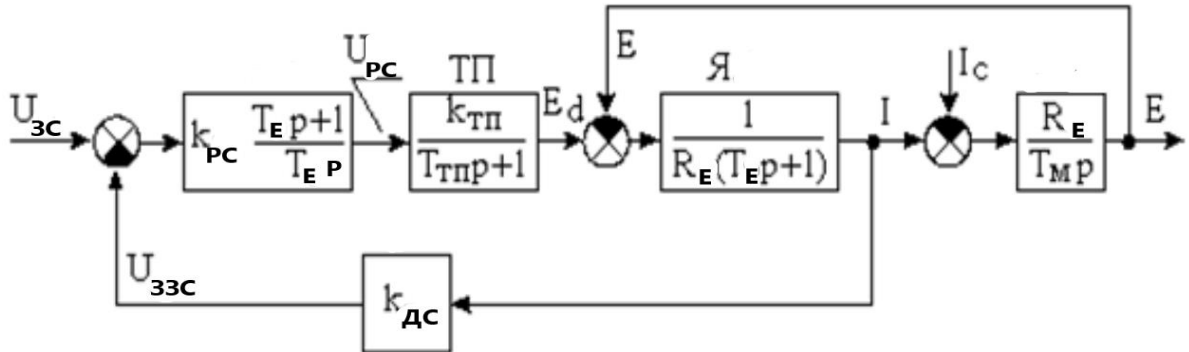


Рис. 5.24

Передатна функція ланки якірного кола з урахуванням впливу внутрішнього зворотного зв'язку по ЕРС

$$W_{я(E)}(p) = \frac{1}{1 + \frac{1}{R_{я}(T_E p + 1)} \frac{R_E}{T_M p}} = \frac{1}{R_E} \frac{T_M p}{1 + T_M p + T_M T_E p^2}.$$

Передатна функція ланки якірного кола має диференціювальні властивості, завдяки чому компенсуються інтегральні властивості регулятора.

Визначимо передатну функцію замкнутого контуру струму для даного випадку з регулятором, оптимізованим у режимі загальмованого двигуна.

$$W_{кц(E)}^p(p) = k_{PC} \frac{T_E p + 1}{T_E p} \frac{k_{TP}}{T_{TP} p + 1} \frac{T_M p}{R_E (1 + T_M p + T_M T_E p^2)} k_{ДС} =$$

$$= \frac{1}{2T_{\mu}} \frac{(T_E p + 1) T_M p}{(T_{\mu} p + 1)(1 + T_M p + T_M T_E p^2)},$$

де $k_{PT} = \frac{T_{\mu} R_{\mu}}{2T_{\mu} k_{TP} k_{DT}}.$

$$W_{кц(E)}^3(p) = \frac{\frac{T_M}{2T_{\mu} k_{DT}} \frac{T_E p + 1}{(T_{\mu} p + 1)(1 + T_M p + T_M T_E p^2)}}{1 + \frac{T_M}{2T_{\mu}} \frac{T_E p + 1}{(T_{\mu} p + 1)(1 + T_M p + T_M T_E p^2)}} = \frac{\frac{T_M}{k_{DT}} (T_{\mu} p + 1)}{2T_{\mu} (T_{\mu} p + 1)(1 + T_M p + T_M T_E p^2) + T_M (T_E p + 1)}.$$

У статичному режимі:
$$\lim_{p \rightarrow 0} W_{\text{кт}(E)}^3(p) = \frac{T_M/k_{\text{дт}}}{2T_\mu + T_M} = \frac{1/k_{\text{дт}}}{1 + \frac{2T_\mu}{T_M}}.$$

$$U_{\text{зт}} \cdot \frac{1/k_{\text{дт}}}{1 + \frac{2T_\mu}{T_M}} = I_y; \quad I_y = \frac{I_3}{1 + \frac{2T_\mu}{T_M}},$$

де I_3 – задана величина струму у випадку загальмованого ЕП.

Графіки перехідних процесів контуру струму при загальмованому і розгальмованому двигуні представлені на рис. 5.25.

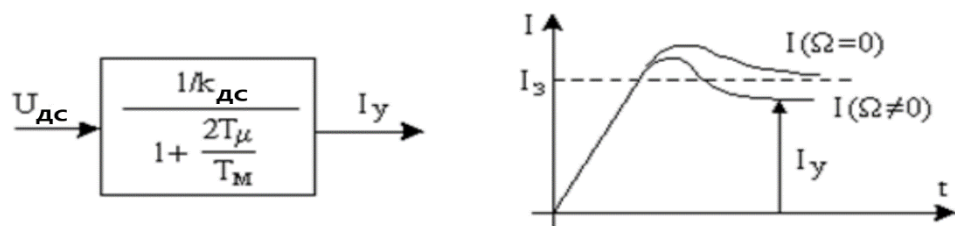


Рис. 5.25

Контур струму, який з ПІ-регулятором був астатичним при загальмованому роторі, стає статичним при наявності ЕРС ($E \neq 0$). Помилка регулювання тим більше, чим менше стала часу T_M . Інший наслідок впливу зворотного зв'язку по ЕРС - це збільшене перерегулювання. Стосовно нового сталого рівня струму перерегулювання збільшується, але по абсолютній величині залишається тим же.

Якщо ЕП має більшу T_M , то за час виходу струму на заданий рівень ЕРС електродвигуна практично не міняється і її вплив на струм мінімальний.

В ЕП з високомоментними ЕД, де T_M мала, вплив внутрішнього зворотного зв'язку по ЕРС істотний, що іноді доводиться враховувати зміною передатної функції регулятора.

Якщо передатна функція якірного кола може бути представлена у вигляді аперіодичної ланки другого порядку з передатною функцією

$$W_{\text{я}(E)}(p) = \frac{1}{R_E} \frac{T_M p}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)},$$

де $T_1 + T_2 = T_M$; $T_1 \cdot T_2 = T_M T_E$,

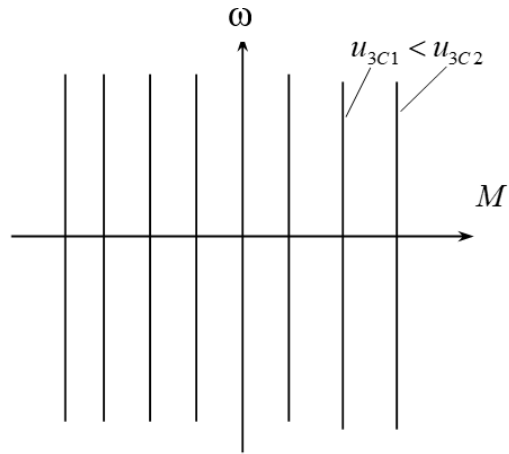


Рис. 5.27

Структурна схема системи керування струмом, а отже і моментом ДПС, представлена на рис. 5.28. Регулювання заданої величини струму та моменту здійснюється за рахунок зміни сигналу завдання струму u_{3c} .

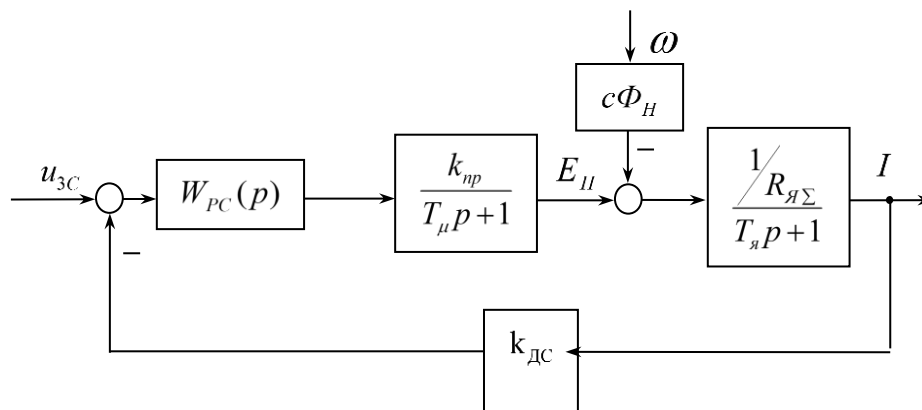


Рис. 5.28

Коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом $k_{дс}$ та параметри регулятора струму обчислюються так само, як для внутрішнього контуру струму якоря двоконтурної системи підпорядкованого керування швидкістю ДПС з НЗ.

Передавальна функція регулятора струму при налаштуванні на МО відповідає ІІІ-регулятору

$$W_{PC}(p) = k_{PC} \frac{T_{PC}p + 1}{T_{PC}p}$$

$$\text{де } T_{PC} = T_{\gamma}; k_{PC} = \frac{T_{\gamma}R_{\Sigma}}{2T_{\mu}k_{np}k_{дс}}; k_{дс} = \frac{10}{\lambda I_H}$$

Механічні характеристики ДПС при живленні від регульованого джерела струму, представлені на рисунку 5.27, описуються рівнянням

$$M = c\Phi_n \frac{1}{k_c} u_{3c}.$$

Збуренням системи виступає зміна швидкості двигуна.

5.2.2. Оптимізація контуру швидкості

Об'єкт контуру регулювання швидкості містить аперіодичну ланку з малою сталою часу, яка представляє собою замкнений контур струму і інтегрвальну ланку, яка відповідає механічній частині приводу.

Можливі два варіанти оптимізації:

- налаштування на МО (контур швидкості однократноінтегрвальний);
- налаштування на СО (контур швидкості двократноінтегрвальний).

Кратність інтегрування визначається кількістю інтегральних ланок у зовнішньому контурі.

5.2.2.1. Однократноінтегрвальна система АЕП (налаштування на МО)

Структурна схема контуру швидкості представлена на рис. 5.29.

Вважаємо $\Delta I_C = 0$.

$$W_{\text{кш}}^p(p) = W_{\text{рш}}(p) \frac{1/k_{\text{дс}}}{T_c p + 1} \frac{R_E}{C_e \Phi_n T_M p} k_{\text{дш}} = \frac{1}{2T_T p (T_T p + 1)}.$$

Звідси отримуємо П-регулятор швидкості:

$$W_{\text{рш}}(p) = \frac{C_e \Phi_n T_M k_{\text{дс}}}{2T_T R_E k_{\text{дш}}} = k_{\text{рш}}.$$

Із цим П-регулятором система астатична за завданням і статична по збуренню. У цілому система статична.

Передаточна функція замкненого контуру швидкості

$$W_{кш}^{з(мо)}(p) = \frac{W_{пк}(p)}{1 + W_{кш}^p(p)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2T_t p (T_t p + 1) k_{дс}}} =$$

$$= \frac{1/k_{дш}}{1 + 2T_t p + 2T_t^2 p^2} \approx \frac{1/k_{дш}}{1 + 2T_t p} = \frac{1/k_{дш}}{T_{ш} p + 1},$$

де $T_{ш} = 2T_c$ – еквівалентна стала часу оптимізованого на МО контуру швидкості.

У статичному режимі: $\lim_{p \rightarrow 0} W_{кш}^3(p) = 1/k_{дш}$; $U_{зш} 1/k_{дш} = \Omega$.

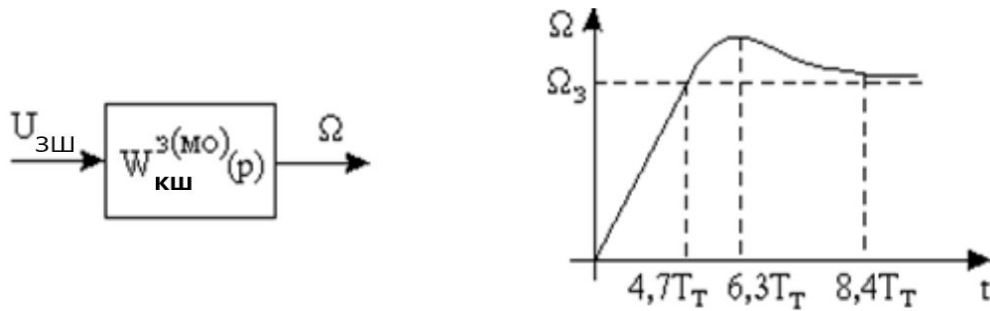


Рис. 5.29

Графік перехідного процесу контуру швидкості представлений на рис. 5.29. Такий характер перехідного процесу буде в тому випадку, якщо всі ланки системи є лінійними (не виходять на обмеження). З даним регулятором контур швидкості є астатичним першого порядку за завданням.

При подачі лінійного сигналу завдання з'являється помилка по швидкості, тобто система є статичною за завданням. Порядок астатизму дорівнює номеру похідної у вхідному сигналі, при якому контур стає статичним, тобто з'являється помилка по швидкості.

Передатна функція контуру швидкості по збуренню

$$W_{к(зб)}^{з(мо)}(p) = \frac{\Delta\Omega(p)}{\Delta I_c} = - \frac{\frac{R_E}{C_e \Phi_H T_M p}}{1 + \frac{1}{2T_c p (T_c p + 1)}} = - \frac{R_E 2T_c (T_c p + 1)}{(C_e \Phi_H T_M)(1 + 2T_c p + 2T_c^2 p^2)}$$

У статичному режимі: $\lim_{p \rightarrow 0} W_{кш(зб)}^{з(мо)}(p) = - \frac{R_E 2T_c}{C_e \Phi_H T_M}$; $-\Delta I_c \frac{R_E 2T_c}{C_e \Phi_H T_M} = \Delta\Omega^{з(мо)}$.

По збуренню контур швидкості є статичним. Величина помилки пропорційна I_c .

$$\Delta\Omega_y^{3(мо)}(p) = \frac{\Delta I_c R_E}{C_e \Phi_H} \frac{2T_C}{T_M} = -\Delta\Omega_{рш} \frac{2T_C}{T_M};$$

Якщо у деяких випадках виходить $\frac{2T_C}{T_M} > 1$, то жорсткість механічної характеристики стає навіть меншою, ніж в розімкненій системі.

5.2.2.2. Двократноінтегрвальна система АЕП (налаштування на СО)

Структурна схема контуру швидкості представлена на рис. 5.29.

Передаточна функція розімкненої системи при налаштуванні на СО:

$$W_{кш}^{р(со)}(p) = W_{рш}(p) \frac{1/k_{дс}}{T_c p + 1} \frac{R_E}{C_e \Phi_H T_M p} k_{дш} = \frac{1}{2T_c p(T_c p + 1)} \frac{4T_c p + 1}{4T_c p}.$$

Звідси передаточна функція регулятора швидкості:

$$W_{рш}(p) = k_{рш}^{(со)} \frac{T_{ІЗ} p + 1}{T_{ІЗ} p} = k_{рш}^{(мо)} \frac{4T_c p + 1}{4T_c p}.$$

Одержали ПІ-регулятор швидкості, у якого $k_{рш}^{(со)} = k_{рш}^{(мо)}$; $T_{ІЗ} = 4T_c$.

$$W_{рш}(p) = \frac{C_e \Phi_H T_M k_{дс}}{2T_c R_E k_{дш}} \cdot \frac{4T_c p + 1}{4T_c p}.$$

Передаточна функція замкненого контуру струму при налаштуванні на СО

$$W_{кш}^{з(со)}(p) = \frac{1}{2T_c p(T_c p + 1)} \cdot \frac{4T_c p + 1}{4T_c p} \cdot \frac{1}{k_{дш}} = \frac{1}{k_{дш}} \cdot \frac{4T_c p + 1}{1 + 4T_c p + 8T_c^2 p^2 + 8T_c^3 p^3}.$$

Графік перехідного процесу контуру швидкості представлений на рис. 5.30,а. Такий перехідний процес буде тільки поки всі ланки контуру лінійні (поки регулятор швидкості не вийшов на обмеження) і це можливо при подачі лише малих сигналів завдання.

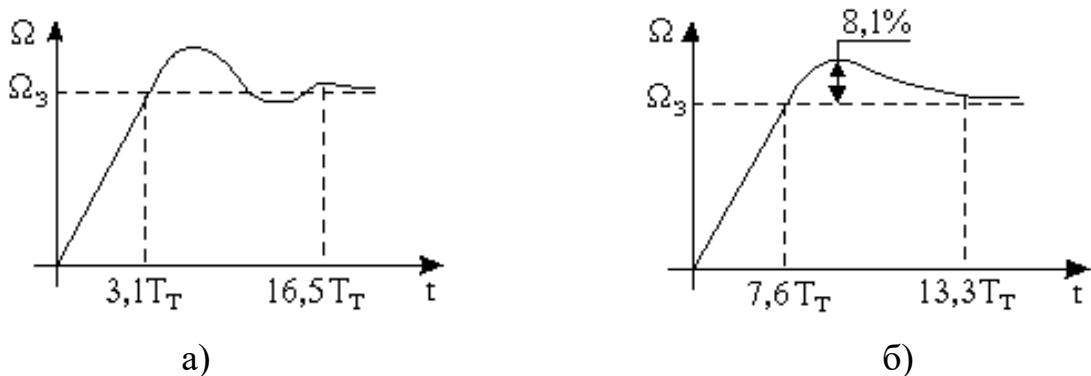


Рис. 5.30

Даний перехідний процес у системах ЕП небажаний, тому для зменшення перерегулювання на вході включають фільтр.

$$W_{кш}^{з(сo+ф)}(p) = \frac{1/k_{дш}}{1 + 4T_c p + 8T_c^2 p^2 + 8T_c^3 p^3} \cong \frac{1/k_{дш}}{1 + 4T_c p} = \frac{1/k_{дш}}{T_{ш}^{(сo)} p + 1},$$

де $T_{ш}^{(сo)} = 4T_c$ – еквівалентна стала часи оптимізованого на СО контуру швидкості; $T_{ш}^{(МО)} = 2T_c$.

Графік перехідного процесу контуру швидкості з фільтром на вході представлений на рис. 5.30,б.

Контур швидкості, оптимізований на СО з фільтром на вході має швидкодію вдвічі меншу, чим контур, оптимізований на МО.

Даний контур швидкості є астатичним другого порядку (тільки при наявності 2-й похідній у вхідному сигналі з'являється помилка). Наслідком є зменшення його швидкодії.

Швидкісна помилка в цій системі за завданням можлива тільки на початку і наприкінці відпрацьовування лінійного сигналу завдання.

Передатна функція контуру швидкості по збуренню

$$W_{кш(зб)}^{з(сo)}(p) = - \frac{\frac{R_E}{C_e \Phi_n T_m p}}{1 + \frac{1}{2T_c p(T_c p + 1)} \times \frac{4T_c p + 1}{4T_c p}} =$$

$$= - \frac{\frac{R_E}{C_e \Phi_n T_m p} \cdot 2T_c p(T_c p + 1)4T_c p}{2T_c p(T_c p + 1)4T_c p + 4T_c p + 1}.$$

У статичному режимі: $\lim_{p \rightarrow 0} W_{кш(зб)}^{з(сo)}(p) = 0$; $U_{зш} 1/k_{дш} = \Omega^{з(сo)}$.

5.2.1.3. Осцилограми сигналів при пуску, гальмуванні, реверсі

Приблизний вид осцилограм сигналів при пуску, реверсі, гальмуванні двоконтурної СПР при налаштуванні на СО показаний на рис. 5.31.

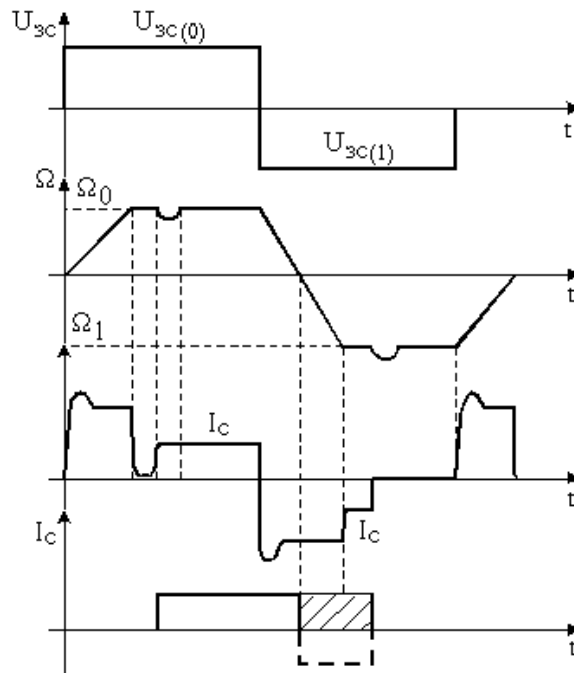


Рис. 5.31

5.3. ФОРМУВАННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

5.3.1. Застосування задатчика інтенсивності на вході контуру швидкості

Без задатчика інтенсивності динамічний струм двигуна, що визначає темп зміни швидкості залежить від величини статичного навантаження і режиму роботи привода (пуск, гальмування).

Пуск: $I_{дин} = I_{max} - I_c$

$$\begin{cases} I_{max} = 2I_n; I_c = 0 \rightarrow I_{дин} = 2I_n \\ I_{max} = 2I_n; I_c = I_n \rightarrow I_{дин} = I_n \end{cases}$$

Гальмування: $I_{дин} = -(I_{max} + I_c)$

$$\begin{cases} I_{дин} = -2I_n \rightarrow I_c = 0 \\ I_{дин} = -3I_n \rightarrow I_c = I_n \end{cases}$$

Для обмеження темпу зміни швидкості, що потрібно для ряду механізмів, на вході контуру швидкості (див. рис. 5.37) установлюється задатчик інтенсивності (ЗІ), який задає величину динамічного струму, тому часто його називають задатчиком динамічного струму.

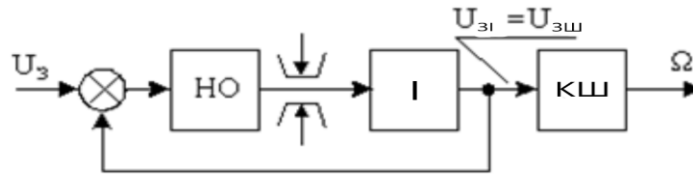


Рис. 5.37

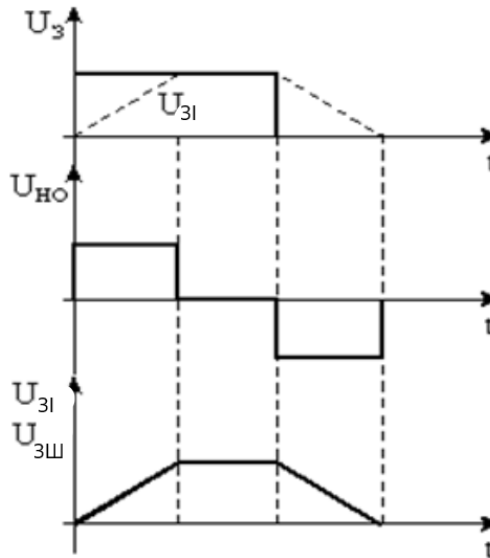


Рис. 5.38

На рис. 5.37 прийняте позначення - НО - нуль-орган. Зміна інтенсивності задатчика здійснюється рівнем обмеження НО і сталою часу інтегратора.

Діаграми сигналів із ЗІ представлені на рис. 5.38.

Задатчик інтенсивності встановлює величину динамічного струму, тому повний струм двигуна визначається величиною навантаження і режимом роботи привода.

Величина динамічного струму встановлюється у межах: $I_{дин} = (0,5 \div 0,7)I_n$.

Тоді в режимі пуску: $I = I_{дин} + I_c \begin{cases} 0,5 \cdot I_n \rightarrow I_c = 0; \\ 1,5 \cdot I_n \rightarrow I_c = I_n. \end{cases}$

Внаслідок цього струм двигуна при всіх можливих навантаженнях в динамічних режимах не виходить на рівень максимального.

Якщо темп ЗІ великий ($I_{дин} > I_n$), то при номінальному навантаженні привода цей темп відпрацьовуватися не буде. РШ вийде на обмеження, задаючи максимальний струм.

$$\text{Гальмування: } I = -I_{\text{дин}} + I_c \quad \begin{cases} -0,5 \cdot I_n \rightarrow I_c = 0; \\ 0,5 \cdot I_n \rightarrow I_c = I_n. \end{cases}$$

5.3.2. Осцилограми сигналів при пуску, гальмуванні, реверсі із задатчиком інтенсивності на вході регулятора швидкості

Осцилограми сигналів однократно-інтегруючій системі АЕП при роботі від задатчика інтенсивності представлені на рис. 5.39.

При цьому $I_{\text{дин}} = 0,5 \cdot I_n$; $I_c = I_n$;

$$\Delta\Omega^{\text{эс(мо)}} = \frac{2\pi}{T_m} \cdot \frac{I_n R_E}{C_e \Phi_n}.$$

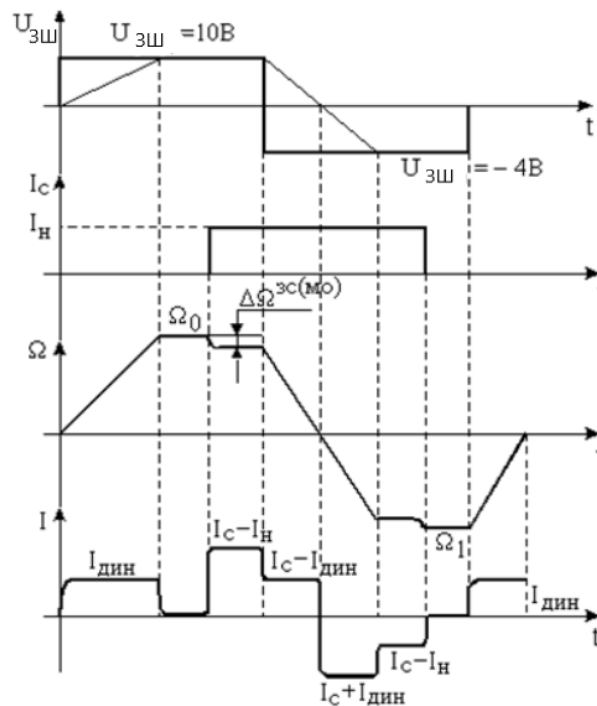


Рис. 5.39

На етапі гальмування зі статичним навантаженням на валу струм двигуна може не змінити свого знаку і залишитися того ж напрямку (див. рис. 5.39). При цьому двигун не переходить в гальмівний режим залишається в руховому режимі, тим самим утримуючи зайво великий темп гальмування, викликаний надлишком навантаження на валу.

5.3.3. Особливості роботи приводу з П- та ПІ-регуляторами швидкості при наявності датчика інтенсивності

З П-регулятором швидкості система є астатичною першого порядку за завданням (див. рис. 5.40,а). У перехідних режимах помилка регулювання за завданням існує і дорівнює нулю тільки в сталому режимі.

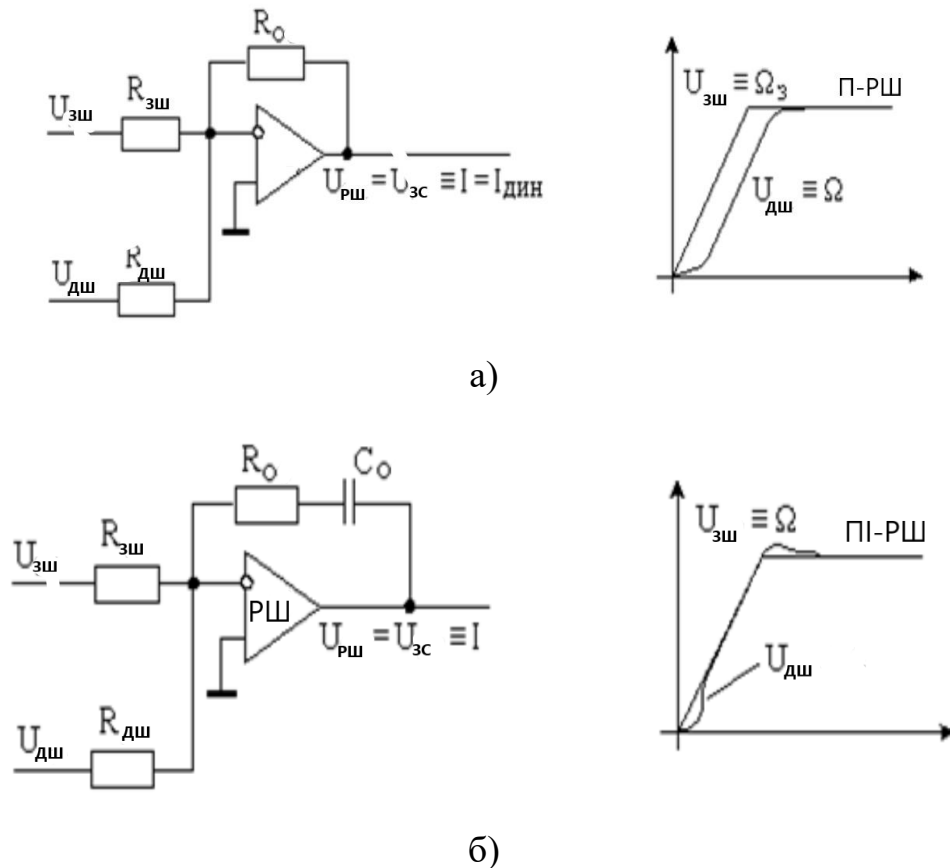


Рис. 5.40

З ПІ-регулятором швидкості система є астатичною другого порядку за завданням (див. рис. 5.40,б). Розузгодження між сигналом завдання і сигналом датчика швидкості має місце на початку і наприкінці перехідного процесу для сигналів завдання, що змінюються лінійно. У сталому режимі розгону розузгодження немає.

ТЕМА 5.4. ДВОЗОННЕ КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З НЕЗАЛЕЖНИМ ЗБУДЖЕННЯМ

Двобонне керування дає змогу збільшити діапазон регулювання швидкості ДПС. У двобонному ЕП зміна швидкості здійснюється як за рахунок зміни напруги на якорі (І зона), так і за рахунок зміни поля (поток збудження) двигуна (ІІ зона).

Тому можна вважати, що двозонний ЕП складається із двох підсистем: одна змінює напругу на якорі, інша змінює збудження двигуна. Керування цими підсистемами може бути залежним і незалежним. Сучасні системи АЕП залежні, тобто ослаблення поля починається при досягненні напругою або ЕРС якоря номінальних значень.

Під керуванням з постійним моментом варто розуміти, що в сталому режимі момент двигуна не повинен бути більше номінального, а в перехідних режимах - більше максимального (I зона). В II зоні струм двигуна в сталому режимі менше номінального $I < I_N$, а в перехідних режимах $I \leq I_{\text{МАКС}}$.

Функціональна схема двозонної системи підпорядкованого керування швидкістю ДПС з НЗ представлена на рис. 5.41.

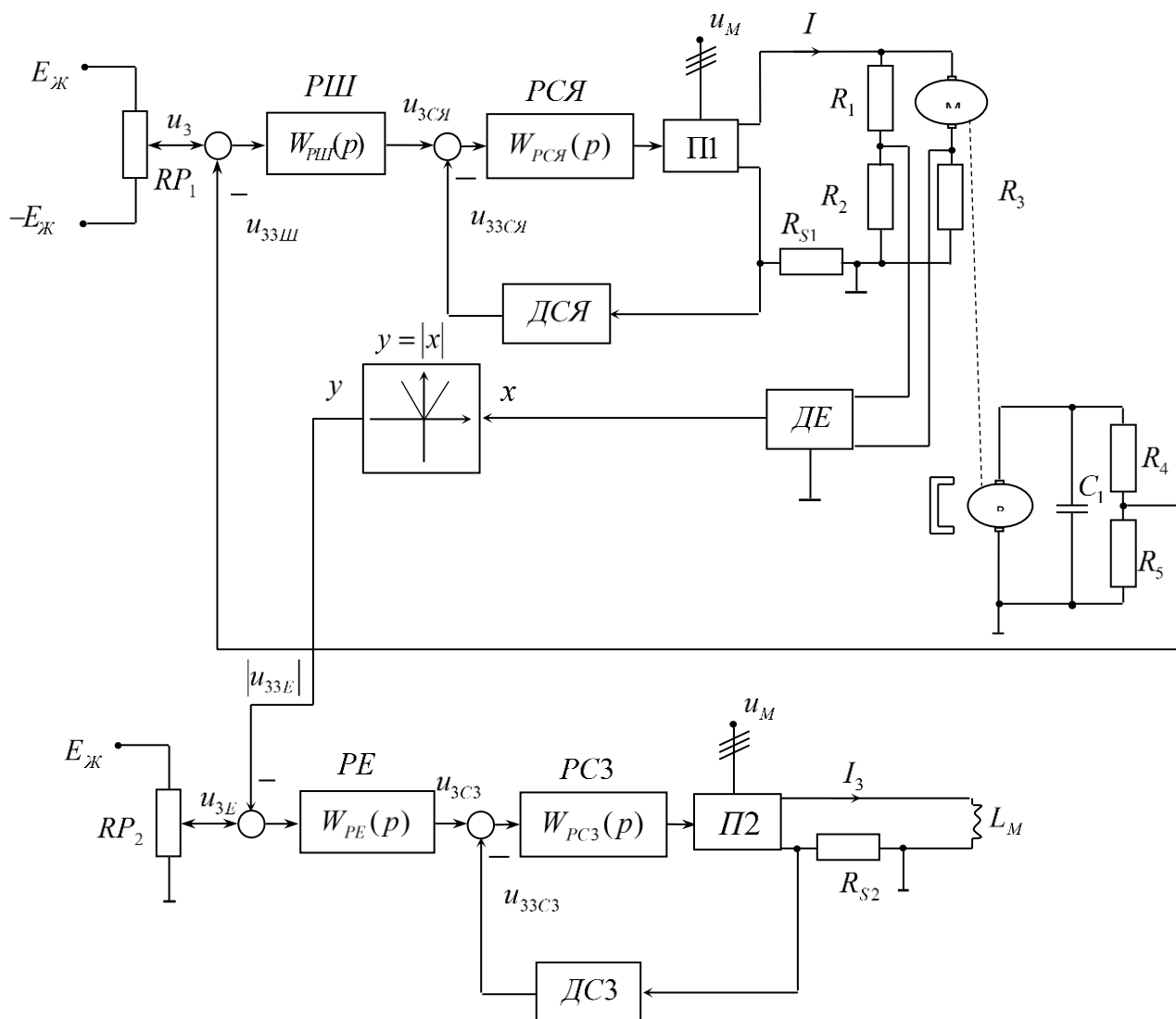


Рис. 5.41

В даній системі керування швидкістю в обох зонах здійснюється від однієї загальної задаючої дії u_3 . У першій зоні швидкість змінюється за рахунок зміни напруги на якірній обмотці за допомогою керованого перетворювача П1. У другій зоні керування забезпечується зміною потоку збудження двигуна (його ослабленням) за рахунок зміни напруги на обмотці збудження ЛМ керованим перетворювачем П2.

Завдання з електро-рушійної сили (ЕРС) u_{3E} визначає границю, при якій здійснюється перехід з однієї зони в іншу та навпаки. При цьому швидкість, при якій буде відбуватися перехід

$$\omega = \frac{E}{c\Phi_H},$$

де E - ЕРС, яка відповідає завданню u_{3E} .

Як правило, в якості границі переходу з однієї зони в іншу вибирають E_H , тобто ω_H .

Система керування включає два канали регулювання: швидкості і ЕРС. Кожний з каналів представляє собою двоконтурну систему підпорядкованого регулювання.

Канал регулювання швидкості складається з підпорядкованого контуру регулювання струму якоря та зовнішнього контуру регулювання швидкості. Вихідний сигнал регулятора швидкості є завданням для контуру керування струмом якоря. Вихідний сигнал регулятора струму якоря є завданням для керованого перетворювача П1. Датчик струму якоря реалізується аналогічно, як і для звичайної системи підпорядкованого керування швидкості ДПС з НЗ.

Канал регулювання ЕРС включає підпорядкований контур керування струму збудження та зовнішній контур керування ЕРС. Вихідний сигнал регулятора ЕРС є завданням для контуру керування струму збудження. Вихідний сигнал регулятора струму збудження РЗС є завданням для перетворювача П2. Датчик струму збудження ДСЗ реалізується аналогічно ДСЯ. Датчик ЕРС ДЕ побудовано на базі моста $R_1, R_2, R_3, R_я$. Для забезпечення працездатності системи при реверсі

напругу зворотного зв'язку з ЕР u_{33E} необхідно подавати на вхід регулятора через ланку, яка реалізує функцію модуля.

При подачі завдання з швидкості u_3 , яке відповідає першій зоні, система поводить ся як звичайна двоконтурна система підпорядкованого керування швидкості. При цьому оскільки $u_{3E} > |u_{33E}|$, то регулятор ЕРС працює в зоні обмеження, що відповідає номінальній величині струму збудження. При збільшенні завдання з швидкості u_3 до рівня, який відповідає другій зоні, спочатку до границі зон здійснюється розгін двигуна (поки $u_{3E} > u_{33E}$) за рахунок підняття напруги на обмотці якоря. По мірі росту Е u_{33E} перевищить u_{3E} і напруга на виході РЕ розпочне зменшуватись. При цьому зменшуватиметься потік збудження і ЕРС, зростатиме швидкість. Ріст швидкості викликатиме ріст ЕРС. Таким чином подальший розгін двигуна в другій зоні здійснюватиметься за рахунок ослаблення магнітного потоку при сталій величині ЕРС (рис.5.42).

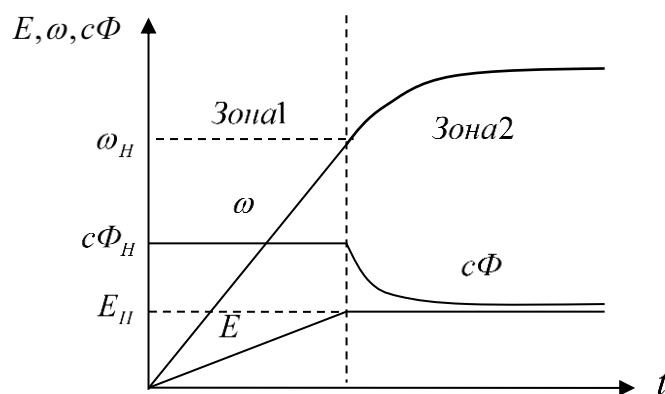


Рис. 5.42

Структурна схема двозонної системи підпорядкованого керування швидкістю ДПС з НЗ представлена на рис. 5.43.

Стала часу обмотки збудження.

$$T_3 = \frac{L_3}{R_3 + R_{S2}},$$

де L_3 - індуктивність обмотки збудження.

Коефіцієнт пропорційності k_ϕ між $c\Phi$ і струмом збудження визначається при лінеаризації кривої намагнічування двигуна (рис. 5.44).

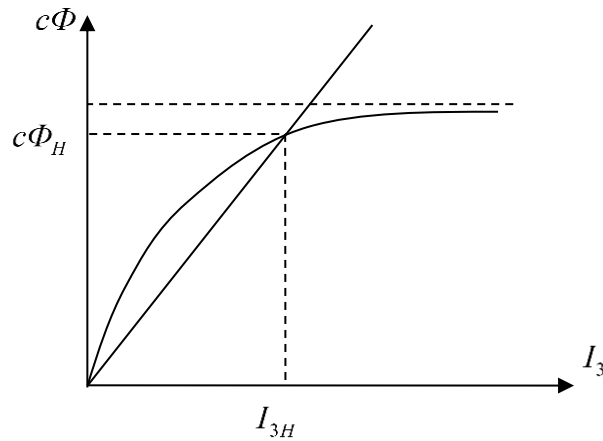


Рис. 5.44

$$k_\phi = \frac{c\Phi}{I_{3H}}.$$

Оптимізація контурів струму якоря і швидкості здійснюється так само, як в однозонному ЕП. Настроювання контурів проводиться без урахування взаємозв'язку каналів через потік збудження та швидкість. При цьому приймають, що потік збудження і швидкість є номінальними $c\Phi = c\Phi_H$, $\omega = \omega_H$.

Настроювання контуру струму якоря на модульний оптимум дає П-регулятор струму якоря

$$W_{РСЯ}(p) = k_{РСЯ} \frac{T_{РСЯ}p + 1}{T_{РСЯ}p},$$

де $T_{РСЯ} = T_я$; $k_{РСЯ} = \frac{T_я R_{яа}}{2T_{ml} k_{пр1} k_{СЯ}}$.

При настроюванні контуру швидкості на модульний оптимум отримують П-регулятор швидкості

$$W_{РШ}(p) = k_{РШ} = \frac{k_{СЯ} J_\Sigma}{4T_{ml} k_w c\Phi_H}.$$

При настроюванні контуру швидкості на симетричний оптимум - ПІ-регулятор швидкості

$$W_{\text{PШ}}(p) = k_{\text{PШ}} \frac{T_{\text{PШ}}p+1}{T_{\text{PШ}}p},$$

де $T_{\text{PШ}} = 8T_{\text{m1}}$; $k_{\text{PШ}} = \frac{k_{\text{СЯ}} J_{\Sigma}}{4T_{\text{m1}}k_{\text{w}}c\Phi_{\text{H}}}$.

Оптимізація підсистеми, що здійснює регулювання потоку двигуна, починається із внутрішнього контуру струму збудження, який настроюється на модульний оптимум, при цьому

$$W_{\text{PC3}}(p) = k_{\text{PC3}} \frac{T_{\text{PC3}}p+1}{T_{\text{PC3}}p},$$

де $T_{\text{PC3}} = T_3$; $k_{\text{PC3}} = \frac{T_3(R_3+R_{S2})}{2T_{\text{m2}}k_{\text{пр2}}k_{\text{C3}}}$.

Для настроювання контуру ЕРС на модульний оптимум застосовують І-регулятор

$$W_{\text{PE}}(p) = \frac{1}{T_{\text{PE}}p},$$

де $T_{\text{PE}} = 4T_{\text{m2}} \frac{1}{k_{\text{C3}}} k_{\Phi} k_{\text{E}} w_{\text{H}}$.

При великому діапазоні регулювання у другій зоні, тобто за рахунок ослаблення поля двигуна, потрібно проводити лінеаризацію контуру швидкості з метою підтримання коефіцієнта в контурі швидкості на тому самому рівні при різних потоках двигуна.

Регулятор ЕРС реалізується згідно схеми електричної принципової рис. 5.45.

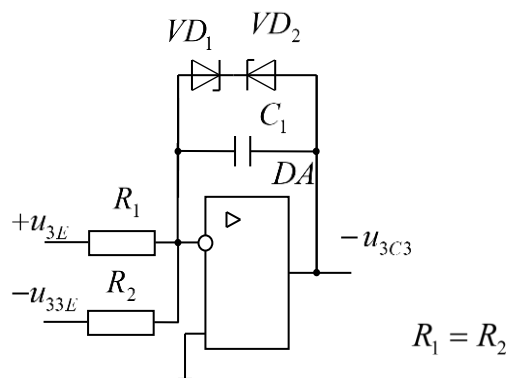


Рис. 5.45

Параметри схеми вибираються з умови $R_1 C_1 = T_{PE}$. Далі задаються C_1 , наприклад 1 мкф, і знаходять величину R_1 .

Схема електрична принципова датчика ЕРС представлена на рис. 5.46.

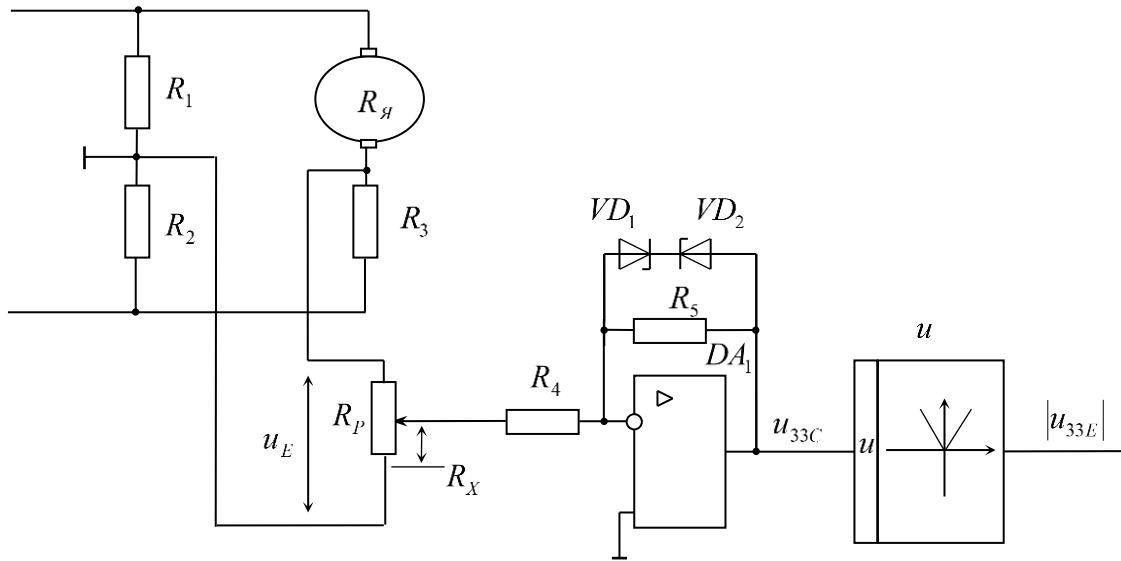


Рис. 5.46

Для того, щоб схема працювала як датчик ЕРС необхідне забезпечення умови

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_j}{R_3}$$

тоді $u_E = k_u E$,

де $k_n = \frac{R_3}{R_3 + R_j}$.

Потенціометр R_p та підсилювач на основі DA , R_4 , R_5 з обмеженням вихідного сигналу стабілітронами VD_1 , VD_2 служать для забезпечення необхідної величини коефіцієнта зворотного зв'язку з ЕРС. При цьому необхідно виконати умову $R_1 + R_2 \gg R_j + R_3$, $R_p \gg R_1$, $R_p \gg R_2$

$$k_E = \frac{R_3}{R_3 + R_{jy}} \times \frac{R_x}{R_p} \times \frac{R_5}{R_4}$$

Задаючись величинами R_4, R_5 , можна визначити R_x (опір між кінцевою і середньою сигналами потенціометра).

Пристрій u представляє собою засіб виділення модуля різнополярного сигналу, тобто так званий випрямляч постійного струму.

Статичні характеристики у випадку ПІ- регулятора швидкості описуються рівнянням

$$w = \frac{1}{k_w} u_3,$$

у випадку П- регулятора швидкості

$$w = \frac{u_3}{k_w} - \frac{4T_{\mu 1} c \Phi_H I}{J_{\dot{a}}},$$

або (тільки для другої зони)

$$\omega = \frac{u_3}{k_{\omega} \left(1 + \frac{4T_{\mu 1} c \Phi_H k_E}{J_{\Sigma} u_{3E}} M \right)},$$

(тільки для першої зони)

$$\omega = \frac{u_3}{k_{\omega}} - \frac{4T_{\mu 1}}{J_{\Sigma}} M.$$

Обмеження регульованих координат здійснюється або за рахунок обмеження сигналів зовнішніх регуляторів, або за рахунок обмеження сигналів завдання на вході (задатчиків швидкості і ЕРС).

Робота схеми:

Поки сигнал завдання по швидкості відповідає швидкості, меншій номінальній ($u_3 < u_{3H}$), сигнал з ДЕ по модулю $|u_{3ZE}| < u_{3E}$, тому РЕ перебуває на обмеженні, задаючи максимальний потік двигуна, рівний номінальному. ЕП працює як однозонний і швидкість регулюється тільки за рахунок напруги на якорі.

Після того, як швидкість двигуна перевищить номінальну, сигнал ДЕ стає більшим сигналу завдання ЕРС $|u_{3ZE}| > u_{3E}$, регулятор ЕРС виходить з обмеження і буде зменшувати завдання потоку $\Phi < \Phi_H$.

В результаті, збільшення швидкості, спочатку викликане збільшенням напруги, у подальшому буде досягнуто за рахунок ослаблення поля ЕД. Ослаблення поля припиниться, коли сигнал $u_{3ZE} = u_{3E}$, останній, в свою чергу, встановлює величину ЕРС двигуна.

5.5. Переваги, недоліки та області застосування багатоконтурних систем підлеглого регулювання

Переваги:

- 1 Простота синтезу і практичної реалізації САУ з великим числом регульованих параметрів.
- 2 Можливість побудови різних САУ за допомогою невеликого числа уніфікованих елементів.
- 3 Можливість одержання динамічних процесів, близьких до граничної швидкодії з малим перерегулюванням, як при більших, так і при малих збуреннях.
- 4 Простота обмеження будь-якої регульованої величини, можливість змінювати рівень обмеження і робити останній залежним від інших параметрів.
- 5 Малі зміни швидкості навіть при значних коливаннях напруги мережі, тому що відразу ж вступає в дію РС, що володіє високою швидкістю.
- 6 Простота забезпечення рівномірного розподілу струму між паралельно працюючими перетворювачами.
- 7 Простота налагодження завдяки незалежності настроювання внутрішніх контурів регулювання від налаштування зовнішніх і можливості використання методу послідовного настроювання. Можливість настроювання контуру струму при нерухомому якорі.
- 8 Висока експлуатаційна надійність і відносна простота обслуговування завдяки агрегатному принципу виконання блоків керування, що дозволяє замінити блоки, що вийшли з ладу, справними запасними.
- 9 Можливість широкої уніфікації СУЕП із системами автоматизації технологічних процесів. Простота зв'язку з безконтактними логічними елементами і обчислювальними пристроями, що полегшує автоматизацію технологічних процесів.
- 10 Зниження вартості і скорочення часу проектування.

11 Простота способів розрахунків і настроювання, що дозволяє навіть при значних погрішностях у визначенні динамічних параметрів ЕП одержати цілком працездатні системи.

Недоліки:

1 Нестійка робота ЕП в області переривчастого струму, тобто при малих навантаженнях і знакозмінному моменті навантаження.

2 Неможливість зменшення нижче деякої межі статичного (в однократноінтегруючій системі) і динамічного (у двократноінтегруючій системі) падіння швидкості при накиданні навантаження, тому що коефіцієнт контуру на МО, так і СО обернено пропорційний коефіцієнту підсилення об'єкта регулювання. Ця обставина утруднює застосування систем підлеглого регулювання для тих ЕП із широким діапазоном регулювання швидкості, які вимагають високої точності її підтримки, як у статичних, так і перехідних режимах.

3 Вплив електромагнітних малих сталих часу і необхідність екранізації кіл керування, обумовлене застосуванням підсилювачів з високим коефіцієнтом підсилення.

4 Сильний вплив змін параметрів системи на її поведінку. При використанні паралельної корекції з великим коефіцієнтом підсилення охопленої ланки нестабільність параметрів цієї ланки позначається мало. При послідовній корекції зміна параметрів позначається дуже сильно. Оскільки у реальних об'єктів регулювання передатні коефіцієнти і інші параметри змінюються, то оптимізація контурів регулювання забезпечується не у всім діапазоні, а лише п точки лінеаризації.

5 Відкидання членів другого ступеня в передатних функціях внутрішніх контурів регулювання, застосовуване при спрощеному методі розрахунків настроювання зовнішніх контурів, припустиме лише в тих випадках, коли «малі» сталі часу двох суміжних контурів мають однаковий порядок.

Підсумовування «малих» сталих часу, що перебувають у прямому каналі передачі впливів і каналі зворотної АСР, не цілком правомірним і приводить до погрішностей. Уточнені формули суттєво ускладнюють розрахунки і роблять їх менш наочними.

6 Зменшення швидкодії при збільшенні числа контурів регулювання.

7 Необхідність мати обслуговуючий персонал високої кваліфікації внаслідок складності систем.

Зазначені недоліки в багатьох випадках не є істотними. У цей час системи підлеглого регулювання широко застосовуються в різних галузях промисловості й з кожним роком усе ширше впроваджуються в системах ЕП.

5.6. ТЕХНІЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМ З ПІДПОРЯДКОВАНИМ РЕГУЛЮВАННЯМ ПАРАМЕТРІВ

Додатковий матеріал для використання в курсовому і дипломному проектуванні

Для реалізації розглянутих систем з підпорядкованим регулюванням параметрів розроблено ряд уніфікованих регуляторів.

У таких системах регуляторів є наступні пристрої:

- операційні підсилювачі (ОП);
- засоби зв'язку;
- датчики струму та напруги з гальванічною розв'язкою;
- потенціальні роздільники;
- функціональні перетворювачі (ФП), нелінійні елементи (НЕ);
- джерела живлення.

У даний час системи керування ЕП компактні і виконуються, як правило, на одній платі із системою керування перетворювачем.

5.2.1. Розрахунок параметрів контуру струму

Схемна реалізація регулятора струму представлена на рисунку 5.47.

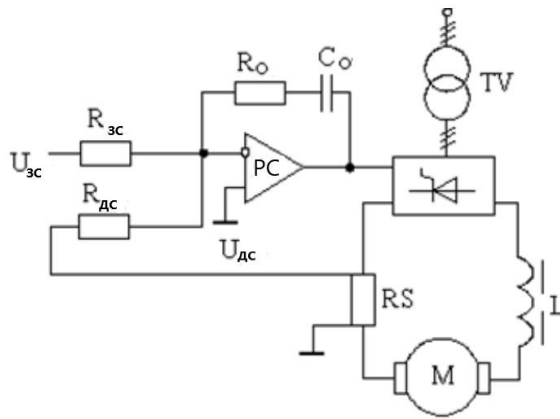


Рис. 5.47

Передатна функція регулятора струму

$$W_{pc}(p) = k_{pc} \frac{T_{i3}p+1}{T_{i3}p},$$

де $k_{pc} = \frac{T_E R_E}{2T_m k_{гп} k_{дс}};$

$T_{i3} = T_E; T_E = R_o \cdot C_o;$

$k_{pc} = \frac{R_o}{R_{дс}}.$

k_{pc} визначається з умови стійкості системи.

Послідовність розрахунку вирішальних кіл регулятора струму:

1) розраховуємо $T_E, k_{pc}, k_{дс}, k_y;$

2) нехай $C_{от} = (0,01 \div 4)$ мкФ;

3) знайдемо $R_o = \frac{T_E}{C_o};$

4) визначимо $R_{дс} = \frac{R_{ос}}{k_{pc}};$

5) обчислимо $R_{зс}.$

Щоб у сталому режимі сигнал РС не змінювався, потрібно, щоб вхідний струм не надходив у канал ЗЗ.

$$\frac{U_{зс}}{R_{зс}} = \frac{U_{дс}}{R_{дс}} \rightarrow R_{зс} = \frac{U_{зс}}{U_{дс}} R_{дс} = \frac{U_{зс}^{max}}{U_{дс}^{max}} R_{дс};$$

а) $U_{зс(max)} = U_{дс(max)} \rightarrow R_{зс} = R_{дс};$

б) задаємося R_1 ;

7) одержимо $R_2 = R_1 \cdot k_y$.

Рівняння статики: а) $U_{ЗС(max)} = U_{ДС(max)}$; $R_{ЗС} = R_{ДС}$; $W_{зкс} = \frac{1}{k_{дс}}$;

б) $U_{ЗС(max)} \neq U_{ДС(max)}$; $R_{ЗС} \neq R_{ДС}$; $W_{зкс} = \frac{1}{k_{дс}} \cdot \frac{R_{дс}}{R_{зс}}$.

Передатна функція замкнутого контуру струму за завданням

$$W_{кз(з)}^3(p) = \frac{R_{дс}}{R_{зс}} \frac{1}{T_c p + 1}.$$

5.2.2. Розрахунок параметрів контуру швидкості

Контур регулювання швидкості представлений на рис. 5.48.

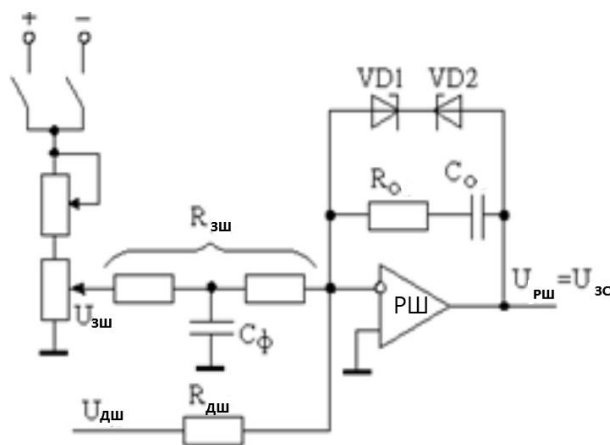


Рис. 5.48

Передатна функція ПІ-регулятора швидкості

$$W_{рш}(p) = k_{рш} \frac{T_{із} p + 1}{T_{із} p};$$

$$k_{рш} = \frac{C_{\phi} I_{н} T_{м} k_{дш}}{2 T_{ш} R_E k_{дш}},$$

де

де $k_d = k_{рш}$ при $R_{зш} = R_{дш}$;

$k_{дш} = k_{дш} \cdot \frac{R_{дш}}{R_{зш}}$ при $R_{зш} \neq R_{дш}$.

$T_{із} = 4 T_{ш}$.

Таким чином, коефіцієнт регулятора швидкості

$$k_{pc} = \frac{C_e \Phi_n T_M k_{дш}}{2 T_T R_e k_{дш}} \rightarrow (R_{зш} = R_{дш});$$

$$k_{рш} = \frac{C_e \Phi_n T_M k_{дш} \frac{R_{дш}}{R_{зш}}}{2 T_{ш} R_E k_{дш}} \rightarrow (R_{зш} \neq R_{дш});$$

Послідовність розрахунку вирішальних кіл регулятора швидкості:

- 1) знаходимо $k_{рш}$, $T_{ІЗ}$;
- 2) задаємося C_O ;
- 3) знаходимо R_O ;
- 4) визначаємо $R_{дш}$;
- 5) обчислюємо $R_{зш}$;
- 6) одержимо C_ϕ ;
- 7) розраховуємо R_3 , R_4 ;
- 8) вибираємо VD1, VD2.

при $U_{зш(max)} \neq U_{дш(max)}$ $R_{зш} = \frac{U_{зш(max)}}{U_{дш(max)}} R_{дш}$.

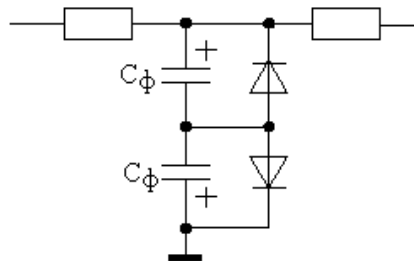


Рис. 5.49

Передатна функція контуру швидкості, налаштованого на симетричний оптимум з фільтром на вході

$$W_{кш}^{3(\text{co}+\phi)}(p) \cong \frac{1/k_{дш}}{T_{ш}p+1},$$

де $T_{ш}^{\text{co}+\phi} = 4T_c$;

$T_{ш}^{(mo)} = 2T_c$.

У статичному режимі: $\lim_{p \rightarrow 0} W_{кш}^3(p) = \frac{1}{k_{дш}}$.

РОЗДІЛ 6. КЕРУВАННЯ ПОЛОЖЕННЯМ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

ТЕМА 6.1. КЕРУВАННЯ ПОЛОЖЕННЯМ ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ЗГІДНО ПРИНЦИПУ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ КООРДИНАТ

Слідкуючі системи - це системи, що здійснюють керування положенням виконуючого органу робочої машини у відповідності із задаючою дією, яка змінюється за довільним законом. В таких системах головним є зворотний зв'язок по положенню.

Слідкуючі системи бувають гідравлічні, пневматичні і електричні. У промислових установках вони знаходять застосування у верстатах з ЧПК, роботах, маніпуляторах, літальних апаратах, космічній та військовій техніці.

Основною характеристикою слідкуючої системи є точність, з якої вона відпрацьовує задане переміщення у статичних і динамічних режимах. В свою чергу точність залежить від структури, технічного виконання системи і режимів її роботи (режим позиціонування, відпрацювання лінійного сигналу, і т.д.). Найпростіший з режимів - режим позиціонування. Ці системи знаходять найбільше поширення.

6.1.1. Структурна схема і режими роботи слідкуючої системи

Завданням слідкуючого АЕП є переміщення робочого органу з одного положення в інше. Основною його характеристикою є швидкість і точність відпрацювання задаючих сигналів. Оскільки у процесі відпрацювання переміщення потрібно контролювати струм і швидкість двигуна на певному рівні, то всі сучасні слідкуючі системи АЕП є триконтурними з підлеглим регулюванням параметрів. Структурна схема слідкуючого АЕП представлена на рис. 6.1.

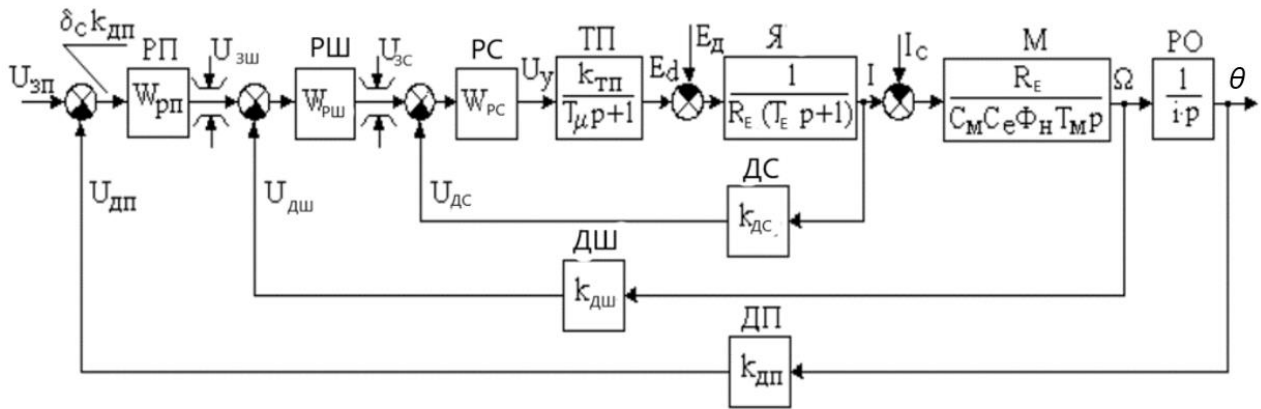


Рис. 6.1

На структурній схемі рис. 6.1 позначені: $W_{рп}$, $W_{рш}$, $W_{рс}$ – регулятори положення, швидкості і струму; ДП, ДШ, ДС – датчики положення швидкості і струму; $U_{зп}$ – сигнал завдання положення.

Можливі три режими роботи слідкуючого позиційного АЕП:

1) режим малих переміщень, при якому жоден з регуляторів не виходить на обмеження, тобто система поводить себе як лінійна;

2) режим середніх переміщень, в якому регулятори положення і швидкості виходять на обмеження, тобто система перестає бути лінійною, але швидкість у процесі відпрацювання не виходить на максимальний сталий рівень. Тахограма режиму середніх переміщень зображена на рис. 6.2;

3) режим великих переміщень - регулятори положення і швидкості виходять на обмеження, привод розганяється до максимальної швидкості, якийсь час на ній працює. Тахограма режиму великих переміщень, відповідно до рис. 6.3, має вигляд трапеції.

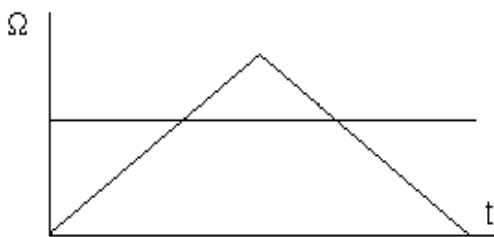


Рис. 6.2

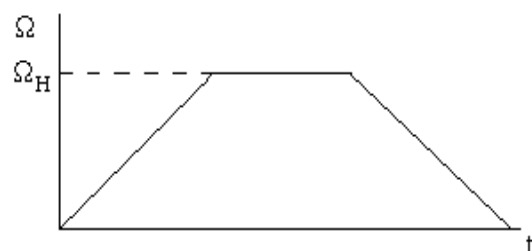


Рис. 6.3

6.1.2. Оптимізація контуру положення для режиму малих переміщень

Будемо вважати, що контури струму і швидкості вже оптимізовані і залишається оптимізувати тільки контур положення. Тоді структурна схема прийме вид, представлений на рис. 6.4.

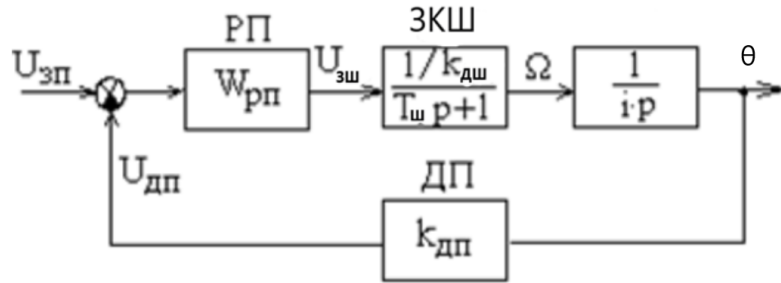


Рис. 6.4

Передатна функція замкнутого контуру швидкості (ЗКШ), оптимізованого на модульний оптимум має вигляд

$$W_{\text{кш}}^{\text{з(мо)}}(p) \cong \frac{1/K_{\text{дш}}}{4T_{\text{ш}}p+1} = \frac{1/K_{\text{дш}}}{T_{\text{ш}}p+1},$$

де $T_{\text{ш}} = 4T_{\text{с}}$ – мала стала часу оптимізованого контуру швидкості ($T_{\text{ш}}^{\text{мо}} = 2T_{\text{с}}$, $T_{\text{ш}}^{\text{со}} = 4T_{\text{с}}$).

Налаштуємо контур положення на модульний оптимум. При такому настроюванні ЛАЧХ має вигляд, представлений на рис. 6.5.

Тоді передатна функція розімкнутого контуру положення, настроєного на модульний оптимум, прийме вид

$$W_{\text{кп}}^{\text{р}}(p) \cong W_{\text{рп}}(p) \cdot \frac{K_{\text{дп}}}{K_{\text{дш}}(T_{\text{ш}} \cdot p + 1)i \cdot p} = \frac{1}{2T_{\text{ш}} \cdot p(T_{\text{ш}} \cdot p + 1)},$$

де $K_{\text{дп}}$, $K_{\text{дш}}$ – коефіцієнт передачі датчика положення і швидкості відповідно.

Передатна функція регулятора положення буде дорівнює

$$W_{\text{рп}}(p) \cong \frac{i}{2T_{\text{ш}}} \cdot \frac{K_{\text{дш}}}{K_{\text{дп}}} = K_{\text{рп}},$$

де i – передаточне число редуктора.

$$K_{\text{рп}} = \frac{i}{2T_{\text{ш}}} \cdot \frac{K_{\text{дш}}}{K_{\text{дп}}}.$$

Одержали П-регулятор положення і астатичну систему за завданням.

$$W_{\text{КП}}^{3(\text{МО})}(p) \cong W_{\text{рп}}(p) \cdot \frac{1/K_{\text{дп}}}{2T_{\text{ш}}^2 p^2 + 2T_{\text{ш}} p + 1} \approx \frac{1/K_{\text{дп}}}{2T_{\text{ш}} p + 1} = \frac{1/K_{\text{дп}}}{T_{\text{п}} + 1},$$

де $T_{\text{п}} = 2T_{\text{ш}}$ – еквівалентна стала часу оптимізованого на модульний оптимум контуру положення.

$$T_{\text{п}} = 2T_{\text{ш}} = \dots = 8T_{\mu}$$

Отримана система є астатичною 1-го порядку за завданням. Якщо контур швидкості був оптимізований на СО і регулятор швидкості був ПІ, то даний контур положення буде астатичним навіть із П-регулятором положення.

Знак помилки залежить від напрямку дії статичного активного моменту (див. рис. 6.6).

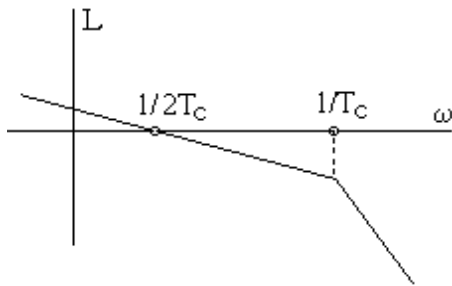


Рис. 6.5

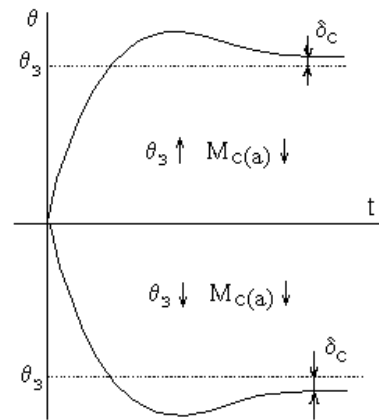


Рис. 6.6

Оцінимо точність позиційної системи (див. рис. 6.7).

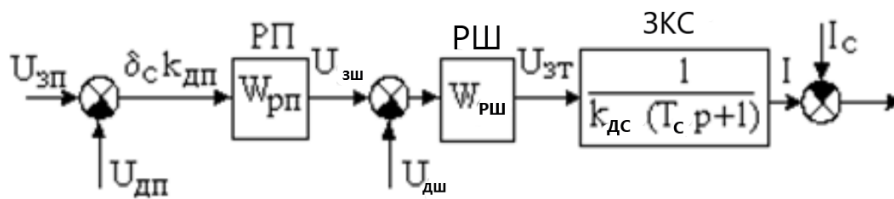


Рис. 6.7

$$\delta_c = \theta_3 - \theta; \theta \cdot K_{\text{дп}} = U_{\text{дп}} \rightarrow \theta = U_{\text{дп}} / K_{\text{дп}};$$

де $\theta = \frac{U_{\text{дп}}}{K_{\text{дп}}}$ – фактичне значення переміщення.

За аналогією знаходимо задане переміщення

$$\theta_3 = \frac{U_{зп}}{K_{дп}}$$

Вважаємо, що коефіцієнти регулятора положення за завданням і каналом ЗЗ однакові, тобто $R_{зп} = R_{дп}$.

Визначимо величину помилки

$$U_{зп} - U_{дп} = \delta_c K_{дп};$$

де $\delta_c K_{дп} \cdot K_{рп} \cdot K_{рш} \frac{1}{K_{дт}} = I = I_c \Rightarrow \delta_c = \frac{I_c \cdot K_{дт}}{K_{дп} \cdot K_{рп} \cdot K_{рш}}$ – не залежить від величини задаючого

сигналу, а залежить від моменту на валу і параметрів системи.

Якщо контур швидкості настроєний на СО (регулятор швидкості П), то $\delta_c = 0$.

6.1.3. Застосування параболічного регулятора положення

Для оптимального відпрацювання заданого переміщення регулятор положення повинен бути нелінійним. Для підтвердження цього проаналізуємо відпрацювання ступінчатого завдання переміщення (див. рис. 6.8). На рисунку показані у відносних одиницях графіки зміни швидкості, положення та моменту двигуна, а також похибки відпрацювання положення δ .

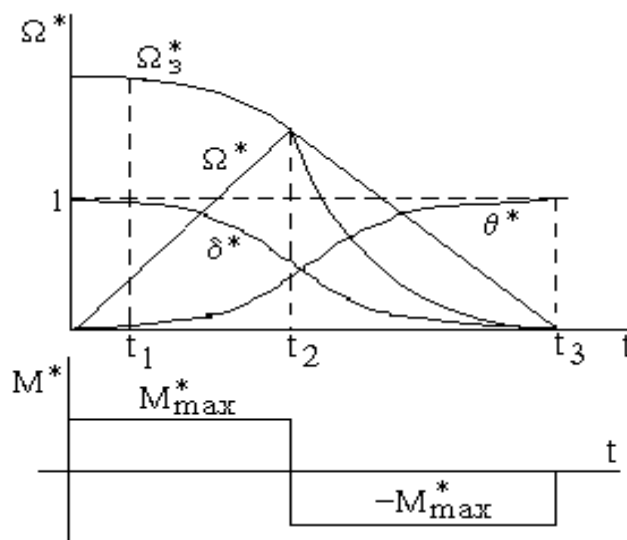


Рис. 6.8

Для забезпечення максимальної швидкодії момент двигуна на початковому етапі відпрацювання положення, коли відбувається розгін, повинен бути максимальним і додатним. На другому етапі відпрацювання положення, коли вже відбувається гальмування, момент також повинен бути максимальним, але від'ємним. Такому графіку зміни моменту відповідає трикутний графік зміни швидкості двигуна (див. рис. 6.8).

Вихідний сигнал регулятора положення в кожній точці є функцією сигналу завдання положення та похибки: $U_{рп}^* = K_{рп}^* (\theta_3^* - \theta^*) = f(\theta_3^*, \delta)$. Таку статичну характеристику має параболічний регулятор (рис. 6.9). При $\delta^* \rightarrow \infty$ $K_{рп}^* \rightarrow 0$; при $\delta^* \rightarrow 0$ $K_{рп}^* \rightarrow \infty$.

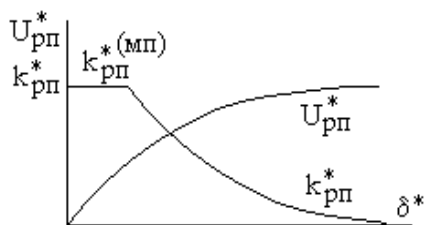


Рис. 6.9

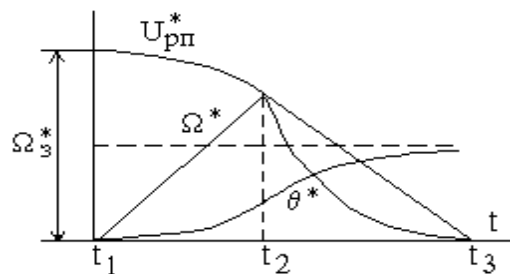


Рис. 6.10

Графіки сигналів при відпрацьовуванні заданого переміщення позиційною системою з параболічним регулятором положення представлена на рис. 6.10.

У загальному випадку практична реалізація параболічного регулятора положення (ПРП) має вигляд, представлений на рис. 6.11. При практичній реалізації початковий кут повинен бути обмежений коефіцієнтом, що має контур положення в режимі малих переміщень. Реалізація такої нелінійної залежності здійснюється методом кусочно-лінійної апроксимації (рис. 6.12).

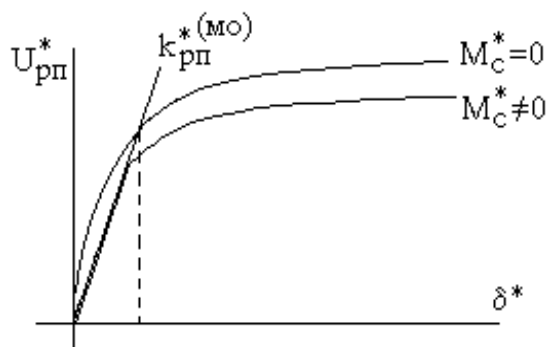


Рис. 6.11

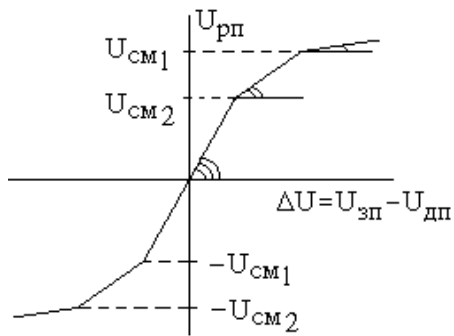


Рис. 6.12

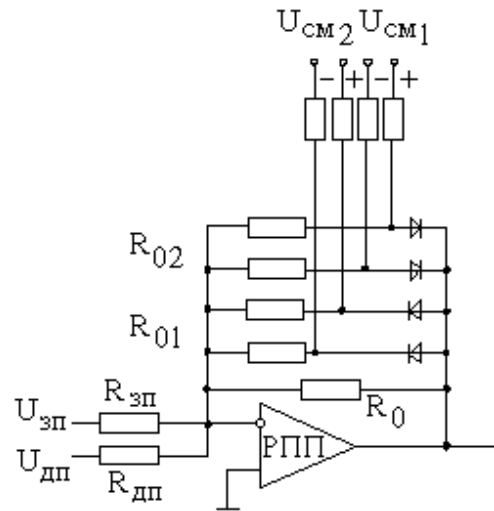


Рис. 6.13

Відповідно до рис. 6.13, показана реалізація аналогового ПРП на базі операційного підсилювача РПП і матриці потенціально зміщених діодів, що включаються при досягненні сигналу на виході певного рівня, і підключає паралельно основному резистору R_0 резистори R_{01} , R_{02} .

$$K_0 = R_0/R_{дп}; \quad K_1 = \frac{R_1 \cdot R_0}{R_{дп} + R_0}; \quad K_2 = \frac{R_0 // R_1 // R_2}{R_{дп}}.$$

РОЗДІЛ 7. АДАПТИВНІ СИСТЕМИ АЕП

Додатковий матеріал для поглибленого вивчення дисципліни

Об'єкт регулювання в процесі роботи може змінювати свої параметри. Це викликано нелінійністю характеристик самих об'єктів, дією збурень (змінною температурою, напруги мережі, часу, моменту навантаження), а також старінням. Тому будь-яке настроювання є оптимальним лише в розрахунковій точці. У всіх інших випадках настроювання системи відрізняється від оптимального. Якщо зміни параметрів невеликі (20-30)%, то це не приводить до істотних змін якості і з цим доводиться миритися. Якщо зміни істотні (настроювання контуру струму в системах АВК, ТП-ДПС при переході з режиму безперервного струму в режим переривчастих струмів), доводиться змінювати параметри регуляторів, або структуру регулювання для збереження оптимального настроювання. Системи, у яких реалізується така функція, називаються адаптивними.

Узагальнена структурна схема адаптивного АЕП представлена на рис. 7.1, де прийняті позначення: Р – регулятор; ОУ – об'єкт управління; БАУ - блок адаптивного управління; БОІ - блок обробки інформації; БППР - блок перебудови параметрів регулятора. БАУ = БОІ + БППР

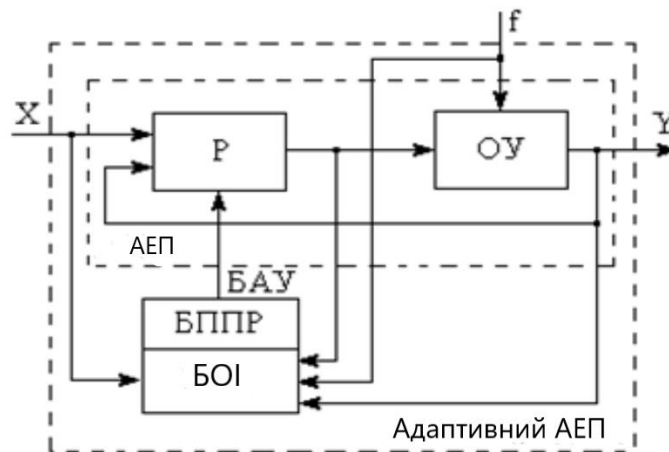


Рис. 7.1

Основні завдання, розв'язувані адаптивними системами АЕП

1) При довільній зміні параметрів об'єкта необхідно так змінювати параметри регулятора, щоб зберігалася оптимальне настроювання системи (у цьому випадку

припускають, що система була оптимізована, і це настроювання збереглося). Це завдання вирішується в безошукових адаптивних системах.

2) При початковій відсутності інформації про параметри об'єкта і вплив на систему необхідно робити пошук оптимальних режимів роботи. Це завдання вирішується в пошукових адаптивних системах АЕП.

7.1. БЕЗОШУКОВІ АДАПТИВНІ АЕП

Безошукові адаптивні системи вирішують перше завдання збереження оптимальності настроювання системи.

7.1.1. Системи із внутрішніми зворотними зв'язками

Система АЕП із внутрішніми зворотними зв'язками для тих елементів, параметри яких змінюються (див. рис. 7.2). На рис. 7.2 прийняті позначення: ВЗЗ - внутрішній зворотний зв'язок; ГЗЗ - головний зворотний зв'язок.

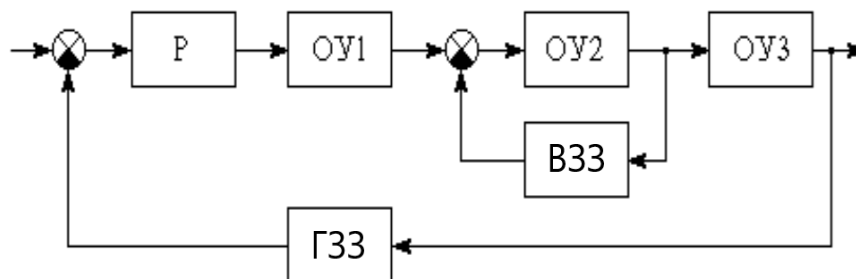


Рис. 7.2

Обов'язковою умовою працездатності цієї системи є більш висока швидкодія контуру внутрішнього зворотного зв'язку по відношенню до контуру головного зворотного зв'язку.

Приклад такої системи - система із внутрішнім контуром напруги в тиристорному ЕП постійного струму, за допомогою якого лінеаризується характеристика тиристорного перетворювача.

7.1.2. Системи з еталонними моделями

Еталонні моделі в явному або в неявному виді присутні у всіх адаптивних системах. В якості еталонних моделей можуть бути використані моделі окремої ланки, розімкнутої системи або замкнутої системи в цілому. Системи, у яких моделі присутні в явному виді, називаються системами з еталонними моделями. Їхні структури представлені на рис. 7.3,а,б, де прийняті позначення: W_M – модель замкнутої системи; W_K – коригувальна ланка.

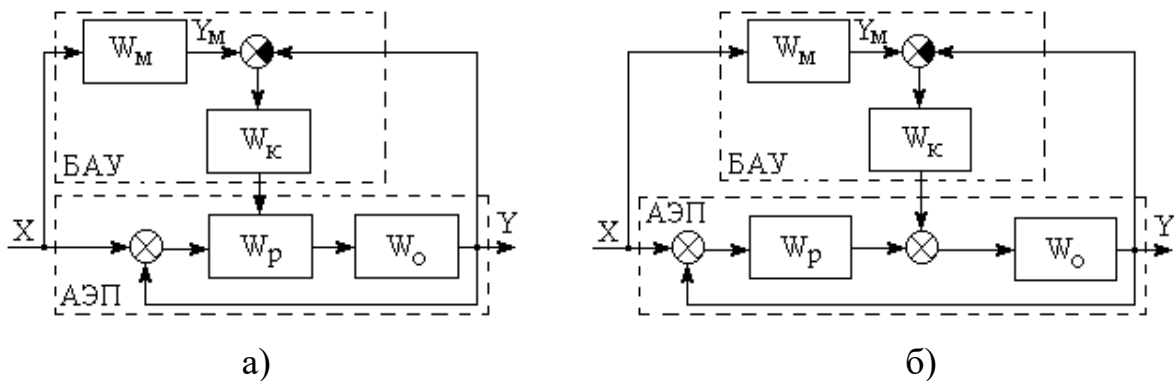


Рис. 7.3

Варіант б - адаптивна система із сигнальним самонастроюванням. У випадку, коли параметри об'єкта є розрахунковими, фактичні і бажані сигнали будуть збігатися і тому сигнал з коригувальної ланки дорівнюватиме нулю. При зміні параметрів в об'єкті фактичний сигнал буде відрізнятися від бажаного, що буде приводити до формування сигналу на виході коригувальної ланки, який, алгебраїчно підсумовуючись із сигналом регулятора, сформує такий вплив на об'єкт, при якому фактичний сигнал буде наближатися до бажаного.

Передаточна функція замкнутої адаптивної системи.

$$W_{z(АЭП+БАУ)}(p) = \frac{Y(p)}{X(p)}$$

$$\text{де } Y = [(X-Y)W_p + (Y_M-Y)W_K] W_0;$$

$$Y_M = XW_M;$$

$$Y = XW_pW_0 - YW_pW_0 + XW_MW_KW_0 - YW_KW_0;$$

$$Y(1+W_pW_0+W_KW_0) = X(W_pW_0+W_MW_KW_0);$$

$$\frac{Y}{X} = \frac{W_p W_o + W_M W_K W_o}{1 + W_p W_o + W_K W_o} = \frac{W_p W_o / W_K + W_M W_o}{1/W_K + W_p W_o / W_K + W_o} \approx \frac{W_M W_o}{W_o} = W_M,$$

$$W_K = K_K \rightarrow \infty.$$

Передатна функція такої замкнутої системи незалежно від зміни параметрів об'єкта прагне до передатної функції моделі, тому перехідні процеси по керуючому впливі X будуть оптимальними і стабілізованими, тобто не будуть змінюватися при зміні параметрів об'єкта. Таке сигнальне настроювання застосовують у системах АВК для збереження оптимального настроювання в контурі струму при зміні швидкості.

Достоїнство - проста технічна реалізація (пасивний фільтр із операційним підсилювачем).

Недоліки:

- застосовується тільки для невеликих змін параметрів в об'єкті (20-40)%;
- такі системи забезпечують оптимальність настроювання тільки по задаючому сигналу; по збурювальному впливу оптимальність не реалізується.

7.1.3. Системи із самонастроюванням

Адаптивна система із самонастроюванням за значенням амплітудної характеристики на частоті зрізу представлена на рис. 7.4, де прийняті позначення: W_M – передатна функція моделі розімкнутої системи; Φ – вузькополосні фільтри, що виділяють сигнал тестової частоти (див. рис. 7.5); ВМ – виділювач модуля; K – коригувальна ланка (інтегратор).

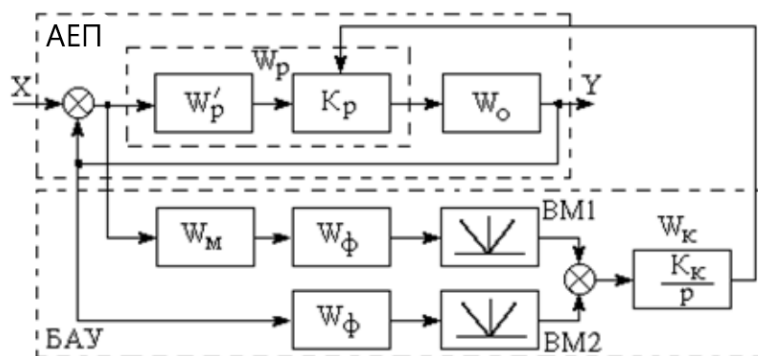


Рис. 7.4

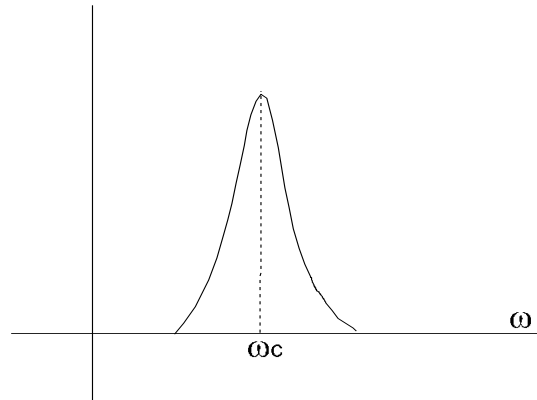


Рис. 7.5

Вхідний тестовий сигнал описується рівнянням

$$X = U_y + U_0 \sin \omega_0 t,$$

де U_y – корисний сигнал;

$U_0 \sin \omega_0 t$ – готовий сигнал малої амплітуди U_0 (U_0 береться у вигляді частки відсотка від величини корисного сигналу $U_0 = (10^{-4} - 10^{-5}) U_y$;

$\omega_0 = \omega_c$ – тестова частота (частота зрізу).

Якщо система працює в розрахунковій точці, то сигнали з моделі і фактичний сигнал рівні. Тому на вхід коригувальної ланки надходить нуль, що визначає розрахунковий коефіцієнт підсилення регулятора. Якщо коефіцієнт в об'єкті зменшився, то фактичний вихідний сигнал Y став менше $Y_{\text{МОДЕЛЬ}}$, на вході коригувальної ланки з'являється позитивний сигнал, який повинен викликати збільшення коефіцієнта підсилення регулятора. Збільшення коефіцієнта регулятора буде йти доти, поки фактичний сигнал не буде дорівнює сигналу з моделі. У цьому випадку на вході коригувальної ланки буде знову нуль, а на виході буде сигнал, що відповідає новому значенню коефіцієнта регулятора. Коригувальна ланка інтегрального типу має властивість пам'яті.

Виділювач модуля призначений для випрямлення сигналів малої амплітуди без втрати інформації. Принципова схема виділювача модуля представлена на рис. 7.6. Вихідний сигнал модуля дорівнює: $Y = X + 2Y$.

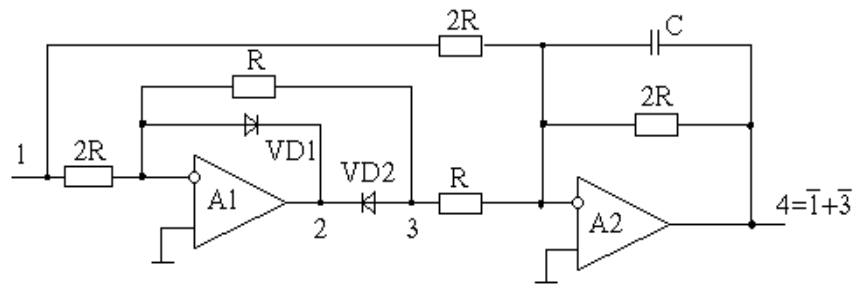


Рис. 7.6

Діаграми сигналів виділювача модуля представлені на рис.7.7.

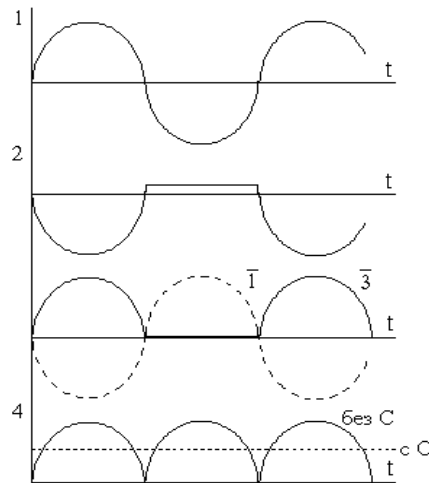


Рис. 7.7

Відповідно до рис. 7.7, охоплення від'ємним зворотним зв'язком кола, що включає діод VD2, зробило цей вузол лінійним для вхідного сигналу позитивної полярності. При негативному вхідному сигналі вихідний сигнал дорівнює нулю, оскільки на виході ОП в цьому випадку формується позитивна напруга, при якій діод VD2 закритий, а для обмеження зворотного струму діода VD2, вихід операційного підсилювача A1 обмежений напругою на діоді VD1. Ємність у зв'язку A2 дозволяє згладити вихідний сигнал.

7.1.4. Системи зі структурою регуляторів, що перемикається

У системі АЕП використовують типові налаштування контурів регулювання (на СО, МО), що визначають статичні і динамічні властивості системи.

Вид частотної характеристики, частота зрізу визначають характер перехідних процесів (швидкодію, перерегулювання і т.д.). Якщо при зміні параметрів в об'єкті

змінювати параметри регуляторів таким чином, щоб вид частотних характеристик не змінився, то перехідні процеси будуть інваріантні при зміні параметрів об'єкта.

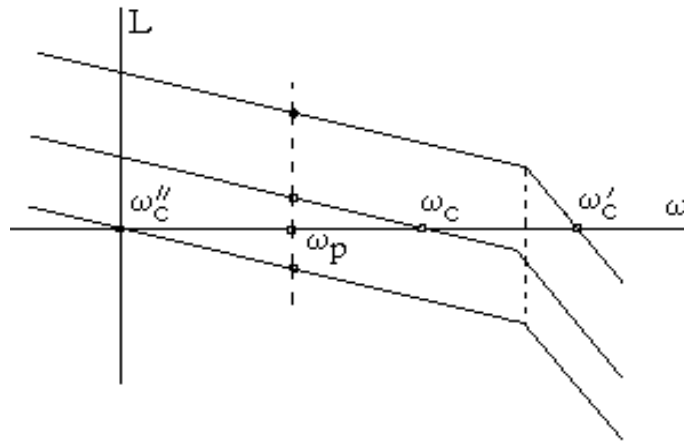


Рис. 7.8

Якщо в об'єкті змінився тільки коефіцієнт підсилення, то ЛАЧХ розімкненого контуру або піднімається, або опускається, не змінюючи своєї форми (див. рис. 7.8). Оцінити зміну ЛАЧХ можна, контролюючи коефіцієнт підсилення на якійсь частоті ω_0 (тестовій частоті). Звичайно як тестова частота беруть $\omega_{зрізу}$ для оптимізованого на розрахунковий оптимум контуру системи. В якості прикладу розглянемо зміну параметрів якорного кола ДПС при живленні від керованого випрямляча в режимах неперервного (РНС) і переривчастого струмів (РПС).

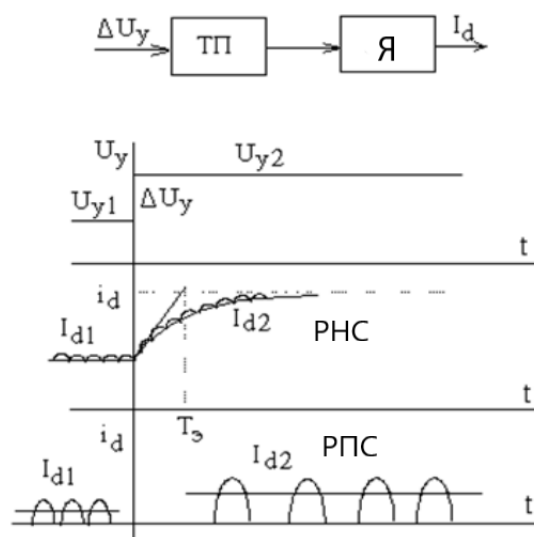


Рис.7.9

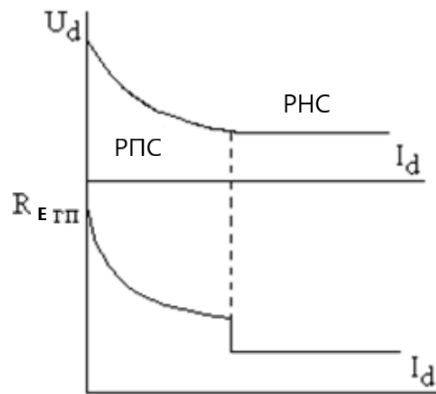


Рис. 7.10

Якщо параметри об'єкта міняються істотно, то оптимальність перехідних процесів може бути отримана за рахунок зміни структури регуляторів, а в деяких випадках за рахунок зміни всієї структури регулювання. Істотна зміна параметрів у системі АЕП постійного струму має місце при зміні режиму роботи тиристорного перетворювача (відповідно до рис.7.9, при переході з режиму безперервного струму в режимі переривчастого струму).

З осцилограм видно, що при тих самих приростах вхідного сигналу в режимі безперервного струму (РНТ) приріст вихідного струму ΔI більше, але вихід на нове значення струму йде по експоненті з постійною часу T_e . У режимі переривчастого струму (РПТ) приріст вихідного струму $\Delta I'_{\Delta 1} = I'_{\Delta 2} - I'_{\Delta}$, буде менше за рівнем, але струм виходить на цей рівень практично миттєво (див. рисунок 7.10).

$$\text{Звідси } R'_{\text{ТП (РПТ)}} \gg R'_{\text{ТП (РНТ)}} \Rightarrow T_e \rightarrow 0.$$

Якщо система АЕП була одноконтурною, то зменшення коефіцієнта в ланках ТП-Я буде викликати зменшення коефіцієнта в системі і приводити до більш демпфованих перехідних процесів, але система залишається працездатної. Якщо привод багатоконтурний, то це викликає зниження швидкодії в контурі струму і втрату працездатності системи в цілому.

Тому для забезпечення оптимального настроювання системи як у РНТ, так і в РПТ, необхідно одночасно зі зміною режиму роботи перетворювача змінювати структуру регулятора струму:

1) при переході в режим переривчастих струмів регулятор струму повинен змінити структуру (замість ПІ він повинен стати І-типу);

2) по мірі зміни R_c повинна змінюватися і стала T_1 регулятора.

7.1.4.1. Технічна реалізація адаптивного регулятора струму

Схема адаптивного регулятора струму представлена на рис. 7.11, де прийняті позначення: ДНС - датчик нульового струму; БПР - блок переключення регулятора; A_1, A_2 - операційні підсилювачі; K_1, K_2 - електронні ключі.

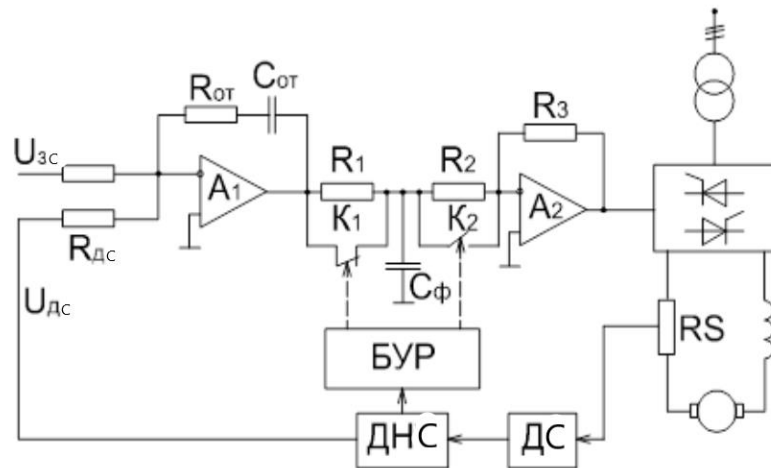


Рис. 7.11

БУР управляє станом ключів K_1 і K_2 , за допомогою яких змінює структуру регулятора (може реалізувати П або ПІ-регулятор).

$$\text{РНТ: } W_{pc}(p) = k_1 \cdot \frac{T_{i3}p+1}{T_{i3}p} \cdot \frac{1}{T_{\phi}p+1} \cdot k_3 \cong k_1 \frac{T_{i3}p+1}{T_{i3}p};$$

$$\text{РПТ: } W_{pr}(p) = k_1 \cdot \frac{T_{i3}p+1}{T_{i3}p} \cdot \frac{1}{T_{\phi}p+1} \cdot k_{3(\epsilon)} \cong \frac{k_1 k_{3(\epsilon)}}{T_{i3}p} = \frac{1}{T_{i3}p}.$$

Одержали регулятор І-типу, стала часу якого T_{i3} зменшується зі зменшенням струму, що потрібно для оптимального настроювання контуру струму в режимі переривчастих струмів.

Ще одним способом побудови адаптивного контуру струму є включення нелінійної ланки (елементу) (НЕ) в контур струму, послідовно з регулятором струму РС, коефіцієнт передачі якого змінюється зворотно пропорційно зміні коефіцієнту передачі кола ТП-Я. Завдяки цьому коефіцієнт у контурі струму

залишається незмінним, що і визначає незмінність перехідних процесів і в РНТ, і в РПТ.

Структурна схема адаптивного регулятора струму серійного перетворювача БТУ представлена на рис.7.12. ЛАЧХ контуру струму в режимі РПС із адаптивним регулятором струму і без НЕ і ФПЕ представлена на рис. 7.13.

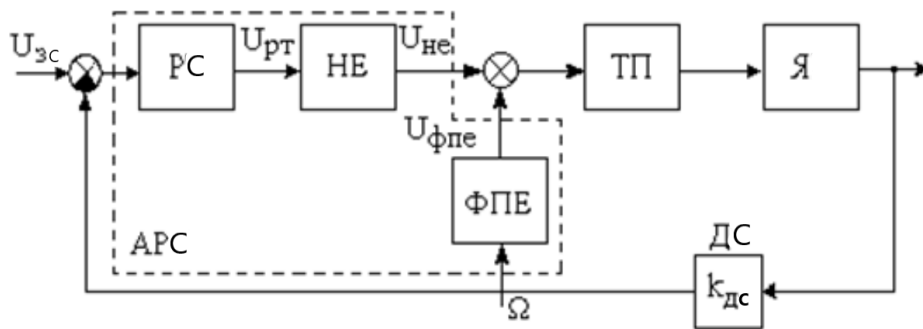


Рис. 7.12

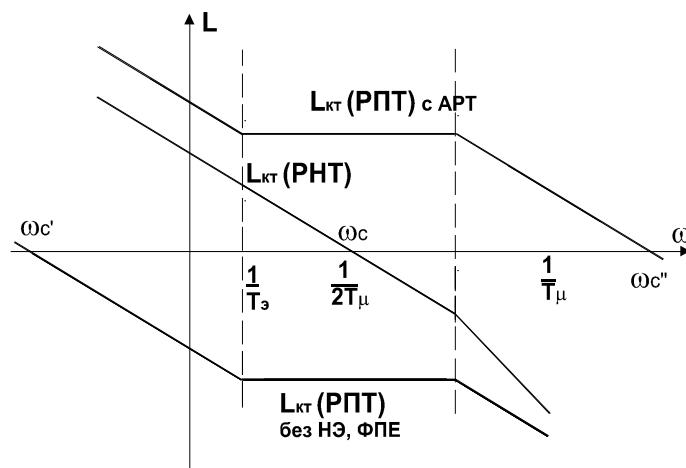


Рис. 7.13

У режимі переривчастих струмів у НЕ коефіцієнт $k_{НЕ}$ значно більше, ніж у режимі безперервних струмів.

Для компенсації дії природного зворотного зв'язку по ЕРС, який присутній в ДПС, але не був врахований при синтезі контуру струму, а також для виділення зони переривчастих струмів в електроприводі на базі БТУ використовується позитивний зворотний зв'язок по ЕРС, що надходить у систему через ФПЕ. У режимі ідеального холостого ходу на виході РТ повинен бути нульовий сигнал і всі напруги перетворювача формуються тільки завдяки сигналу $U_{ФПЕ}$. Завдяки цьому компенсується вплив зони переривчастих струмів.

Ще одним способом адаптації контуру струму до режиму переривчастих струмів є охоплення зворотним зв'язком по напрузі тиристорного перетворювача. У режимі переривчастих струмів у перетворювача нелінійна регульовальна характеристика, а завдяки охопленню зворотним зв'язком по напрузі ця ланка лінеаризується.

У цьому випадку класичні системи однозонного ЕП з підлеглим регулюванням стають трьохконтурними.

7.2.ОСОБЛИВОСТІ ПОШУКОВИХ АДАПТИВНИХ АЕП

Пошукові адаптивні системи здійснюють оптимізацію за прийнятими критеріями (показниками) якості (ПЯ). В них організується режим пошукових змін параметрів і фіксуються ті параметри, при яких досягаються екстремальні значення показника якості. Тому для роботи таких систем необхідні екстремальні показники (рис. 7.14).

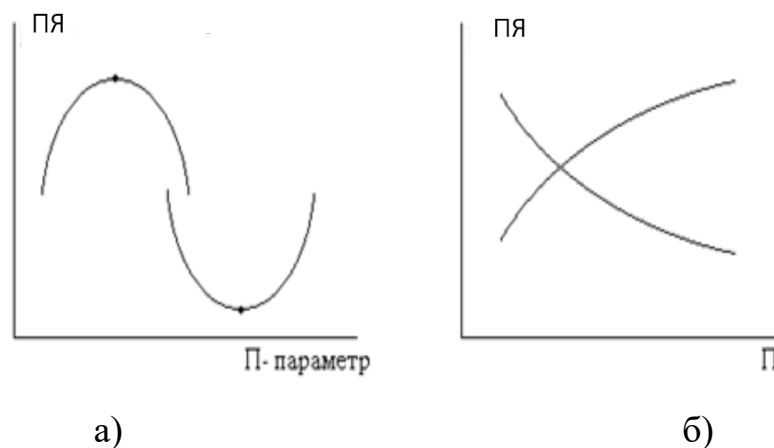


Рис. 7.14

Блок-схема пошукової адаптивної системи (ПАС) представлена на рис. 7.15, де прийняті позначення: БАУ - блок адаптивного управління; БОПЯ - блок оцінки прийнятого показника якості (включає контрольно-вимірювальну апаратуру і функціональний пристрій, состав яких залежить від прийнятого показника якості); БО - блок організації рухів (включає пристрої, що виконують пробні зміни параметрів регулятора, пристрої оцінки змін параметрів якості, пристрої, що

виробляють сигнали для потрібної зміни параметрів); БР - блок регуляторів (містить у собі регулятори, необхідні для адаптації).

Пошукова адаптивна система - самонастроювальна або система, що самонавчається.

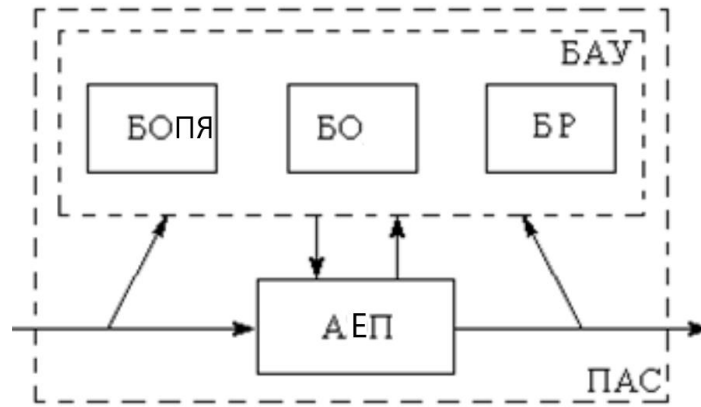


Рис. 7.15

ЛІТЕРАТУРА

Основні інформаційні ресурси

1. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи / За редакцією М.Г.Поповича та О.Ю.Лозинського / Навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за напрямом „Електромеханіка”. – К.: Либідь, 2005. -680 с.
2. Теорія електропривода / За редакцією М.Г. Поповича/ Підручник. – К.: Вища школа, 1993. - 496с.
3. Електромеханічні системи автоматизації та електропривод (Теорія і практика) / М.Г.Попович, В.І. Кострицький та ін. Навч. посібник з грифом МОН України. – К.: КНУТД . 2008. - 408 с.
4. Розробка та дослідження електромеханічних систем автоматизації та складових електропривода / М.Г.Попович, В.І.Кострицький та ін. - Навчальний посібник з грифом МОН України. – К: КНУТД , 2011. – 492 с.
5. Системи програмного та слідкуючого керування рухом [Електронний ресурс]: підручник для студентів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», спеціалізації «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність» / В.І.Теряєв, С.В.Король. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 150 с.

Додаткові інформаційні ресурси

6. Richard Crowder. Electric Drives and Electromechanical Systems: Applications and Control / Richard Crowder. – Newnes, Published Date: 2006. – 312 p.
7. Елементи автоматизованого електропривода / М.Г.Попович, В.А.Гаврилюк, О.В.Ковальчук, В.І.Теряєв. – К.: УМВК ВО. - 1990. – 260 с.

Методичні матеріали

8. Конспект лекцій по дисципліні «Автоматизація електромеханічних систем-1» для студентів спеціальності «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод» / В.І.Теряєв, Київ: НТУУ “КПІ”, свідоцтво про надання грифу НМУ №Е11/12-254 від 24.05.2012 р. - 340 с.
9. Елементи та апарати електромеханічних систем та електроприводів-1: текст лекцій для студентів спеціальності «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод» / Уклад.: В.І. Теряєв. – Київ: НТУУ «КПІ», 2011. – 324 с.
10. Методичні вказівки до виконання лабораторної роботи «Дослідження динамічних режимів релейно-контакторної схеми автоматичного керування електродвигуном постійного струму з незалежним збудженням» для студентів спеціальності «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод» / Укл. В.І. Теряєв. - К.: КПІ, 2013. – 24 с.
11. Методичні вказівки до лабораторних робіт з дисципліни “Системи керування електроприводами” для студентів спеціальності “Електромеханічні

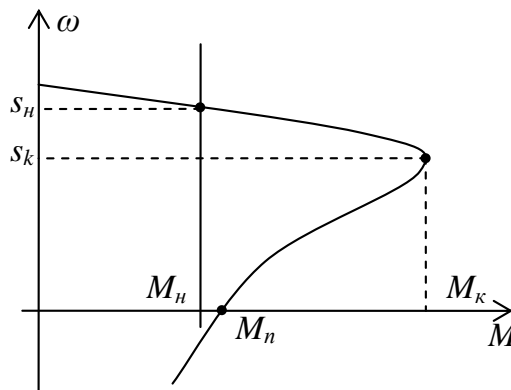
системи автоматизації та електропривод”. Дослідження статичних і динамічних характеристик системи керування швидкістю двигуна постійного струму з незалежним збудженням за структурою з підсумовуючим підсилювачем. / О.І.Кіселичник, В.І.Теряєв, М.Я.Островерхов -К.: „Політехніка”, 2007 р. – 32 с.

12. Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт з кредитного модуля «Автоматизація електромеханічних систем» на тему «Дослідження статичних та динамічних режимів двигуна постійного струму з незалежним збудженням на базі керуючо-перетворювального пристрою DCS800» для студентів спеціальності «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод» / С.М.Пересада, О.І.Кіселичник, В.І. Теряєв, М.В.Пушкар. - К.: КПІ, 2012. – 92 с.

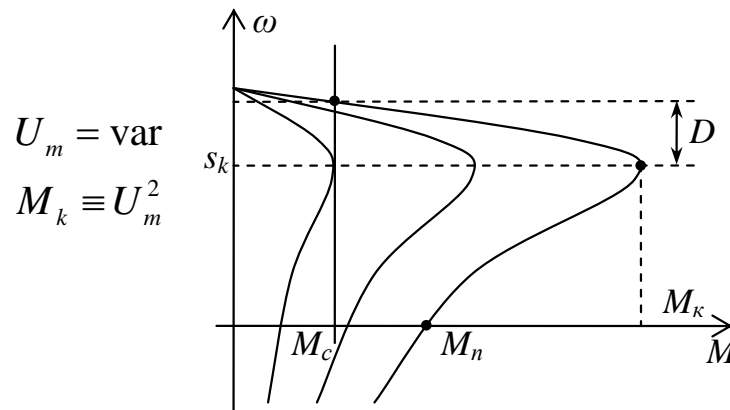
13. Методичні вказівки до практичних занять з дисципліни “Системи керування електроприводами” для студентів денної форми навчання зі спеціальності “Електромеханічні системи автоматизації та електропривод” / О.І.Кіселичник. - К.: НТУУ “КПІ”, 2002 . – 48 с.

РЕГУЛЬОВАНИЙ АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД

Природна механічна характеристика асинхронного двигуна має вигляд



Керування при зміні тільки **амплітуди** напруги живлення



При даному способі керування діапазон регулювання швидкості є незначним і визначається величиною критичного ковзання і моментом навантаження.

Керування при зміні тільки **частоти** напруги живлення:

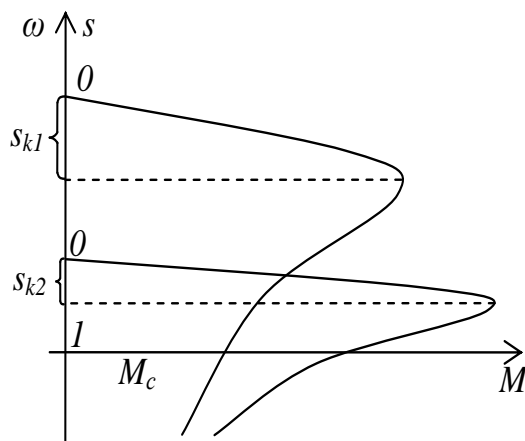
$$f = \text{var}$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi f}{p_n}$$

$$s_k = \pm \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + X_k^2}}$$

$$X_k = 2\pi f L_k, \quad f \downarrow \quad s_k \uparrow$$

$$M_k = \frac{3U_1^2}{2\omega_0 \left[R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + X_k^2} \right]}, \quad f \downarrow \quad M_k \uparrow$$

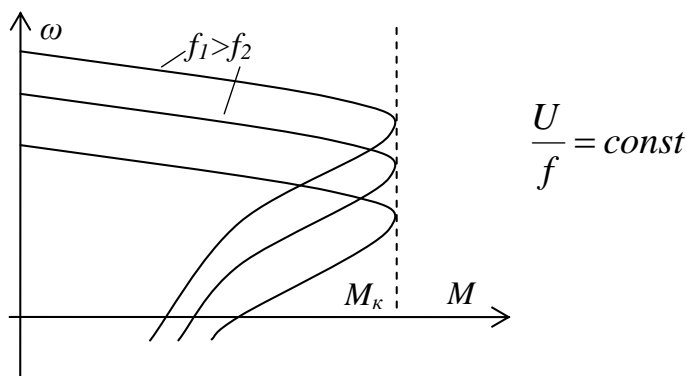


Головною перевагою даного способу керування є великий діапазон регулювання швидкості.

Недоліки:

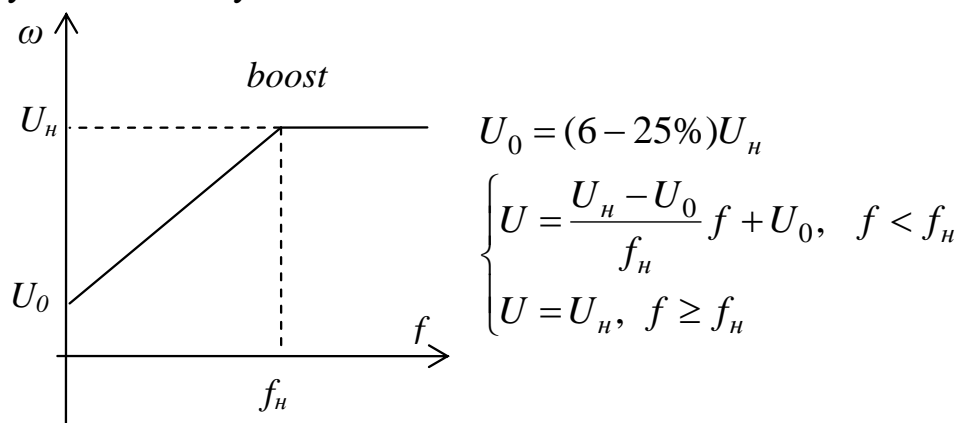
- великі пускові струми
- в замкнених за швидкістю системах керування, якщо немає обмеження частоти, то в момент пуску формується велика частота, при якій буде малий пусковий момент, що затягує час перехідних процесів.

Керування при одночасній зміні **амплітуди і частоти** напруги живлення за законом $U/f = \text{const}$ застосовується для більшості промислових електроприводів



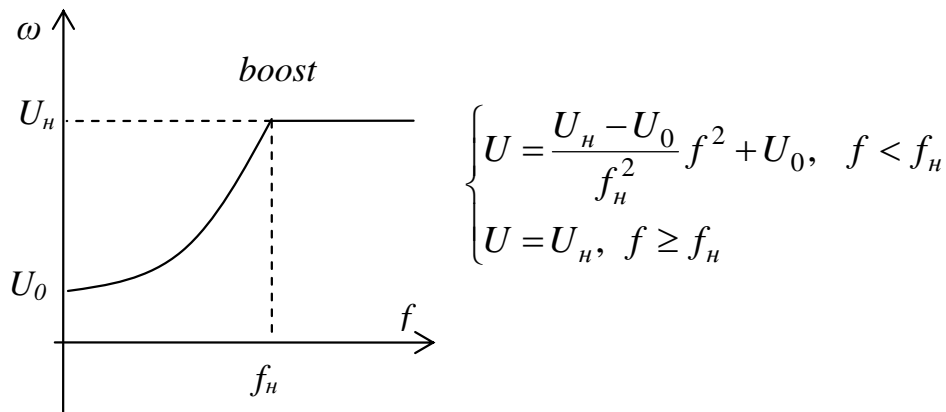
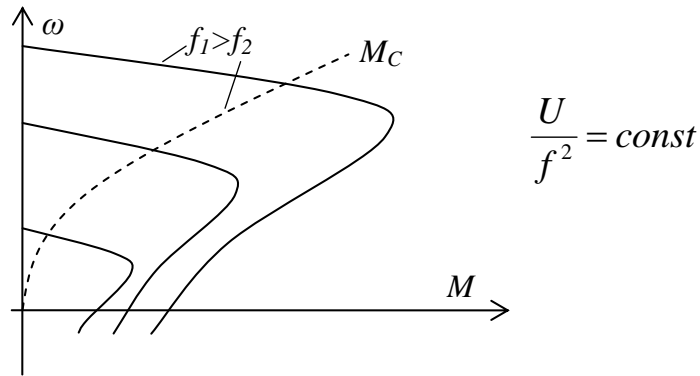
Використання даного способу керування забезпечує великий діапазон регулювання швидкості при збереженні жорсткості механічних характеристик. При цьому обмежується величина пускових струмів і забезпечується плавність керування.

Формування сигналу завдання

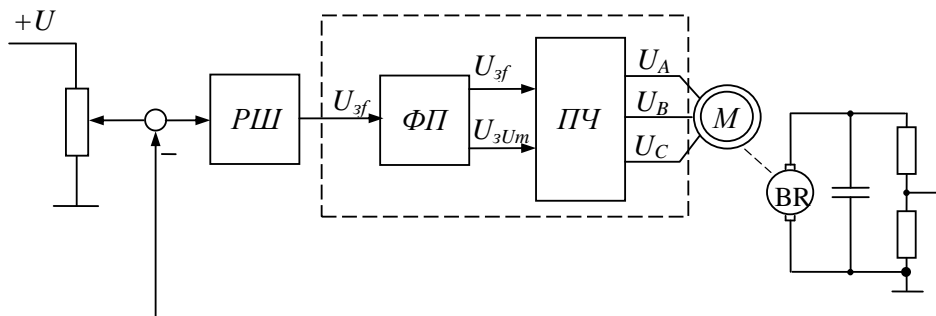


Для збільшення перевантажувальної здатності двигуна на малих частотах вводиться початкова напруга U_0 . Пристрій або частина програми, які формують залежність між U і f називається функціональним перетворювачем (ФП).

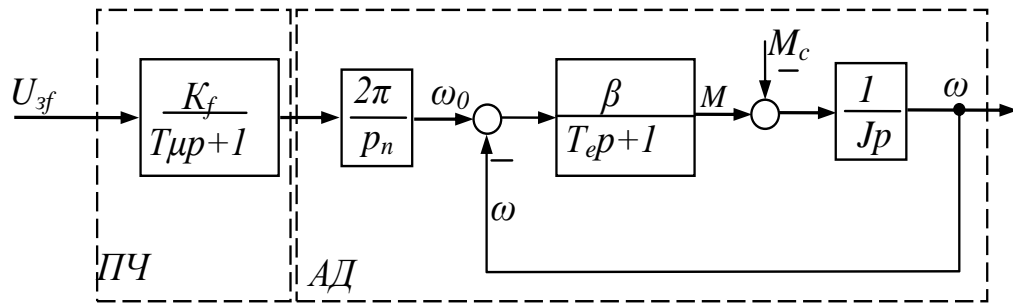
В системах керування турбомеханізмами використовується залежність $U/f^2 = \text{const}$. Цей закон забезпечує плавність пуску турбомеханізмів, а також підвищення ККД.



Функціональна схема частотно-керованого асинхронного ЕП



Спрощена структурна схема має вигляд



На рисунку позначені (див. п. 3.2.3)

$$T_{\mu} \approx 0.01\text{с}; \quad K_f = \frac{f_{\max}}{U_{zf \max}} = \frac{50}{10} = 5 \frac{\text{Гц}}{\text{В}}$$

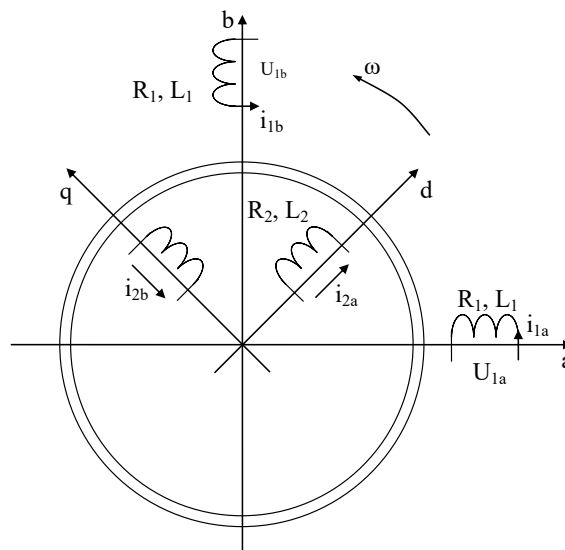
$$\beta = \frac{M_H}{\omega_{0H} - \omega_H}; \quad \omega_{0H} = \frac{2\pi f_H}{p_H};$$

$$T_e = \frac{1}{2\pi f_H S_{кн}}$$

В даній моделі АД апроксимується коливальною ланкою другого порядку. Фактично електромагнітну систему двигуна апроксимовано аперіодичною ланкою 1-го порядку зі сталою T_e .

Модель враховує вплив на швидкість лише за рахунок зміни частоти f . Вона не має каналу впливу зміни амплітуди напруги. В той же час зміна амплітуди суттєво впливає на величину β .

Більш точно динаміка АД описується за допомогою двохфазної моделі узагальненої машини. При цьому, трифазні обмотки статора і ротора замінюються еквівалентними двохфазними ортогональними.

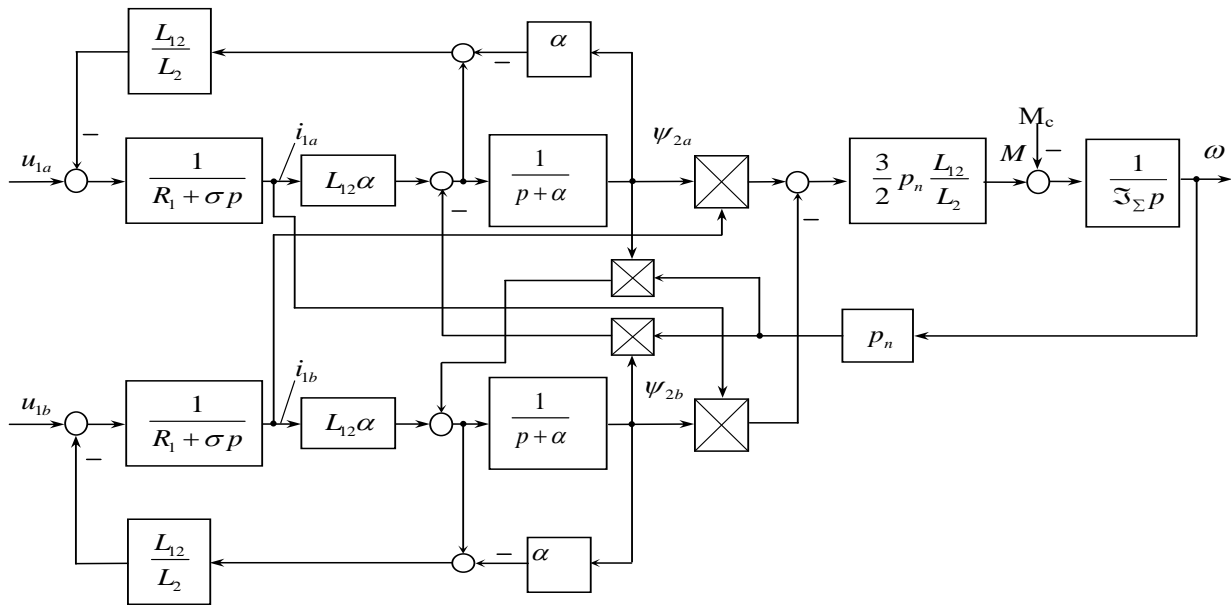


Двофазні математичні моделі АД записують у різних системах координат. Найбільш поширені:

- в системі координат статора $a-b$;

- ротора $d-q$;
- потокозчеплення ротора ψ_2 .

Структурна схема двофазної моделі асинхронного двигуна в системі координат а-в, пов'язаній зі статором, представлена на рисунку:



На схемі прийнято наступні позначення:

u_{1a}, u_{1b} - проекції вектора напруги статора на осі а і в;

i_{1a}, i_{1b} - проекція вектора струму статора на осі а і в;

ψ_{2a}, ψ_{2b} - проекція вектора потокозчеплення ротора на осі а і в;

R_1 - активний опір статорної обмотки;

$\alpha = \frac{R_{2\Sigma}}{L_2}$ - відношення сумарного опору роторного кола, приведеного до статора,

до індуктивності роторної обмотки;

L_{12} - взаємна індуктивність обмоток статора і ротора;

p_n - кількість пар полюсів;

\mathfrak{J}_Σ - сумарний приведений до валу двигуна момент інерції установки;

$\sigma = \frac{L_1 L_2 - L_{12}^2}{L_2}$; L_1 - індуктивність статорної обмотки;

$R_{2\Sigma} = R_2 + R_q$, де R_2 - опір ротора, приведений до статора, R_q - додатковий опір, приведений до статора.

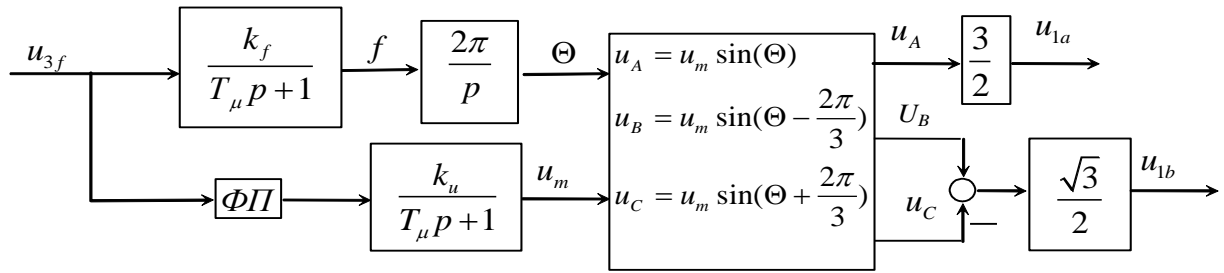
$L_{12} = \frac{x_{12}}{2\pi f}$, де x_{12} - індуктивний опір кола намагнічування;

f - частота мережі живлення;

$L_1 = \frac{x_1 + x_{12}}{2\pi f}$, де x_1 - індуктивний опір обмотки статора;

$L_2 = \frac{x_2 + x_{12}}{2\pi f}$, де x_2 - індуктивний опір обмотки ротора.

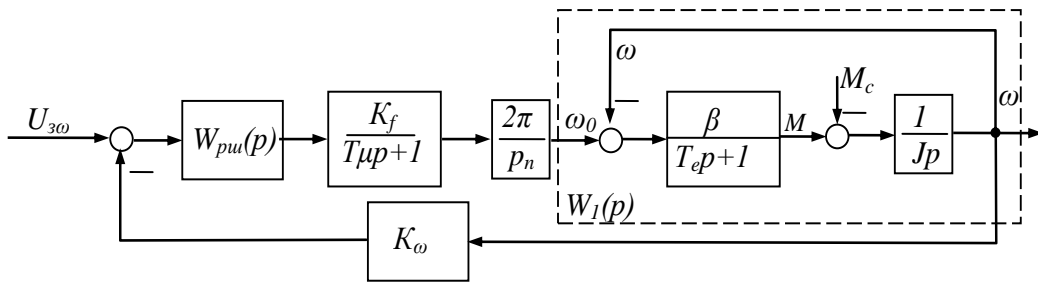
Структурна схема системи ПЧ-АД на основі двофазної моделі



де $K_U = \frac{U_{m \max}}{U_{3U_m}} \approx \frac{310}{10} \approx 31$; $\theta = 2\pi \int_0^t f dt$;

Динамічні характеристики системи ПЧ-АД при використанні спрощеної і двохфазної моделі значно розрізняються, тому значення β і T_e треба скоригувати т.ч., щоб графіки перехідних процесів швидкості при використанні цих моделей знаходились максимально близько одна від одної.

Синтез регулятора швидкості на основі спрощеної моделі



Передаточна функція АД:

$$W_1(p)|_{M_c=0} = \frac{\frac{\beta}{T_e p + 1} \cdot \frac{1}{Jp}}{1 + \frac{\beta}{T_e p + 1} \cdot \frac{1}{Jp}} = \frac{\beta}{(T_e + 1)Jp + \beta} = \frac{1}{\frac{J}{\beta} T_e p^2 + \frac{J}{\beta} p + 1} = \frac{1}{T_M T_e p^2 + T_M p + 1}$$

Налаштуємо контур швидкості на МО

$$W_{ру}(p) = \frac{W_{баз}(p)}{W_{роз}(p)} = \frac{1}{2T_\mu p (T_\mu p + 1)} \cdot \frac{T_\mu p + 1}{k_f} \cdot \frac{p_n}{2\pi} \cdot (T_M T_e p^2 + T_M p + 1) \frac{1}{K_\omega} =$$

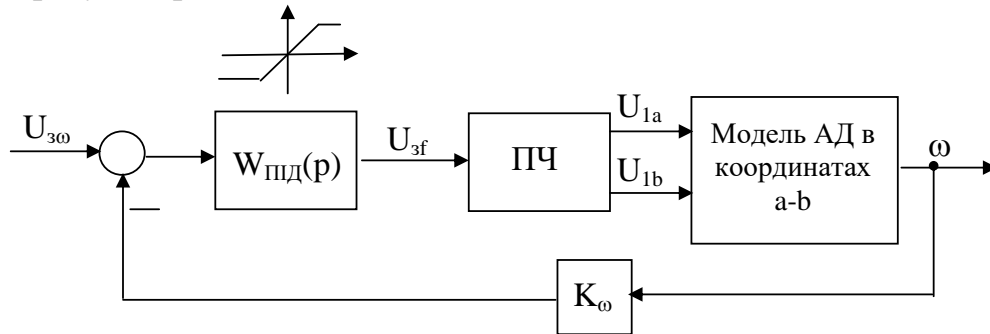
$$= \frac{T_M T_e p^2 + T_M p + 1}{2T_\mu k_f \frac{2\pi}{p_n} \cdot \frac{1}{K_\omega} p} = k_p \left(T_d p + 1 + \frac{1}{T_i p} \right)$$

де $k_p = \frac{T_M p_n K_\omega}{4T_\mu k_f \pi}$; $T_d = T_e$; $T_i = T_M$.

Використана структурна схема системи ПЧ-АД є лінійною, тому для перевірки працездатності синтезованого ПД-регулятора швидкості достатньо промоделювати роботу системи при одній величині завдання швидкості. Після цього необхідно ввести обмеження вихідної величини РШ, а також окремо його інтегральної складової і перевірити роботу системи при максимальному завданні швидкості і номінальному навантаженні.

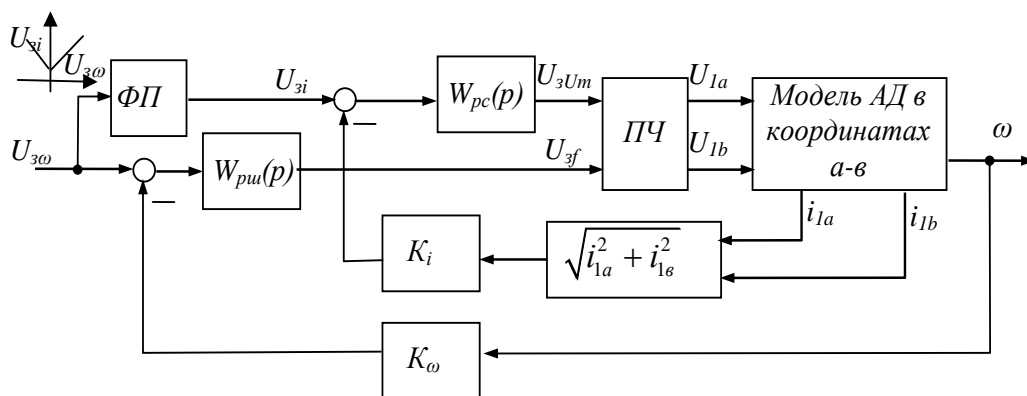
Наступним кроком є перевірка отриманого ПД регулятора з обмеженнями при роботі в системі на основі двофазної моделі АД.

Структурна схема контуру швидкості з використанням двофазної моделі і обмеженням регулятора швидкості



Оскільки система є нелінійною, то необхідно провести дослідження перехідних процесів у всьому діапазоні напруг завдання швидкості і, в разі необхідності, скоригувати значення параметрів ПД-регулятора швидкості таким чином, щоб у всьому діапазоні завдань швидкості якість керування задовольняла вимогам.

Для підвищення якості керування в подібних системах часто вводять контур регулювання струму статора. Тоді структурна схема системи приймає вигляд.



В порівнянні з попередньою структурою в даній структурі додатково введено зворотний зв'язок за струмом статора. Причому, регулятор струму (РС) реалізує ПІ-закон.

Фактично живлення статора двигуна відбувається від керованого джерела струму. У цьому випадку підвищується жорсткість механічної характеристики двигуна на робочій ділянці, збільшується критичний момент, але зменшується пусковий момент.

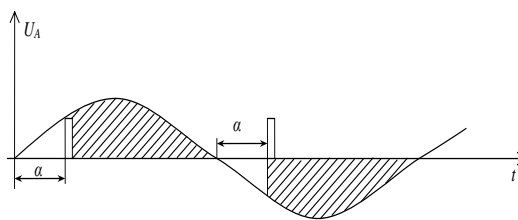
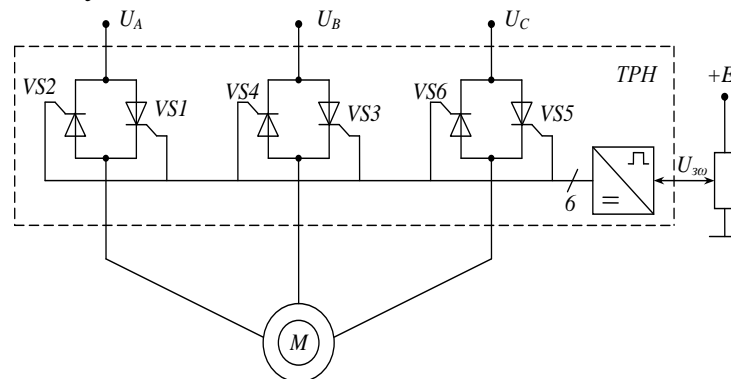
Функціональний перетворювач (ФП) дозволяє зменшити завдання струму статора зі зменшенням завдання швидкості. При нульовому значенні завдання швидкості існує певна величина U_{zi} , що дозволяє збільшити перевантажувальну здатність двигуна при малих частотах.

Синтез РШ проводиться аналогічно як і в попередній системі без урахування контуру струму статора. А потім, при моделюванні системи в цілому, здійснюється підбір параметрів ПІ регулятора струму таким чином, щоб задовольнити бажану якість керування.

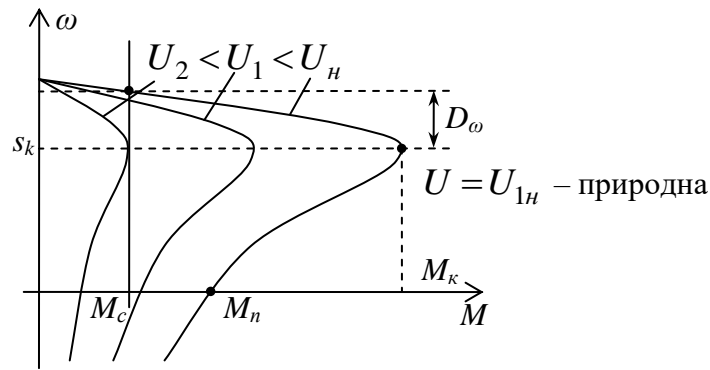
СИСТЕМА ТРН-АД

Система «Тиристорний регулятор напруги – асинхронний двигун» (ТРН-АД) використовується як допоміжна, для здійснення плавних процесів пуску – гальмування асинхронного приводу, так і в якості системи регульованого приводу переважно при використанні зворотного зв'язку за швидкістю.

Функціональна схема системи ТРН-АД, яка використовується в режимі пристрою плавного пуску, включає три групи тиристорів (або п'ять груп тиристорів для реверсивного ТРН) та систему імпульсно – фазового керування, аналогічну керуванню випрямлячу.



ТРН не змінює частоти вихідної напруги по відношенню до мережі, а лише середнє значення напруги, яке зворотно пропорційне куту відпирання тиристорів α . Такий спосіб живлення дозволяє змінювати величину критичного моменту двигуна, при цьому критичне ковзання залишається сталим. На рисунку показано можливий діапазон регулювання швидкості $D\omega_1$ при сталій величині M_c виходячи з природної характеристики. Значно розширити діапазон дозволяє наявність додаткового опору у колі ротора.

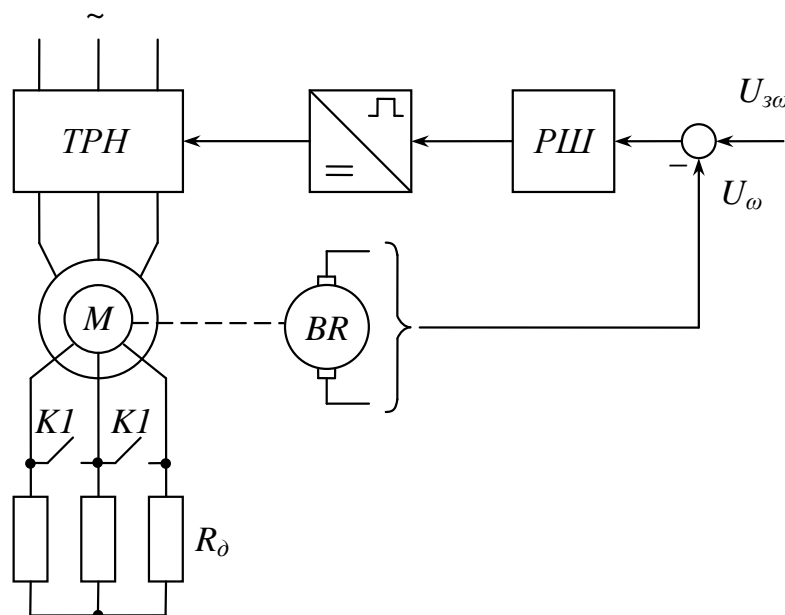


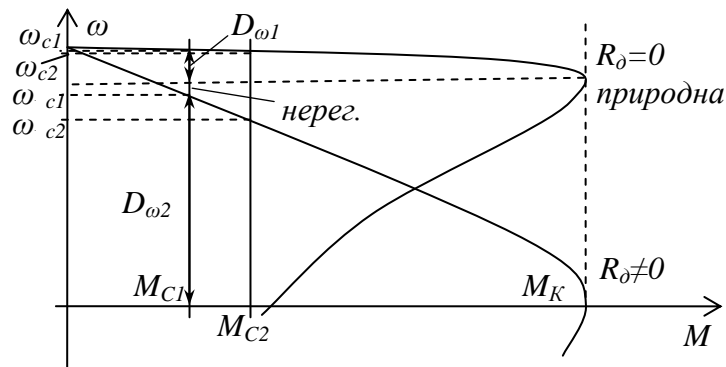
Керування швидкістю стандартних АД в усталеному режимі за допомогою ТРН неефективне через малий діапазон регулювання швидкості, який визначається величиною критичного ковзання. Таке керування можливе для спеціальних двигунів з підвищеним ковзанням або двигунів з фазним ротором.

Для стандартних двигунів ТРН в основному використовується в якості пристрою плавного пуску (**Soft starter**). Пристрій плавного пуску повинен реалізовувати лінійну залежність наростання амплітуди напруги в функції часу при постійній частоті.

Регульований електропривод по системі ТРН-АД зі зворотним зв'язком по швидкості

Використання системи ТРН-АД зі зворотним зв'язком по швидкості можливе як для АД з короткозамкненим, так і фазним ротором.





Як видно з рисунка введення додаткового опору R_δ в коло ротора суттєво розширює діапазон регулювання швидкості. При цьому, щоб досягнути номінальної швидкості необхідно замкнути R_δ . Але тоді, в залежності від величини додаткового опору, можуть виникати зони, в яких неможливо регулювати швидкість.

Діапазон регулювання швидкості також залежить від величини навантаження. На холостому ході можна забезпечити лише одну робочу точку $\omega = \omega_0$, тому регулювання швидкості в даній системі без навантаження неможливе.

Введення додаткового опору призводить до додаткових втрат енергії, що погіршує техніко-економічні показники електроприводу, а також суттєво зменшує статичну точність системи, тому необхідне застосування замкненого керування.

Статичні характеристики системи описуються рівняннями

$$U_1 = K_{ТРН} \cdot U_{РШ}$$

$$K_{ТРН} = \frac{U_{1\max}}{U_{РШ\max}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{10}$$

При П-регуляторі швидкості:

$$U_1 = K_{РШ} K_{ТРН} (U_{3\omega} - K_\omega \omega)$$

$$M = \frac{2M_k (1 + a \cdot s_k)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2 \cdot a \cdot s_k}; \quad a = \frac{R_1}{R_{2\Sigma}}$$

$$M_{кпр} |_{U_1=U_{1н}} = \frac{3U_{1н}^2}{2\omega_0 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_k^2}]}$$

$$M_k = \frac{3U_{1н}^2 \left(\frac{U_1}{U_{1н}}\right)^2}{2\omega_0 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_k^2}]} = M_{кпр} \left(\frac{U_1}{U_{1н}}\right)^2$$

$$M(s) = M |_{U_1=U_{1н}}(s) \left(\frac{U_1}{U_{1н}}\right)^2$$

Для систем стабілізації в режимі малих відхилень останню залежність можна лінеаризувати:

$$M = K_M \frac{U_1}{U_{1н}}$$

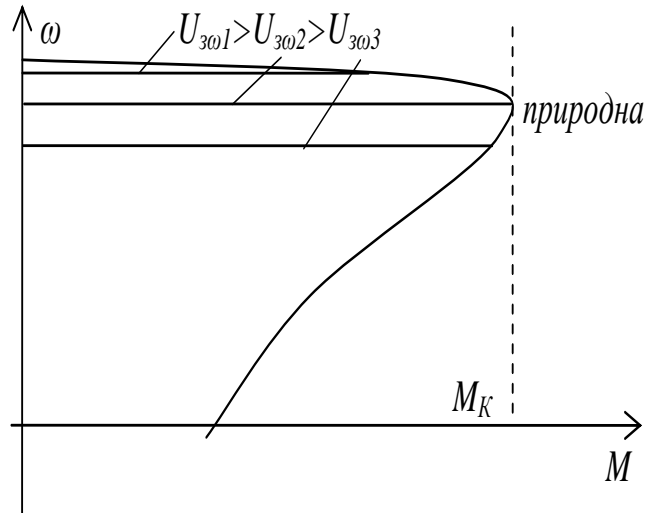
де K_M – коефіцієнт лінеаризації.

Тоді рівняння стичних характеристик системи набувають вигляду

$$U_{3\omega} - K_{\omega} \omega = \frac{U_1}{K_{PШ} K_{ТРН}} = \frac{U_{1н}}{K_M K_{PШ} K_{ТРН}} M$$

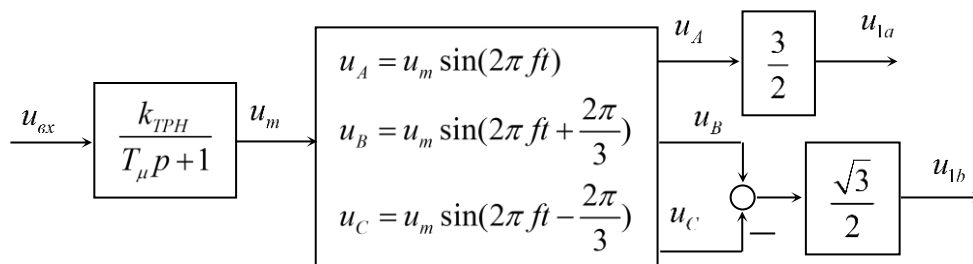
$$\omega = \frac{U_{3\omega}}{K_{\omega}} - \frac{U_{1н}}{K_M K_{PШ} K_{ТРН} K_{\omega}} M$$

Механічні характеристики замкненої за швидкістю системи ТРН-АД мають вигляд



Підвищити динамічні показники якості системи можна за рахунок введення додаткового зворотного зв'язку за струмом ротора.

Структурна схема тиристорного регулятора напруги представлена на рисунку



На рисунку позначені: u_A, u_B, u_C - трифазна напруга живлення статорної обмотки двигуна; T_{μ} - мала стала часу.

Структурна схема замкненої за швидкістю системи ТРН-АД має вигляд

