

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ББК 31.291  
УДК 62-83

**В. І. Теряєв, С. В. Король**

# **СИСТЕМИ ПРОГРАМНОГО ТА СЛІДКУЮЧОГО КЕРУВАННЯ РУХОМ**

*Затверджено Вченою радою КПІ ім. Ігоря Сікорського  
як підручник для студентів,  
які навчаються за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та  
електромеханіка»,  
та спеціалізацією «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та  
електромобільність»*

Київ  
КПІ ім. Ігоря Сікорського

2021

Рецензенти: *Шаповал І.А.*, д.т.н, заст. директора Інституту електродинаміки  
НАН України  
*Стяжкін В.П.*, к.т.н., ст. науч. співр. директор Науково –  
технічної фірми «Темс»

Відповідальний  
редактор *Бур'ян С.О.*, к.т.н., доцент кафедри АЕМС-ЕП

*Гриф надано Вченою радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № \_\_\_ від \_\_\_\_\_.2021 р.)*

Електронне мережне навчальне видання

*Теряєв Віталій Іванович*, канд. техн. наук, доц.  
*Король Сергій Вікторович*, канд. техн. наук, доц.

# СИСТЕМИ ПРОГРАМНОГО ТА СЛІДКУЮЧОГО КЕРУВАННЯ РУХОМ

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; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 4,54 Мбайт). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 150 с.

Підручник включає матеріали до вивчення кредитного модуля «Системи програмного та слідкуючого керування рухом», який згідно навчального плану входить до циклу професійної та практичної підготовки другого (магістерського) рівня освітньої програми «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність» спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». Містить відомості з методів керування та підвищення точності слідкуючих та програмних електроприводів, розробки програм для керування рухом в електромеханічних системах металообробки і машинобудування. Призначений для вивчення відповідного кредитного модуля, є базовим при виконанні магістерської дисертації.

## ЗМІСТ

ВСТУП	5
1 ОСНОВНІ ТЕРМІНИ ТА ВИЗНАЧЕННЯ ПРОГРАМНИХ ТА СЛІДКУЮЧИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ .....	7
1.1 Функціональна схема слідкуючого та позиційного електроприводу .....	7
1.2 Класифікація слідкуючих систем .....	8
1.3 Типові види навантажень слідкуючих електроприводів.....	9
1.4 Типові види задаючих дій слідкуючих електроприводів.....	11
Контрольні запитання до розділу 1.....	12
2 НАЛАШТУВАННЯ ТА ПОХИБКИ СЛІДКУЮЧИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ.	13
2.1 Похибки слідкуючих електроприводів. Добротність.....	13
Контрольні запитання до розділу 2.....	15
3 ВИБІР ДВИГУНІВ СЛІДКУЮЧИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ .....	16
3.1 Вибір двигунів слідкуючих електроприводів з урахуванням динамічних властивостей об'єкта керування на основі поверхні граничних динамічних станів.....	16
3.2 Вибір двигунів слідкуючих електроприводів на основі технологічного режиму роботи з урахуванням динамічних властивостей об'єкта керування..	18
Контрольні запитання до розділу 3.....	29
4 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС СЛІДКУЮЧОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ СТАНДАРТНИХ НАЛАШТУВАННЯХ .....	30
4.1 Налаштування на технічний оптимум.....	32
4.2 Налаштування на симетричний оптимум.....	34
Контрольні запитання до розділу 4.....	37
5 МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ СЛІДКУЮЧИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ .....	38
5.1 Підвищення коефіцієнта передачі розімкненої системи .....	38
5.2 Підвищення порядку астатизму.....	39
5.3 Застосування комбінованого керування.....	40
5.4 Використання багатоканального керування .....	47
5.5 Застосування ковзного керування .....	61
5.6 Кориговальні зворотні зв'язки в керованих електроприводах з пружністю .....	70
5.7 Методи адаптивного керування в слідкуючих та програмних електроприводах.....	78

5.8 Поняття про взаємозв'язане керування в регульованих та слідкуючих електроприводах.....	87
Контрольні запитання до розділу 5.....	104
6 МЕТОДИКА ВИПРОБУВАНЬ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ В УМОВАХ СЕРІЙНОГО ВИРОБНИЦТВА.....	105
Контрольні запитання до розділу 6.....	106
7 ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ ЕЛЕМЕНТИ СЛІДКУЮЧИХ ТА ПРОГРАМНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ.....	107
7.1 Датчики положення слідкуючих електроприводів.....	107
7.2 Аналого-цифрові перетворювачі.....	128
7.3 Цифро-аналогові перетворювачі.....	142
Контрольні запитання до розділу 7.....	146
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ.....	148

## ВСТУП

### **Значення кредитного модуля для підготовки фахівців з електромеханіки та його зв'язок з іншими кредитними модулями**

Слідкуючі та програмні системи керування широко розповсюджені у всіх галузях промисловості і транспорту [1-9]. Вони також є складовими систем промислової автоматизації технологічних процесів, установок і комплексів.

Методи керування і підвищення точності слідкуючих та програмних електроприводів в статичних та динамічних режимах широко використовуються при проектуванні високоточних систем в машинобудуванні, транспорті і автоматизованих виробництвах. Знання алгоритмів управління та вміння розробляти програми для керування рухом електромеханічних систем є необхідною умовою при проектуванні та експлуатації автоматизованого електротехнічного обладнання.

Кредитний модуль потребує знань теорії автоматичного керування, автоматизації електромеханічних систем, елементів автоматизованого електроприводу, основ програмування.

Кредитний модуль є базовим при підготовці магістерської дисертації за освітньо-професійною програмою.

### **Мета та завдання кредитного модуля**

**Метою** кредитного модуля є формування у студентів **здатностей**:

- розробки, проектування, дослідження та налагодження сучасних систем програмного та слідкуючого керування;
- роботи з сучасними системами програмного керування;
- обґрунтування вибору раціонального варіанту інженерного рішення, проведення об'єктивного аналізу властивостей систем програмного керування з урахуванням їх технічних та техніко-економічних показників.

Основні **завдання** кредитного модуля згідно з вимогами програми навчальної дисципліни полягають у тому, що студенти після засвоєння кредитного модуля мають продемонструвати наступні результати навчання:

**знання:**

- принципів побудови систем програмного керування рухом;
- принципів побудови систем слідкуючого керування рухом;
- особливостей використання контролерів руху при побудові систем програмного та слідкуючого керування ;
- особливостей використання супутніх елементів автоматизованого електропривода в системах програмного та слідкуючого керування рухом;

**вміння:**

- здійснювати вибір сучасних систем програмного та слідкуючого керування рухом;
- здійснювати налагодження сучасних систем програмного та слідкуючого керування;
- проводити дослідження сучасних систем програмного та слідкуючого керування рухом з використанням мікропроцесорної техніки;

**досвід:**

- розробки сучасних систем програмного керування рухом;
- розробки сучасних систем слідкуючого керування рухом;
- модернізації існуючих систем на нові з використанням сучасних елементів автоматизації та мікропроцесорної техніки;
- програмування мікропроцесорної техніки;
- практичної роботи з елементами систем програмного та слідкуючого керування рухом.

## 1 ОСНОВНІ ТЕРМІНИ ТА ВИЗНАЧЕННЯ ПРОГРАМНИХ ТА СЛІДКУЮЧИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

Згідно ДСТУ 2313 електроприводом (ЕП) називається електромеханічна система, що складається з одного або декількох електродвигунів, перетворювального та керівного пристроїв, що забезпечує рух виконуючого органу робочої машини (ВОРМ) і керування цим рухом. Відповідно, програмно-керованим електроприводом (ПКП) називається автоматизований електропривод, який керується за заданою програмою, а стежним (слідкуючим) електроприводом (СЕП) називається автоматизований електропривод (АЕП), що відпрацьовує переміщення ВОРМ згідно з завданням, що змінюється довільно. Позиційний ЕП (ПЕП) – АЕП, призначений для регулювання положення ВОРМ [1-4, 6-11].

### 1.1 Функціональна схема слідкуючого та позиційного електроприводу

Узагальнена функціональна схема слідкуючого та позиційного ЕП представлена на рис. 1.1.

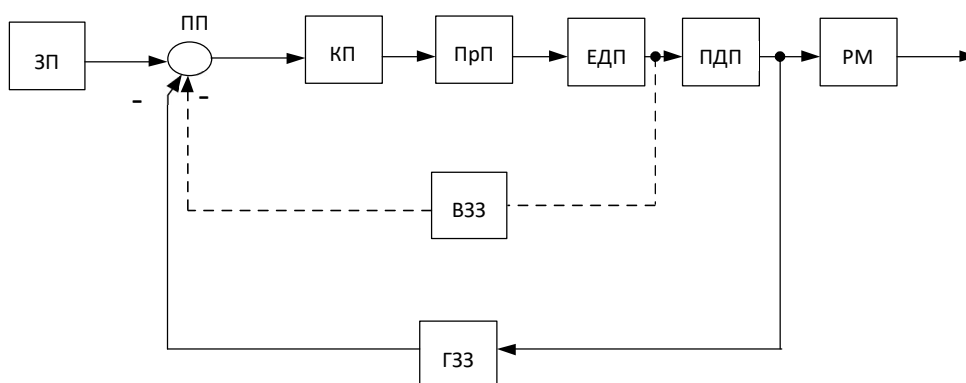


Рисунок 1.1 – Узагальнена функціональна схема електроприводу

На рисунку 1.1 позначені:

ЗП – задаючий пристрій;

ПП – підсумовуючий пристрій;

КП – керуючий пристрій;

ПрП – перетворювальний пристрій;

ЕДП – електродвигунний пристрій;

ПДП – передаточний пристрій;

ВОРМ – робоча машина;

ВЗЗ – внутрішній зворотній зв'язок;

ГЗЗ – головний зворотній зв'язок.

## 1.2 Класифікація слідкуючих систем

Слідкуючі і програмні електроприводи можуть бути класифіковані за наступними ознаками.

I. За областю застосування:

- наземні, суднові, транспортні;
- авіаційно-космічні;
- військового призначення;
- промислові;

II. За реалізацією контуру положення:

- розімкнені (на основі крокового електродвигуна; на основі регульованого ЕП з дискретним позиціонуванням);
- замкнені (з неперервним та дискретним регулюванням положення; з людиною-оператором).

III. За характером сигналів, що обробляються:

- аналогові;
- імпульсні;
- релейні;
- цифрові;
- модульовані.

IV. За вихідною регульованою координатою:

- положення;
- швидкості;

- комбіновані.

V. За принципом побудови структури:

- одноканальні, багатоканальні;
- одноконтурні, багатоконтурні.

VI. За видом силового виконуючого елемента:

- з електродвигунами (постійного та змінного струму; обертального руху та лінійні);
- з гідродвигунами;
- з пневмодвигунами.

VII. За способом реалізації зворотного зв'язку за положенням:

- з аналоговим датчиком положення;
- з імпульсним датчиком положення;
- з цифровим датчиком положення.

### 1.3 Типові види навантажень слідкуючих електроприводів

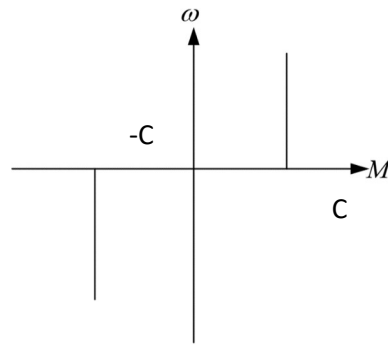
Незважаючи на широку різноманітність навантажень, які в реальних умовах експлуатації долає електропривод, можна виділити ряд найбільш характерних навантажень, які використовуються для перевірки працездатності і оцінки якості приводу, що розробляється. Нижче наведені приклади таких типових навантажень.

1. Динамічний момент, що виникає під час прискорення та уповільнення ВОРМ

$$M_{\partial} = J \frac{d\omega}{dt},$$

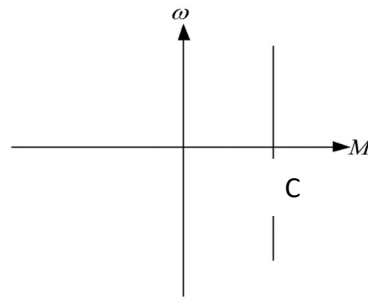
де  $J$  – приведений момент інерції.

2. Реактивний *статичний* момент



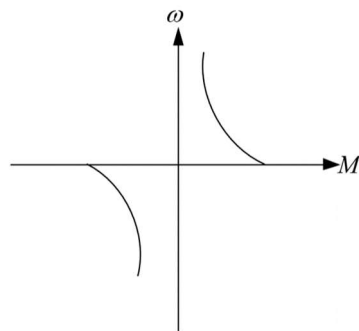
$$M_c = C \cdot \text{sign} \omega$$

3. Потенційний (*активний*) статичний момент



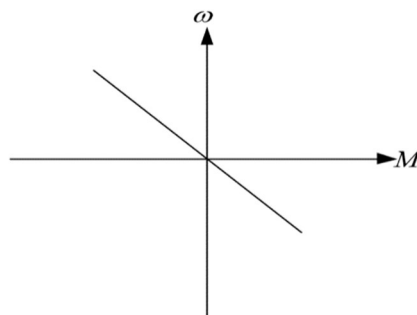
$$M_c = C$$

4. Момент сухого тертя



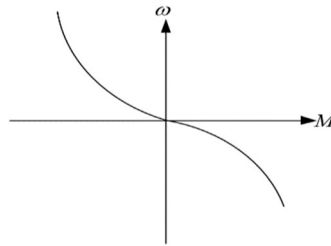
$$M = C(\omega) \cdot \text{sign} \omega$$

5. Момент в'язкого тертя



$$M = -C \cdot \omega$$

## 6. Момент аеродинамічного або гідродинамічного опору



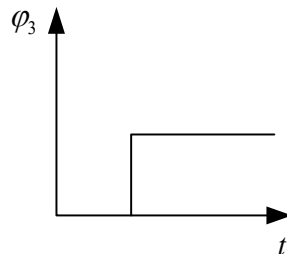
$$M = -C \cdot \omega^2$$

### 1.4 Типові види задаючих дій слідкуючих ЕП

Типові задаючі дії в СЕП використовуються для оцінки якості статичних і динамічних режимів. Охоплюють статичні, динамічні та кінематичні режими роботи СЕП та дозволяють порівняти якість налаштування різних систем.

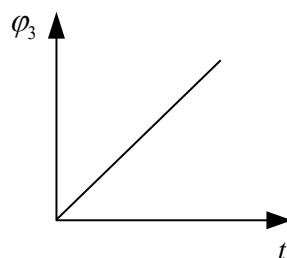
#### 1. Ступінчате завдання положення

$$\varphi_{\text{ex}} = 1(t) \cdot \varphi_{\text{ex}}^*$$



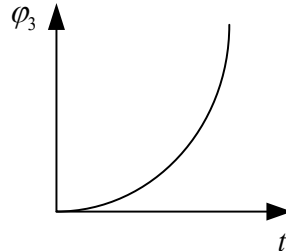
#### 2. Рівномірне заведення (рух з усталеною швидкістю)

$$\varphi_{\text{ex}} = 1(t) \cdot \frac{d\varphi_{\text{ex}}}{dt} = 1(t) \cdot \omega^*$$

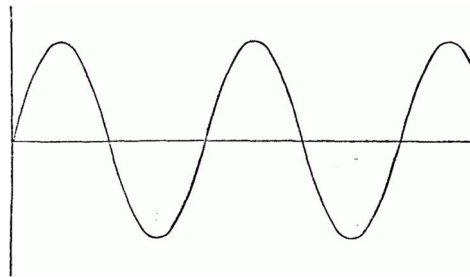


3. Рівноприскорене заведення (рух з усталеним прискоренням)

$$\varphi_{ex} = 1(t) \cdot \frac{d^2 \varphi_{ex}}{dt} = 1(t) \cdot \frac{d\omega}{dt} = 1(t) \cdot \varepsilon$$



4. Гармонічний сигнал завдання  $\varphi_{ex} = U_m \cdot \sin \omega t$



### ***Контрольні запитання до розділу 1***

1. Наведіть та поясніть класифікацію програмних та слідкуючих електроприводів.
2. Складіть узагальнену функціональну схему ЕМС регулювання положення, поясніть призначення її елементів. Чим відрізняється робота позиційного ЕП від роботи регульованого за швидкістю ЕП?
3. Які існують варіанти реалізації контуру положення?
4. Наведіть приклади та поясніть типові види навантажень, задаючих дій та похибок слідкуючих електроприводів. З якою метою використовується «типізація» цих дій?

## 2 НАЛАШТУВАННЯ ТА ПОХИБКИ СЛІДКУЮЧИХ ЕП

### 2.1 Похибки сліdkуючих ЕП. Добротність

Розрізняють статичні, кінематичні та динамічні похибки сліdkуючих ЕП [6-12]. Під статичними похибками розуміються відхилення регульованих координат системи від заданих значень після закінчення перехідних процесів, коли задаюча дія не змінюється. Кінематичні похибки спостерігаються під час руху ВО з усталеною швидкістю. Динамічні похибки мають місце під час перехідних процесів і залежать від механічної та електромагнітної інерційності приводу і характеру задаючої дії.

При відпрацюванні завдання положення з постійною швидкістю виникає так звана кінематична похибка:

$$\Delta\varphi_{\omega} = \frac{\omega_z}{K_{\omega}},$$

де:  $\omega_z$  – завдання положення при  $\omega = const$ ;

$K_{\omega}$  – добротність по швидкості.

Усталена похибка при русі з постійним прискоренням:

$$\Delta\varphi_{\varepsilon} = \frac{\varepsilon_z}{K_{\varepsilon}}.$$

Моментна похибка:

$$\Delta\varphi_M = \frac{M_{нав}}{K_M},$$

де  $M_{нав}$  – момент навантаження;

$K_M$  – добротність по моменту.

Моментна похибка визначається при нульовій задаючій дії, коли ВОРМ нерухомий, але під дією навантаження переміщується на певний кут або відстань. Добротність за моментом прямо пропорційна жорсткості електромеханічної характеристики приводу і добротності за швидкістю.

Для виведення залежності похибок СЕП від параметрів системи розглянемо структурну схему рис. 2.1.

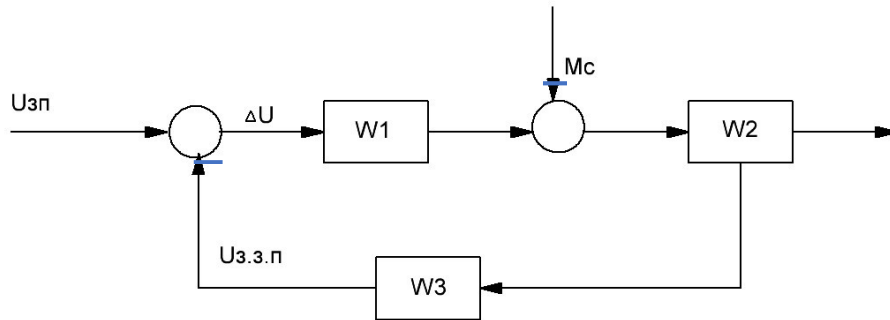


Рисунок 2.1 – Структурна схема замкненої САК

З розгляду структурної схеми рис. 2.1.1 отримуємо:

- 1) похибка за задаючою дією (вважаємо, що  $M_c = 0$ )

$$\Delta U_3 = U_{zn} - U_{z3n},$$

$$\Delta U_3 = U_{zn} - \Delta U \cdot W_1 \cdot W_2 \cdot W_3,$$

тоді

$$\Delta U_3 = \frac{U_{zn}}{1 + W_1 \cdot W_2 \cdot W_3} = \frac{U_{zn}}{1 + W_p};$$

- 2) похибка за збуренням (вважаємо, що  $U_{zn} = 0$ )

$$\Delta U_M = -(\Delta U \cdot W_1 - M_c) \cdot W_2 \cdot W_3,$$

тоді

$$\Delta U_M = \frac{M_c \cdot W_2 \cdot W_3}{1 + W_1 \cdot W_2 \cdot W_3};$$

- 3) сумарна похибка за збуренням і задаючою дією

$$\Delta U = U_3 + U_M = \frac{U_{zn}}{1 + W_p} + \frac{M_c \cdot W_2 \cdot W_3}{1 + W_1 \cdot W_2 \cdot W_3}.$$

Реакція СЕП на типові задаючі дії в залежності від налаштувань представлена на рисунку 2.2.

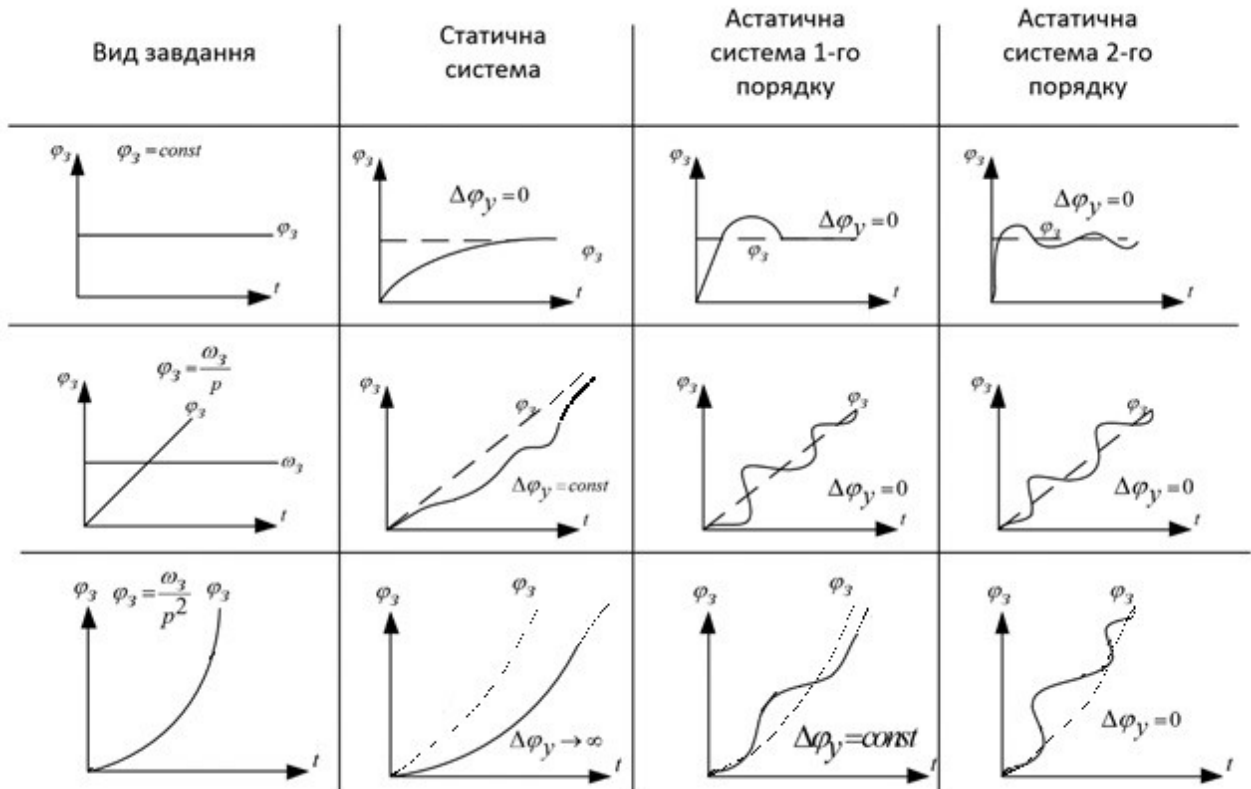


Рисунок 2.2 – Реакція СЕП на типові задаючі дії

### Контрольні запитання до розділу 2

1. Наведіть приклади та поясніть типові похибки СЕП за керуючою та збурювальною діями.
2. Дайте визначення добротності слідкуючого електроприводу за задаючою та збурювальною діями. Чим викликана необхідність введення поняття добротності замість абсолютних значень похибок?
3. Сформулюйте технічні вимоги та етапи проектування програмних та слідкуючих електроприводів.
4. Від чого залежить добротність та абсолютна величина похибок за задаючою та збурювальною діями?

### **3 ВИБІР ДВИГУНІВ СЛІДКУЮЧИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ**

На відмінність від загальнопромислових механізмів, де вибір двигунів здійснюється, як правило, за умов нагріву, для СЕП головним критерієм є забезпечення заданих динамічних показників [6, 9, 10, 24].

#### **3.1 Вибір двигунів слідкуючих ЕП з урахуванням динамічних властивостей об'єкта керування на основі поверхні граничних динамічних станів**

В будь-якому СЕП можна виділити енергетичний канал і канал керування. В енергоканалі (двигун, перетворювач, редуктор) відбуваються перетворення електричної енергії в корисну механічну енергію руху об'єкта керування. Канал керування забезпечує зміну потоку енергії в енергетичному каналі. До каналу керування входять регулятори, апаратура захисту та управління. Проектування полягає у розділенні процесів вибору елементів енергоканалу і обслуговуючого його каналу керування.

Точність відтворення вхідної дії може не бути забезпечена з однієї з причин:

1. Енергоканал не в змозі перетворити потік енергії, необхідний для забезпечення заданого закону руху;
2. Канал керування не забезпечує потрібний закон керування потоком енергії.

Усунення першої причини пов'язано з граничними значеннями регульованих координат, а саме моменту, швидкості, прискорення. Для усунення другої причини застосовують оптимізацію параметрів та спеціальні методи керування.

Сукупність динамічних станів, які може забезпечити виконавчий механізм приводу, називається сукупністю можливих (наявних) динамічних станів виконавчого механізму. Очевидно, що сукупність можливих динамічних станів ВОРМ повинна включати в себе всю сукупність необхідних динамічних станів вихідного валу приводу. У загальному випадку простір можливих динамічних

станів ВОРМ з двигунами, наприклад обертального руху, обмежений поверхнею граничних динамічних станів (ПГДС) в координатах: кутова швидкість (так як виконавчий двигун є інтегруючим ланкою), момент (характеристика рушійної сили) і його похідна (характеристика можливої швидкості наростання рухомої сили).

Величини, приведені до валу двигуна:

$$\omega_{\partial}^* = \omega_{e.o.} \cdot i,$$

$$M_{\partial}^* = \frac{M_{\partial}}{i},$$

$$M_{\partial}^{*'} = \frac{M_{\partial}'}{i}.$$

Рівняння поверхні граничних динамічних станів виконавчого механізму у відрізках

$$\frac{\omega_{\partial}^*}{\omega_{xx}} + \frac{M_{\partial}^*}{M_n} + \frac{M_{\partial}^{*'}}{M_n'/T_e} = \pm 1,$$

де  $M_n$  – пусковий момент;

$T_e$  – електромагнітна стала часу аперіодичної ланки, яка враховує запізнення наростання моменту двигуна при зміні керуючого сигналу:

– для ЕП постійного струму  $T_e = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}$ ;

– для ЕП змінного струму  $T_e = \frac{1}{\omega_{0.ел.ном.} \cdot S_{кн}}$ , де  $\omega_{0.ел.ном.} = 2\pi f_{1н}$ .

Дане рівняння фактично є рівнянням площини, дотичної до реальної нелінійної поверхні граничних динамічних станів; при цьому  $\omega_{xx}$ ,  $M_n$  – відповідні фіктивні швидкість холостого ходу та пусковий момент, приведені до валу двигуна (параметри дотичної площини).

Загальний вид поверхні граничних динамічних станів слідкуючого електропривода показано на рис. 3.1.

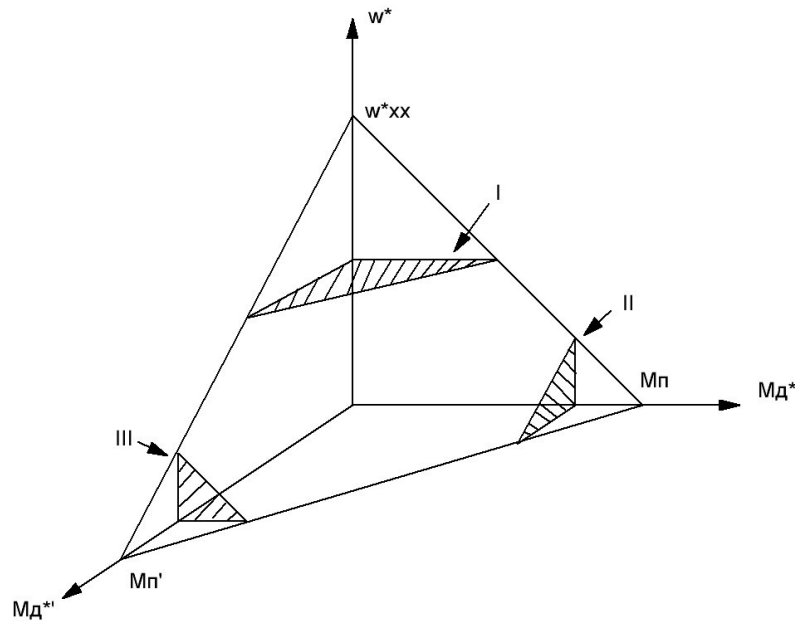


Рисунок 3.1– Поверхня граничних динамічних станів СЕП

На рисунку 3.1 позначені: I, II, III – додаткові обмеження, пов’язані з конструкцією машини, особливостями перетворювача і струмообмеженням.

Необхідною умовою забезпечення приводом потрібного закону керування є знаходження навантажувальної лінії у просторі, обмеженого поверхнею граничних динамічних станів. Навантажувальна лінія складається з точок, які в кожний момент часу описують координати приводу.

### 3.2 Вибір двигунів слідкуючих ЕП на основі технологічного режиму роботи з урахуванням динамічних властивостей об’єкта керування

В основу вибору двигуна СЕП покладається не розрахунок його необхідної потужності, як для класичних регульованих по швидкості електроприводів загальнопромислових установок, а розрахунок моменту сил опору робочого механізму. Це викликано тим, що робота СЕП здійснюється переважно при незмінному максимально допустимому моменті (потужність двигуна при цьому

змінюється). Крім того, здійснення вибору електродвигуна за величиною потрібного моменту дає можливість забезпечити необхідні динамічні показники СЕП, що є вирішальним при його застосуванні.

Попередньо двигун вибирають за максимальною величиною статичного моменту, який долає електропривод в усталеному режимі руху з номінальною швидкістю, та по необхідній швидкості бистрого ходу (режим перекидання, установчі переміщення). Далі розраховують необхідні динамічні моменти і проводять остаточну перевірку вибраного двигуна з урахуванням динамічних навантажень.

Таким чином для вибору двигуна СЕП потрібні такі вихідні дані: статична складова робочого моменту (зусилля) навантаження, моменти (сили) тертя в опорах, напрямних та передачах; передаточні відношення елементів кінематичного ланцюга; момент інерції (маса) переміщуваного вузла механізму; моменти інерції кінематичних ланок; ККД механічних передач; максимальна швидкість бистрого ходу та діапазон робочих швидкостей; максимальні прискорення; тривалість перехідних процесів, інші показники якості динамічних режимів (динамічні та кінематичні похибки, добротність) і т. д.

### 3.2.1. Визначення швидкості двигуна подачі

Для перетворення обертального руху двигуна у поступальний рух при довжині переміщень до 4 метрів звичайно використовують передачу ходовий гвинт-гайка, більше 4 метрів – передачу шестерня-рейка.

Кінематична схема привода подачі з передачею ходовий гвинт – гайка представлена нарис. 3.2.

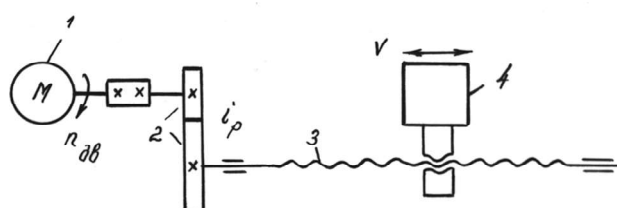


Рисунок 3.2 – Типова кінематична схема ЕП поступального руху

Двигун 1 через редуктор 2 обертає ходовий гвинт 3. За допомогою гвинтової пари обертальний рух ходового гвинта перетворюється у поступальний рух вузла 4.

По можливості з кінематичної ланки приводу подачі прагнуть виключити редуктор та з'єднати двигун безпосередньо з ходовим гвинтом. Це дозволяє підвищити точність приводу за рахунок виключення люфта редуктора, зменшити сумарний приведений момент інерції та втрати в кінематичному ланцюзі.

Швидкість двигуна  $n_{\text{дв}}$  визначається заданою лінійною швидкістю переміщення вузла робочого механізму та передаточним відношенням кінематичного ланцюга:

– для передачі гвинт-гайка:

$$n_{\text{дв}} = \frac{Vi_p}{t_2}, \quad \text{об/хв},$$

де  $V$  – лінійна швидкість вузла, мм/хв.;

$i_p$  – передаточне відношення редуктора;

$t_2$  – крок гвинта, мм.

– для передачі шестерня-рейка:

$$n_{\text{дв}} = \frac{Vi_p}{\pi D}, \quad \text{об/хв},$$

де  $V$  – лінійна швидкість вузла, мм/хв;

$D$  – діаметр шестерні, мм.

За даними формулами розраховують максимальну швидкість двигуна  $n_{\text{дв.мах}}$ , яка відповідає переміщенню на неробочому бистрому ході  $V_{\text{б.х.}}$ , а також номінальну швидкість  $n_{\text{дв.ном.}}$ , яка відповідає максимальній робочій швидкості  $V_{\text{р.мах}}$ . Для електроприводів з однозонним регулюванням швидкості,  $n_{\text{дв.ном.}}$  розраховується за величиною  $V_{\text{б.х.}}$ .

### 3.2.2. Визначення моментів двигуна для статичних режимів

Статичний момент на валу двигуна визначається зусиллям, яке долає привод при сталому русі виконавчого органу та ККД кінематичного ланцюга.

Розглянемо розрахунок статичного зусилля опору навантаження на валу двигуна на прикладі СЕП металорізального верстату.

В загальному випадку зусилля подачі  $F_n$  в режимі різання визначається за формулою:

$$F_n = k F_x + \mu N_\Sigma + F_n, \quad H,$$

де:  $k$  – коефіцієнт запасу,  $k = 1 \dots 1,5$ ;  $F_x$  – складова зусилля різання у напрямку подачі, Н;

$\mu$  – коефіцієнт тертя;  $N_\Sigma$  – сума нормальних сил, діючих на напрямні, Н;

$F_n$  – зусилля від попереднього натягу в передачі гвинт – гайка, Н.

Складові зусилля  $F_n$  визначаються в залежності від режиму роботи привода подачі.

Відповідний статичний момент на валу двигуна подачі за відомим зусиллям подачі визначається через радіус інерції

$$M_c = \frac{F_n}{\eta} \rho, \quad H \cdot m,$$

де:  $\rho$  – радіус інерції, м;

$\eta$  – загальний коефіцієнт корисної дії механічної передачі.

Радіус інерції для передачі ходовий гвинт-гайка:

$$\rho = \frac{t_z}{2\pi i_p}, \quad m;$$

для передачі рійка – шестерня:

$$\rho = \frac{D}{2 i_p}, \quad \text{м}$$

Для отримання значення  $\rho$  у метрах, крок гвинта та діаметр шестерні треба підставляти також у метрах.

Загальний коефіцієнт корисної дії кінематичного ланцюга привода подачі з редуктором:  $\eta = \eta_1 \eta_2$ , де:  $\eta_1 = 0,95$  – ККД передачі ходовий гвинт-гайка без натягу (з натягом  $\eta_1 = 0,85 \dots 0,9$ );  $\eta_2 = 0,85 \dots 0,9$  – ККД зубчастого редуктора. При установленні двигуна безпосередньо на ходовий гвинт:  $\eta = \eta_1$ .

Основними режимами руху привода подачі є режим різання з робочою подачею та режим руху на бистрому ході для здійснення установчих переміщень, коли різання відсутнє.

При сталому русі у режимі різання з робочою подачею, зусилля подачі  $F_{n1}$  складається із зусилля різання у напрямку подачі  $F_x$ , зусилля тертя у рухомих ланках механізму подачі  $\mu F_\Sigma$  та зусилля натягу  $F_n$ .

Основною складовою зусилля тертя в механізмі подачі є тертя в напрямних вузла подачі. Тертя у парі гвинт-гайка, підшипниках ходового гвинта та в редукторі незначне і враховується відповідним ККД.

При розрахунку зусилля тертя до суми нормальних сил, діючих на напрямні  $N_\Sigma$ , слід включити вагу вузла подачі, вагу деталі, якщо вона розміщується на вузлі подачі, а також складові зусилля різання  $F_y$ ,  $F_z$ , якщо вони діють перпендикулярно до напрямних.

При переміщенні вузла подачі в горизонтальній площині:

$$F_{n1} = k F_x + \mu (m_{e.n.} g + m_{det.} g + F_y + F_z) + F_n,$$

де:  $m_{e.n.}$  – маса вузла подачі, кг;  $m_{det.}$  – маса деталі, кг (враховується у випадках встановлення деталі на вузлі подачі);  $g$  – прискорення сили тяжіння  $9,81 \text{ м/с}^2$ .

Коефіцієнт тертя  $\mu$  залежить від матеріалів поверхонь, що труться, їх змащування та конструкції напрямних. Звичайно для напрямних ковзання зі змащуванням приймають  $\mu = 0,1$ , для напрямних кочення  $\mu = 0,005 \dots 0,01$ .

Для вузлів подачі, які переміщуються у вертикальній площині, слід враховувати додаткове зусилля від ваги переміщуваних вузлів, а також той факт, що навантаження від сил тертя пристроїв, які переміщуються вертикально, як правило, не враховується.

Таким чином, при переміщенні вузла подачі вертикально:

$$F_{n1} = k F_x + \mu (F_y + F_z) + F_H \pm (m_{e.n.} + m_{det.})g,$$

де знак "+" відповідає руху уверх, а знак "-" – руху униз.

Статичний момент при сталому русі в режимі різання  $M_1$  визначається:

- для передачі гвинт-гайка:

$$M_1 = \frac{F_{n1}}{\eta} \frac{t_2}{2\pi i_p}, \quad \text{Н м}$$

де  $t_2$  – крок гвинта, м;

- для передачі шестерня-рійка:

$$M_1 = \frac{F_{n1}}{\eta} \frac{D}{2i_p}, \quad \text{Н м}$$

де  $D$  – діаметр шестерні, м.

При сталому русі на швидкому ході статичний момент визначається лише силами тертя в рухомих ланках механізму подачі. Тому при розрахунку зусилля подачі на швидкому ході –  $F_{n2}$  відсутні складові зусилля різання ( $F_x, F_y, F_z$ ).

Для вузлів подачі, які переміщуються в горизонтальній площині:

$$F_{n2} = \mu(m_{e.n.} + m_{det.})g + F_n.$$

Для вузлів подачі, які переміщуються вертикально:

$$F_{n2} = F_n \pm (m_{e.n.} + m_{det.})g,$$

де знак "+" відповідає руху уверх, а знак "-" – руху униз.

Статичний момент при сталому русі на швидкому ході –  $M_2$  визначається через зусилля  $F_{n2}$  відповідно:

– для передачі гвинт-гайка:

$$M_2 = \frac{F_{n2}}{\eta} \frac{t_r}{2\pi i_p}, \quad \text{Н м},$$

де  $t_r$  – крок гвинта, м;

– для передачі шестерня-рейка:

$$M_2 = \frac{F_{n2}}{\eta} \frac{D}{2i_p}, \quad \text{Н м},$$

де  $D$  – діаметр шестерні, м.

Попередньо вибирають двигун з номінальним моментом у діапазоні робочих швидкостей  $n_{p.min} \dots n_{p.max}$  більше статичного розрахункового моменту у режимі різання:

$$M_{дв.ном} \geq M_1,$$

а також з моментом на швидкості бистрого ходу  $n_{б.х.}$ , більшим від статичного моменту опору на бистрому ході:

$$M_{\text{дв.б.х.}} \geq M_2.$$

При відсутності паспортного значення моменту двигуна на швидкості быстрого ходу, його величина може бути розрахована:

$$M_{\text{дв.б.х.}} = \frac{P_{\text{дв.н.}}}{\omega_{\text{р.мах}}}.$$

Для повторно-короткочасного режиму роботи двигун вибирають не за  $M_1$ , а за моментом

$$M_1' = M_1 \frac{TB}{100} \%,$$

де  $TB$  – тривалість вмикання у відсотках.

### 3.2.3 Визначення моментів двигуна для динамічних режимів

Попередньо вибраний двигун перевіряють з урахуванням динамічних навантажень. Для цього визначають момент двигуна у перехідних режимах  $M_3$ , необхідний для подолання сил тертя при зрушенні з місця та надання інерційним масам механізму подачі заданого прискорення.

$$M_3 = M_2' + M_{\text{дин}},$$

де  $M_2'$  – момент тертя при зрушенні з місця;

$M_{\text{дин}}$  – динамічна складова моменту.

Момент  $M_2'$  визначається аналогічно моменту тертя на швидкому ході  $M_2$ , але при розрахунку зусилля подачі  $F_{n2}$  використовується підвищене значення коефіцієнта тертя  $\mu = 0,15$  для напрямних ковзання, та  $\mu = 0,015$  для напрямних кочення.

Динамічна складова моменту двигуна визначається сумарним моментом інерції механізму, приведеним до валу двигуна і власним моментом інерції двигуна з урахуванням моментів інерції датчиків швидкості та кута повороту, якщо вони є, та прискоренням  $\epsilon$ , яке повинен розвивати двигун:

$$M_{дин} = (J_{\Sigma}' + J_{\partial\epsilon}) \frac{d\omega_{\partial\epsilon}}{dt} = (J_{\Sigma}' + J_{\partial\epsilon}) \epsilon$$

Сумарний момент інерції механізму, приведений до валу двигуна:

$$J_{\Sigma}' = J_{в.п}' + J_{\epsilon}' + J_p'$$

де  $J_{\epsilon.n}'$  – момент інерції поступально переміщуваних частин вузла подачі, приведений до валу двигуна;

$J_{\epsilon}'$  – приведений момент інерції ходового гвинта;

$J_p$  – приведений момент інерції редуктора.

Приведений момент інерції поступально переміщуваних частин вузла подачі:

$$J_{в.п}' = (m_{в.п} + m_{дет}) \rho^2,$$

де  $m_{\epsilon.n}$  – маса вузла подачі, кг;

$m_{дет}$  – маса деталі, кг (враховується у випадках встановлення деталі на вузлі подачі);

$\rho$  – радіус інерції, м.

Приведений момент інерції ходового гвинта:

$$J_{\epsilon}' = \frac{\pi D_{\epsilon}^4 l_{\epsilon} \gamma}{32 i_p^2},$$

де:  $D_2$  – середній діаметр ходового гвинта, м;

$l_2$  – довжина ходового гвинта, м;

$\gamma$  – густина матеріалу гвинта; для сталі  $\gamma = 7,8 \cdot 10^3$  кг/м<sup>3</sup>.

Приведений момент інерції редуктора

$$J_{ред}' = \sum_{i=1}^n \frac{J_{ui}}{i_{pi}^2},$$

де  $J_{ui}$  – момент інерції  $i$ -ї шестерні;

$i_{pi}$  – передаточне відношення від  $i$ -ї шестерні до валу двигуна.

Якщо кутове прискорення невідоме, то в завданні на проектування вказують лінійне прискорення вузла подачі, або час розгону до швидкості швидкого ходу  $t_{n.n}$ .

Кутове прискорення визначається через лінійне за формулою:

$$\varepsilon = \frac{a}{\rho},$$

де  $a$  – лінійне прискорення, м/с<sup>2</sup>;

$\rho$  – радіус інерції, м.

При заданому часі розгону до швидкості швидкого ходу  $t_{n.n}$ , кутове прискорення може бути визначене через швидкість швидкого ходу:

$$\varepsilon = 0,2 \frac{V_{б.х.} \cdot i_p}{t_{п.п.} \cdot t_2},$$

де  $V_{б.х.}$  – швидкість швидкого ходу, мм/хв.;

$t_2$  – крок ходового гвинта, мм;

$i_p$  – передаточне число редуктора.

Таким чином, для випадку відпрацювання електроприводом ступінчастого керуючого сигналу, динамічний та повний моменти в перехідному режимі розгону до швидкості бистрого ходу складатимуть, відповідно:

$$M_3 = M_2' + M_{дин},$$

$$M_{дин} = \varepsilon (J_{\Sigma}' + J_{дв}).$$

Перевірка попередньо вибраного двигуна на динамічні навантаження забезпечується виконанням умови:

$$M_{дв.мах} \geq M_3.$$

Тобто максимально допустимий момент двигуна на час розгону до швидкості бистрого ходу  $t_{н.н.}$  повинен бути не менше повного моменту в перехідному режимі  $M_3$ , необхідного для подолання сил тертя та надання інерційним масам механізму заданого прискорення.

### 3.2.4 Перевірка умов придатності електродвигуна

В результаті проведених розрахунків були визначені: необхідний момент двигуна у сталому режимі на робочих подачах по подоланню сил тертя та складових зусилля різання при обробці деталі  $M_1$ ; момент двигуна у сталому режимі при неробочому бистрому ході  $M_2$ ; момент двигуна в перехідному режимі розгону до швидкості бистрого ходу  $M_3$ ; швидкість бистрого ходу  $n_{б.х.}$

Параметри обраного електродвигуна повинні задовольняти наступним нерівностям:

$$M_{дв.ном} \geq M_1,$$

$$M_{дв.б.х.} \geq M_2,$$

$$M_{\text{дв.мах}} \geq M_3,$$

$$n_{\text{дв.мах}} \geq n_{\text{б.х.}}$$

Якщо попередньо вибраний двигун не задовольняє хоча б однієї з наведених умов, необхідно вибрати двигун більшого габариту та повторити розрахунки.

Після вибору конкретного електродвигуна слід скорегувати величину  $J_d$ , у формулі для розрахунку  $M_{\text{дин}}$ , який є складовою моменту  $M_3$ , та повторно здійснити перевірку умови  $M_{\text{дв.мах}} \geq M_3$ .

Якщо в обраній системі електроприводу не передбачено регулювання швидкості двигуна вище номінальної, то умови перевірки придатності двигуна застосовуються у вигляді  $M_{\text{дв.ном}} \geq M_2$ ,  $n_{\text{дв.ном}} \geq n_{\text{б.х.}}$ .

### ***Контрольні запитання до розділу 3***

1. В чому полягають критерії вибору електродвигуна слідкуючого електроприводу на основі поверхні граничних динамічних станів?
2. Які вихідні дані використовуються при виборі електродвигуна слідкуючого електроприводу на основі технологічного режиму роботи?
3. За яким критерієм здійснюється кінцева перевірка правильності вибору двигуна слідкуючого електроприводу?

## 4 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС СЛІДКУЮЧОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ СТАНДАРТНИХ НАЛАШТУВАННЯХ

Найбільш поширеними для сліdkуючого електроприводу є структури з підсумовуючим підсилювачем та з підпорядкованим регулюванням координат [6, 9, 14].

Структурна схема сліdkуючого електроприводу, побудованого за принципом підпорядкованого керування, представлена на рис. 4.1.

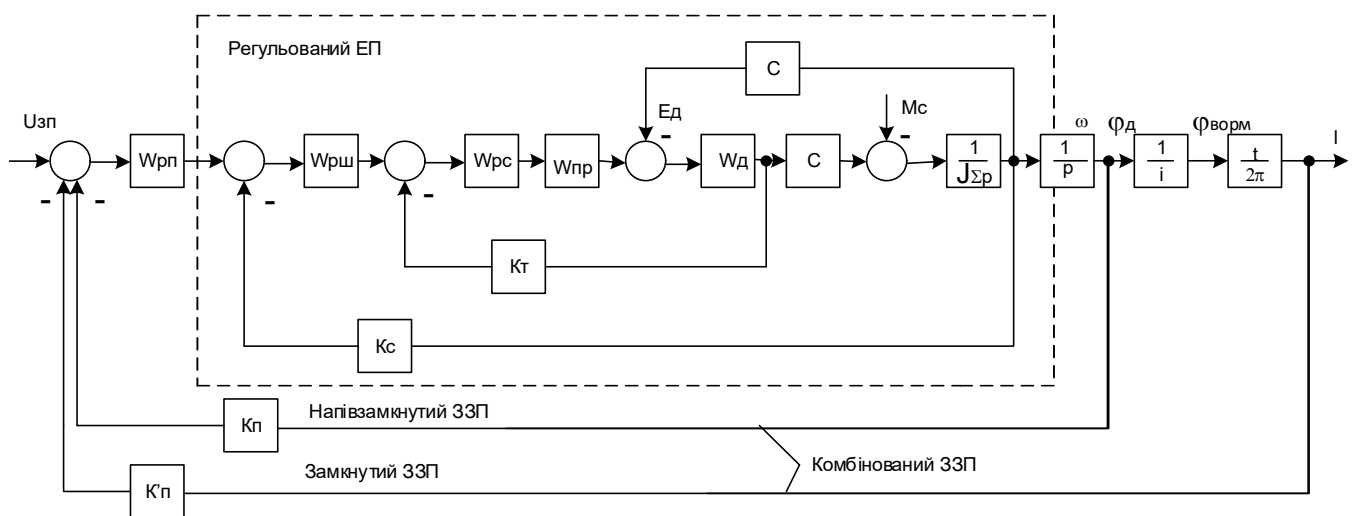


Рисунок 4.1 – Триконтурна структурна схема СЕП за принципом підпорядкованого керування координат

На рисунку позначені передаточні функції:  $W_{рп}$  – передатна функція регулятора положення;  $W_{рш}$  – регулятора швидкості;  $W_{пр}$  – перетворювача;  $W_{рс}$  – регулятора струму;  $W_{д}$  – двигуна;  $t$  – крок гвинта.

У СЕП використовується поняття регульованого ЕП, під яким розуміється ЕП, замкнений по швидкості.

Розрізняють наступні види зворотних зв'язків за положенням (ЗЗП):

1. Напівзамкнений ЗЗП, коли датчик положення встановлюється безпосередньо на валу ЕД. Найбільш простий, не охоплює та не враховує люфти та пружності. При цьому вся механічна частина ЕП, що перебуває за контуром, виявляється не охопленою ЗЗП. Тому всі неточності механічної частини (люфти,

пружності, погрішності) які становлять 50% всіх погрішностей, впливають на точність МО.

Рекомендація: максимально усунути погрішності механічної частини за рахунок використання високоякісних механічних передач, пристроїв компенсації люфтів або безредукторного привода.

Можливо також програмування погрішностей у системі ЧПК. Максимальна точність таких ЕП при позиціонуванні становить 10 мікрон, повторюваність регулювання  $\pm 2$  мікрони.

Перевага – простота технічної реалізації.

2. Замкнутий ЗЗП, що вимірює безпосередньо кутове або лінійне переміщення ВОРМ. Датчики вбудовуються в механізми верстата. Охоплення ЗЗП всієї механічної частини дозволяє врахувати вплив люфтів, пружностей, похибок передач і за рахунок цього збільшити точність позиціонування до часток мікрона. Однак наявність люфтів і пружності погіршує динамічні показники якості регулювання (збільшується перерегулювання, коливальність), іноді можуть виникати автоколивання, що особливо небажано поблизу точки позиціонування;

3=1+2. Комбінований ЗЗП (сполучення 1 та 2 з розподілом дії у часі). Датчики положення встановлюються і на валу ЕД, і на ВОРМ. При великих відхиленнях регульованої координати від заданої працює напівзамкнутий ЗЗП, забезпечуючи швидкодію і кращу якість динамічних режимів; при малих відхиленнях відбувається перемикання на замкнутий ЗЗП, чим забезпечується висока точність позиціонування.

Структурна схема СЕП при встановленні датчика положення на ВОРМ з передачею ходовий гвинт – гайка представлена на рис. 4.2.

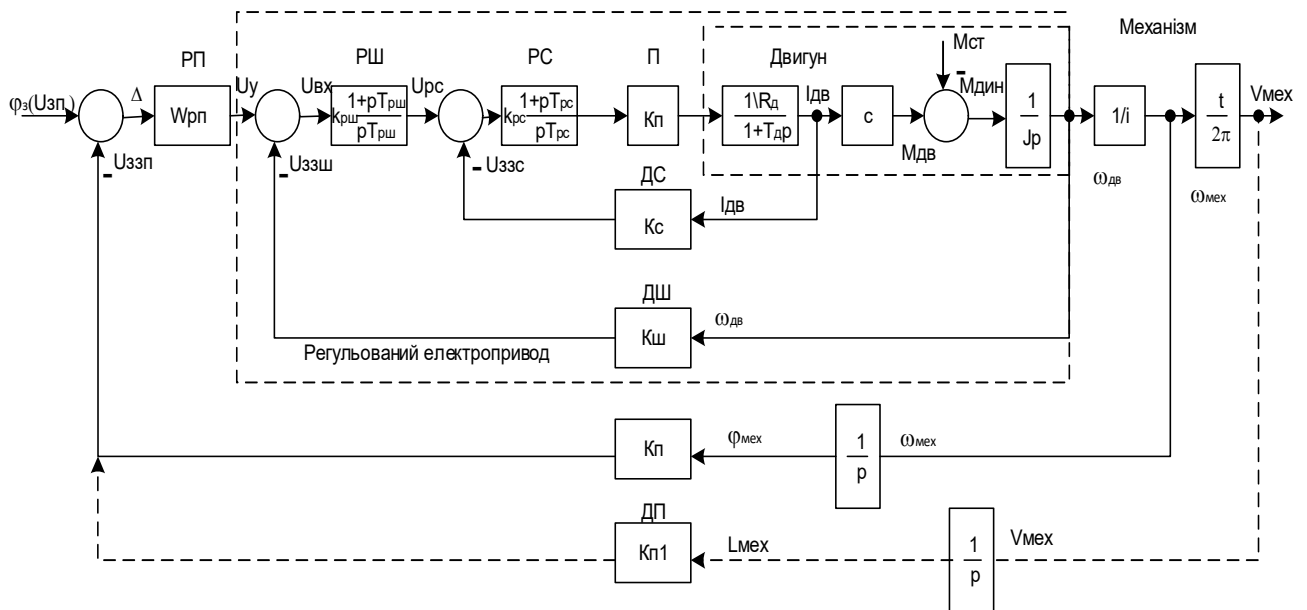


Рисунок 4.2 – Структурна схема СЕП з модифікаціями ЗЗП

#### 4.1 Налаштування на технічний оптимум

Етапи синтезу контуру регулювання положення при налаштуванні на технічний оптимум (ТО):

1) знаходимо об'єкт регулювання контуру положення, для напівзамкненого контуру положення

$$W_{орп} = W_{зи} \cdot \frac{1}{p} = \frac{1 / K_{ш}}{a_{ш} \cdot a_c \cdot T_{\mu} \cdot p + 1} \cdot \frac{1}{p},$$

де  $a_{ш}, a_c$  – коефіцієнти демпфування контурів швидкості та струму;

2) задаємо бажаною передатною функцією розімкнутого контуру положення:

$$W_{роз.н.баж} = \frac{1 / K_{п}}{a_n \cdot a_{ш} \cdot a_c \cdot T_{\mu} \cdot p (a_{ш} \cdot a_c \cdot T_{\mu} p + 1)},$$

де  $K_{п}$  – коефіцієнт зворотного зв'язку за положенням;

3) приймемо значення коефіцієнтів демпфування контурів

$$a_n = a_{\mu} = a_c = 2, \text{ тоді}$$

$$W_{\text{роз.н.баз}} = \frac{1 / K_{\Pi}}{8 \cdot T_{\mu} \cdot p(4 \cdot T_{\mu} p + 1)};$$

4) звідси знаходимо передатну функцію П-регулятора положення

$$W_{pn} = \frac{W_{\text{роз.н.баз}}}{W_{opn}} = \frac{K_{\mu}(4T_{\mu} p + 1) p}{K_{\Pi} 8T_{\mu} p(4T_{\mu} p + 1)} = \frac{K_{\mu}}{K_{\Pi} 8T_{\mu}} = K_{\Pi}$$

Передаточна функція замкненої системи при налаштуванні по ТО:

$$W_{\text{роз.н.баз}} = \frac{1 / K_{\Pi}}{a_n a_{\mu} a_c T_{\mu} p(a_{\mu} a_c T_{\mu} p + 1) + 1}$$

**Розрахунок коефіцієнта зворотного зв'язку за положенням:**

– для напівзамкнених контурів  $K_{\Pi} = \frac{10B}{\Phi_{max}}$ ,

де  $\Phi_{max}$  – максимальне кутове переміщення валу двигуна (в радіанах);

– для замкнутого контуру  $K_{\Pi} = \frac{10B}{l_{max}}$ ,

де  $l_{max}$  – максимальне переміщення ВО механізму (в метрах).

**Усталені похибки слідкуючого електроприводу при налаштуванні на технічний оптимум**

1. При відпрацюванні ступінчастої задаючої дії:

$$\Delta\phi_{\Pi} = \frac{U_{3\Pi}}{1 + W_p}, \quad \text{при } p = 0 \rightarrow \Delta\phi_{\Pi} = 0,$$

$$W_{роз.н.} = \frac{1/K_{II}}{8T_{\mu}p(4T_{\mu}p+1)} = \frac{1/K_{II}}{8T_{\mu}p},$$

$$\frac{1}{1+W_{роз}} = \frac{1}{1+\frac{1/K_{II}}{8T_{\mu}p}} = \frac{8T_{\mu}p}{8T_{\mu}p + \frac{1}{K_{II}}} = \frac{8K_{II}T_{\mu}p}{8K_{II}T_{\mu}p+1}.$$

При налаштуванні на ТО, відпрацювання фіксованого положення відбувається без помилки. Це пов'язано з наявністю інтегратора в контурі, при переході  $\omega \rightarrow \varphi$ .

2. Відпрацювання завдання на рух з постійною швидкістю

$$\Delta\varphi_{\omega} = \frac{\omega_3}{p} \cdot \frac{8K_{II}T_{\mu}p}{8K_{II}T_{\mu}p+1} = \omega_3 8K_{II}T_{\mu}.$$

Звідси, добротність по швидкості:

$$K_{\omega} = \frac{\omega_3}{\Delta\varphi_{\omega}} = \frac{\omega_3}{8K_{II}T_{\mu}}.$$

Введення поняття добротності СЕП пов'язано з тим що абсолютна величина кінематичної похибки не є сталою і пропорційна швидкості завдання, тобто  $\Delta\varphi_{\omega} \sim \omega_3$  і збільшується зі збільшенням швидкості руху ВОРМ. В той же час сама добротність залежить лише від параметрів системи.

## 4.2 Налаштування на симетричний оптимум

Налаштування на симетричний оптимум (СО) здійснюємо за стандартною процедурою:

1) визначаємо об'єкт регулювання контуру положення

$$W_{орн} = \frac{1 / K_u}{4T_\mu p + 1} \cdot \frac{1}{p} ;$$

2) задаємося бажаною передатною функцією розімкненого контуру

$$W_{роз.н.баж} = \frac{1 + 16T_\mu p}{16T_\mu p} \cdot \frac{1 / K_\Pi}{8T_\mu p(4T_\mu p + 1)}$$

3) знаходимо передатну функцію ПІ-регулятора положення

$$\begin{aligned} W_{PI} &= \frac{W_{роз.н.баж}}{W_{орн}} = \frac{K_u(4T_\mu p + 1)p}{8K_\Pi T_\mu p(4T_\mu p + 1)} \cdot \frac{1 + 16T_\mu p}{16T_\mu p} = \\ &= \frac{K_u}{2 \cdot K_\Pi \cdot T_\mu} \cdot \frac{1 + 16T_\mu p}{16T_\mu p} = \frac{K_u}{128K_\Pi T_\mu^2 p} + \frac{K_u}{8K_\Pi T_\mu} = \frac{1}{T_{PI} p} + K_{PI}. \end{aligned}$$

### Усталені похибки при налаштуванні на СО

1. Відпрацювання ступінчастої задаючої дії

$$\Delta\varphi_\Pi = \frac{U_{3\Pi}}{1 + W_p},$$

$$W_{роз.н.} = \frac{1 + 16T_\mu p}{128K_\Pi T_\mu p^2 (4T_\mu p + 1)} = \frac{1 + 16T_\mu p}{128K_\Pi T_\mu p^2},$$

$$\frac{1}{1 + W_{роз.н.}} = \frac{1}{1 + \frac{1 + 16T_\mu p}{128K_\Pi T_\mu p^2}} = \frac{128K_\Pi T_\mu p^2}{128K_\Pi T_\mu p^2 + 16T_\mu p + 1},$$

$$\Delta\varphi_\Pi = U_{3\Pi} \cdot \frac{128K_\Pi T_\mu p^2}{128K_\Pi T_\mu p^2 + 16T_\mu p + 1} = 0 \text{ при } p = 0,$$

тобто похибка відсутня.

2. Відпрацювання завдання переміщення з постійною швидкістю:

$$\Delta\varphi_{\omega} = \omega_3 \cdot \frac{128K_{II}T_{\mu}p}{128K_{II}T_{\mu}p^2 + 16T_{\mu}p + 1} = 0 \text{ при } p = 0.$$

Кінематична похибка при налаштуванні на СО також відсутня.

3. Завдання з постійним прискоренням:

$$\Delta\varphi_{\varepsilon} = \frac{\omega_3}{p^2} \cdot \frac{128K_{II}T_{\mu}p^2}{128K_{II}T_{\mu}p^2 + 16T_{\mu}p + 1} = 128K_{II}T_{\mu}\omega_3,$$

тобто після закінчення перехідного процесу похибка залишається незмінною.

Передаточна функція замкненої системи при налаштуванні на СО:

$$W_{\text{замк.н.}} = \frac{(1 + 16T_{\mu}p) / K_{II}}{128K_{II}T_{\mu}^2 p^2 (4T_{\mu}p + 1) + 16T_{\mu}p + 1}.$$

Якщо знехтувати складовими  $128K_{II}T_{\mu}^2 p^2 (4T_{\mu}p + 1) = 0$ , тоді

$$W_{\text{замк.н.}} \approx \frac{1}{K_{II}}.$$

Висновок: при даному налаштуванні в усталеному режимі слідкуючий електропривод працює без помилок, але в динаміці присутні коливальність та значні перерегулювання.

*Контрольні запитання до розділу 4*

1. В чому полягає методика налаштування (синтезу) контуру регулювання положення СЕП?
2. Як здійснюється розрахунок параметрів ланок контуру регулювання положення для СЕП обертового і поступального руху?
3. В чому полягає відмінність динамічних характеристик СЕП при налаштуванні на технічний і симетричний оптимум? Порівняйте помилки при стандартних впливах.
4. Виведіть передаточну функцію регулятора положення СЕП при налаштуваннях на ТО і СО. Поясніть помилки при стандартних впливах.

## 5 МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ СЛІДКУЮЧИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

Основним критерієм якості слідкуючого і програмного електроприводу є точність в статичних і, особливо, динамічних режимах. Тому для підвищення точності цих приводів використовуються, як відомі методи [6, 9-12, 14, 15], так і нові науково – технічні рішення.

### 5.1 Підвищення коефіцієнта передачі розімкненої системи

Підвищення коефіцієнта передачі розімкненої системи є найбільш універсальним методом, обмеженим умовами стійкості.

Розглянемо структурну схему замкненої САК, представлену на рис. 5.1.

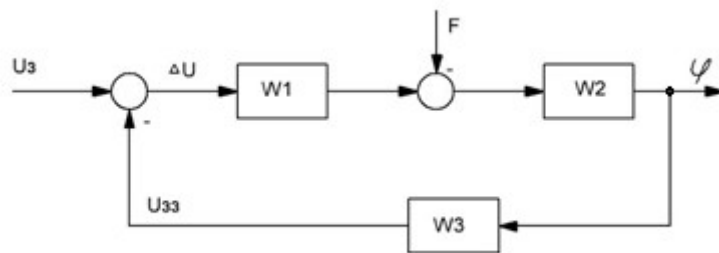


Рисунок 5.1 – Структурна схема САК

Похибка за задаючою дією в такій системі становить

$$\Delta U_3 = \frac{U_3}{1 + W_1 \cdot W_2 \cdot W_3} = \frac{U_3}{1 + K_1 \cdot K_2 + K_3}.$$

З цього виразу випливає, що для зменшення похибки за задаючою дією можна збільшувати коефіцієнт передачі будь-якої ланки системи.

Похибка за збурювальною дією в такій системі

$$\Delta U_F = \frac{F \cdot W_2 \cdot W_3}{1 + W_1 \cdot W_2 \cdot W_3} = \frac{F \cdot K_2 \cdot K_3}{1 + K_1 \cdot K_2 + K_3}.$$

Звідси, для зменшення статичної похибки за збуренням потрібно збільшувати коефіцієнт передачі ланок, які знаходяться **до** точки прикладання збурення.

## 5.2 Підвищення порядку астатизму

В усталеному режимі інтегрувальна ланка може розглядатись, як ланка з нескінченним коефіцієнтом підсилення:

$$\frac{1}{p} = \infty \text{ при } p=0.$$

Звідси, похибка за задаючою дією дорівнює нулю

$$\Delta U_3 = \frac{U_3}{1 + W_1 \cdot W_2 \cdot W_3} = 0,$$

при умові, якщо хоча б одна з ланок системи є інтегрувальною, незалежно від місця її розташування у структурі.

Похибка за збурювальною дією дорівнює нулю

$$\Delta U_F = \frac{F \cdot W_2 \cdot W_3}{1 + W_1 \cdot W_2 \cdot W_3} = 0,$$

лише в тому випадку, коли  $W_1 = \infty$ .

Тобто при підвищенні порядку астатизму системи з метою ліквідації помилки за збуренням, інтегрувальну ланку слід вводити **до** точки прикладання збурення, тобто в регуляторі.

Недоліком даних методів, який обмежує їх застосування, є зменшення запасу стійкості системи.

### 5.3 Застосування комбінованого керування

В основі комбінованого керування лежить поняття інваріантності системи.

САУ вважається інваріантною до збурення, якщо після завершення перехідного процесу, який визначається початковими умовами, регульована величина і похибка не залежать від цієї дії.

Види інваріантності:

1. Абсолютна. Система інваріантна до будь-яких вхідних дій;
2. Часткова. Система інваріантна до вхідних дій визначеного виду;
3. Повна. Система інваріантна до вхідних дії як в статиці, так і в динаміці.

Фундаментальною прикметою інваріантності є «Принцип двоканальності Петрова», який формулюється наступним чином: для досягнення інваріантності за збуренням повинно існувати хоча б два канали розповсюдження інформації між точкою прикладання збурення та точкою вимірювання вихідної величини. Такі канали можуть бути природними або штучними.

Під комбінованим керуванням розуміється такий метод побудова САУ, коли поруч з регулюванням по відхиленню використовується пряме регулювання за задаючою або збурювальною дією.

Умови інваріантності:

– за задаючою дією  $x_{вх}$ : 
$$W_3 = \frac{y_{вих}}{x_{вх}} = 1;$$

– за збурювальною дією  $F$ : 
$$W_F = \frac{x_{вих}}{F} = 0.$$

**Інваріантність за задаючою дією.** Введемо прямий коригуючий зв'язок за задаючою дією з передатною функцією  $W_k$  (див. рис. 5.2)

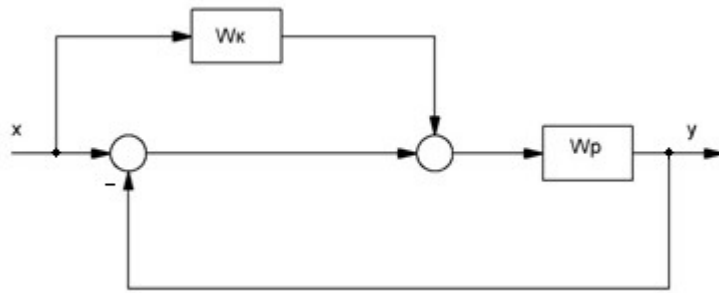


Рисунок 5.2 – Введення коригуючого зв'язку

Після перетворень отримуємо вираз для передаточної функції коригуючої ланки

$$W_3 = (1 + W_K) \cdot \frac{W_P}{1 + W_P} = 1,$$

$$W_P + W_K \cdot W_P = 1 + W_P,$$

$$W_K = \frac{1}{W_P},$$

де  $W_p$  – передатна функція розімкнутої системи.

Оскільки передатна функція розімкнутої системи практично завжди описується інерційною ланкою, керуюча ланка повинна мати диференційну складову.

### 5.3.1 Синтез коригуючої ланки для слідкуючого ЕП зі стандартними налаштуваннями

#### Комбіноване керування за задаючою дією

Під стандартними налаштування розуміють:

- 1) наявність підпорядкованого замкнутого контуру швидкості;
- 2) присутній регулятор положення.

Структурна схема системи підпорядкованого регулювання положення з компенсуючим зв'язком показана на рис. 5.3.

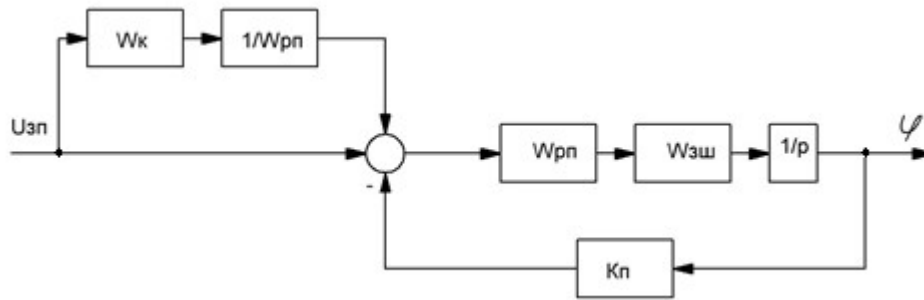


Рисунок 5.3 – Введення коригуючого зв'язку за задаючою дією

Бажана передатна функція замкненої системи при наявності коригуючого прямого зв'язку

$$\left(1 + \frac{W_K}{W_{PI}}\right) \cdot W_{3\Pi} = 1,$$

де  $W_{3\Pi}$  – замкнений контур положення.

Звідси

$$\left(\frac{W_{PI} + W_K}{W_{PI}}\right) \cdot W_{3\Pi} = 1,$$

$$W_{PI} \cdot W_{3\Pi} + W_K \cdot W_{3\Pi} = W_{PI},$$

$$W_K = \frac{W_{PI} - W_{PI} \cdot W_{3\Pi}}{W_{3\Pi}} = \frac{W_{PI}(1 - W_{3\Pi})}{W_{3\Pi}}.$$

При налаштуванні на ТО:

$$W_{3\Pi}^{TO} = \frac{1 / K_{II}}{8T_{\mu}p + 1},$$

тоді

$$W_K^{TO} = \frac{K_{PI}(1 - \frac{1}{K_{II}})}{8T_{\mu}p + 1} = \frac{8K_{PI}T_{\mu}p + 1 - \frac{1}{K_{II}}}{\frac{1}{K_{II}}} = 8K_{PI}K_{II}T_{\mu}p + K_{II} - 1.$$

В результаті синтезу отримали пропорційно-диференційну коригуючу ланку.

При налаштуванні на СО

$$W_{3II}^{CO} = \frac{(1 + 16T_{\mu}p) / K_{II}}{1 + 16T_{\mu}p} = \frac{1}{K_{II}},$$

$$W_K^{CO} = \frac{(\frac{1}{T_{PI}p} + K_{PI})(1 - \frac{1}{K_{II}})}{1 / K_{II}} = \frac{K_{II} - 1 + K_{PI}K_{II}T_{PI}p - K_{PI}T_{PI}p}{T_{PI}p} =$$

$$= \frac{K_{II} - 1}{T_{PI}p} + K_{PI} \cdot K_{II} - 1.$$

В результаті синтезу отримали пропорційно-інтегральну коригуючу ланку.

### Комбіноване керування за збурювальною дією

Структурна схема позиційної САУ з коригуючим зворотним зв'язком за збурювальною дією у вигляді моменту опору представлена на рисунку 5.4.

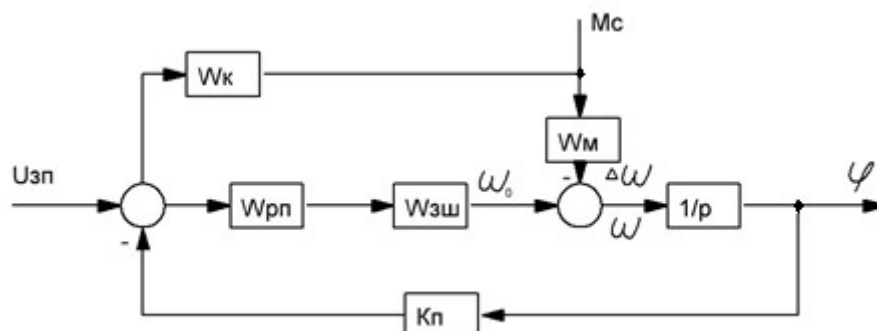


Рисунок 5.4 – Введення коригуючого зв'язку за збурювальною дією

На рисунку позначені передаточна функція за моментом опору і жорсткість механічної характеристики, відповідно:  $W_M = \frac{1}{\beta}$ ;  $\beta = \frac{M_C}{\Delta\omega}$ .

Компенсація впливу збурювальної дії здійснюється за допомогою прямого зв'язку таким чином, щоб створити додатковий канал, який компенсує вплив збурювальної дії.

$$M_C \cdot W_M = M_C \cdot W_K \cdot W_{PI} \cdot W_{ЗИ}$$

Звідси передатна функція коригуючої ланки

$$W_K = \frac{W_M}{W_{PI} \cdot W_{ЗИ}}$$

Для налаштування на ТО:

$$W_K = \frac{1/\beta}{K_{PI} \cdot \frac{1}{4T_\mu p + 1}} = \frac{4T_\mu p + 1}{K_{PI}\beta}$$

Для налаштування на СО:

$$W_K = \frac{1/\beta}{\left(K_{PI} + \frac{1}{T_{PI}p}\right) \cdot \frac{1}{4T_\mu p + 1}} = \frac{1/\beta}{\frac{(K_{PI}T_I p + 1)}{T_{PI}p(4T_\mu p + 1)}} = \frac{4T_{PI}T_\mu p^2 + T_{PI}p}{K_{PI}\beta T_I p + \beta}$$

Використання комбінованого керування в чистому вигляді має технічні складнощі, пов'язані з необхідністю введення в закон керування похідних від задаючої і збурювальних дій. Крім того компенсація збурення передбачає

наявність датчика збурення. Замість нього часто використовується непряме вимірювання збурення.

Складність реалізації похідних зв'язана з підсиленням завад в керуючих сигналах в аналогових системах, тому, як правило, коригуючі ланки з похідною вище 1-ої не реалізуються. Крім того всі ланки системи, в тому числі і силового каналу, повинні мати достатній запас по амплітуді і потужності для відпрацювання похідних, інакше компенсація не буде виконана і може бути досягнута лише часткова інваріантність.

Особливістю комбінованого керування є те, що після проведення корекції характеристичне рівняння системи залишається незмінним, тобто не змінюється не лише запас стійкості, а й основні показники якості перехідних процесів.

### 5.3.2 Сполучення стандартних налаштувань слідкуючого електропривода та методів комбінованого керування

Таке сполучення найбільш ефективно для систем програмного керування, де закон зміни завдання заздалегідь відомий, особливо для систем з цифровим завданням положення.

Суть методу полягає в тому, що для компенсації похибок при русі з постійною швидкістю або постійним прискоренням використовуються додаткові складові сигналу завдання відповідно за першою та другою похідними від завдання положення, як це показано на рис. 5.5.

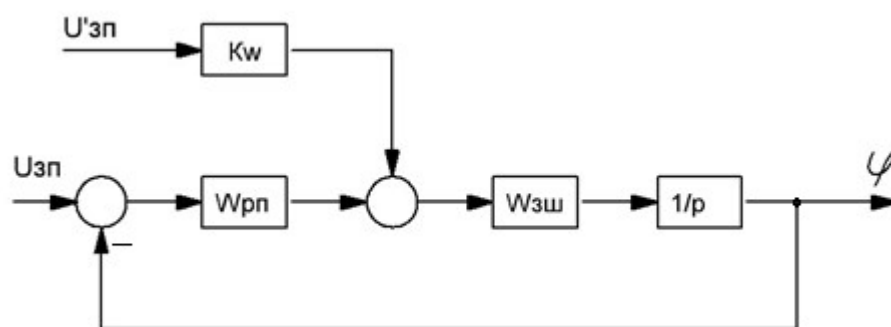


Рисунок 5.5 – Введення додаткової складової сигналу завдання

Основні стандартні налаштування:

- 1) П-регулятор положення/ПІ-регулятор швидкості;
- 2) ПІ-регулятор положення/П-регулятор швидкості;
- 3) ПІД-регулятор положення, без контуру швидкості.

Налаштування ПІ/ПІ не використовується через нестійкий стан системи.

**ПІ/ПІ-регулятор положення**

Коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю приймається в межах  $K_{\omega} = (0.7 \div 1)$ .

Для компенсації похибки за прискоренням можливе введення другої похідної завдання положення  $\ddot{U}_{зП}$ , але на вхід регулятора струму (див. рис. 5.6).

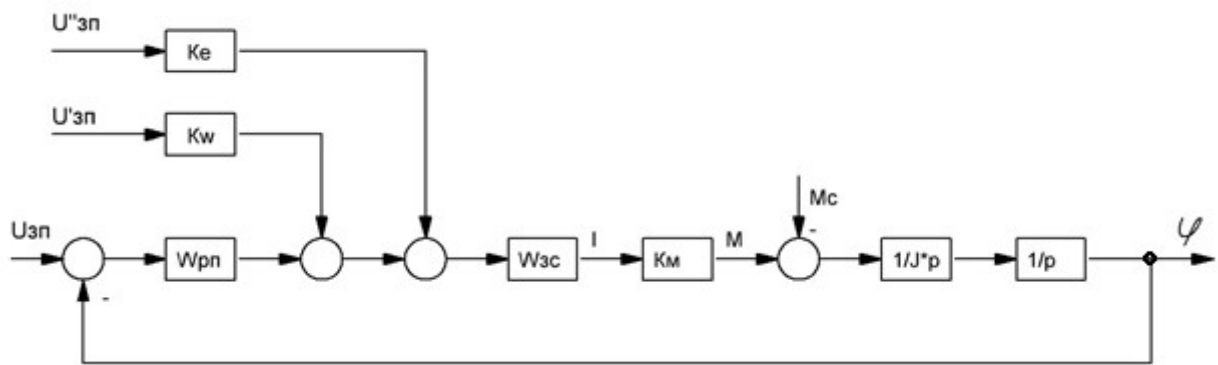


Рисунок 5.6 – Введення додаткових складових сигналу завдання

**ПІ/П-регулятор положення**

Реалізація аналогічна до попереднього випадку, але система більш схильна до перерегулювання і коливальності.

**ПІД-регулятор положення**

Комбінований ПІД-регулятор положення представлений на рис. 5.7.

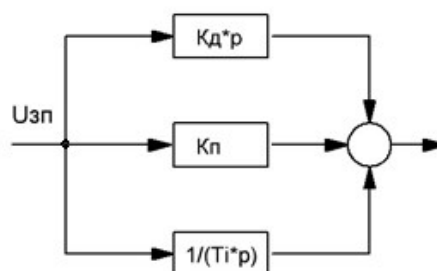


Рисунок 5.7 – ПІД-регулятор положення

Налаштування відбувається зональним методом:

- 1) збільшують коефіцієнт  $K_\delta$  до тих пір, поки не виникне перерегулювання;
- 2) налаштовують  $K_n$ , поки перерегулювання не почне збільшуватись;
- 3)  $T_{PI}$  вибирають, виходячи з прийнятного виду перехідного процесу.

#### 5.4 Використання багатоканального керування

Багатоканальне керування передбачає наявність мінімум двох каналів для регулювання вихідної координати. При цьому структура будується таким чином, щоб один з каналів виконував основну силову функцію і компенсував збурення. Задачею другого каналу є компенсація похибки першого каналу.

Одна з типових структурних схем двоканальної системи у спрощеному вигляді (з одиничними зворотними зв'язками) представлена на рис. 5.8. Перший канал – канал грубого відліку I, другий – точного відліку II.

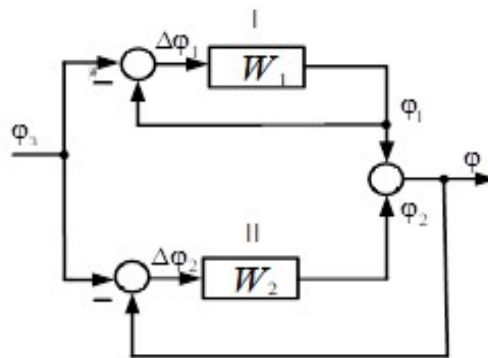


Рисунок 5.8 – Спрощена структурна схема двоканальної системи

Для реалізації багатоканальної системи необхідно мати пристрій, що підсумовує вихідні координати локальних каналів. Такий пристрій може бути механічним (механічний диференціал або планетарна передача) або електричним, якщо вихідною координатою системи є електричний сигнал.

Типові приклади технічної реалізації передаточних пристроїв двоканальних систем з механічним підсумовуванням координат представлені на рис. 5.9: а) привод поступального переміщення; б) привод кутового переміщення в горизонтальній площині.

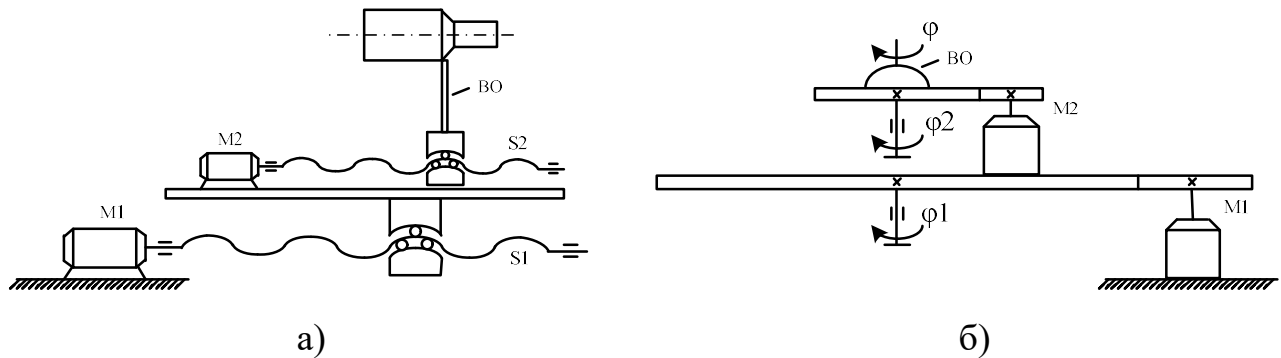


Рисунок 5.9 – Реалізація двоканальної системи поступального а) і обертального б) руху

На рисунку 5.9 позначені: S2,  $\varphi$  – вихідна координата двоканальної системи; S1,  $\varphi_1$  – переміщення та кут повороту первинної ланки;  $\varphi_2$  – відносний кут повороту вторинної платформи.

Двоканальна система поступального переміщення (рис. 5.9,а) знаходить застосування в приводах подач металорізальних верстатів, в т.ч. з лінійним п'єзокомпенсатором в якості двигуна каналу точного відліку. Двоканальні системи обертального руху з механічним підсумовуванням кутових переміщень (рис. 5.9,б) використовуються в опорно – поворотних механізмах електроприводів роботів і маніпуляторів, систем наведення антен локаторів та радіотелескопів.

У розглянутих двоканальних системах один датчик кута установлюється на виході системи, а інший – на валу двигуна силового каналу.

Для визначення властивостей двоканального керування здійснимо перетворення структурної схеми рис. 5.8. Перенесемо зв'язок по  $\varphi_1$  на вхід каналу II і визначимо передатну функцію замкненої системи

$$W_3 = \left( \frac{W_1}{(1+W_1)W_2} + 1 \right) \frac{W_2}{1+W_2}$$

$$W_3 = \frac{(W_1 + W_2 + W_1W_2)}{(1+W_1)W_2(1+W_2)} = \frac{W_1 + W_2 + W_1W_2}{(1+W_1)(1+W_2)}$$

Знайдемо вираз передатної функції розімкненої двоканальної системи

$$W_p = \frac{W_3}{1-W_3} = \frac{W_1 + W_1 \cdot W_2 + W_2}{(1+W_1)(1+W_2) - W_1 - W_1 \cdot W_2 - W_2} =$$

$$= \frac{W_1 + W_1 \cdot W_2 + W_2}{1 + W_1 + W_2 + W_1 \cdot W_2 - W_1 - W_1 \cdot W_2 - W_2} = W_1 + W_1 \cdot W_2 + W_2.$$

Розглянемо особливості отриманої передаточної функції двоканальної розімкненої системи для двох видів передаточних функцій локальних каналів:

- 1) обидві локальні системи статичні, тобто  $W_1 = K_1$ ;  $W_2 = K_2$ . Тоді

$$W_p = K_1 + K_1 \cdot K_2 + K_2.$$

- 2) обидві локальні системи астатичні, тобто  $W_1 = W_2 = \frac{1}{p}$ . Тоді

$$W_p = \frac{1}{p} + \frac{1}{p^2} + \frac{1}{p} = \frac{2 \cdot p + 1}{p^2}.$$

Висновки:

- в двоканальній системі зі статичними локальними каналами результуючий коефіцієнт передачі розімкненої системи дорівнює добутку та сумі коефіцієнтів передачі окремих каналів;
- в двоканальній системі при астатичних каналах сумарний порядок астатизму розімкненої системи дорівнює сумі порядків астатизму каналів.

Представимо передаточну функцію еквівалентної розімкнутої двоканальної системи в загальному вигляді:

$$W_E(p) = \frac{D_E}{p^{v_E}} W_{E0}(p),$$

де  $D_E$  – добротність ;

$v_E$  – порядок астатизму;

$W_{E0}$  – передатна функція, поліноми чисельника і знаменника якої не мають нульових коренів, тобто  $W_{E0}|_{p=0} = 1$ .

Якщо позначити  $D_1$  і  $D_2$  – добротності першого та другого каналів,  $v_1$  і  $v_2$  їхній порядок астатизму, то  $v_E = v_1 + v_2$ ,  $D_E = D_1 D_2$ , тобто у двоканальних приводах порядки астатизму каналів складаються, а їхні добротності перемножуються. Це свідчить про можливість підвищення точності двоканальної системи без введення додаткових інтегрувальних ланок.

Запишемо співвідношення координат каналів

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2,$$

$$\Delta\varphi_1 = \varphi_3 - \varphi_1,$$

$$\Delta\varphi_2 = \varphi_3 - \varphi,$$

$$\varphi_2 = \varphi - \varphi_1.$$

З цих рівнянь випливає, що помилка  $\Delta\varphi_2$  фактично визначає точність всієї двоканальної системи. Якщо  $\Delta\varphi_2 = 0$ , то  $\varphi = \varphi_3$ .

Таким чином, якщо забезпечити відсутність помилки другого каналу, то помилка в роботі всієї системи також буде відсутня. Тобто у даній системі вимога максимальної точності та швидкодії пред'являються до каналу точного відліку.

При цьому, якщо  $\varphi_3 = \varphi$ , то  $\varphi_2 = \varphi_3 - \varphi_1 = \Delta\varphi_1$ , тобто робота каналу точного відліку фактично полягає в усуненні помилки каналу грубого відліку, а

всі силові дії долає канал грубого відліку. Оскільки канал точного відліку відпрацьовує лише помилку грубого каналу, то і потужність його невелика і становить приблизно 10% від потужності силового каналу в діапазоні робочих частот задаючої дії СЕП (докладно питання розподілу навантажень каналів розглянуто нижче).

У зв'язку з цим реалізація точного каналу здійснюється з використанням малоінерційних і швидкодіючих двигунів (із друкованим і порожнистим ротором, п'єзодвигунів обертальної і лінійної дії та ін.).

З метою оцінки розподілу навантажень каналів грубого і точного відліку у двоканальних електромеханічних системах розглянемо структурну схему двоканальної системи, представлену на рис. 5.10. На рис. 5.10 позначені передатні функції:  $W_1, W_4$  – регуляторів I та II каналу;  $W_2, W_5$  – об'єктів керування I та II каналу;  $W_3, W_6$  – зворотних зв'язків за положенням I та II каналу;  $W_7$  – головного зворотного зв'язку за положенням;  $M_1, M_2$  – обертальні моменти двигунів I та II каналу.

З рис. 5.10,а видно, що на вході каналу II діє сигнал  $\Delta\varphi_2 = \varphi_3 - \varphi = \varphi_3 - \varphi_1 - \varphi_2 = \Delta\varphi_1 - \varphi_2$ . Отже, якби другий канал мав абсолютну швидкодію і помилка  $\Delta\varphi_2$  рівнялася нулю, то вихідна координата II каналу  $\varphi_2$  рівнялася б помилці першого каналу  $\Delta\varphi_1$  і істинне значення вихідної координати  $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 = \varphi_1 + \Delta\varphi_1 = \varphi_1 + \varphi_3 - \varphi_1 = \varphi_3$  точно рівнялося б приписаному  $\varphi_3$ . Оскільки створення безінерційного силового каналу неможливо, помилка відтворення буде існувати.

Розглянемо можливість аналітичної оцінки співвідношення моментів двигунів каналів грубого і точного відліку у двоканальній електромеханічній системі. З цією метою проведемо ряд перетворень структурної схеми рис. 5.10,а:

$$W_{1-3} = \frac{W_1 \cdot W_2}{1 + W_1 \cdot W_2 \cdot W_3}, \quad W_8 = \frac{W_{1-3}(1 + W_4 \cdot W_5 \cdot W_6)}{W_4 \cdot W_5},$$

$$W_9 = 1 + W_8, \quad W_{10} = \frac{W_7}{W_9}, \quad W_{11} = \frac{W_6}{W_9} + W_{10}.$$

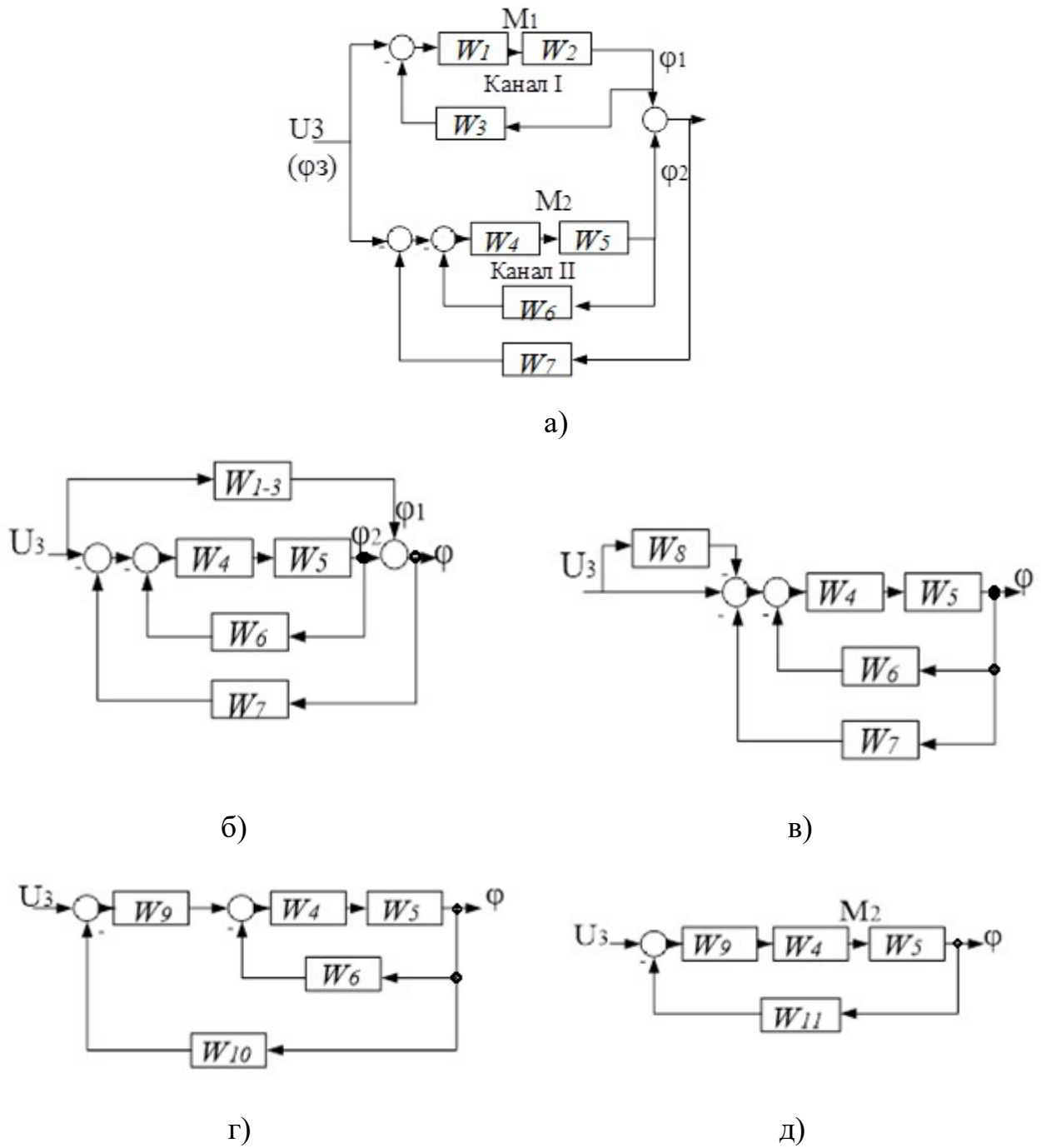


Рис. 5.10 – Перетворення структури двоканальної системи

Оскільки задаюча дія є загальною для обох каналів, відношення обертаючих моментів двигунів може бути виражене у вигляді:

$$\frac{M_2(p)}{M_1(p)} = \frac{U_3(p)W_{M2}(p)}{U_3(p)W_{M1}(p)} = \frac{W_{M2}(p)}{W_{M1}(p)}.$$

Етапи перетворення структурної схеми рис. 5.10,а з метою знаходження передаточних функцій по моменту  $W_{M1}$  и  $W_{M2}$  представлені на рис. 5.10,б,в,г,д. З урахуванням прийнятих позначень, вирази передаточних функцій для моментів мають вигляд:

$$W_{M1} = \frac{W_1}{1 + W_1 \cdot W_2 \cdot W_3}, \quad W_{M2} = \frac{W_9 \cdot W_4}{1 + W_9 \cdot W_4 \cdot W_5 \cdot W_{11}}.$$

Після перетворень отримаємо:

$$\frac{M_2(p)}{M_1(p)} = \frac{W_{M2}}{W_{M1}} = \frac{\frac{W_9 \cdot W_4}{1 + W_9 \cdot W_4 \cdot W_5 \cdot W_{11}}}{\frac{W_1}{1 + W_1 \cdot W_2 \cdot W_3}} = \frac{W_9 \cdot W_4 \cdot (1 + W_1 \cdot W_2 \cdot W_3)}{(1 + W_9 \cdot W_4 \cdot W_5 \cdot W_{11}) \cdot W_1}.$$

З метою отримання кількісної оцінки співвідношення моментів  $M_2/M_1$  було проведено розрахунок і побудову АЧХ и ФЧХ (див. рис. 5.11) на прикладі слідкуючого електропривода з наступними параметрами:  $k_{П1} = k_{П2} = 4,76$ ,  $J_{\Sigma}' = 8,6 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ ,  $i = 12,5$ ,  $T_{\mu} = 0,0033 \text{ с}$ ,  $k = 4$ ,  $c = 0,75$ .

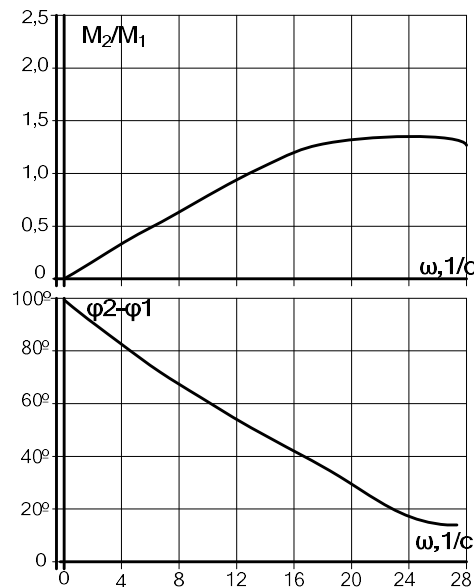


Рисунок 5.11 – Співвідношення моментів каналів грубого та точного відліку

Отримані результати свідчать, що в імовірній області частот зміни задаючої дії  $0...1$  Гц співвідношення моментів електродвигунів лежить у діапазоні, який не перевищує значення  $0,5$ .

Представлена методика аналітичної оцінки співвідношень моментів двигунів каналів грубого і точного відліку двоканальної електромеханічної системи дозволяє здійснювати уточнений вибір двигунів та силового електрообладнання для конкретного виду і типу застосовуваної системи електропривода.

При виборі виконавчих двигунів двоканального слідкуючого електропривода слід виходити з умови забезпечення статичних і динамічних режимів роботи електропривода, в основному, двигуном каналу грубого відліку.

Переваги двоканального керування:

- 1) підвищення точності і швидкодії без введення додаткових підсилювальних та інтегровальних ланок;
- 2) збереження запасу стійкості порівняно з кожним з каналів;
- 3) можливість підвищення швидкості, або отримання наднизької швидкості об'єкту керування при номінальній швидкості двигунів кожного з каналів.

Недоліки:

- 1) необхідність використання пристрою підсумовування вихідних координат каналів, тобто електромеханічного диференціалу;
- 2) ускладнення механічної частини системи;
- 3) виникнення перехресних зв'язків, які погіршують показники якості регулювання.

Розглянемо приклади отримання математичних моделей двоканальних систем, побудованих на основі електромеханічного диференціалу.

**Приклад 1.** Двоканальний привод кутового переміщення в вертикальній площині на основі механічного диференціалу барабанного типу (див. рис. 5.12,а).

На рисунках позначені:  $M1, M2$  – електродвигуни локальних каналів;  $J_{\partial 1}, J_{\partial 2}, M_{\partial 1}, M_{\partial 2}, \varphi_1, \varphi_2$  – моменти інерції, крутні моменти і кутові переміщення роторів

двигунів щодо статорів;  $S1, S2$  – лінійні переміщення;  $i_1, i_2$  – передаточні числа від двигунів  $M1$  і  $M2$  до зубчастого колеса;  $J_n, \varphi$  – момент інерції і кут повороту виконавчого органу.

Запишемо рівняння динаміки для даної двоканальної електромеханічної системи з диференціалом:

$$\begin{aligned} J_{\partial 1} p^2 \varphi_1 &= M_{\partial 1} - M_{\partial 2} i_2 / i_1; \\ J_n p^2 \varphi &= M_{\partial 1} i_1 + M_{\partial 2} i_2 - M_c; \\ J_{\partial 2} p^2 \varphi_2 &= M_{\partial 2} - M_{\partial 1} i_1 / i_2; \\ \varphi &= \varphi_1 / i_1 + \varphi_2 / i_2 \end{aligned}$$

Структурна схема передаточного пристрою двоканального електроприводу, складена за даними рівняннями, представлена на рис. 5.12,б.

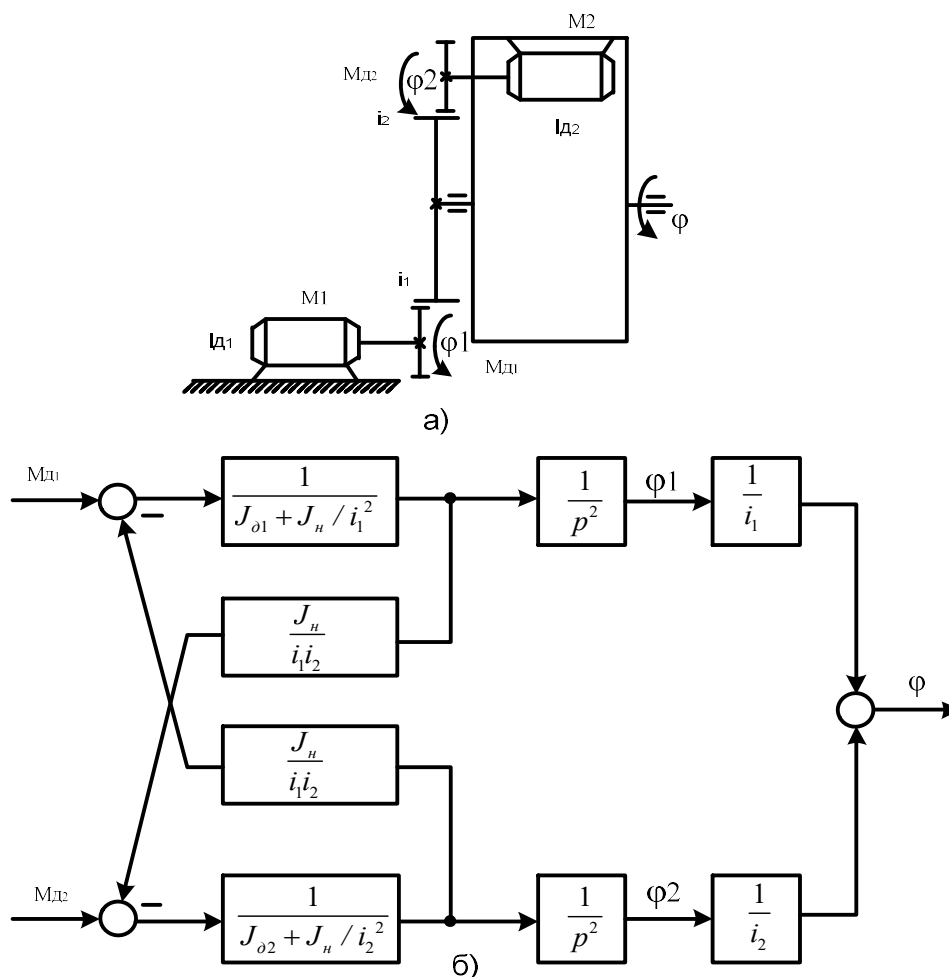


Рисунок 5.12 – Кінематична та структурна схема передаточного пристрою двоканального електроприводу

Поглиблений аналіз кінематики диференціальних механічних передаточних пристроїв, які є необхідною ланкою для реалізації багатоканальних електромеханічних систем, свідчить про те, що вони характеризуються наявністю пружностей, люфтів, різних видів тертя, а також природних перехресних зв'язків, здатних погіршувати якість регулювання і стійкість САУ. Врахування цих факторів відносить дані багатоканальні САУ до класу складних нелінійних багатовимірних взаємозв'язаних електромеханічних систем.

**Приклад 2.** Розглянемо методологію отримання математичної моделі диференціального передаточного пристрою, що враховує наявність крутильної пружності валів двигунів, що мають найменшу механічну жорсткість у кінематичному ланцюзі (див. рис. 5.13). Як видно з рисунку, дана передача, згідно з принципом Вілліса, володіє чотирма ступенями вільності. На рисунку позначені: Д1, Д2 – електродвигуни локальних електроприводів;  $J_{\partial 1}$ ,  $J_{\partial 2}$ ,  $M_{\partial 1}$ ,  $M_{\partial 2}$ ,  $\omega_{\partial 1}$ ,  $\omega_{\partial 2}$  – моменти інерції, обертаючі моменти і кутові швидкості обертання роторів двигунів відносно статорів;  $i_1$ ,  $i_2$  – передаточні числа від двигунів Д1 і Д2 до зубчастого вінця;  $J_{\kappa}$ ,  $\omega_{\kappa}$  – момент інерції і кутова швидкість зубчастого вінця (колеса);  $J_{\delta}$ ,  $\omega_{\delta}$ ,  $\varphi_{\delta}$  – момент інерції, швидкість і кут повороту барабана (виконавчого органу);  $M_c$  – момент опору руху;  $M_{y1}$ ,  $M_{y2}$ ,  $c_1$ ,  $c_2$  – пружні моменти і коефіцієнти жорсткості валів двигунів;  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  – кутові швидкості зубчастих коліс, закріплених на валах двигунів Д1 і Д2, відповідно.

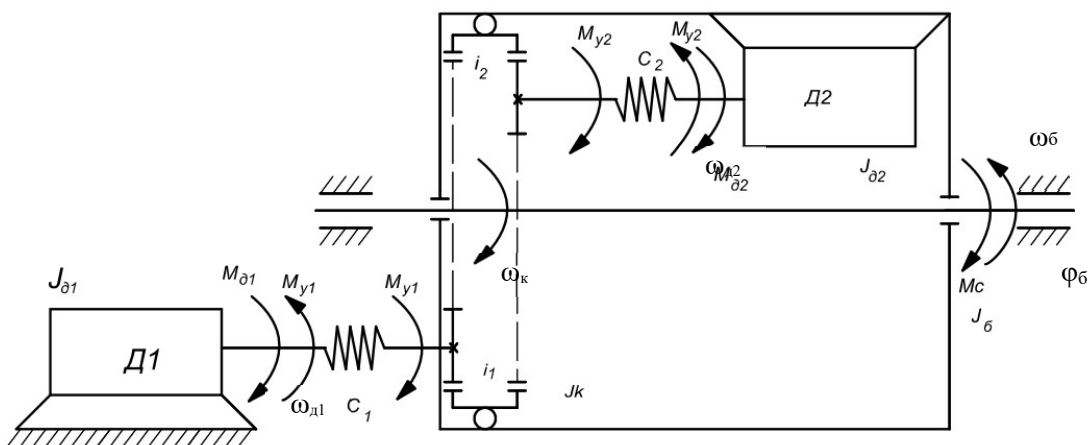


Рисунок 5.13 – Кінематична схема двоканального електроприводу з урахуванням пружностей

Для отримання рівнянь динаміки диференціального передавального пристрою складемо рівняння Лагранжа II роду:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial W_k}{\partial \omega_{\partial 1}} \right) = J_{\partial 1} \frac{d\omega_{\partial 1}}{dt}; \quad \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial W_k}{\partial \omega_k} \right) = J_k \frac{d\omega_k}{dt},$$

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial W_k}{\partial \omega_{\partial 2}} \right) = J_{\partial 2} \frac{d\omega_{\partial 2}}{dt}; \quad \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial W_k}{\partial \omega_{\bar{\sigma}}} \right) = J_{\bar{\sigma}} \frac{d\omega_{\bar{\sigma}}}{dt}.$$

де  $W_k$  – кінетична енергія елементів кінематичного ланцюга.

Визначивши часткові похідні від кінетичної енергії і продиференціювавши їх за часом, отримуємо математичну модель механічної частини двоканальної системи з диференціальною передачею:

$$J_{\partial 1} p \omega_{\partial 1} = M_{\partial 1} - \frac{c_1}{p} (\omega_{\partial 1} - \omega_k i_1),$$

$$J_k p \omega_k = \frac{c_1}{p} (\omega_{\partial 1} - \omega_k i_1) i_1 + \frac{c_2}{p} (\omega_{\partial 2} - (\omega_{\bar{\sigma}} - \omega_k) i_2) i_2,$$

$$J_{\partial 2} p \omega_{\partial 2} = M_{\partial 2} - \frac{c_2}{p} (\omega_{\partial 2} - (\omega_{\bar{\sigma}} - \omega_k) i_2),$$

$$J_{\bar{\sigma}} p \omega_{\bar{\sigma}} = \frac{c_2}{p} (\omega_{\partial 2} - (\omega_{\bar{\sigma}} - \omega_k) i_2) i_2 - M_c.$$

Структурна схема диференціального передавального пристрою, складена відповідно з цими рівняннями, представлена на рис. 5.14.

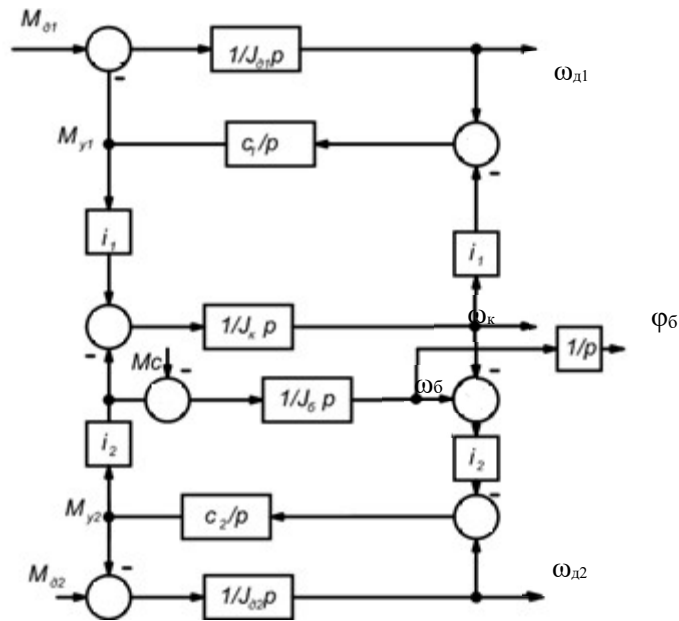


Рисунок 5.14 – Структурна схема двоканального електроприводу з урахуванням пружностей

**Приклад 3.** Двоканальний привод кутового переміщення в горизонтальній площині на основі безредукторного електромеханічного диференціалу (патенти України 124134, 122234). Кінематична схема безредукторного електромеханічного диференціалу представлена на рисунку 5.15.

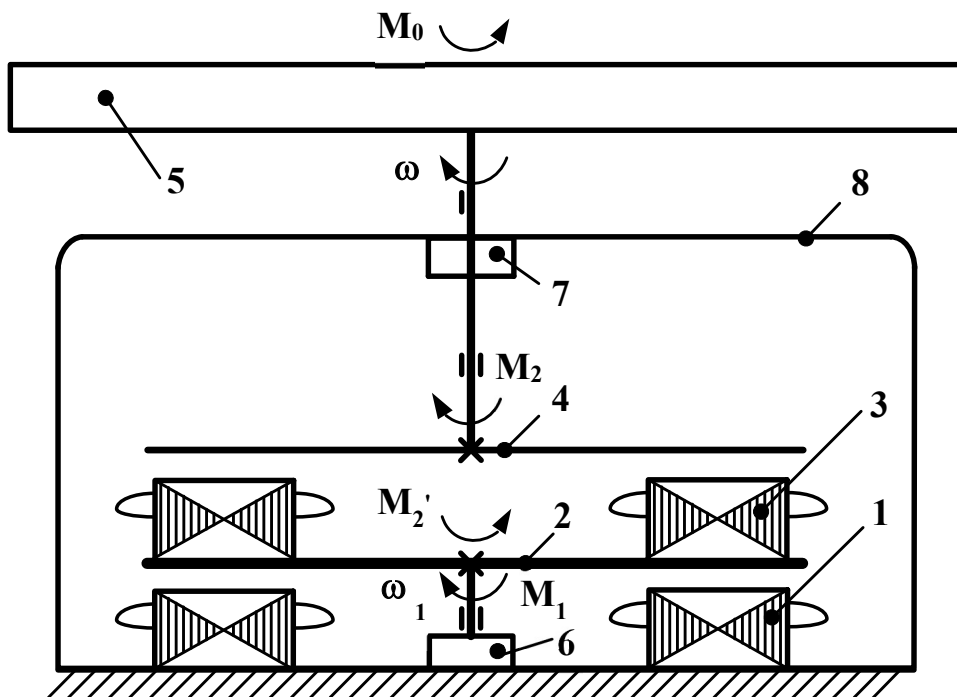


Рисунок 5.15 – Кінематична схема безредукторного електромеханічного диференціалу

На рисунку зображені: 1 – статор основного електродвигуна  $M_1$ , встановлений на нерухомій основі; 2 – ротор основного електродвигуна з встановленим на ньому статором 3 допоміжного електродвигуна  $M_2$ ; 4 – ротор допоміжного електродвигуна та встановлений на ньому об'єкт керування 5 (антена); 6 – датчик кутової швидкості  $\omega_1$  ротору 2 основного електродвигуна відносно статора 1; 7 – датчик кутової швидкості  $\omega$  об'єкту керування відносно нерухомої основи;  $M_1$  – обертальний момент двигуна 1;  $M_2$  – активний момент двигуна  $M_2$ ;  $M_2'$  – реактивний момент двигуна  $M_2$ ,  $M_0$  – момент опору навантаження.

Активний та реактивний обертальні моменти двигуна  $M_2$  в статичних та динамічних режимах мають однакову величину, але протилежне спрямування, тобто  $M_2 = -M_2'$ .

Для отримання математичної моделі безредукторного диференціального приводу здійснимо поелементне складання рівнянь динаміки для кожної з ланок, яка має ступень вільності. Згідно принципу Вілліса, даний механізм втрачає рухомість при накладанні двох жорстких зв'язків, тобто має два ступеня вільності. Перша ланка, що відповідає першому ступеню вільності, включає ротор 2 двигуна  $M_1$  з установленим на ньому статором 3 двигуна  $M_2$ . Ланка другого ступеню вільності включає ротор 4 двигуна  $M_2$  з установленим на ньому об'єктом керування 5.

Рівняння динаміки, що описують рух першої та другої ланок диференціалу, мають вид, відповідно:

$$M_1 - M_2 = J_1 \frac{d\omega_1}{dt},$$

$$M_2' - M_0 = J_2 \frac{d\omega}{dt},$$

де  $J_1$  – сумарний момент інерції ротора 2 та статора 3;

$J_2$  – сумарний момент інерції ротора 4 та об'єкта керування 5.

Переходячи до зображень, отримуємо рівняння для абсолютних швидкостей  $\omega$  та  $\omega_1$ :

$$\omega_1 = \frac{1}{J_1 p} (M_1 - M_2'),$$

$$\omega = \frac{1}{J_2 p} (M_2 - M_0).$$

Швидкість  $\omega_2$  ротору 4 двигуна М2 відносно власного статора 3 визначається співвідношенням

$$\omega_2 = \omega - \omega_1.$$

Структурна схема безредукторного електромеханічного диференціалу у сполученні із електромагнітними частинами двигунів М1 та М2 показана на рис. 5.16. На рисунку позначені:  $\omega_{01}, \omega_{02}$  – швидкості холостого ходу;  $\beta_1, \beta_2$  – модулі жорсткості механічних характеристик;  $T_{E1}, T_{E2}$  – електромагнітні сталі часу двигунів М1 та М2, відповідно.

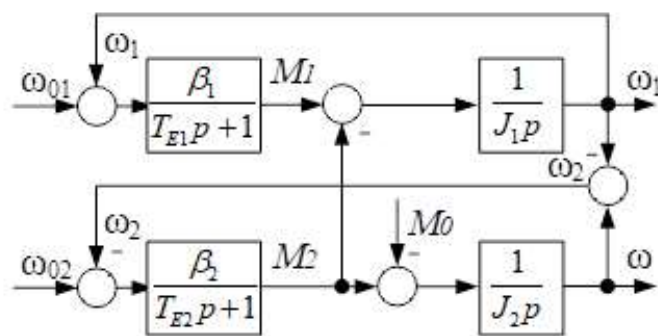


Рисунок 5.16 – Структурна схема безредукторного електромеханічного диференціалу

Зі структурної схеми видно, що електроприводи є взаємозв'язаними через природні перехресні зв'язки по швидкості та моменту.

## 5.5 Застосування ковзного керування

Ковзне керування відноситься до релейних видів керування і застосовується для управління різними координатами ЕП, в тому числі струмом, швидкістю, положенням.

Особливістю релейного, в тому числі ковзного керування, є максимальна швидкодія, оскільки до об'єкту керування прикладається максимальна керуюча дія.

Стан будь-якої САУ в кожен момент часу описується конкретними значеннями координат. Якщо вважати їх прямокутними, то їм буде відповідати, в кожен момент часу положення точки у просторі цих координат. Такий простір називають «простором станів», а точку називають зображувальною. З часом дана точка описує траєкторію руху в просторі станів, але сам час не відображено.

Траєкторія руху називається фазовою. Якщо координати тільки дві, то фазовий простір стає площиною. У відповідності з поняттям стійкості по Ляпунову фазові траєкторії стійкої системи з часом після прикладання керуючої або збурювальної дії асимптотично наближається до початку координат (для приростів координат). Відповідно фазові траєкторії штучно організуються таким чином, щоб на фазовій площині виникла лінія перемикання в яку вливаються всі фазові траєкторії.

Особливістю лінії перемикання є те, що зображувальна точка після попадання на цю лінію, не може вийти з неї, і аперіодично наближається до початку координат. Тобто коливальний процес, що мав місце на початку, переходить у ковзний. Таким чином суть створення ковзного режиму полягає у створенні фазового портрету системи, при якому бажано щоб лінія перемикання була прямою (рис. 5.18).

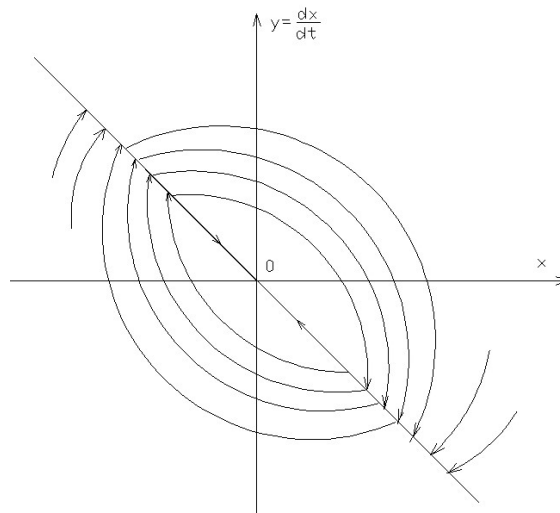


Рисунок 5.18 – Фазовий портрет ковзної системи

Лінію перемикання можна трактувати як «потенційну яму» з нахилом у бік початку координат (див. рис. 5.19).

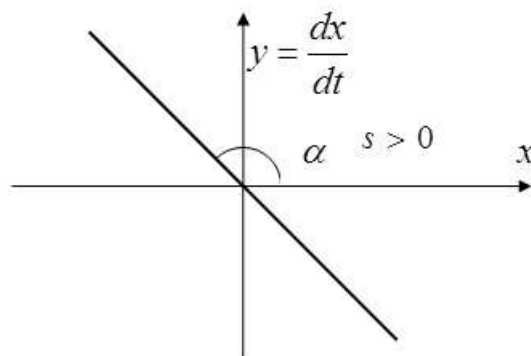


Рисунок 5.19 – Лінія перемикання ковзної системи

У ковзному режимі швидкість переміщення зображувальної точки  $\bar{s}$  повинна бути спрямована протилежно переміщенню. Ця умова повинна виконуватися для будь-якої точки фазової площини, чим буде забезпечуватися повернення зображувальної точки на лінію перемикання після дії збурення.

Математично ковзний режим трактується наступним чином.

Позначимо:

$\bar{S}$  – відстань від зображувальної точки до лінії перемикання;

$\dot{\bar{S}}$  – швидкість руху зображувальної точки до лінії перемикання.

Ковзний режим забезпечується в тому випадку, коли  $\bar{S}$  та  $\dot{\bar{S}}$  є різноспрямованими; при цьому після дії збурення, система буде здійснювати рух зображувальної точки в сторону лінії перемикання.

Звідси математична умова ковзного режиму формулюється наступним чином:

$$S \cdot \dot{S} < 0,$$

якщо  $S > 0 \rightarrow \dot{S} < 0$ , і навпаки.

Відстань  $i$ -ї точки відносно лінії перемикання розраховується за формулою:

$$S_i = \frac{y_i + kx_i}{\sqrt{1 + k^2}},$$

де  $\alpha$  – кут нахилу лінії перемикання.

Для будь-якої точки системи координат  $x$ - $y$  дана залежність набуває вигляду:

$$S = k_1 y + k_2 x,$$

де коефіцієнти

$$k_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + k^2}}, k_2 = \frac{k}{\sqrt{1 + k^2}}.$$

Для всього фазового простору:

$$s = k_1 y + k_2 x,$$

$$\dot{s} = k_1 \dot{y} + k_2 \dot{x}.$$

Завдання керування полягає в тому, щоб при регулюванні координат системи завжди виконувалася умова  $S \cdot \dot{S} < 0$ , тобто напрямки переміщення і швидкості повинні бути різноспрямованими.

В процесі керування величина  $S$  використовується лише для визначення знаку керуючої дії. Величина  $\dot{S}$  розраховується одноразово на етапі синтезу керуючого пристрою і визначає величину керуючої дії, що прикладається до електродвигунного пристрою.

Перевагою ковзного керування є простота реалізації і нечутливість (робастність) відносно параметричних і зовнішніх збурень.

Недоліком є необхідність використання перетворювального пристрою з високою частотою комутації силових вентилів, а також наявність великого запасу по амплітуді і потужності для перетворювача та електродвигуна.

В якості прикладів розглянемо реалізацію ковзного керування електродвигунами постійного та змінного струму в режимах регулювання швидкості та положення.

### 5.5.1 Ковзне керування в електроприводі постійного струму

Розглянемо реалізацію ковзного керування ДПС з НЗ за напругою кола якоря в режимах регулювання швидкості та положення.

Рівняння динаміки двигуна постійного струму:

$$M - M_c = J\dot{\omega},$$

$$M = c\Phi I,$$

$$U = Ir + c\Phi\omega + L\dot{I},$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J}(M - M_c),$$

$$\dot{I} = \frac{1}{L}(U - Ir - c\Phi\omega).$$

Приклади:

### Варіант 1. Ковзне керування швидкістю.

Вводимо фазові координати:

$$\begin{aligned}
 x &= \Delta\omega = \omega_3 - \omega, \\
 y &= \dot{x} = \Delta\dot{\omega} = \dot{\omega}_3 - \dot{\omega}, \\
 \dot{y} &= \ddot{x} = \Delta\ddot{\omega} = \ddot{\omega}_3 - \ddot{\omega} = \dot{\omega}_3 - \frac{M}{J} - \frac{M_c}{J} = \omega_3 - \frac{c\Phi}{J}I - \frac{M_c}{J}, \\
 \ddot{y} &= \ddot{\omega}_3 - \frac{c\Phi}{J}\dot{I} - \frac{\dot{M}_c}{J} = \ddot{\omega}_3 - \frac{c\Phi}{JL}(U - Ir - c\Phi\omega) - \frac{\dot{M}_c}{J} = \\
 &= \ddot{\omega}_3 - \frac{c\Phi}{JL}U + \frac{c\Phi r}{JL}I + \frac{c\Phi^2}{JL}\omega - \frac{\dot{M}_c}{J}, \\
 \dot{S} &= k_1\dot{y} + k_2\dot{x} = k_1\dot{y} + k_2y = \\
 &= k_2\left(\dot{\omega}_3 - \frac{c\Phi}{J}I - \frac{M_c}{J}\right) + k_1\left(\ddot{\omega}_3 - \frac{c\Phi}{JL}U + \frac{c\Phi r}{JL}I + \frac{c\Phi^2}{JL}\omega - \frac{\dot{M}_c}{J}\right).
 \end{aligned}$$

Вирішуємо рівняння  $\dot{S} = 0$  відносно керуючої дії  $U$  і знаходимо величину керуючої дії  $U \geq f(\dot{\omega}_3; \ddot{\omega}_3; I; M_c; \dot{M}_c; \omega \dots)$ .

Схема ковзного електроприводу постійного струму з релейним регулятором швидкості представлена на рисунку 5.20.

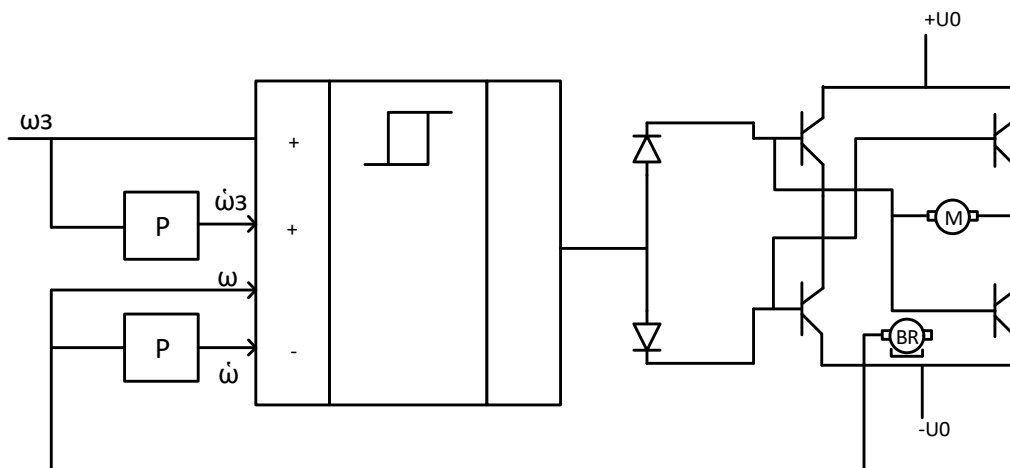


Рисунок 5.20 – Схема ковзного електроприводу постійного струму з релейним регулятором швидкості

### Варіант 2: ковзне керування положенням.

Вводимо фазові координати:

$$x = \Delta\varphi = \varphi_3 - \varphi,$$

$$y = \dot{x} = \dot{\varphi}_3 - \dot{\varphi} = \omega_3 - \omega.$$

Відстань  $S$  від лінії перемикавання до зображувальної точки:

$$S = k_1 y + k_2 x.$$

Швидкість руху зображувальної точки в напрямку лінії перемикавання:

$$\dot{S} = k_1 \dot{y} + k_2 \dot{x} = k_1 \dot{y} + k_2 \dot{x}.$$

Величина переміщення точки перемикавання та швидкість руху точки в цьому ж напрямку повинні мати протилежні знаки:

$$S \cdot \dot{S} < 0;$$

$$S = k_1(\omega_3 - \omega) + k_2(\varphi_3 - \varphi);$$

$$\dot{S} = k_1\left(\dot{\omega}_3 - \frac{1}{J}(M - M_c)\right) + k_2(\omega_3 - \omega),$$

де  $S$  – визначає знак керуючої дії;

$\dot{S}$  – визначає амплітуду керуючої дії.

Схема електроприводу постійного струму з релейним регулятором положення у ковзному режимі представлена на рисунку 5.21.

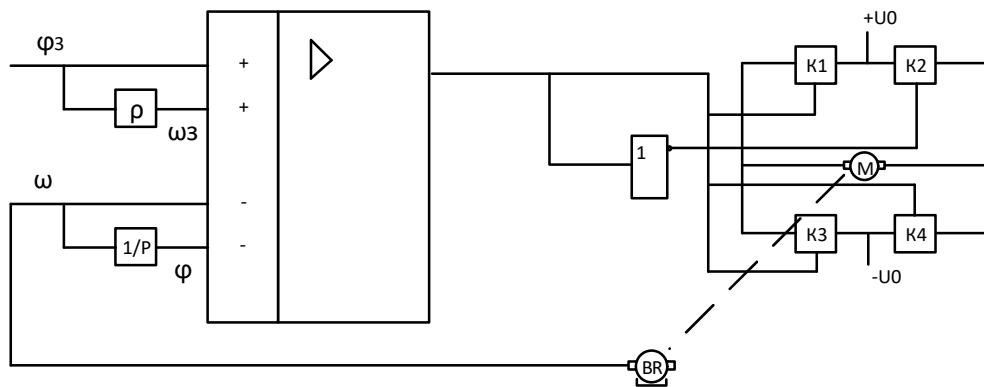


Рисунок 5.21 – Схема ковзного електроприводу постійного струму з релейним регулятором положення

### 5.5.2 Ковзне керування в асинхронному приводі

Розглянемо можливість ковзного керування швидкістю обертання п трифазного асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором. Завдання ковзного керування полягає в реалізації такого закону перемикачів напруг статора  $u_a, u_b, u_c$ , щоб швидкість обертання ротора п дорівнювала бажаній  $n_z(t)$ , а потокозчеплення ротора  $|\Psi|$  – бажаній величині  $\Psi_z$ .

Сформуємо наступні цільові функції, що характеризують відхилення від бажаного режиму:

$$s_1 = c_1(n - n_z) + \frac{d}{dt}(n - n_z) = 0, \quad c_1 = const,$$

$$s_2 = c_2(|\Psi| - \Psi_z) + \frac{d}{dt}(|\Psi| - \Psi_z) = 0, \quad c_1 = const,$$

$$s_3 = \int_0^t (u_A + u_B + u_C) dt = 0.$$

Для вирішення поставленої задачі управління достатньо забезпечити рівність нулю всіх наведених функцій. Дійсно, рівняння  $s_1 = 0$  можна розглядати як диференціальне рівняння на розузгодження фактичної і заданої швидкості обертання ротора, яке при  $c_1 > 0$  прагнучиме до нуля по експоненціальному

закону з постійною часу  $1/c_1$ . Рівняння  $s_2 = 0$  при  $c_2 > 0$  описує аперіодичний затухаючий процес зміни розузгодження фактичного і заданого потокозчеплення ротора. І, нарешті, рівність нулю функції  $s_3$  свідчить про виконання умови трьохфазності для середньої за часом напруги  $u_a, u_b, u_c$  перетворювача.

Досягти одночасної рівності нулю вказаних функцій можливо за рахунок організації ковзного режиму на перетині поверхонь  $s_1 = 0, s_2 = 0, s_3 = 0$  за допомогою тривимірного керування  $u^T = (u_A, u_B, u_C)$ . Якщо компоненти вектору керування зазнають розриви на поверхнях  $s_1 = 0, s_2 = 0, s_3 = 0$ , то отримані співвідношення означають, що знаки функцій  $s_i^*$  і їх швидкості будуть протилежні на кожній поверхні і при  $s_i^* = 0$  виникне ковзний режим.

Використання вихідної величини  $n$  для формування функції  $s_1$  дозволяє створити рух побудованої таким чином динамічної системи в ковзному режимі, який визначається в основному коефіцієнтом  $c_1$ , не залежним від моменту.

Функціональна схема системи асинхронного електроприводу з ковзним керуванням швидкістю представлена на рис. 5.22. Асинхронна машина живиться від джерела нерегульованої змінної напруги  $u_0$  через силові транзисторні ключі. На вхід релейного регулятора швидкості DA2 надходять сигнали похибки по швидкості  $\Delta n$  та її похідної  $\Delta \dot{n}$ , які отримуються з тахогенератора та диференціатора DA1.

Алгоритм роботи САК не потребує визначення величини  $s_1$ , а лише її знаку. З цією метою на компаратор подаються 2 сигнали – помилка по швидкості і її похідна. Знак різниці визначає перемикування компаратора DA2. Величини  $s_2$  та  $s_3$  використовуються для розрахунку амплітуди керуючого впливу, яку необхідно прикласти до ЕД для забезпечення ковзного режиму.

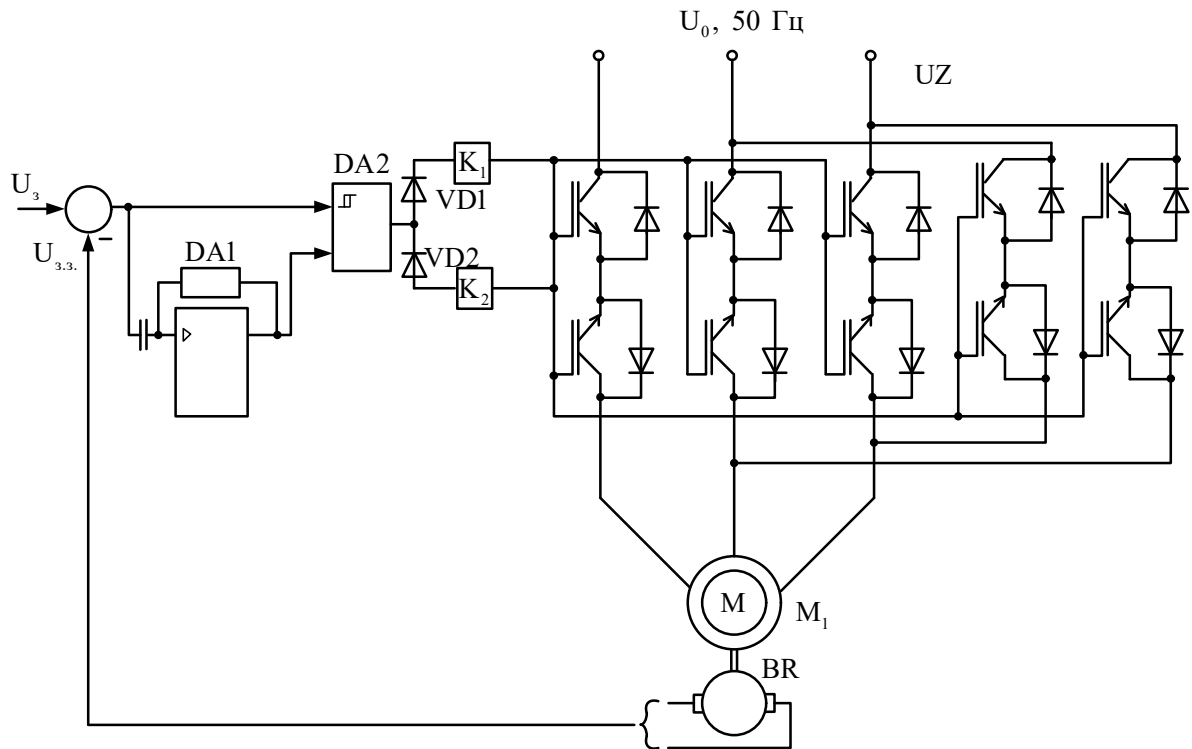


Рисунок 5.22 – Схема ковзного електроприводу змінного струму з релейним регулятором швидкості

Частота перемикання силових ключів визначається співвідношенням  $\Delta n$  та  $\Delta n_i$  і може змінюватися в процесі регулювання. В ковзному режимі вона лежить у межах десятків кілогерц, що накладає підвищені вимоги по швидкодії силових ключів перетворювача. Тому в схемі силового блоку UZ застосовані ключі з двох послідовно включених IGBT-транзисторів, що забезпечують протікання струму в обох напрямках. За допомогою двох додаткових силових ключів здійснюється комутація двох фаз перетворювача з метою зміни порядку їх чергування. При цьому один силовий ключ працює постійно. Електронні ключі K1, K2 використовуються для узгодження сигналу компаратора з напругою затворів IGBT-транзисторів. За допомогою діодів VD1, VD2 визначається порядок чергування фаз напруги живлення двигуна.

Описаний вище підхід можна використовувати не лише при управлінні швидкістю обертання ротора, але і при управлінні іншими координатами асинхронної машини: положенням і кутовим прискоренням ротора, електричним моментом, струмом статора. Різниця полягатиме лише у тому, що значення

функцій перемикання повинні характеризувати відхилення від бажаного режиму залежно від мети керування.

Вихідні рівняння для регулювання положення асинхронного електроприводу аналогічні тим, що використовуються для регулювання положення електроприводу постійного струму, відрізняється лише спосіб керування електродвигуном та силова частина.

### 5.6 Корегуючі зворотні зв'язки в керованих ЕП з пружністю

При незначному коефіцієнті співвідношення моментів навантаження та приводу, отримати необхідне демпфування в динамічних режимах за рахунок керування ЕП досить складно. Тому вживаються спеціальні заходи для набуття ЕМС бажаних динамічних властивостей [23].

Типова структурна схема ЕП з пружністю представлена на рисунку 5.23.

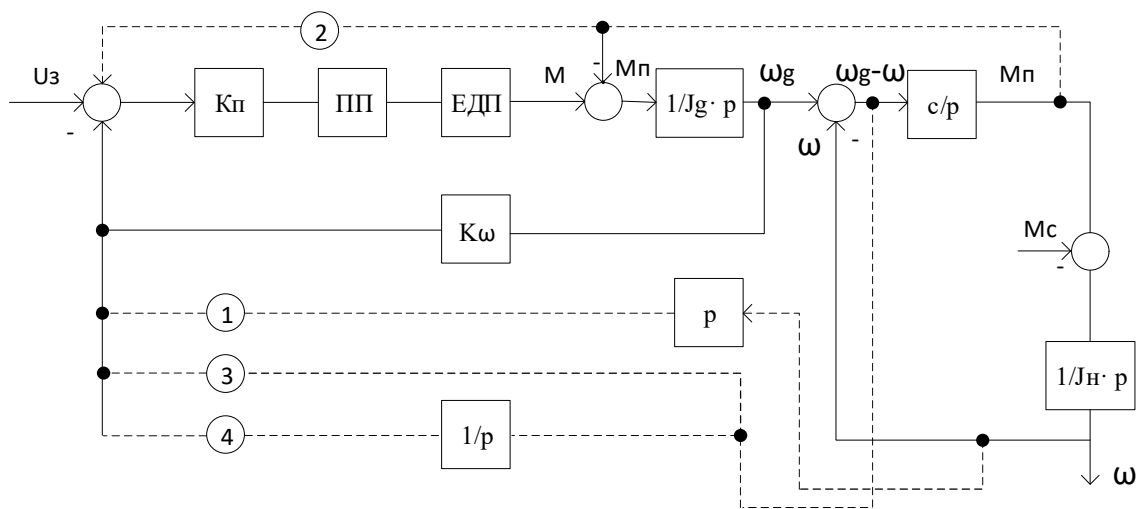


Рисунок 5.23 – Структурна схема ЕП з пружністю

Всі варіанти коригуючих зворотних зв'язків, що розглядаються нижче, створюють ефект штучного збільшення еквівалентного коефіцієнта

співвідношення мас  $\gamma = \frac{J_H}{J_D}$ .

1) зворотний зв'язок по похідній від швидкості механізму. Фактично це зворотний зв'язок за прискоренням механізму і може бути отриманий з тахогенератора на виконуючому органі шляхом диференціювання його сигналу, або за допомогою акселерометру, теж встановленому на виконуючому органі. Складність полягає у знятті електричного сигналу з рухомого об'єкту.

2) зворотний зв'язок за пружним моментом. Використовується в основному для керуючого пристрою у вигляді П-регулятора. З ПІ-регулятором наладка ускладнена. Є достатньо ефективним способом демпфування коливань, але потребує безпосереднього датчику пружного моменту, вбудованого в механізм, або вимірювань пружного моменту непрямыми методами.

3) використання зворотного зв'язку за різницею швидкості двигуна і ВОРМ. Потребує двох датчиків швидкості. Якщо взяти інтеграл від різниці швидкостей, то по суті отримаємо еквівалент пружного моменту.

Дані методи використовуються як в схемах регулювання швидкості так і в схемах регулювання положення.

### 5.6.1 Корекція за допомогою зворотного зв'язку за прискоренням виконавчого органу привода (другої маси)

Згорнута структурна схема двомасової електромеханічної системи має вигляд, представлений на рис. 5.24.

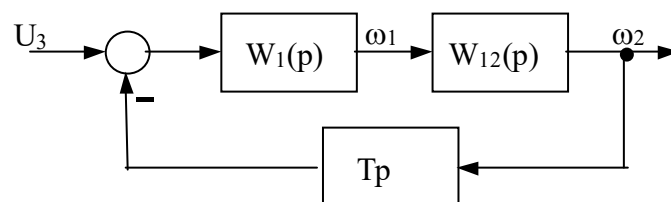


Рисунок 5.24 – Двомасова електромеханічна система

Передаточна функція замкненого контуру:

$$W_2'(p) = \frac{1}{Tp + W_1^{-1}(p)W_{12}^{-1}(p)} = \frac{1}{Tp + W_2^{-1}(p)}.$$

Після підстановки значення  $W_2(p)$  отримуємо:

$$\begin{aligned} W_2'(p) &= \frac{1}{\kappa_{ш} \left( \frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}} \right) p^3 + \left( \frac{J_2}{c_{12}} \right) p^2 + \left( \kappa_0 J_{\Sigma} + \frac{T}{\kappa_{ш}} \right) p + 1} = \\ &= \frac{1}{\kappa_{ш} a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3}, \end{aligned}$$

де  $a_0 = \frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}}$ ;  $a_1 = \frac{J_2}{c_{12}}$ ;  $a_2 = \kappa_0 J_{\Sigma} + \frac{T}{\kappa_{ш}}$ ;  $a_3 = 1$ .

В результаті нормування отримуємо:

$$A = \frac{J_2}{c_{12} \sqrt[3]{\left( \frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}} \right)^2}}; \quad B = \frac{\kappa_0 J_{\Sigma} + \frac{T}{\kappa_{ш}}}{\sqrt[3]{\frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}}}}.$$

Добуток коефіцієнтів Вишнеградського:

$$AB = \frac{J_2}{c_{12} \sqrt[3]{\left( \frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}} \right)^2}} \frac{\kappa_0 J_{\Sigma} + \frac{T}{\kappa_{ш}}}{\sqrt[3]{\frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}}}} = \frac{J_{\Sigma}}{J_1} + \frac{T}{\kappa_{ш} \kappa_0 J_1} = \gamma + \frac{T}{\kappa_{ш} \kappa_0 J_1}.$$

Таким чином, реалізація зворотного зв'язку за прискоренням виконавчого органу привода еквівалентна ефекту збільшення коефіцієнта співвідношення

мас. Це призводить до зменшення коливальності руху виконавчого органу привода і забезпечує більшу плавність його переміщення.

При використанні в контурі швидкості ПІ-регулятора, налаштування привода з коригуючим зворотним зв'язком за прискоренням виконавчого органу стає більш складним. У цьому випадку характеристичне рівняння 4-го порядку після нормування має три незалежних параметри, які неможливо зв'язати між собою діаграмою на площині. Для налаштування користуються числовими методами або таблицями готових рішень.

### 5.6.2 Корекція за допомогою зворотного зв'язку за пружним моментом

Сигнал зворотного зв'язку за пружним моментом  $M_{12}$  подається на вхід ПІ-регулятора швидкості через безнерційну ланку з коефіцієнтом підсилення  $k_n$  (див. рис. 5.25).

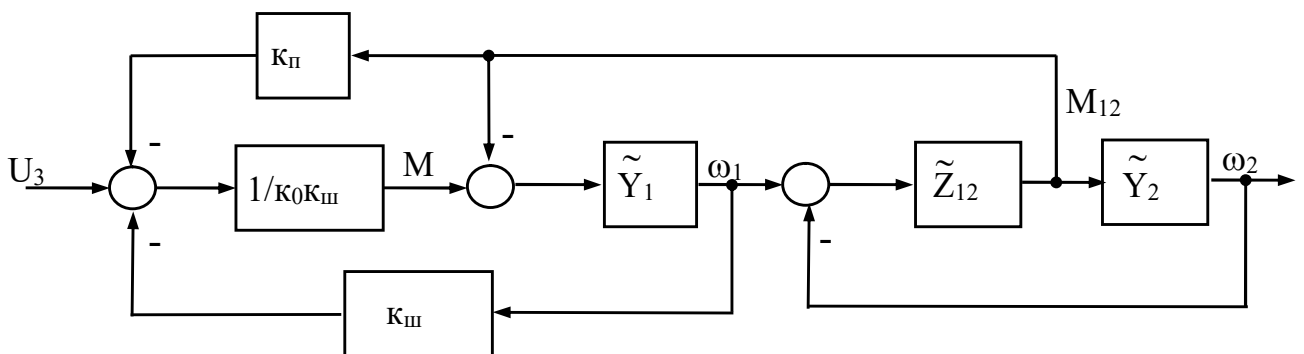


Рисунок 5.25 – Введення зворотного зв'язку за пружним моментом

На рисунку позначені інтегрувальні ланки  $\tilde{Y}_1 = \frac{1}{J_1 p}$ ;  $\tilde{Y}_2 = \frac{1}{J_2 p}$ ;  $\tilde{Z}_{12} = \frac{c_{12}}{p}$ .

Визначимо передаточну функцію замкненої системи  $W_2 = \frac{\omega_2(p)}{U_3(p)}$ .

Виходячи із структурної схеми, запишемо рівняння для моментів і швидкостей і виключимо з них усі проміжні змінні окрім  $\omega_2(p)$  і  $U_3(p)$ :

$$M(p) = \frac{1}{\kappa_0 \kappa_{uu}} [U_3(p) - \kappa_n M_{12}(p) - \kappa_{uu} \omega_1(p)] ,$$

$$\omega_1(p) = \tilde{Y}_1(p) [M(p) - M_{12}(p)] ,$$

$$M_{12}(p) = \tilde{z}_{12}(p) [\omega_1(p) - \omega_2(p)] \Rightarrow \omega_1(p) = \omega_2(p) \frac{\tilde{z}_2(p) + \tilde{z}_{12}(p)}{\tilde{z}_{12}(p)} ,$$

$$\omega_2(p) = M_{12}(p) \tilde{Y}_2(p) \Rightarrow M_{12}(p) = \omega_2(p) \tilde{z}_2(p) .$$

Запишемо друге рівняння у наступному вигляді (для спрощення запису оператор  $p$  і знак  $\sim$  опускаються):

$$\omega_2 \frac{z_2 + z_{12}}{z_{12}} = Y_1 [M - \omega_2 z_2] .$$

Тоді

$$M = \omega_2 \frac{z_2 + z_{12}}{z_{12}} z_1 + \omega_2 z_2 = \omega_2 \frac{z_1 z_2 + z_1 z_{12} + z_2 z_{12}}{z_{12}} .$$

Підставимо отримане рівняння в перше рівняння:

$$\omega_2 \frac{z_1 z_2 + z_1 z_{12} + z_2 z_{12}}{z_{12}} \kappa_0 \kappa_{uu} = U_3 - \kappa_n \omega_2 z_2 - \kappa_{uu} \omega_2 \frac{z_2 + z_{12}}{z_{12}} .$$

Звівши подібні доданки одержимо

$$\omega_2 \left( \frac{\kappa_0 \kappa_{uu} (z_1 z_2 + z_1 z_{12} + z_2 z_{12}) + \kappa_n z_2 z_{12} + \kappa_{uu} (z_2 + z_{12})}{z_{12}} \right) = U_3.$$

Отже,

$$W_2(p) = \frac{1}{\kappa_{uu}} \frac{z_{12}}{\kappa_0 (z_1 z_2 + z_1 z_{12} + z_2 z_{12}) + \frac{\kappa_n z_2 z_{12}}{\kappa_{uu}} + z_2 + z_{12}}.$$

Підставимо значення механічних опорів:

$$\begin{aligned} W_2(p) &= \frac{1}{\kappa_{uu}} \frac{\frac{c_{12}}{p}}{\kappa_0 J_1 J_2 p^2 + \kappa_0 J_1 c_{12} + \kappa_0 J_2 c_{12} + \frac{\kappa_n}{\kappa_{uu}} J_2 c_{12} + J_2 p + \frac{c_{12}}{p}} = \\ &= \frac{1}{\kappa_{uu}} \frac{1}{a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3}, \end{aligned}$$

$$\text{де } a_0 = \frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}} ; a_1 = \frac{J_2}{c_{12}} ; a_2 = \kappa_0 J_\Sigma + \frac{\kappa_n}{\kappa_{uu}} J_2 ; a_3 = 1.$$

Нормуючи за Вишнеградським,

$$A = \frac{J_2}{c_{12} \sqrt[3]{\left( \frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}} \right)^2}}, \quad B = \frac{\kappa_0 J_\Sigma + \frac{\kappa_n J_2}{\kappa_{uu}}}{\sqrt[3]{\frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}}}}.$$

Отримуємо добуток коефіцієнтів Вишнеградського

$$AB = \frac{J_2}{c_{12} \sqrt[3]{\left(\frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}}\right)^2}} \frac{\kappa_0 J_\Sigma + \frac{\kappa_n J_2}{\kappa_{uu}}}{\sqrt[3]{\frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}}}} = \frac{J_\Sigma}{J_1} + \frac{\kappa_n J_2}{\kappa_0 \kappa_{uu} J_1} = \gamma + \frac{\kappa_n J_2}{\kappa_0 \kappa_{uu} J_1}.$$

Звідси видно, що зворотний зв'язок за пружним моментом створює ефект, еквівалентний збільшенню коефіцієнта співвідношення мас і зменшує коливальність виконавчого органу привода.

Безпосередній вимір пружного моменту здійснюється за допомогою датчиків, вбудованих в механічну систему. Враховуючи складність безпосереднього вимірювання пружного моменту, використовують непрямі методи його визначення.

### 5.6.3 Корекція за допомогою зворотного зв'язку за різницею швидкостей мас

Зворотний зв'язок за пружним моментом можливо організувати, використовуючи інформацію про різницю швидкостей валу двигуна  $\omega_1$  і виконавчого органу  $\omega_2$  (див. рис. 5.26).

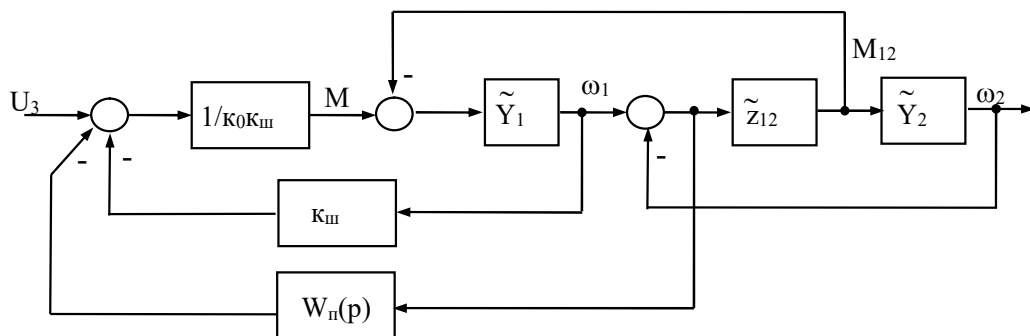


Рисунок 5.26 – Корекція за допомогою зворотного зв'язку за різницею швидкостей мас

При відсутності тертя в механічних передачах різниця швидкостей  $\omega_1 - \omega_2$  пропорційна похідній від пружного моменту

$$\left( \frac{c_{12}}{p} + \beta_{12} \right) (\omega_1 - \omega_2) = M_{12}.$$

При  $\beta_{12} = 0$  отримуємо:  $\omega_1 - \omega_2 = \frac{1}{c_{12}} \frac{dM_{12}}{dt}$ .

В разі застосуванні інтегратора у колі зворотного зв'язку за  $\omega_1 - \omega_2$  структура з коригуючим зворотним зв'язком за різницею швидкостей перетворюється в структуру зі зворотним зв'язком за пружним моментом.

Якщо ж у колі зворотного зв'язку за  $\omega_1 - \omega_2$  підсилювач, то це буде еквівалентно наявності диференціюючої ланки у колі зворотного зв'язку за пружним моментом.

Приймаючи  $W_n(p) = \kappa_n p$ , після необхідних перетворень отримаємо

$$W_2(p) = \frac{1}{\kappa_{uu}} \frac{1}{a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3},$$

де  $a_0 = \frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}}$ ;  $a_1 = \frac{J_2}{c_{12}} + J_2 \kappa_n$ ;  $a_2 = \kappa_0 J_\Sigma$ ;  $a_3 = 1$ .

Коефіцієнти Вишнеградського:

$$A = \frac{\frac{J_2}{c_{12}} + J_2 \kappa_n}{\sqrt[3]{\left( \frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}} \right)^2}}, \quad B = \frac{\kappa_0 J_\Sigma}{\sqrt[3]{\frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}}}}.$$

Їх добуток

$$AB = \frac{J_2 / c_{12} + J_2 \kappa_n}{\sqrt[3]{\left(\frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}}\right)^2}} \frac{\kappa_0 J_\Sigma}{\sqrt[3]{\frac{\kappa_0 J_1 J_2}{c_{12}}}} = \frac{(1 + c_{12} \kappa_n) / J_\Sigma}{J_1} = \gamma (1 + c_{12} \kappa_n)$$

вказує на ефективне збільшення коефіцієнта співвідношення мас.

## 5.7 Методи адаптивного керування в слідкуючих та програмних ЕП

Адаптивні методи керування [14, 15] передбачають пристосування ЕП до зовнішніх дій шляхом зміни параметрів, структури або закону керування.

Неадаптивні методи керування передбачають наявність достатнього обсягу апріорної інформації про умови роботи об'єкту керування ще на попередній стадії розробки системи. Це дає змогу здійснити проектування системи, коли подальша корекція її буде непотрібна.

Створення адаптивних систем керування здійснюється в принципово інших умовах, коли відсутня достатня кількість апріорної інформації про поведінку об'єкта, або процес керування.

Розрізняють наступні види адаптивних систем:

- 1) системи зі змінною структурою (з перемикаючим пристроєм, що спрацьовує від вхідного впливу збурення або вихідних координат);
- 2) системи із самоналаштуванням програми (екстремальні, забезпечують пошук ідеального керування в кожен момент часу);
- 3) системи із самоналаштуванням параметрів (автоматично змінюються параметри ланок);
- 4) системи із самоналаштуванням структури (структура регулятора змінюється заздалегідь не заданим способом).

З точки зору способу адаптації системи поділяються на наступні (див. блок-схему на рис. 5.27).

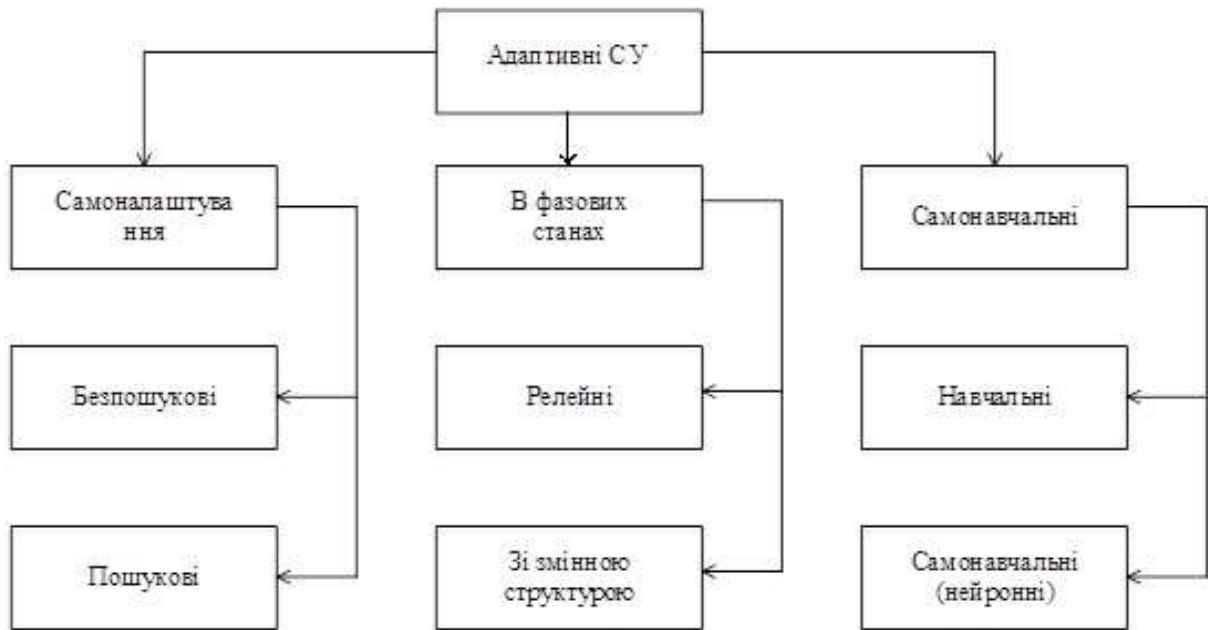


Рисунок 5.27 – Класифікація адаптивних систем

### Приклади адаптивних систем

1) Безпошукова адаптивна система із самоналаштуванням структури, або параметрів регулятора (рис. 5.28).

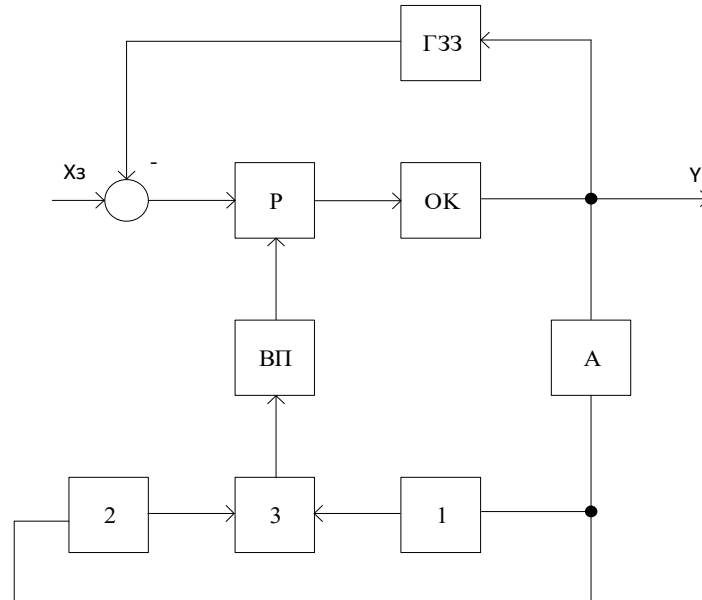


Рисунок 5.28 – Безпошукова адаптивна система

На рисунку позначені: Р – регулятор; ОК – об'єкт керування; ГЗЗ – головний зворотній зв'язок; А – аналізатор; 1,2,3 – виконуючі блоки; (1 – без еталонної моделі; 2 – з еталонною моделлю); ВП – виконуючий пристрій

2) Пошукова самоналаштувальна система (рис. 5.29)

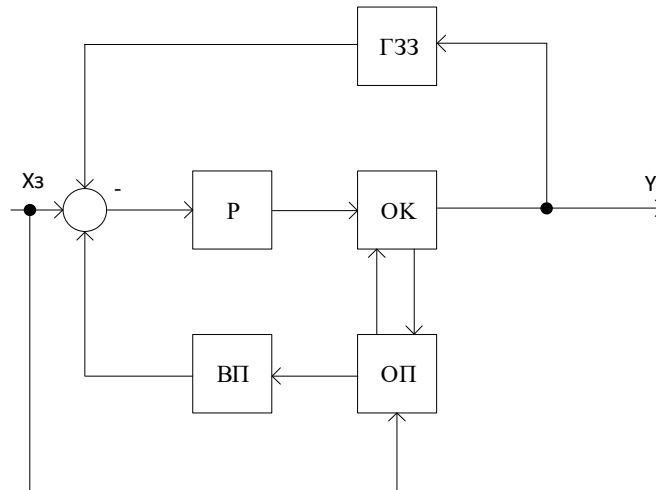


Рисунок 5.29 – Пошукова самоналаштувальна система

Контур оптимізації включає обчислювальний пристрій ОП, який здійснює пошук оптимального значення регульованих координат в кожен момент часу і виконуючий пристрій, який вносить коригуючий сигнал в основний контур.

### 3) Адаптивний регулятор струму (рис. 5.30)

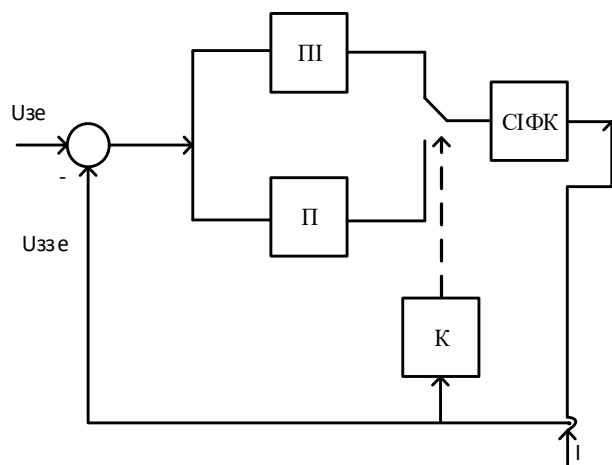


Рисунок 5.30 – Адаптивний регулятор струму

На рисунку позначена СІФК – система імпульсно-фазового керування.

Розглянутий регулятор струму відноситься до адаптивних систем, структура яких змінюється за незаданим законом.

### 5.7.1 Безпошуківі адаптивні системи з еталонною моделлю

Приклад структури безпошуківі адаптивної системи з еталонною моделлю з параметричним налаштуванням наведено на рис. 5.31.

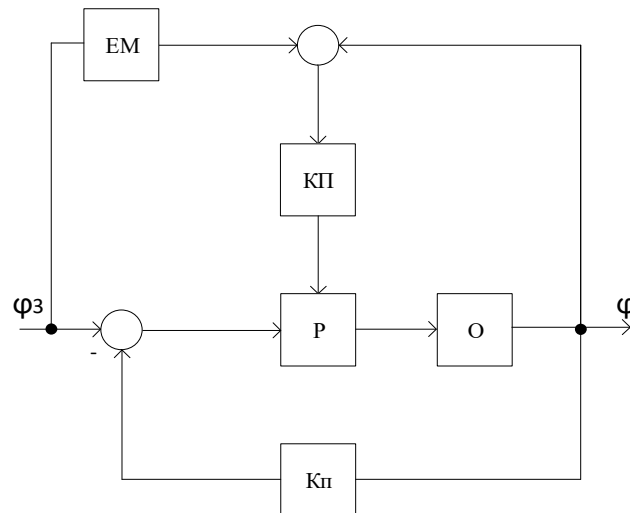


Рисунок 5.31 – Безпошуківі адаптивна система з еталонною моделлю

На рисунках позначено: EM – еталонна модель.

Система з сигнальним налаштуванням (рис. 5.32):

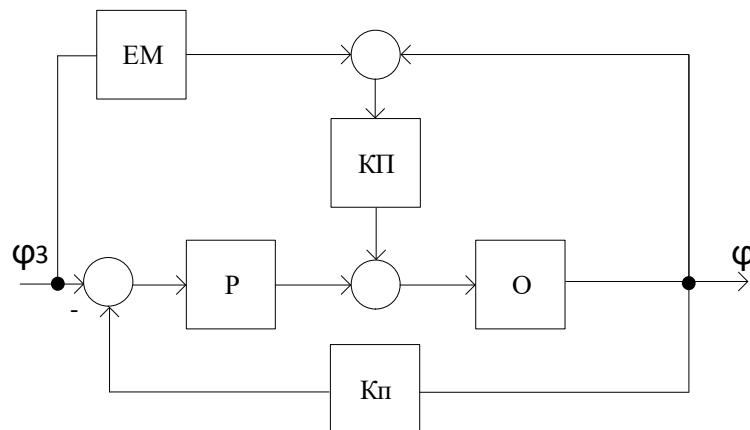


Рисунок 5.32 – Безпошуківі адаптивна система з сигнальним налаштуванням

### 5.7.2 Застосування параболічного регулятора положення в СЕП

Робота параболічного РП полягає в наступному: на початку перехідного процесу, коли величина розузгодження між завданням і фактичним положенням робочого органу велика, коефіцієнт підсилення регулятора положення має менше значення і прискорення робочого органу йде більш повільно, що дозволяє запобігти виникненню перерегулювання. По мірі наближення до точки позиціювання коефіцієнт передачі регулятора положення (рис. 5.33) збільшується, що дає змогу зменшити похибку позиціювання та підвищити точність.

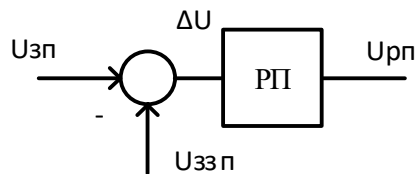


Рисунок 5.33 – Регулятор положення

Змінна величина коефіцієнта передачі параболічного регулятора положення пояснюється рис. 5.34, де  $K_{РП} = \frac{\Delta U_{РП}}{\Delta U} = \operatorname{tg}\alpha$ . При менших вхідних діях коефіцієнт передачі збільшується.

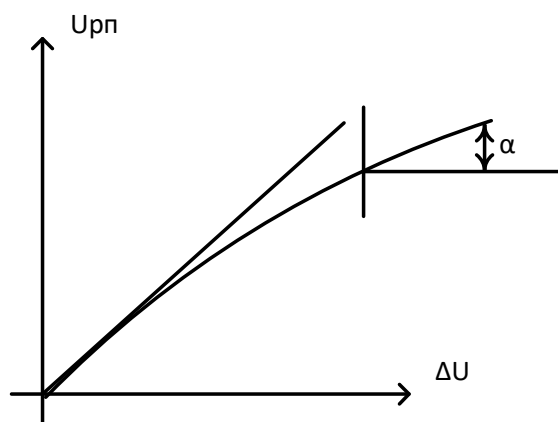


Рисунок 5.34 – Характеристика вхід – вихід регулятора положення

Практична реалізація параболічної характеристики регулятора положення здійснюється шляхом кусково-лінійної апроксимації (див. рис. 5.35).

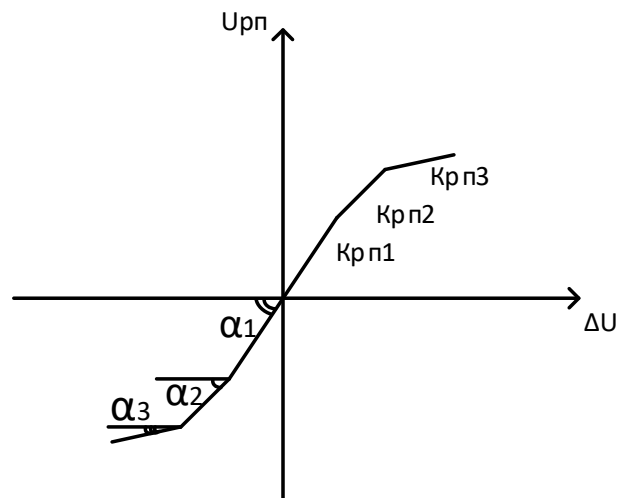


Рисунок 5.35 – Апроксимована характеристика вхід – вихід регулятора положення

Технічна реалізація аналогового параболічного регулятора положення з використанням операційного підсилювача показана на рис. 5.36. В схемі передбачена ступінчата зміна коефіцієнта передачі регулятора за рахунок паралельного підключення додаткових резисторів  $R_1$  –  $R_4$  до резистора зворотного зв'язку  $R_0$  в залежності від величини вихідної напруги операційного підсилювача.

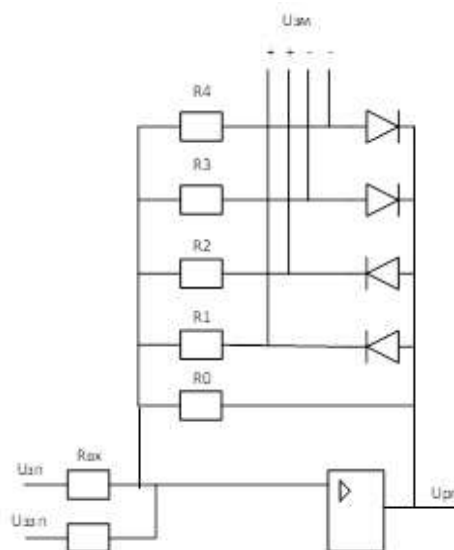


Рисунок 5.36 – Схема параболічного регулятора положення на основі операційного підсилювача

На рисунку позначено  $U_{3M}$  – напруга зміщення.

Передаточна функція регулятора положення на операційному підсилювачі

$$W_{OP} = \frac{R_{33}}{R_{BX}}.$$

При закритих діодах:

$$K_{P\Pi 0} = \frac{R_0}{R_{BX}},$$

$$U_{RO} = U_{BIX},$$

$$K_{P\Pi 1} = \frac{R_0 R_4}{R_0 + R_4} < K_{P\Pi 0},$$

$$K_{PI} < K_{P\Pi 1}.$$

## Приклади адаптивних систем автоматичного керування

### 5.7.3 Адаптивний ЕП фрезерувального верстату з аналогово-цифровим регулятором

Розглянемо роботу адаптивної системи регулювання потужності головного електроприводу фрезерувального верстату моделі 2550 ОС 1000 МФ4 (див. рис. 5.37).

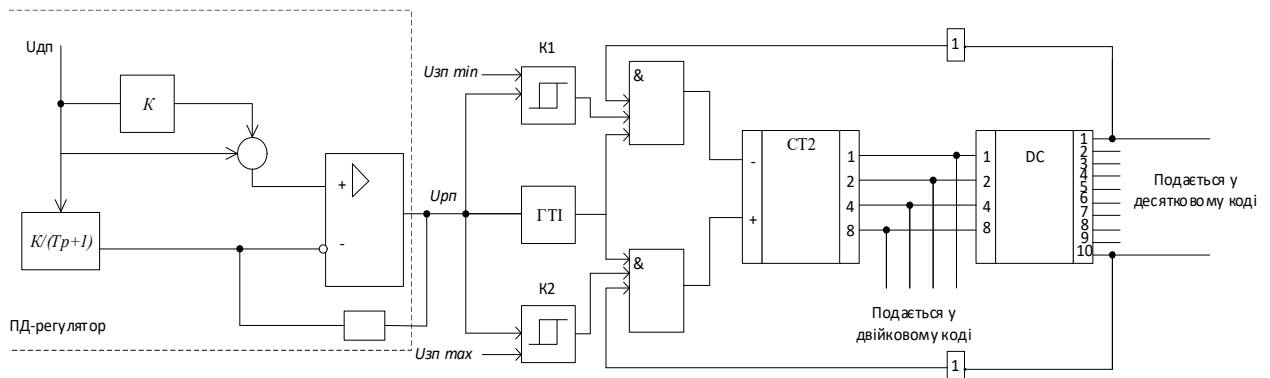


Рисунок 5.37 – Адаптивна система регулювання потужності головного електроприводу фрезерувального верстату

На рисунку позначені:  $U_{зП\ min}$ ,  $U_{зП\ max}$  – завдання потужності головного приводу;  $U_{зП}$  – сигнал датчика потужності головного приводу.

Головний привод нерегульований, регулювання потужності якого здійснюється за рахунок ЕП подачі. Реалізовано ПД-регулятор через інерційну ланку, щоб уникнути підсилення перешкод:

$$U_{РП} = U_{ДП} \left( k + 1 - \frac{k}{T_P + 1} \right) = U_{ДП} \left( 1 + \frac{kT_P}{T_P + 1} \right).$$

На вході компараторів  $k_1, k_2$  подаються напруги, що визначають верхню і нижню границі припустимого діапазону потужності головного приводу.

Якщо  $U_{РП}$  менше  $U_{зП\ max}$ , на виході компаратора  $K2$  утворюється «1», яка дозволяє проходження імпульсів від ГТІ до лічильника СТ2, і значення коду на виході лічильника збільшується.

Коли буде досягнутий код «1010» на виході 10 дешифратора DC утворюється «1», яка через інвертор проходить до елемента «&» (нижнього) і подача припиняється.

Якщо в процесі обробки потужність перевищує завдання  $U_{зП\ min}$ , то спрацьовує  $K1$  і починається робота лічильника в режимі віднімання і швидкість подачі зменшується.

#### **5.7.4 Система адаптивного керування СЕП подачі важкого багатошпindelного верстату**

Найпоширенішою на верстатах фрезерної і токарної груп є системи стабілізації потужності (СПР). Якщо в процесі обробки відбувається зміна глибини або ширини різання, а також подачі, то завдяки регулюванню швидкості головного привода або привода подачі в режимі стабілізації потужності різання можна значно підвищити продуктивність верстата. Особливістю важких



максимального і мінімального значення; ДП – датчики потужності; ПР – процес різання; ГЕП – головний електропривод; БОП – блок обмеження подачі.

Потужність головних приводів вимірюється ДМ і може змінюватися в процесі обробки.  $BV_{\max}$  робить перемикання зворотного зв'язку на найбільш завантажений головний електропривод. При цьому система виявляється замкнутою по потужності даного головного привода, а електропривод подачі відпрацьовує завдання потужності. Якщо потужність найбільш завантаженого головного привода перевищує максимальне значення заданої потужності, яке виробляється БОП, то за допомогою  $BV_{\min}$  відбувається перемикання ЕП подачі на роботу із постійним завданням по потужності. Схема БОП являє собою послідовно-паралельне включення потенціометрів, за допомогою яких вводяться параметри режиму різання, які визначають потужність: подача на зуб фрези  $S_Z$ , число зубів  $Z$  і швидкість обертання фрези  $n$ . Застосування даної САДУ забезпечило перевищення продуктивності в 1,7 рази.

Однак, підвищення продуктивності важких верстатів з адаптивним керуванням може обмежуватися не тільки потужністю приводів головного руху, але й виникнення неприпустимих вібрацій конструкції верстата на частотах, рівних частоті резонансу. Із цією метою в САДУ вводиться додатковий контур обмеження коливань, (див. рис. 5.39). Сигнал датчика коливань ДК подається на смугові фільтри ПФ1 – ПФ3, настроєні на частоти резонансу верстата.  $BV_{\max}$  визначає найбільшу амплітуду коливань і порівнює неї з максимально припустимою амплітудою, яка встановлюється за датчиком амплітуди ЗА. У випадку перевищення фактичною амплітудою заданої, подається сигнал на зниження завдання потужності різання. Система відноситься до другого класу САДУ.

## **5.8 Поняття про взаємозв'язане керування в регульованих, програмних та слідкуючих електроприводах**

Взаємозв'язаним називаються ЕП, які включає в себе два або більше електрично або механічно зв'язаних між собою ЕП, при роботі яких

підтримується задане співвідношення швидкостей, положень або навантажень ВОРМ [11, 16, 17].

Взаємозв'язані ЕП поділяють на:

- **багатодвигунні** ЕП (електродвигуни яких механічно зв'язані між собою, тобто працюють на загальний вал);
- **електричний вал**, при якому забезпечується синхронна робота двигунів, які не мають механічного зв'язку.

Як правило у взаємозв'язаному ЕП можна виділити локальні ЕП, які забезпечує рух лише одного ВОРМ або один з його рухів. Кожний такий локальний ЕП має «власні» керуючі та збудовальні дії. Взаємозв'язок між ЕП проявляється у вигляді додаткових «невласних» дій, які впливають на регульовані змінні.

Виходячи з характеру взаємозв'язків розрізняють:

1. Паралельно зв'язані електроприводи (рис. 5.39, рис. 5.40):

- за збудовальною дією (наприклад, всі ЕП, що живляться одночасно від загальної мережі);

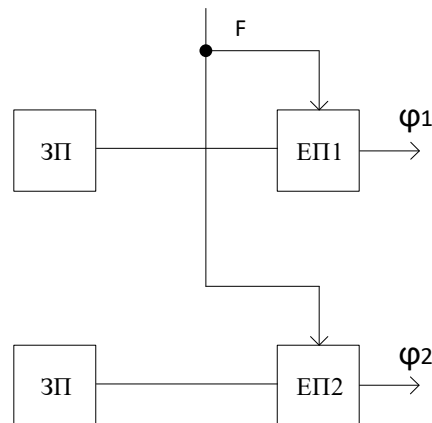


Рисунок 5.39 – Паралельно зв'язані електроприводи за збудовальною дією

- за задаючою дією (індивідуальні електроприводи подачі і головного руху різьбонарізних верстатів, що не мають механічного зв'язку між виконавчими органами; електроприводи паперових машин; двері шлюзів; радіолокаційних і зенітних установок та інші);

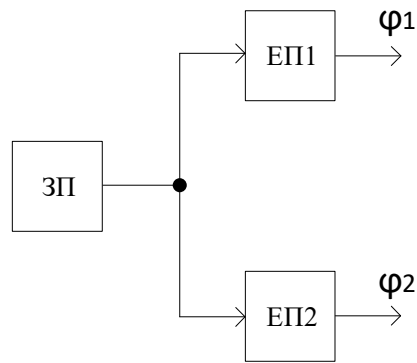


Рисунок 5.40 – Паралельно зв'язані електроприводи за збурювальною дією

2. Електроприводи з однобічним зв'язком (рис. 5.41), наприклад електроприводи неперервних прокатних станів із ведучою базовою кліткою.

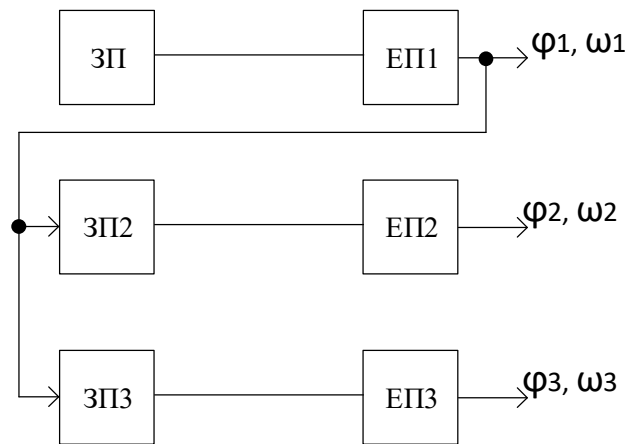


Рисунок 5.41 – Електроприводи з однобічним зв'язком

3. Електроприводи, взаємозв'язані через загальний об'єкт керування (рис. 5.42), наприклад металорізальні верстати з індивідуальними електроприводами головного руху і подачі в процесі металообробки, транспортні засоби з індивідуальним електроприводом коліс; електроприводи засобів керування літальними апаратами; багатоточкові системи магнітного підвішування; електроприводи прокатних станів, машин по виготовленню кабелів і інших, де є загальне полотно, одночасно оброблюване декількома механізмами.

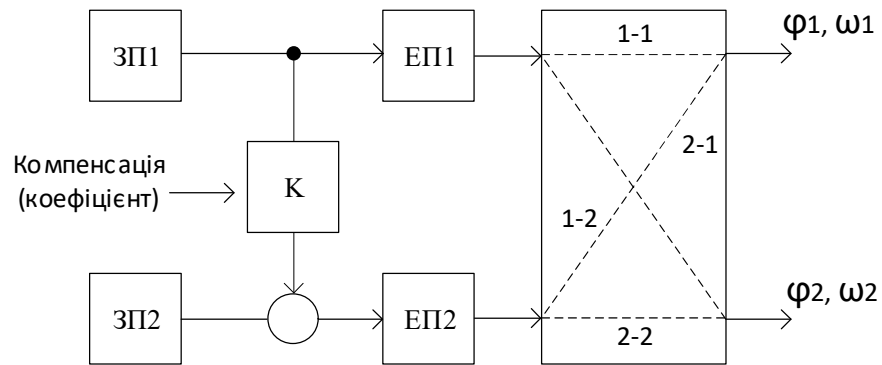


Рисунок 5.42 – Електроприводи, взаємозв’язані через загальний об’єкт керування

Перехресні зв’язки у взаємозв’язаному ЕП можуть мати природний і штучний характер:

- природні зв’язки, які як правило виникають через загальний об’єкт керування і мають фіксоване положення;
- штучні перехресні зв’язки, які використовують з метою компенсації природних зв’язків і розташовуються на вході системи між регуляторами.

Зазвичай штучні перехресні зв’язки вводяться в багатозв’язному регуляторі. Цю групу перехресних зв’язків називають коригуючими перехресними зв’язками. Корегуючі перехресні зв’язки є засобом поліпшення показників якості регулювання.

Іноді у взаємозв’язаному ЕП природні перехресні зв’язки в об’єкті відсутні, а наявні лише коригувальні зв’язки (наприклад, в системах синхронізації гвинтів авіаційних двигунів, в системах координації роботи сліdkуючих систем в копіювальних верстатах, плоттерах, 3-D принтерах і т. п.).

Різниця між названими видами перехресних зв’язків полягає в тому, що якщо розташування та передаточні функції природних перехресних зв’язків задані, то як точки підсумовування та відбору, так і передавальні функції коригувальних перехресних зв’язків можуть бути обрані за умови досягнення заданих вимог до взаємозв’язаної системи. Можливість поліпшення властивостей системи за рахунок коригувальних перехресних зв’язків є специфічною особливістю взаємозв’язаного ЕП.

Залежно від напрямку передачі та знаків сигналів перехресні зв'язки діляться на прямі і зворотні, позитивні і негативні.

Компенсація перехресних зв'язків, як правило, потрібна, бо вони погіршують динамічні властивості та стійкість системи. Але повна компенсація перехресних зв'язків може привести до некерованості або неспостережності окремих частин САК.

Методика компенсування дії природних перехресних зв'язків полягає у наступному: необхідно привести природні зв'язки до входу системи і включити штучні зв'язки з такими ж передаточними функціями, але протилежними за знаками.

Для виявлення передаточних функцій перехресних зв'язків на вході системи, можна скористатись АФЧХ, знятими між входами системи.

### **5.8.1 Методи синтезу автономних та інваріантних взаємозв'язаних САР**

Розглянемо, яким чином можуть бути знайдені передавальні функції компенсуючих зв'язків, що забезпечують автономність взаємозв'язаних САР по задаючим або збурювальним впливам [16].

**Прямий** шлях полягає в накладенні вимоги діагональності на передаточну матрицю взаємозв'язаних САР по керуючим  $G_\lambda$  або збурювальним  $G_q$  впливам. В результаті утворюється необхідна кількість рівнянь для визначення передаточних функцій компенсуючих перехресних зв'язків.

При цьому порядок розрахунку наступний:

1. З усіх можливих варіантів накладення компенсуючих зв'язків вибирається найбільш підходящий з точки зору його технічної реалізації;
2. Матрична структурна схема синтезованої взаємозв'язаної САР приводиться до вигляду, зображеному на рис. 5.44.

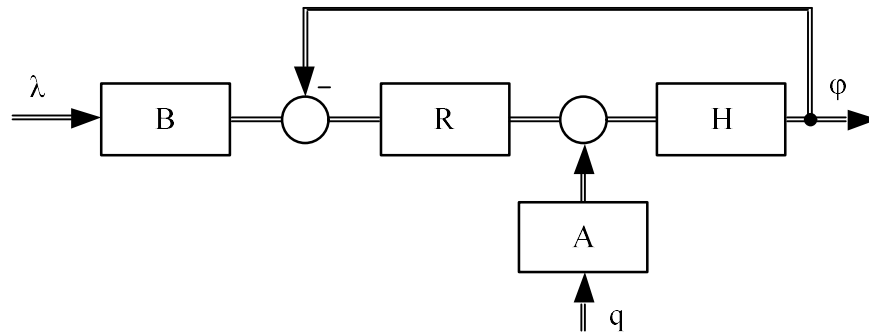


Рисунок 5.44 – Матрична структурна схема взаємозв’язаної САР

3. При цьому визначаються передавальні матриці регуляторів і об’єктів.
4. На передаточну матрицю накладається умова діагональності за зовнішніми задаючими або збурювальними діями.

$$G = \begin{vmatrix} G_{11} & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & G_{nn} \end{vmatrix}.$$

5. Матриці рівні тоді, коли рівні всі їх елементи. Звідси виходять  $n^2$  алгебраїчних рівнянь. Рівняння являються відносно простими завдяки тому, що всі недиагональні елементи матриці  $G_\lambda$  (або  $G_q$ ) дорівнюють нулю;
6. Отримані рівняння вирішуються щодо шуканих передаточних функцій компенсуючих зв’язків.

**Другий** метод синтезу автономних взаємозв’язаних САР зводиться до наступного:

1. Із технічних міркувань вибирається найбільш підходящий варіант накладення компенсуючих зв’язків (рис. 5.45).
2. Точки прикладання компенсуючих перехресних зв’язків приводяться до точок прикладання природних перехресних зв’язків за правилами перетворення матричних структурних схем. Потім передаточна матриця природних перехресних зв’язків об’єднується з приведеною передаточною матрицею компенсуючих перехресних зв’язків в еквівалентну передаточну матрицю

перехресних зв'язків. Можливий і зворотний варіант, коли природні перехресні зв'язки приводяться до точок накладання штучних зворотних зв'язків;

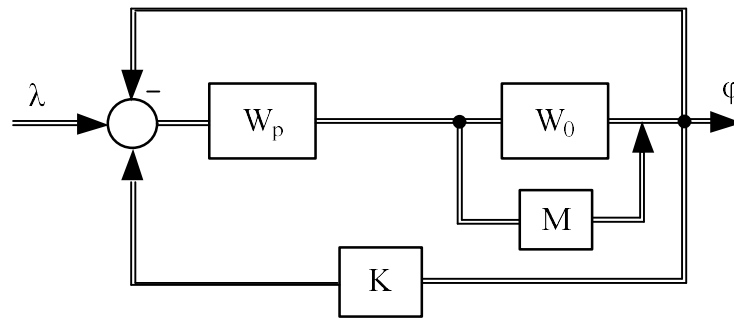


Рисунок 5.45 – Матрична структурна схема взаємозв'язаної САР з компенсуючими зв'язками

3. Недіагональні елементи еквівалентної передаточної матриці перехресних зв'язків прирівнюються нулю. З отриманих рівнянь визначаються  $n(n-1)$  передаточних функцій компенсуючих зв'язків. Якщо при цьому виявляться рівними нулю і діагональні елементи еквівалентної передаточної матриці перехресних зв'язків, то взаємозв'язана САР виходить абсолютно автономною.

**Третій** метод синтезу автономних взаємозв'язаних САР полягає у досягненні балансу сигналів на входах або виходах сепаратних каналів об'єкта регулювання (див. рис. 5.46).

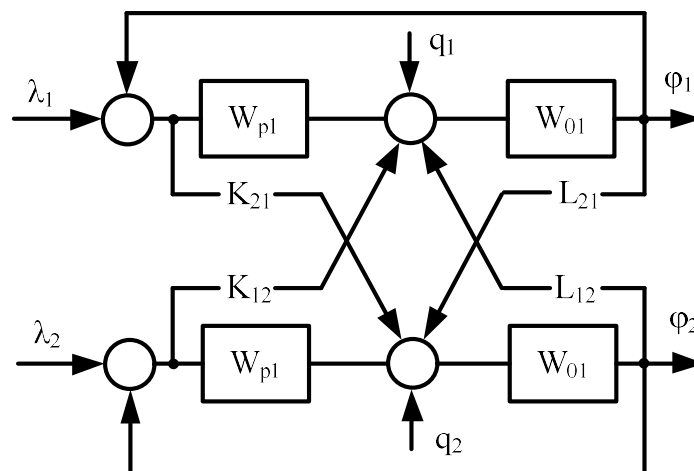


Рисунок 5.46 – Структурна схема синтезованої взаємозв'язаної САР

Припустимо, що в одному з каналів (наприклад,  $i$ -му) прикладено задаючу або збурювальну дію. Якщо передаточні функції компенсуючих зв'язків обрані відповідно до умов автономності, то сума всіх сигналів, що діють на вході або виході  $k$ -го каналу об'єкта регулювання ( $k = i$ ), повинна бути рівною нулю. При цьому, можна прийняти, що всі основні зворотні зв'язки (крім  $i$ -го) розімкнуті. З цих рівнянь балансу сигналів і визначаються передаточні функції компенсуючих зв'язків. Простежувати канали передачі впливів і складати рівняння балансів зручно за допомогою розгорнутої структурної схеми взаємозв'язаної САР.

Цей спосіб визначення передаточних функцій компенсуючих зв'язків дуже простий, якщо число каналів невелике. При великому числі регульованих величин складання та рішення рівнянь балансу виявляється складним і застосування методу нераціонально. Крім того, він не дозволяє отримати попутно характеристичне рівняння системи, швидко встановити чи є автономність абсолютною або простою і знайти передаточні функції замкнених автономних сепаратних систем регулювання.

**Четвертий** метод синтезу. При застосуванні для цілей стабілізації ізодромних зворотних зв'язків збільшення коефіцієнтів підсилення окремих регуляторів за деяких умов не впливає на стійкість системи в цілому, але автономність при цьому не може бути досягнута [17].

Для забезпечення автономності на вхід ізодрома кожного регулятора необхідно додатково подати суму сигналів від всіх регульованих параметрів, крім власного. У цьому випадку, при досить великих коефіцієнтах підсилення, вся система набуває властивість автономності, але не усувається вплив зовнішніх збурень, що діють на різних входах об'єкта. Слід мати на увазі, що в якості ізодрома повинна бути вибрано ланка з передаточною функцією.

$$k_{wi}(p) = \frac{\tau_i p}{1 + \tau_i p},$$

а окремі об'єкти та регулятори повинні представляти собою прості аперіодичні ланки з передаточними функціями

$$k_i(p) = \frac{k_i}{1 + T_i p}$$

Можливе здійснення автономності для більш складних об'єктів регулювання, що стабілізуються, регуляторами з передаточними функціями більш загального вигляду, ніж ізодромні або регулятори, що використовують чисті похідні. Створення таких систем можливе при виконанні таких основних положень:

1. Головний визначник системи регулювання (визначник матриці поворотної різниці) повинен бути побудований таким чином, щоб усі його недиагональні члени не залежали від коефіцієнтів підсилення окремих регуляторів;

2. Взаємозв'язана система повинна належати до класу систем, стійких при будь-якому (як завгодно великому) коефіцієнті підсилення;

3. У загальному випадку автономність досягається одночасно збільшенням коефіцієнтів підсилення окремих частин контурів, що охоплюють стабілізуючі пристрої;

4. На входи ланок, що стабілізують окремі регулятори, повинні надходити додаткові впливи, що є сумою всіх регульованих параметрів, крім параметра, який стабілізує даний регулятор.

В [17] показано, що в тому випадку, коли виконується перше положення, стійкість при досить великих коефіцієнтах підсилення окремих регуляторів буде забезпечена, якщо кожен незалежний контур регулювання має першу або другу степінь, а вироджені і допоміжні рівняння будуть відповідного роду і кожне окремо задовольняє умовам стійкості.

Якщо окремі системи (окремі контури) мають рівняння третього і більш високого порядку, то їх стабілізація можлива або при введенні ідеальних похідних відповідних порядків, або за допомогою охоплення частини контурів окремих регуляторів спеціальними стабілізуючими пристроями. Для того, щоб у подібних системах можна було регульовані параметри підтримувати з будь якою

усталеною точністю, досить, щоб кожен контур (кожна окрема система) міг би бути здійснений з необмеженим коефіцієнтом підсилення без порушення умов стійкості. Взаємозалежні системи регулювання, що містять ланки з запізненням, будуть стійкими при необмеженому збільшенні коефіцієнтів підсилення в тому випадку, якщо кожен окремий контур регулювання, в якому коефіцієнт посилення необмежено збільшується, належить до класу систем, стійких при необмежено великому коефіцієнті підсилення. Вони будуть стійкими при необмеженому збільшенні підсилення при виконанні таких умов: а) вироджене трансцендентне рівняння має задовольняти умовам стійкості; б) спеціальне допоміжне рівняння також має задовольняти умовам стійкості.

Введення на вхід стабілізуючих ланок окремих контурів додаткових сигналів, пропорційних сумі сигналів з виходів інших елементарних об'єктів і збільшення коефіцієнтів підсилення контурів, що охоплюють окремі регулятори, забезпечують автономність, за наявності в системі ланок з запізненням.

Побудова взаємозв'язаних систем з окремих структурно стійких [17] підсистем є істотною перевагою перед компенсованими системами. Однак даний метод не враховує, що багато підсилювальних пристроїв (наприклад, всі підсилювачі постійного струму, що працюють з модуляцією вхідних сигналів і наступної демодуляцією) при досить великому коефіцієнті підсилення описуються нелінійними диференціальними рівняннями з періодичними коефіцієнтами. При застосуванні подібних пристроїв результати наведеної оптимізації можуть виявитись необґрунтованими.

### **5.8.2 Приклади взаємозв'язаних систем ЕП**

В багатодвигунному взаємозв'язаному електроприводі механічних зв'язок між двигунами створюється спільним зовнішнім об'єктом. Розглянемо приклади побудови структурних схем взаємозв'язаних систем електроприводу [11].

### 5.8.2.1 Спільна робота двох двигунів на загальний вал

При безпосередньому зв'язку валів двигунів з об'єктом керування кінематична схема електроприводу має вигляд, представлений на рис. 5.47.

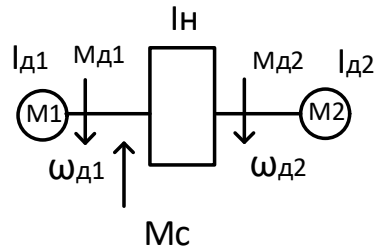


Рисунок 5.47 – Кінематична схема дводвигунного електроприводу

Отримаємо рівняння динаміки та структурну схему даної електромеханічної системи.

$$\omega_{Д1} = \omega_{Д2} = \omega;$$

$$M_{Д1} + M_{Д2} - M_C = (J_{Д1} + J_{Д2} + J_H) \frac{d\omega}{dt}.$$

$$\omega = \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{J_{Д1} + J_{Д2} + J_H} \cdot (M_{Д1} + M_{Д2} - M_C);$$

Відповідна структурна схема дводвигунного електроприводу представлена на рис. 5.48.

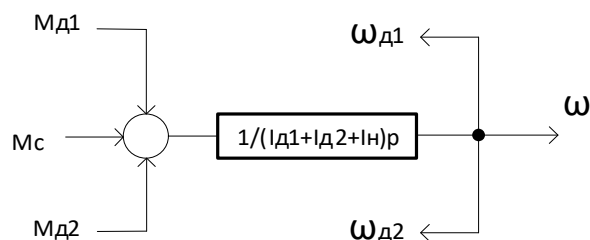


Рисунок 5.48 – Структурна схема дводвигунного електроприводу

### 5.8.2.2 Спільна робота двох двигунів на загальний об'єкт керування

Кінематична схема дводвигунного електроприводу із загальним об'єктом керування показана на рис. 5.49.

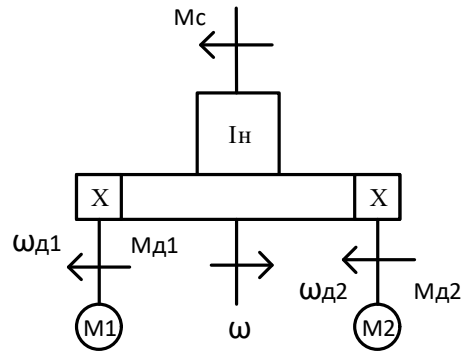


Рисунок 5.49 – Кінематична схема дводвигунного електроприводу із загальним об'єктом керування

Рівняння динаміки для механічної частини дводвигунного приводу (рис. 5.49) мають вигляд:

$$M_{Д1} - \frac{M_C}{i_1} + M_{Д2} \frac{i_2}{i_1} = (I_{Д1} + \frac{I_H}{i_1^2}) \frac{d\omega_{Д1}}{dt};$$

$$M_{Д2} - \frac{M_C}{i_2} + M_{Д1} \frac{i_1}{i_2} = (I_{Д2} + \frac{I_H}{i_2^2}) \frac{d\omega_{Д2}}{dt};$$

$$\omega_{Д1} = \frac{1}{P} \cdot \frac{1}{I_{Д1}} (M_{Д1} - \frac{M_C}{i_1} + M_{Д2} \frac{i_2}{i_1});$$

$$\omega_{Д2} = \frac{1}{P} \cdot \frac{1}{I_{Д2}} (M_{Д2} - \frac{M_C}{i_2} + M_{Д1} \frac{i_1}{i_2}).$$

Відповідна структурна схема дводвигунного електроприводу представлена на рис. 5.50.

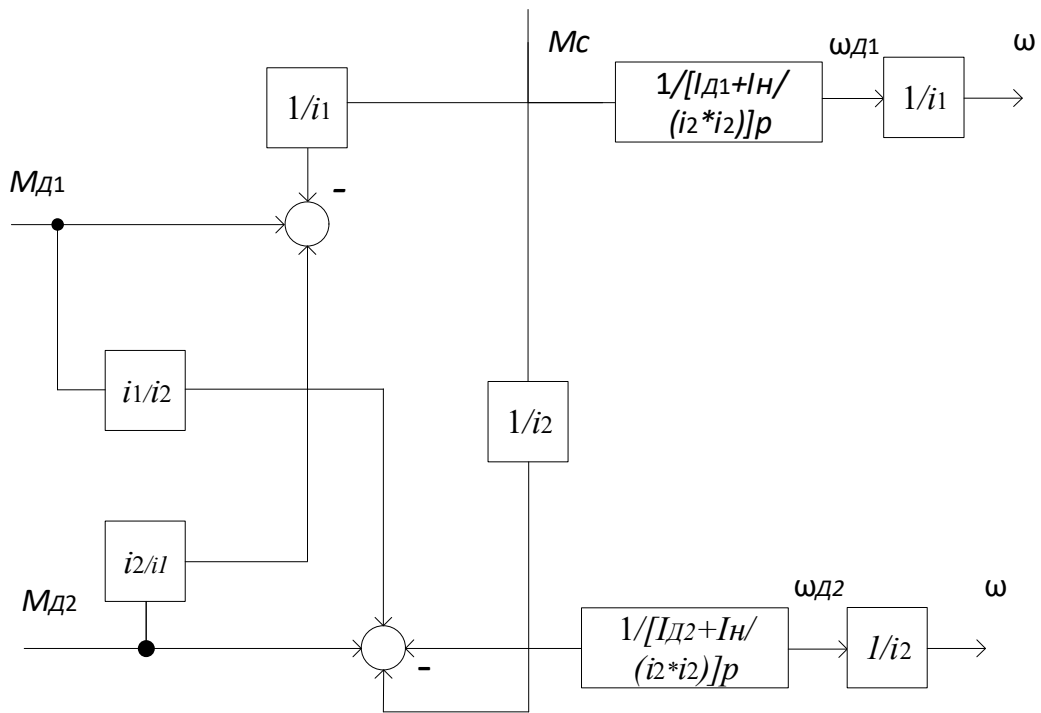


Рисунок 5.50 – Структурна схема дводвигунного електроприводу

### 5.8.2.3 Спільна робота двох двигунів на загальний об'єкт при наявності пружностей

При урахуванні пружностей елементів кінематичного ланцюга кінематична схема дводвигунного електроприводу набуває вигляду, представленого на рис. 5.51.

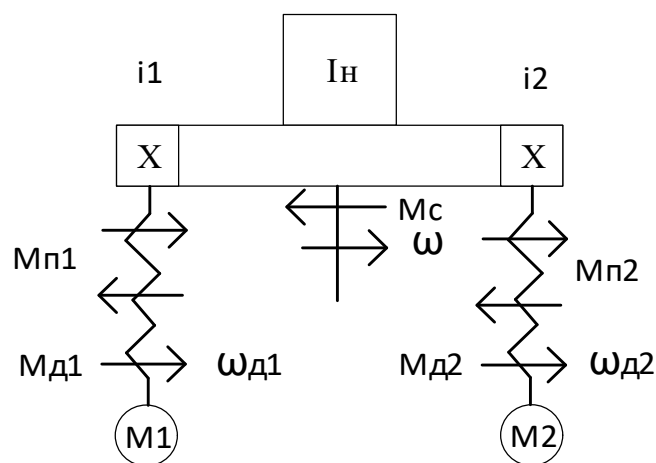


Рисунок 5.51 – Кінематична схема дводвигунного електроприводу з пружними зв'язками

Даній кінематичній схемі відповідає структура рис. 5.52.

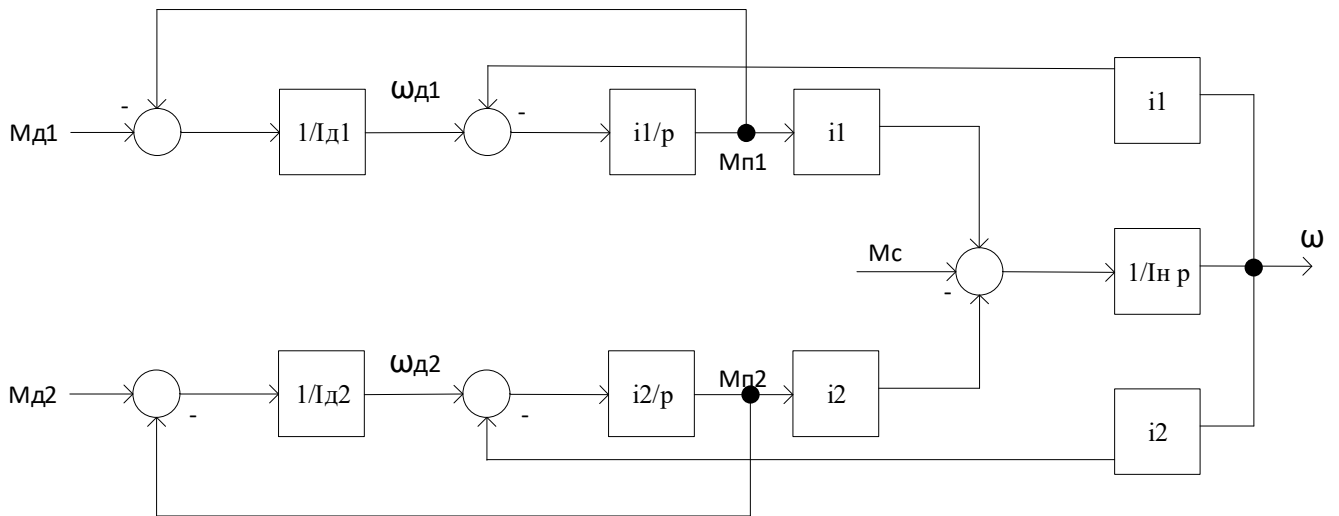


Рисунок 5.52 – Структурна схема дводвигунного електроприводу з пружними зв'язками

#### 5.8.2.4 Безредукторний електромеханічний диференціал

Складемо рівняння динаміки для безредукторного електромеханічного диференціалу, представленого на рис. 5.15 та рис. 5.53:

$$M_{д1} - M'_{д2} = I_{д1} \frac{d\omega_{д1}}{dt};$$

$$M_{д2} - M_c = I_H \frac{d\omega}{dt};$$

$$\omega_{д1} = \frac{1}{I_{д1}P} (M_{д1} - M'_{д2});$$

$$\omega = \frac{1}{I_H P} (M_{д2} - M_c);$$

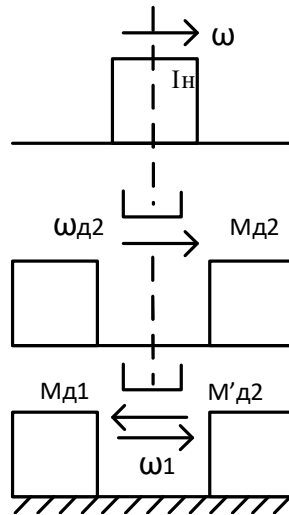


Рисунок 5.53 – Електромеханічний диференціал

Отримуємо структурну схему рис. 5.54:

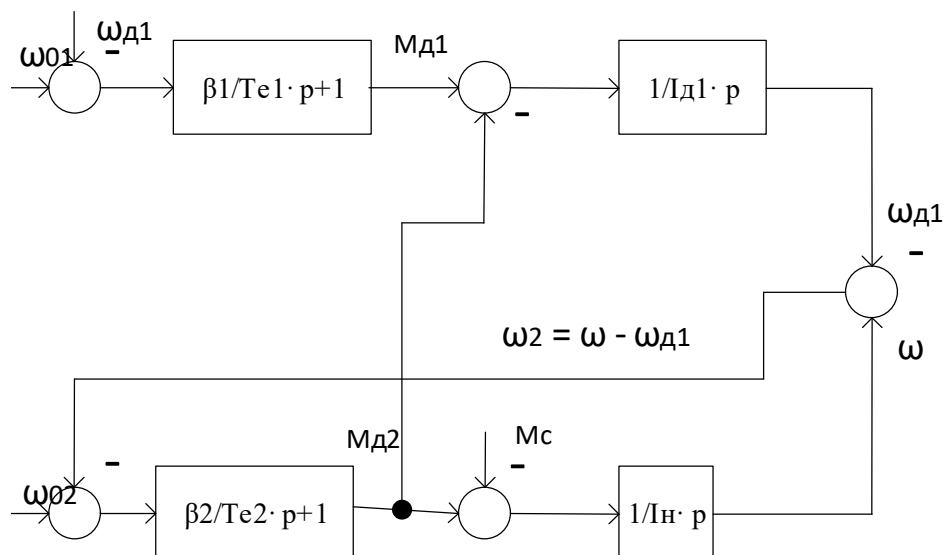


Рисунок 5.54 – Структурна схема електромеханічного диференціалу

На рис. 5.54 позначені:  $\beta_1, \beta_2$  – жорсткості механічних характеристик двигунів;  $T_{e1}, T_{e2}$  – електромагнітні сталі часу.

### 5.8.2.5 Взаємозв'язані ЕП головного руху та подачі металорізального верстату

Епюра зусиль, що виникають в процесі металообробки точінням, представлена на рис. 5.55

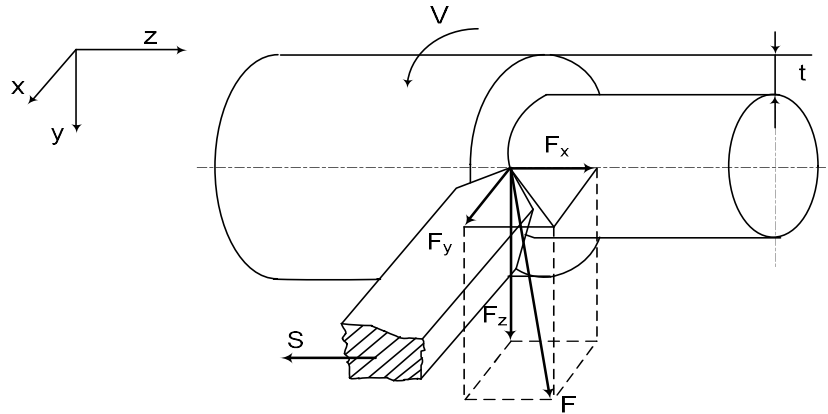


Рисунок 5.55 – Складові зусиль процесу різання

Зусилля різання може бути розкладено на складові:

$$F = \sqrt{F_X^2 + F_Y^2 + F_Z^2}$$

Тангенціальна, поздовжна та поперечна складові зусилля різання долаються:

$$F_z = 9.8 \cdot C_{F_z} \cdot t^{V_{F_z}} \cdot S^{y_{F_z}} \cdot V^n - \text{ГОЛОВНИМ ЕП};$$

$$F_x = 9.8 \cdot C_{F_x} \cdot t^{V_{F_x}} \cdot S^{y_{F_x}} \cdot V^n - \text{ЕП ПОЗДОВЖНЬОЇ ПОДАЧІ};$$

$$F_y = 9.8 \cdot C_{F_y} \cdot t^{X_{F_y}} \cdot S^{Y_{F_y}} \cdot V^n - \text{ЕП ПОПЕРЕЧНОЇ ПОДАЧІ}.$$

Процес різання описується передаточною функцією

$$W_p(p) = \frac{F_i(p)}{h_i(p)} = \frac{k_{pl}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)},$$

де сталі часу дорівнюють:  $T_1 = \sqrt{\frac{m}{c + k_p}}$ ,  $T_2 = \frac{\mu}{c + k_p}$ .

Структурна схема взаємозв'язаної системи електроприводів головного руху і подач металорізального верстату представлена на рис. 5.56.

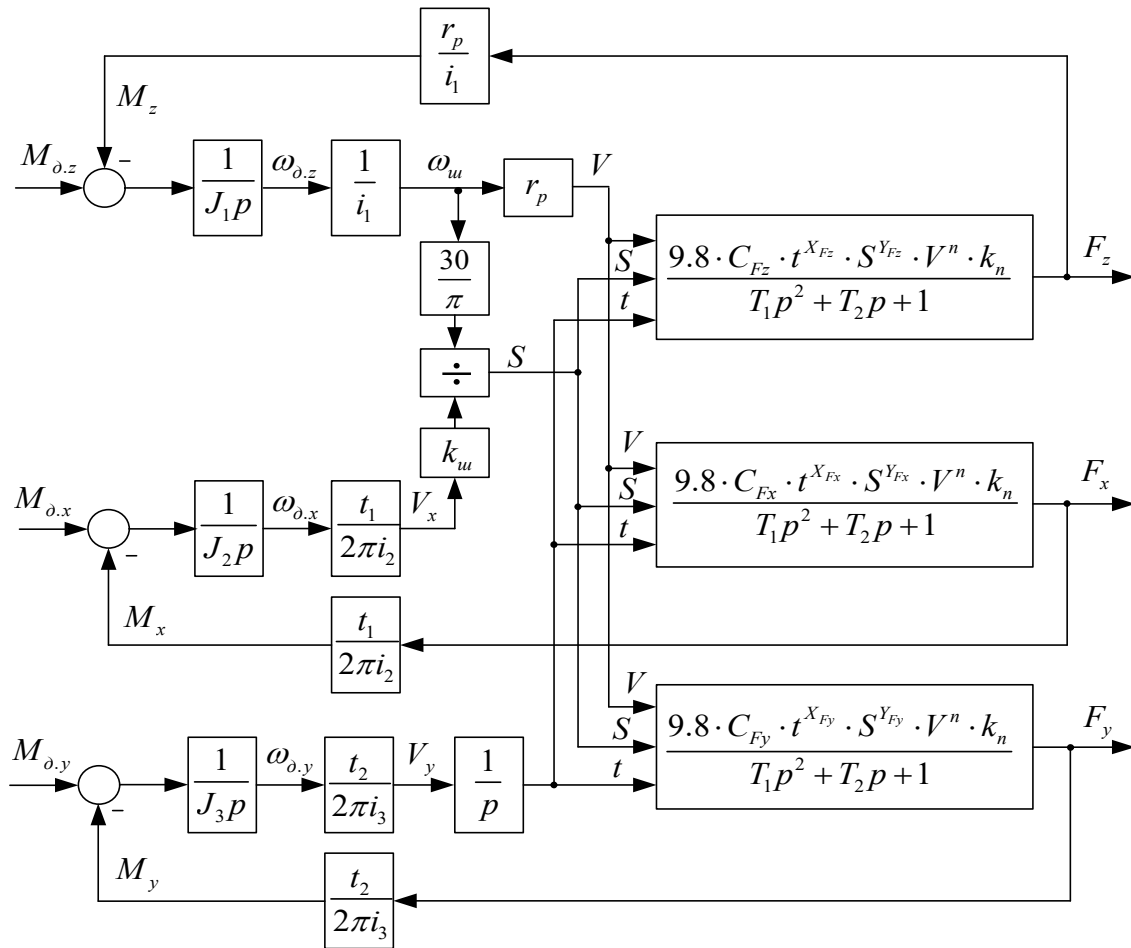


Рисунок 5.56 – Взаємозв’язана система електроприводів металорізального верстату

Перехідні процеси швидкостей та зусиль різання при зміні завдання швидкості приводу поперечної подачі показані на рис. 5.57.

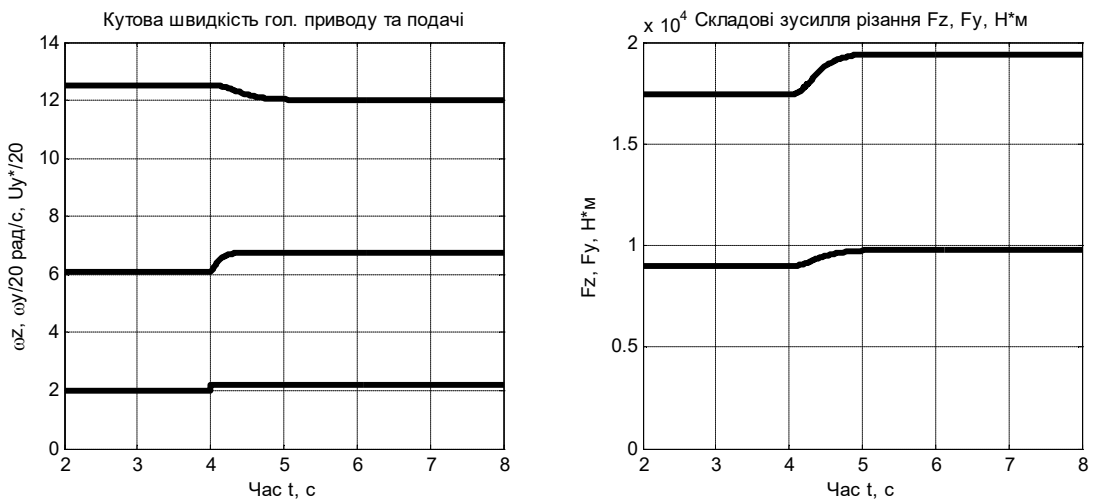


Рисунок 5.57 – перехідні процеси у взаємозв’язаній системі

На графіках, представлених на рис. 5.58, простежується вплив електроприводу поперечної подачі, як на головний привод верстату, так і на привод поздовжньої подачі. Аналогічні явища взаємного впливу мають місце і з боку інших приводів, завдяки наявності некомпенсованих перехресних зв'язків.

### ***Контрольні запитання до розділу 5***

1. В якому місці структурної схеми замкненої САК потрібно розташовувати ланку зі збільшеним коефіцієнтом передачі або інтегральну ланку для компенсації похибки за збуренням?
2. Якою є умова реалізації інваріантного керування?
3. Викладіть методику введення компенсуючих зв'язків в комбінованих САК. В чому полягають переваги та недоліки таких систем?
4. В чому полягає особливість передаточного пристрою багатоканальних САК? Які вимоги висуваються до каналу точного відліку в таких системах?
5. Які види прямих і зворотних зв'язків використовуються в системах з пружністю? В чому полягає фізичний еквівалент дії компенсуючих зв'язків?
6. В якому режимі працює перетворювальний пристрій ковшного електроприводу? Від чого залежить частота комутації силових ключів?
7. В яких випадках доцільно змінювати структуру, параметри або закон керування в адаптивних системах? Наведіть приклади.
8. Якими методами здійснюється компенсація дії природних перехресних зв'язків у взаємозв'язаних системах?

## **6 МЕТОДИКА ВИПРОБУВАНЬ ЕП В УМОВАХ СЕРІЙНОГО ВИРОБНИЦТВА**

Випробування – це комплекс заходів, які здійснюються на підприємстві-виробнику для забезпечення надійної роботи устаткування у робочих умовах.

Види випробувань електроприводів в умовах виробництва регламентується ГОСТ 15.001 і поділяються на наступні [13]:

А. Для нових розробок на стадії проектування і впровадження:

- 1) попередні;
- 2) приймальні;

В. на стадіях серійного та масового виробництва:

- 3) приймально – здаточні;
- 4) періодичні;
- 5) типові.

Випробування 1 та 2 виконується одноразово по спеціально розробленій програмі. Випробування 4 виконується для перших зразків нових серій. Випробування 5 виконується після внесення певних змін.

Випробування 3 проводяться для кожного екземпляра продукції в повному комплекті. При цьому перевіряється:

- комплектність апаратної і технічної документації;
- надійність захисту від пробою підвищеною напругою;
- відповідність електричних і технологічних параметрів.

Основні види періодичних випробувань для перших зразків нових серій.

### **1. Механічні випробування:**

- 101 – на резонансні частоти;
- 102 – вібростійкість;
- 103 – віброміцність;
- 104 – ударна міцність;
- 105 – ударна стійкість;
- 106 – для одиночних ударів;
- 107 – для лінійних навантажень;

- 108 – акустичні шуми;
- 109 – випробування виводів на розтягуюче зусилля;
- 110 – випробування виводів на вигинання;
- 111 – гнучкі – листкові виводи на вигинання;
- 112 – випробування гнучких виводів на скручування;
- 113 – різьбові виводи на момент;
- 114 – міцність при транспортуванні.

## **2. Кліматичні випробування:**

- 201 – теплостійкість;
- 202 – теплостійкість при транспортуванні;
- 203 – холодостійкість
- 204 – холодостійкість при транспортуванні;
- 205 – на зміну температур;
- 206 – на дію інію (з відстоюванням) ;
- 207 – вологостійкість;
- 209 – на дію пониження тиску;
- 210 – на дію підвищення тиску;
- 211 – випробування на дію сонячної радіації;
- 212 – динамічна дія пилу;
- 213 – статична дія пилу;
- 214 – на грибостійкість;
- 215 – сольовий туман;
- 216 – гідростатичний тиск;
- 217 – водонепроникність;
- 218 – бризкозахищеність;
- 219 – водозахищеність.

## **3. Електричні випробування:**

- міцність ізоляції (1 хв.,  $3U_H$ ) ;
- випробування на надійність.

### ***Контрольні запитання до розділу 6***

Чим відрізняються приймально-здаточні і типові випробування?

## 7 ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ ЕЛЕМЕНТИ СЛІДКУЮЧИХ ТА ПРОГРАМНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

### 7.1 Датчики положення слідкуючих електроприводів

Датчики положення (ДП) в слідкуючих та програмних системах керування рухом призначені для реалізації зворотного зв'язку за кутовим або лінійним переміщенням виконавчого органу робочої машини [6, 12, 19, 20].

#### 7.1.1 Призначення та основні вимоги до датчиків положення

Класифікація датчиків положення показана на рисунку 7.1.

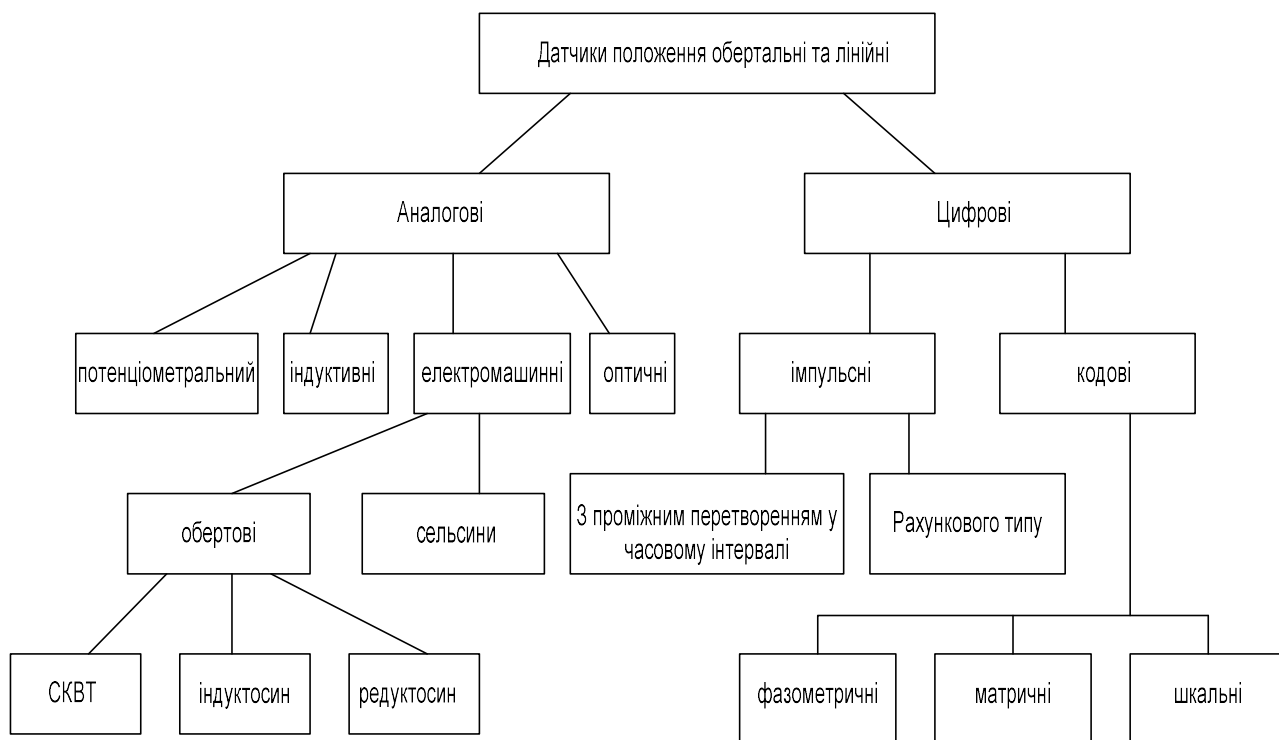


Рисунок 7.1 – Класифікація ДП

#### Основні вимоги до ДП:

1. Повинні мати високу точність виміру (розподільна здатність не менше 1 мікрона);

2. Крім переміщення повинні визначати також напрямок руху, а іноді швидкість і прискорення;
3. Забезпечувати відхилення характеристик в умовах зміни зовнішніх факторів не більше 15%;
4. Мати максимальну швидкодію;
5. Мати широкий діапазон робочих швидкостей, прискорень (у межах 0...10 тис. об/хв).

## 7.1.2 Технічна реалізація датчиків положення

### 7.1.2.1 Потенціометричні ДП

Як правило, корпус потенціометричного датчика встановлюється нерухомо, а його движок механічно зв'язується з ВОРМ.

Датчики виконуються дротовими або із провідним графітовим покриттям. В якості матеріалу дроту використовується константан, хром, манганін, фехраль (матеріали з підвищеним електричним опором і малим температурним коефіцієнтом опору). Як каркас застосовують кераміку, гетинакс, пластмасу, лакований метал. Одержання стандартних залежностей напруги від переміщення показано на рисунку 7.2.

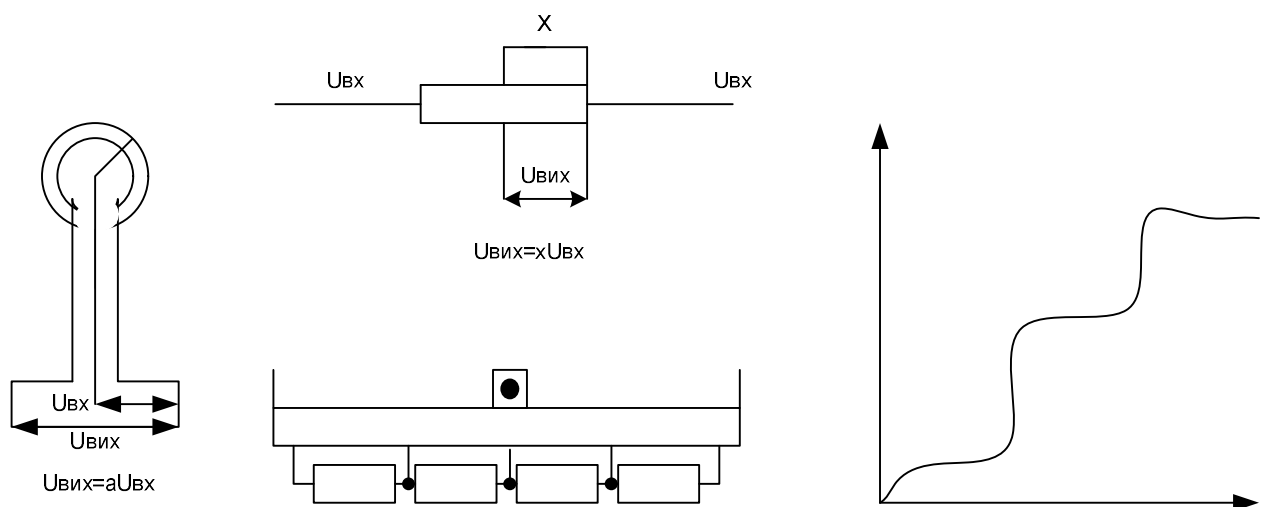


Рисунок 7.2 – Принципи побудови потенціометричних ДП

Для отримання нестандартних залежностей також використовуються каркаси спеціальної форми (див. приклади на рис.7.3).

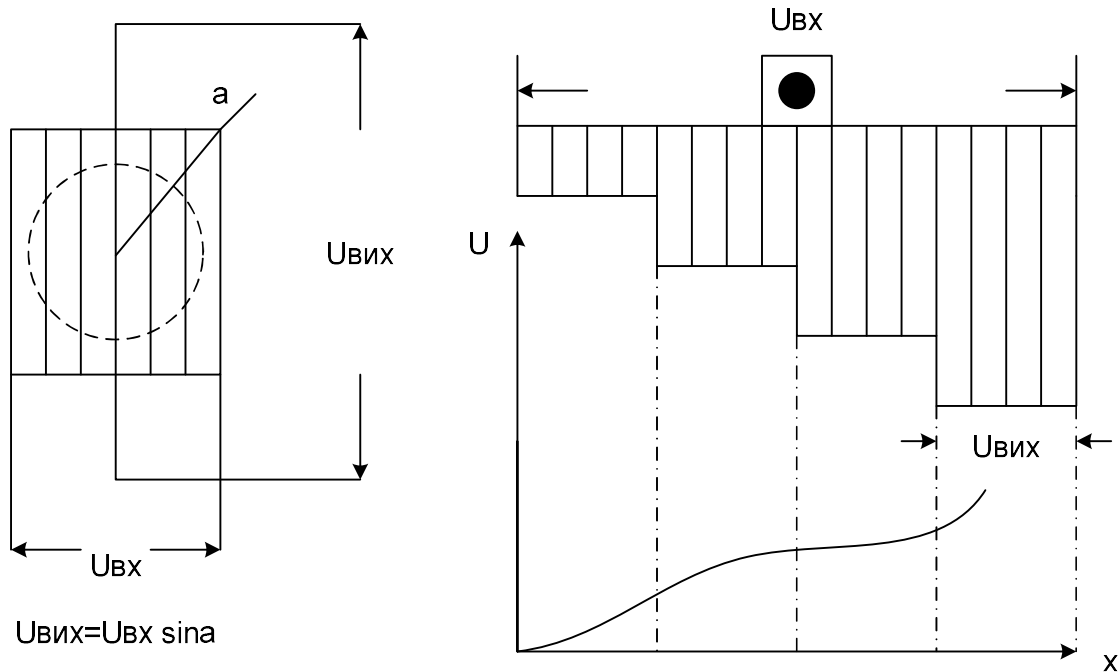


Рисунок 7.3 – Отримання нелінійних характеристик ДП

Переваги потенціометричних датчиків положення:

- конструктивна простота;
- висока швидкодія (практична відсутність електромагнітної інерції);
- невисока вартість;
- можливість одержання нелінійних залежностей;
- можливість роботи на постійному і змінному струмі;
- стабільність.

Недоліки:

- наявність механічного контакту, що знижує надійність;
- недовговічність;
- ступінчастість зміни вихідної величини для дровових резисторів.

Точність, яку можна одержати за допомогою потенціометричних ДП –  $0,1...0,01$  мм.

Застосовуються в позиційних приводах, що працюють рідко, а також для реалізації технологічного зворотного зв'язку по переміщенню в системах автоматичного керування режимами металообробки металорізальних верстатів.

### 7.1.2.2 Індуктивні ДП

Лінійний індуктивний ДП може встановлюватися безпосередньо на ходовому гвинті металорізального верстату або на гвинті зі спеціальною нарізкою. При цьому обертання гвинта для даного датчика не є обов'язковим. ДП складається із двох гайок з різьбою, крок якої відповідає нарізці гвинта (див. рис. 7.4).

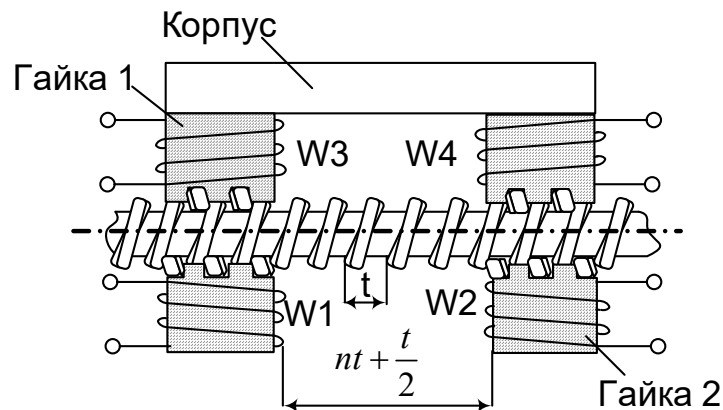


Рисунок 7.4 – Конструкція лінійного індуктивного ДП

Гайки не перебувають у зачепленні з гвинтом і скріплені загальним корпусом таким чином, що коли нарізка другої гайки збігається із нарізкою гвинта, нарізка другої гайки зміщена на  $1/2$  кроку (див. рис. 7.5). При переміщенні гайки щодо гвинта відбувається збільшення зазору в одному сердечнику і зменшення в іншому.

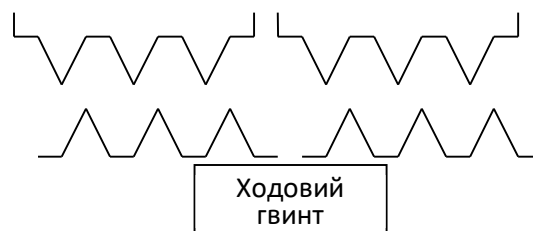


Рисунок 7.5 – Розташування гайок відносно ходового гвинта

У результаті, змінюється індуктивність обмоток, намотаних на гайках, що сприймається мостовою схемою (рис. 7.6).

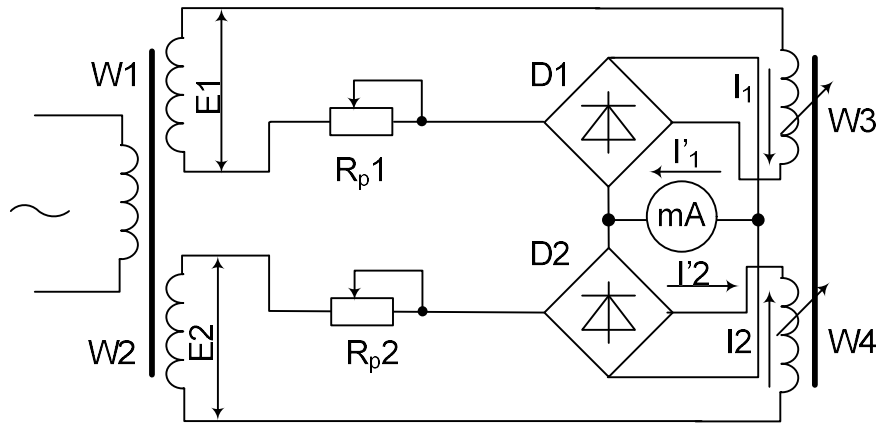


Рисунок 7.6 – Схема індуктивного ДП

Для конструктивних варіантів з нерухомим гвинтом передбачається переміщення гайки разом з ВОРМ. Якщо переміщується гвинт, то нерухомою залишається гайка.

Для підвищення розподільної здатності ДП зменшують крок різьблення гвинта  $t$  (точність до  $0,01$  мм), а також застосовують дроблення кроку за рівнем (точність до  $0,001$  мм). Електричне дроблення кроку полягає в тому, що вихідний сигнал ДП ділиться на ряд рівнів у відповідній частині кроку (див. рис. 7.7).

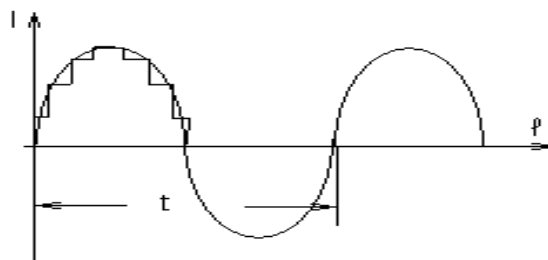


Рисунок 7.7 – Електричне дроблення кроку ДП

Дроблення кроку дозволяє на порядок збільшити розподільну здатність датчиків.

### 7.1.2.3 Електромашинні ДП

В якості електромашинних датчиків положення використовуються обертові трансформатори (резольвери), сельсини та їх модифікації (редуктосини, індуктосини), які можуть працювати в амплітудному і фазовому режимі.

#### **Датчики кута і розузгодження на обертових трансформаторах та сельсинах**

Належать до групи активних аналогових датчиків кутового переміщення або кутового розузгодження. Датчики кута, які перетворюють кутову координату або лінійне переміщення в пропорційний електричний сигнал, застосовуються в позиційних та слідкуючих ЕМС для отримання сигналу зворотного зв'язку за положенням виконавчого органу робочої машини. Якщо датчик виконує функцію вимірювання різниці кутових координат, наприклад заданого і фактичного положення робочого органу, то він розглядається як датчик кутового розузгодження.

**Обертові (поворотні) трансформатори** – це електричні мікромашини змінного струму, які перетворюють кут повороту ротора відносно статора в електричний сигнал, пропорційний функціям цього кута. Залежно від закону зміни вихідного сигналу розрізняють синусний, косинусний, синусно-косинусний та лінійний різновиди обертових трансформаторів (ОТ).

У пристроях автоматики ОТ застосовуються для розв'язування тригонометричних задач, перетворення координат, виконання операцій з векторними величинами, вимірювання кутів і розузгоджень та ін.

Будова ОТ така сама, як і двофазного асинхронного двигуна з фазним ротором. На статорі і роторі розміщено по дві однакові однофазні обмотки, зсунуті у просторі на  $90^\circ$ . Магнітопровід виготовлений шихтованим з електротехнічної сталі. ОТ можуть працювати в режимі фіксованого кута повороту ротора або режимі вільного обертання. У першому випадку положення ротора задається поворотним механізмом.

Як приклад, розглянемо схему синусно-косинусного ОТ (рис. 7.8,а). Обмотка збудження  $W_3$  і компенсаційна обмотка  $W_k$  знаходяться на статорі, а

синусна  $W_s$  та косинуса  $W_c$  обмотки – на роторі. Для зменшення кількості контактних кілець кінці двох обмоток ротора приєднують до загального кільця. Застосовується також струмознімання за допомогою спіральних пружин, які допускають поворот ротора до двох обертів. При роботі у режимі безперервного обертання для зменшення кількості ковзних контактів обмотку збудження і компенсаційну розміщують на роторі, а синусну і косинусну – на статорі. При цьому компенсаційну обмотку замикають накоротко.

Вхідна координата ОТ – кут повороту ротора  $\alpha$ , а вихідна – величина або фаза вихідної напруги (рис. 7.8,б).

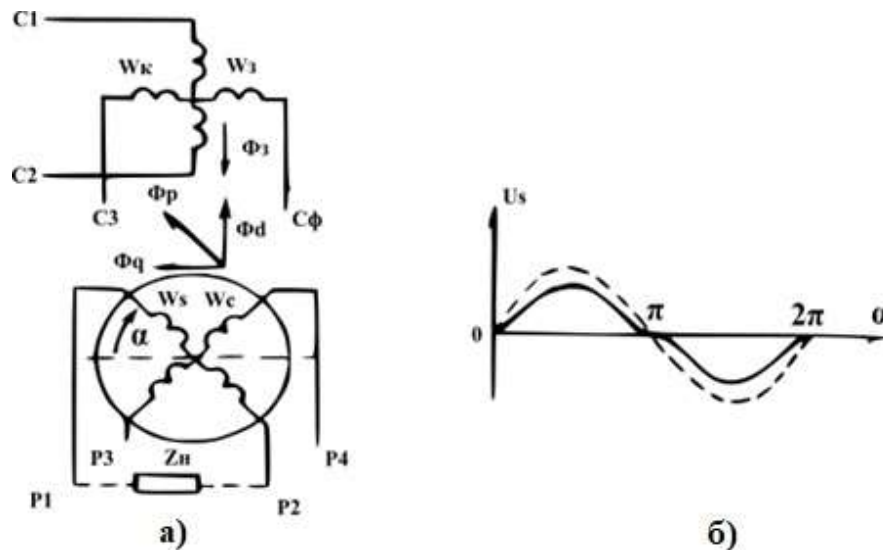


Рисунок 7.8 – Схема і вихідна характеристика синусно-косинусного ОТ

Розрізняють **амплітудний** і **фазовий** режими роботи ОТ.

В **амплітудному** режимі при підключенні обмотки збудження до мережі живлення в машині виникає поздовжній магнітний потік збудження  $\Phi_z$ , який пульсує з частотою мережі. Цей потік буде утворювати ЕРС у синусній та косинусній обмотках. Частота ЕРС дорівнює частоті мережі, а величина залежить від кута повороту ротора  $\alpha$ . У режимі холостого ходу ЕРС синусної і косинусної обмоток зв'язані з ЕРС обмотки збудження такими залежностями:

$$E_{so} = K_{mp} E_z \sin \alpha;$$

$$E_{co} = K_{mp} E_z \cos \alpha.$$

де  $K_{tr}$  – коефіцієнт трансформації.

Якщо магнітний потік розподіляється в просторі синусоїдально, то і ЕРС в обмотках будуть синусоїдальними. При підключенні до синусної обмотки ОТ опору навантаження  $Z_H$  виникає намагнічуюча сила реакції ротора. Ця намагнічуюча сила створює магнітний потік реакції  $\Phi_p$ , який можна розкласти на поздовжню та поперечну складові  $\Phi_d$  і  $\Phi_q$  (див. рис. 7.8,а). Поздовжня складова зменшує потік збудження. Відносно поперечної складової  $\Phi_q$  синусна обмотка є косинусною. Тому додаткова ЕРС, яку утворює в обмотці поперечна складова потоку, спотворює форму вихідної напруги (див. рис. 7.8,б), що є небажаним.

Аналогічне явище спостерігається при навантаженні косинусної обмотки. Для усунення похибки, що зумовлена поперечною складовою реакції ротора  $\Phi_q$ , застосовують компенсацію поперечного потоку або **симетрування** ОТ. Розрізняють первинне, вторинне і повне симетрування.

Для роботи у **фазовому** режимі найбільш поширені схеми двофазного (рис. 7.9,а) та однофазного з параметричним зсувом фази (рис. 7.9,б) живлення ОТ.

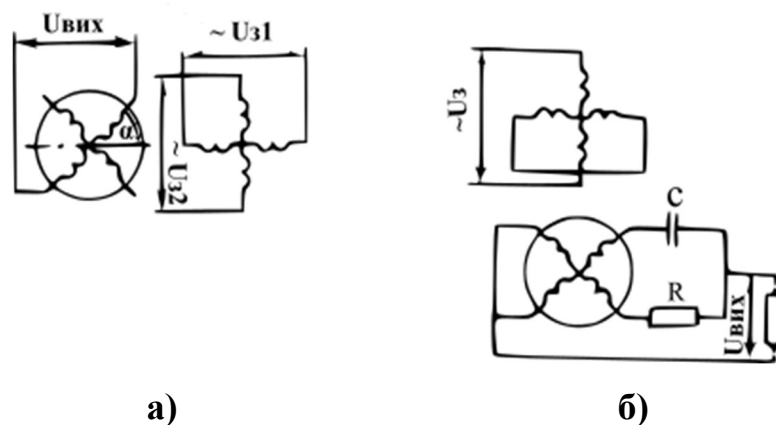


Рисунок 7.9 – Схеми ОТ для роботи у фазовому режимі (а) та однофазному режимі з параметричним зсувом фази (б)

У першій схемі на первинні обмотки подаються дві зсунуті по фазі на  $90^\circ$  напруги  $U_{31}$  та  $U_{32}$ . У другій схемі вистачає однофазної напруги збудження,

причому з'являється можливість виконати первинне симетрування. За таких умов у магнітному колі ОТ створюється обертове поле, яке наводить ЕРС в обмотках ротора. Фаза цих ЕРС лінійно залежить від кута повороту ротора  $\alpha$ , а частота визначається частотою напруги збудження.

Для схеми на рис. 7.9,а вторинне симетрування відбувається звичайним способом. Умови симетрування вторинних кіл для схеми на рис. 7.9,б такі:

$$X_c = \frac{1}{\omega C} = R, \quad X_{вих} = R_{вих},$$

де  $\omega$  – кругова частота мережі;

$R, C$  – додатковий опір і ємність;

$X_{вих}, R_{вих}$  – опори кіл синусної і косинусної обмоток.

При невеликих кутах повороту ротора ( $\alpha \leq 5^\circ$ ) з похибкою, яка не перевищує 0,1%, можна вважати, що  $\alpha \approx \sin \alpha$  і використовувати синусний трансформатор як лінійний, для якого  $U_{вих} = K_{mp} E_3 \alpha$ .

При більших межах змінювання кута  $\alpha$  використовують функцію  $V_{вих} = K_{mp} E_3 \sin \alpha / (1 + \cos \alpha)$ .

У діапазоні змінювання  $\alpha$  від  $-55^\circ$  до  $+55^\circ$  відхилення цієї функції від лінійної не перевищує 0,1%. Для реалізації цієї функції використовуються схеми, які показані на рис. 7.10,а,б.

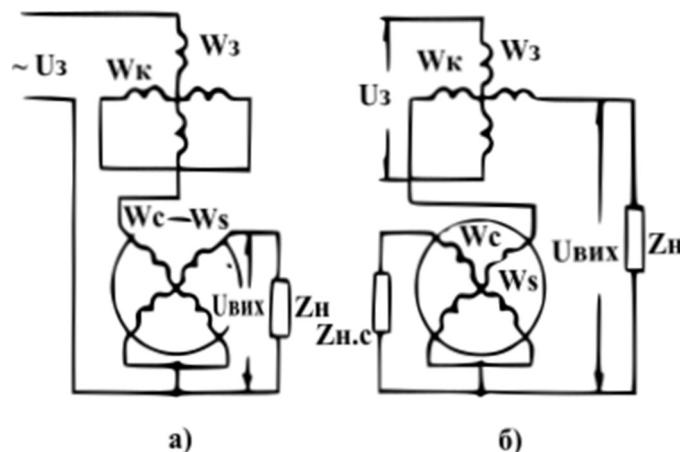


Рисунок 7.10 – Схеми лінійного ОТ

У схемі рис. 7.10,а застосовано первинне симетрування, у схемі рис. 7.10,б – вторинне, яке здійснюється компенсуючим резистором  $Z_c$ .

Схема датчика розузгодження складається з двох синусно-косинусних ОТ. Ротор трансформатора-датчика з'єднується з механічним задатчиком положення, а ротор трансформатора-приймача – з виконавчим органом робочої машини. Синусні і косинусні обмотки трансформаторів з'єднуються між собою так, як показано на рис. 7.11. Обмотка збудження одного з трансформаторів підключається до мережі змінної напруги, з обмотки збудження іншого трансформатора знімається вихідний сигнал

$$U_{\text{вих}} = kU_3 \sin(\alpha_d - \alpha_p)$$

де  $k$  – коефіцієнт пропорційності між напругою збудження і вихідною напругою при узгодженому положенні роторів;

$(\alpha_d - \alpha_p)$  – різниця кутів повороту роторів датчика і приймача.

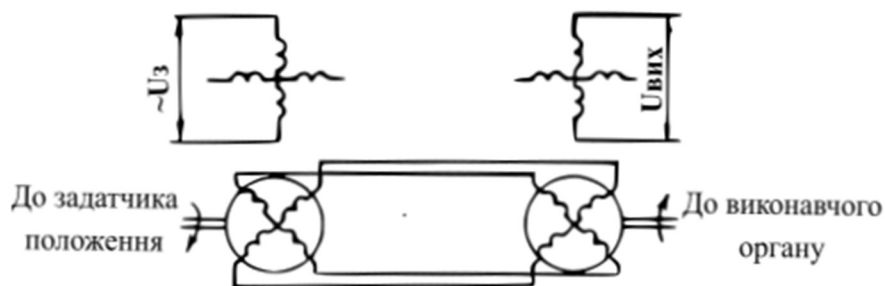


Рисунок 7.11 – Схема датчика розузгодження на ОТ

Вихідна напруга датчика розузгодження використовується в якості сигналу помилки в позиційних та слідкуючих електроприводах.

За значенням статичної похибки обертові трансформатори поділяються на чотири класи точності. Найбільш точні обертові трансформатори мають похибку, яка вимірюється одиницями кутових хвилин.

## Сельсини

**Сельсинами** називаються електричні машини змінного струму, які призначені для синхронного та синфазного повороту або обертання двох і більше механічно не зв'язаних між собою валів. Сельсини використовуються також як датчики кута повороту або розузгодження.

Сельсини мають дві обмотки – однофазну, або обмотку збудження  $W_z$  і трифазну, або обмотку синхронізації  $W_c$ . Для зменшення кількості контактних кілець обмотка синхронізації (рис. 7.12).

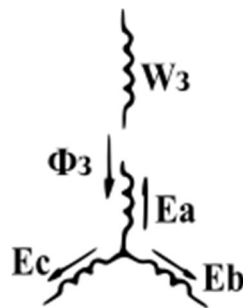


Рисунок 7.12 – Схема сельсина

Широко застосовуються і безконтактні сельсини, які не мають контактної струмопідводу до ротора. Найбільш поширені дві модифікації: невиразнополюсний сельсин з кільцевим трансформатором та виразнополюсний сельсин з двопакетним ротором.

Характерна особливість першої модифікації полягає в тому, що напруга до обмотки збудження, яка міститься на роторі, підводиться за допомогою повітряного кільцевого трансформатора, первинна обмотка якого міститься на статорі, а вторинна – на роторі.

У безконтактному сельсині з двопакетним ротором обмотки збудження і синхронізації розміщені на статорі. Ротор виразнополюсний і складається з двох Г-подібних магнітопроводів, між якими є немагнітний проміжок. Обмотка збудження, яку виконано у вигляді двох кільцевих котушок, створює магнітний потік, спрямований вздовж осі сельсина. Відносно статора ротор являє собою двополюсну систему. При повороті ротора повертається вісь магнітного потоку

відносно обмотки синхронізації, що спричинює змінювання ЕРС, які наводяться в обмотці синхронізації.

В амплітудному режимі обмотка збудження підключається до мережі живлення і створює пульсуючий магнітний потік збудження  $\Phi_3$ . Цей потік наводить у фазах трифазної обмотки ЕРС, величина яких залежить від кута повороту ротора  $\alpha$ . Якщо початок відліку зсунути на  $60^\circ$  у напрямі до фази В (див. рис. 7.13), то відносно кута  $\alpha' = 60^\circ - \alpha$  в новій системі відліку отримаємо таку характеристику керування сельсина для амплітудного режиму:

$$E_{AB} = \sqrt{3}k_{TP}U_3 \sin \alpha'.$$

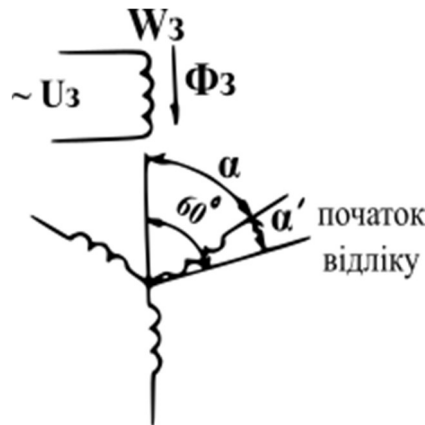


Рисунок 7.13 – Схема амплітудного режиму сельсина

У фазовому режимі статорна обмотка сельсина підключається до трифазної мережі. При цьому утворюється обертове магнітне поле. Це поле наводить в обмотці ротора ЕРС, амплітуда якої незмінна, а фаза зсунута відносно фази напруги живлення на кут  $\varphi$ , пропорційний куту повороту ротора  $\alpha$ . Таким чином, характеристика керування сельсина в фазовому режимі має вигляд  $\varphi = \alpha$ .

У системах синхронного зв'язку, які застосовуються для дистанційної передачі кута або синхронізації обертання механічно не зв'язаних між собою валів, сельсини використовуються попарно. Залежно від функцій, які виконують сельсини, розрізняють сельсини-датчики, сельсини-приймачі, диференціальні

сельсини. Відповідно, існує три основні різновиди систем синхронного зв'язку: індикаторний, трансформаторний та диференціальний.

Похибка високоякісних сельсинних датчиків і передач вимірюється одиницями кутових хвилин.

### Багатополюсні обертові трансформатори

Принцип електромагнітної редукції полягає в тому, що одному періоду зміни положення ротора (оберту або кроку) відповідає кілька періодів зміни вихідного сигналу.

**Редуктосин** являє собою багатополюсний обертовий трансформатор і може використовуватися в круговому (рис. 7.14) або лінійному (рис. 7.15).



Рисунок 7.14 – Обертовий редуктосин

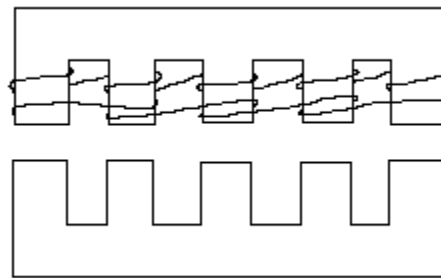


Рисунок 7.15 – Лінійний редуктосин

Обмотки збудження (синусні і косинусні) розташовані через полюс. Вихідна обмотка охоплює кожний полюс. На роторі обмотки відсутні.

В амплітудному режимі обмотка збудження підключається до джерела змінної напруги, в результаті чого у зазорі створюється пульсуючий магнітний потік. Індукція цього потоку залежить від взаємного розташування ротора і статора і її максимальне значення досягається при узгодженому положенні (зубці

друг проти друга). При зрушенні зубців ротора щодо статора змінюється величина коефіцієнта трансформації  $i$ , відповідно напруга, яка знімається з вихідної обмотки (діюче значення). Повний цикл зміни напруги вихідної обмотки від  $\min$  до  $\max$  значення становить один полюсний поділок. Підвищення точності можливо за рахунок дроблення кроку.

У фазовому режимі обмотки збудження живляться напругами, зсунутими в часі на  $90$  ел. градусів. Завдяки наявності просторового зсуву на один полюс і часового зсуву напруг збудження на  $90$  ел. градусів, виникає обертальне (біжуче) магнітне поле. В результаті, фаза вихідного сигналу, що знімається з вихідної обмотки, буде визначатися положенням ротора; за 1 період живлячої напруги магнітне поле повернеться на кут  $2\pi / p$ , а не на  $2\pi$  як у звичайному двухполюсному трансформаторі. Отже, фаза вихідної напруги змінюється на  $2\pi$  при повороті ротора на кут  $\frac{2\pi}{p} (p \leq 180)$ .

Напруги на обмотках редуктосина:

$$U_1 = U_{\max} \cdot \sin \omega t,$$

$$U_2 = U_{\max} \cdot \cos \omega t,$$

$$U_{\text{вих}} = U_1 \cdot \cos \varphi + U_2 \cdot \sin \varphi,$$

$$U_{\text{вих}} = U_{\max} \cdot (\cos \varphi \cdot \sin \omega t + \sin \varphi \cdot \cos \omega t) = U_{\max} \cdot \sin(\omega t + \varphi),$$

де  $\varphi$  – кут повороту.

У фазовому режимі використовується фазочутливий випрямляч, що перетворює зміну фази в пропорційну напругу.

**Індуктосин** представляє собою багатополісний обертовий трансформатор без магнітопроводу. Може бути обертовим і лінійним. Рухома і нерухома частини набираються з пластин з ізоляційного матеріалу з нанесеними на них друкованим способом обмотками зі стандартним кроком  $2$  мм. На рухомій частині розташовані дві обмотки з тим же кроком, але зсунуті на  $1/4$  полюсного поділку  $\tau$  (див. рис. 7.16). Частота живлення обмоток  $2 \dots 20$  кГц.

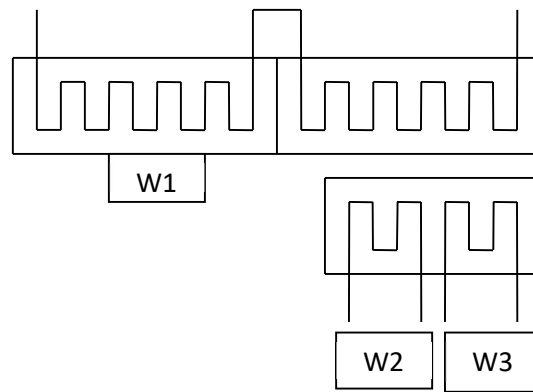


Рисунок 7.16 – Лінійний індуктосин

В амплітудному режимі обмотки  $W_1$ ,  $W_2$  підключаються до джерела змінної напруги, з  $W_3$  знімається також змінна напруга, амплітуда якого залежить від взаємного розташування движка і лінійки. Повний цикл зміни вихідної напруги відбувається при переміщенні на 1 зубець.

У фазовому режимі  $W_2$  і  $W_3$  живляться напругами, зсунутими на 90 ел. гр. Завдяки просторовому зсуву на  $\tau/4$  виникає біжуче магнітне поле, і в нерухомій обмотці утвориться напруга, фаза якої пропорційна зсуву движка щодо лінійки. Точність, одержувана в лінійному індуктосині, складає 2,5 мікрони або 6...10 кутових секунд. У зв'язку з малим коефіцієнтом трансформації  $K_{mp}=0,05$ , іноді підсилювач доводиться встановлювати безпосередньо на движку.

#### 7.1.2.4 Дискретні датчики положення

**Енкодером** називається пристрій, призначений для перетворення кута повороту обертового об'єкта (валу) в дискретні електричні сигнали, що дозволяють визначити величину цього кута. Слово енкодер має англomовне походження, що виникло від слова «encode», що означає «перетворювати».

Енкодери служать для вимірювання основних кінематичних параметрів роботи електроприводу: положення і швидкості валу і заміняють обертові трансформатори (резольвери), сельсини, тахогенератори постійного та змінного струму.

Енкодери широко застосовуються в різних галузях промислового виробництва, а саме:

- паперодрукарська промисловість;
- машинобудування, металообробна промисловість, металорізальні верстати;
- підйомно-транспортні машини;
- пресове обладнання;
- телекомунікаційні прилади, які використовуються для визначення положення і управління антенами;
- медична техніка;
- деревообробна промисловість;
- відновлювальна електроенергетика – сонячні батареї, вітрові установки;
- робототехніка;
- комп'ютерна галузь;
- астрономічні прилади, військова та космічна техніка.

За принципом зчитування сигналів енкодери можуть бути оптичними, резисторними, магнітними і працювати через шинні інтерфейси або промислову мережу.

Енкодери підрозділяються на інкрементальні і абсолютні.

**Інкрементальний енкодер** видає за один оборот певну кількість імпульсів. Якщо вал зупиняється, то зупиняється і передача імпульсів. Основним робочим параметром датчика є кількість імпульсів за один оборот. Абсолютну величину кута повороту об'єкта визначають за допомогою підрахунку імпульсів від старту. Для обчислення кутової швидкості об'єкта проводиться диференціювання кількості імпульсів за часом. Вихідний сигнал енкодера має два канали, в яких ідентичні послідовності імпульсів зсунуті в часі на чверть періоду відносно один одного (парафазні імпульси), що дозволяє визначати напрямок обертання. Є також цифровий вихід нульовий мітки, який дозволяє завжди розрахувати абсолютне положення валу.

Робота інкрементального енкодера ілюструється рисунком 7.17.

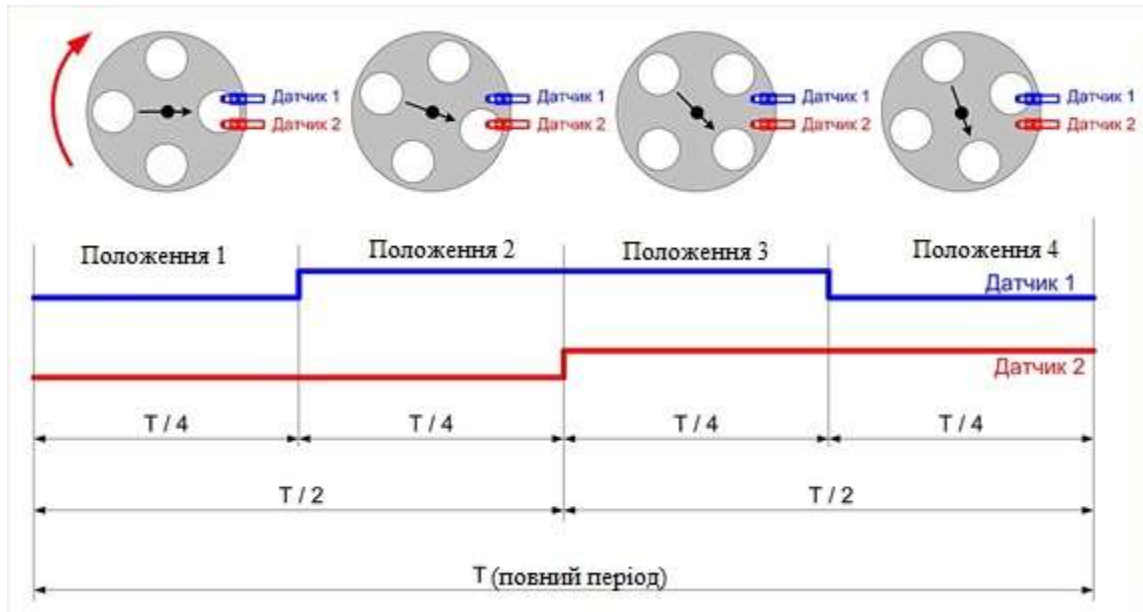


Рисунок 7.17 – Принцип роботи інкрементального енкодера

**Абсолютні енкодери** дозволяють в будь-який момент часу знати поточний кут повороту осі, в тому числі і після зникнення і відновлення живлення. Багатооборотні абсолютні енкодери, крім того, також підраховують і запам'ятовують кількість повних обертів осі.

Абсолютні енкодери, як оптичні, так і магнітні мають своєю основною робочою характеристикою число кроків, тобто унікальних кодів на оборот і кількість таких оборотів. При цьому не потрібно первинної установки і ініціалізації датчика. Тому абсолютні енкодери не втрачають визначення положення при зникненні напруги.

Абсолютні енкодери відносяться до виду енкодерів, які виробляють унікальний код для кожної позиції валу. На відміну від інкрементного енкодера, лічильник імпульсів не потрібен, тому що кут повороту завжди відомий. Абсолютний енкодер формує сигнал як під час обертання, так і в режимі спокою. Диск абсолютного енкодера відрізняється від диска покровоного енкодера тим, що має кілька концентричних доріжок по числу розрядів декодування. Кожній доріжкою формується унікальний двійковий код розряду для конкретної позиції валу. Кодовий диск 5-розрядного абсолютного енкодера представлений на рисунку 7.18.

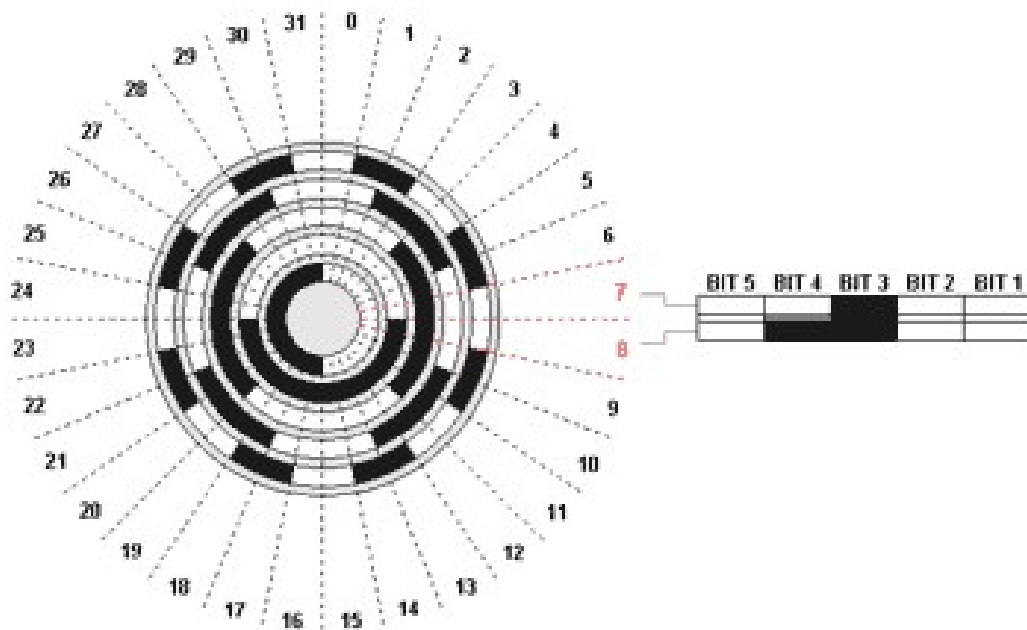


Рисунок 7.18 – Принцип роботи абсолютного енкодера

Абсолютний енкодер не вимагає повернення в початкову позицію. Сигнал абсолютного енкодера не схильний до перешкод і для нього не потрібна точна установка валу. Крім того, навіть якщо кодований сигнал не може бути прочитаний енкодером у випадку, наприклад, коли вал обертається надто швидко, правильний кут обертання буде зареєстрований, коли швидкість обертання зменшиться.

Найбільш поширені типи виходів сигналу енкодера – це код Грея, паралельний код, інтерфейси Profibus-DP, CANopen, DeviceNet, SSI, LWL, через які також здійснюється програмування датчиків.

**Параметри для вибору енкодера.** Головний параметр будь-якого енкодера – розподільна здатність. Для інкрементального енкодера – це кількість імпульсів на один оборот (1 - 5000). Для абсолютного перетворювача – розрядність, або кількість біт (10, 12, 13, 25).

Крім того, враховуються

- діаметр валу;
- тип роз'єму і довжина кабелю;
- напруга живлення;

– тип вихідного сигналу (TTL, HTL, CAN, RS422, SSI, код Грея, бінарний код, Profibus DP).

**Підключення енкодера.** У найпростішому випадку, вихід інкрементального енкодера підключається до входу лічильника, який використовується, як для підрахунку кількості імпульсів (вимірювання положення), так і кількості імпульсів за інтервал часу (вимірювання швидкості).

Але, як правило, енкодери використовуються спільно з контролером. До контролера підключаються всі необхідні виходи, і його програма розраховує швидкість, прискорення, положення об'єкта з необхідними коефіцієнтами і розмірностями.

**Фотоелектричний імпульсний датчик положення** поступального руху складається з лінійки або круга з нанесеними на них прозорими штрихами та движка (див. рис. 7.19). На движку прозорі штрихи нанесені з нахилом і при його переміщенні уздовж лінійки на кожний крок в елементах зчитування (ЕЗ) виробляється імпульс. ЕЗ мають зсув на  $1/4$  полюсного поділку в просторі відносно один одного. Зсув по фазі сигналів ЕЗ використовується для визначення переміщення.

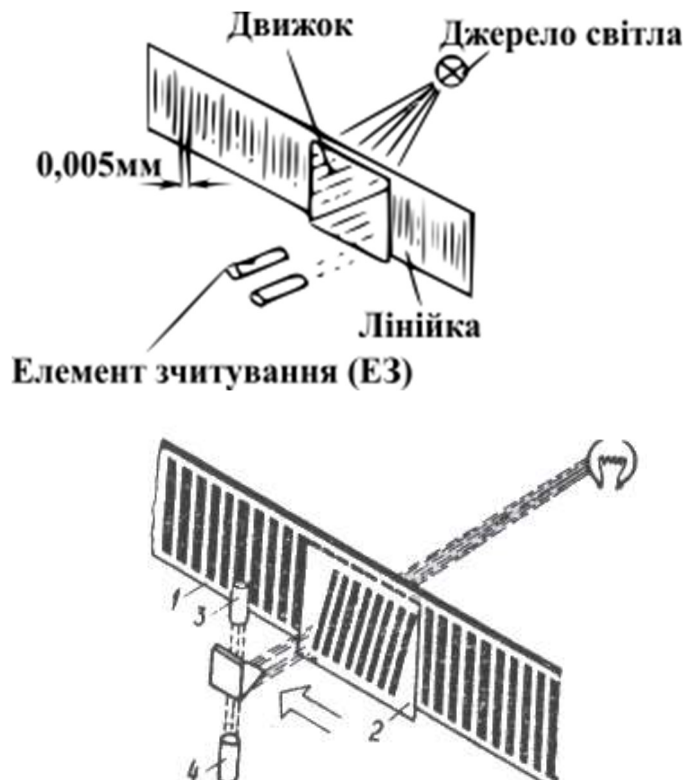
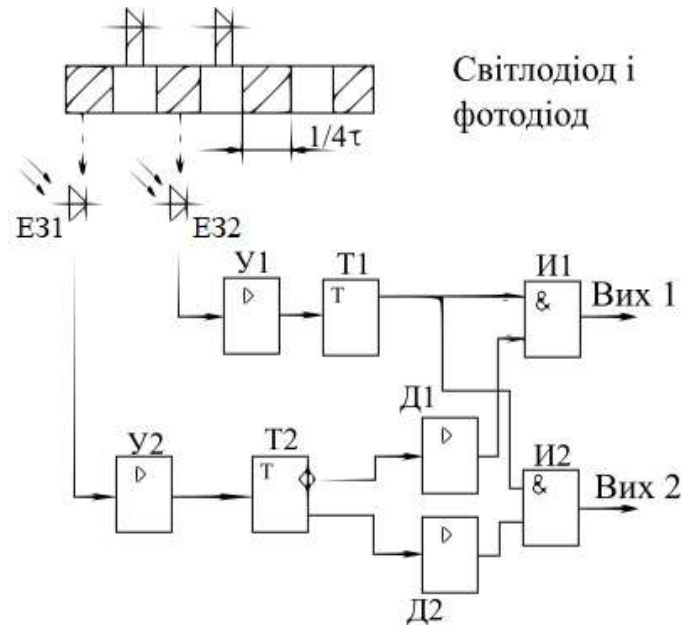
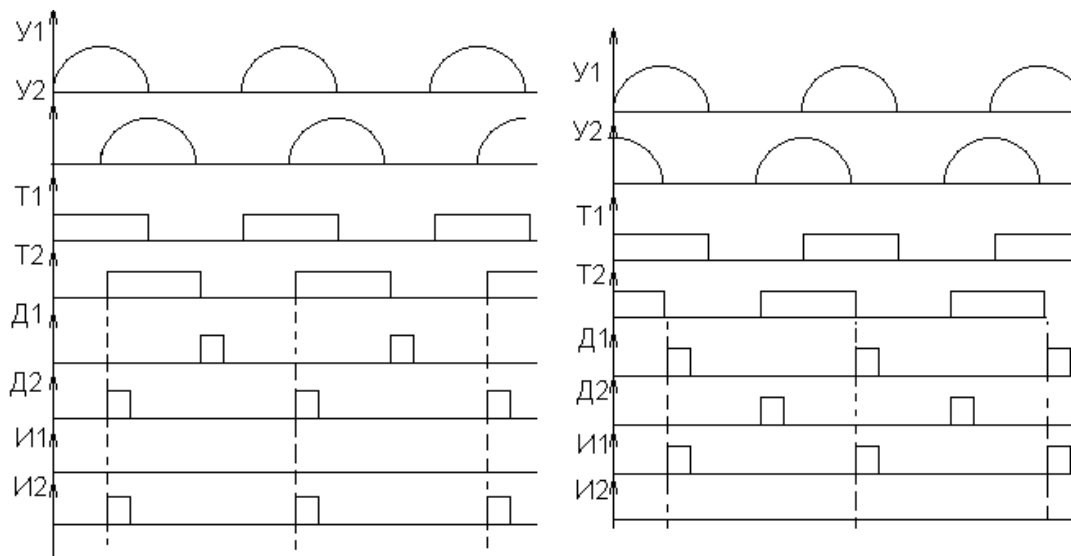


Рисунок 7.19 – Лінійний імпульсний фотоелектричний датчик положення

Електрична схема та діаграма роботи фотоелектричного імпульсного датчика положення представлена на рис. 7.20. На схемі позначені:  $У1, У2$  – підсилювачі;  $Т1, Т2$  – тригери;  $Д1, Д2$  – диференціатори;  $И1, И2$  – елементи І.



а)



б)

Рисунок 7.20 – Схема (а) і діаграма роботи (б) фотоелектричного імпульсного датчика положення

Залежно від напрямку переміщення, імпульси будуть з'являтися на виході 1 або 2. Число імпульсів буде пропорційне величині шляху. Виходи 1 і 2 датчики підключаються до підсумовуючого і віднімаючого входів лічильника; останній скидається в нульовому положенні виконавчого органу.

### 7.1.3 Технічна реалізація системи керування з фотоімпульсним датчиком положення

На валу двигуна жорстко монтується фотоімпульсний датчик ( $\Phi ИД$ ). На виході  $\Phi ИД$  утворюється послідовність імпульсів, частота який пропорційна швидкості обертання двигуна. Для визначення положення при додатній швидкості обертання імпульси необхідно сумувати; а при від'ємній – віднімати. Цю функцію виконує реверсивний лічильник імпульсів ( $РЛІ$ ) (див. рис. 7.21).

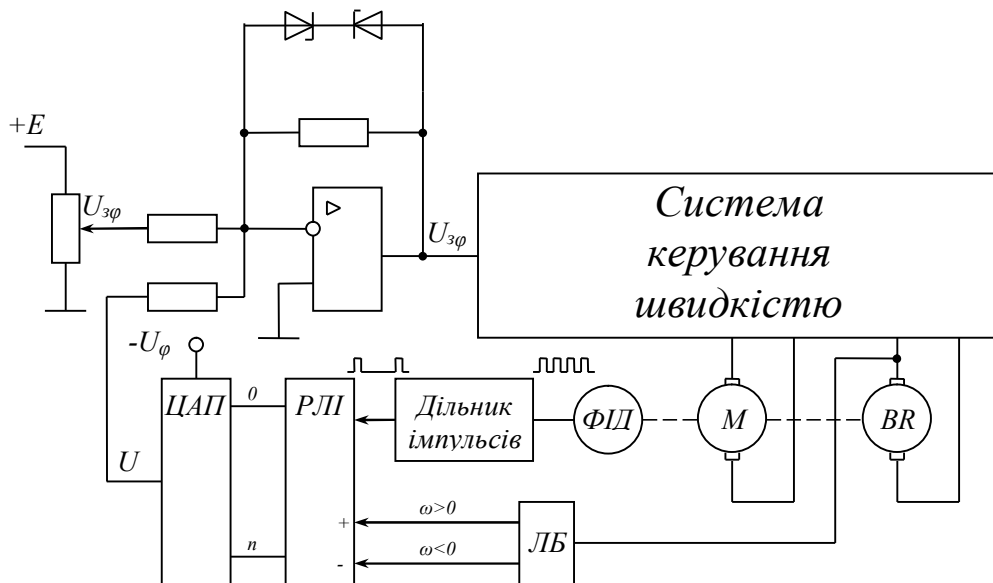


Рисунок 7.21 – Електропривод з імпульсним датчиком положення

При активному сигналі «+» ( $\omega > 0$ ) з приходом кожного імпульсу на вхід  $РЛІ$  код на його виході збільшується на 1. При активному сигналі «-» ( $\omega < 0$ ) – зменшується на 1.

При великій кількості імпульсів на оберт двигуна  $РЛІ$  швидко заповнюватиметься, тому на виході  $\Phi ИД$  ставлять дільник імпульсів. Він зменшує частоту імпульсів в  $2^n$  раз. Це знижує точність вимірювання

положення, але дозволяє зменшити розрядність  $PЛЛ$ . Двійковий код з виходу  $PЛЛ$ , пропорційний куту повороту валу, подається в  $ЦАП$ .

Напруга  $U_\varphi$  з виходу  $ЦАП$  пропорційна положенню двигуна, а її полярність визначається полярністю опорної напруги  $U_{on}$ .

Більш проста схемна реалізація можлива при використанні  $\PhiДД$  з двома вихідними послідовностями імпульсів – косинусною і синусною. Частота обох послідовностей пропорційна швидкості обертання, а напрямок обертання визначається тим, яка з послідовностей випереджає іншу.

Дільник імпульсів і  $PЛЛ$  можна реалізувати за допомогою мікроконтролерів. Для цього в мікроконтролерах існують спеціалізовані таймери, на вхід яких можна подавати вихідні сигнали  $\PhiДД$  (енкодера) і, використовуючи функцію Capture, визначати частоту імпульсів.

## 7.2 Аналого-цифрові перетворювачі

Аналого-цифровими перетворювачами (АЦП) називаються пристрої, призначені для перетворення аналогової (безперервної) інформації в цифровий (звичайно, двійковий) код [20]. Отже, вхідною величиною АЦП є аналогова величина  $X_{вх}$ , а вихідною – цифровий код  $N_{вих}$ . Тому при лінійному перетворенні коефіцієнт передачі АЦП

$$K_{АЦП} = \frac{N_{вих}}{X_{вх}} = \frac{1}{\Delta X_{вх}}$$

де  $\Delta X_{вх}$  – приріст вхідної величини, який відповідає одиниці молодшого розряду вихідного коду.

За методами перетворення АЦП поділяються на три основні групи: з просторовим кодуванням, число-імпульсні, із зрівноважуванням.

### 7.2.1 АЦП з просторовим кодуванням

АЦП з просторовим кодуванням використовуються головним чином для перетворення кутових і лінійних переміщень у цифровий код. Їх основним вузлом є задаючий пристрій у вигляді лінійки, барабана або диска з кодовим рисунком (рис. 7.22). Якщо уявити собі, що на виході елемента зчитування (ЕЗ), який знаходиться на ясній частині рисунка, сигнал дорівнює нулеві, а на темній – одиниці, то при русі кодової лінійки, барабана або диска відносно елементів зчитування на їх виходах з'явиться двійковий код числа, пропорційного лінійному або кутовому переміщенню. Наприклад, якщо елементи зчитування розміщені на лінії  $MN$  (рис. 7.22,а), то буде зчитане число 0101 (з верхньої цифрової доріжки зчитується цифра молодшого розряду, з нижньої – старого), що відповідає лінійному переміщенню на шість дискретних одиниць довжиною  $b_0$ .

На кодовому барабані (рис. 7.22,б) цифрові доріжки мають вигляд кілець однакового діаметра, а елементи зчитування розміщені вздовж твірної. Сигнал на виході елемента зчитування являє собою двійковий код числа, пропорційного куту повороту відносно нульового положення. На диску (рис. 7.22,в) цифрові доріжки мають вигляд концентричних кілець. Молодшому розряду відповідає зовнішнє кільце, старшому – внутрішнє. Елементи зчитування розташовані вздовж радіуса диска. Вихідний сигнал тут також являє собою двійкове число, пропорційне куту повороту.

Характеристика АЦП, яка виражає залежність вихідного двійкового числа від безперервної вхідної величини (лінійного переміщення або куту повороту), ступінчаста, тому що в межах інтервалу дискретності (лінійного або кутового переміщення, яке відповідає одиниці молодшого розряду) АЦП не реагує на зміну вхідної величини.

Похибка дискретності  $\Delta\varphi_0 = \pm \frac{360^0}{2^{12}}$  визначається кількістю розрядів  $n$ ,

тобто кількістю цифрових доріжок на кодовому рисунку.

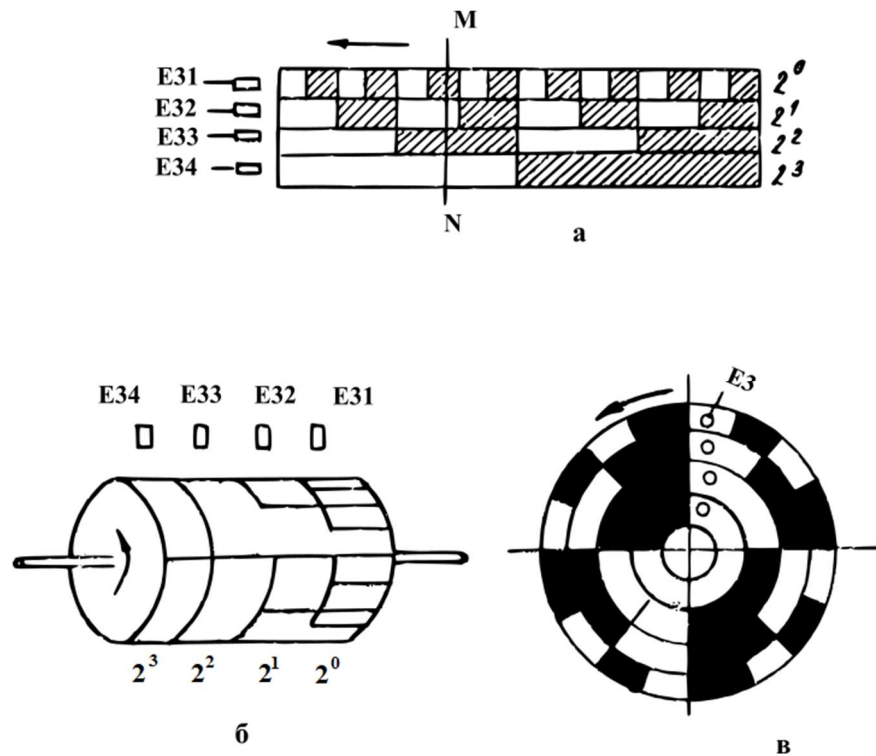


Рисунок 7.22 – АЦП з просторовим кодуванням

Підвищувати точність перетворення за рахунок збільшення кількості цифрових доріжок, тобто зменшення ціни поділки молодшого розряду, можна тільки до певних меж, тому що зростають труднощі, нанесення кодового рисунка й розміщення елементів зчитування. Тому для підвищення точності зчитування можна з'єднувати кілька кодових барабанів за допомогою редуктора з передавальним числом  $2^n$ . Наприклад, з'єднавши три чотирирозрядних кодових барабани редукторами з передавальним числом 16, можна отримати 12-розрядний перетворювач, похибка дискретності для якого

$$\Delta\varphi_{\partial} = \pm \frac{360^{\circ}}{2^{12}} = 0^{\circ}5'16''$$

Крім похибки дискретності існує похибка, зумовлена неоднозначністю зчитування. Вона з'являється внаслідок того, що елементи зчитування мають скінченні розміри і їх не можна абсолютно точно розташувати на одній лінії, тому зміна сигналів на межах чисел відбувається неодноразомно. Особливо, велика похибка виникає, якщо при збільшенні або зменшенні коду на одиницю молодшого розряду змінюються цифри в кількох розрядах. Наприклад, при переході від числа 7 (0111) до числа 8 (1000) у коді одночасно повинні змінитись

4 цифри. Внаслідок неодноразності зміни сигналів в усіх розрядах при переході від 0111 до 1000) може бути зчитаним будь-який код від 0000 до 1111. Можливість невизначеного зчитування спричинює те, що розглянуті АЦП в такому вигляді практично не використовуються.

Для усунення неоднозначності зчитування використовують методи логічного зчитування або застосовують спеціальні коди. Один із способів логічного зчитування полягає в тому, що в усіх розрядах, крім молодшого, розміщується по два елементи зчитування симетрично ліворуч і праворуч від лінії зчитування  $MN$  на відстані половини ширини  $b_0$  елемента коду молодшого розряду (рис. 7.23,а). Зчитування коду починається з цифри молодшого розряду. Якщо вона дорівнює 0, то інформація зчитується з правих елементів зчитування старших розрядів, якщо 1 – з лівих. Наприклад, код змінюється від числа 7 (0111) до числа 8 (1000). Тоді при сигналі 1 елемента зчитування молодшого розряду спочатку зчитуються сигнали з лівих елементів зчитування старших розрядів, тобто отримуємо код 0111. Якщо кодова лінійка зрушиться трохи ліворуч і в молодшому розряді з'явиться цифра 0, то зчитування буде відбуватись з правих елементів старших розрядів і отримаємо код числа 8 (1000), тобто уникнемо помилки, зумовленої неоднозначністю зчитування.

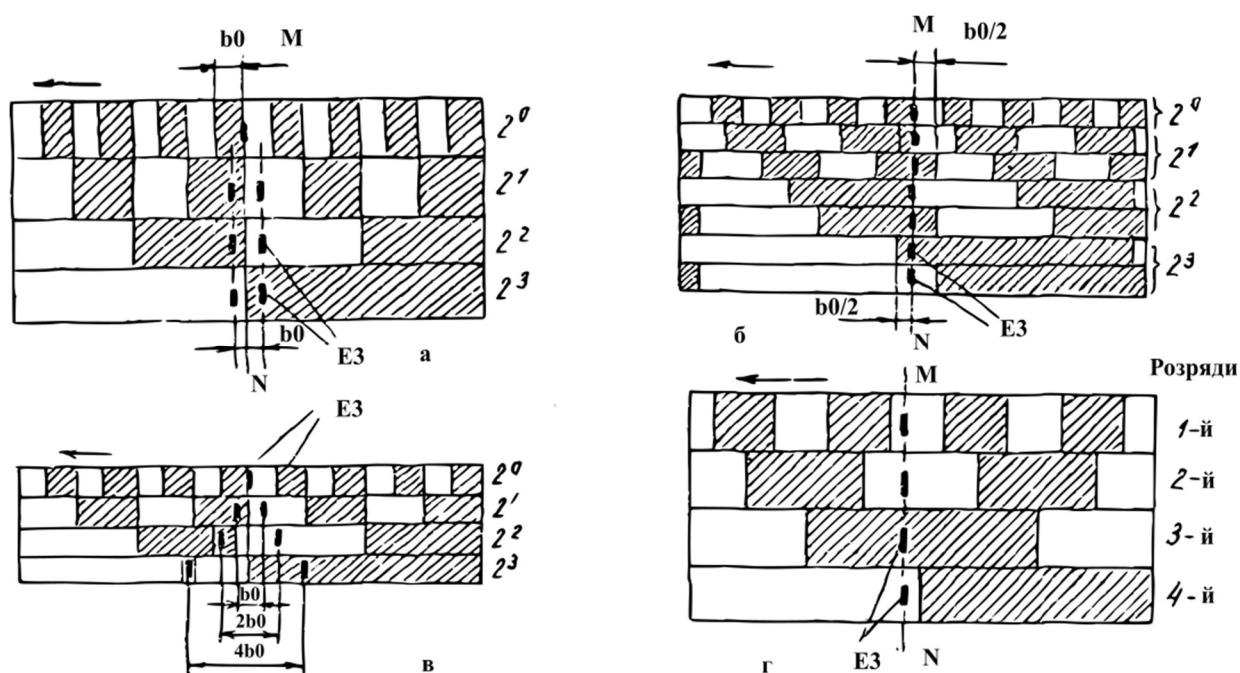


Рисунок 7.23 – Логічне зчитування (а) та спеціальні кодові рисунки АЦП з просторовим кодуванням (б, в, г)

При іншому способі логічного зчитування кожний розряд, крім молодшого, ділиться на два підрозряди. Верхній підрозряд зсовується ліворуч на  $b_0/2$  нижній – праворуч (рис. 7.23,б). Усі елементи зчитування розміщені на одній лінії. Зчитування відбувається так: якщо сигнал молодшого розряду дорівнює 1, то зчитуються сигнали з нижніх підрозрядів, якщо 0 – з верхніх.

Логічна схема, що забезпечує зчитування в усіх старших розрядах, для обох розглянутих випадків може бути побудована за формулою:

$$a_i = A_1 A_i' + \overline{A_1} A_i''$$

$$A_1 = 0$$

де  $a_i$  – вихідний сигнал  $i$ -го розряду двійкового коду;

$A_1$  – сигнал елемента зчитування  $i$ -го розряду;

$A_i'$  – сигнал елемента зчитування, зсунутого ліворуч (рис. 7.23,а), або сигнал нижнього підрозряду (рис. 7.23,б);

$A_i''$  – сигнал елемента зчитування, зсунутого праворуч або сигнал верхнього підрозряду.

Справді, при  $A_1 = 0$   $a_i = A_i'$ , а  $a_i = A_i''$ , що відповідає умовам зчитування.

Схему логічного зчитування показано на рис. 7.24.

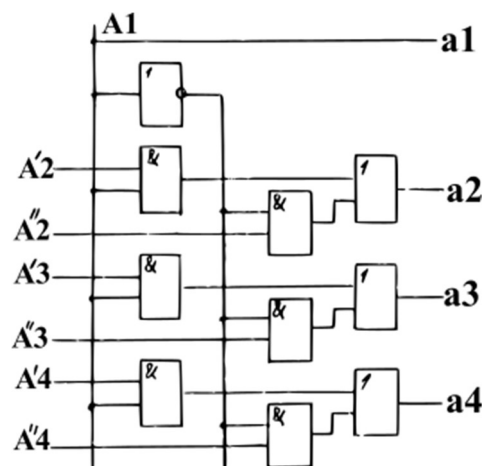


Рисунок 7.24 – Схема логічного зчитування

Ще одним способом логічного зчитування є так зване V – зчитування. При цьому елемент зчитування молодшого розряду розміщується на лінії зчитування, а для інших розрядів – попарно симетрично відносно лінії зчитування, причому відстань між елементами зчитування одного ряду дорівнює ширині елемента коду попереднього ряду (рис. 7.23,в). Зчитування здійснюється так: у кожному розряді, починаючи з другого, зчитується сигнал з лівого елемента, якщо попередній розряд дає сигнал 1, і з правого – якщо 0. Логічна схема, що забезпечує V-зчитування, може бути побудована за формулою:

$$a_i = A_{i-1}A_i' + \bar{A}_{i-1}A_i''$$

де  $A_{i-1}$  – значення сигналу попереднього розряду.

Крім логічного зчитування для усунення неоднозначності застосовується спеціальний непозиційний код, який називається циклічним, або кодом Грея. Кодовий рисунок з чотирирозрядним циклічним кодом показано на рис. 7.23,г.

Для практичної реалізації розглянутих перетворювачів використовуються різні фізичні явища – електричні, магнітні, оптичні та ін. Як елементи зчитування застосовуються контактні щітки, фотоелементи, трансформатори тощо. Кодовий рисунок реалізується у вигляді прозорих і непрозорих ділянок для фотоелектронного зчитування, у вигляді зубців та пазів на металевому диску, якщо елементами зчитування є трансформатори, у вигляді ділянок з провідного матеріалу – при контактному зчитуванні тощо.

Наприклад, фотоелектронний перетворювач типу ПКП-1213 складається з кодового диска, джерел світла з пристроями формування світлового променя і фотоприймачів (фотодіодів). Кодовий рисунок виконано у вигляді тонкого непрозорого металевого шару на прозорому матеріалі (склі). Перетворювач перетворює кут повороту у 12-розрядний циклічний код з похибкою дискретності  $5,28'$ .

### 7.2.2 Число-імпульсні АЦП

У цих перетворювачах аналогова величина спочатку перетворюється у пропорційну кількість імпульсів (унітарний код), яка підраховується лічильником. На виході лічильника утворюється цифровий код. Вид коду (двійковий, двійково-десятковий тощо) залежить від типу застосованого лічильника. Спрощену схему такого перетворювача показано на рис. 7.25,а.

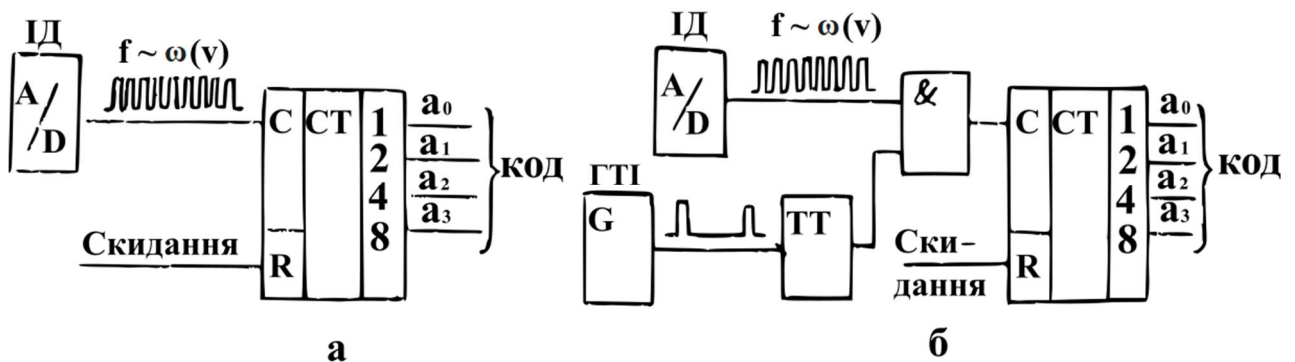


Рисунок 7.25 – Число – імпульсні АЦП переміщення (а) та швидкості (б)

Число-імпульсні АЦП використовуються в основному для перетворення в цифровий код лінійних та кутових переміщень і швидкостей, напруг та часових інтервалів. Первинним елементом перетворювача переміщень та швидкостей є імпульсний датчик, кількість імпульсів на виході якого пропорційна переміщенню, а частота – швидкості. Відомі різні за використаними фізичними явищами імпульсні датчики: індукційні, ємнісні, фотоелектричні тощо. В основу їх роботи покладено модуляцію вихідного сигналу за допомогою параметричних перетворювачів. Модулюючий пристрій складається, з задаючого елемента (ЗЕ) і елемента зчитування (ЕЗ). Задаючий елемент являє собою диск з зубцями, отворами або прозорими і непрозорими ділянками на периферії. Цей диск насаджено на вал, кут повороту якого або швидкість обертання треба виміряти і перетворити у цифровий код. Елементами зчитування можуть бути електромагніти, трансформатори, повітряні конденсатори і фотоелементи.

В індукційних датчиках задаючий елемент виготовляється з феромагнітного матеріалу, елемент зчитування являє собою котушку, насаджену

на магнітопровід з зазором. При обертанні диска зубці заходять у зазор, магнітна проникність магнітопроводу періодично змінюється і це зумовлює модуляцію магнітного потоку. Внаслідок цього в обмотці електромагніту наводиться ЕРС, частота якої пропорційна швидкості обертання диска

$$f = \omega z / 2\pi,$$

де  $z$  – кількість зубців.

У ємнісних датчиках диск виготовляється з струмопровідного матеріалу і є однією з пластин повітряного конденсатора, а елемент зчитування являє собою другу пластину.

Принцип дії фотоелектричних імпульсних датчиків (рис. 7.26) базується на модуляції світлового потоку, який засвічує фотоелемент, за допомогою диска (рис. 7.26,а) або лінійки (рис. 7.26,б) з отворами або з прозорими та непрозорими смугами. Перевага фотоелектричних датчиків – можливості отримувати більшу кількість імпульсів за один оберт (до 6000), що дозволяє вимірювати малі переміщення й швидкості.

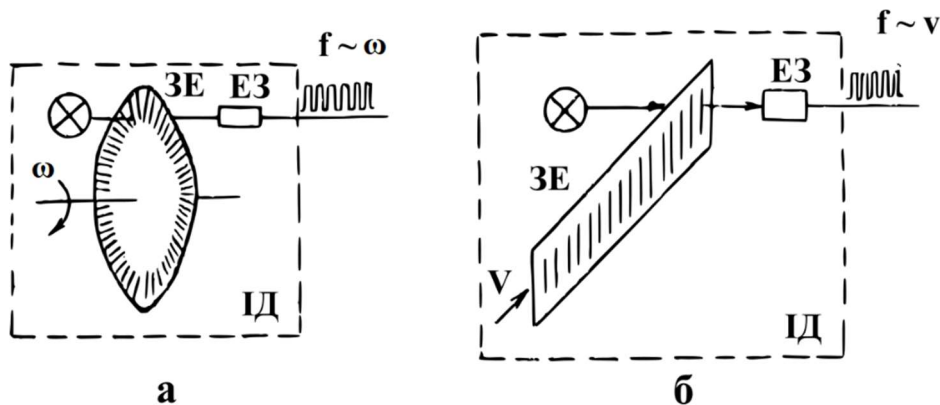


Рисунок 7.26 – Імпульсний датчик кутового (а) та лінійного (б) переміщення

Аналого-цифрове перетворення сигналів імпульсних датчиків у цифровий код можна здійснити двома різними способами. Перший спосіб полягає в підрахунку імпульсів за фіксований проміжок часу. Структурну схему такого перетворення показано на рис. 7.25,б. Стабільні часові інтервали задаються

генератором тактових імпульсів ГТІ, який керує роботою тригера. Останній подає на один з входів елемента 1 прямокутні імпульси тривалістю  $T_i = 1 / f_{ГТІ}$ , де  $f_{ГТІ}$  – частота імпульсів ГТІ. На другий вхід елемента 1 надходять сигнали імпульсного датчика ІД. Протягом  $T_i$  елемент І відкритий і на вхід лічильника надходить серія імпульсів від ІД і  $N = T_i f$  імпульсів, де  $f$  – частота імпульсів на виході ІД. З урахуванням  $f = \omega z / 2\pi$ , дістанемо  $N = \omega T_i z / 2\pi$ , звідки випливає, що кількість імпульсів, тобто число, записане в лічильнику, пропорційне швидкості.

Інший спосіб аналого-цифрового перетворення сигналів в цифровий код швидкості полягає в підрахунку кількості імпульсів стабільної частоти протягом часу між двома або кількома імпульсами датчика. В цьому разі кількість імпульсів, підрахована лічильником, обернено пропорційна швидкості.

У число-імпульсних АЦП з проміжним перетворенням аналогова величина (напруга) спочатку перетворюється в часовий інтервал, потім підраховується кількість імпульсів за даний часовий інтервал, яка за допомогою лічильника відображається у відповідному цифровому коді. Для перетворення напруги у часовий інтервал використовується метод порівняння з напругою, яка змінюється лінійно.

Функціональну схему перетворення напруги в часовий інтервал показано на рис. 7.27,а, а графік порівняння вхідної напруги й напруги, що змінюється лінійно, – на рис. 7.27,б. Цикл перетворення починається з моменту часу  $t_i$ , що фіксується, починаючи з якого лінійно наростаюча напруга  $U_{ГЛН}$  зрівнюється з вхідною напругою  $U_{вх}$ . У момент їх рівності спрацьовує нуль-орган НО. Цим визначається інтервал часу  $\Delta t_1$ , за який еталонна напруга  $U_{ГЛН}$  зростає до рівня вхідної  $U_{вх}$ . Відрізки  $A_1B_1, A_2B_2, \dots$  визначають деякі дискретні значення вхідної напруги. У загальному випадку  $A_iB_i = \Delta t_i \operatorname{tg} \alpha$ , але  $\operatorname{tg} \alpha = \operatorname{const}$ , тому відрізок  $A_iB_i$  пропорційний інтервалу часу  $\Delta t_i$ . Отже, в кожному циклі перетворення інтервал часу  $\Delta t_i$  визначає амплітуду перетворюваної напруги

$$U_{\text{ex}_i} = U_{\text{ГЛН}_i} = k\Delta t_i,$$

де  $k$  – коефіцієнт пропорційності.

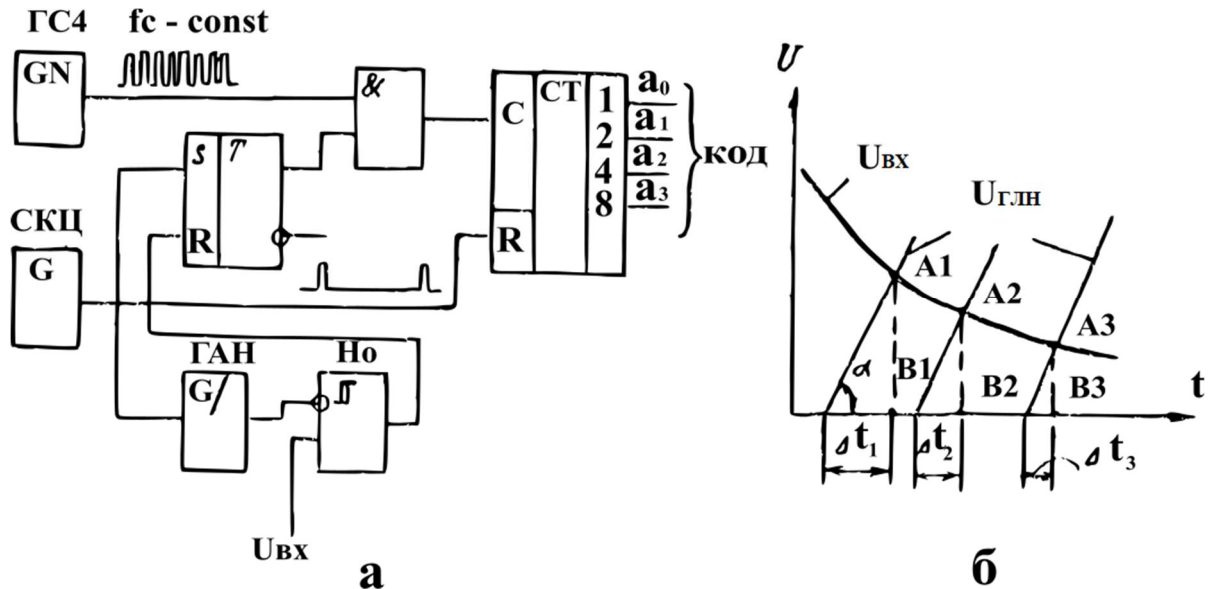


Рис. 7.27 – Число-імпульсний АЦП з проміжним перетворенням

У момент початку перетворення тригер по входу  $S$  встановлюється у положення 1, відкриває схему І і на вхід лічильника від генератора стабільної частоти ГСЧ надходять імпульси з частотою  $f_2$ . У кінці перетворення сигнал нуль органу НО встановлює тригер в положення 0, схема І закривається і проходження імпульсів припиняється.

Кількість імпульсів, підрахована лічильником  $N = f_2 \Delta t_i$ , буде пропорційною інтервалу часу  $\Delta t_i$  і, отже, перетворюваній напрузі  $U_{\text{ex}}$ .

### 7.2.3 АЦП із зрівноваженням

АЦП із зрівноважуванням (компенсаційні) розрізняють за методами перетворення аналогової інформації в цифрову. Найбільшого поширення набули два основних методи: із зрівноважуванням лічильного типу і порозрядного кодування.

Одну з можливих схем АЦП із зрівноважуванням лічильного типу показано на рис. 7.28,а. Вона складається з лічильника імпульсів ЛІ, генератора імпульсів ГІ, цифро-аналогового перетворювача ЦАП, і аналогового компаратора (схеми порівняння СП). Компаратор виробляє сигнал 1, якщо  $U_{вх} > U_{ЦАП}$ , де  $U_{вх}$  – перетворювана (вхідна) напруга;  $U_{ЦАП}$  – напруга на виході ЦАП.

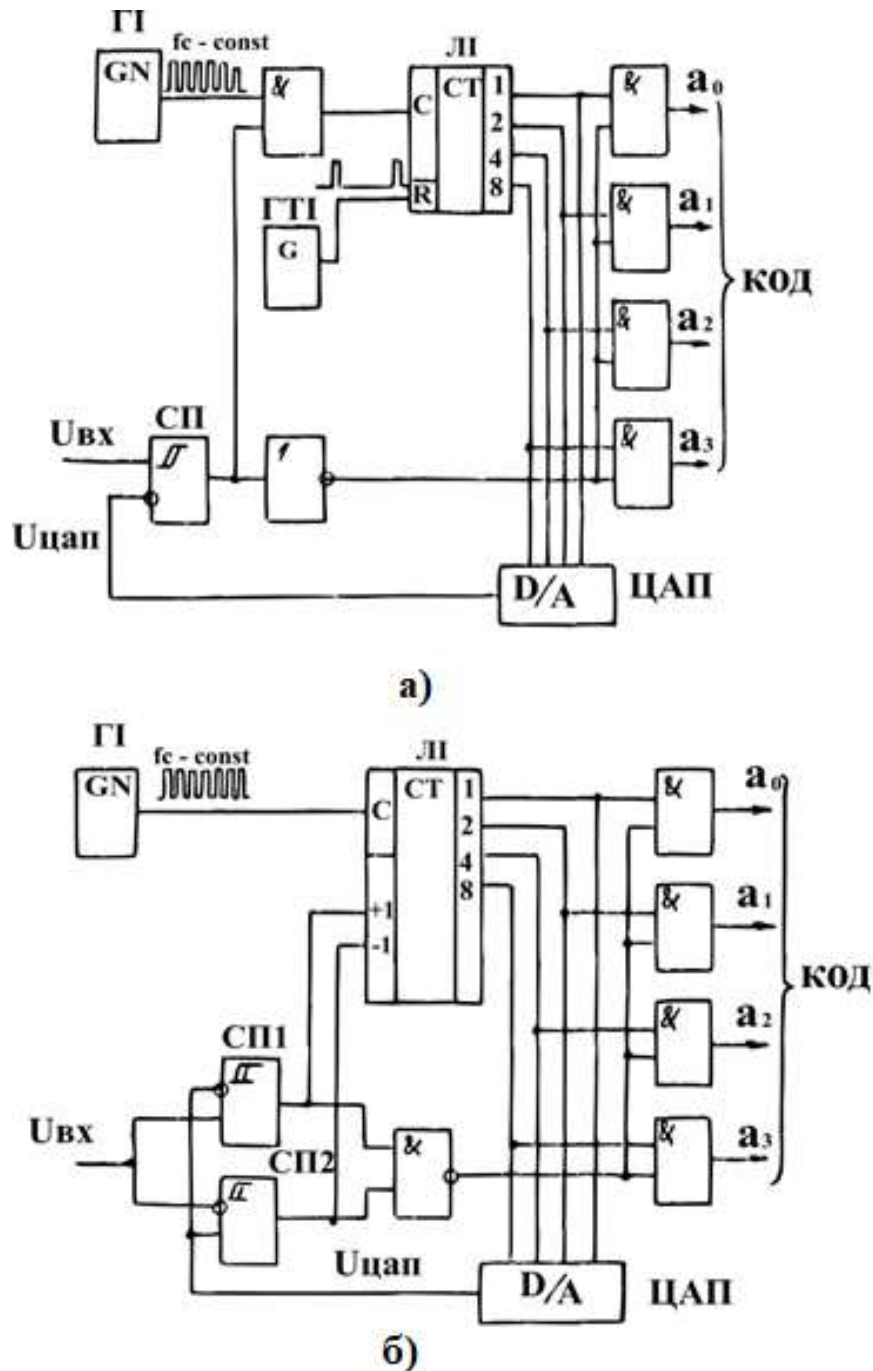


Рисунок 7.28 – Схеми АЦП лічильного типу із періодичним (а) і неперервним (б) зрівноважуванням

З початку процесу кодування  $U_{ex} > U_{ЦАП}$  схему 1 відкрито й імпульси від ГІ надходять на вхід лічильника. На виході лічильника формується код, який відповідає кількості підрахованих імпульсів. Цей код перетворюється в напругу  $U_{ЦАП} = N\Delta u$ , яка зростає пропорційно кількості підрахованих імпульсів  $N$  (напруга на виході ЦАП, що відповідає одиниці молодшого розряду). Підрахунок імпульсів продовжується доти, поки напруга  $U_{ЦАП}$  не підвищиться до  $U_{ex}$ . При  $U_{ЦАП} > U_{ex}$  сигнал на виході компаратора стає рівним нулеві, схема 1 закривається, на вхід лічильника імпульси більше не надходять і на його виході формується код, який відповідає перетвореній напрузі  $U_{ex}$ . Цей код передається на вихід через схеми І, які відкриваються при спрацьовуванні компаратора.

Схему АЦП лічильного типу з безперервним зрівноважуванням показано на рис. 7.28,б. Тут використано два компаратори СП1 і СП2 та реверсивний лічильник імпульсів ЛІ, який працює в режимі підсумовування при  $U_{ex} > U_{ЦАП}$  і у режимі віднімання при  $U_{ex} < U_{ЦАП}$ . Інші елементи схеми й принцип її дії такі ж самі, як і попередньої.

У розглянутих перетворювачах похибка не залежить від стабільності частоти ГІ. Вона визначається тільки обраною кількістю імпульсів  $N_{max}$ , яка відповідає максимальній перетвореній напрузі  $U_{exmax}$ , і залежить від точності перетворення в ЦАП, а також чутливості компаратора, який повинен реагувати на різницю

$$U_{ex} - U_{ЦАП} < \Delta u.$$

Схему АЦП з порозрядним кодуванням показано на рис. 7.29. Вона складається з генератора тактових імпульсів ГТІ, генератора синхронізуючих імпульсів ГСІ, регістра зсуву РЗ, блока тригерів  $T_n, \dots, T_0$ , ЦАП та аналогового компаратора СП.

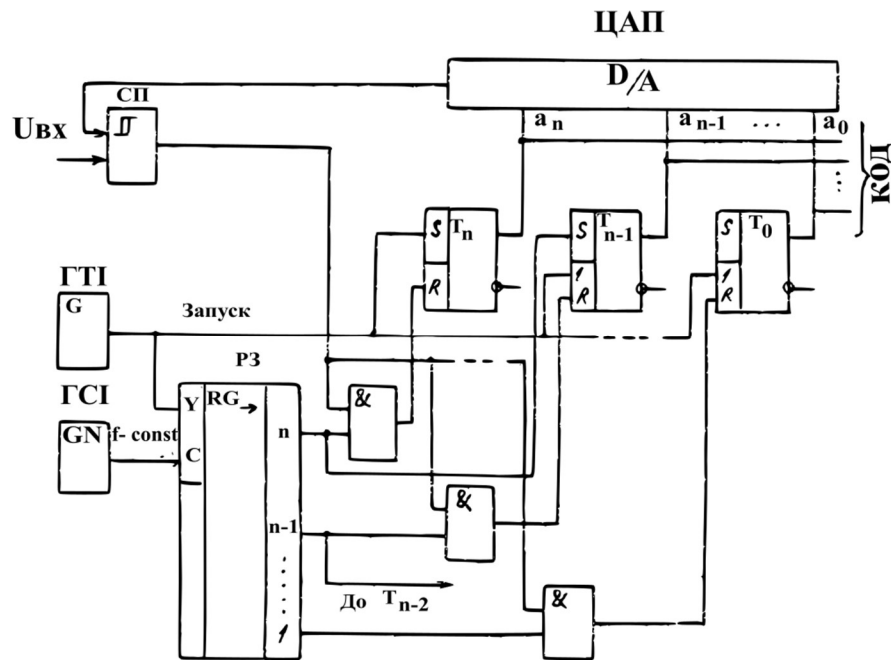


Рисунок 7.29 – Схема АЦП з порозрядним кодуванням

При подачі імпульсу запуску тригер старшого розряду  $T_n$  встановлюється в стан 1, а інші тригери – в 0. На вхід ЦАП надходить 1 старшого розряду і на його виході з'являється напруга  $U_{ЦАП n}$ . Першим імпульсом ГСІ в старший розряд регістра записується 1. Якщо  $U_{вх} < U_{ЦАП n}$ , то сигнал на виході СП дорівнює нулеві і стан тригера  $T_n$  зберігається. Якщо  $U_{вх} > U_{ЦАП n}$ , то сигнал на виході СП дорівнює одиниці і тригер  $T_n$  через схему  $\&$  встановлюється в 0. Тригер  $T_{n-1}$  встановлюється в 1.

Напруга  $U_{вх}$  порівнюється з новою напругою на виході ЦАП. Наступним імпульсом ГСІ в регістрі 1 зсувається  $y(n-1)$  розряд, і процес перетворення продовжується аналогічно до першого розряду. Загальний час перетворення  $T_n$  визначається частотою  $f_c$  і кількістю розрядів  $n$ :

$$T_n = \frac{n}{f_c}$$

Унаслідок перетворення напруги,  $U_{вх}$  врівноважується напругою:

$$U_{\text{вх}} = \sum_{i=0}^n a_i U_{\text{ЦАП}_i}$$

де  $a_i$  – цифри 1 або 0 в розрядах вихідного коду, які знімаються з тригерів  $T_n, \dots, T_0$ ;

$U_{\text{ЦАП}_i}$  – вихідна напруга ЦАП, яка відповідає одиниці  $i$ -го розряду.

Схему АЦП, в якій реалізовано принцип одночасного зчитування, показано на рис. 7.30. Резистори на вході поділяють еталонну напругу  $U_{\text{ет}}$  на  $N = 2^n$  рівнів:  $1/2 \Delta u, \dots, (N-1+1/2) \Delta u_0$ . Ці рівні напруги порівнюються з вхідною напругою аналоговими компараторами  $\text{СП}_i$ . На виходах усіх компараторів, для яких  $U_{\text{вх}} - U_{\text{ем}_i} < \Delta u_0 / 2$ , сигнали дорівнюють 0. На виходах інших компараторів, для яких  $U_{\text{вх}} - U_{\text{ем}_i} \geq \Delta u_0 / 2$  сигнали дорівнюють 1. Для того щоб на входи  $D$  тригерів проходив сигнал 1 тільки з виходу компаратора, який фіксує верхній рівень вхідної напруги, призначено елементи  $\text{НІ}$  та  $\text{І}$ .

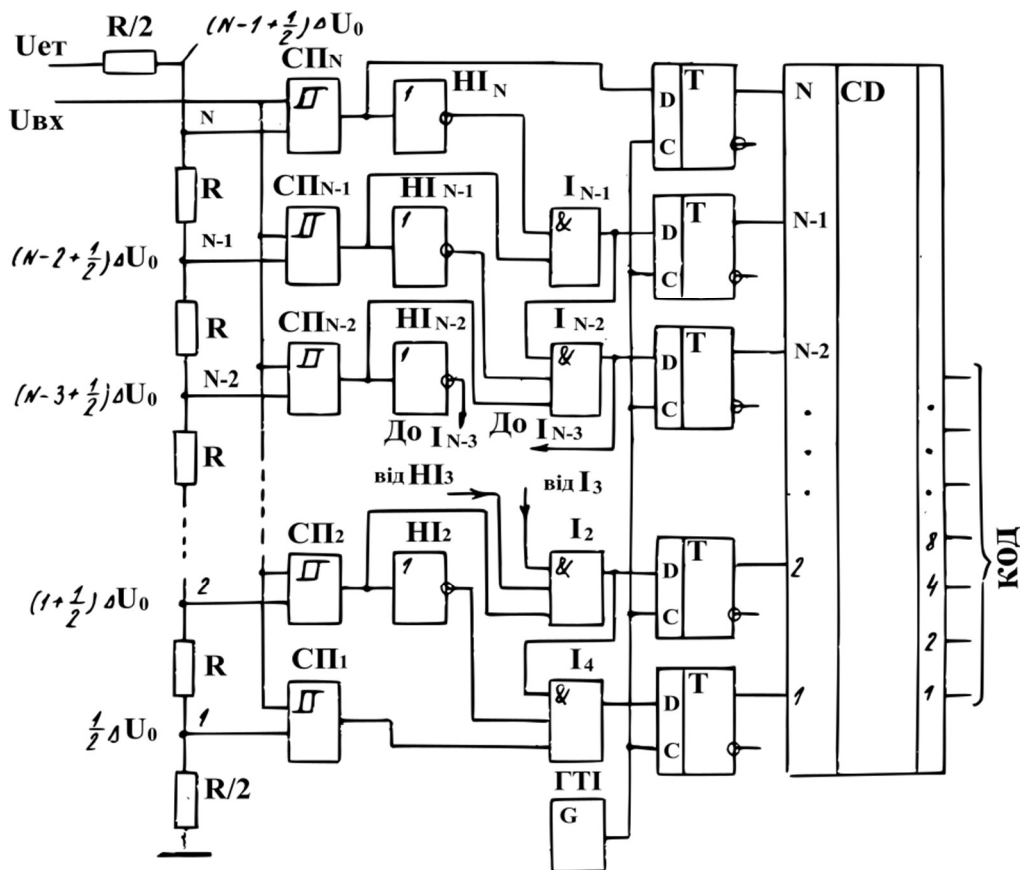


Рисунок 7.30 – Схема АЦП за принципом одночасного зчитування

Сигнал 1 з виходу компаратора, який фіксує верхній рівень вхідної напруги, за командою генератора тактових імпульсів ГТІ записується у відповідний тригер і шифратором перетворюється у вихідний код.

Перевагою розглянутої схеми АЦП є висока швидкодія (два такти ГТІ), недоліком – велика кількість компараторів і тригерів, яка дорівнює  $2^n$  й швидко зростає при збільшенні кількості розрядів  $n$ .

### 7.3 Цифро-аналогові перетворювачі

Цифро – аналоговими перетворювачами (ЦАП) називаються пристрої, призначені для перетворення цифрової інформації в аналогову [20]. Вхідним сигналом ЦАП є цифровий код в різних системах числення (найчастіше, в двійковій), а вихідним – напруга або струм, пропорційні вхідному сигналу.

Характеристика  $U_{вихЦАП} = f(N_{вх})$ , де  $U_{вихЦАП}$  – вихідна напруга,  $N_{вх}$  – вхідне число, має ступінчасту форму з дискретністю за напругою  $\Delta U_0$ , яка відповідає одиниці молодшого розряду. Приріст вихідної напруги на  $\Delta U_0$  відповідає збільшенню вхідного числа на 1, тому величина  $\Delta U_0$  являє собою коефіцієнт передачі ЦАП  $K_{ЦАП}$ .

Звичайно, ЦАП складається з резистивної матриці, яка формує вихідні сигнали, пропорційні вхідному коду, електронних ключів, керованих сигналами розрядів перетворюваного коду, вихідного підсилювача й джерела стабілізованої еталонної напруги.

Одну з можливих схем ЦАП показано на рис. 7.31. Сигнали  $a_0, \dots, a_{n-1}$  розрядів  $n$ -розрядного вхідного двійкового коду керують ключами  $K_0, \dots, K_{n-1}$ . При  $a_i = 1$  відповідний ключ замкнений і джерело еталонної напруги  $U_{em}$  підключається до вхідного резистора вихідного підсилювача. Опори вхідних резисторів обрано за двійковим принципом, причому найбільший опір відповідає молодшому розряду, а в кожному наступному розряді опір у два рази менший.

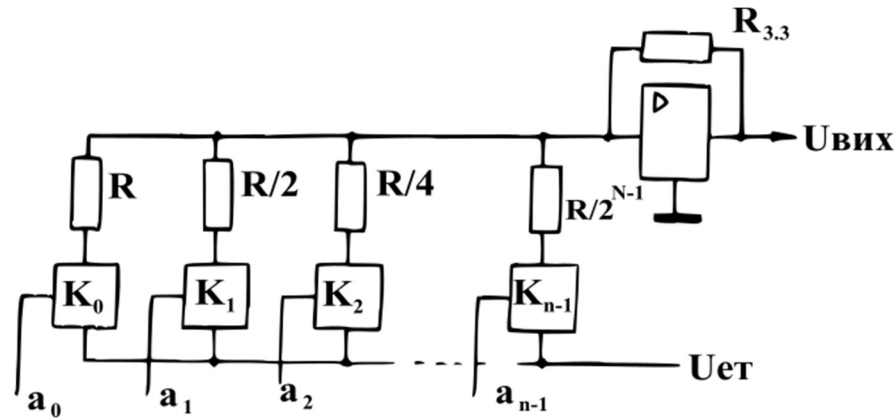


Рисунок 7.31 – С хема ЦАП на основі матриці з двійково-зваженими резисторами

Коефіцієнт підсилення підсилювача визначається відношенням  $R_{3.3} / R_{\text{вх}}$ , де  $R_{3.3}$  – опір резистора в колі зворотного зв'язку,  $R_{\text{вх}}$  – опір вхідного резистора. Тому напруга на виході підсилювача

$$\begin{aligned} U_{\text{вих}} &= - \left( \frac{2^{n-1} R_{3.3} U_{\text{ет}}}{R} a_{n-1} + \dots + \frac{2 R_{3.3} U_{\text{ет}}}{R} a_1 + \frac{R_{3.3} U_{\text{ет}}}{R} a_0 \right) = \\ &= - \frac{R_{3.3} U_{\text{ет}}}{R} (a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0) = \\ &= -U_1 (a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0), \end{aligned}$$

де  $U_1$  – вихідна напруга, яка відповідає одиниці молодшого розряду;

$a_{n-1} \dots a_0$  – розряди двійкового коду, які можуть набувати значення 0 або 1.

З отриманого виразу видно, що вихідна напруга пропорційна вхідному  $n$ -розрядному двійковому числу  $a_{n-1} \dots a_1 a_0$ .

Головний недолік розглянутої схеми ЦАП – використання резисторів з різними номіналами. Кількість номіналів опорів дорівнює числу розрядів. Це створює певну незручність, бо при неточному співвідношенні опорів виникає похибка перетворення. Вимоги до точності величини опорів також різні. Старшому розряду перетворюваного числа відповідає резистор з найменшим

номіналом  $i$ , отже, найбільшим струмом. Можливе відхилення струму через резистор старшого розряду повинне бути менше струму, який відповідає одиниці молодшого розряду, тобто

$$\Delta I = \frac{U_{em}}{\left(R / 2^{n-1}\right)_{CP} - \Delta R} - \frac{U_{em}}{\left(R / 2^{n-1}\right)_{CP} + \Delta R} < \frac{U_{em}}{R},$$

де  $\Delta R$  – відхилення опору від його середнього значення.

Цих недоліків не має резистивна матриця, в якій незалежно від кількості розрядів використовуються резистори тільки двох номіналів. Схему ЦАП з такою матрицею показано на рис. 7.32,а. Матриця складається з ланцюжка резисторів  $R$  і  $2R$ , який живиться еталонною напругою  $U_{em}$ . Сигнали розрядів перетвореного двійкового числа керують електронними ключами. Ключі підключають резистори  $2R$  до входу підсилювача,  $K_0 \dots K_3$ , якщо у відповідному розряді вхідного числа сигнал дорівнює 1, або до "землі", якщо у відповідному розряді 0.

Потенціал на вході операційного підсилювача практично дорівнює нулю, тому резистивну матрицю незалежно від положення ключів  $K_i$  можна подати у вигляді еквівалентної схеми на рис. 7.32,б. З цієї схеми видно, що опір у колі джерела еталонної напруги завжди дорівнює  $R$ , тому його струм  $I = U_{em} / R$ . На резисторах  $R$  і  $2R$  в точках 3; 2; 1 струм  $I$  і напруга  $U_{em}$  послідовно діляться пополам. Напруга, прикладена до резистора  $2R$ , в молодшому розряді дорівнює  $U_{em} / 2^{n-1}$ , в наступному розряді  $U_{em} / 2^{n-2}$  і т.д. Тому ЦАП можна подати у вигляді еквівалентної схеми на рис. 7.32,в. Напруга на виході підсилювача:

$$\begin{aligned} U_{вих} &= - \left( \frac{R_{3,3} U_{em}}{2^0 \cdot 2R} a_3 + \frac{R_{3,3} U_{em}}{2^1 \cdot 2R} a_2 + \frac{R_{3,3} U_{em}}{2^2 \cdot 2R} a_1 + \frac{R_{3,3} U_{em}}{2^3 \cdot 2R} a_0 \right) = \\ &= - \frac{R_{3,3} U_{em}}{2R \cdot 2^3} (a_3 2^3 + a_2 2^2 + a_1 2^1 + a_0 2^0), \end{aligned}$$

або в загальному випадку  $n$  – розрядного перетворювача

$$U_{вих} = -\frac{R_{3.3} U_{em}}{2R \cdot 2^{n-1}} (a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0).$$

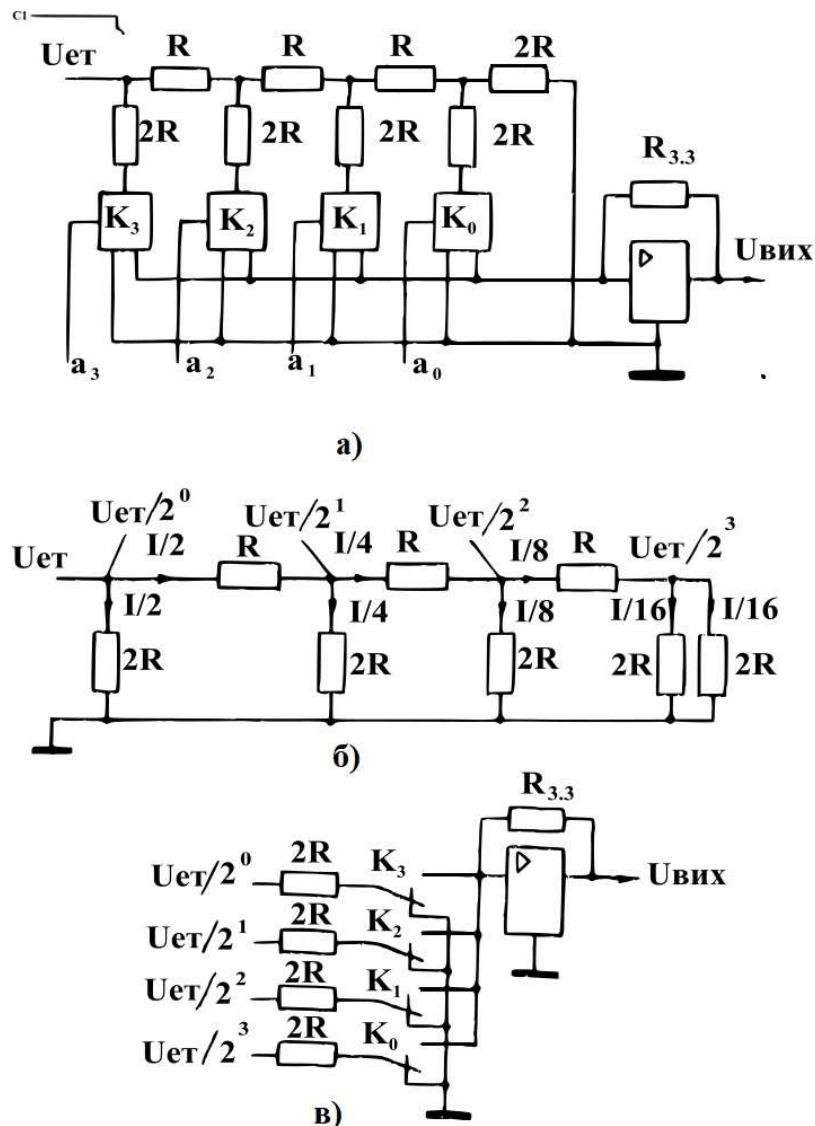


Рисунок 7.32 – Схема ЦАП на основі резистивної матриці R-2R

Розглянуті основні вузли ЦАП виготовляються у вигляді окремих мікросхем або у комплекті. Як приклад можна навести десятирозрядний ЦАП – мікросхему K572ПА1А, яка містить резистивну матрицю. Розроблено різновиди цієї мікросхеми: K572ПА1Б, K572ПА1В, K572ПА1Г, які мають 9, 8 та 7 розрядів відповідно.

Схеми ЦАП на базі мікросхем K572ПА1А показані на рис. 7.33. Значення вихідної напруги для цих схем при різних вхідних кодах вказане в табл. 7.1.

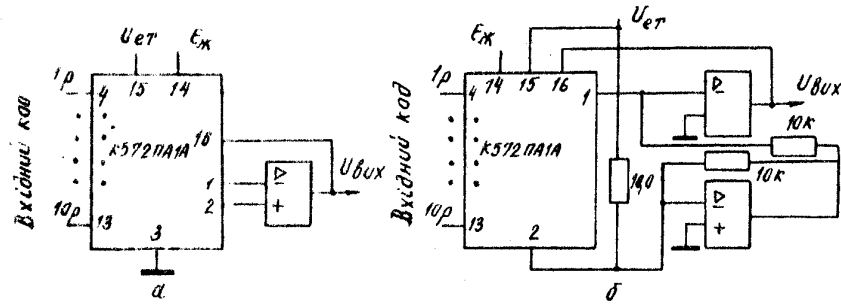


Рисунок 7.33 – Схеми ЦАП на базі спеціалізованих інтегральних мікросхем

Таблиця 7. 1 – Технічні дані спеціалізованих інтегральних мікросхем

Вхідний код	Вихідна напруга для схеми	
	Рис. 7.33,а	Рис. 7.33,б
1111111111	$-U_{em}(1 - 2^{-10})$	$-U_{em}(1 - 2^{-10})$
1000000001	$-U_{em}(1/2 + 2^{-10})$	$-U_{em}2^{-10}$
1000000000	$-U_{em}/2$	0
0111111111	$-U_{em}(1/2 - 2^{-10})$	$+U_{em}2^{-10}$
0000000001	$-U_{em}2^{-10}$	$+U_{em}(1 - 2^{-10})$
0000000000	0	$+U_{em}$

### Контрольні запитання до розділу 7

1. Сформулюйте основні вимоги до датчиків положення слідкуючих електроприводів.
2. Назвіть переваги та недоліки потенціометричних датчиків.
3. Поясніть особливості амплітудного і фазового режиму обертового трансформатора. В якому із вказаних режимів забезпечується більша перешкодозахищеність і чому?
4. Чим відрізняється вихідний сигнал інкрементального і абсолютного енкодера?

5. Як визначається напрямок руху при використанні цифрових датчиків положення?
6. Як усувається неоднозначність зчитування в АЦП з просторовим кодуванням?
7. Від чого залежить розподільна здатність АЦП?
8. Перетворення яких фізичних величин в цифровий код може здійснювати АЦП із зрівноваженням?
9. Від чого залежить швидкодія АЦП з порозрядним кодуванням?
10. Як зменшити дискретність вихідного сигналу ЦАП?

## ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ

1. Tan K.K. Precision Motion Control: Design and Implementation. Precision Motion Control / K.K. Tan, T.H. Lee, S. Huang. – London: Springer, 2008. – 272 p.
2. Sabanovic A. Motion Control Systems / A. Sabanovic. – Wiley-IEEE Press, 2011. 352 p.
3. Advances in High-Performance Motion Control of Mechatronic Systems / eds. T. Yamaguchi, M. Hirata, C.K. Pang. – Boca Raton, Florida: CRC Press, 2013. 337 p.
4. Системы управления электроприводов: Учебник для высших учебных заведений. – Под ред. В.М.Терехова. 2-е изд. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. 304 с.
5. Белов М.П., Новиков А.Д., Рассудов Л.Н. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов: Учебник для высших учебных заведений. – 3-е изд. – М.: Академия, 2007. 576 с.
6. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи / За редакцією М.Г.Поповича, О.Ю.Лозинського. – К.: Либідь, 2005. 680 с.
7. М.Г.Попович, В.В.Кострицький та інші. Електромеханічні системи автоматизації та електропривод (теорія і практика). Навчальний посібник. – К.: КНУТД, 2008. 408 с.
8. М.Г.Попович, В.В.Кострицький та інші. Розробка та дослідження електромеханічних систем автоматизації та складових електропривода. Навчальний посібник. – К.: КНУТД, 2011. 492 с.
9. Теорія електропривода: Підручник / М.Г. Попович, М.Г. Борисюк, С.М. Пересада, М.В. Печеник, В.М. Пижов, В.І. Теряєв та ін. – К.: Вища школа, 1993. 496 с.
10. Лебедев А.М., Орлова Р.Т., Пальцев А.Д. Следящие электроприводы станков с ЧПУ. – М.: Энергоатомиздат, 1988. 223 с.
11. Теорія електропривода / За ред. М.Г. Поповича. – К.: Вища школа, 1993. 494 с.
12. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. Л.: Энергоиздат, 1982. 392 с.
13. Расчет и конструирование элементов электропривода: Учебное пособие / В.С.Янковенко, С.С. Арсенюк, В.С.Царик. – М.: Энергоатомиздат, 1997. 320 с.
14. Теория автоматизированного электропривода: Учеб. пособие для вузов / М.Г.Чиликин, В.И.Ключев, А.С.Сандлер. – М.: Энергия, 1979. 616 с.
15. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування: Підручник. – К.: Либідь, 2007. 656 с.
16. Морозовский В.Т. Многосвязные системы автоматического регулирования, М., Энергия, 1970. 288 с.
17. Мееров М.В. Оптимизация систем многосвязного управления, – М.: Наука, 1972. 344 с.
18. Петраков Ю.В. Автоматичне управління процесами обробки матеріалів різанням: Навчальний посібник. – Київ: УкрНДІАТ, 2003. 383 с.

19. Электрические элементы систем управления промышленными роботами / А.А.Краснопрошина, В.А.Скаржепа, В.Б.Яковлев. – К.: Высш. шк., 1990. 248 с.
20. Элементы автоматизованого електропривода / М.Г.Попович, В.А.Гаврилук, О.В.Ковальчук, В.І.Теряєв, К.: УМК ВО, 1999. 260 с.

### **Методичні видання**

21. Текст лекцій по дисципліні «Електромеханічні системи автоматизації в металообробці та машинобудуванні» для студентів напряму підготовки 6.050702 «Електромеханіка» спеціальності «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод», кафедра АЕМС-ЕП, укладач В.І.Теряєв. Свідоцтво про надання грифу НМУ №Е10/11-561 від 16 червня 2011 р. Київ: НТУУ "КПІ», 2011. 320 с.
22. Текст лекцій по дисципліні «Елементи та апарати електромеханічних систем та електроприводів-1» для студентів напряму підготовки 6.050702 «Електромеханіка» спеціальності «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод», кафедра АЕМС-ЕП, укладач В.І.Теряєв. Свідоцтво про надання грифу НМУ №Е10/11-562 від 16 червня 2011 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2011. 324 с.
23. Методичні вказівки до виконання розрахунково-графічної роботи з курсу «Електричний привод гнучких автоматизованих виробництв» для студентів денної форми навчання зі спеціальності 7.092203 "Електромеханічні системи автоматизації та електропривод" / Укл. О.І. Кіселичник. – К.: НТУУ "КПІ", 2003. 34 с.
24. Системи програмного та слідкуючого керування рухом (частина 1) [Електронний ресурс]: навчальний посібник для студентів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» за освітньою програмою «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність» / КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад.: В.І.Теряєв. – Електронні текстові дані (1 файл: 5,2 Мбайт). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. 130 с.
25. Методичні вказівки до вивчення дисципліни та виконання розрахункових робіт з кредитного модуля "Електромеханічні системи автоматизації в металообробці та машинобудуванні" / Уклад.: В.І.Теряєв, С.П.Колесніченко. – К.: НТУУ "КПІ", 2012. 41 с.
26. Electric Drives and Electromechanical Systems / Richard Crowder, Applications and Control, Paperback ISBN: 9780750667401, eBook ISBN: 9780080492643 Imprint: Newnes, Published Date: 2006. 312 p.

### **Інформаційні ресурси**

1. Методичні матеріали по дисципліні, розміщені на Кампусі НТУУ КПІ. URL: <http://login.kpi.ua/>

2. Методичні та навчальні матеріали по дисципліні, розміщені на сайті кафедри АЕМС-ЕП. URL: <http://epa.kpi.ua/>
3. Сервоприводи компанії АВВ. URL: <http://www.abbmotion.com/>
4. Каталог продукції компанії Motion Control Products Ltd. URL: <http://www.motioncontrolproducts.com/>