

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Київський національний університет будівництва і архітектури

Р. П. Бондар, Г. М. Голенков

ПРОЄКТУВАННЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦІЇ

Конспект лекцій
для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти
за спеціальністю 141 «Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка»

Київ 2025

УДК 681.5, 681.5.01

Б81

Рецензент С. В. Іносов, канд. техн. наук, доцент

Затверджено на засіданні кафедри електротехніки та електроприводу, протокол № 4 від 20 листопада 2024 року.

Бондар Р.П.

Б81 Проектування систем автоматизації [Електронний ресурс]:
конспект лекцій / Р.П. Бондар, Г.М. Голенков. – Київ : КНУБА,
2025. – 128 с.

Розглянуто основні принципи функціонування та проектування автоматизованих систем будівельної галузі.

Призначено для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

УДК 681.5, 681.5.01

© Р.П. Бондар,
Г.М. Голенков, 2025

ВСТУП	6
Лекція 1. ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ	7
1.1. Склад автоматизованої системи електропривода	7
1.2. Розробка моделей автоматизованих систем	8
Лекція 2. ДИНАМІКА ОБ'ЄКТІВ КЕРУВАННЯ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ	14
2.1. Математичний опис безперервних об'єктів керування в автоматизованих системах	14
2.2. Математичний опис дискретних об'єктів керування в автоматизованих системах	16
2.3. Програмна реалізація математичного опису об'єктів керування автоматизованих систем	17
2.4. Динамічні характеристики об'єктів керування	20
Лекція 3. ОЦІНКА ЯКОСТІ ТА ВИМОГИ ДО ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ	22
3.1. Оцінка якості за показниками перехідного процесу в системі	22
3.2. Оцінка якості, що ґрунтується на аналізі частотних характеристик	24
3.3. Оцінка якості, що ґрунтується на аналізі розподілу коренів характеристичного рівняння	26
3.4. Інтегральні оцінки якості	27
Лекція 4. РЕГУЛЯТОРИ В АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМАХ	28
4.1. Методика синтезу регуляторів у автоматизованій системі ...	28
4.2. Синтез безперервних регуляторів методом кореневого годографа	31
4.3. Синтез безперервних регуляторів у часовій та частотній областях у підлеглих структурах	33
Лекція 5. ПЕРЕТВОРЕННЯ БЕЗПЕРЕРВНИХ РЕГУЛЯТОРІВ ДО ЦИФРОВИХ АНАЛОГІВ	38
5.1. Прямий метод Ейлера	39
5.2. Зворотний метод Ейлера	40
5.3. Метод трапецій	40
5.4. Метод паралельного програмування	41
5.5. Програмна реалізація регулятора системи керування	42

Лекція 6. ЕЛЕМЕНТИ ПРИСТРОЇВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ	45
6.1. Основні особливості створення програмних моделей пристроїв силової електроніки	46
6.2. Класифікація напівпровідникових пристроїв	47
6.3. Силкові напівпровідникові діоди	47
6.4. Тиристор	50
Лекція 7. ПОВНІСТЮ КЕРОВАНІ СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ КЛЮЧІ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВІ МОДУЛІ	55
7.1. Повністю керовані GTO-тиристори	55
7.2. Біполярні IGBT-транзистори	56
7.3. Польові транзистори MOSFET	58
7.4. Інтегрально-модульні напівпровідникові конструкції	60
Лекція 8. ПРИСТРОЇ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ	63
8.1. Силкові напівпровідникові перетворювачі	65
8.2. Основні характеристики пристроїв силової електроніки.....	66
8.3. Керовані випрямлячі	68
Лекція 9. СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ СИСТЕМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	74
9.1. Трифазні керовані випрямлячі	74
9.2. Вищі гармоніки струму живлення керованих випрямлячів	77
9.3. Перетворювачі постійної напруги	78
9.3.1. Напівмостовий ШПП із симетричним законом керування ...	78
9.3.2. Мостовий широтно-імпульсний перетворювач	81
Лекція 10. СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ СИСТЕМ ЗМІННОГО СТРУМУ	87
10.1. Автономні інвертори	87
10.1.1. Однофазні автономні інвертори	87
10.1.2. Трифазні автономні інвертори	90
10.1.3. Основні характеристики інверторів	93
10.2. Вторинні джерела живлення силових напівпровідникових перетворювачів	94
10.2.1. Розрахункова схема автоматизованої підсистеми «мережа-вторинне джерело живлення-силовий напівпровідниковий перетворювач-електрична машина»	94

10.2.2. Випрямляч як ВДЖ	95
Лекція 11. ПРОЄКТУВАННЯ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ ІЗ ДВИГУНАМИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	98
11.1. Математичний опис, структурні схеми та моделі двигуна постійного струму	98
11.2. Синтез регуляторів у одноконтурній швидкісній системі постійного струму	100
11.3. Синтез регуляторів у двоконтурній швидкісній системі постійного струму	102
11.4. Синтез регуляторів у слідкуючій системі постійного струму	104
Лекція 12. ПРОЄКТУВАННЯ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ ІЗ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ	105
12.1. Математичний опис та моделювання узагальненої асинхронної машини	107
12.2. Асинхронна машина з короткозамкненим ротором	110
Лекція 13. МОДЕЛІ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ У РІЗНИХ СИСТЕМАХ КООРДИНАТ	111
13.1. Аналіз АКЗ у нерухомій системі координат	111
13.2. Аналіз АКЗ у системі координат, що обертається	112
Лекція 14. СКАЛЯРНІ ТА ВЕКТОРНІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ З АСИНХРОННИМИ МАШИНАМИ	117
14.1. Моделі асинхронних систем із частотним керуванням	117
14.2. Закриті асинхронні системи з векторним керуванням	122
14.3. Електромагнітні процеси в закритій асинхронній системі	124
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	127

ВСТУП

Навчальним планом спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» передбачено вивчення дисципліни «Проектування систем автоматизації», до програми якої входять низка тем, що висвітлюють основні положення теорії автоматизованих систем електроприводу, теорії автоматичного керування, а також інструменти, методи та нормативна база для їх проектування.

Метою вивчення дисципліни є підготовка фахівців здатних вирішувати технічні задачі та практичні проблеми пов'язані з проектуванням та розробкою автоматизованих систем електроприводів будівельних машин та промисловості будівельних матеріалів.

Під час вивчення дисципліни студенти навчаються застосовувати основні теорії, методи, моделі та програмні засоби для вирішення практичних завдань, проектувати та реалізовувати технологічні автоматизовані системи, використовуючи відповідне обладнання та програмні інструменти. Розробляти технічну та конструкторську документацію відповідно до наявної нормативної бази, застосовувати сучасні інформаційні технології, здійснювати супровід на всіх стадіях проєкту. Набувають знань щодо організації монтажних та пусконаладжувальних робіт під час будівництва електротехнічних комплексів та автоматизованих систем.

Завданням дисципліни є оволодіння теоретичними засадами функціонування автоматизованих систем електроприводу та здатності вирішувати спеціалізовані задачі стосовно їх проектування.

Крім теоретичної підготовки студенти виконують практичні та лабораторні роботи. Це сприяє практичній підготовці студентів, привчає їх до роботи з устаткуванням, а також допомагає закріпити знання, здобуті ними під час вивчення теоретичного курсу.

Лекція 1. ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ

1.1. Склад автоматизованої системи електропривода

Функціональна схема автоматизованої системи електропривода показана на рис. 1.1. Вона має три підсистеми: інформаційну, електронну та електромеханічну.

Електромеханічна підсистема містить об'єкт керування (ОК) та електромеханічний перетворювач (ЕМП).

Електронна підсистема має силовий напівпровідниковий перетворювач (СНП) та вторинне джерело живлення (ВДЖ).

Інформаційна підсистема містить систему управління та діагностики (СУД) та блок сенсорних пристроїв (СП).

Під час проєктування автоматизованої системи електропривода необхідно досліджувати динамічні, статичні, енергетичні, спектральні та інші характеристики.

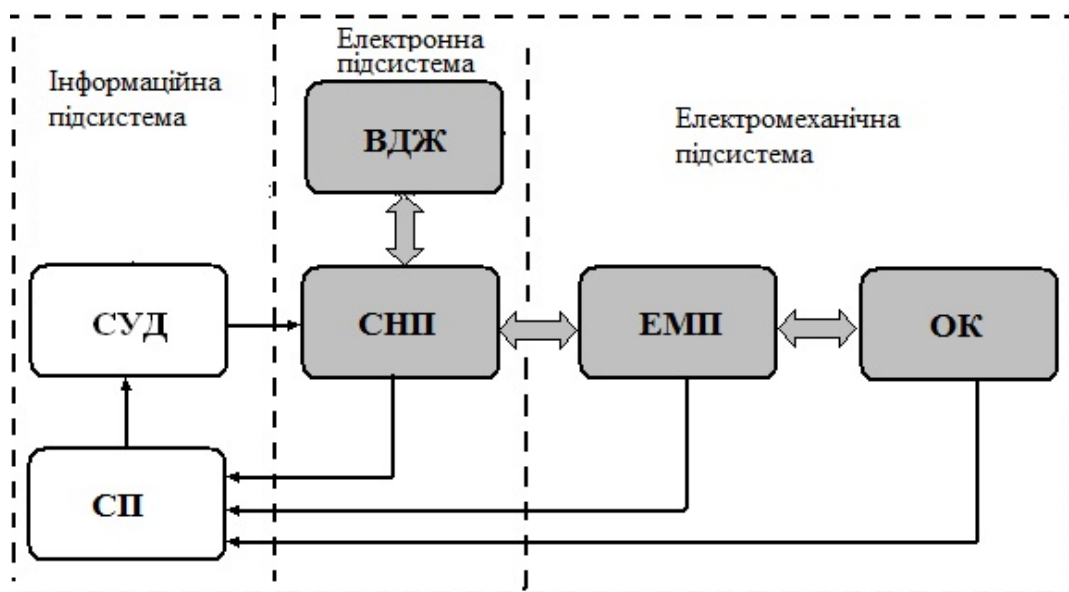


Рис. 1.1. Функціональна схема автоматизованої системи електропривода

Автоматизована система електропривода має такі особливості.

- Об'єкти керування системи безпосередньо пов'язані з виробництвом. Зазвичай вони замінюють людину в умовах, де її можливості обмежені або там, де її здоров'ю та життю загрожує небезпека.

- Об'єкти керування зазвичай мають змінні параметри. Часто не вдається створити математичну модель об'єкта керування з урахуванням

фізичних закономірностей його роботи. Тоді для математичного опису доводиться вдаватися до методів ідентифікації.

- Електромеханічні перетворювачі (ЕМП) часто є конструктивною ланкою об'єкта керування. В цьому разі конструкція ЕМП є нетрадиційною.

- Управління потоком енергії від джерела до ЕМП здійснюється силовим напівпровідниковим перетворювачем (СНП). Поєднання ВДЖ, СНП та ЕМП створює енергетичну підсистему, в якій виявляються нові властивості, яких немає в окремо взятих блоках.

- Енергетична підсистема зазвичай є нелінійною імпульсною підсистемою з параметрами, що змінюються дискретно. Тому її аналіз а також синтез системи керування потребує застосування методів, які базуються на сучасних комп'ютерних технологіях.

Розрахунок та проектування автоматизованих систем суміщають:

- побудову спільної моделі цифрової, імпульсної та безперервної частин;
- дослідження динамічних характеристик безперервної та імпульсної частин;
- синтез регулятора;
- дослідження динамічних характеристик усієї системи;
- дослідження статичних характеристик усієї системи.

1.2. Розробка моделей автоматизованих систем

Створення програм із застосуванням сучасних комп'ютерних технологій для курсу, що розглядається, найбільш повно реалізується в програмному середовищі Matlab. Загалом, комп'ютерні моделі можуть бути реалізовані на кількох рівнях:

- рівень, що використовує робочий простір Matlab та його розширення;
- рівень, що використовує структурні блоки пакета Simulink та його розширення;
- рівень, що використовує віртуальні (масковані) блоки з графічним інтерфейсом користувача;
- рівень, що використовує імітаційні стенди, розроблені з використанням графічного інтерфейсу користувача (GUI).

Розглянемо на конкретних прикладах, як реалізуються зазначені рівні створення віртуальних моделей у середовищі Matlab/Simulink.

Структурні моделі будуються з урахуванням математичного опису динамічних систем. Цей опис може бути представлений диференціальними рівняннями, передавальними функціями, нулями і полюсами передавальної функції, або рівняннями простору станів. У пакеті Simulink є повний набір блоків, що дають змогу реалізувати будь-яку структурну модель.

Подання результатів моделювання структурних моделей здійснюється з використанням пакета розширення Control System.

Для прикладу, операторна форма математичного опису однієї механічної ланки робота запишеться у вигляді:

$$s^2\theta = \frac{K_T}{J}i - \frac{C}{J}\theta s - \frac{k}{J}\theta, \quad is = \frac{u}{L} - \frac{R}{L}i - \frac{K_E}{L}\theta s, \quad (1.1)$$

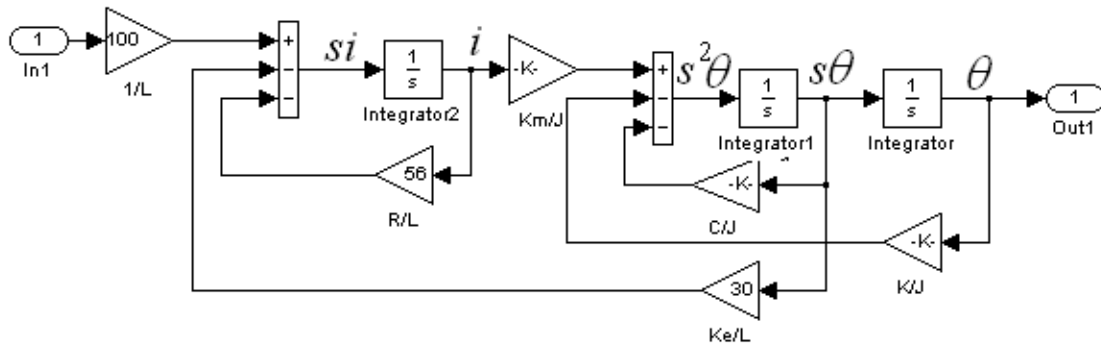
де s – оператор диференціювання, K_T – коефіцієнт обертального моменту двигуна, J – момент інерції ланки, C – коефіцієнт в'язкого тертя в підшипниках, k – коефіцієнт жорсткості пружини, θ – кутове положення ланки, i – струм двигуна; L – індуктивність обмотки якоря двигуна, R – активний опір обмотки якоря двигуна, K_E – швидкісний коефіцієнт двигуна.

На рис. 1.2 наведено структурну модель ланки робота, побудовану за рівняннями (1.1) та її динамічні характеристики.

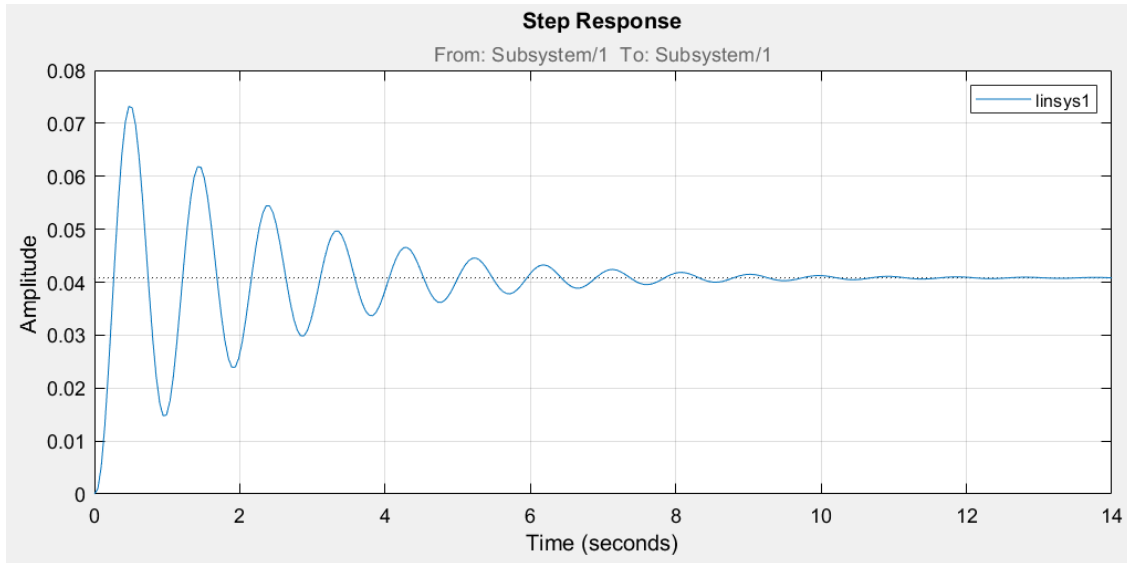
Основою функціональної моделі є логіка роботи пристрою, який зазвичай містить нелінійні елементи. Функціональні моделі використовуються для моделювання пристроїв силової електроніки під час дослідження динаміки систем, представлених структурними моделями. У цьому разі немає необхідності заміни силового перетворювача еквівалентною аперіодичною ланкою або ланкою запізнення.

Приклад функціональної моделі реверсивного широтно-імпульсного перетворювача (ШІП) із послідовним алгоритмом керування показаний на рис. 1.3. Тут же показані електромагнітні процеси у схемі.

Віртуальні моделі – це масковані блоки пристроїв силової електроніки, електромеханіки та ін., що входять до бібліотеки пакету розширення Simscape.



a



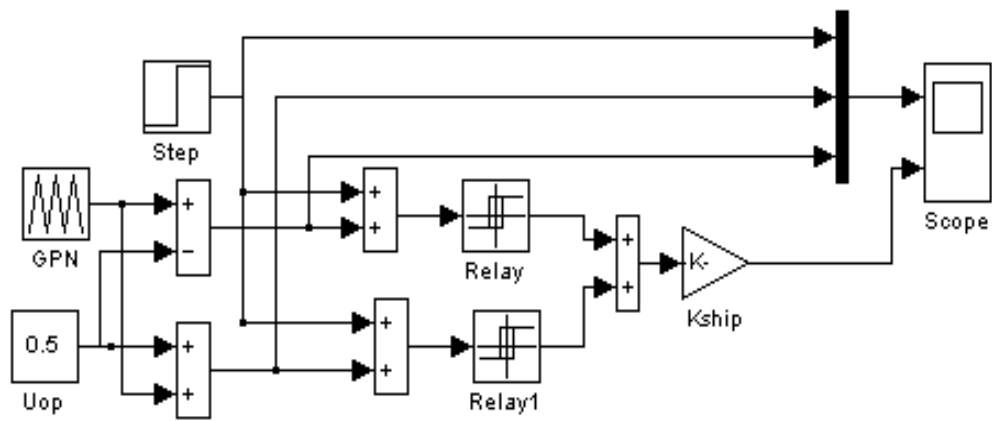
б

Рис. 1.2. Структурна модель механічної ланки робота (*a*) та її динамічні характеристики (*б*)

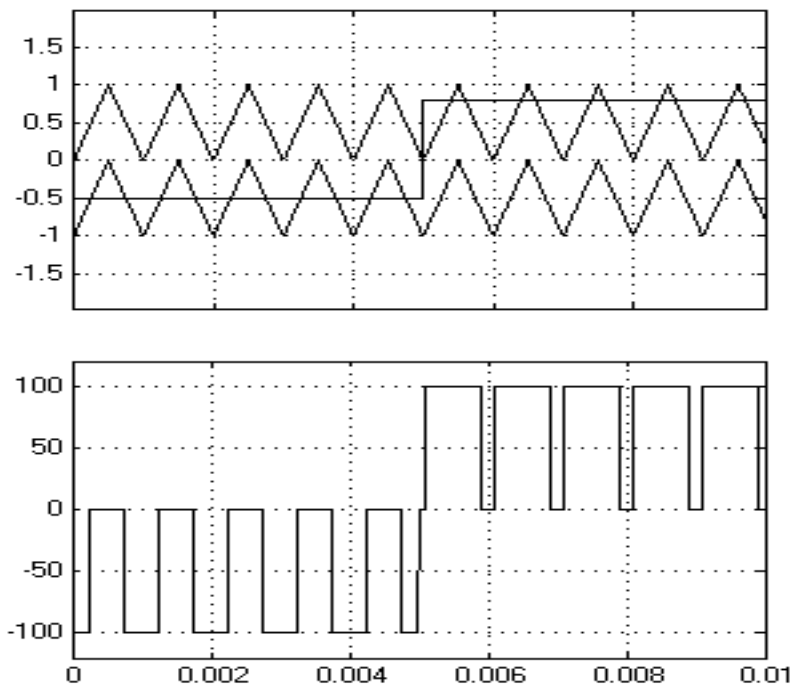
Застосування віртуальних моделей дає змогу досліджувати як динамічні, так і статичні характеристики автоматизованої системи, зокрема:

- регулювальні характеристики;
- навантажувальні характеристики;
- електромагнітні характеристики;
- енергетичні характеристики.

Подання результатів моделювання функціональних та віртуальних моделей зазвичай здійснюється через запис результатів моделювання в робочий простір Matlab із їхньою подальшою програмною обробкою.



a



б

Рис. 1.3. Функціональна модель ШП та електромагнітні процеси

На рис. 1.4 наведено приклад структурно-функціонально-віртуальної моделі вентильного двигуна, а на рис. 1.5 – електромеханічні характеристики машини.

Імітаційний лабораторний стенд, це проект, що складається з кількох взаємопов'язаних файлів, розроблених у середовищі Matlab/Simulink із використанням графічного інтерфейсу користувача GUI (Graphical User Interface). Такі стенди повністю імітують реальні лабораторні установки.

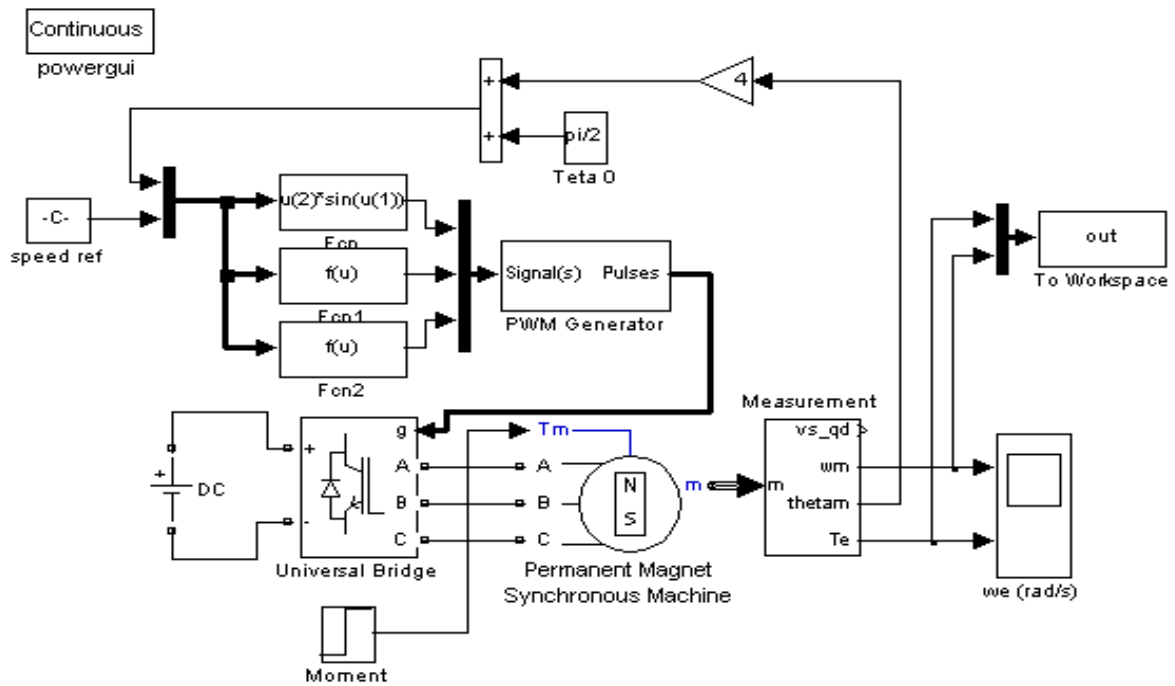


Рис. 1.4. Віртуальна модель вентильного двигуна із структурно-функціональною моделлю управління

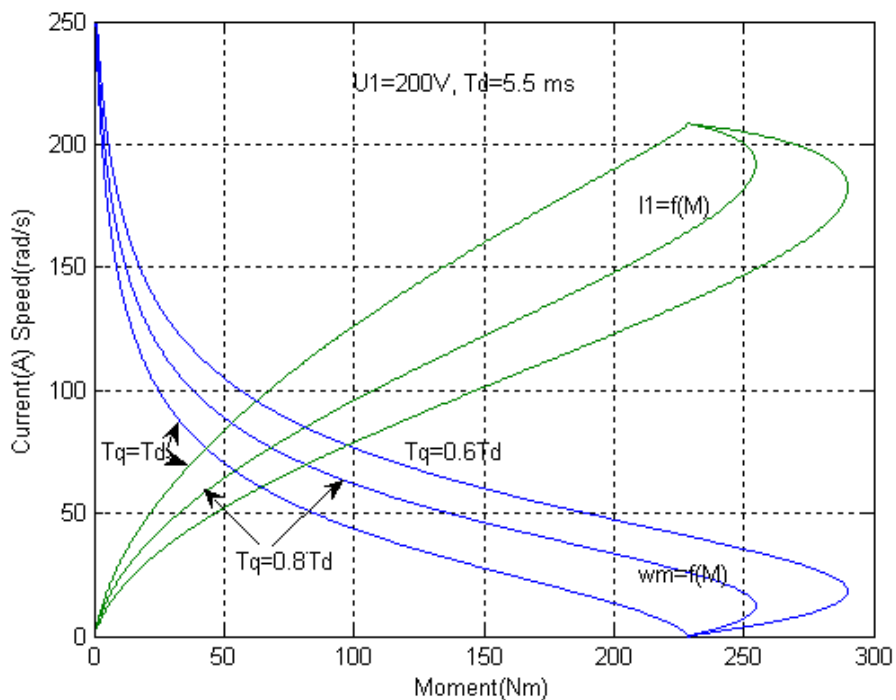


Рис. 1.5. Електромеханічні процеси у вентильному двигуні

На рис. 1.6 показано імітаційний лабораторний стенд для проєктування безперервних та цифрових регуляторів в електроприводах постійного струму.

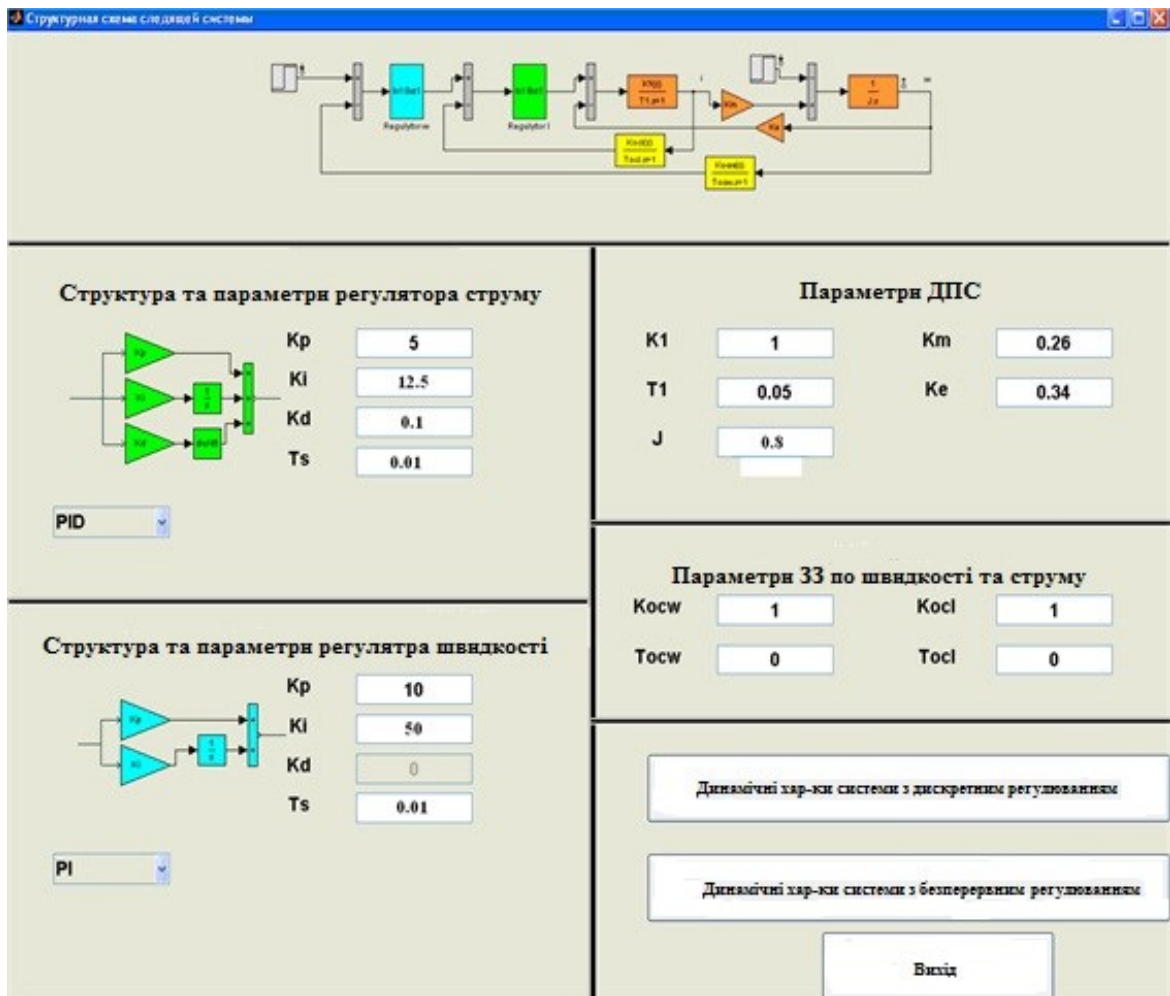


Рис. 1.6. Імітаційний лабораторний стенд

Стенд складається із шести панелей. На верхній панелі представлено структурну схему електропривода, регулятори в якому потрібно синтезувати. У правій частині вікна задаються параметри двигуна постійного струму і ланок у колі зворотних зв'язків.

У лівій частині вікна є дві панелі, в які вводяться структура і параметри регулятора.

Динамічні характеристики замкненої системи з безперервним та цифровим регулятором можна спостерігати за допомогою кнопок, розміщених праворуч на двох панелях. Водночас стенд дає змогу працювати в інтерактивному режимі, коли зміна параметрів регулятора відразу позначається на динамічних характеристиках замкненої системи.

Запитання для самоперевірки

1. Наведіть склад автоматизованої системи електропривода та призначення її складових частин.
2. Назвіть особливості автоматизованих систем електропривода.
3. Які основні етапи розрахунку та проєктування автоматизованих систем?
4. Наведіть можливі рівні моделювання автоматизованих систем.
5. Назвіть принципи побудови структурних моделей автоматизованих систем.
6. Що є основою для побудови функціональної моделі системи?
7. Назвіть особливості віртуальних моделей.
8. Що таке імітаційні лабораторні стенди?

Лекція 2. ДИНАМІКА ОБ'ЄКТІВ КЕРУВАННЯ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ

2.1. Математичний опис безперервних об'єктів керування в автоматизованих системах

Для того, щоб дослідити динаміку об'єкта керування потрібно мати його математичний опис, тобто систему диференціальних рівнянь, що характеризують залежності координат і зовнішніх впливів один від одного.

Найбільш поширеними способами математичного опису автоматизованих систем є:

- диференціальні рівняння, що записуються в тій чи іншій формі;
- рівняння станів – система диференціальних рівнянь, записаних у нормальній формі Коші;
- передавальні функції;
- системні функції (ампліудно-частотні, фазо-частотні, ампліудно-фазові характеристики);
- нулі та полюси передавальної функції.

Диференціальне рівняння, що описує лінійну динамічну систему (або її частину), у загальному випадку має вигляд:

$$a_n \frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_m \frac{d^m u}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} u}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{du}{dt} + b_0 u, \quad (2.1)$$

де u – вхідний сигнал; x – змінна стану.

Це ж рівняння в операторній формі можна записати у вигляді:

$$a_n s^n x + a_{n-1} s^{n-1} x + \dots + a_1 s x + a_0 x = b_m s^m u + b_{m-1} s^{m-1} u + \dots + b_1 s u + b_0 u, \quad (2.2)$$

де $s^k = d^k / dt^k$ – оператор диференціювання. З останнього рівняння отримаємо відношення вихідного сигналу до вхідного

$$w(s) = \frac{x}{u} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}. \quad (2.3)$$

Вираз (2.3), що збігається за формою з передавальною функцією, назвемо операторною передавальною функцією.

Рівняння станів (система диференціальних рівнянь, записаних у нормальній формі Коші) мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dX}{dt} &= AX + BU; \\ Y &= CX + DU, \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

де X – вектор стану; U, Y – вектори входу та виходу системи; A – матриця коефіцієнтів, B – матриця керування, C – матриця виходу, D – матриця, що характеризує зв'язок вхідного сигналу з вихідним.

В окремому випадку, в простих системах, вихід є скалярною величиною і матриця C – це вектор рядок, а матриця X – вектор стовпець. Тому їх добуток дає скалярну величину.

Передавальна функція (тобто відношення перетворених за Лапасом вихідного сигналу до вхідного сигналу) складена за рівнянням (2.3) записується у вигляді:

$$W(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}, \quad (2.5)$$

де $s = a + j\omega$ – комплексна величина. Якщо прийняти $s = j\omega$, отримаємо системну функцію (амплітудо-фазову характеристику)

$$H(j\omega) = \frac{X(j\omega)}{U(j\omega)} = \frac{b_m (j\omega)^m + b_{m-1} (j\omega)^{m-1} + \dots + b_1 (j\omega) + b_0}{a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + a_1 (j\omega) + a_0}. \quad (2.6)$$

Системна функція може бути записана в алгебраїчній або в показниковій формі:

$$H(j\omega) = \text{Re}[H(j\omega)] + j \text{Im}[H(j\omega)] = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)}, \quad (2.7)$$

де

$$A(\omega) = \sqrt{\operatorname{Re}[H(j\omega)]^2 + \operatorname{Im}[H(j\omega)]^2} \quad (2.8)$$

– амплітудо-частотна характеристика;

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}[H(j\omega)]}{\operatorname{Re}[H(j\omega)]} \quad (2.9)$$

– фазо-частотна характеристика.

Чисельник і знаменник передавальної функції (2.5) є поліномами змінної s . Корені полінома чисельника обертають вираз у нуль і тому називаються нулями (Zero), а корені полінома знаменника перетворюють вираз у нескінченність і називаються полюсами (Pole) передавальної функції. Передавальна функція, записана з використанням нулів (z) та полюсів (p), подається у вигляді:

$$W(s) = K \frac{(s-z_m)(s-z_{m-1}) \dots (s-z_1)}{(s-p_n)(s-p_{n-1}) \dots (s-p_1)}, \quad (2.10)$$

де K – коефіцієнт підсилення.

2.2. Математичний опис дискретних об'єктів керування в автоматизованих системах

У сучасних автоматизованих системах для надання їм потрібних динамічних властивостей широко використовують цифрові регулятори, які виконані на мікропроцесорах. Для математичного опису цифрових систем використовуються різниці рівняння.

Різниця першого порядку визначається за виразом

$$\Delta x[nT] = \frac{x[nT] - x[(n-1)T]}{T},$$

де T – період дискретизації.

Різниця першого порядку переходить у похідну, якщо $T \rightarrow 0$, $(\Delta x[nT])_{T \rightarrow 0} = dx/dt$.

Значення $x[(n-1)T]$ є значенням, яке обчислено мікропроцесором на попередньому дискретному кроці та збережено у пам'яті.

Різниця другого порядку визначається таким виразом

$$\begin{aligned} \Delta^2 x(nT) &= \frac{\Delta x[nT] - \Delta x[(n-1)T]}{T} = \frac{x[nT] - x[(n-1)T] - x[(n-1)T] + x[(n-2)T]}{T^2} = \\ &= \frac{1}{T^2} (x[nT] - 2x[(n-1)T] + x[(n-2)T]), \end{aligned}$$

і переходить у другу похідну, якщо $T \rightarrow 0$, $(\Delta^2 x[nT])_{T \rightarrow 0} = d^2x/dt^2$.

Різниця третього порядку

$$\Delta^3 x(nT) = \frac{1}{T^3} (x[nT] - 3x[(n-1)T] + 3x[(n-2)T] - x[(n-3)T]).$$

За таких умов диференціальне рівняння (2.1) n -ого порядку перетворюється на різницеве рівняння k -ого порядку

$$A_0 x[nT] + A_1 x[(n-1)T] + A_2 x[(n-2)T] + \dots + A_k x[(n-k)T] = B_0 u[nT] + B_1 u[(n-1)T] + \dots + B_{k-1} u[(n-k+1)T]. \quad (2.11)$$

Значення апроксимуючої функції $x[(n-1)T]$ затримано у часі щодо значення $x[nT]$ на період дискретизації T . Аналогічно значення $x[(n-k)T]$ затримано щодо $x[nT]$ на k періодів дискретизації.

Позначивши оператор затримки на періоді дискретизації через z^{-1} , а на k періодах – через z^{-k} , виразимо рівняння (2.11) через оператор різниці z

$$A_0 x[nT] + A_1 x[nT] \cdot z^{-1} + A_2 x[nT] \cdot z^{-2} + \dots + A_k x[nT] \cdot z^{-k} = B_0 u[nT] + B_1 u[nT] \cdot z^{-1} + B_2 u[nT] \cdot z^{-2} + \dots + B_{k-1} u[nT] \cdot z^{-(k-1)}. \quad (2.12)$$

З рівняння (2.12), аналогічно до того, як це зроблено для безперервних систем, знайдемо операторну передавальну функцію дискретної системи

$$D(z) = \frac{x[nT]}{u[nT]} = \frac{A_0 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2} + \dots + A_k z^{-k}}{B_0 + B_1 z^{-1} + B_2 z^{-2} + \dots + B_{k-1} z^{-(k-1)}}. \quad (2.13)$$

2.3. Програмна реалізація математичного опису об'єктів керування автоматизованих систем

Дослідження автоматизованих систем починається, як правило, зі створення математичної моделі. Лінійні моделі систем можуть бути представлені у чотирьох формах:

- передавальна функція (tf);
- нулі, полюси та коефіцієнт підсилення (zpk);
- простір станів (ss);
- системна функція (frd).

Задати модель системи у формі tf означає задати вектор коефіцієнтів чисельника та знаменника.

Наприклад, якщо у формі tf потрібно подати модель системи, передавальна функція якої дорівнює

$$W(s) = \frac{s}{s^2 + 2s + 10},$$

то в m -файлі потрібно записати таку команду $W = \text{tf}([1,0], [1,2,10])$. Після виконання команди у робочому вікні Matlab з'явиться вираз передавальної функції

Transfer function: $\frac{s}{s^2 + 2s + 10}$

Для створення моделі системи у формі zpk потрібно знати нулі (корені чисельника), полюси (корені знаменника) та коефіцієнт посилення.

Наприклад, якщо модель із передавальною функцією

$$W(s) = \frac{2s}{(s+2)(s+1-j)(s+1+j)}$$

потрібно задати у формі zpk, то в m-файлі їй будуть відповідати такі команди

<pre>z=0; p=[-2,-1+j,-1-j]; k=2; W = zpk(z, p, k)</pre>

Модель у формі frd характеризує систему в частотній області. Вихідними для створення форми frd є моделі, представлені у формах tf, zpk або ss. Для отримання частотних характеристик на вхід системи подається ряд частот і команда frd визначає стаціонарну реакцію на збурення. Для роботи з моделлю у формі frd у m-файлі потрібно записати таку програму

<pre>h1=tf([1,0], [1,2,10]); %Модель системи у формі передавальної функції Freq=[1:10:1000]; %Діапазон частот вхідних впливів H=frd(h1,Freq) %Значення системної функції у заданому діапазоні вхідних впливів</pre>

з якої видно, що вихідна модель задана у формі tf, а тестові сигнали задаються вектором Freq.

Розглянуті форми математичного представлення об'єктів керування утворюють клас лінійних систем із постійними параметрами (ЛТІ-об'єкти).

Усі перелічені форми представлення пов'язані між собою. Цей зв'язок показано на рис. 2.1

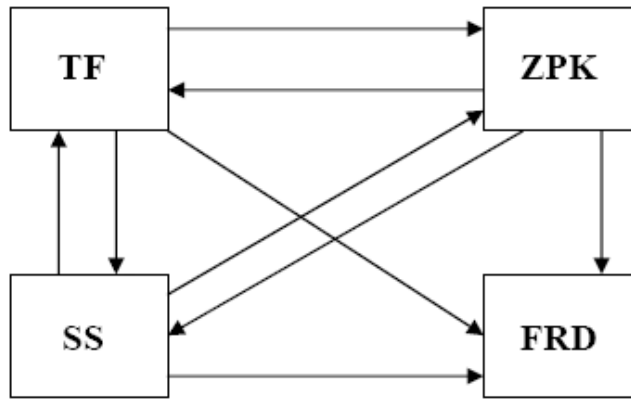


Рис. 2.1. Зв'язок між формами представлення систем

Існують також програмні команди, які дають змогу отримати математичний опис складних систем за їх структурними схемами.

Структурна схема послідовного з'єднання представлена на рис. 2.2.

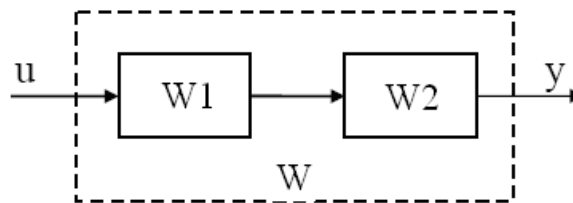


Рис. 2.2. Структурна схема послідовного з'єднання

Передавальна функція такого з'єднання W визначається командами $W = \text{series}(W1, W2)$ або $W = W2 * W1$.

Під час визначення передавальних функцій послідовно з'єднаних ланок потрібно враховувати зворотний порядок співмножників в операції множення та в структурній схемі.

Для паралельного з'єднання ланок показаного на рис. 2.3, передавальна функція W структури буде мати такі команди

$$W = \text{parallel}(W1, W2)$$

або

$$W = W2 + W1.$$

У разі охоплення ланки $W1$ зворотним зв'язком структура системи набуває вигляду, показаного на рис. 2.4.

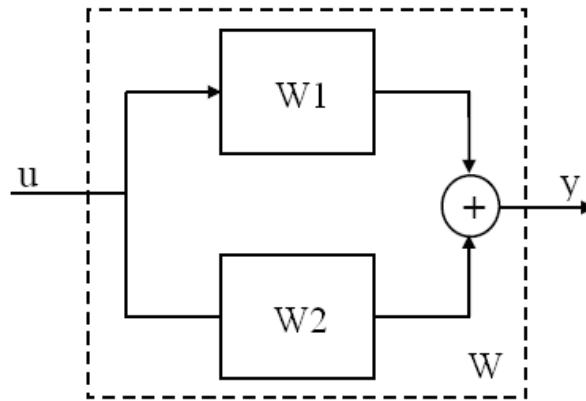


Рис. 2.3. Структурна схема паралельного з'єднання

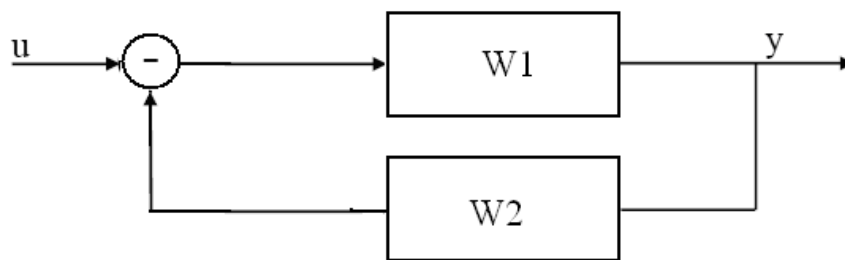


Рис. 2.4. Структура зі зворотним зв'язком

Передавальна функція такої замкненої системи визначається виразом

$$W = \text{feedback}(W1, W2).$$

Для позитивного зворотного зв'язку команда W змінюється:

$$W = \text{feedback}(W1, W2, +1).$$

2.4. Динамічні характеристики об'єктів керування

Динамічні характеристики лінійних систем оцінюються в різний спосіб. Найбільш поширеними способами оцінки динамічних властивостей системи є часові, частотні та просторові.

Часові способи охоплюють:

- оцінку динамічних властивостей за перехідним процесом реакції на ступінчастий вхідний сигнал;
- оцінку динамічних властивостей за перехідним процесом реакції на імпульсний вхідний сигнал.

Частотні способи охоплюють:

- оцінку динамічних властивостей за амплітудо-частотною характеристикою;

- оцінку динамічних властивостей за фазо-частотною характеристикою;
- оцінку динамічних властивостей за амплітудо-фазовою характеристикою.

Просторові способи охоплюють:

- оцінку коефіцієнтів диференціального рівняння, що описує систему;
- оцінку розподілу нулів та полюсів поліномів чисельника та знаменника передавальної функції.

Для часових методів оцінки математичний опис системи зручніше представляти передавальною функцією.

Для частотних способів оцінки математичний опис системи має бути представлений системною функцією.

Для просторових способів оцінки динамічних властивостей зручно використовувати математичне представлення системи у просторі станів чи у формі поліномів, записаних вигляді співмножників (рівняння 2.10).

Запитання для самоперевірки

1. Наведіть способи математичного опису автоматизованих систем.
2. Як визначається передавальна функція безперервної системи?
3. Як записується системна функція?
4. Як визначається різниця першого порядку?
5. Як визначається різниця другого порядку?
6. Як записується операторна передавальна функція дискретної системи?
7. У яких формах можуть бути представлені лінійні моделі систем?
8. Наведіть програмні команди, які дають змогу отримати математичний опис складних систем за їх структурними схемами.
9. Наведіть способи оцінки динамічних властивостей системи та дайте їм характеристику.

Лекція 3. ОЦІНКА ЯКОСТІ ТА ВИМОГИ ДО ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ

Завдання синтезу регулятора динамічної системи охоплює вибір структури та параметрів регулятора за відомими параметрами об'єкта та заданими динамічними характеристиками замкненої системи.

Призначення регулятора у цій системі є забезпечення потрібних динамічних характеристик.

Для оцінки якості замкнених систем розроблено та використовуються різні критерії якості (стандарти). Ці критерії якості можна розділити на кілька груп:

- критерії, пов'язані з оцінкою параметрів перехідного процесу (часові критерії якості);
- критерії, пов'язані з оцінкою параметрів за частотними характеристиками (частотні критерії якості);
- критерії, пов'язані з оцінкою просторових параметрів (нулів та полюсів) передавальної функції;
- інтегральні критерії якості.

3.1. Оцінка якості за показниками перехідного процесу в системі

Оцінка якості замкненої системи за характером перехідного процесу здійснюється за допомогою безпосередніх показників, таких як:

- час першого узгодження – час, впродовж якого регульована величина досягне заданого значення;
- час перехідного процесу – час, протягом якого регульована величина досягне 0,95...0,97 від усталеного значення $x_{уст}$;
- максимальне перерегулювання, яке зазвичай визначається у відсотках за виразом

$$\sigma = \frac{x_{\max} - x_{уст}}{x_{уст}} 100\%.$$

Найчастіше, у замкнених системах допускається одне перерегулювання. Якщо система допускає кілька перерегулювань, то обумовлюється кількість повних періодів та логарифмічний декремент згасання. Критерії перехідного процесу показані на рис. 3.1.

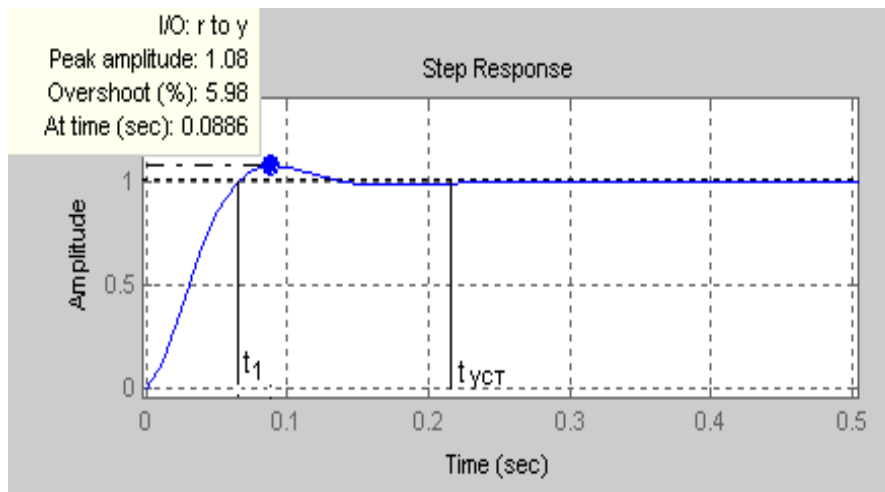


Рис. 3.1. Перехідний процес у замкненій системі

Як стандарти під час синтезу регулятора в більшості випадків використовуються два:

- модульний (технічний) оптимум;
- симетричний оптимум.

Передавальна функція розімкненого контуру в системі другого порядку, що відповідає модульному (технічному) оптимуму має вигляд

$$W_{\text{роз}}(s) = \frac{1}{2T_0s(T_0s+1)}, \quad (3.1)$$

де $T_0 \ll 1$ – некомпенсована стала часу об'єкта.

Передавальна функція замкненої системи, що відповідає модульному (технічному) оптимуму

$$W_3(s) = \frac{1}{2T_0^2s^2 + 2T_0s + 1}. \quad (3.2)$$

Водночас, у замкненій системі другого порядку, що відповідає стандарту технічного оптимуму, параметри перехідного процесу такі:

- перерегулювання $\delta = 4,3\%$;
- час першого узгодження $t_1 = 4,71T_0$;
- час перехідного процесу $t_{уст} = 8,4T_0$.

Передавальна функція замкненої системи, яка відповідає стандарту технічного оптимуму, досить точно апроксимується ланкою першого порядку

$$W_3(s) \approx \frac{1}{2T_0s + 1}, \quad (3.3)$$

що часто використовується для синтезу регуляторів у багатоконтурних системах.

Передавальна функція розімкненого контуру в системі другого порядку, що відповідає симетричному оптимуму, має вигляд:

$$W_{\text{роз}}(s) = \frac{4T_0 + 1}{8T_0^2 s^2 (T_0 s + 1)} \quad (3.4)$$

Передавальна функція замкненої системи, що відповідає симетричному оптимуму, має вигляд:

$$W_3(s) = \frac{4T_0 s + 1}{8T_0^3 s^3 + 8T_0^2 s^2 + 4T_0 + 1} \quad (3.5)$$

У замкненій системі, яка відповідає стандарту симетричного оптимуму параметри перехідного процесу такі:

- перерегулювання $\delta = 4,3\%$;
- час першого узгодження $t_1 = 3,1T_0$;
- час перехідного процесу $t_{\text{уст}} = 16,5T_0$.

3.2. Оцінка якості, що ґрунтується на аналізі частотних характеристик

Найбільшого застосування отримали амплітудо-фазові характеристики (АФХ) розімкнених систем. За ними можна визначити такі непрямі показники якості, як запаси стійкості по амплітуді та фазі, а також показник коливальності.

Запаси стійкості по амплітуді та фазі – це характеристики, що оцінюють близькість розташування АФХ до критичної точки $(-1, j0)$. Від цього залежить здатність системи залишатися стійкою у разі відхилень параметрів системи. Також від цього залежить якість перехідних процесів. Якщо АФХ проходить поблизу точки $(-1, j0)$, то процеси будуть сильно коливальними з великим пере регулюванням. Якщо ж АФХ надмірно віддалена від критичної точки, то перехідні процеси можуть виявитися занадто затягнутими.

Запас стійкості по амплітуді – це число, яке показує в скільки разів може бути збільшений коефіцієнт підсилення розімкненої системи, перш ніж замкнена система вийде на межу стійкості.

Запас стійкості по фазі – число, що характеризує граничний кут повороту АФХ за годинниковою стрілкою до виходу системи на межу стійкості. Поворот відбувається, наприклад, унаслідок збільшення інерційності. Відповідно до рис. 3.2 запаси стійкості по амплітуді та фазі визначаються співвідношеннями:

$$\Delta k = \frac{1}{OB}, \gamma = \angle AOC.$$

Якщо немає спеціальних вимог, то рекомендується мати $\Delta k = 2 \dots 3$, $\gamma = 30^\circ \dots 50^\circ$.

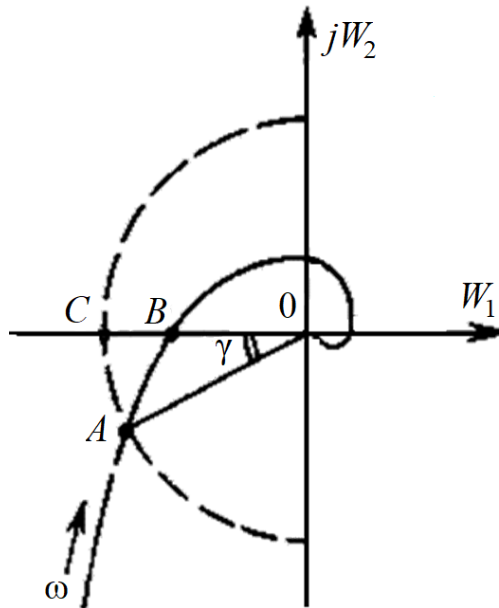


Рис. 3.2. АФХ

Оцінити динамічні властивості системи можна за логарифмічними частотними характеристиками.

Показник коливальності M – непряма оцінка, що характеризує можливі перерегулювання. Він є відношенням максимального значення ординати на амплітудо-частотній характеристиці замкненої системи до значення ординати, коли $\omega = 0$, тобто $M = A_{\text{макс}} / A_0$ (рис. 3.3).

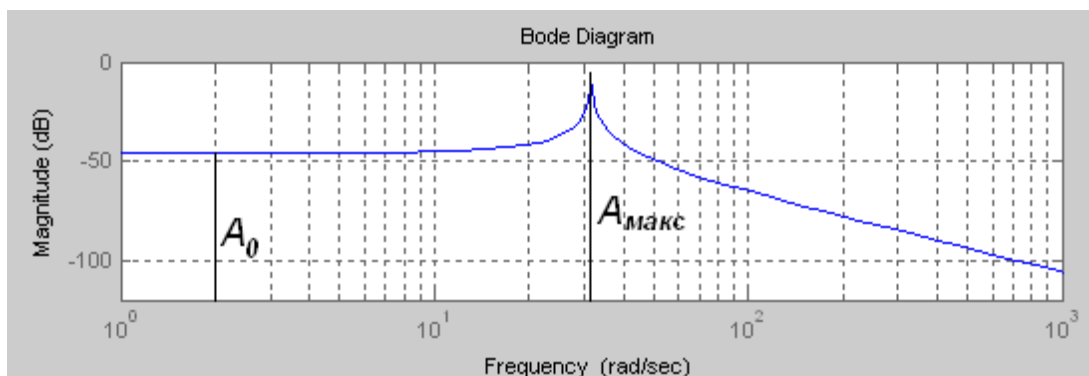


Рис. 3.3. Амплітудо-частотна характеристика замкненої системи

Якщо немає спеціальних вимог, рекомендується мати значення показника коливальності в діапазоні $M = 1,3 \dots 1,5$.

3.3. Оцінка якості, що ґрунтується на аналізі розподілу коренів характеристичного рівняння

Корені характеристичного рівняння дають усю інформацію про систему. За положенням коренів характеристичного рівняння на комплексній площині визначають:

- ступінь стійкості системи;
- приблизний час перехідного процесу;
- показник коливальності в системі.

Ступенем стійкості h називається найменше з абсолютних значень дійсних частин коренів характеристичного рівняння стійкої системи. На комплексній площині – це відстань від уявної осі до найближчого до неї кореня або пари комплексно-спряжених коренів характеристичного рівняння (рис. 3.4).

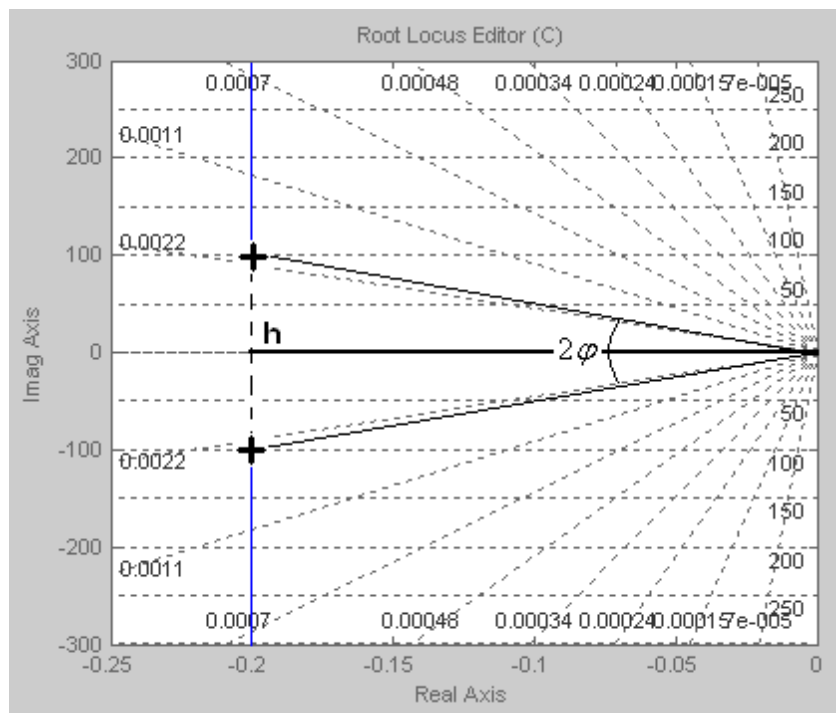


Рис. 3.4. Корені системи на комплексній площині

Значення ступеня стійкості є мірою швидкості затухання перехідного процесу. Наближено час перехідного процесу в секундах можна обчислити за формулою $t_{уст} \approx 3/h$ незалежно від того, чи є корені дійсними або комплексними величинами.

Показник коливальності в системі визначається з виразу $\xi = \cos\varphi$ (рис. 3.4), де 2φ – кут між променями на комплексній площині, всередині яких розташовані всі корені характеристичного рівняння системи.

3.4. Інтегральні оцінки якості

Інтегральні оцінки – це непрямі показники якості перехідних процесів. Вони оцінюють відхилення часових характеристик від заданої форми. Зазвичай розглядають перехідні характеристики – реакцію на одиничні ступінчасті зовнішні впливи. Ідеальною формою для вихідного сигналу вважається ступінчастий процес або експонента із заданою сталою часу. Інтегральні оцінки застосовують як з метою аналізу, так і з метою синтезу автоматизованих систем. В останньому разі оптимальними вважаються такі системи, які забезпечують мінімум тієї чи іншої інтегральної оцінки.

Розглянемо критерії, які зазвичай використовуються для оцінки динаміки систем.

1. Інтеграл від абсолютної помилки в замкненій системі (IEA – Integral of Absolute value of Error):

$$I_{IEA} = \int_0^{\infty} e(t) dt, \quad (3.6)$$

де $e(t)$ – помилка регулювання (різниця між усталеними і поточними значеннями регульованої координати).

2. Критерій добутку часу та абсолютної помилки (ITAE – Integral of Time multiplied by Absolute value of Error):

$$I_{ITAE} = \int_0^{\infty} t \cdot e(t) dt. \quad (3.7)$$

Множення підінтегральної функції на час призводить до появи певної коливальності в системі. Цей критерій знайшов широке застосування на практиці, оскільки забезпечує компроміс між деяким перерегулюванням та часом регулювання.

3. Квадратичний інтеграл від помилки в замкненій системі (ISE – Integral Squared Error) набув найбільшого поширення на практиці

$$I_{ISE} = \int_0^{\infty} [e(t)]^2 dt. \quad (3.8)$$

Якщо параметри системи вибрано відповідно до критерію ISE, то в системі спостерігається підвищена коливальність. Для замкненої системи другого порядку цей критерій забезпечує загасання $\zeta=0,5$ та перерегулювання $\sigma=16\%$.

4. Для зменшення коливань у системі використовується модифікований квадратичний критерій, що записується як:

$$I_{ITSE} = \int_0^{\infty} t \cdot [e(t)]^2 dt. \quad (3.9)$$

Запитання для самоперевірки

1. Назвіть критерії якості замкнених систем.
2. За якими показниками перехідного процесу виконується оцінка якості замкненої системи?
3. Які стандарти використовуються під час синтезу регулятора?
4. Назвіть параметри перехідного процесу в замкненій системі другого порядку, що відповідають стандарту технічного оптимуму.
5. Назвіть параметри перехідного процесу в замкненій системі другого порядку, що відповідають стандарту симетричного оптимуму.
6. Що характеризує запас стійкості по амплітуді?
7. Як визначається запас стійкості по фазі?
8. Що характеризує показник коливальності системи?
9. Як визначається ступінь стійкості системи?
10. Назвіть критерії, які використовуються для оцінки динаміки систем.

Лекція 4. РЕГУЛЯТОРИ В АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМАХ

4.1. Методика синтезу регуляторів у автоматизованій системі

Проектування регулятора для автоматизованої системи суміщає два основні завдання:

- вибір місця регулятора;
- вибір типу та розрахунок параметрів регулятора, які надають системі задані динамічні властивості.

Як перше, так і друге завдання не мають чіткого математичного формулювання. Їхні рішення базуються на досвіді проектування різних систем для різних застосувань.

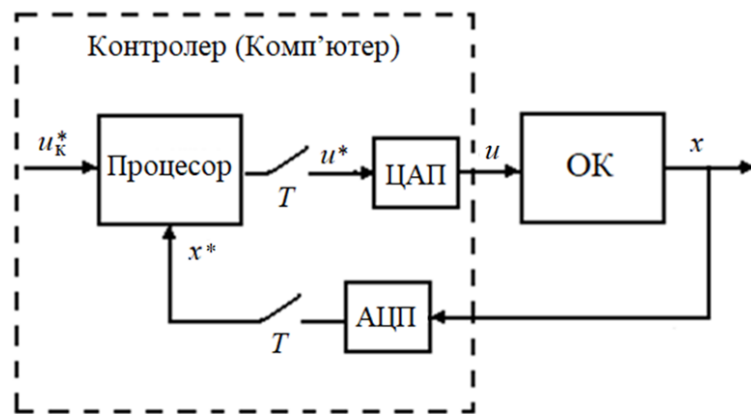
Вимоги високої точності регулювання та високої швидкодії, які ставляться перед сучасними системами автоматики, зумовлюють застосування замкнених систем. Тому що тільки замкнені системи забезпечують реалізацію двох основних принципів:

- регульована величина на виході (швидкість, кут, момент і т.д.) повинна за можливістю точніше повторювати заданий (вхідний) сигнал;

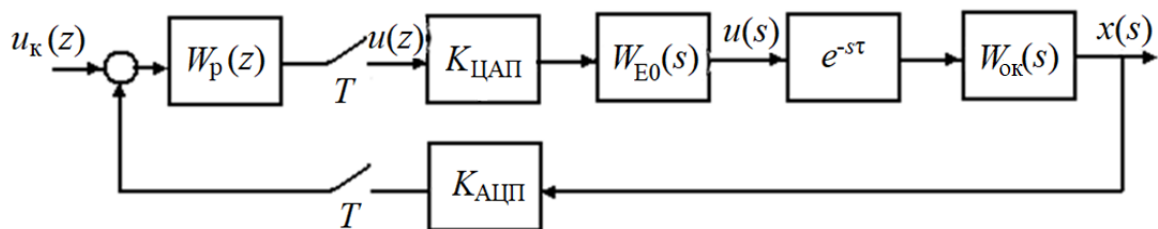
▪ регульована величина на виході за можливістю не повинна залежати від збурення. Такими впливами, що збурюють, можуть бути напруга живлення, температура, момент навантаження, часові залежності параметрів і т.д.

Таким чином, основним принципом керування є принцип зворотного зв'язку, що дає змогу здійснити контроль якості регулювання відхилення керованого параметра від заданого.

Регулятори автоматизованих систем є цифровими, оскільки вони обов'язково містять мікроконтролер або комп'ютер із відповідними платами розширення. Цифрова реалізація регулятора потребує зв'язку між безперервним об'єктом керування та регулятором, який здійснюється через перетворювачі аналогових величин у цифровий код (АЦП) і цифрового коду в аналогову величину (ЦАП). Для цього сигнали з АЦП і сигнали, що надходять на ЦАП, зазвичай квантуються синхронно з періодом дискретизації T . Функціональна схема такої системи наведена на рис. 4.1, а.



а



б

Рис. 4.1. Функціональна схема замкненої системи

Вхідний сигнал u_k^* і сигнал, пропорційний дійсному значенню регульованої величини x^* у цифровій формі, обробляються за допомогою

комп'ютера (мікропроцесора), що виконує роль регулятора. Цифровий сигнал на виході процесора u^* перетворюється в ЦАП, завдяки чому аналоговий сигнал на вході безперервного об'єкта керування (ОК) u залишається постійним впродовж періоду дискретизації.

Сигнали АЦП і ЦАП квантовані за рівнем, унаслідок чого системи керування безперервними об'єктами з комп'ютером у контурі регулювання належать до класу дискретних нелінійних систем. Але якщо розрядність перетворювачів досить велика, можна знехтувати квантуванням сигналів за рівнем, замінивши нелінійні статичні характеристики АЦП і ЦАП лінійними і ввівши відповідний коефіцієнти передачі

$$K_{\text{АЦП}} = \frac{1}{\Delta},$$

де Δ – приріст аналогової величини x на вході АЦП, що відповідає зміні вихідної величини x^* на одну дискретну одиницю.

$$K_{\text{ЦАП}} = \Delta_1,$$

де Δ_1 – приріст вихідної напруги ЦАП, що відповідає зміні на одну дискретну одиницю вхідного сигналу u^* .

Тоді математичний опис усієї системи з комп'ютером у контурі регулювання може бути представлений структурною лінеаризованою схемою, що показана на рис. 4.1, б, на якій позначено:

$W_p(z)$ – передавальна функція цифрового регулятора за умови опису алгоритму його роботи в області комплексної змінної z ;

$W_{\text{ЕО}}(s)$ – передавальна функція екстраполятора нульового порядку;

$W_{\text{ок}}(s)$ – передавальна функція об'єкта керування.

У схему введено ланку чистого запізнення e^{-st} , яка враховує, що для обчислення керуючого впливу відповідно до передавальної функції регулятора $W_p(z)$ процесор витрачає час τ .

Таким чином, в автоматизованій системі об'єкт керування описується системою диференціальних рівнянь або передавальними функціями в області комплексного аргументу s , а алгоритм роботи комп'ютера – різницевиими рівняннями або передавальними функціями в області аргументу z дискретного перетворення.

Можна використовувати два підходи до проєктування цифрового регулятора.

Перший підхід ґрунтується на синтезі безперервного регулятора з подальшим перерахуванням до цифрового аналога.

Для реалізації другого підходу опис безперервного об'єкта замінюється дискретною апроксимацією. У підсумку, вся система виявляється описаною в області комплексної змінної z , а алгоритм роботи цифрової частини визначається за результатом синтезу дискретної системи.

Розглянемо спочатку синтез безперервних регуляторів відповідно до першого підходу.

4.2. Синтез безперервних регуляторів методом кореневого годографа

Метод кореневого годографа широко використовується для аналізу та синтезу динамічних систем. Він досить докладно описаний у літературі. Розглянемо, коротко, деякі його властивості.

Кореневий годограф – це траєкторія коренів характеристичного рівняння (полюсів передавальної функції) замкненої системи за умови зміни будь-якого параметра цієї системи. Зазвичай під час побудови кореневого годографа параметром, що варіюється, є коефіцієнт підсилення регулятора.

Розглянемо для прикладу замкнену систему з одиничним зворотним зв'язком, в якій передавальні функції об'єкта керування та регулятора мають такий вигляд:

$$W_{\text{ок}}(s) = \frac{2}{s^2 + 3s + 2}; \quad W_{\text{р}}(s) = \frac{K}{2s + 10}.$$

Кореневий годограф цієї системи показано на рис. 4.2. Він складається із трьох віток. Положення полюсів показано для $K=1$. За умови збільшення K полюс регулятора переміщується вліво по дійсній осі. Полюси об'єкта, водночас, переміщуються вправо, і система стає дедалі більше коливальною. Відомо, що система стійка до тих пір, поки всі полюси розташовуються в лівій півплощині. Тому на перетині годографа полюсів об'єкта з уявною віссю визначається критичний коефіцієнт підсилення регулятора.

За умови зменшення коефіцієнта підсилення полюс регулятора зсувається вправо, а полюси об'єкта – вліво вниз, переходячи від комплексних значень до дійсних.

Прямі лінії, що виходять із початку координат, визначають коефіцієнт згасання в замкненій системі, концентричні криві – власну частоту системи.

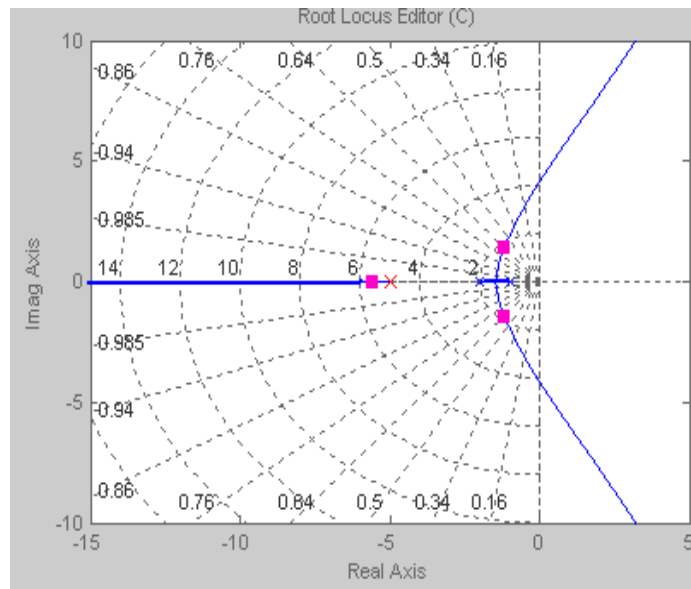


Рис. 4.2. Кореневий годограф

Кореневий годограф дає змогу оцінити динамічні характеристики замкненої системи. Крім того, кореневий годограф дозволяє синтезувати параметри регулятора. Під час синтезу параметрів регулятора потрібно використовувати два основні положення:

- додавання нуля в передавальну функцію регулятора зміщує годограф вліво;
- додавання полюса в передавальну функцію регулятора зміщує годограф вправо.

На рис. 4.3 показаний кореневий годограф розглянутої системи з доданим нулем початку координат ($z=0$).

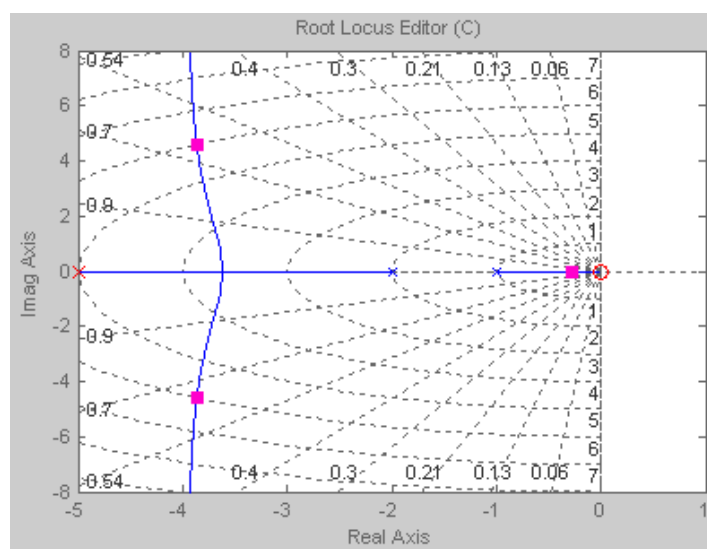


Рис. 4.3. Кореневий годограф системи з доданим нулем ($z = 0$)

4.3. Синтез безперервних регуляторів у часовій та частотній областях у підлеглих структурах

З усіх способів побудови автоматизованих систем переважного поширення набули системи з підлеглим регулюванням. У них об'єкт регулювання, залежно від його структури, розбивається на низку динамічних ланок, для кожної з яких синтезується свій регулятор. На вхід k -го регулятора з передавальною функцією $W_p(s)$ подається сигнал із попереднього регулятора, відповідний рівню заданої регульованої величини і сигнал з виходу k -ї ланки системи, що відповідає фактичному рівню. Перевагою такої структури є можливість простими засобами досягти бажаних динамічних характеристик усієї системи. Крім того, підлегла структура дає змогу здійснити обмеження будь-якої координати системи. Для цього достатньо обмежити завдання цієї координати у відповідному регуляторі.

Також перевагою підлеглої структури є можливість компенсації збурень об'єкта керування, які можуть бути викликані як зовнішніми впливами (температура, напруга живлення, момент навантаження тощо), так і внутрішніми перехресними зв'язками у багатовимірних системах.

Узагальнена структурна схема багатоконтурної системи підлеглого регулювання показана на рис. 4.4.

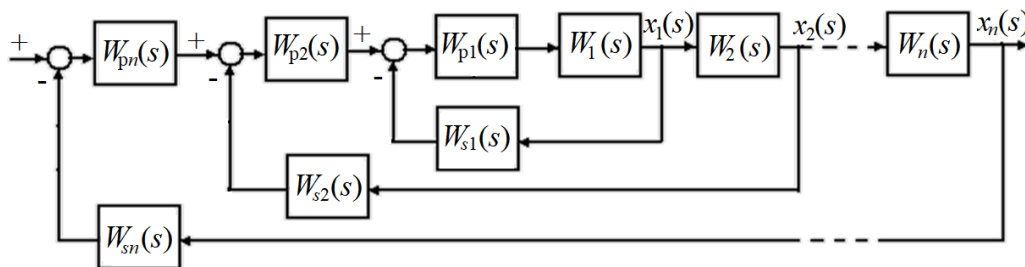


Рис. 4.4. Структурна схема системи з підлеглим регулюванням

Об'єкт керування представлений у вигляді кола послідовно з'єднаних ланок спрямованої дії, передавальні функції яких позначені як $W_1(s) \dots W_n(s)$, де n – кількість ланок моделі об'єкта.

Розбиття моделі об'єкта на ланки проводиться так, щоб вихідними сигналами ланок виявилися фізичні величини, що є цікавими з погляду регулювання та контролю. Регулююча частина системи підлеглого регулювання будується так.

1. Для кожної з регульованих величин $x_1 \dots x_n$ передбачається замкнена система автоматичного керування з регулюванням за відхиленням. Кожна система автоматичного керування має

індивідуальний регулятор, передавальна функція якого позначена на рис. 4.4 як $W_{pk}(s)$, де $k = 1, 2, 3, \dots, n$.

Таким чином, кількість регуляторів у системі підлеглого регулювання дорівнює кількості виділених ланок об'єкта.

Далі будемо розглядається узагальнений пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД) регулятор із реальною диференціальною ланкою. Передавальна функція цього регулятора визначається таким виразом:

$$W_p(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{k_d s}{T_d s + 1}. \quad (4.1)$$

Регулятори типу П, І, ПІ є окремими випадками узагальненого регулятора за умови рівності нулю відповідних коефіцієнтів.

Для формування сигналу зворотного зв'язку в кожній із систем автоматичного керування передбачається датчик відповідної регульованої величини, передавальна функція якого на рис. 4.4 позначена як $W_{sk}(s)$, де $k = 1, 2, 3, \dots, n$.

2. Подібно до ланок об'єкта регулятори з'єднуються між собою послідовно, але у зворотному порядку стосовно порядку зв'язку ланок об'єкта. Кожен наступний регулятор виробляє завдання для попереднього регулятора.

Завдання синтезу полягає у визначенні структури та параметрів контурних регуляторів.

Синтез здійснюється за стандартною методикою, яка полягає в наступному.

1. Синтез регуляторів проводиться послідовно, починаючи з регулятора внутрішнього контуру. Після цього синтезуються регулятори проміжних контурів та, нарешті, регулятор зовнішнього контуру.

2. Кожен контурний регулятор виконується у вигляді послідовного коригувального пристрою, що забезпечує бажані властивості цієї локальної системи регулювання. Регулятор будується так, щоб своєю дією він:

- компенсував дію (і насамперед прояв інерційності) ланки об'єкта, що входить у цей контур;
- забезпечував за можливістю астатизм системи за керуючим впливом;
- забезпечував оптимізацію процесів регулювання за обраним критерієм.

Основне призначення регуляторів полягає у наданні замкненій системі заданих динамічних характеристик, які до певної міри є стандартизованими.

Таким чином, на кожному етапі синтезу регуляторів проєктувальник має справу зі структурою, яка показана на рис. 4.5. У цій структурі необхідно вибрати тип регулятора та розрахувати його параметри, за яких замкнена система задовольняє певним динамічним вимогам.

Далі будемо розглядати системи, в яких ланка в колі зворотного зв'язку є безінерційною $W_{33}(s)=k_{33}$, оскільки інерційністю датчиків у колах зворотного зв'язку зазвичай можна знехтувати.

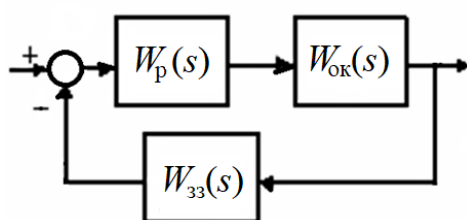


Рис. 4.5. Узагальнена структура

Передавальну функцію об'єкта в структурі за рис. 4.5 завжди можна представити динамічною ланкою не вище другого порядку. Можливі варіанти опису загальної передавальної функції $W_{ок}(s)$ представлені у першому стовпці табл. 4.1.

Регулятор у структурі за рис. 4.5 може бути синтезований двома способами.

За першим способом він компенсує одну (більшу) сталу часу об'єкта. Такі регулятори у таблиці позначені як регулятори першого типу.

В іншому разі він компенсує обидві сталі часу об'єкта. Такі регулятори у табл. 4.1 позначені як регулятори другого типу.

Передавальні функції замкнених систем із різними типами регуляторів поміщені у відповідні комірки таблиці. Динамічну ланку другого порядку можна прийняти за основу під час проєктування автоматизованої системи будь-якої складності.

З рівнянь, наведених у табл. 4.1, видно, що параметри замкнених систем обчислюються за аналогічними формулами. Це дає можливість здійснювати узагальнений синтез регуляторів для систем, передавальні функції яких можуть бути зведені до виразів, наведених у першому стовпці таблиці 4.1.

Для реалізації узагальненого синтезу цих систем використовуються відносні одиниці коефіцієнта передачі регулятора і резонансної частоти

$$\bar{k}_p = \frac{k_p}{k_{кр}}, \quad \bar{\omega}_0 = \omega_0 T_1, \quad (4.2)$$

де $k_{кр}$ знаходиться з виразів у табл. 4.1 за умови $\zeta = 1$. У цьому разі параметри всіх систем другого порядку (табл. 4.1) описуватимуться рівняннями

$$2\xi\bar{\omega}_0 = 1, \quad \bar{\omega}_0^2 = \frac{1}{4}\bar{k}_p. \quad (4.3)$$

Таблиця 4.1

Передавальна функція об'єкта	Передавальна функція регулятора 1-го типу	Передавальна функція замкненої системи	Передавальна функція регулятора 2-го типу	Передавальна функція замкненої системи
$\frac{k_{ок}}{T_2 s(T_1 s + 1)}$	П-регулятор k_p	$\frac{k_p k_{ок}}{T_1 T_2}$; $\frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$; $2\xi\omega_0 = \frac{1}{T_1}$; $\omega_0^2 = \frac{k_p k_{ок} k_{зз}}{T_1 T_2}$.	ПД-регулятор: $\frac{k_p(T_1 s + 1)}{T_d s + 1}$; $k_p, T_1 = \frac{k_p T_d + k_d}{k_p}$.	$\frac{k_p k_{ок}}{T_d T_2}$; $\frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$; $2\xi\omega_0 = \frac{1}{T_d}$; $\omega_0^2 = \frac{k_p k_{ок} k_{зз}}{T_d T_2}$.
$\frac{k_{ок}}{(T_2 s + 1)(T_1 s + 1)}$	ПД-регулятор: $\frac{k_p(T_2 s + 1)}{T_2 s}$; $k_p, k_i = \frac{k_p}{T_2}$.	$\frac{k_p k_{ок}}{T_1 T_2}$; $\frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$; $2\xi\omega_0 = \frac{1}{T_1}$; $\omega_0^2 = \frac{k_p k_{ок} k_{зз}}{T_1 T_2}$.	ПД-регулятор: $\frac{k_p(T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_2)s + 1)}{s(T_d s + 1)}$; $k_p = k_i, T_1 T_2 = \frac{k_p T_d + k_d}{k_i}$; $T_1 + T_2 = \frac{k_i T_d + k_p}{k_i}$.	$\frac{k_p k_{ок}}{T_d}$; $\frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$; $2\xi\omega_0 = \frac{1}{T_d}$; $\omega_0^2 = \frac{k_p k_{ок} k_{зз}}{T_d}$.
$\frac{k_{ок}}{T^2 s^2 + 2\xi T s + 1}$			ПД регулятор: $\frac{k_p(T^2 s^2 + 2T\xi s + 1)}{s(T_d s + 1)}$; $k_p = k_i, \frac{k_p T_d + k_d}{k_i} = T^2$; $\frac{k_i T_d + k_p}{k_i} = 2\xi T$.	$\frac{k_p k_{ок}}{T_d}$; $\frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$; $2\xi\omega_0 = \frac{1}{T_d}$; $\omega_0^2 = \frac{k_p k_{ок} k_{зз}}{T_d}$.

Рівняння (4.3) дають змогу розрахувати узагальнені динамічні характеристики замкнених систем другого порядку залежно від відносного коефіцієнта підсилення регулятора.

Резонансна частота

$$\bar{\omega}_0 = \sqrt{\frac{1}{4} \bar{k}_p}. \quad (4.4)$$

Коефіцієнт згасання у системі

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{\bar{k}_p}}. \quad (4.5)$$

Перерегулювання в системі

$$\delta = e^{\left(\frac{-\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right)} = e^{\left(\frac{-\pi}{\sqrt{\bar{k}_p-1}}\right)}. \quad (4.6)$$

Зі зміною коефіцієнта підсилення регулятора змінюються всі узагальнені параметри замкненої системи. Ці залежності показано на рис. 4.6.

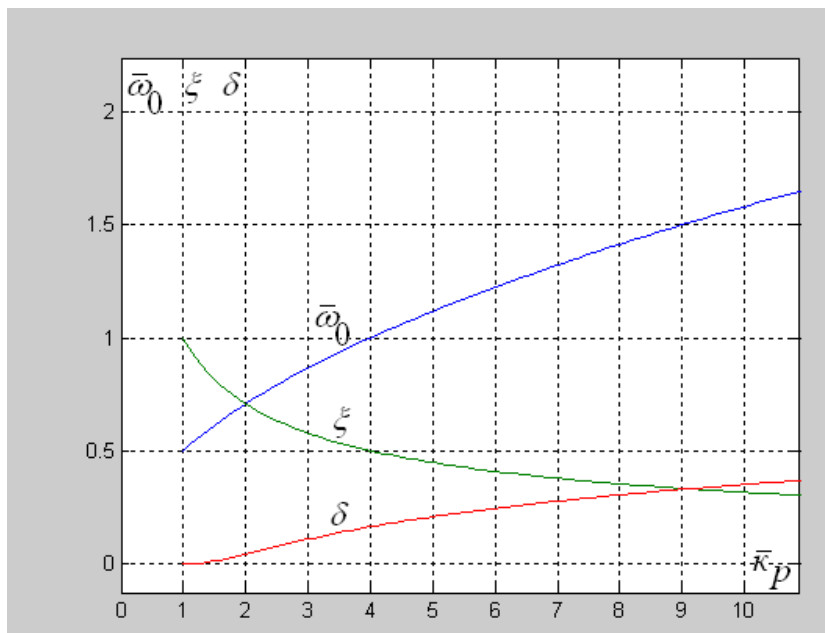


Рис. 4.6. Узагальнені динамічні параметри замкнених систем другого порядку

Через залежності, показані на рис. 4.6 та за табл. 4.1, можна для будь-якого об'єкта другого порядку, відштовхуючись від необхідних динамічних характеристик замкненої системи, визначити структуру і параметри регулятора.

Запитання для самоперевірки

1. Опишіть підходи до проектування цифрових регуляторів.
2. Що таке кореневий годограф?
3. Які основні положення використовуються під час синтезу параметрів регулятора методом кореневого годографа?
4. Наведіть узагальнену структурну схему багатоконтурної системи підлеглого регулювання.
5. Як будується регулююча частина системи підлеглого регулювання?
6. Як здійснюється синтез структури та параметрів контурних регуляторів системи підлеглого регулювання?
7. Наведіть особливості регуляторів першого та другого типу.

Лекція 5. ПЕРЕТВОРЕННЯ БЕЗПЕРЕРВНИХ РЕГУЛЯТОРІВ ДО ЦИФРОВИХ АНАЛОГІВ

Визначення параметрів цифрового регулятора здійснюється перерахунком параметрів синтезованого безперервного регулятора.

Заміна безперервного регулятора еквівалентним цифровим називається переобладнанням.

Ідея такого переобладнання пояснюється на рис. 5.1. Тут замкнена система з безперервним об'єктом керування $W_{ок}(s)$ та синтезованим безперервним регулятором із передавальною функцією $W_p(s)$ (рис. 5.1, а) переобладнується до системи з цифровим регулятором $W_p(z)$ та фіксатором обчислених значень ЦАП із передавальною функцією

$$W_{Е0}(s) = -\frac{1-e^{-sT}}{s}.$$

Переобладнання базується на представленні інтегралу сумою. Ця сума може бути обчислена у різний спосіб.

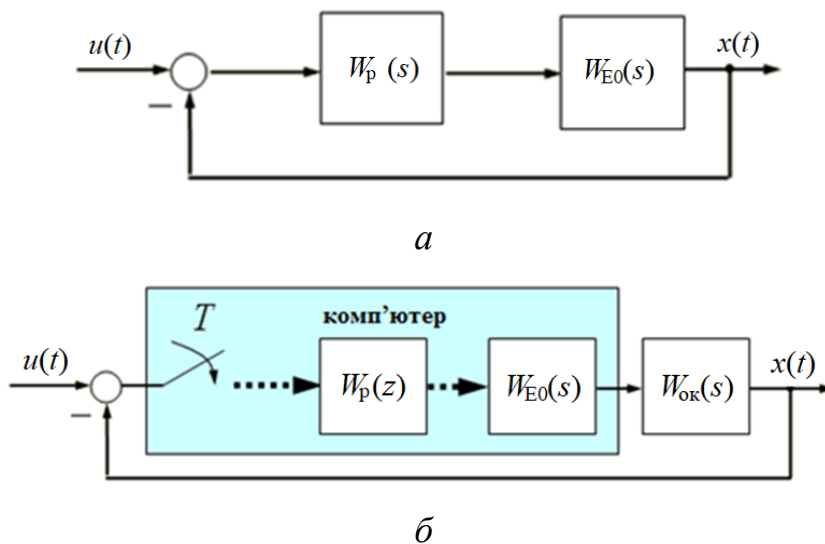


Рис. 5.1. Функціональні схеми безперервної (а) та дискретної (б) систем

5.1. Прямий метод Ейлера

Прямий метод Ейлера показаний на рис. 5.2. Значення вихідного сигналу на момент часу $t=nT$ тут розраховується з виразу

$$x[nT]=x[(n-1)T]+T \cdot u[(n-1)T]. \quad (5.1)$$

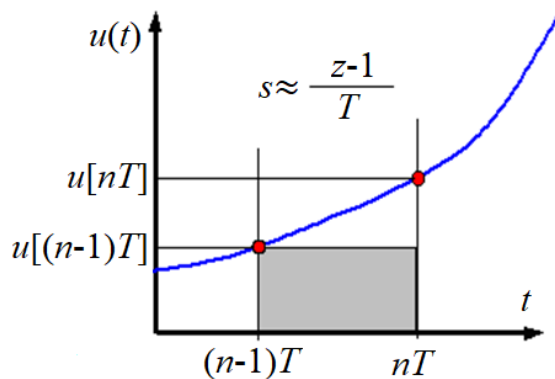


Рис. 5.2. Інтегрування за прямим методом Ейлера

Підставивши оператор затримки у вираз (5.1), отримаємо:

$$x[nT]=x[nT] \cdot z^{-1}+T \cdot u[nT] \cdot z^{-1}. \quad (5.2)$$

Сигнал на виході може бути поданий у вигляді:

$$x[nT]=\frac{T}{z-1} u[nT]. \quad (5.3)$$

Тобто під час використання прямого методу Ейлера здійснюється заміна змінної

$$\frac{1}{s} \approx \frac{T}{z-1}, \text{ або } s \approx \frac{z-1}{T}. \quad (5.4)$$

5.2. Зворотний метод Ейлера

Значення вихідного сигналу на момент часу $t=nT$ (рис. 5.3) тут розраховується з виразу

$$x[nT]=x[(n-1)T]+T\cdot u[nT]. \quad (5.5)$$

Підставивши в (5.5) оператор запізнення отримаємо:

$$x[nT]=x[nT]\cdot z^{-1}+T\cdot u[nT]. \quad (5.6)$$

Сигнал на виході може бути представлений у вигляді:

$$x[nT]=\frac{Tz}{z-1}u[nT]. \quad (5.7)$$

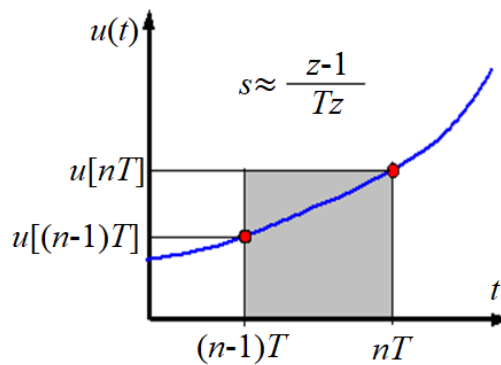


Рис. 5.3. Інтегрування за зворотним методом Ейлера

Тобто під час використання зворотного методу Ейлера здійснюється заміна змінної

$$\frac{1}{s} \approx \frac{Tz}{z-1}, \text{ або } s \approx \frac{z-1}{Tz}. \quad (5.8)$$

5.3. Метод трапецій

У пакеті Simulink використовується ще одна (трапецеїдальна) апроксимуюча функція (метод Тастіна, рис. 5.4).

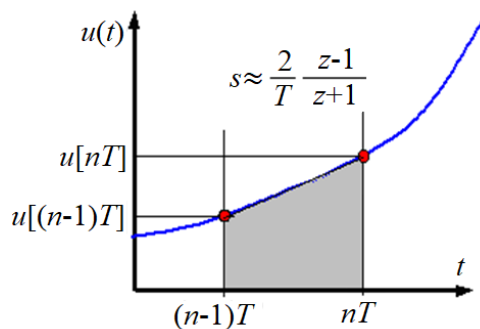


Рис. 5.4. Інтегрування методом трапецій

Значення вихідного сигналу на момент часу $t=nT$ тут розраховується з виразу

$$x[nT]=x[(n-1)T]+\frac{T}{2}(u[nT]+u[(n-1)T]). \quad (5.9)$$

Сигнал на виході може бути поданий у вигляді:

$$x[nT]=\frac{T}{2}\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}u[nT]=\frac{T}{2}\frac{z+1}{z-1}u[nT]. \quad (5.10)$$

У цьому разі аналогом оператора інтегрування $1/s$ є оператор

$$\frac{1}{s} \approx \frac{T(z+1)}{2(z-1)}, \text{ або } s \approx \frac{2(z-1)}{T(z+1)}. \quad (5.11)$$

Таким чином, ту роль, яку в безперервних системах відіграє оператор інтегрування $\frac{1}{s}$, в дискретних системах грає оператор $\frac{T}{z-1}$, $\frac{zT}{z-1}$ або $\frac{T(z+1)}{2(z-1)}$, залежно від вибору способу чисельного інтегрування.

Якщо відома операторна функція безперервного регулятора, то використовуючи різні методи чисельного інтегрування, можна визначити передавальну функцію цифрового регулятора. Причому остання залежить як від способу чисельного інтегрування, так і від значення періоду дискретизації T .

5.4. Метод паралельного програмування

Під час використання методу паралельного програмування кожен окремий доданок в операторній функції замінюється її дискретним аналогом із подальшим паралельним підсумовуванням. Ці перетворення поміщені в таблицю 5.1.

Таблиця 5.1.

	k_p	$\frac{k_i}{s}$	$\frac{k_d s}{T_d s + 1}$
Прямий метод Ейлера	$x[n]=k_p \cdot u[n]$	$x[n]=k_i T \cdot \frac{z^{-1} u[n]}{1-z^{-1}}$	$x[n]=\frac{k_d}{T_d} \cdot \frac{(1-z^{-1}) \cdot u[n]}{1-z^{-1} + \frac{T}{T_d} z^{-1}}$
Зворотний метод Ейлера	$x[n]=k_p \cdot u[n]$	$x[n]=k_i T \cdot \frac{u[n]}{1-z^{-1}}$	$x[n]=\frac{k_d}{T_d} \cdot \frac{(1-z^{-1}) \cdot u[n]}{1-z^{-1} + \frac{T}{T_d}}$
Метод трапецій	$x[n]=k_p \cdot u[n]$	$x[n]=\frac{k_i T}{2} \cdot \frac{(1+z^{-1}) \cdot u[n]}{1-z^{-1}}$	$x[n]=\frac{k_d}{T_d} \cdot \frac{(1-z^{-1}) \cdot u[n]}{\left(1 + \frac{T}{2T_d}\right) + z^{-1} \left(\frac{T}{2T_d} - 1\right)}$

5.5. Програмна реалізація регулятора системи керування

Найпоширенішим типом регулятора в автоматизованих системах є пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД) регулятор. Його передавальна функція визначається таким виразом:

$$W_p(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s. \quad (5.12)$$

Проаналізуємо роботу ПІД-регулятора в замкненій системі, зображеній на рис. 5.5. Похибка на виході суматора $e(t)$, тобто різниця між вхідним впливом $u(t)$ та вихідним сигналом $x(t)$, надходить до ПІД-регулятора, який її масштабує, обчислює похідну та інтеграл від неї, і таким чином утворює сигнал керування $U(t)$ відповідно до виразу:

$$U(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt + k_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (5.13)$$

Сигнал керування надходить до об'єкта керування, де під впливом цього сигналу створюється нове значення вихідного сигналу $x(t)$. Це нове значення надходить до суматора, де створюється нове значення сигналу похибки $e(t)$. Регулятор отримує нове значення сигналу похибки і знову виконує обчислення для формування нового значення сигналу керування. Цей процес буде відбуватися до того часу, коли зникне різниця між вхідним та вихідним сигналами.

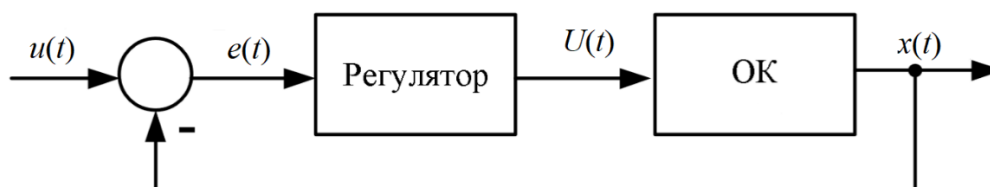


Рис. 5.5. ПІД-регулятор

ПІД-регулятор має три складники: пропорційний P , інтегральний I та диференціальний D , тобто його вихідний сигнал формується як сума трьох значень, помножених кожна на свій коефіцієнт. Ця сума після обчислень стає керуючим сигналом, позначимо його як out , який подається на керуючий пристрій. Тоді програмна реалізація матиме такий вигляд

$$out = P * k_p + I * k_i + D * k_d.$$

Тут k_p , k_i , k_d – відповідні коефіцієнти в рівняннях (5.12, 5.13). Причому будь-який коефіцієнт може дорівнювати нулю, і в такому разі дорівнює

нулю відповідна компонента. Тобто регулятор можна перетворити на П, ПІ або ПД. Різні автоматизовані системи вимагають різного підходу, саме тому ПД регулятор є універсальним. Надалі будемо використовувати такі позначення змінних:

- out – вихід із регулятора (керуючий сигнал);
- setpoint – задане значення;
- input – вхід (сигнал із датчика зворотного зв'язку);
- err – помилка регулювання;
- dt – період обчислення та регулювання.

Пропорційна компонента є різницею поточного значення з датчика та завдання

$$P = \text{setpoint} - \text{input}.$$

Ця різниця називається помилкою регулювання, тобто як далеко знаходиться система від заданого значення. Чим більше помилка, тим більше буде керуючий сигнал, і тим швидше система приводитиме керовану величину до заданого значення. Коефіцієнт k_p тут виконує роль масштабування помилки. Водночас, якщо система дійшла заданого значення, помилка стане рівною нулю і керуючий сигнал теж.

Інтегральний складник накопичує помилку помножену на період дискретизації системи, тобто фактично бере інтеграл від помилки за часом

$$I = I + (\text{setpoint} - \text{input}) * dt.$$

У регуляторі ця компонента множиться на коефіцієнт k_i , яким налаштовується вага цього складника.

Диференціальний складник є різницею поточної та попередньої помилки, поділеної на час між вимірюваннями, тобто на загальний період регулятора dt . Інакше – це похідна від помилки за часом

$$\text{err} = \text{setpoint} - \text{input},$$

$$D = (\text{err} - \text{prevErr}) / dt,$$

$$\text{prevErr} = \text{err}.$$

Фактично, ця компонента реагує на зміну сигналу з датчика зворотного зв'язку, і що сильніше відбувається ця зміна, то більше значення додається до загальної суми. Тобто вона дає змогу компенсувати різкі зміни в системі, і за правильного налаштування запобігти сильного перерегулювання та зменшити коливальність.

Поєднуючи всі розглянуті вище рівняння, отримаємо такий програмний код (реалізація на C++).

```
// (вхід, установка, p, i, d, період у секундах, мін. вихід, макс. вихід)
int computePID(float input, float setpoint, float kp, float ki, float kd, float
dt, int minOut, int maxOut) {
    float err = setpoint - input;
    static float integral = 0, prevErr = 0;
    integral = constrain (integral + (float) err * dt * ki, minOut, maxOut);
    float D = (err - prevErr)/dt;
    prevErr = err;
    return constrain (err * kp + integral + D * kd, minOut, maxOut);
}
```

Наведена функція приймає значення з датчика, завдання, три коефіцієнти і час, а також максимальне та мінімальне обмеження виходу з регулятора. Функція повинна викликатися з деяким періодом, причому тривалість цього періоду потрібно передати до функції в секундах. Цей період (dt) має такий сенс: що інерційніша у система, то рідше можна обчислювати функцію. Наприклад для обігріву кімнати період може становити біля 1 с або навіть більше, а для контролю за обертами електродвигуна період має бути суттєво меншим.

Запитання для самоперевірки

1. Поясніть як здійснюється заміна безперервного регулятора еквівалентним цифровим?
2. Наведіть методи представлення інтегралу сумою.
3. У чому полягає відмінність прямого метода Ейлера від зворотного?
4. Поясніть метод трапецій.
5. У чому суть методу паралельного програмування?
6. Як реалізується метод паралельного програмування?
7. Проаналізуйте роботу ПД-регулятора.

Лекція 6. ЕЛЕМЕНТИ ПРИСТРОЇВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ

Перші перетворювачі електричної енергії з'явилися ще у 20-х роках 20-го століття. Силовими елементами в них були потужні лампові тиратрони та ігнітрони. Ці перетворювачі мали значні масу та габарити, складні та громіздкі системи охолодження, і були ненадійні. Але, незважаючи на всі ці недоліки, вже тоді вони знайшли практичне застосування у міському та залізничному транспорті.

Істотний стрибок у розвитку перетворювальної техніки стався у шістдесятих роках 20-го століття, коли було створено перші некеровані і керовані силові напівпровідникові елементи. Ці елементи дали змогу створити силові напівпровідникові некеровані та керовані випрямлячі, які набули широкого поширення на залізничному транспорті, в електроприводах постійного струму та в інших галузях.

Третій етап у розвитку перетворювальної техніки настав із появою спочатку біполярних високовольтних транзисторів і повністю керованих тиристорів GTO, а потім біполярних транзисторів з ізольованим затвором IGBT і потужних польових транзисторів MOSFET.

Основною особливістю цього етапу є революційна зміна перетворювальної техніки. Ця зміна базується на значному збільшенні швидкодії напівпровідникових перетворювачів, що дає змогу істотно зменшити маси і габарити, підвищити ККД і надійність, реалізувати широтно-імпульсну модуляцію і мікропроцесорне керування.

Розроблено значну кількість схем напівпровідникових перетворювачів енергії і їхня кількість постійно зростає (ця галузь сьогодні активно розвивається). Використання силових напівпровідникових перетворювачів в електроенергетиці, на транспорті, металургії та інших галузях дає суттєвий економічний ефект.

6.1. Основні особливості створення програмних моделей пристроїв силової електроніки

Методика створення моделей пристроїв силової електроніки в SimPowerSystem має деякі особливості.

1. Входи та виходи блоків, на відміну від блоків Simulink, не є однонаправленими, оскільки фактично вони є еквівалентами електричних

контактів. Таким чином, електричний струм може протікати через вхід або вихід блоку в обох напрямках.

2. З'єднувальні лінії між блоками є аналогами електричних проводів, якими струм може протікати у двох напрямках. У Simulink-моделях інформаційний сигнал поширюється лише одному напрямку – від виходу одного блоку до входу іншого.

3. Simulink-блоки та SimPowerSystem-блоки не можуть бути безпосередньо з'єднані один із одним, оскільки вони оперують сигналами різної природи. Сигнал від Simulink-блоку можна передати до SimPowerSystem-блоку через керовані джерела струму чи напруги, а в зворотному напрямку – за допомогою вимірювачів струму чи напруги.

4. Для розрахунку моделей, які містять нелінійні блоки (зокрема пристрої силової електроніки), доцільно використовувати такі чисельні методи:

- ode15s – багатокроковий метод змінного порядку (від 1 до 5), який використовує формули чисельного диференціювання;
- ode23tb – неявний метод Рунге-Кутти на початку розрахунку, і метод, що використовує формули зворотного диференціювання 2-го порядку в подальшому (вони дають кращі результати за швидкодією).

6.2. Класифікація напівпровідникових пристроїв

Силкові напівпровідникові елементи у перетворювачах зазвичай працюють у ключовому режимі. Цей режим роботи характеризується двома станами:

- 1 – відкритий, для діода та тиристора, та насичення для транзистора;
- 2 – закритий.

У першому стані силовий напівпровідниковий елемент має дуже малий опір для протікання струму, у другому – практично нескінченний опір. Завдяки такому режиму роботи втрати в силовому напівпровідниковому елементі малі в порівнянні з перетворюваною потужністю. Ці втрати складаються з втрат від протікання прямого струму, коли силовий напівпровідниковий елемент відкритий або насичений, із втрат від протікання зворотного струму, коли силовий напівпровідниковий елемент закритий, і втрат унаслідок перемикання з одного стану в інший. Параметри, які наводяться в паспортних даних, дають можливість розрахувати ці втрати.

Класифікація силових напівпровідникових елементів представлена на рис. 6.1.

Як перший критерій класифікації вибрано тип елемента. За цим критерієм усі силові напівпровідникові елементи поділені на діоди, тиристори та транзистори.

Як другий критерій класифікації обрані фізичні властивості елемента.

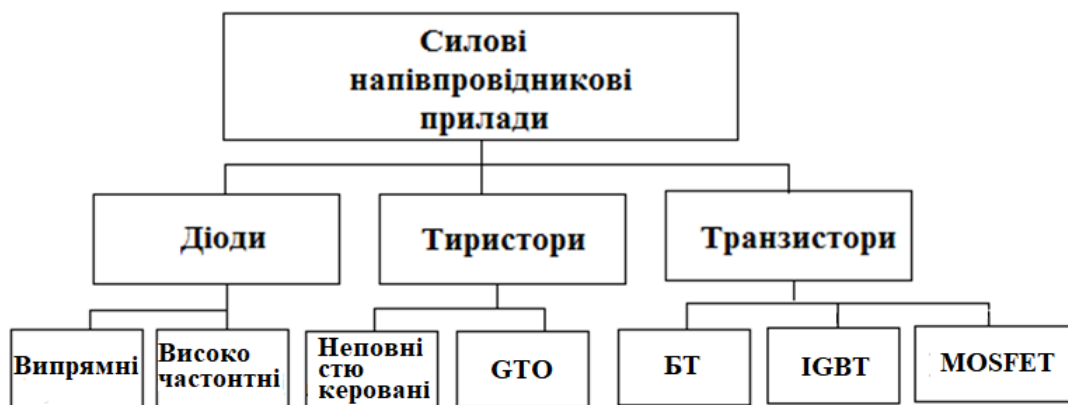


Рис. 6.1. Класифікація силових напівпровідникових елементів

6.3. Силові напівпровідникові діоди

Серед усіх силових напівпровідникових приладів діод є найбільш простим. Він має два виводи, які з'єднані з областями різних типів електричної провідності напівпровідника: електронною – *n*-типу та дірковою – *p*-типу. Силові напівпровідникові діоди можна поділити на дві групи: випрямні та швидкодіючі. Випрямні діоди призначені для випрямлення змінного струму. Швидкодіючі діоди в схемах напівпровідникових перетворювачів використовуються як зворотні діоди. Вони створюють шляхи протікання струму навантаження в зворотному напрямку по відношенню до провідного напрямку силового ключа.

Будову діода показано на рис. 6.2, *a*, його зображення на принципових схемах – на рис. 6.2, *б*.

Типова вольт-амперна характеристика діода в статичному режимі показана на рис. 6.2, *в*, *г*. Вона має пряму ділянку 1, що відповідає прямому вмиканню діода, та зворотну 2.

Вольт-амперну характеристику діода у відкритому стані можна апроксимувати двома відрізками прямих (рис. 6.2, *г*), що дає змогу визначити необхідні параметри (U_0 – порогова напруга,

$R_{on} = \Delta U_f / \Delta I_f$ – динамічний опір) для аналізу, розрахунку та моделювання.

Кути α_f та α_r відповідають нахилу прямої та зворотної ділянок характеристики.

Якщо до діода прикладена пряма напруга U_f , причому $U_f < U_0$, то струм через діод дорівнює нулю. Якщо $U_f > U_0$, діод апроксимується опором R_{on} . Таким чином, модель діода у відкритому стані описується лінійним рівнянням

$$U_f = U_0 + R_{on} I_f. \quad (6.1)$$

У закритому стані опір діода приймається нескінченним, а струм через нього дорівнює нулю.

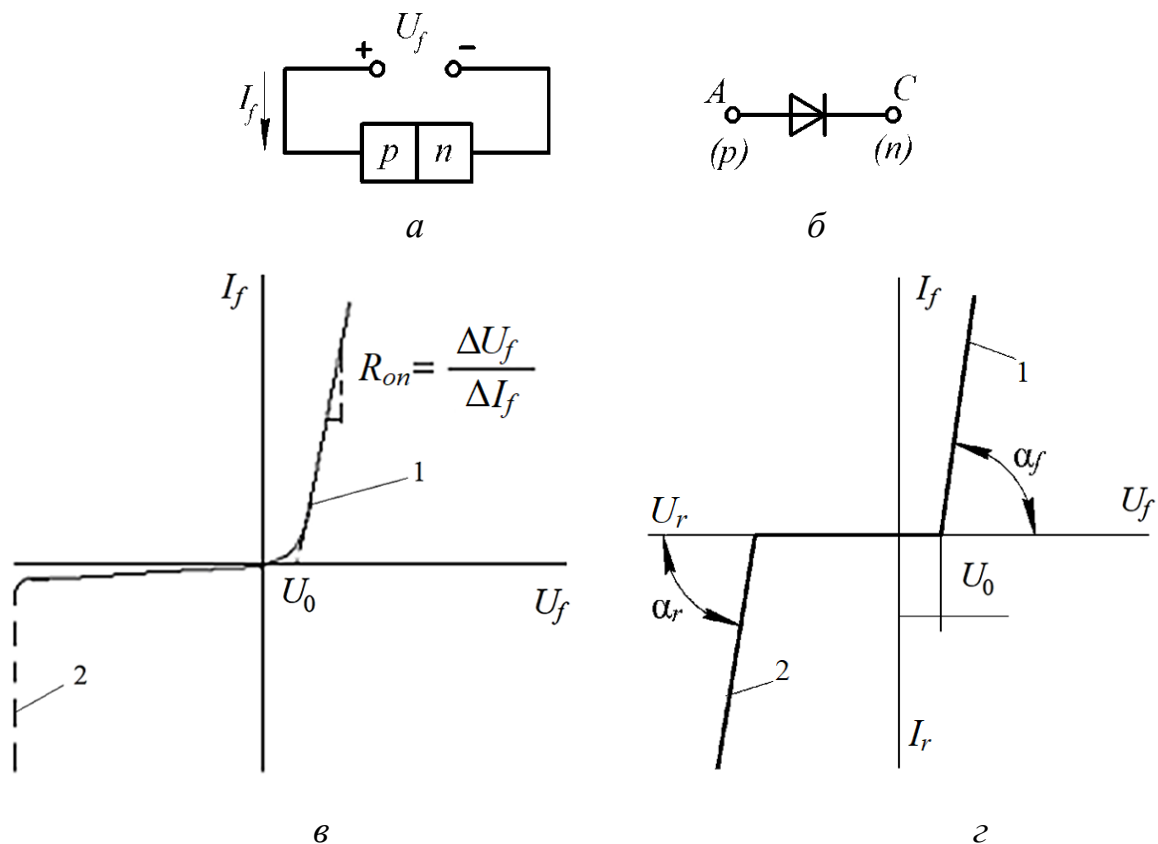


Рис. 6.2. Будова (а), позначення (б) та ВАХ діода (в, з)

Силкові діоди зазвичай характеризують набором статичних, гранично допустимих та динамічних параметрів. До статичних параметрів діода належать згадані вже порогова напруга і опір у провідному стані, а також:

- падіння напруги U_f на діоді за деякого значення прямого струму;
- зворотний струм I_r для заданого значення зворотної напруги;
- середнє значення прямого струму $I_{f,av}$.

Як гранично допустимі параметри в паспортних даних на діоди наводяться такі:

- максимальний прямий струм $I_{f,max}$;
- максимальна зворотна напруга $U_{f,max}$;
- імпульсна зворотна напруга $U_{r,i}$;
- прямий імпульсний струм $I_{f,i}$ за обумовленої тривалості імпульсу.

До динамічних параметрів діода належать його часові та частотні характеристики:

- час відновлення t_{rr} зворотної напруги;
- час наростання прямого струму t_{rf} ;
- гранична частота діода f_{max} .

Модель діода складається з послідовно включених резистора R_{on} , індуктивності L_{on} , джерела постійної напруги U_f та ключа Sw (рис. 6.3). Резистор R_{on} моделює опір діода у відкритому стані. Індуктивність L_{on} моделює динамічні процеси перемикання діода. Напруга U_f моделює падіння напруги на відкритому діоді. Блок логіки керує роботою ключа. За умови позитивної напруги на діоді ($U_{AC} > U_f$) відбувається замикання ключа і через діод починає протікати струм. Розмикання ключа (вимкнення діода) відбувається коли струм I_{AC} , який протікає через діод, зменшується до нуля. В моделі паралельно діоду включена послідовна $R_s C_s$ -ланка, що виконує демпферну функцію.

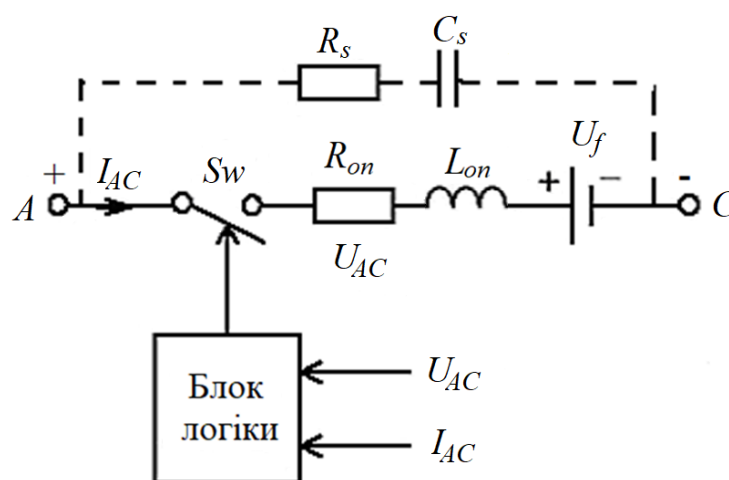


Рис. 6.3. Модель діода

6.4. Тиристор

Тиристор є елементом із чотиришаровою напівпровідниковою структурою (рис. 6.4, *a*).

У статичному режимі тиристор може перебувати у трьох станах:

- замкнений стан за негативної напруги на аноді по відношенню до катода;
- замкнений стан за позитивної напруги на аноді по відношенню до катода;
- відкритий стан.

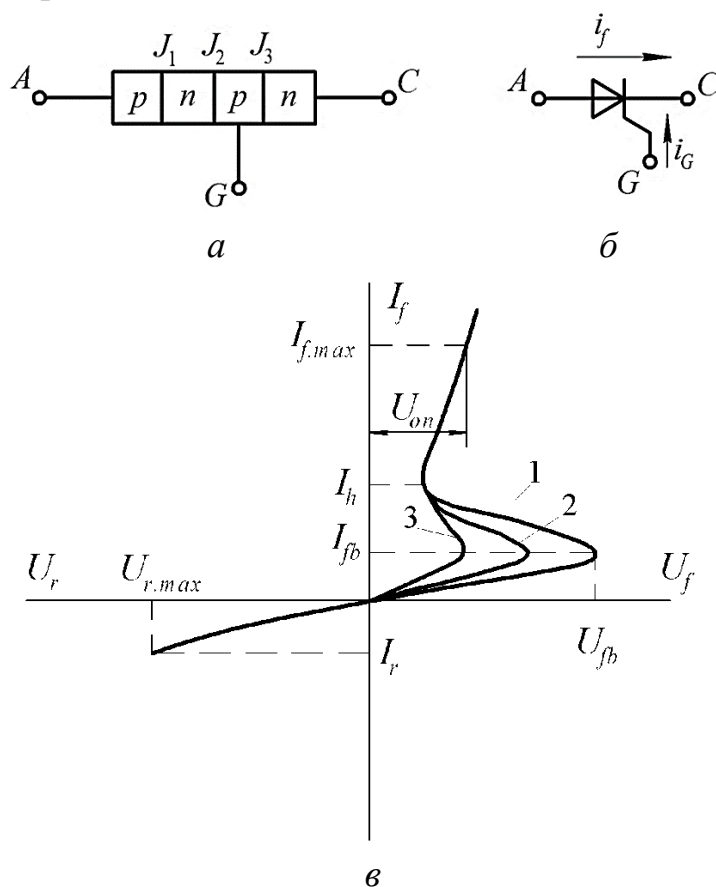


Рис. 6.4. Будова (*a*), позначення (*б*) та характеристики (*в*) тиристора

Перехід із другого стану в третій називається вмиканням тиристора. Перехід із відкритого стану в закритий називається вимкненням тиристора. Позначення тиристора на принципових схемах та його вольт-амперна характеристика показана відповідно на рис. 6.4, *б* та *в*. З останньої можна бачити (криві 1, 2, 3), що зі збільшенням струму керування знижується напруга вмикання.

Після вмикання керуючий електрод втрачає керуючі властивості і за його допомогою вимкнути тиристор не можна. Тиристор може

вимкнутися самостійно в тому разі, коли анодний струм стане менше за струм утримання. Зазвичай під час моделювання тиристора приймають, що струм утримання дорівнює нулю. Однак у деяких випадках, для точних розрахунків, його потрібно враховувати. Основні параметри тиристора в увімкненому стані повторюють параметри діода. До гранично допустимих параметрів тиристора належать:

- допустима зворотна напруга U_r ;
- допустимий прямий струм I_f .

До динамічних параметрів належать час вмикання $t_{\text{вм}}$ та час вимикання $t_{\text{вим}}$. Динамічні процеси перемикання тиристора показані на рис. 6.5. Для надійного вмикання необхідно, щоб параметри імпульсу струму керування на початковій ділянці ВАХ – його амплітуда $I_{\text{к.мах}}$, тривалість та швидкість наростання $\frac{dI_{\text{к}}}{dt}$, відповідали певним вимогам, які забезпечують швидке та надійне вмикання тиристора. Після подачі імпульсу струму на електрод керування проходить деякий час, необхідний для вмикання.

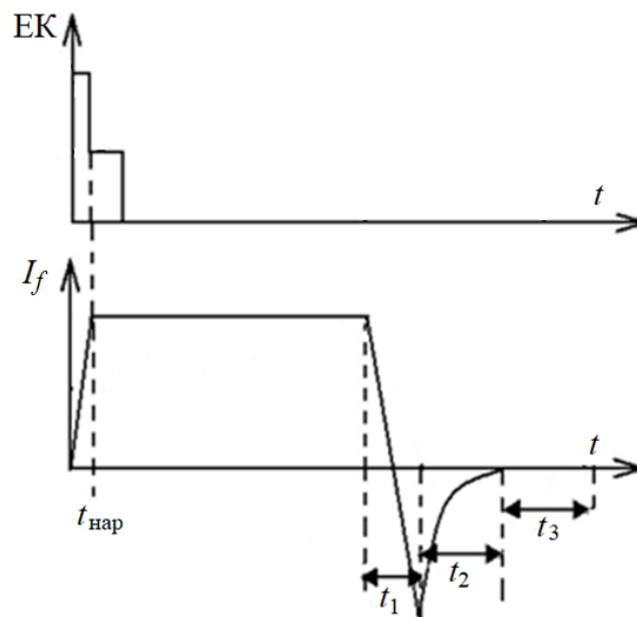


Рис. 6.5. Динамічні процеси перемикання тиристора

Процес наростання струму в тиристорі починається через час затримки $t_{\text{зат}}$, що залежить від амплітуди імпульсу струму керування $I_{\text{к.мах}}$ на початковій ділянці ВАХ. Протягом часу затримки струм у тиристорі росте до значення струму утримання I_h . Цей струм зазвичай під час моделювання приймається рівним 0,1 від номінального прямого струму

тиристора. За умови значного струму керування час затримки становить мікросекунди (від 0,1 до 2 мкс).

Потім відбувається наростання струму через прилад упродовж часу наростання $t_{\text{нар}}$. Після вмикання тиристора амплітуда імпульсу струму управління може бути зменшена.

Процес вимкнення тиристора складається з трьох фаз (рис. 6.5):

- фаза наростання зворотного струму через тиристор (t_1);
- фаза спаду зворотного струму до нуля (t_2);
- фаза відновлення замикаючих властивостей тиристора (t_3).

Тільки через час вимкнення $t_{\text{вим}}=t_1+t_2+t_3$ до тиристора можна повторно прикласти пряму напругу.

Втрати в тиристорі складаються з втрат від протікання прямого струму, комутаційних втрат і втрат у колі керування. Втрати від протікання прямого струму розраховуються так само, як у діодах. Комутаційні втрати та втрати в колі керування залежать від способу вмикання та вимикання тиристора.

Способи вимикання тиристора (способи комутації) можна розділити на дві групи:

- комутація від мережі (природна);
- штучна комутація, яка зазвичай здійснюється від попередньо зарядженої ємності.

Природна комутація застосовується у керованих випрямлячах, ведених мережею інверторах та безпосередніх перетворювачах частоти. Штучна комутація застосовується в автономних інверторах.

Способи штучної комутації та схеми, що її реалізують, досить різноманітні. На рис. 6.6, 6.7 показано у спрощеному вигляді найпоширеніші схеми комутуючих пристроїв. У схемі на рис. 6.6 процес комутації забезпечується коливальним контуром після включення допоміжного тиристора T_k .

Час відновлення силового тиристора T у цьому разі дорівнює тривалості протікання струму через зустрічно включений діод D . Водночас до тиристора прикладається невелика зворотна напруга, що дорівнює прямому падінню напруги на діоді. Тому така комутація називається «м'якою».

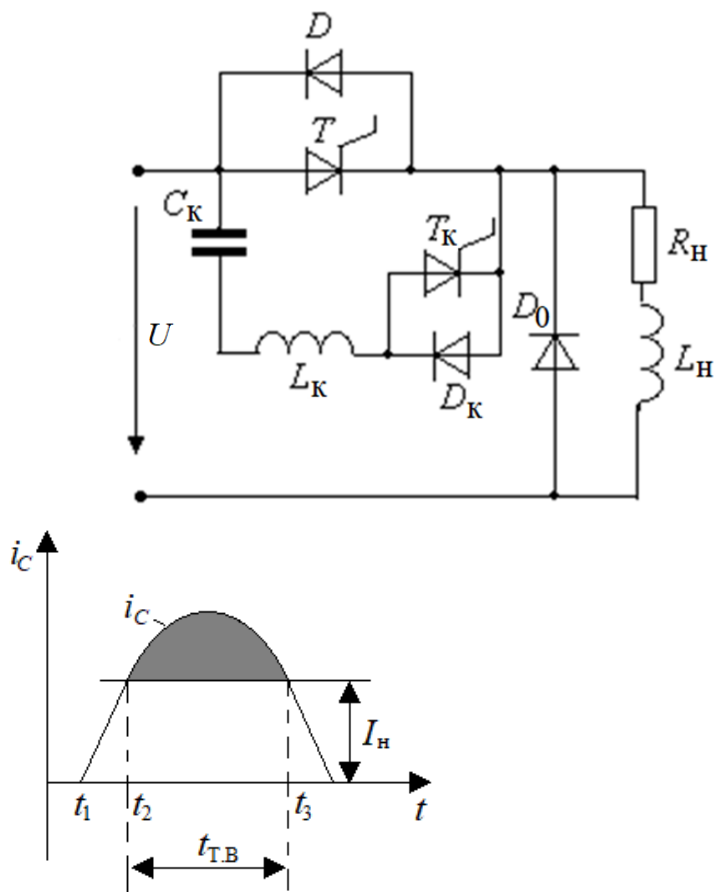


Рис. 6.6. Схема з «м'якою» комутацією

У схемі на рис. 6.7 одночасно із вмиканням допоміжного тиристора T_K до силового тиристора відразу прикладається велика зворотна напруга, що дорівнює початковій напрузі на конденсаторі. Тому силовий тиристор практично миттєво замикається, а час на відновлення тиристора дорівнює тривалості дії негативної напруги на тиристорі. Така комутація називається «жорсткою».

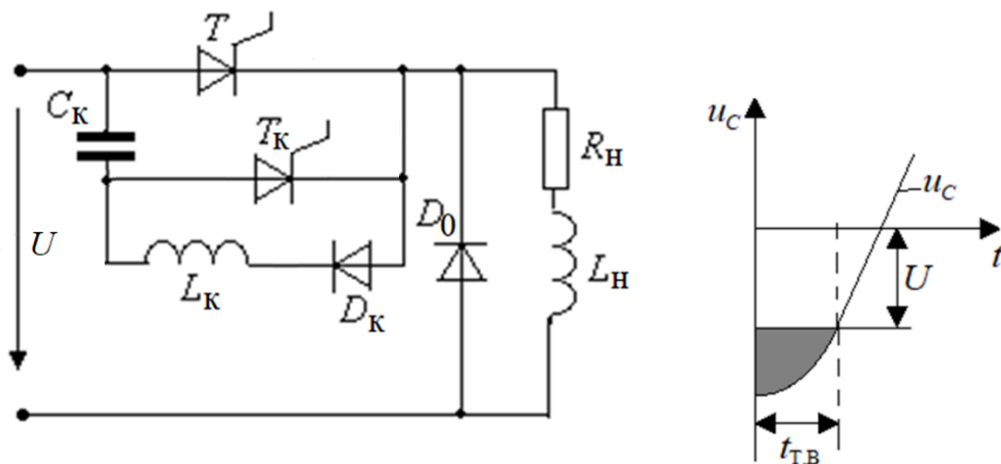


Рис. 6.7. Схема з «жорсткою» комутацією

Тиристри схильні до самовільного вмикання за умови швидкої зміни напруги на аноді. Це явище отримало назву «ефекта $\frac{dU}{dt}$ ». Навіть за невеликої напруги на аноді тиристор може ввімкнутися якщо швидкість її зміни буде значною.

Великі значення $\frac{dU}{dt}$ можуть також вивести тиристор із ладу. До такого ж результату може призвести велика швидкість наростання струму під час вмикання тиристора. Зменшення втрат під час комутації, захист тиристора від самовільного вмикання та виходу з ладу забезпечують кола формування траєкторії перемикавання (снабери).

Спрощена модель тиристора містить послідовно включені резистор R_{on} , індуктивність L_{on} , джерело постійної напруги U_f та ключ Sw (рис. 6.8). Блок логіки керує роботою ключа. За позитивної напруги на тиристорі ($U_{AC} > U_f$) і наявності позитивного сигналу на електроді керування (G) відбувається замикання ключа і через прилад починає протікати струм. Розмикання ключа (вимикання тиристора) відбувається за умови зниження струму I_{AC} , що протікає через тиристор, до нуля.

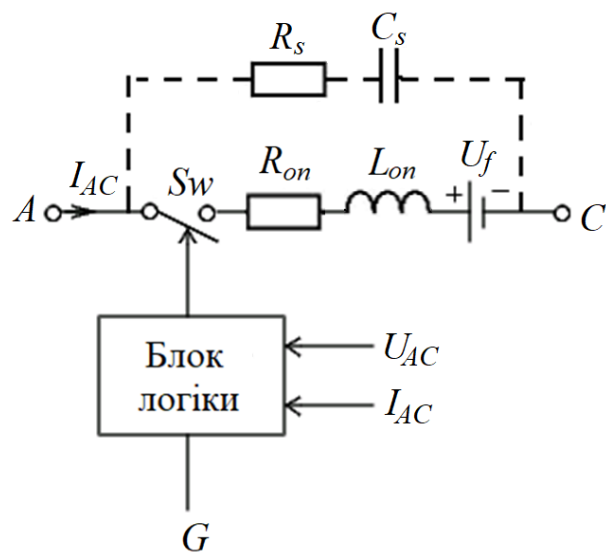


Рис. 6.8. Спрощена модель тиристора

В уточненій моделі додатково задаються: значення струму утримання (Latching current) і час вимкнення (Turn of time).

Запитання для самоперевірки

1. Наведіть особливості створення програмних моделей пристроїв силової електроніки.
2. Як класифікуються силові напівпровідникові елементи?
3. Наведіть статичні та динамічні параметри діода.
4. Як відбуваються процеси перемикання тиристора?
5. Як реалізується природна комутація тиристора?
6. Наведіть особливості штучної комутації тиристора.

Лекція 7. ПОВНІСТЮ КЕРОВАНІ СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ КЛЮЧІ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВІ МОДУЛІ

7.1. Повністю керовані GTO-тиристори

Структура GTO-тиристора (gate turn-off thyristor) в областях анода і катода містить значну кількість технологічних елементів – окремих тиристорів, включених паралельно. Внаслідок цього він набуває здатності вимикатися електродом керування. Будова GTO-тиристора показана на рис. 7.1, а, його зображення на принциповій схемі – на рис. 7.1, б.

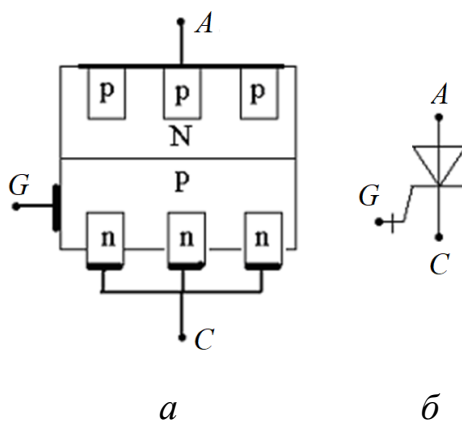


Рис. 7.1. Будова GTO-тиристора (а) та його графічне зображення (б)

Вольт-амперна характеристика GTO-тиристора повторює характеристику звичайного тиристора (рис. 6.4, в). В увімкненому стані GTO-тиристор характеризується такими параметрами:

- U_f – порогова напруга;
- R_{on} – динамічний опір.

Для GTO-тиристорів характерний досить повільний процес виключення, що складається з двох стадій (рис. 7.2).

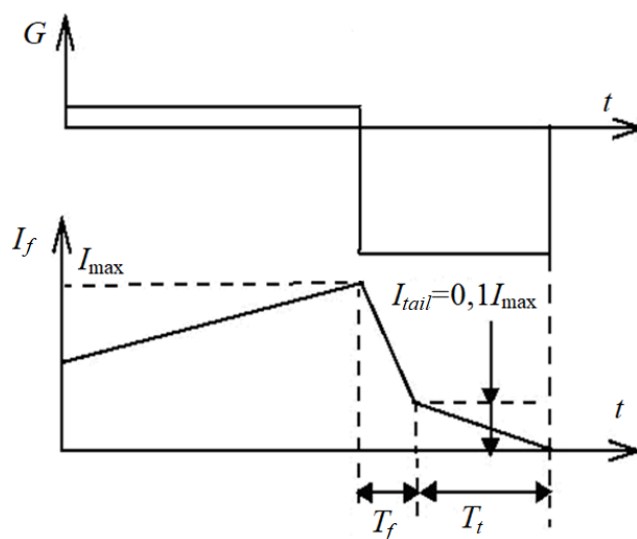


Рис. 7.2. Динамічний процес вимкнення GTO-тиристора

На першій стадії T_f струм тиристора спадає до 0,1 від свого початкового значення. На другій стадії T_t відбувається досить повільне зменшення струму. Час затягування процесу вимкнення (час «хвоста») зазвичай більше часу спаду і його необхідно враховувати під час моделювання.

Негативний струм керуючого електрода, що вимикає тиристор, повинен мати значну швидкість наростання $\frac{di}{dt} > 20 \text{ А/}\mu\text{с}$ та значну амплітуду. Для сучасних GTO-тиристорів ця амплітуда досягає 30% від амплітуди струму анода. Для зниження динамічних втрат під час перемикання та забезпечення надійної роботи у схемах із GTO-тиристорами використовуються снаберні ланки, аналогічні розглянутим вище.

7.2. Біполярні IGBT-транзистори

Поява біполярного транзистора з ізольованим затвором (insulated gate bipolar transistor – IGBT) обумовлена прагненням поєднати в одному приладі позитивні властивості біполярних та польових транзисторів. Виконаний в одному кристалі IGBT, подібно до біполярного транзистора, має низький опір у ввімкненому стані, подібно до польового – великий опір кола керування та високу швидкодію. В структурі такого транзистора зі сторони стоку добавлений додатковий шар напівпровідника з

відповідним типом провідності. Цей шар формує колектор (C) IGBT та додатковий біполярний транзистор. Еквівалентна схема приладу показана на рис. 7.3, а.

Польовий транзистор VT утворює коло керування. Біполярна частина приладу містить транзистори VT_1 , VT_2 , що мають внутрішній позитивний зворотний зв'язок, так як струм колектора VT_2 впливає на струм бази VT_1 , і навпаки. Прилад має три зовнішніх виводи: емітер (E), колектор (C) та затвор (G).

На еквівалентній схемі (рис. 7.3, а): R_1 – послідовний опір каналу польового транзистора; R_2 – опір, який шунтує перехід база-емітер біполярного транзистора VT_1 .

Завдяки опорі R_2 біполярний транзистор закритий і суттєво не впливає на роботу польового транзистора VT .

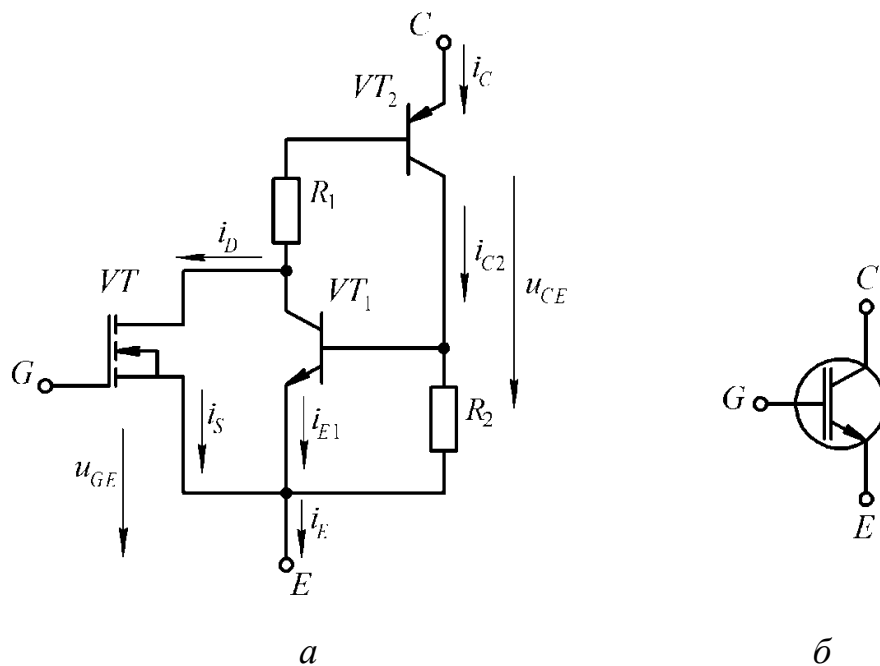


Рис. 7.3. IGBT з каналом n -типу:

а – еквівалентна схема; б – умовне графічне позначення

Модель IGBT-транзистора (рис. 7.4) містить послідовно включений резистор R_{on} , індуктивність L_{on} , джерело постійної напруги U_f та ключ Sw . Блок логіки керує роботою ключа. Ввімкнення приладу відбувається у разі, якщо напруга колектор-емітер позитивна і більше ніж U_f , і на затвор транзистора подано позитивний сигнал ($G > 0$). Вимкнення приладу відбувається за нульового ($G = 0$) або негативного ($G < 0$) сигналу на затворі.

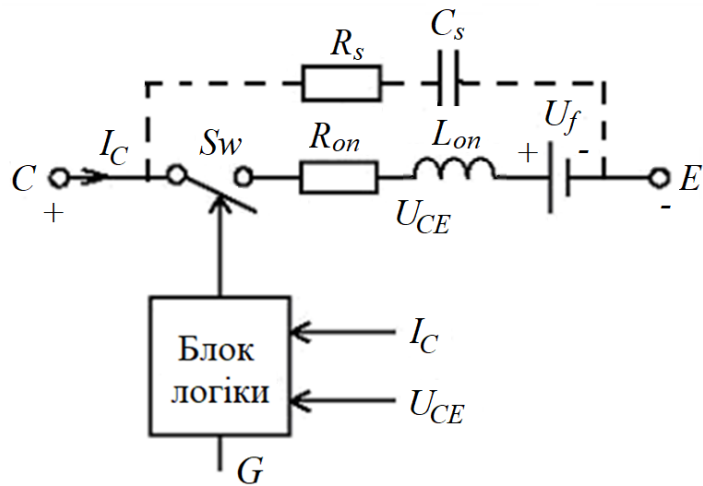


Рис. 7.4. Модель транзистора IGBT

У моделі паралельно до самого приладу включена послідовна $R_s C_s$ -ланка, що виконує демпферну функцію.

Динамічні параметри IGBT аналогічні параметрам GTO-тиристора.

Процес вимкнення має дві ділянки (рис. 7.5) і характеризується відповідно часом спадання T_f , впродовж якого струм колектор-емітер зменшується до $0,1$ від струму в момент вимкнення I_{max} , і часом затягування T_t , протягом якого струм зменшується до нуля.

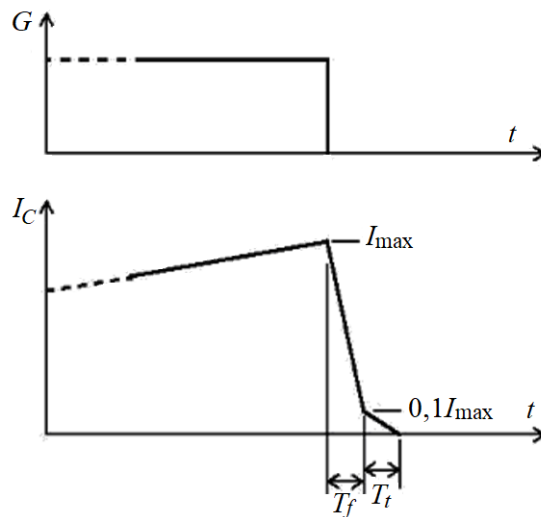


Рис. 7.5. Динамічний процес вимикання IGBT-транзистора

7.3. Польові транзистори MOSFET

У польових або уніполярних транзисторах зміна провідності провідного каналу досягається за допомогою електричного поля перпендикулярного до напрямку струму. Електроди, підключені до

провідного каналу, називаються стоком (Drain) та витком (Source), а керуючий електрод називається затвором (Gate). Напруга керування, що створює поле в каналі, підключається між затвором та витком. У силових MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) використовується конструктивно ізольований від провідного каналу затвор. Умовне схематичне зображення транзистора та його модель наведено на рис. 7.6.

У моделі MOSFET-транзистора ключ Sw з'єднаний паралельно зі зворотним діодом, який проводить струм коли $U_{DS} < 0$. Блок логіки керує роботою ідеального ключа Sw . Увімкнення приладу відбувається коли на затвор транзистора подано позитивний сигнал ($G > 0$) незалежно від напрямку напруги стік-витік. Якщо сигнал не подається на вхід затвора ($G=0$), проводить тільки внутрішній діод, за умови, що напруга на ньому перевищує його порогову напругу U_f . За негативної напруги стік-витік струм проводить зворотний діод. Якщо при цьому немає сигналу керування $G = 0$, ключ вимикається коли струм I стає рівним нулю.

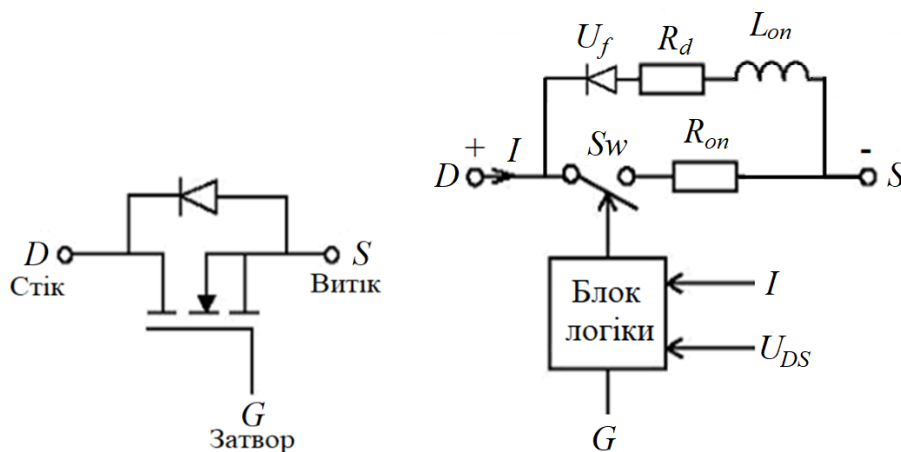


Рис. 7.6. Схематичне зображення та модель транзистора MOSFET

Увімкнений стан транзистора характеризується двома значеннями напруги на ньому:

- $U_{DS} = R_{on} \cdot I$, коли на вхід затвора подається позитивний сигнал;
- $U_{DS} = R_d \cdot I - U_f + L_{on} \cdot dI/dt$, коли проводить зворотний діод (немає сигналу керування).

У моделі може бути активована демпферна $R_s C_s$ -ланка (на рис. 7.6 не показана), яка підключається між стоком (D) та витком (S).

Статичні характеристики польових транзисторів у ключовому режимі роботи аналогічні транзисторам IGBT. Динамічні процеси

вимикання польового транзистора відбуваються значно швидше ніж у транзисторах IGBT, тому під час комутації не враховуються час спаду T_f та час затягування T_i процесу вимикання.

7.4. Інтегрально-модульні напівпровідникові конструкції

Сьогодні є досить багато різних конструкцій модульних та інтегральних силових напівпровідникових елементів. У модульних конструкціях технологічно об'єднані кілька напівпровідникових елементів, що утворюють схему напівпровідникового силового перетворювача. Також в одному модулі часто поєднують системи керування, захисту, драйвери керування ключами і т.д.

На рис. 7.7 показано SimPowerSystem-модель універсального трифазного силового перетворювача, який може містити до шести включно силових ключів, з'єднаних у мостову схему. Блок може моделювати перетворювачі на основі пристроїв із природною комутацією (діодів та тиристорів) а також із примусовою комутацією (GTO, IGBT, MOSFET).

Нумерація ключів залежить від їх типу. Так, для трифазної конфігурації моста, що містить пристрої з природною комутацією, нумерація показана на рис. 7.7, а. Для пристроїв зі штучною комутацією нумерація відповідає показаній на рис. 7.7, б.

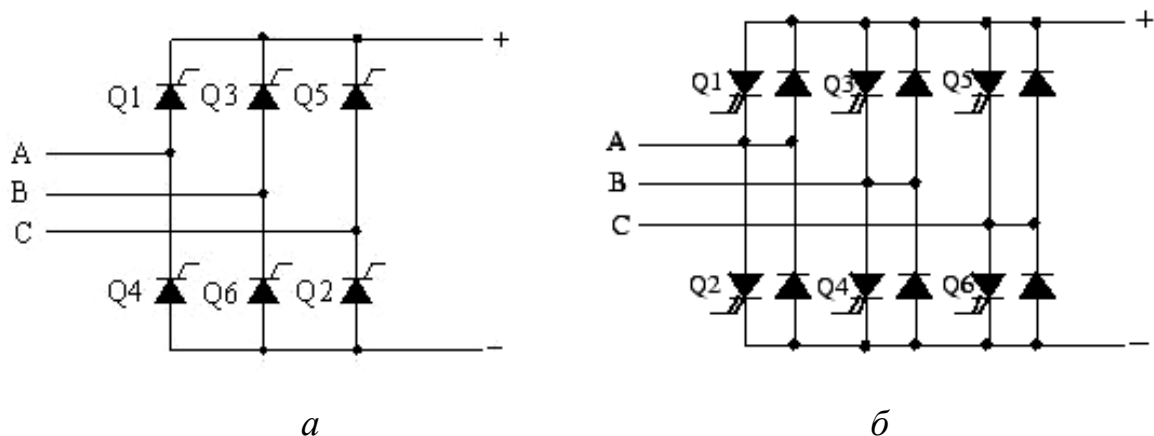


Рис. 7.7. Модель силового перетворювача

Для напівпровідникових пристроїв із примусовою комутацією (GTO, IGBT або MOSFET) у моделі доцільно застосовувати резистивні демпферні ланки. Якщо імпульси керування не подаються, проводять тільки зворотні діоди і міст працює як діодний випрямляч. У такому разі

мають бути задані відповідні параметри демпферної ланки R_s та C_s . Під час дискретизації моделі для розрахунку наближених значень R_s та C_s можна використовувати такі формули:

$$R_s > 2 \frac{T_s}{C_s}; C_s < \frac{P_n}{1000(2\pi f)U_n^2}, \quad (7.1)$$

де T_s – крок моделювання (с); P_n – номінальна потужність одно- чи трифазного перетворювача (ВА); f – фундаментальна частота (Гц); U_n – номінальне діюче значення змінної лінійної напруги (В).

Ці значення R_s та C_s гарантують стабільність моделі (хоча й можуть відрізнятись від дійсних параметрів фізичного кола) і ґрунтуються на підставі таких міркувань:

- змінний струм фундаментальної частоти, коли ключі закриті, повинен бути меншим ніж 0,1 % від номінального струму;
- стала часу $R_s C_s$ демпферної ланки має бути більшою за подвоєний крок моделювання T_s .

На вхід g блоку подається векторний сигнал керування силовими ключами моста. Довжина вектора визначається кількістю плечей моста згідно табл. 7.1.

Таблиця 7.1

Топологія	Векторний сигнал керування g
одне плече	[Q1, Q2]
два плеча	[Q1, Q2, Q3, Q4]
три плеча	[Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6]

На рис. 7.8 показано SimPowerSystem-модель тривірневого силового перетворювача, що може містити від одного до трьох плечей. Кожне плече має чотири ключі з антипаралельними діодами та два додаткових діоди, які з'єднують нейтральну точку джерела з середніми точками плечей.

Тип силових ключів (IGBT, GTO, MOSFET або ідеальний ключ) та кількість плечей задаються у вікні параметрів. У разі, якщо в ролі силових ключів використовується ідеальний ключ, блок моделює тривірневий міст з ідеальних ключів як показано на рис. 7.9.

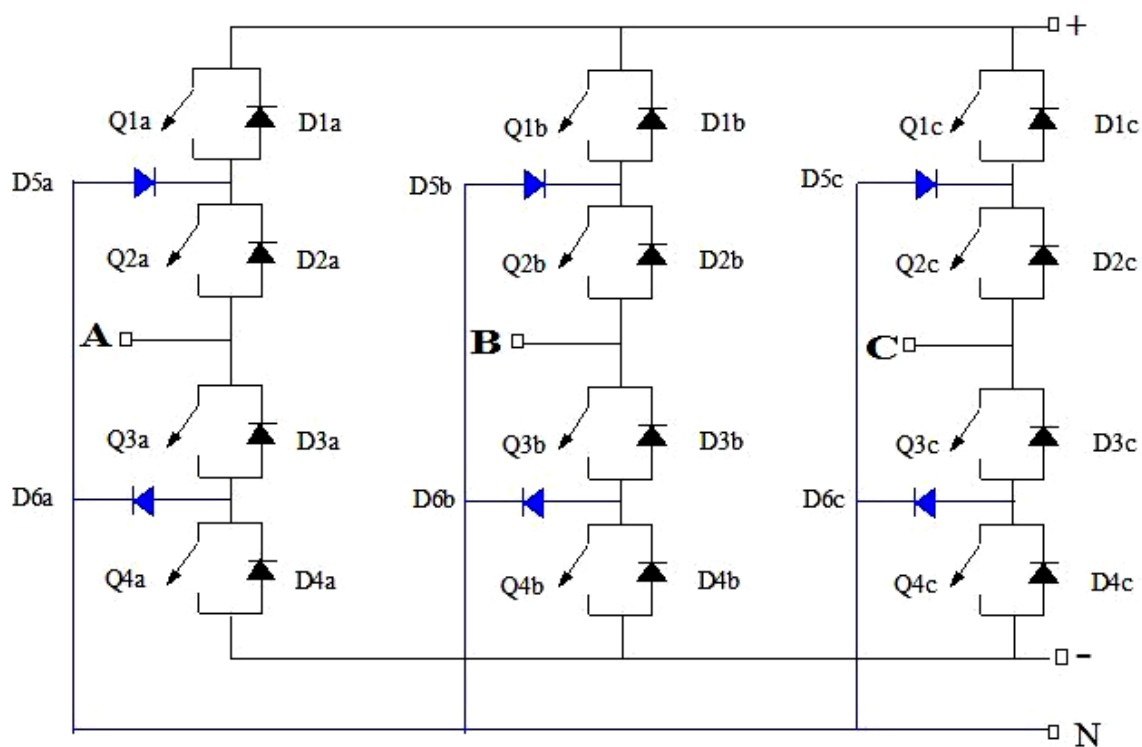


Рис. 7.8. Модель трирівневого моста

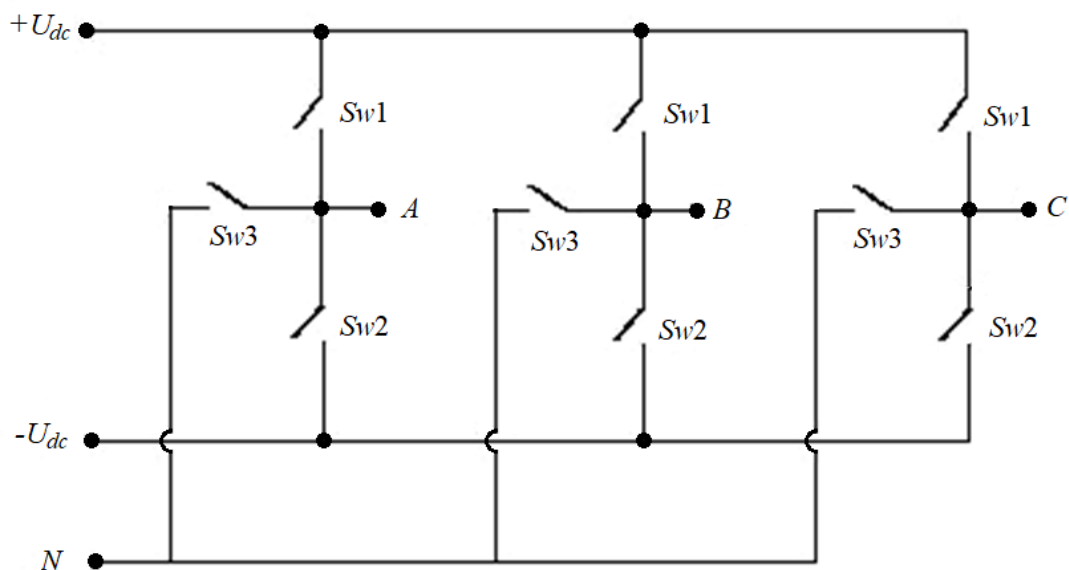


Рис. 7.9. Схема трирівневого моста на ідеальних ключах

Для напівпровідникових пристроїв із примусовою комутацією (GTO, IGBT або MOSFET) модель використовується з резистивними демпферними ланками, за умови, що імпульси керування подаються на ключі. Якщо імпульси керування не подаються, міст працює як діодний випрямляч. У такому разі мають бути задані відповідні параметри

демпферних ланок R_s та C_s . Для визначення наближених значень R_s та C_s можна використовувати рівняння (7.1).

На вхід g блоку подається векторний сигнал керування силовими ключами моста. Довжина вектора визначається кількістю плечей моста згідно табл. 7.2.

Таблиця 7.2

Топологія	Векторний сигнал керування g
одне плече	[Q1a, Q2a, Q3a, Q4a]
два плеча	[Q1a, Q2a, Q3a, Q4a, Q1b, Q2b, Q3b, Q4b]
три плеча	[Q1a, Q2a, Q3a, Q4a, Q1b, Q2b, Q3b, Q4b, Q1c, Q2c, Q3c, Q4c]

Запитання для самоперевірки

1. У чому відмінність GTO-тиристора від звичайного?
2. Як відбувається процес виключення GTO-тиристорів?
3. Наведіть характерні особливості транзистора IGBT.
4. Як відбувається процес вимкнення транзистора IGBT?
5. Наведіть особливості силових польових транзисторів.
6. Як визначаються параметри демпферної ланки силового ключа?

Лекція 8. ПРИСТРОЇ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ

Перетворювальна техніка, або силова електроніка, є областю нелінійної електротехніки, в якій вивчаються властивості напівпровідникових перетворювачів.

Напівпровідникові перетворювачі, які побудовані на силових напівпровідникових приладах (діоди, тиристори, потужні транзистори), призначені для перетворення параметрів, що характеризують електричну енергію. До таких параметрів належать:

- тип і форма напруги та струму (наприклад постійна, змінна, синусоїдна, несинусоїдна, періодична, імпульсна);
- значення напруги та струму (середнє для постійних, діюче або амплітудне для змінних);
- частота;
- кількість фаз.

Крім силових напівпровідникових елементів до складу перетворювача зазвичай входять інші елементи. До них, зокрема, належать:

- активні елементи – некеровані та керовані джерела напруги та струму;
- реактивні елементи – конденсатори, котушки індуктивності, дроселі;
- електромагнітні перетворювальні елементи – силові трансформатори, вимірювальні трансформатори;
- вимикачі та перемикачі;
- система керування, яка в загалом є складним електронним пристроєм, реалізованим або на елементах інтегральної мікросхемотехніки, або на мікроконтролері;
- система захисту та сигналізації аварійних режимів.

8.1. Силові напівпровідникові перетворювачі

Силові напівпровідникові перетворювачі в автоматизованих системах виконують функцію регулювання швидкості та моменту електричного двигуна. Вони включені між двигуном та основним джерелом живлення. За принципом дії силові перетворювачі поділяються на такі базові типи:

- широтно-імпульсні перетворювачі (ШІП), що пов'язують джерело постійного струму з двигуном постійного струму;
- керовані випрямлячі (КВ), що пов'язують джерело змінного струму з двигуном постійного струму, окремим випадком керованого випрямляча є некерований випрямляч (В), який використовується у вторинних джерелах живлення;
- автономні інвертори (АІ), що пов'язують джерело постійного струму з двигуном змінного струму;
- безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ), що пов'язують джерело змінного струму з двигуном змінного струму.

Функціональні схеми базових типів перетворювачів показані на рис. 8.1.

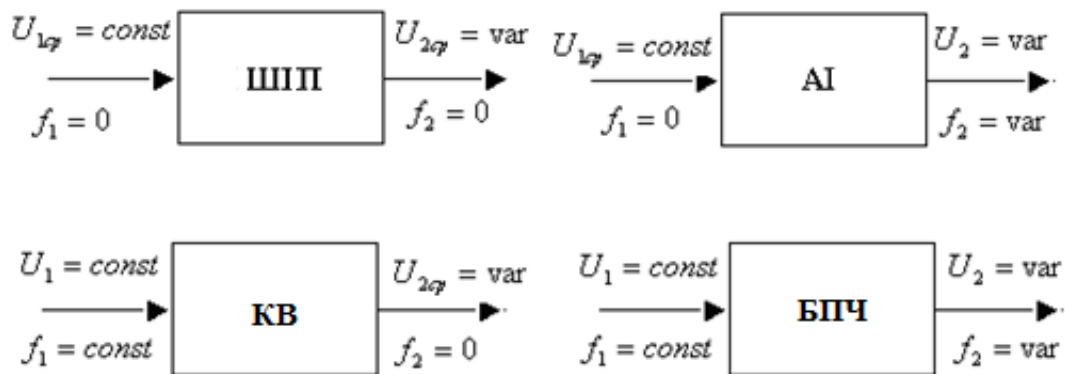


Рис. 8.1. Функціональні схеми силових напівпровідникових перетворювачів

Постійну напругу прийнято характеризувати середніми значеннями, а змінну – діючими значеннями.

Принципи функціонування базових типів перетворювачів показано на рис. 8.2.

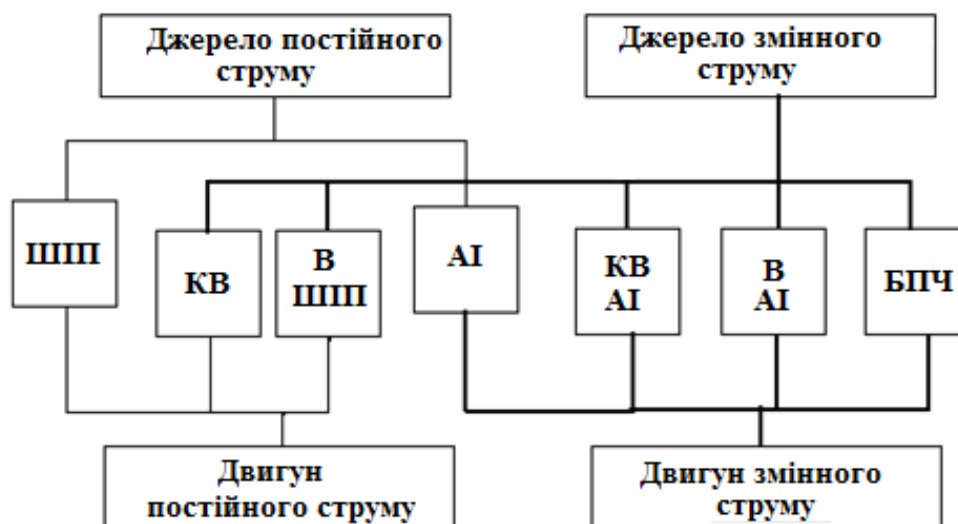


Рис. 8.2. Принципи функціонування базових перетворювачів у системах автоматизації

Широтно-імпульсний перетворювач перетворює постійну напругу живлення на постійну регульовану напругу на виході.

Керований випрямляч перетворює змінну, зазвичай синусоїдну напругу з частотою 50 Гц постійного діючого значення, на постійну регульовану напругу на виході.

Автономний інвертор перетворює постійну напругу живлення на змінну напругу на виході з регульованим діючим значенням і регульованою частотою.

Безпосередній перетворювач частоти перетворює змінну, зазвичай синусоїдну напругу частотою 50 Гц постійного діючого значення, на змінну напругу на виході з регульованим діючим значенням і регульованою частотою.

Можливі варіанти застосування базових силових перетворювачів у системах автоматики постійного та змінного струму показані на рис. 8.2.

У системах постійного струму виконавчим двигуном є двигун постійного струму. Якщо двигун живиться від джерела постійного струму (акумулятор, сонячна батарея, генератор постійного струму), як силовий перетворювач використовується ШПП. Якщо джерелом живлення є мережа змінного струму, то може бути застосований КВ або поєднання В+ШПП (див. рис. 8.2).

У системах змінного струму виконавчим двигуном є машина змінного струму. В цьому разі, якщо двигун живиться від джерела постійного струму, застосовується АІ, якщо застосовується джерело змінного струму – БПЧ, поєднання КВ+АІ або В+АІ.

Для керування двигунами постійного струму необхідно регулювати тільки напругу, а для керування двигунами змінного струму – напругу та частоту.

Далі коротко розглянемо силові напівпровідникові перетворювачі, які отримали найбільше поширення в автоматизованих системах. До таких перетворювачів у системах постійного струму належать КВ та ШПП, а в системах змінного струму – АІ.

8.2. Основні характеристики пристроїв силової електроніки

Властивості систем силової електроніки вивчаються на основі їх основних характеристик, які можна розділити на статичні (усталені режими роботи), квазіусталені та динамічні (перехідні режими роботи).

До статичних характеристик належать:

- навантажувальні (зовнішні) характеристики, це залежності вихідної напруги від струму навантаження;
- регульовальні характеристики, це залежності вихідної напруги (струму) від сигналу керування;
- електромагнітні характеристики, це залежності струмів у колах живлення перетворювача і навантаження, а також струмів у напівпровідникових елементах перетворювача від струму навантаження;
- енергетичні характеристики, це залежності активної, реактивної та повної потужності в колі живлення перетворювача та в навантаженні,

а також потужності втрат у напівпровідникових елементах перетворювача від струму навантаження або від потужності на виході;

- спектральні характеристики.

Навантажувальна характеристика визначає внутрішній опір перетворювача, який увімкнений послідовно з навантаженням і впливає на його параметри. Наприклад, для двигуна постійного струму внутрішній опір перетворювача збільшує опір кола якоря, зменшуючи тим самим електромагнітну сталу двигуна.

Регульовальна характеристика визначає коефіцієнт підсилення перетворювача як динамічної ланки автоматизованої системи.

Важливим аспектом під час дослідження пристроїв силової електроніки є спектральний аналіз електромагнітних процесів. Це пов'язано з тим, що будь-яке перетворення електричної енергії пов'язане зі спотворенням форми струмів і напруг. Основні властивості силового перетворювача істотно залежить від цих спотворень. Кількісно ці спотворення можна оцінити розкладанням несинусоїдних струмів і напруг у ряд Фур'є, тобто за допомогою спектрального аналізу.

До квазіусталених характеристик належать миттєві електромагнітні процеси в навантаженні, в джерелі живлення і силових напівпровідникових елементах в усталеному режимі роботи напівпровідникового перетворювача.

До динамічних характеристик належать:

- перехідні електромагнітні процеси у навантаженні під час ступінчастої зміни параметрів джерела живлення;
- перехідні електромагнітні процеси у джерелі живлення під час ступінчастої зміни параметрів навантаження;
- перехідні електромагнітні процеси у навантаженні та джерелі живлення під час ступінчастої зміни вхідного сигналу;
- перехідні електромагнітні процеси в напівпровідникових елементах перетворювача під час їх перемикання.

Особливе значення мають аварійні режими силових перетворювачів. Вихід з ладу одного елемента перетворювальної системи може спричинити подальші більш серйозні аварії. Тому своєчасна діагностика та захист є обов'язковою частиною складних перетворювальних систем.

Усі ці завдання вирішуються за наявності моделі відповідного пристрою. Розроблена модель виконує роль стенда, на якому можна досліджувати будь-які режими та характеристики.

8.3. Керовані випрямлячі

Випрямлячі та керовані випрямлячі (КВ) будуються з використанням діодів та тиристорів. Випрямні установки середньої та великої потужності виконують переважно за багатофазними схемами. Застосування багатофазних схем знижує завантаження напівпровідникових приладів струмом, зменшує коефіцієнт пульсації і підвищує частоту пульсації випрямленої напруги, що полегшує її згладжування. Разом із тим існують споживачі постійного струму, які з тих, чи інших причин отримують енергію від однофазних випрямлячів.

В автоматизованих системах застосовуються реверсивні та нереверсивні керовані випрямлячі. Перші використовуються як силові регулятори для керування двигунами постійного струму по колу якоря. У цьому разі в коло навантаження керованих випрямлячів входять активний опір, індуктивність і зустрічна ЕРС якоря. Нереверсивні схеми використовуються як вторинні джерела живлення з регульованою напругою. В цьому разі в коло навантаження керованих випрямлячів входять індуктивність і конденсатор вихідного фільтра з паралельно ввімкненим навантаженням.

Однофазні керовані випрямлячі виконуються за схемою з нульовим виводом трансформатора (напівмостові) або за мостовою схемою. На рис. 8.3 показана схема з нульовим виводом трансформатора (напівмостова).

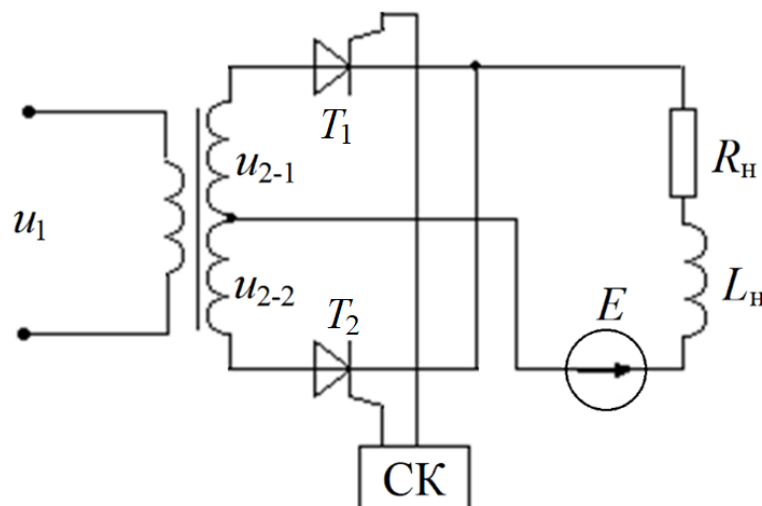


Рис. 8.3. Однофазний керований випрямляч

Розглянемо роботу керованого випрямляча на активно-індуктивне навантаження з проти-ЕРС.

Часові діаграми напруг і струмів, які пояснюють роботу цієї схеми, наведені на (рис. 8.4, а-е).

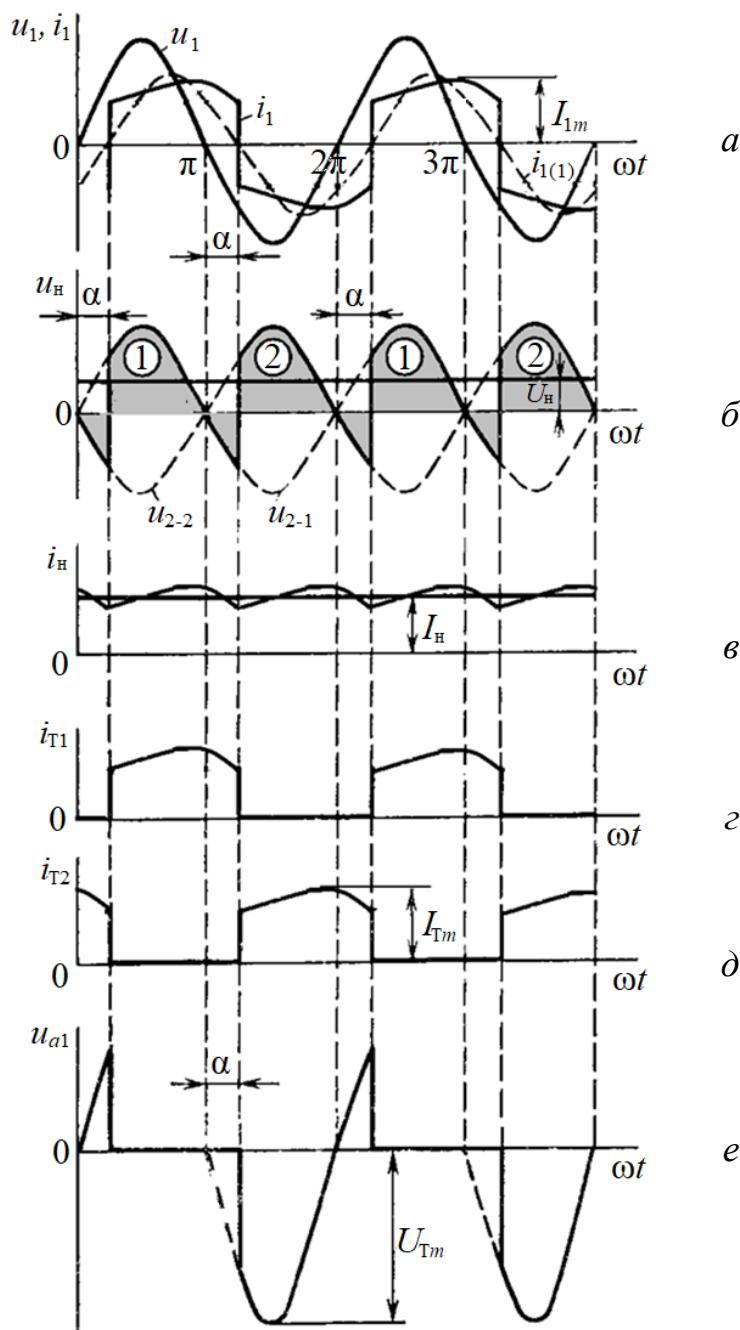


Рис. 8.4. Електромагнітні процеси в однофазному КВ

У момент часу α від системи керування (СК) випрямляча надходить імпульс на керуючий електрод тиристора T_1 . Після вмикання тиристор T_1 підключає навантаження до напруги вторинної обмотки трансформатора. У навантаженні на інтервалі $\alpha-\pi$ формується напруга u_H (затемнена

область на рис. 8.4, б), що є ділянкою кривої напруги u_{2-1} . Через навантаження і тиристор T_1 протікає той самий струм. Після переходу напруги живлення через нуль $\omega t = \pi$ струм тиристора T_1 продовжує протікати внаслідок того, що в навантаженні є індуктивність. У кривій вихідної напруги u_n (рис. 8.4, б) утворюються негативні ділянки.

Черговий відмикаючий імпульс подається на тиристор T_2 . Відкриття цього тиристора призводить до замикання T_1 . Водночас до навантаження прикладається позитивна напруга тієї ж форми, що й на інтервалі провідності тиристора T_1 . На інтервалі провідності тиристора T_2 сума напруг вторинних обмоток трансформатора підключається до тиристора T_1 , внаслідок чого з моменту відмикання тиристора T_2 на тиристорі T_1 діє зворотна напруга (рис. 8.4, в). Надалі процеси у схемі відбуваються аналогічно, розглянутим вище. Струми тиристорів показані на рис. 8.4, г, д, а струм навантаження – на рис. 8.4, в.

Споживаний із мережі струм випрямляча i_1 показаний на рис. 8.4, а. Перша гармоніка струму споживання $i_{1(1)}$ відстає від напруги мережі за фазою. Це призводить до споживання із мережі реактивної потужності, що негативно позначається на енергетичних характеристиках випрямляча.

Розглянутий фазовий метод керування може бути реалізований за допомогою фазозсувних способів. Одним із таких способів є вертикальний спосіб керування, що ґрунтується на порівнянні опорної напруги (зазвичай трикутної форми) і постійної напруги сигналу керування. Рівність миттєвих значень цих напруг визначає фазу α коли схема виробляє імпульс керування, який потім підсилюється і подається на електрод керування тиристора. Зміна фази α імпульсу керування досягається зміною рівня вхідної напруги керування u_k . Функціональна схема такого керування наведена на рис. 8.5.

Опорна напруга, що виробляється генератором трикутної напруги (ГТН) і синхронізована з напругою мережі за допомогою синхронізованого з мережею генератора імпульсів (ГІ), подається на схему порівняння (СП), на яку одночасно надходить вхідна напруга керування u_k (сигнал керування). Сигнал зі схеми порівняння надходить на розподільник імпульсів (РІ) і далі на кінцеві підсилювачі потужності (П), звідки у вигляді потужного, з крутим фронтом і регульованого за фазою імпульсу, подається на електрод керування тиристора.

Зазвичай між розподільником імпульсів та кінцевими підсилювачами використовуються схеми гальванічної розв'язки, що на рис. 8.5 умовно показані ламаною стрілкою.

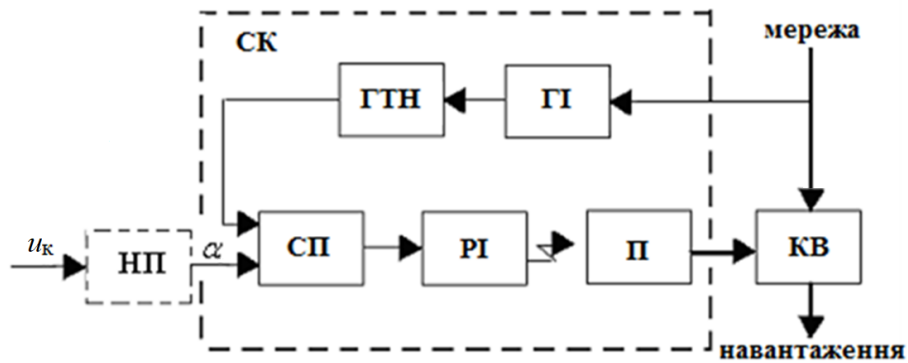


Рис. 8.5. Функціональна схема керування КВ

Однією з найважливіших особливостей керованого випрямляча є його здатність регулювати середнє значення напруги під час зміни кута α . Якщо індуктивність у колі навантаження досить велика* для підтримки струму коли напруга негативна, то залежність середньої вихідної напруги від кута керування визначається виразом:

$$U_H = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = \frac{2U_{2m}}{\pi} \cos \alpha, \quad (8.1)$$

де U_{2m} – амплітуда напруги на вторинній обмотці трансформатора.

*Зазвичай у коло якоря двигуна включається додаткова індуктивність.

Залежність середньої вихідної напруги від кута керування показана рис. 8.6.

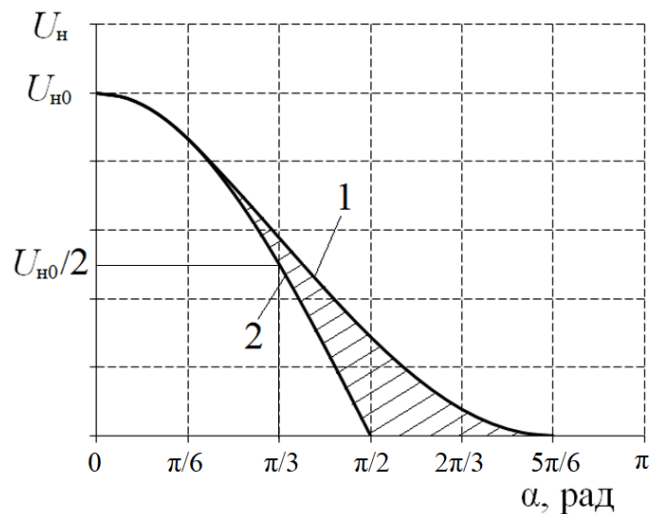


Рис. 8.6. Регульовальна характеристика КВ:
крива 1 – для активного навантаження; крива 2 – для індуктивного

Якщо $\alpha=0$, крива вихідної напруги U_H відповідає випадку некерованого випрямляча і середня напруга на навантаженні $U_{H0} = \frac{2}{\pi} U_{2m}$ є максимальною.

Якщо кут керування $\alpha=\pi/2$, то $U_H=0$. Інакше кажучи, керований випрямляч зі зміною кута α від 0 до 90° здійснює регулювання напруги в межах від максимального значення, що дорівнює $\frac{2}{\pi} U_{2m}$, до нуля. Залежність середньої напруги U_H від кута α є нелінійною. Для лінеаризації регулювальної характеристики КВ на вході системи керування зазвичай включається нелінійний перетворювач (НП), що реалізує функцію

$$\alpha = \arccos(u_k), \quad (8.2)$$

тоді

$$U_H = \frac{2U_{2m}}{\pi} \cos \alpha = \frac{2U_{2m}}{\pi} u_k. \quad (8.3)$$

За умови значної проти-ЕРС навантаження, якщо струм навантаження досить малий, у керованому випрямлячі настає режим переривчастих струмів. У цьому режимі черговий тиристор у схемі, внаслідок спаду струму до нуля, закривається раніше, ніж відкривається черговий тиристор. Електромагнітні процеси такого режиму роботи показано на рис. 8.7.

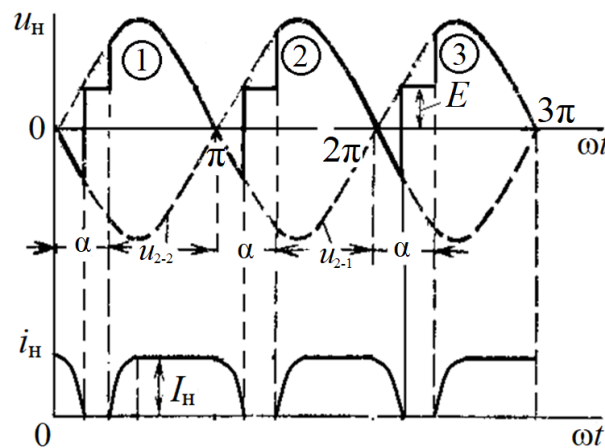


Рис. 8.7. Електромагнітні процеси КВ у режимі переривчастих струмів

У паузі протікання струму через тиристори напруга навантаження визначається проти-ЕРС. У режимі переривчастих струмів немає явищ комутації, а вихідну напругу керованого випрямляча можна визначити за наближеною формулою

$$U_H \cong E\alpha + \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (8.4)$$

Зовнішні характеристики в режимі переривчастих струмів є нелінійними. Вони показані на рис. 8.8 областю, обмеженою пунктирною лінією. Область переривчастих струмів зазвичай досить невелика, що досягається включенням додаткової індуктивності на виході випрямляча. Тому наявність цієї області та пов'язаної з нею нелінійності не має помітного впливу на властивості системи регулювання з керованим випрямлячем.

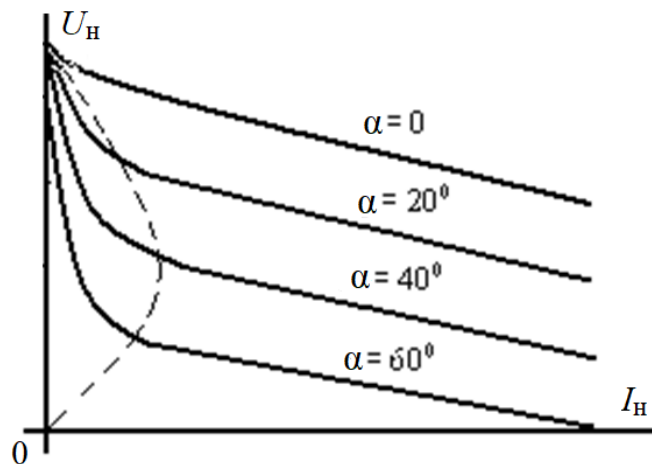


Рис. 8.8. Зовнішні характеристики керованого випрямляча

Запитання для самоперевірки

1. На які базові типи поділяються силові перетворювачі за принципом дії?
2. Наведіть основні принципи функціонування базових перетворювачів у системах автоматизації.
3. Які характеристики пристроїв силової електроніки належать до статичних?
4. Наведіть динамічні характеристики пристроїв силової електроніки.
5. Опишіть роботу керованого випрямляча на активно-індуктивне навантаження з проти-ЕРС.
6. Як реалізується вертикальний спосіб керування випрямлячем?
7. Як визначається залежність середньої вихідної напруги випрямляча від кута керування?

Лекція 9. СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ СИСТЕМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

9.1. Трифазні керовані випрямлячі

Трифазні керовані випрямлячі виконуються за схемами з однопівперіодним та двопівперіодним випрямленням (мостові). Трифазна мостова схема отримала переважне застосування під час побудови керованих випрямлячів трифазного струму.

У системах автоматики неререверсивний керований трифазний випрямляч застосовується переважно для живлення інверторів, коли регулювання напруги на виході інвертора здійснюється завдяки регулюванню напруги живлення. У цьому разі на виході трифазного керованого випрямляча застосовується LC фільтр із навантаженням, підключеним паралельно до конденсатора фільтра (рис. 9.1). За такого підключення миттєва напруга на виході керованого випрямляча $u_{\text{кв}}$ не збігається з напругою в навантаженні. Остання є практично постійною і рівною середньому значенню напруги на виході випрямляча.

Особливість роботи керованого випрямляча полягає у затримці на кут α моменту відмикання чергових тиристорів щодо точок природної комутації.

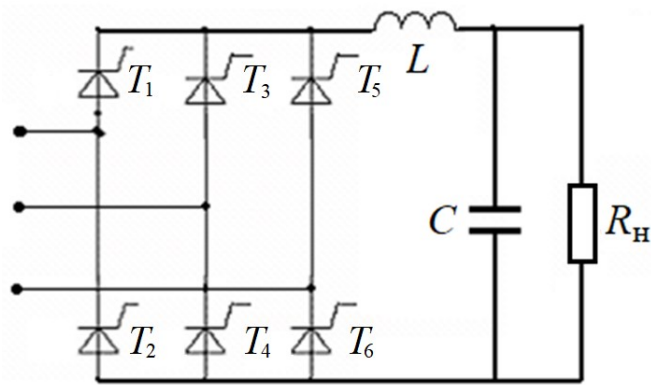
Вплив зміни кута α на криву $u_{\text{кв}}$ та середнє значення напруги в навантаженні $U_{\text{н}}$ показані на рис. 9.2, *а, б*. Оскільки в трифазній мостовій схемі випрямленню піддається лінійна напруга, то напруга на виході випрямляча $u_{\text{кв}}$ складається з ділянок лінійних напруг u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} . Зі зміною кута α в діапазоні від 0 до 60° (рис. 9.2, *а*) перехід напруги $u_{\text{кв}}$ від однієї лінійної напруги до іншої здійснюється у межах позитивної полярності ділянок лінійних напруг.

Якщо $\alpha > 60^\circ$ (рис. 9.2, *б*), у кривій вихідної напруги з'являються негативні ділянки. Середній напрузі $U_{\text{кв}} = 0$ буде відповідати значення кута $\alpha = 90^\circ$.

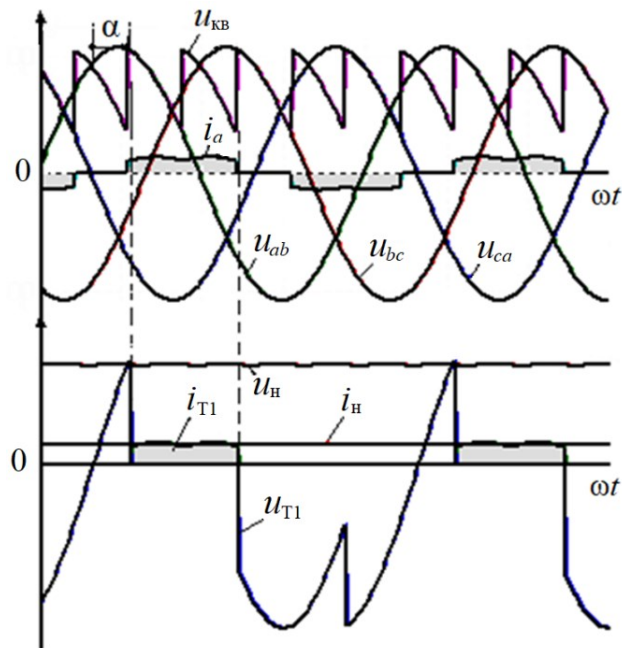
Залежність середнього значення випрямленої напруги, а також напруги в навантаженні від кута α визначається виразом:

$$U_{\text{кв}} = U_{\text{н}} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha} \sqrt{3} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{3} U_m}{\pi} \cos \alpha, \quad (9.1)$$

де U_m – амплітуда фазної напруги живлення.



a



б

Рис. 9.1. Схема (а) та електромагнітні процеси (б) трифазного мостового КВ

Порівнюючи рівняння (8.1) і (9.1) бачимо, що регульовальні характеристики однофазного та трифазного керованих випрямлячів аналогічні.

Криві анодних струмів тиристорів і струму споживання, так само як і в схемі однофазного керованого випрямляча, відрізняються від синусоїдних.

Комутація струмів, обумовлена індуктивністю в колі живлення, має такий самий перебіг, як і в схемах однофазних випрямлячів. Комутаційні падіння напруги впливають на форму кривої напруги на виході керованого випрямляча та зменшують її середнє значення U_n , яке для трифазної схеми визначається з рівняння

$$U_H = \frac{3\sqrt{3}U_m}{\pi} - \frac{3I_H x_a}{\pi}, \quad (9.2)$$

де x_a – комутаційний опір.

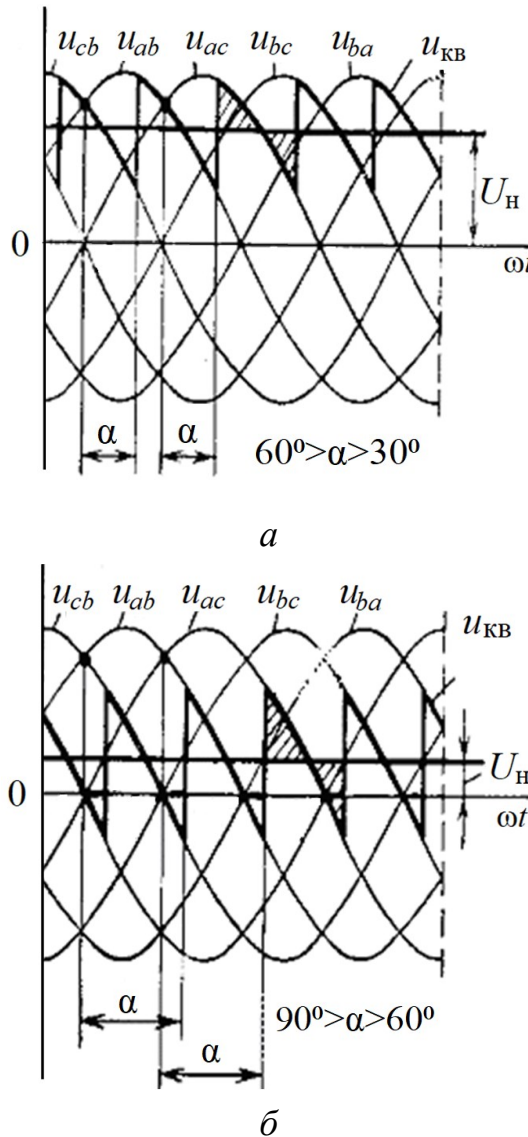


Рис. 9.2. Електромагнітні процеси в трифазному КВ зі зміною кута керування

Співвідношення (9.2) є рівнянням зовнішніх характеристик трифазного керованого випрямляча.

Функціональна схема керування трифазного випрямляча нічим не відрізняється від схеми однофазного. Принципова відмінність полягає в іншій побудові розподільника імпульсів, оскільки тут потрібно керувати шістьма тиристорами.

9.2. Вищі гармоніки струму живлення керованих випрямлячів

Криві струму мережі керованих випрямлячів, які працюють на індуктивне навантаження, значно відрізняються від синусоїди. Тобто ці силові перетворювачі для мережі змінного струму є генераторами певного діапазону вищих гармонік, і це негативно впливає на мережу. Протікання струмів вищих гармонік по обмотках генераторів, які живлять мережу, викликає додаткові втрати і нагрівання. Додаткові втрати створюються також у лініях передачі і проміжних трансформаторах. Падіння напруги від вищих гармонійних на внутрішніх опорах мережі живлення викликає спотворення форми напруги, а це негативно позначається на роботі інших споживачів. Спотворення форми напруги особливо відчутно, коли потужність мережі зіставна з потужністю силового перетворювача. На рис. 9.3 показані форми струмів у колі живлення керованих випрямлячів.

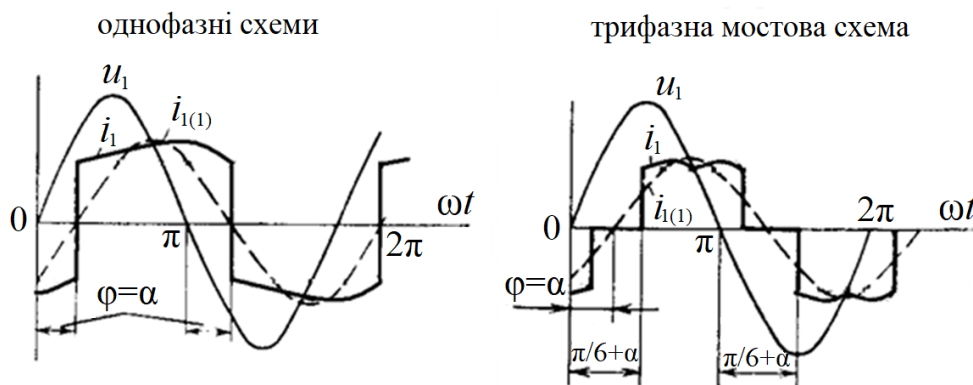


Рис. 9.3. Форми струмів у колі живлення керованих випрямлячів

Несинусоїдність струму може бути охарактеризована коефіцієнтом гармонік

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{I^2(2) + I^2(3) + I^2(n)}}{I_1(1)} = \frac{I_\Sigma}{I_1(1)}, \quad (9.3)$$

де $I(1) \dots I(n)$ – діючі значення струмів першої і т.д. гармонік, I_Σ – діючий струм усіх вищих гармонік.

Фазовий зсув залежить від кута керування керованим випрямлячем. Тому коефіцієнт потужності КВ визначається таким чином.

Першу гармоніку струму можна розкласти на активний $I_{1a}(1)$ та реактивний $I_{1p}(1)$ складники. Якщо прийняти, що напруга мережі

синусоїдна, потужності для трифазних схем визначаються такими виразами:

- повна потужність, що споживається з мережі $S_1=3U_1I_1$;
- повна потужність за першою гармонікою $S_1(1)=3U_1I_1(1)$;
- активна потужність за першою гармонікою $P_1(1)=3U_1I_{1a}(1)$;
- реактивна потужність за першою гармонікою $Q_1(1)=3U_1I_{1p}(1)$;
- потужність спотворень $D=3U_1I_\Sigma$.

Залежності повної $S_1(1)$, активної $P_1(1)$ та реактивної $Q_1(1)$ потужності джерела живлення, а також потужності в навантаженні $P_H(1)$ від середнього струму навантаження I_H називають енергетичними характеристиками випрямляча.

Залежності середнього $I_{T,cp}$ та діючого I_T струму тиристора, а також струму джерела I_1 від середнього струму навантаження I_H називають електромагнітними характеристиками випрямляча.

9.3. Перетворювачі постійної напруги

9.3.1. Напівмостовий ШПП із симетричним законом керування

До перетворювачів постійної напруги належать широтно-імпульсні перетворювачі та імпульсні джерела електроживлення постійного струму.

Широтно-імпульсні перетворювачі (ШПП) використовуються зазвичай у системах постійного струму. За побудовою ШПП можна розділити на напівмостові та мостові. Живлення перших здійснюється від джерела із середньою точкою.

Для керування ШПП використовуються переважно три способи (алгоритми) перемикання напівпровідникових силових ключів:

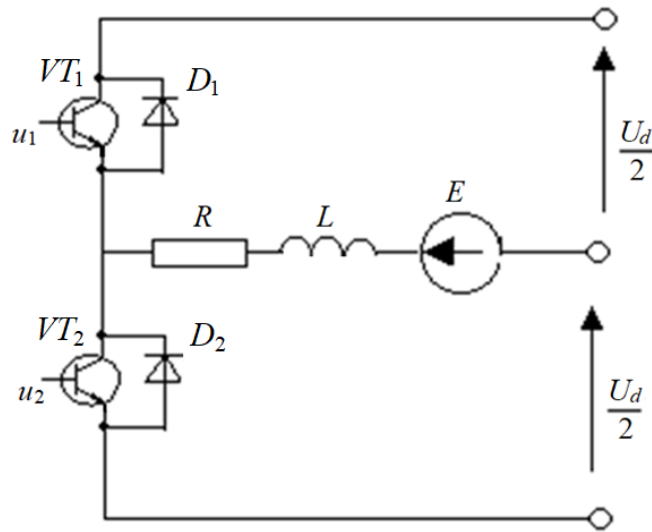
- симетричний;
- несиметричний;
- почерговий.

Два останні способи використовуються в мостових ШПП.

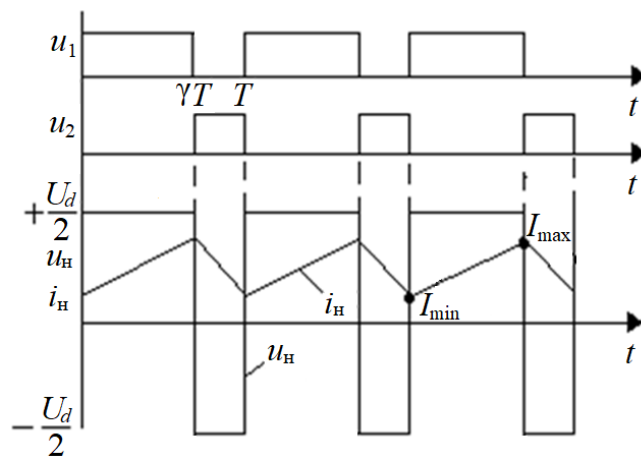
У всіх напівпровідникових перетворювачах із джерелом живлення постійного струму (ШПП, АІН) транзистори одного плеча моста зазвичай перемикаються в протифазі. Під час комутації завжди передбачається затримка між вимкненням одного та включенням іншого. Ця затримка становить кілька мікросекунд і перешкоджає протіканню наскрізних струмів через плече моста. Вплив цієї затримки на електромагнітні

процеси в перетворювачі дуже малі. Тому в подальшому ця затримка не враховується під час аналізу роботи перетворювачів.

Схема напівмостового транзисторного ШПІ показана на рис. 9.4, а.



а



б

Рис. 9.4. Напівмостовий транзисторний ШПІ

За умови симетричного способу керування транзистори плеча перемикаються у протифазі (рис. 9.4, б).

Розглянемо електромагнітні процеси в ШПІ із симетричним керуванням для загального випадку RL -навантаження з проти-ЕРС. Після включення верхнього за схемою транзистора VT_1 і вимкнення нижнього VT_2 утворюється коло $+U_n, VT_1, R, L, E, -U_n$ (рис. 9.5, а) для протікання струму навантаження. До навантаження на цьому інтервалі прикладається напруга живлення $U_d/2$, а струм збільшується від мінімального значення

I_{\min} до максимального I_{\max} (рис. 9.4, б). Напруга на транзисторі VT_1 на цьому інтервалі дорівнює нулю, а струм дорівнює струму навантаження.

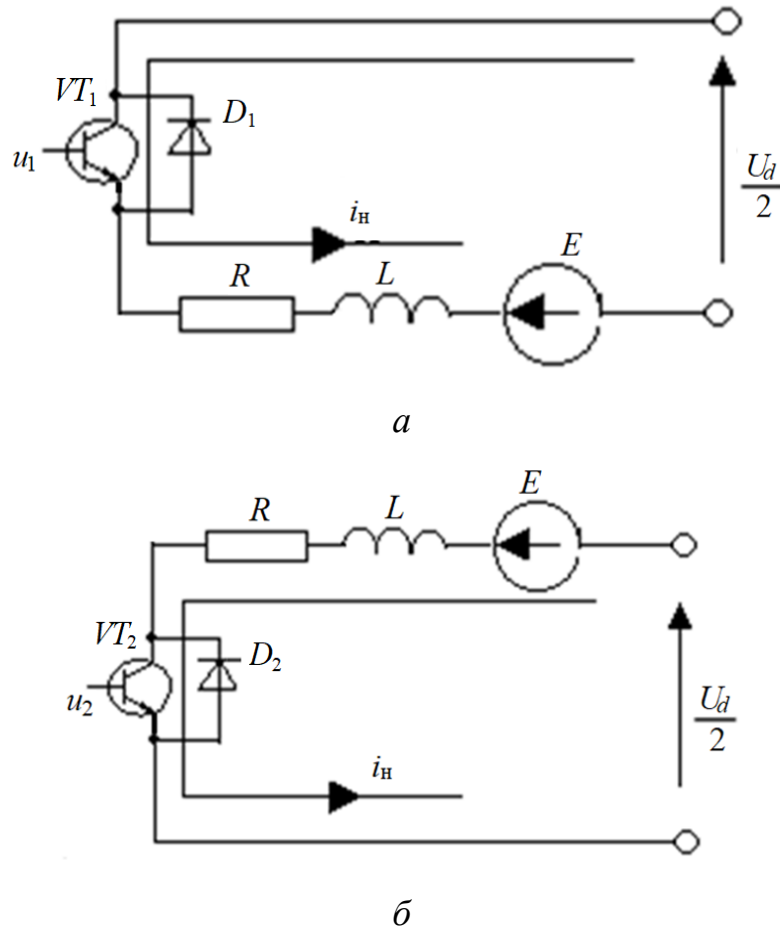


Рис. 9.5. Шляхи протікання струму

На транзисторі VT_2 напруга дорівнює U_d . Ця напруга є зворотною для діода D_2 і струм через нього дорівнює нулю. Після вмикання нижнього за схемою транзистора VT_2 і вимкнення верхнього VT_1 , струм, що підтримується індуктивністю навантаження, продовжує протікати в тому ж напрямку. Водночас утворюється коло, показане на рис. 9.5, б, в якому струм навантаження протікає назустріч ЕРС та напрузі джерела живлення. На цьому інтервалі напруга в навантаженні змінює знак, а струм зменшується (рис. 9.4, б).

До транзистора VT_1 прикладається напруга U_d , D_2 відкритий, напруга на ньому дорівнює нулю, а струм дорівнює струму навантаження (рис. 9.5, б).

Якщо до початку розглянутого інтервалу в індуктивності навантаження накопичена достатня енергія, такий стан кола зберігається до чергового перемикавання транзисторів плеча. Якщо ця енергія

недостатня, то струм може впасти до нуля, а потім змінити напрямок під дією напруги $U_d/2$ та ЕРС. У цьому разі він переходить із діода D_2 на транзистор VT_2 .

Оскільки діод і транзистор у включеному стані вважаються ідеально замкненими ключами, то перехід струму з діода на транзистор не позначається на електромагнітних процесах схеми. За таких умов реалізується два стани силової частини ШПП: один – коли VT_1 увімкнений, а VT_2 вимкнений; другий – коли VT_1 вимкнений, а VT_2 увімкнений. Тривалість цих станів відповідно дорівнює γT і $(1-\gamma)T$, де γ – відносна тривалість першого стану, що змінюється від 0 до 1, залежно від значення сигналу керування.

Можна вважати, що у схемі впродовж періоду утворюються два комутаційних інтервали, схеми заміщення яких показано на рис. 9.5, а, б. За умови симетричного закону керування ключами, в навантаженні формується знакозмінна напруга, середнє значення якої визначається з виразу:

$$U_H = \frac{1}{T} \int_0^{\gamma T} \frac{U_d}{2} dt - \frac{1}{T} \int_{\gamma T}^T \frac{U_d}{2} dt = (2\gamma - 1) \frac{U_d}{2}. \quad (9.4)$$

Вихідна напруга перетворювача дорівнює нулю коли $\gamma=0,5$, якщо $\gamma>0,5$ – середня напруга навантаження позитивна, якщо $\gamma<0,5$ – негативна.

Функціональна схема керування (СК), що реалізує симетричне керування ШПП показана на рис. 9.6.

Генератор трикутної напруги (ГТН) виробляє напругу з періодом комутації T . Схема порівняння (СП) є релейним елементом, який перемикається з плюса на мінус і навпаки, в момент рівності напруги з виходу ГТН і напруги керування на вході (рис. 9.6). Для керування ключами розподільник імпульсів (РІ) має два виходи: один прямий, другий – інверсний. Ці імпульси, підсилені підсилювачем (П), надходять на бази транзисторів VT_1 , VT_2 , перемикаючи їх у протифазі.

9.3.2. Мостовий широтно-імпульсний перетворювач

Принципова схема мостового ШПП представлена на рис. 9.7, а. Вона містить чотири транзисторні ключі $VT_1...VT_4$ зі зворотними діодами $D_1...D_4$. У діагональ моста, утвореного транзисторними ключами, ввімкнене навантаження.

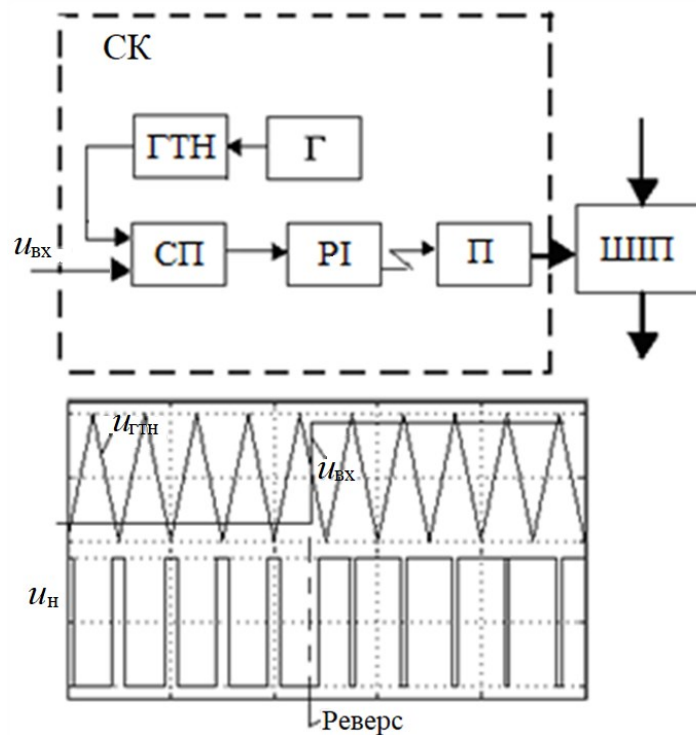


Рис. 9.6. Функціональна схема, що реалізує симетричне керування ШПТ

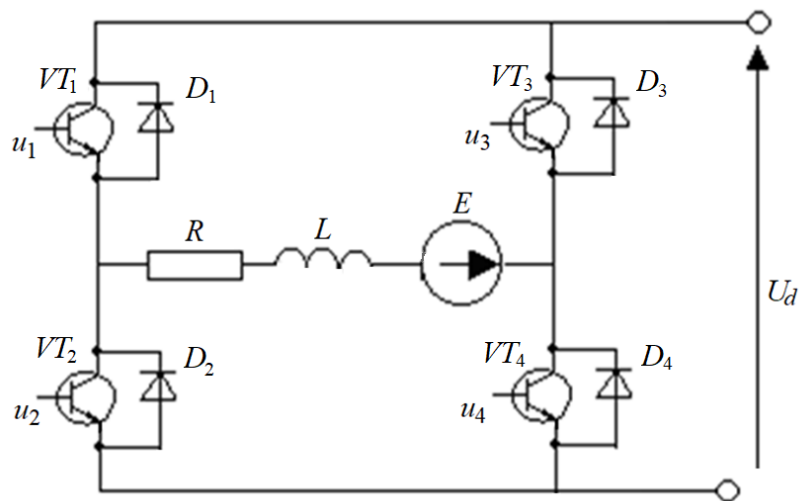
Живлення ШПТ здійснюється від джерела постійного струму.

За умови симетричного керування перемикаються всі чотири транзисторні ключі моста, а напруга на виході ШПТ являє собою знакозмінні імпульси, тривалість яких регулюється вхідним сигналом керування.

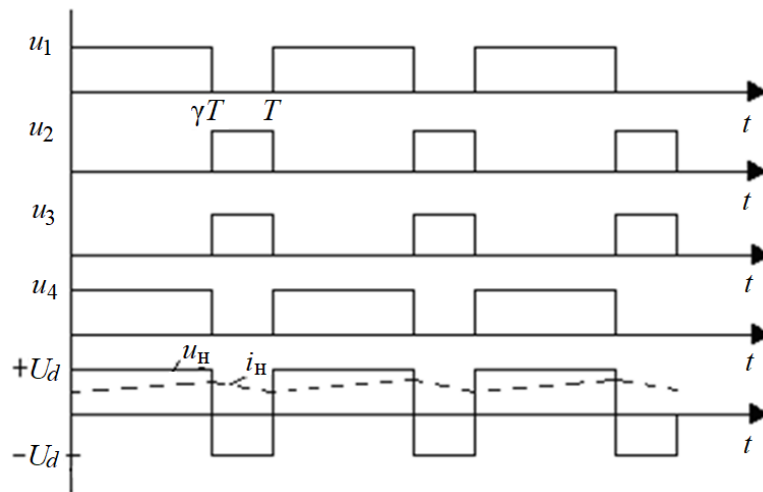
Часові діаграми ШПТ із симетричним законом керування наведено на рис. 9.7, б. Відмінність від розглянутої попередньо напівмостової схеми полягає в тому, що до закритого силового транзистора прикладається напруга живлення $U_{ж}$, а не $2U_{ж}$, як у напівмостовому ШПТ. Тому ця схема в більшості випадків є кращою.

Функціональна схема, що реалізує симетричний спосіб керування мостовим ШПТ аналогічна схемі за рис. 9.6 із тією різницею, що імпульси керування надходять не на один транзистор, а на пару діагонально розташованих транзисторів.

Симетричний спосіб керування зазвичай використовується в малопотужних приводах постійного струму. Його перевагою є простота реалізації та відсутність зони нечутливості у регульовальній характеристиці. Недоліком ШПТ із симетричним керуванням є двополярна напруга у навантаженні і, відповідно, підвищена пульсація струму в навантаженні.



a



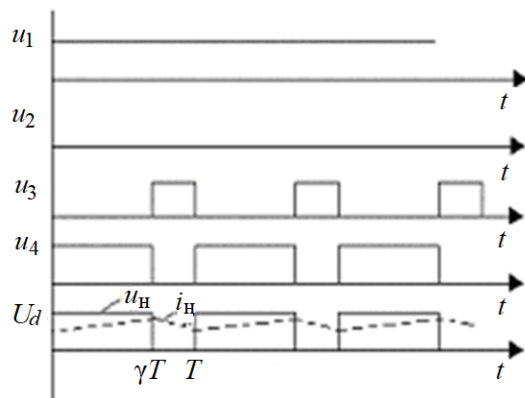
б

Рис. 9.7. Мостовий ШПІ із симетричним керуванням

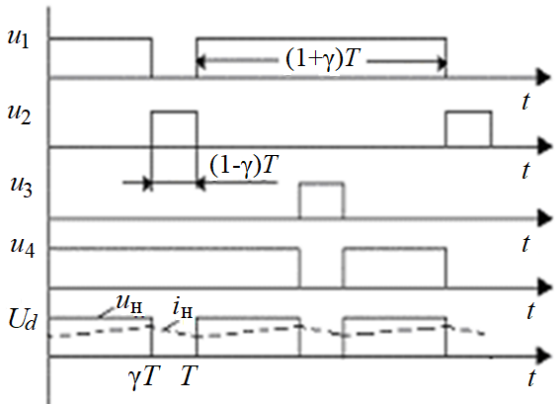
Для того щоб виключити цей недолік розроблено способи, які забезпечують однополярну напругу на виході ШПІ. Найпростішим із них є несиметричний.

Електромагнітні процеси в ШПІ із несиметричним законом керування представлені на рис. 9.8, *a*. У цьому разі транзисторні ключі фазної групи VT_3 і VT_4 (ключі VT_1 і VT_2 за протилежної полярності вхідного сигналу) перемикаються, транзисторний ключ VT_1 постійно відкритий і насичений, а ключ VT_2 постійно закритий.

Транзисторні ключі VT_3 та VT_4 перемикаються у протифазі. Водночас на виході ШПІ формуються однополярні імпульси і середня напруга на виході дорівнює нулю, коли відносна тривалість вмикання одного з нижніх за схемою транзисторів $\gamma=0$.



а



б

Рис. 9.8. Несиметричне (а) та почергове (б) керування транзисторами мостового ШПП

Недоліком розглянутого способу керування є те, що верхні за схемою транзисторні ключі (VT_1, VT_3) завантажені струмом більше, ніж нижні. Цей недолік відсутній за умови почергового керування ключами, часові діаграми якого зображені на рис. 9.8, б.

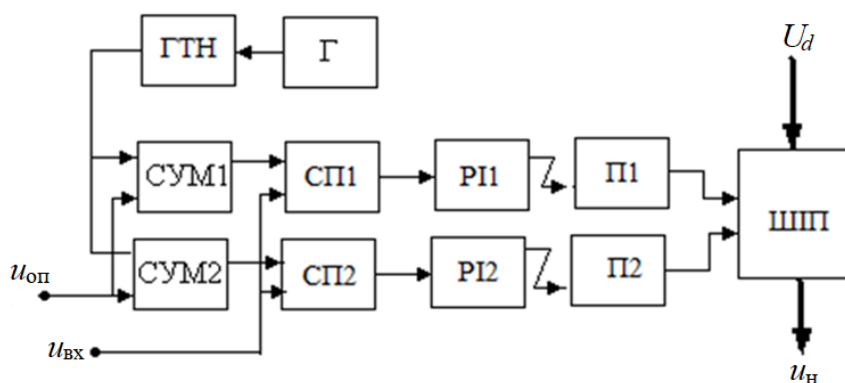
Тут для будь-якого знаку вихідної напруги в стані перемикання знаходяться всі чотири транзисторні ключі моста. Водночас частота перемикання кожного з них удвічі менша за частоту напруги на виході. Напруги керування транзисторних ключів однієї фази моста VT_1, VT_2 та VT_3, VT_4 завжди перебувають у протифазі. Причому ключі перемикаються через період комутації T . Цим досягаються однакові умови роботи напівпровідникових приладів у мості.

За деякого знаку вихідної напруги керуючі імпульси u_1, u_4 , тривалістю $t_1=(1+\gamma)T$, подаються на діагонально розташовані транзисторні ключі (рис. 9.8, б) зі зсувом на півперіоду, а керуючі імпульси u_2, u_3 , тривалістю $t_1=(1-\gamma)T$, також зі зсувом на півперіоду, подаються на транзистори протилежної діагоналі (VT_2, VT_3). У цьому разі на інтервалі γT навантаження підключене до джерела живлення за

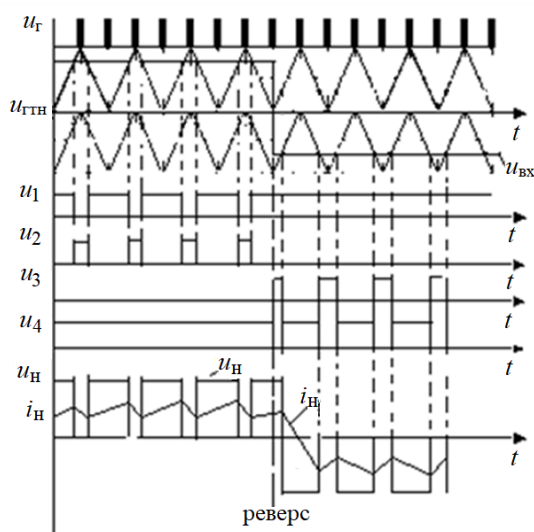
допомогою діагонально розташованих ключів, а на інтервалі $(1-\gamma)T$ навантаження зашунтоване за допомогою верхніх або нижніх транзисторних ключів. Зі зміною знаку вхідного сигналу порядок керування діагональними ключами змінюється на протилежний. Під час несиметричного та почергового керування в навантаженні формуються однополярні імпульси тривалістю γT з напругою пропорційною сигналу на вході. Середнє значення напруги в навантаженні визначається з виразу:

$$U_H = \frac{1}{T} \int_0^{\gamma T} U_d dt = \gamma U_d. \quad (9.5)$$

Функціональна схема керування транзисторним ШПІ із несиметричним керуванням показана на рис. 9.9, а. Вона містить задаючий генератор імпульсів (Г), генератор трикутної напруги (ГТН), два суматора (СУМ1, СУМ2), дві схеми порівняння (СП1, СП2), два розподільники імпульсів (РІ1, РІ2) і підсилювачі (П1, П2). Діаграми на рис. 9.9, б пояснюють принцип роботи схеми керування.



а



б

Рис. 9.9. Транзисторний ШПІ із несиметричним керуванням

На вході суматорів напруга з виходу ГТН порівнюється з опорною напругою $u_{оп}$. Значення опорної напруги задається рівним максимальному значенню напруги з виходу ГТН. У результаті, з виходів суматорів на входи схем порівняння надходять зміщені на $u_{оп}$ трикутні напруги (рис. 9.9, б). Схема порівняння СП1 зі своїм розподільником імпульсів (РІ1) та підсилювачем керують перемиканням одного плеча моста VT_1 , VT_2 (рис. 9.7), а схема порівняння СП2 разом із РІ2 та підсилювачем керує перемиканням іншого плеча моста VT_3 , VT_4 . Тобто за однієї полярності вхідного сигналу перемикаються транзистори одного плеча. В іншому плечі один транзистор постійно відкритий, а інший закритий. Коли вхідний сигнал змінюється на протилежний процес відбувається навпаки.

Запитання для самоперевірки

1. Наведіть особливості роботи трифазного керованого випрямляча.
2. Як залежить середнє значення випрямленої напруги керованого випрямляча від кута керування?
3. Як впливають вищі гармоніки струму живлення керованих випрямлячів на роботу мережі?
4. Яким коефіцієнтом характеризується несинусоїдність струму?
5. Які характеристики випрямляча називають енергетичними?
6. Які способи перемикання напівпровідникових силових ключів використовуються для керування ШПП?
7. Опишіть електромагнітні процеси в ШПП із симетричним керуванням.
8. Як визначається середнє значення напруги в навантаженні за умови симетричного закону керування ключами?
9. Як реалізується несиметричний спосіб керування мостовим ШПП?
10. Опишіть алгоритм почергового керування транзисторами мостового ШПП.

Лекція 10. СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ СИСТЕМ ЗМІННОГО СТРУМУ

10.1. Автономні інвертори

Автономними інверторами називаються пристрої, які перетворюють постійний струм у змінний, у загальному випадку з регульованою частотою та напругою. Основні сфери застосування автономних інверторів (АІ) такі:

- живлення споживачів змінним струмом за умов, коли єдиним джерелом енергії є акумуляторна батарея (наприклад бортові джерела живлення), а також резервне електроживлення відповідальних споживачів під час аварійного відключення мережі змінного струму (електрозв'язок, обчислювальна техніка);
- електропривід із асинхронними та синхронними двигунами, де інвертор служить джерелом змінної напруги та частоти;
- електроенергетика, де автономні інвертори виконують функцію активних фільтрів, регульованих компенсаторів реактивної потужності та потужності спотворень.

За побудовою АІ діляться на однофазні та багатофазні (двофазні, трифазні тощо). Для побудови багатофазних інверторів використовують однофазні напівмостові та мостові схеми.

10.1.1. Однофазні автономні інвертори

В інверторах переважно застосовується симетричний алгоритм керування, коли транзистори одного плеча перемикаються у протифазі.

Відмінність АІ від ШІП полягає лише в тому, що для регулювання вихідної напруги, з трикутною опорною напругою порівнюється не постійна напруга, пропорційна вхідному сигналу, а змінна (прямокутна, трапецеподібна, синусоїдна) напруга, амплітуда і частота якої пропорційні вхідному сигналу.

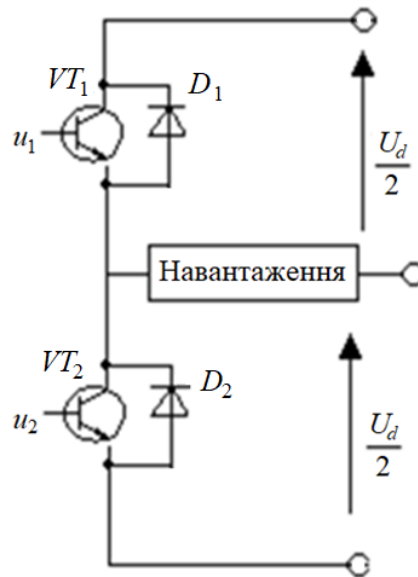
В автономних інверторах використовуються такі способи широтно-імпульсної модуляції:

- широтно-імпульсне регулювання на опорній частоті (ШІР на опорній частоті з прямокутним сигналом модуляції);
- широтно-імпульсна модуляція на опорній частоті (ШІМ на опорній частоті з трапецеїдальним або синусоїдним сигналом модуляції);

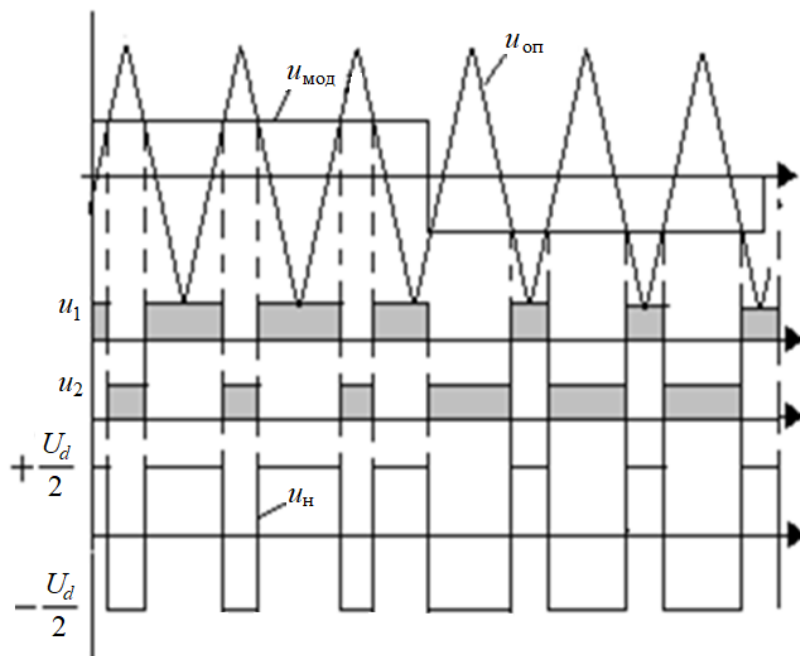
- модуляція у замкненій системі з релейним регулятором струму;
- векторна модуляція.

Для перших двох видів модуляції опорним сигналом є трикутна напруга.

Схема та електромагнітні процеси в однофазному напівмостовому інверторі із застосуванням ШПР на опорній частоті показані на рис. 10.1.



a



б

Рис. 10.1. Схема (*a*) та електромагнітні процеси (*б*) в однофазному напівмостовому інверторі із ШПР на опорній частоті

Амплітуда і частота сигналу модуляції є функціями сигналу на вході системи керування інвертором

$$u_{\text{мод}} = U_m(u_{\text{оп}}) \text{sign}(\sin \omega(u_{\text{оп}})t). \quad (10.1)$$

Коефіцієнтом модуляції називається відношення амплітуди напруги модуляції до амплітуди трикутної напруги

$$m = \frac{U_{m.\text{мод}}}{U_{m.\text{оп}}}. \quad (10.2)$$

Покращення гармонійного складу вихідної напруги досягається застосуванням ШІМ на опорній частоті з синусоїдним сигналом модуляції.

У разі двополярної модуляції такт утворюється сукупністю імпульсів позитивної та негативної полярності. Якщо $u_{\text{мод}} > u_{\text{оп}}$, формується імпульс на вмикання транзистора VT_1 , інакше імпульси керування подаються на вмикання VT_2 (рис. 10.2).

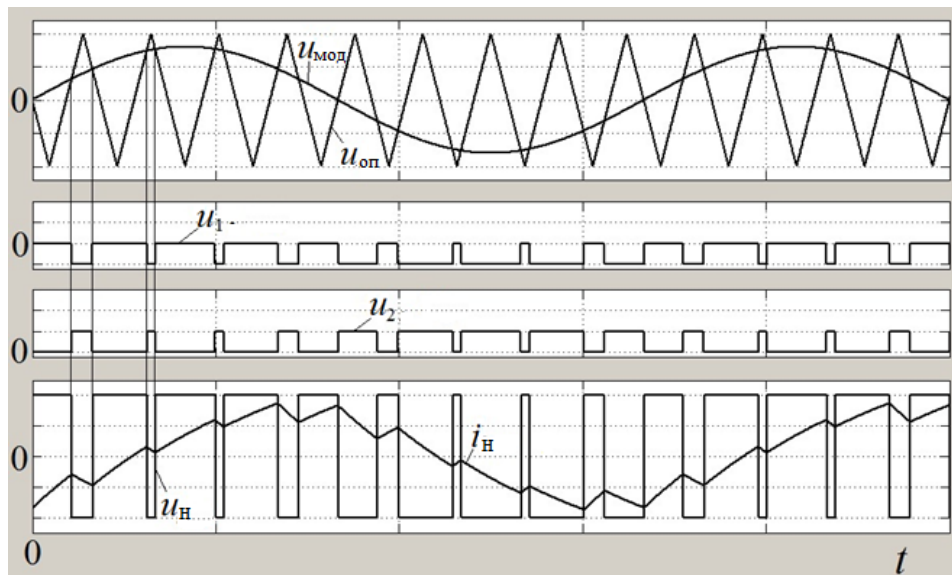


Рис. 10.2. Двополярна синусоїдна ШІМ: напруга модуляції $u_{\text{мод}}$; опорна напруга $u_{\text{оп}}$; напруги керування транзисторами VT_1, VT_2 (u_1, u_2); струм $i_{\text{н}}$ та напруга $u_{\text{н}}$ в навантаженні

У разі синусоїдної модуляції вищі гармоніки у вихідній напрузі зміщуються в область високих частот. Вищі гармоніки вихідної напруги будуть на опорній частоті і на двох бічних частотах, віддалених від опорної на частоту модуляції (рис. 10.3).

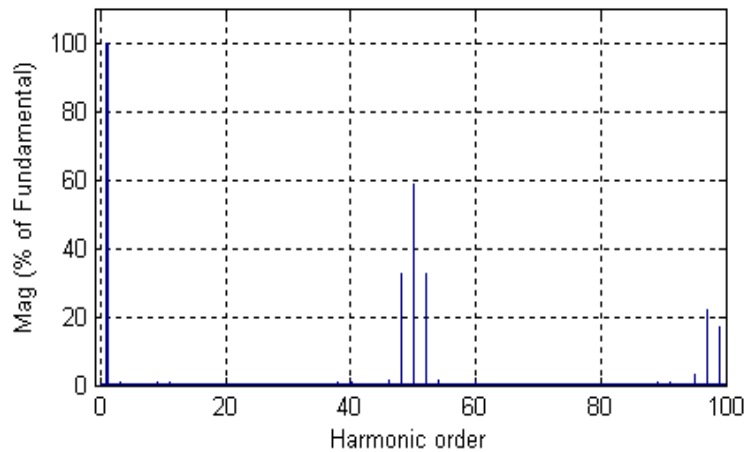


Рис. 10.3. Спектр інвертора з синусоїдною ШІМ

Аналогічна ситуація спостерігається і в гармоніці з номером 100 і т.д. Потрібно зазначити, що в системах автоматизації під час дослідження динамічних і статичних характеристик зазвичай можна не враховувати вищі гармонійні у вихідній напрузі, вважаючи інвертор із ШІМ джерелом синусоїдної напруги.

10.1.2. Трифазні автономні інвертори

Трифазний автономний інвертор схематично побудований із трьох однофазних напівмостових інверторів, які приєднані паралельно до одного джерела живлення.

Навантаження такого інвертора включається або за схемою «зірка», або за схемою «трикутник». Як у першому, так і в другому випадках перемикання транзисторних ключів будь-якої фази інвертора викликає зміну напруги в усіх фазах.

Найпростіший спосіб керування транзисторними ключами $VT_1 \dots VT_6$ інвертора – $\alpha = 180^\circ$, показаний на рис. 10.4.

Тут упродовж $1/6$ періоду вихідної напруги (протягом періоду повторюваності $T_{\text{пвт}}$) включені три транзистори. Форма напруги на фазі A навантаження, за умови її включення «зіркою», показана на нижній осцилограмі.

Електромагнітні характеристики систем із алгоритмом керування інвертором $\alpha = 180^\circ$ досить докладно описані в літературі. Головним недоліком цього способу є необхідність застосування керованого випрямляча для регулювання напруги на виході інвертора.

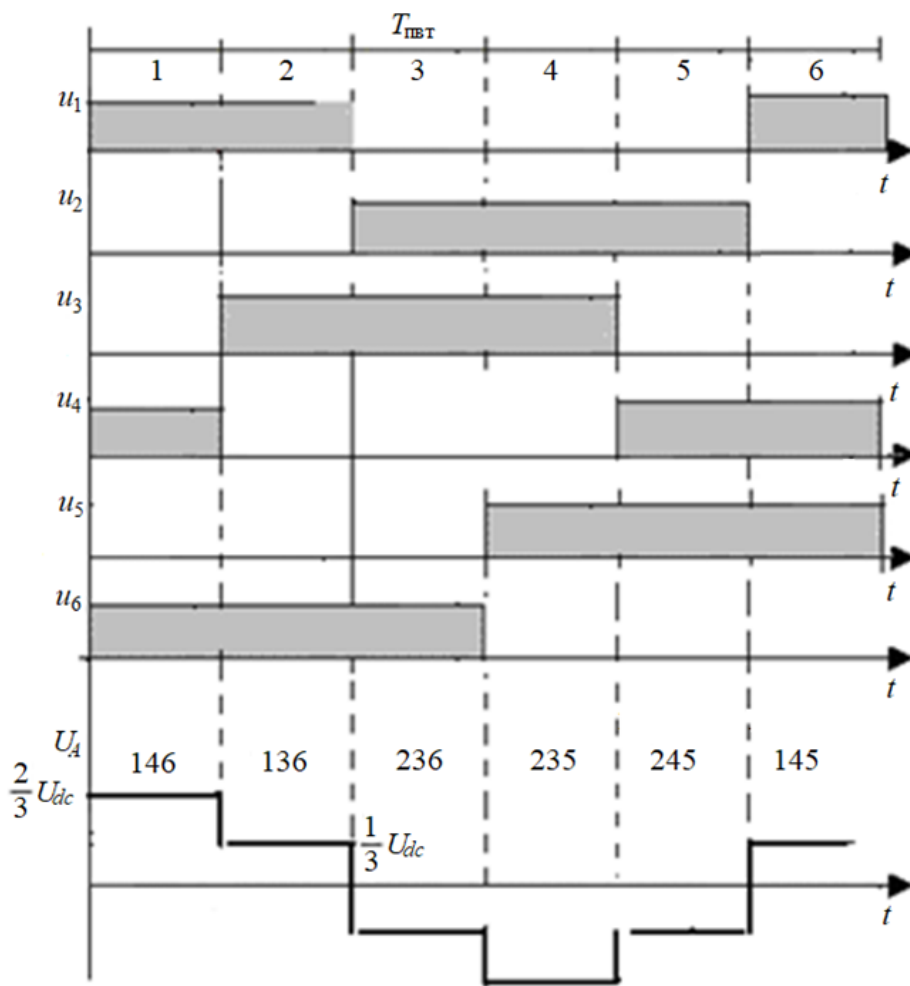
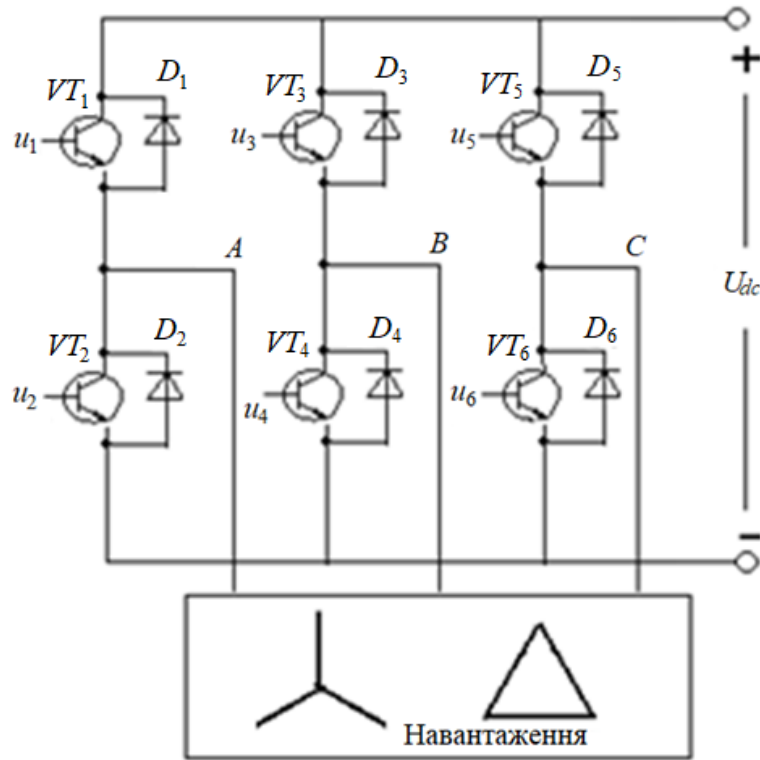


Рис. 10.4. Алгоритм керування АПН із $\alpha = 180^\circ$

Якісне поліпшення гармонійного складу вихідної напруги інвертора досягається за умови широтно-імпульсної модуляції на опорній частоті, коли сигналом модуляції є синусоїдна або трапецеїдальна напруга. На рис. 10.5 наведено часові залежності миттєвих значень напруг та струмів схеми з синусоїдною ШІМ на опорній частоті.

Напруги модуляції керування транзисторами кожного плеча інвертора зсунуті на 120° . Ці сигнали порівнюються з трикутним опорним сигналом і формують сигнали керування кожним плечем. Відповідно до сигналів керування транзисторами формується напруга у кожній фазі навантаження.

У разі широтно-імпульсної модуляції розрахунок спектра вихідної напруги інвертора є досить складним завданням. На гармонійний склад вихідної напруги тут впливають відношення опорної частоти до частоти модуляції, закон зміни напруги модуляції і коефіцієнт модуляції.

Недоліком широтно-імпульсної модуляції є часте перемикання транзисторів. Дослідження свідчать, що достатньо перемикати транзистори одного плеча протягом періоду повторюваності ($1/6$ періоду частоти модуляції). Такі способи модуляції отримали назву векторних.

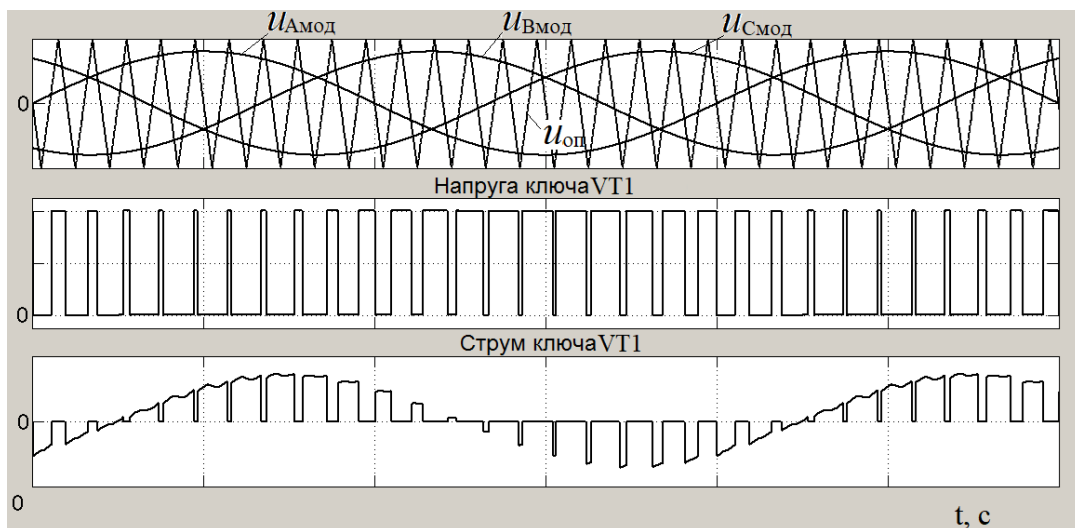


Рис. 10.5. Трифазний інвертор із синусоїдною ШІМ на опорній частоті

10.1.3. Основні характеристики інверторів

До основних характеристик інверторів належать.

1. Регульовальна характеристика, що є залежністю вихідної напруги інвертора від напруги керування (коефіцієнта модуляції).
2. Зовнішня (навантажувальна) характеристика, що є залежністю напруги в навантаженні від струму навантаження.
3. Спектральні характеристики напруги та струму в колі змінного струму.
4. Енергетичні характеристики – залежності потужності на вході та виході від струму навантаження.
5. Електромагнітні характеристики – залежності струмів у колі живлення та струмів у напівпровідникових елементах від струму навантаження.

Вихідними параметрами для аналізу та розрахунку характеристик є амплітуда першої гармоніки вихідної напруги $U_m(1)$, частота цієї гармоніки та параметри навантаження R_H, L_H .

Параметри навантаження зазвичай задаються безрозмірними величинами:

коефіцієнтом потужності

$$\cos \varphi_H = \frac{R_H}{\sqrt{R_H^2 + (\omega_1 L_H)^2}}; \quad (10.3)$$

або відносною сталою часу

$$\tau_H = \frac{\omega_1 L_H}{R_H}. \quad (10.4)$$

Для заданих параметрів амплітуда першої гармоніки струму в навантаженні інвертора визначається рівнянням

$$I_m(1) = \frac{U_m(1)}{\sqrt{R_H^2 + (\omega_1 L_H)^2}} = \frac{U_m(1)}{R_H} \cos \varphi_H. \quad (10.5)$$

Відносні середні та діючі струми у напівпровідникових елементах інвертора, а також відносний середній струм у джерелі постійного струму визначаються за виразами, наведеними в табл. 10.1.

Таблиця 10.1

Відносний середній струм транзистора	Відносний діючий струм транзистора	Відносний середній струм діода	Відносний діючий струм зворотного діода	Відносний середній струм джерела
$\bar{I}_{T.cр} = \frac{I_{T.cр}}{I_m(1)}$	$\bar{I}_T = \frac{I_T}{I_m(1)}$	$\bar{I}_{D.cр} = \frac{I_{D.cр}}{I_m(1)}$	$\bar{I}_D = \frac{I_D}{I_m(1)}$	$\bar{I}_{cр} = \frac{I_{cр}}{I_m(1)}$
$\frac{1+\cos\varphi_H}{2\pi}$	$\sqrt{\frac{\pi-\varphi_H+0,5\sin\varphi_H}{2\pi}}$	$\frac{1-\cos\varphi_H}{2\pi}$	$\sqrt{\frac{\varphi_H+0,5\sin\varphi_H}{2\pi}}$	$\frac{\cos\varphi_H}{\pi}$

10.2. Вторинні джерела живлення силових напівпровідникових перетворювачів

10.2.1. Розрахункова схема автоматизованої підсистеми «мережа-вторинне джерело живлення-силовий напівпровідниковий перетворювач-електрична машина»

Зазвичай первинним джерелом живлення автоматизованих систем є мережа змінного струму. У цьому разі широтно-імпульсні перетворювачі та автономні інвертори живляться від вторинних джерел живлення (ВДЖ). До цих ВДЖ, крім звичайних вимог, додаються специфічні вимоги, які зумовлені необхідністю керувати накопиченою (іноді генерованою) механічною кінетичною або потенційною енергією.

Реверсивні керовані випрямлячі забезпечують обмін енергією між виконавчою машиною постійного струму і мережею змінного струму. Такі перетворювачі не потребують додаткових вторинних джерел живлення.

Напівпровідникові перетворювачі з ланкою постійного струму (ШП, АН) мають здатність передавати енергію як від джерела постійного струму до виконавчої машини, так і від машини до джерела, тобто такі перетворювачі мають двосторонній керований енергетичний зв'язок. Такої властивості, якщо не вжити спеціальних заходів, не має вторинне джерело живлення. Тому необхідно оцінити кількість енергії, яка може генеруватись автоматизованою системою в перехідних режимах роботи, і на підставі цього здійснити проектування ВДЖ.

Розрахункова схема підсистеми, що включає вторинне джерело живлення та силовий перетворювач із електричною машиною показана на рис. 10.6. У цій схемі силовий перетворювач разом із машиною представлений пасивним RL -навантаженням і керованим джерелом ЕРС E . Така заміна справедлива й для систем постійного струму з ШП, і для систем змінного струму з АІН. На виході ВДЖ завжди вмикається конденсатор фільтра.

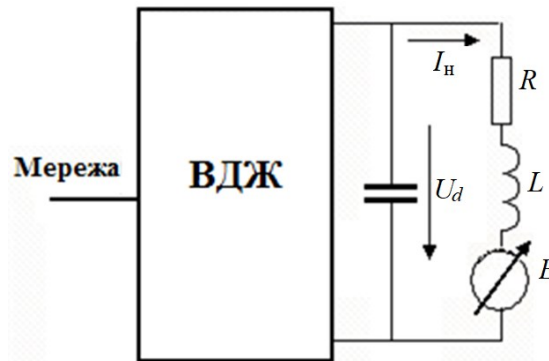


Рис. 10.6. Розрахункова схема для ВДЖ

Під час аналізу усталеного режиму струм навантаження можна прийняти постійним і рівним:

$$I_n = \frac{U_d - E}{R}. \quad (10.6)$$

Якщо підключена до виходу перетворювача електрична машина працює у режимі двигуна, то напруга U_d на конденсаторі фільтра перевищує проти-ЕРС і струм у навантаженні додатний, а енергія спрямована від мережі до машини. Якщо електрична машина працює в генераторному режимі, проти-ЕРС перевищує напругу U_d на конденсаторі фільтра, струм у навантаженні негативний, а енергія спрямована від машини до мережі. Напівпровідниковий перетворювач ВДЖ у такому разі повинен створювати шляхи для протікання негативного струму навантаження щоб уникнути наростання напруги на конденсаторі вище припустимої.

10.2.2. Випрямляч як ВДЖ

Випрямляч не створює шляху для протікання зворотного струму і тому має тільки односторонній енергетичний зв'язок. Негативний струм у навантаженні заряджає конденсатор фільтра до напруги, що перевищує амплітуду напруги живлення. Тому генераторний режим електричної машини таке ВДЖ не забезпечує. У перехідних режимах перевищення

напруги на конденсаторі фільтра над амплітудою напруги живлення можна оцінити за наближеною формулою

$$\Delta U_d = \sqrt{\frac{J\Delta\omega^2}{C_\phi}}, \quad (10.7)$$

де J (кг·м²) – момент інерції машини та навантаження, $\Delta\omega$ (1/с) – різниця початкової та кінцевої швидкості під час гальмування.

Випрямляч із фільтром досить часто використовується як вторинне джерело живлення в автоматизованих системах. Доцільність його застосування обмежується випадками досить потужних інерційних систем, які в динамічних режимах віддають значну механічну енергію.

Схема ВДЖ із випрямлячем та колом скидання енергії показана на рис. 10.7. У цій схемі транзисторний ключ VT_0 спільно з опором R_0 утворюють коло скидання енергії, накопиченої в механічній системі. Транзистор керується замкненою системою регулювання, на вхід якої подається напруга завдання U_0^* та напруга зворотного зв'язку U_0 з конденсатора фільтра. Коло скидання енергії включається в роботу коли напруга на конденсаторі досягне значення амплітуди лінійної напруги мережі.

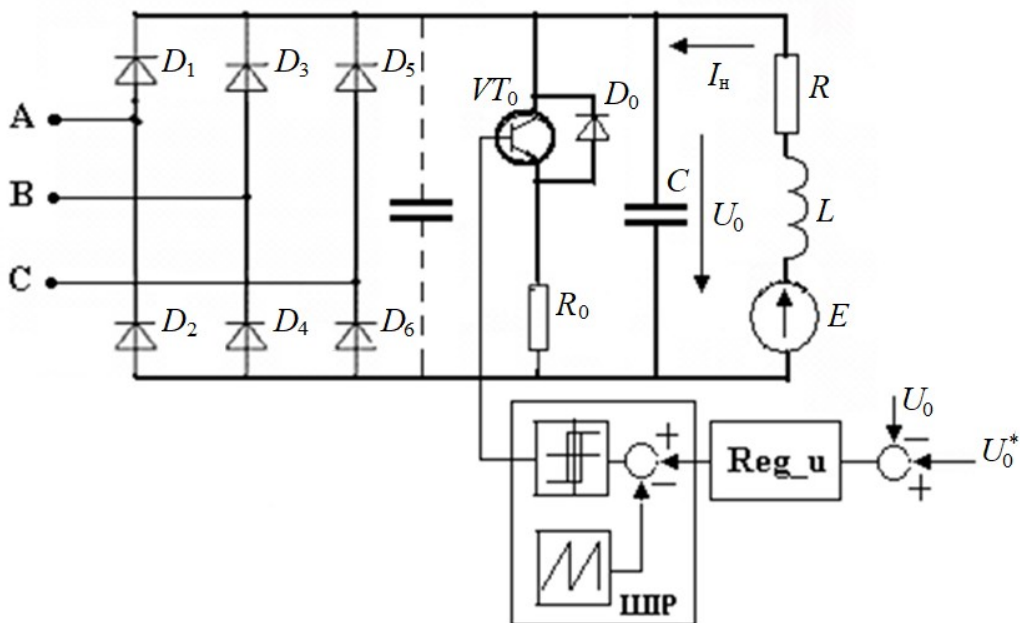


Рис. 10.7. Схема ВДЖ із випрямлячем та колом скидання енергії

У схемі на періоді комутації генератора трикутної напруги T_0 утворюються два комутаційних інтервали, схеми заміщення яких представлені на рис. 10.8.

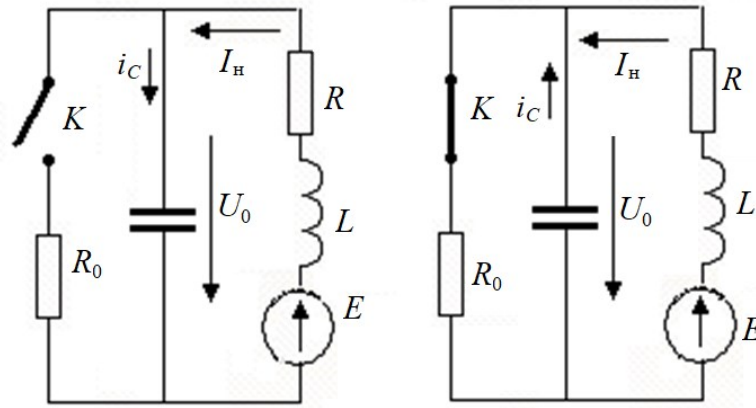


Рис. 10.8. Розрахункові схеми заміщення ВДЖ із колом скидання енергії

Аналіз схеми здійснюють за таких припущень:

- струм навантаження на періоді комутації постійний і визначається з рівняння (10.6);
- напруга на конденсаторі впродовж періоду комутації постійна;
- середній струм конденсатора впродовж періоду комутації дорівнює нулю.

Позначивши тривалість першого інтервалу як γT_0 , з урахуванням зазначених припущень, отримаємо струм конденсатора:

$$i_c = \gamma I_H, \text{ при } (n-1)T_0 < t < n\gamma T_0,$$

$$i_c = (1-\gamma) \left(\frac{U_0}{R_0} - I_H \right), \text{ при } n\gamma T_0 < t < nT_0, \quad (10.8)$$

де $n = 1, 2, 3, \dots$; T_0 – період комутації генератора трикутної напруги; $0 < \gamma < 1$ – відносна тривалість першого інтервалу.

Із (10.8) можна визначити напругу на конденсаторі

$$U_0 = \frac{R_0 I_H}{1-\gamma} \quad (10.9)$$

та необхідну регульовальну характеристику схеми

$$\gamma = 1 - \frac{R_0 I_H}{U_d}, \quad (10.10)$$

де $U_d = \sqrt{3} U_m$, U_m – амплітуда фазної напруги мережі живлення.

З виразу (10.10) випливає, що коло скидання забезпечує обмеження напруги поки $I_H \leq \frac{U_d}{R_0}$, звідки за відомим струмом можна визначити опір R_0 у колі скидання.

Запитання для самоперевірки

1. Які способи широтно-імпульсної модуляції використовуються в автономних інверторах?
2. Що називається коефіцієнтом модуляції?
3. Наведіть алгоритм керування транзисторними ключами $\alpha = 180$.
4. Назвіть основні характеристики інверторів.
5. Опишіть роботу схеми ВДЖ із випрямлячем та колом скидання енергії.
6. Наведіть умову, за якої коло скидання забезпечує обмеження напруги конденсатора ВДЖ.
7. Поясніть суть широтно-імпульсної модуляції.
8. Які параметри є вихідними для аналізу та розрахунку характеристик інвертора?

Лекція 11. ПРОЄКТУВАННЯ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ ІЗ ДВИГУНАМИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

11.1. Математичний опис, структурні схеми та моделі двигуна постійного струму

В автоматизованих системах переважне застосування мають двигуни постійного струму (ДПС) із незалежним збудженням та зі збудженням від постійних магнітів. Керування цими двигунами зазвичай здійснюється по колу якоря. Рівняння, якими описуються електромагнітні та електромеханічні процеси у двигуні постійного струму з незалежним збудженням мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{я}} &= R_{\text{я}} \left(i_{\text{я}} + T_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} \right) + e_{\text{я}}; \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_{\text{н}}; \\ \omega_m &= \frac{d\theta_m}{dt}; \\ e_{\text{я}} &= k_{\text{Е}} \omega_m; M = k_{\text{М}} i_{\text{я}}, \end{aligned} \right\} \quad (11.1)$$

де $u_{\text{я}}$, $i_{\text{я}}$, $e_{\text{я}}$ – напруга, струм і проти-ЕРС якоря; $L_{\text{я}}$, $R_{\text{я}}$, $T_{\text{я}} = L_{\text{я}}/R_{\text{я}}$ – відповідно індуктивність, опір та електромагнітна стала часу якоря; ω_m , M , $M_{\text{н}}$, θ_m –

механічна кутова швидкість, електромагнітний момент, момент навантаження та механічний кут повороту валу відповідно; J – момент інерції ротора. Коефіцієнти k_E , k_M є конструктивними константами.

Параметри двигуна, що входять до рівнянь (11.1), розраховуються на підставі паспортних характеристик, наведених у довідкових матеріалах. Зазвичай для двигунів звичайного виконання такими характеристиками є:

- номінальна потужність двигуна P_H , кВт;
- номінальна напруга якоря $U_{\text{я}}$, В;
- номінальна частота обертання n_H , об/хв;
- номінальна напруга обмотки збудження U_3 , В;
- коефіцієнт корисної дії (ККД), %;
- опір обмотки якоря $R_{\text{я}}$, Ом;
- опір обмотки збудження R_3 , Ом;
- момент інерції якоря J , кг·м²;
- номінальний струм якоря $I_{\text{я}}$, А.

Номінальний момент двигуна ($H \cdot m$), номінальний струм збудження (A), конструктивні сталі та індуктивність якоря розраховуються з рівнянь:

$$M_H = \frac{P_H}{\omega_H} = \frac{30P_H}{\pi n_H}; I_3 = \frac{U_3}{R_3}; k_M = \frac{M_H}{I_{\text{я}}}; k_E = \frac{30(U_{\text{я}} - R_{\text{я}}I_{\text{я}})}{\pi n_H}; L_{\text{я}} \approx \frac{30 U_{\text{я}} c_x}{\pi n_H I_{\text{я}}}, \quad (11.2)$$

де $c_x = 0,3 \dots 0,4$ – емпіричний коефіцієнт.

Передавальні функції швидкісної частини ДПС за керуючим впливом та за збуренням можуть бути представлені відповідними виразами:

$$W(s) = \frac{\omega_m(s)}{u_{\text{я}}(s)} = \frac{1/k_E}{\frac{T_{\text{я}}}{K_1 K_2 k_E} s^2 + \frac{1}{K_1 K_2 k_E} s + 1}; \quad (11.3)$$

$$W^*(s) = \frac{\omega_m(s)}{M_H(s)} = \frac{(T_{\text{я}} s + 1) k_M}{k_E \left(\frac{T_{\text{я}}}{K_1 K_2 k_E} s^2 + \frac{1}{K_1 K_2 k_E} s + 1 \right)}. \quad (11.4)$$

У виразах (11.3, 11.4) введено позначення:

$$K_1 = 1/R_{\text{я}}, \quad K_2 = k_M/J. \quad (11.5)$$

Корені характеристичного рівняння визначаються виразом

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2T_{\text{я}}} \mp \frac{1}{2T_{\text{я}}} \sqrt{1 - 4T_{\text{я}} K_1 K_2 k_E}. \quad (11.6)$$

Залежно від співвідношення параметрів K_1 , K_2 , T_α і k_E корені характеристичного рівняння можуть бути або дійсними або комплексно-спряженими. Якщо виконується умова $4T_\alpha K_1 K_2 k_E \leq 1$, корені характеристичного рівняння будуть дійсними. У цьому разі еквівалентна передавальна функція ДПС за керуючим впливом може бути представлена у вигляді двох послідовно ввімкнених аперіодичних ланок першого порядку зі сталими часу T_1 , T_2 та коефіцієнтом передачі $1/k_E$:

$$W(s) = \frac{\omega_m(s)}{u_\alpha(s)} = \frac{1/k_E}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}; \quad (11.7)$$

де $T_1 = -1/s_1$; $T_2 = -1/s_2$.

11.2. Синтез регуляторів у одноконтурній швидкісній системі постійного струму

Структурна схема системи з виконавчим двигуном постійного струму, керованим по колу якоря, показана на рис. 11.1. Тут двигун представлений послідовно включеними аперіодичною ланкою першого порядку й інтегруючою ланкою, охопленими зворотним зв'язком через безінерційну ланку k_E .

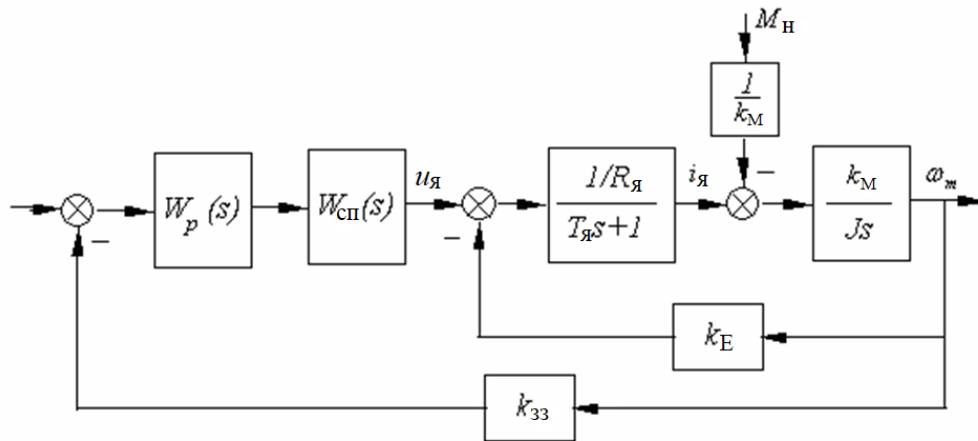


Рис. 11.1. Структурна схема одноконтурної швидкісної системи постійного струму

Двигун постійного струму керується силовим регулятором (перетворювачем), представленим ланкою $W_{cp}(s)$. Силовий перетворювач (у даному разі реверсивний широтно-імпульсний перетворювач) керується регулятором із передавальною функцією $W_p(s)$, на вхід якого подається різниця сигналу керування та зворотного зв'язку за швидкістю.

Розглянемо синтез регулятора швидкісної системи, в якій момент навантаження є незалежною від координат системи функцією. В цьому разі момент навантаження є збуренням, яке система має компенсувати.

Для випадку коли сталі часу сильно відрізняються $T_2 \gg T_1$ доцільно будувати ПІ-регулятор, який би компенсував більшу сталу часу об'єкта

$$W_p(s) = \frac{(T_2s+1)k_p}{T_2s} = k_p + \frac{k_p}{T_2s} = k_p + \frac{k_i}{s}. \quad (11.8)$$

Тоді передавальна функція розімкненої системи дорівнюватиме:

$$W_{\text{роз}}(s) = \frac{(T_2s+1)k_p k_{\text{сп}} k_{33}}{T_2s} \frac{1/k_E}{(T_1s+1)(T_2s+1)} = \frac{k_p k_{\text{сп}} k_{33} / k_E}{T_2s(T_1s+1)}. \quad (11.9)$$

Оптимум за модулем у такій системі досягається коли $\frac{T_2 k_E}{k_p k_{\text{сп}} k_{33}} = 2T_1$, звідки знаходяться коефіцієнти передачі пропорційної та інтегральної частин регулятора

$$k_p = \frac{T_2 k_E}{2T_1 k_{\text{сп}} k_{33}}, \quad k_i = \frac{k_p}{T_2}. \quad (11.10)$$

У замкненій системі процес збурення аперіодичний, водночас стала часу компенсації сигналу збурення приблизно дорівнює сталій T_2 двигуна.

У разі, коли еквівалентні сталі часу відрізняються незначно, для надання ланці другого порядку заданих динамічних властивостей необхідно використовувати ПІД-регулятор із передавальною функцією

$$W_p(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{k_d s}{T_d s + 1} = \frac{k_i}{s} \frac{\frac{k_d + T_d k_p}{k_i} s^2 + \frac{k_p + T_d k_i}{k_i} s + 1}{T_d s + 1}. \quad (11.11)$$

Параметри регулятора, що забезпечують optimum за модулем у замкненій швидкісній системі, розраховуються за рівняннями:

$$T_d < T_1, \quad k_i = \frac{k_E}{2T_d k_{\text{сп}} k_{33}}, \quad \frac{k_d + T_d k_p}{k_i} = T_1 T_2, \quad \frac{k_p + T_d k_i}{k_i} = T_1 + T_2. \quad (11.12)$$

Якщо $4T_{\text{я}} K_1 K_2 k_E > 1$, корені характеристичного рівняння є комплексно-спряженими. У цьому разі еквівалентна передавальна функція ДПС за керуючим впливом може бути представлена у вигляді коливальної ланки з параметрами T , ξ та коефіцієнтом передачі $1/k_E$

$$W(s) = \frac{\omega_m(s)}{u_{\text{я}}(s)} = \frac{1/k_E}{T^2 s^2 + 2\xi T s + 1}, \quad (11.13)$$

де $T = \sqrt{T_{\text{я}} / K_1 K_2 k_E}$, $\xi = 1 / \sqrt{4T_{\text{я}} K_1 K_2 k_E}$.

Для такої системи (див. табл. 4.1) застосовується ПІД-регулятор із реальною диференціальною ланкою. Параметри регулятора вибираються згідно вимог до динаміки замкненої системи. Наприклад для налаштування швидкісної системи на оптимум за модулем параметри ПІД-регулятора знаходяться з рівнянь:

$$T_d < 2\xi T, \quad k_i = \frac{k_E}{2T_d k_{сп} k_{зз}}, \quad \frac{k_d + T_d k_p}{k_i} = T^2, \quad \frac{k_p + T_d k_i}{k_i} = 2\xi T. \quad (11.14)$$

11.3. Синтез регуляторів у двоконтурній швидкісній системі постійного струму

Якщо інерційністю силового перетворювача знехтувати не можна, у швидкісному контурі ДПС використовується двоконтурний регулятор (рис. 11.2). Перший контур призначений для регулювання струму двигуна і називається струмовим, другий контур – швидкісний.

Така будова має низку переваг порівняно з одноконтурною системою.

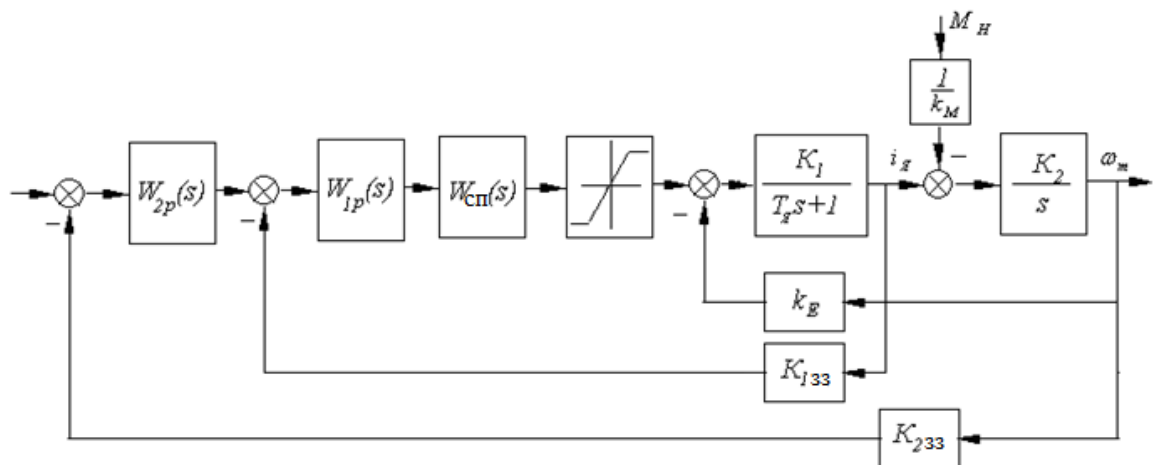


Рис. 11.2. Двоконтурна швидкісна система двигуна постійного струму

По-перше, у струмовому контурі суттєво знижується вплив нелінійностей та запізнення, які може вносити силовий перетворювач.

По-друге, у такій структурі просто реалізується обмеження струму якоря ДПС, що зазвичай необхідно робити в реальних системах.

По-третє, за такої побудови майже виключається вплив швидкості на струм якоря (розривається зв'язок по k_E). Двигун може бути представлений двома послідовно включеними динамічними ланками. Перша ланка аперіодична зі сталою часу T_a , друга – інтегральна

(рис. 11.2). Синтез регуляторів у такій структурі не залежить від співвідношення сталих часу та здійснюється за єдиною методикою.

Якщо в ролі силового перетворювача використовується широтно-імпульсний перетворювач (ШП), у струмовому контурі можна використовувати релейний регулятор. У цьому разі струмовий контур стає майже безінерційним, силовий перетворювач набуває властивостей джерела струму, а ДПС – джерела моменту.

По-четверте, для надання замкненій системі потрібних динамічних характеристик у регуляторах виключаються диференціальні ланки, що покращує стійкість до перешкод і розширює динамічний діапазон роботи системи.

Розглянемо приклад, де як силовий регулятор використовується ШП. Останній представимо ланкою із запізненням на період комутації $T_{сп}$ та коефіцієнтом підсилення $k_{сп}$. Крім того, врахуємо насичення, яке зумовлене скінченним значенням напруги живлення ШП та обмеження, що здійснюються в системі. Стала часу ланки запізнення визначається частотою комутації.

Для синтезу регулятора струмового контуру представимо ШП аперіодичною ланкою з передавальною функцією $W_{сп}(s) = \frac{k_{сп}}{T_{сп}s+1}$. Тоді передавальна функція розімкненого внутрішнього (струмового) контуру дорівнюватиме

$$W_{роз}(s) = \frac{W_{1p}(s)k_{сп}k_{133}K_1}{(T_{сп}s+1)(T_яs+1)}. \quad (11.15)$$

За умови використання ПІ-регулятора з передавальною функцією $W_{1p}(s) = \frac{(T_яs+1)k_{1p}}{T_яs}$ отримаємо

$$W_{роз}(s) = \frac{k_{1p}k_{сп}k_{133}K_1}{T_яs(T_{сп}s+1)}. \quad (11.16)$$

Налаштування замкненого контуру на оптимум за модулем реалізується коли

$$k_{1p} = \frac{T_я}{2T_{сп}k_{сп}k_{133}K_1}. \quad (11.17)$$

Водночас замкнений внутрішній контур може бути представлений передавальною функцією

$$W_{13}(s) = \frac{1}{k_{133}} \frac{1}{2T_{сп}^2s^2 + 2T_{сп}s + 1} \approx \frac{1}{k_{133}} \frac{1}{2T_{сп}s + 1}. \quad (11.18)$$

Для реалізації оптимуму за модулем у зовнішньому (швидкісному) контурі потрібно використовувати П-регулятор із коефіцієнтом підсилення $k_{2p} = \frac{k_{133}}{4T_{сп}K_2k_{233}}$.

11.4. Синтез регуляторів у слідкуючій системі постійного струму

Слідкуючі системи (системи замкнені за кутовим положенням) широко використовуються під час побудови систем керування положенням різних механізмів. Розглянемо, як приклад, слідкуючу систему з широтно-імпульсним перетворювачем і релейним регулятором у контурі струму.

В такому разі контур струму вважатиметься безінерційним, а силовий перетворювач – джерелом струму. Структурну схему такої системи представлено на рис. 11.3.

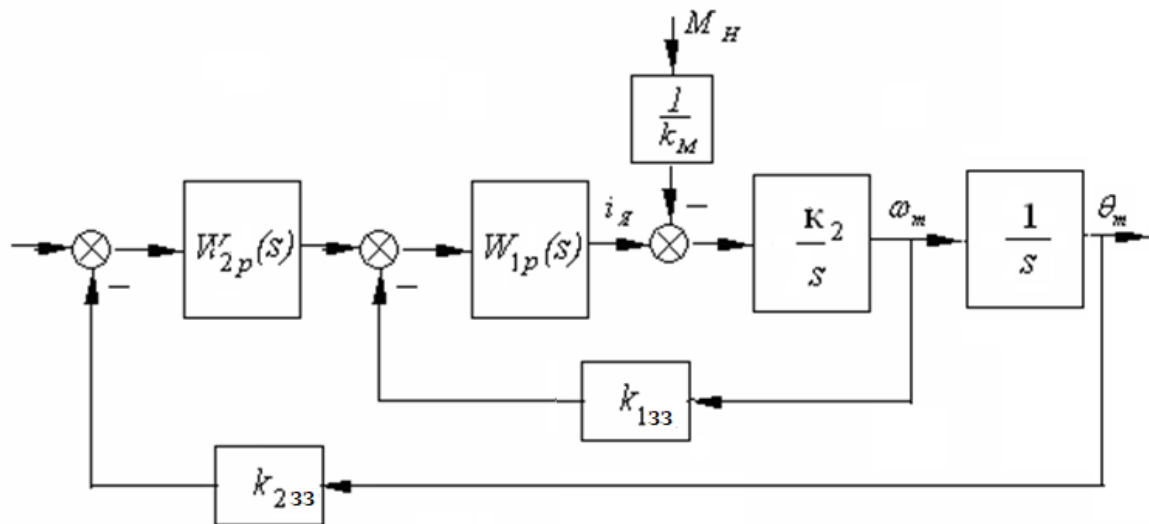


Рис. 11.3. Структурна схема слідкуючої системи постійного струму

Регулятор у швидкісному контурі потрібно обирати так, щоб розімкнений контур задовольняв вимогу оптимуму за модулем

$$W_{1p}(s) = \frac{k_{1p}}{T_p s + 1}. \text{ тоді } W_{\text{поз}}(s) = \frac{k_{1p} k_{133} K_2}{s(T_p s + 1)} = \frac{1}{2T_p(T_p s + 1)}. \quad (11.19)$$

Коефіцієнт підсилення регулятора визначається виразом

$$k_{1p} = \frac{1}{2T_p k_{133} K_2}. \quad (11.20)$$

Аналогічно синтезується зовнішній регулятор кутового положення, для якого

$$k_{2p} = \frac{1}{4T_p k_{233}}. \quad (11.21)$$

Запитання для самоперевірки

1. Якими рівняннями описуються електромагнітні та електромеханічні процеси у двигуні постійного струму з незалежним збудженням?
2. Як можна визначити параметри двигуна постійного струму на підставі його паспортних характеристик?
3. Якими виразами можуть бути представлені передавальні функції швидкісної частини ДПС за керуючим впливом та за збуренням?
4. Як здійснюється синтез регуляторів у одноконтурній швидкісній системі постійного струму?
5. Наведіть переваги двоконтурної швидкісної системи постійного струму порівняно з одноконтурною.
6. Як виконується синтез регуляторів у двоконтурній швидкісній системі постійного струму?
7. Як здійснюється синтез регуляторів у слідкуючій системі постійного струму?

Лекція 12. ПРОЄКТУВАННЯ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ ІЗ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ

12.1. Математичний опис та моделювання узагальненої асинхронної машини

Схема узагальненої асинхронної машини показана рис. 12.1.

Вона містить трифазну обмотку на статорі та трифазну обмотку на роторі. Обидві обмотки підключені до симетричних трифазних джерел напруги. Математичний опис такої машини ґрунтується на відомих законах.

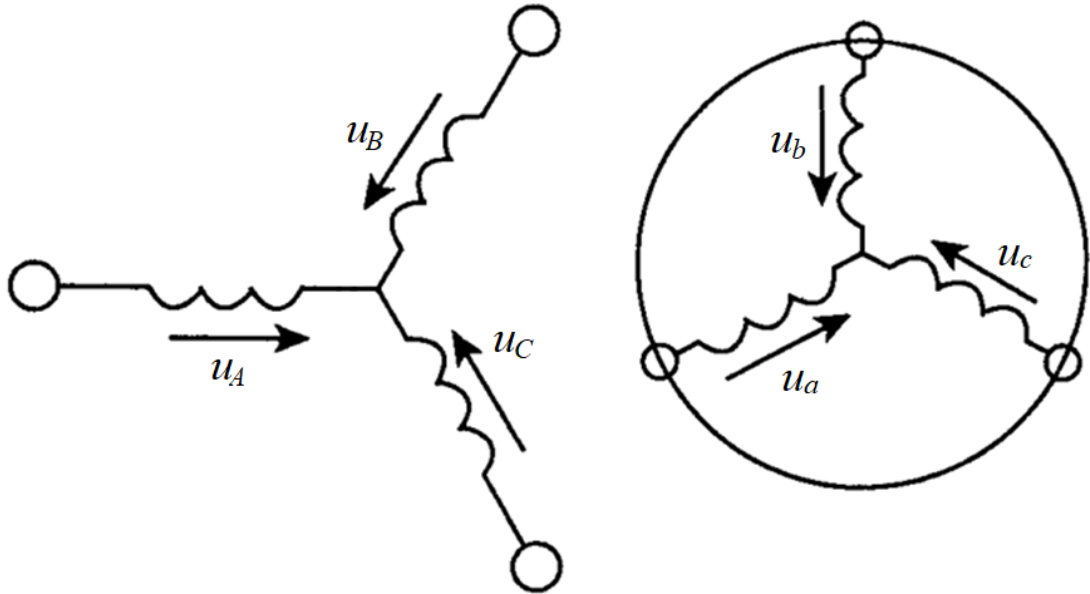


Рис. 12.1. Узагальнена асинхронна машина

Рівняння рівноваги ЕРС в обмотках статора та ротора відповідно до другого закону Кірхгофа запишуться у такому вигляді.

Для статора:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt}; \\ u_B &= R_B i_B + \frac{d\psi_B}{dt}; \\ u_C &= R_C i_C + \frac{d\psi_C}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (12.1.1)$$

Для ротора:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt}; \\ u_b &= R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt}; \\ u_c &= R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (12.1.2)$$

У рівняннях (12.1) фігурують миттєві напруги, струми та потокозчеплення статора і ротора, а також активні опори обмоток. Зазвичай обмотки виконуються симетричними, тому $R_A = R_B = R_C = R_S$ – активний опір статорної обмотки, $R_a = R_b = R_c = R_R$ – активний опір обмотки ротора.

У рівняннях (12.1) потокозчеплення обмоток статора та ротора визначаються на основі закону Ампера.

Для статора:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_A &= L_{AA}i_A + L_{AB}i_B + L_{AC}i_C + L_{Aa}i_a + L_{Ab}i_b + L_{Ac}i_c; \\ \Psi_B &= L_{BA}i_A + L_{BB}i_B + L_{BC}i_C + L_{Ba}i_a + L_{Bb}i_b + L_{Bc}i_c; \\ \Psi_C &= L_{CA}i_A + L_{CB}i_B + L_{CC}i_C + L_{Ca}i_a + L_{Cb}i_b + L_{Cc}i_c. \end{aligned} \right\} \quad (12.2.1)$$

Для ротора:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_a &= L_{aA}i_A + L_{aB}i_B + L_{aC}i_C + L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c; \\ \Psi_b &= L_{bA}i_A + L_{bB}i_B + L_{bC}i_C + L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c; \\ \Psi_c &= L_{cA}i_A + L_{cB}i_B + L_{cC}i_C + L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c. \end{aligned} \right\} \quad (12.2.2)$$

З цих рівнянь випливає, що потокозчеплення кожної обмотки залежить від струмів у всіх обмотках, ці залежності виявляються через взаємоіндукцію. У рівняннях (12.2) $L_{AA}, L_{BB}, L_{CC}, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$ є власними індуктивностями фазних обмоток, решта – це взаємні індуктивності між відповідними обмотками.

Рівняння рівноваги моментів на валу машини визначається на основі другого закону Ньютона:

$$J \frac{d\vec{\omega}_m}{dt} = \vec{M} - \vec{M}_H, \quad (12.3)$$

де J (кг·м²) – момент інерції на валу машини, що враховує інерційність як самої машини, так і приведеної до валу інерційності робочого механізму та редуктора; $\vec{\omega}_m$ (рад/с) – кутова швидкість валу машини; \vec{M}_H (Н·м) – приведений до валу момент робочого механізму, який може бути функцією швидкості або кута повороту.

Електромагнітний момент машини в рівнянні (12.3) знаходиться на підставі закону сформульованого Ленцем. Цей закон пов'язує векторні величини моменту, потокозчеплення та струму:

$$\vec{M} = k(\vec{\Psi} \times \vec{i}). \quad (12.4)$$

Незважаючи на повний і чіткий математичний опис, застосування рівнянь (12.1-12.4) для дослідження машини має певні складнощі. Зокрема:

- у рівняннях (12.3) та (12.4) фігурують векторні величини, а в рівняннях (12.1, 12.2) величини скалярні;
- кількість взаємопов'язаних рівнянь дорівнює 16, а кількість невідомих величин – 44;
- коефіцієнти взаємоіндукції між обмотками статора та ротора є функціями кута повороту ротора щодо статора, тобто рівняння (12.2) є рівняннями зі змінними коефіцієнтами;

▪ рівняння (12.4) є нелінійним, тому що в ньому перемножуються змінні.

Спрощення математичного опису узагальненої асинхронної машини здійснюється у кілька етапів (кроків).

Крок перший. Для перетворення рівнянь у миттєвих значеннях до рівнянь у просторових векторах помножимо перші рівняння систем (12.1, 12.2) на $\frac{2}{3}$, другі – на $\frac{2}{3}\vec{a}$, треті – на $\frac{2}{3}\vec{a}^2$ і складемо окремо для статора та ротора, тоді отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} \vec{u}_S &= R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\Psi}_S}{dt}; \\ \vec{u}_R &= R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\Psi}_R}{dt}; \\ \vec{\Psi}_S &= L_S \vec{i}_S + L_m(\theta) \vec{i}_R; \\ \vec{\Psi}_R &= L_m(\theta) \vec{i}_S + L_R \vec{i}_R. \end{aligned} \right\} \quad (12.5)$$

де L_S, L_R – власні індуктивності статора та ротора; $L_m(\theta)$ – взаємна індуктивність між статором і ротором. Таким чином замість 12 рівнянь (12.1-12.2) отримаємо лише чотири рівняння (12.5).

Крок другий. Змінні коефіцієнти взаємної індукції в рівняннях для потокозчеплень (12.5) є наслідком того, що рівняння рівноваги ЕРС статора записані в нерухомій системі координат пов'язаній зі статором, а рівняння рівноваги ЕРС ротора записані в обертовій системі координат пов'язаній із ротором. Метод просторового вектора дає змогу записати ці рівняння в єдиній системі координат, що обертається із довільною швидкістю ω_k . У такому разі рівняння (12.5) матимуть вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \vec{u}_S &= R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\Psi}_S}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_S; \\ \vec{u}_R &= R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\Psi}_R}{dt} + j(\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_R; \\ \vec{\Psi}_S &= L_S \vec{i}_S + L_m \vec{i}_R; \\ \vec{\Psi}_R &= L_m \vec{i}_S + L_R \vec{i}_R. \end{aligned} \right\} \quad (12.6)$$

У рівняннях (12.6) усі коефіцієнти є постійними, мають чіткий фізичний зміст і можуть бути визначені за паспортними даними двигуна або експериментально.

Крок третій. Цей крок пов'язаний із визначенням моменту. Момент у рівнянні (12.4) є векторним добутком будь-якої пари векторів. Таких пар може бути шість: (\vec{i}_S, \vec{i}_R) ; $(\vec{\Psi}_S, \vec{\Psi}_R)$; $(\vec{i}_S, \vec{\Psi}_S)$; $(\vec{i}_S, \vec{\Psi}_R)$; $(\vec{i}_R, \vec{\Psi}_S)$; $(\vec{i}_R, \vec{\Psi}_R)$. Ще чотири можливості подання електромагнітного моменту машини з'являється якщо ввести потокозчеплення взаємної індукції $\vec{\Psi}_m = L_m(\vec{i}_S + \vec{i}_R)$. У цьому разі пари будуть такі: $(\vec{i}_S, \vec{\Psi}_m)$; $(\vec{i}_R, \vec{\Psi}_m)$; $(\vec{\Psi}_S, \vec{\Psi}_m)$; $(\vec{\Psi}_R, \vec{\Psi}_m)$. Після вибору тієї чи іншої пари рівняння моменту набуває визначеності, а кількість рівнянь у системі (12.6) скорочується до двох. Крім того, в рівняннях (12.3) та (12.4) векторні величини моменту та швидкості можуть бути замінені їх модульними значеннями. Це є наслідком того, що просторові вектори струмів та потокозчеплень розташовані в площині перпендикулярній до осі обертання, а вектори моменту та кутової швидкості збігаються з віссю обертання.

У системах автоматики для визначення електромагнітного моменту асинхронної машини зазвичай обираються струм статора і потокозчеплення ротора

$$M = \frac{3}{2} p k_R \cdot \text{Mod}(\vec{\Psi}_R \times \vec{i}_S). \quad (12.7)$$

Узагальнена система рівнянь для опису асинхронної машини набуває вигляду:

$$\left. \begin{aligned} \vec{u}_S &= R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\Psi}_S}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_S; \\ \vec{u}_R &= R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\Psi}_R}{dt} + j(\omega_k - p\omega_m) \vec{\Psi}_R; \\ \vec{\Psi}_S &= L_S \vec{i}_S + L_m \vec{i}_R; \\ \vec{\Psi}_R &= L_m \vec{i}_S + L_R \vec{i}_R; \\ M &= \frac{3}{2} p k_R \cdot \text{Mod}(\vec{\Psi}_R \times \vec{i}_S); \\ J \frac{d\vec{\omega}_m}{dt} &= \vec{M} - \vec{M}_H, \end{aligned} \right\} \quad (12.8)$$

де p – кількість пар полюсів у машині.

Під час складання рівнянь (12.8), що описують узагальнену асинхронну машину, вводяться такі припущення:

- не враховується насичення, яке настає за умови значних струмів у обмотках;

- просторовий розподіл магнітного поля у повітряному проміжку вважається синусоїдним;
- параметри машини вважаються постійними і не залежать від струму в обмотках.

12.2. Асинхронна машина з короткозамкненим ротором

Схема асинхронної машини з короткозамкненим ротором (АКЗ) виходить із узагальненої схеми (рис. 12.1) якщо обмотки ротора замкнуті між собою. Водночас у загальних рівняннях (12.8) слід покласти $\vec{u}_R=0$. Тобто:

$$\left. \begin{aligned} \vec{u}_S &= R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\Psi}_S}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_S; \\ 0 &= R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\Psi}_R}{dt} + j(\omega_k - p\omega_m) \vec{\Psi}_R; \\ \vec{\Psi}_S &= L_S \vec{i}_S + L_m \vec{i}_R; \\ \vec{\Psi}_R &= L_m \vec{i}_S + L_R \vec{i}_R; \\ M &= \frac{3}{2} p k_R \cdot \text{Mod}(\vec{\Psi}_R \times \vec{i}_S); \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= \vec{M} - \vec{M}_H, \end{aligned} \right\} \quad (12.9)$$

Рівняння (12.9) після підстановки відповідних потокозчеплень набудуть вигляду:

$$\left. \begin{aligned} \vec{u}_S &= r \vec{i}_S + L_S' \frac{d\vec{i}_S}{dt} + j\omega_k L_S' \vec{i}_S - \frac{k_R}{T_R} \vec{\Psi}_R + j k_R p \omega_m \vec{\Psi}_R; \\ \vec{u}_S &= r \vec{i}_S + L_S' \frac{d\vec{i}_S}{dt} + j\omega_k L_S' \vec{i}_S - \frac{k_R}{T_R} \vec{\Psi}_R + j k_R p \omega_m \vec{\Psi}_R; \\ M &= \frac{3}{2} p k_R \cdot \text{Mod}(\vec{\Psi}_R \times \vec{i}_S); \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= \vec{M} - \vec{M}_H, \end{aligned} \right\} \quad (12.10)$$

де $r = (R_S + k_R^2 R_R)$; $L_S' = \left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right)$; $k_R = L_m / L_R$; $T_R = L_R / R_R$.

Запитання для самоперевірки

1. Наведіть схему узагальненої асинхронної машини.
2. Запишіть рівняння рівноваги ЕРС в обмотках статора та ротора узагальненої асинхронної машини.
3. Запишіть рівняння узагальненої асинхронної машини у просторових векторах в єдиній обертовій системі координат.
4. Як визначається електромагнітний момент?
5. Наведіть узагальнену систему рівнянь для опису асинхронної машини.
6. Сформулюйте припущення, що використовуються під час складання рівнянь узагальненої асинхронної машини.
7. Запишіть рівняння асинхронної машини з короткозамкненим ротором.

Лекція 13. МОДЕЛІ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ У РІЗНИХ СИСТЕМАХ КООРДИНАТ

13.1. Аналіз АКЗ у нерухомій системі координат

У нерухомій комплексній системі координат ($\omega_k=0$) дійсна вісь позначається α , а уявна – β . Просторові вектори в цьому разі розкладаються по осях так: $\vec{u}_S = u_{S\alpha} + ju_{S\beta}$; $\vec{i}_S = i_{S\alpha} + ji_{S\beta}$; $\vec{\psi}_R = \psi_{R\alpha} + j\psi_{R\beta}$. Підставивши ці значення в рівняння (12.10), і прирівнявши окремо дійсні та уявні частини, отримаємо:

$$\left. \begin{aligned}
u_{S\alpha} &= r i_{S\alpha} + L_S \frac{di_{S\alpha}}{dt} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{R\alpha} - k_R p \omega_m \Psi_{R\beta}; \\
u_{S\beta} &= r i_{S\beta} + L_S \frac{di_{S\beta}}{dt} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{R\beta} + k_R p \omega_m \Psi_{R\alpha}; \\
0 &= -k_R R_R i_{S\alpha} + \frac{1}{T_R} \Psi_{R\alpha} + \frac{d\Psi_{R\alpha}}{dt} + p \omega_m \Psi_{R\beta}; \\
0 &= -k_R R_R i_{S\beta} + \frac{1}{T_R} \Psi_{R\beta} + \frac{d\Psi_{R\alpha}}{dt} - p \omega_m \Psi_{R\alpha}; \\
M &= \frac{3}{2} p k_R (\Psi_{R\alpha} i_{S\beta} - \Psi_{R\beta} i_{S\alpha}); \\
J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_H.
\end{aligned} \right\} \quad (13.1)$$

Система рівнянь (13.11) в операторній формі набуде вигляду:

$$\left. \begin{aligned}
u_{S\alpha} &= r(1 + T'_S s) i_{S\alpha} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{R\alpha} - k_R p \omega_m \Psi_{R\beta}; \\
u_{S\beta} &= r(1 + T'_S s) i_{S\beta} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{R\beta} + k_R p \omega_m \Psi_{R\alpha}; \\
0 &= -k_R R_R i_{S\alpha} + \frac{1}{T_R} (1 + T_R s) \Psi_{R\alpha} + p \omega_m \Psi_{R\beta}; \\
0 &= -k_R R_R i_{S\beta} + \frac{1}{T_R} (1 + T_R s) \Psi_{R\beta} - p \omega_m \Psi_{R\alpha}; \\
M &= \frac{3}{2} p k_R (\Psi_{R\alpha} i_{S\beta} - \Psi_{R\beta} i_{S\alpha}); \\
J s \omega_m &= M - M_H,
\end{aligned} \right\} \quad (13.2)$$

де $T'_S = L'_S / r$.

Структурна модель АКЗ, побудована за рівняннями (13.2), показана на рис. 13.1.

13.2. Аналіз АКЗ у системі координат, що обертається

В обертовій з довільною кутовою швидкістю ω_k системі координат із дійсною віссю x та уявною віссю y рівняння (12.10) в операторній формі запишуться у вигляді:

$$\left. \begin{aligned}
 u_{Sx} &= r(1+T'_S s) i_{Sx} - \omega_k L'_S i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx} - k_R p \omega_m \psi_{Ry}; \\
 u_{Sy} &= r(1+T'_S s) i_{Sy} + \omega_k L'_S i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Ry} + k_R p \omega_m \psi_{Rx}; \\
 0 &= -k_R R_R i_{Sx} + \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + s \psi_{Rx} - (\omega_k - p \omega_m) \psi_{Ry}; \\
 0 &= -k_R R_R i_{Sy} + \frac{1}{T_R} \psi_{Ry} + s \psi_{Ry} + (\omega_k - p \omega_m) \psi_{Rx}; \\
 M &= \frac{3}{2} p k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}); \\
 J s \omega_m &= M - M_H.
 \end{aligned} \right\} \quad (13.3)$$

Структурна схема АКЗ та її модель залежить від вибору базового вектора, який поєднується з однією з осей системи координат і визначає швидкість її обертання.

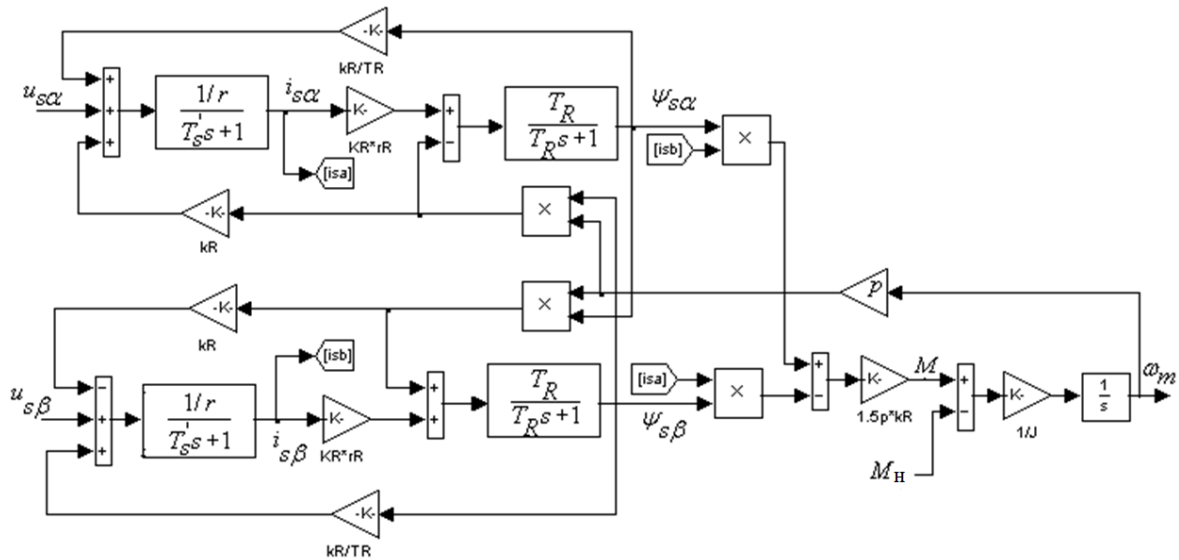


Рис. 13.1. Структурна модель АКЗ у нерухомій системі координат

Якщо за базовий вектор прийняти вектор \vec{u}_S , то система координат буде обертатися зі швидкістю ω_1 рівній кутовій частоті напруги живлення. Крім того, якщо поєднати вектор \vec{u}_S з віссю x обертової системи координат, то в рівняннях (13.3) потрібно прийняти $u_{Sx}=U_1$, $u_{Sy}=0$, тобто:

$$\left. \begin{aligned}
 U_1 &= r(1+T_{SS}')i_{Sx} - \omega_1 L_S' i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{Rx} - k_R p \omega_m \Psi_{Ry}; \\
 0 &= r(1+T_{SS}')i_{Sy} + \omega_1 L_S' i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{Ry} + k_R p \omega_m \Psi_{Rx}; \\
 0 &= -k_R R_R i_{Sx} + \frac{1}{T_R} \Psi_{Rx} + s \Psi_{Rx} - (\omega_1 - p \omega_m) \Psi_{Ry}; \\
 0 &= -k_R R_R i_{Sy} + \frac{1}{T_R} \Psi_{Ry} + s \Psi_{Ry} + (\omega_1 - p \omega_m) \Psi_{Rx}; \\
 M &= \frac{3}{2} p k_R (\Psi_{Rx} i_{Sy} - \Psi_{Ry} i_{Sx}); \\
 J s \omega_m &= M - M_H.
 \end{aligned} \right\} \quad (13.4)$$

Математичний опис АКЗ в обертовій системі координат поєднаний з вектором напруги є основою для синтезу асинхронних систем із частотними способами керування.

Математичні описи АКЗ, розглянуті вище, справедливі за умови живлення машини від джерела напруги. Таким джерелом може бути мережа або автономний інвертор напруги, який у замкнених системах виконує функцію силового регулятора. Так як і в системах постійного струму, силовий регулятор у системах змінного струму може бути охоплений релейним зворотним зв'язком. У цьому разі силовий регулятор є джерелом струму.

За умови реалізації в системі релейних струмових контурів, АКЗ керується від джерела струму, а рівняння машини (13.4) набувають вигляду:

$$\left. \begin{aligned}
 k_R R_R i_{Sx} &= \frac{1}{T_R} \Psi_{Rx} + s \Psi_{Rx} - (\omega_1 - p \omega_m) \Psi_{Ry}; \\
 k_R R_R i_{Sy} &= \frac{1}{T_R} \Psi_{Ry} + s \Psi_{Ry} + (\omega_1 - p \omega_m) \Psi_{Rx}; \\
 M &= \frac{3}{2} p k_R (\Psi_{Rx} i_{Sy} - \Psi_{Ry} i_{Sx}); \\
 J s \omega_m &= M - M_H.
 \end{aligned} \right\} \quad (13.5)$$

Якщо прийняти вектор струму статора як базовий \vec{i}_S , і поєднати його з віссю x системи координат, то друге рівняння системи (13.5) перепишеться у вигляді:

$$0 = \frac{1}{T_R} \Psi_{Ry} + s \Psi_{Ry} + (\omega_1 - p \omega_m) \Psi_{Rx}. \quad (13.6)$$

Структурна модель АКЗ, побудована за рівняннями (13.5) з урахуванням (13.6), показана на рис. 13.2. У цій моделі струм статора та частота можуть змінюватися незалежно.

Математичний опис АКЗ в обертовій системі координат, яка суміщена з вектором струму, є основою для синтезу асинхронних систем із частотно-струмовими способами керування.

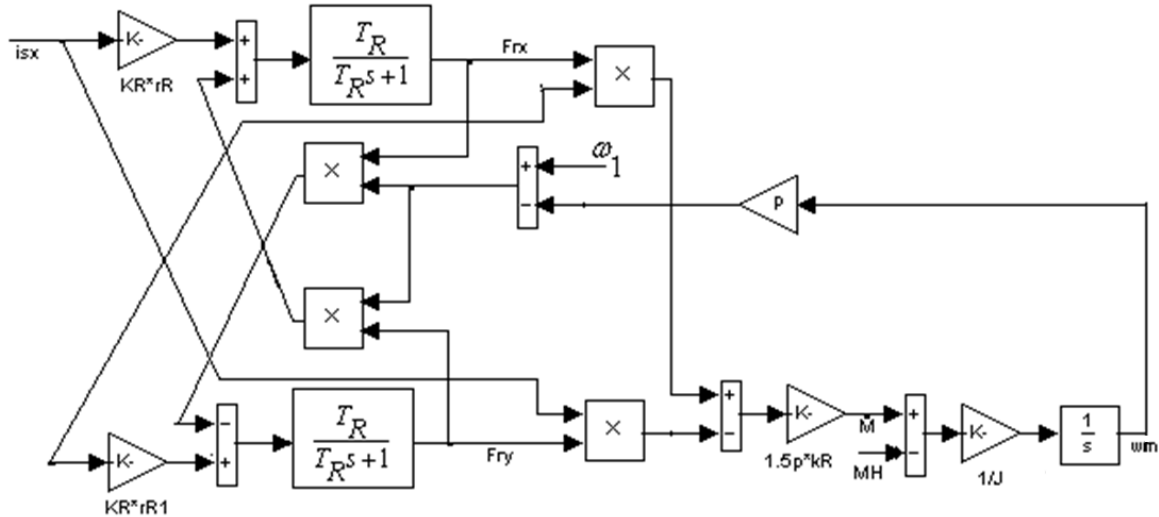


Рис. 13.2. Модель АКЗ із живленням від джерела струму з базовим вектором струму статора

Якщо за базовий прийняти вектор потокозчеплення ротора $\vec{\Psi}_R$ та поєднати його з віссю x обертової системи координат, то в рівняннях (13.3) потрібно прийняти $\Psi_{Ry}=0$. Тоді, за умови живлення обмоток статора від джерела напруги, отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} u_{Sx} &= r(1+T'_S s) i_{Sx} - \omega_k L'_S i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{Rx}; \\ u_{Sy} &= r(1+T'_S s) i_{Sy} + \omega_k L'_S i_{Sx} + k_R p \omega_m \Psi_{Rx}; \\ 0 &= -k_R R_R i_{Sx} + \frac{1}{T_R} \Psi_{Rx} + s \Psi_{Rx}; \\ 0 &= -k_R R_R i_{Sy} + (\omega_k - p \omega_m) \Psi_{Rx}; \\ M &= \frac{3}{2} p k_R \Psi_{Rx} i_{Sy}; \\ J s \omega_m &= M - M_H. \end{aligned} \right\} \quad (13.7)$$

Особливістю цієї математичної моделі є те, що кутова швидкість обертання системи координат залежить від значень змінних стану машини та визначається з четвертого рівняння системи (13.7.)

$$\omega_k = \frac{k_R R_R i_{Sy}}{\Psi_{Rx}} + p \omega_m. \quad (13.8)$$

За умови живлення статорних обмоток від джерела струму, рівняння (13.7) матимуть такий вигляд:

$$\left. \begin{aligned} k_R R_R i_{Sx} &= \frac{1}{T_R} \Psi_{Rx} + s \Psi_{Rx}; \\ k_R R_R i_{Sy} &= (\omega_k - p \omega_m) \Psi_{Rx}; \\ M &= \frac{3}{2} p k_R \Psi_{Rx} i_{Sy}; \\ J s \omega_m &= M - M_H. \end{aligned} \right\} \quad (13.9)$$

Структурна модель АКЗ в обертовій системі координат суміщеній з потокозчепленням ротора і керованого від джерела струму показана на рис. 13.3.

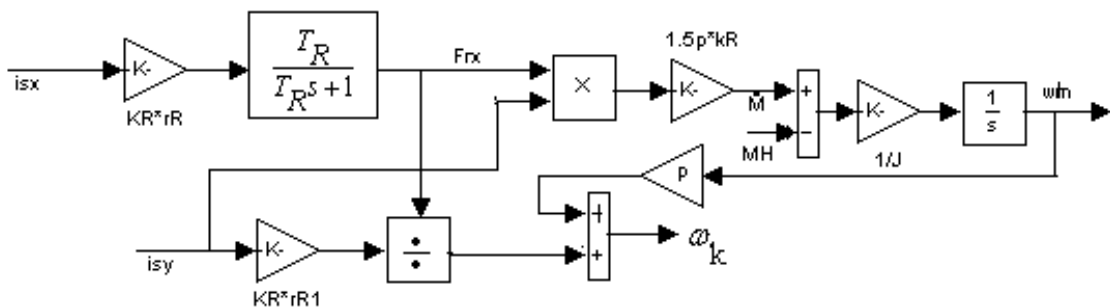


Рис. 13.3. Структурна модель АКЗ в обертовій системі координат із базовим вектором потокозчеплення ротора за умови живлення від джерела струму

З моделі видно, що за умови сталого i_{Sx} електромагнітний момент машини визначиться лише складником i_{Sy} струму статора. У цьому разі структура АКЗ повторює структуру двигуна постійного струму коли він керується по колу якоря.

Математичний опис АКЗ в обертовій системі координат суміщеній з потокозчепленням ротора, як за умови живлення машини від джерела напруги, так і в разі живлення від джерела струму, є основою для синтезу асинхронних систем із векторним керуванням.

Запитання для самоперевірки

1. Запишіть рівняння асинхронної машини в нерухомій комплексній системі координат α, β .
2. Запишіть рівняння асинхронної машини в обертовій з довільною кутовою швидкістю системі координат x, y .
3. Наведіть структурну модель АКЗ із живленням від джерела струму з базовим вектором струму статора.
4. У чому особливість моделі АКЗ в обертовій системі координат із базовим вектором потокозчеплення ротора за умови живлення від джерела струму?
5. Які математичні моделі АКЗ є основою для синтезу асинхронних систем із частотно-струмовими та векторними способами керування?

Лекція 14. СКАЛЯРНІ ТА ВЕКТОРНІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ З АСИНХРОННИМИ МАШИНАМИ

14.1. Моделі асинхронних систем із частотним керуванням

Асинхронні системи з частотним керуванням будуються як розімкнені, що підтримують певне співвідношення між частотою та напругою живлення, так і замкнені. У розімкнених системах вибір співвідношення між частотою та напругою залежить від моменту навантаження та перевантажувальної здатності

$$\lambda = \frac{M_k}{M_H} = \text{const}, \quad (14.1)$$

де M_k – критичний момент; M_H – момент навантаження на валу машини.

Закон зміни напруги та частоти, який задовольняє вимогу (14.1), за припущення, що $R_S=0$, описується рівнянням:

$$\frac{U_S}{U_{\text{НОМ}}} = \frac{\omega_k}{\omega_1} \sqrt{\frac{M_H}{M_{\text{НОМ}}}}, \quad (14.2)$$

де $U_{\text{НОМ}}$, ω_1 , $M_{\text{НОМ}}$ – відповідно номінальні значення напруги, кутової частоти та моменту машини.

Якщо закон зміни моменту навантаження заздалегідь відомий, то можна визначити необхідні співвідношення напруги і частоти. Розглянемо три типових види навантажень:

$$M_H = \text{const}; P_H = M_H \omega_m = \text{const}; M_H = k \omega_m^2. \quad (14.3)$$

Цим навантаженням відповідають такі співвідношення між напругою та частотою:

$$\frac{U_S}{\omega_1} = \text{const}; \frac{U_S}{\sqrt{\omega_1}} = \text{const}; \frac{U_S}{\omega_1^2} = \text{const}. \quad (14.4)$$

Механічні характеристики АКЗ під час регулювання напруги і частоти для різних видів навантажень наведені рис. 14.1.

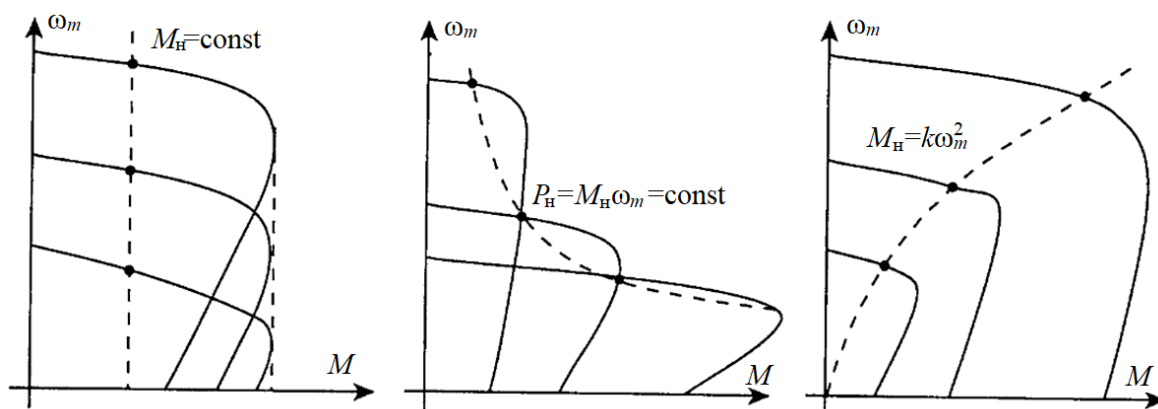


Рис. 14.1. Механічні характеристики розімкнених асинхронних електроприводів із частотним керуванням

Найпростішим із наведених скалярних законів керування є закон $\frac{U_S}{\omega_1} = \text{const}$. Цей закон, разом із використанням інвертора з синусоїдною ШІМ, реалізований у більшості напівпровідникових перетворювачів, що випускаються та продаються сьогодні на ринку.

Зручність цього закону полягає в тому, що електропривід може працювати без негативного зворотного зв'язку за швидкістю і мати природну жорсткість механічних характеристик, хоча і в обмеженому діапазоні регулювання швидкості.

У перетворювачах часто передбачається можливість перебудови з метою забезпечення всіх трьох законів.

Функціональна схема системи керування показана на рис. 14.2.

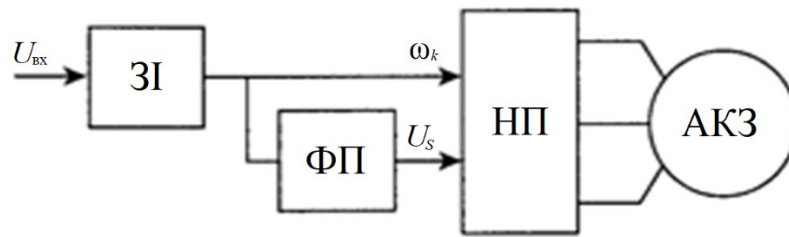


Рис. 14.2. Функціональна схема асинхронної системи із частотним керуванням

Функціональний перетворювач (ФП) реалізує один із законів (14.4) залежно від характеру навантаження. Напівпровідниковий перетворювач (НП) містить автономний інвертор і його систему керування. Задатчик інтенсивності (ЗІ) формує повільно наростаючий вхідний сигнал. У такому разі наростання швидкості не супроводжуватиметься інтенсивними коливаннями моменту та швидкості.

Частотні методи керування АКЗ у замкнених системах застосовуються переважно тоді, коли наперед відомий характер зміни навантаження і водночас немає жорстких вимог до динаміки системи.

Частотні методи керування забезпечують досягнення необхідних енергетичних показників. На вході цих систем включається задатчик інтенсивності, який обмежує швидкість зміни вхідного сигналу до такого рівня, коли електромеханічні процеси в системі вважаються усталеними, тобто в рівнянні механічного руху можна знехтувати доданком $J \frac{d\omega_m}{dt}$, $(J \frac{d\omega_m}{dt} \ll M_H)$.

Усі закони частотного керування базуються на математичному описі асинхронної машини в усталеному режимі роботи в обертовій системі координат.

У цьому разі $\omega_m = \text{const}$, $\frac{d\omega_m}{dt} = 0$, $M = M_H$, усі просторові вектори нерухомі в просторі і незмінні за значенням: $\vec{u}_S = \vec{U}_S = \text{const}$, $\vec{i}_S = \vec{I}_S = \text{const}$, $\vec{i}_R = \vec{I}_R = \text{const}$, $\vec{\psi}_S = \vec{\Psi}_S = \text{const}$, $\vec{\psi}_R = \vec{\Psi}_R = \text{const}$. Тому похідні від потокозчеплень також дорівнюють нулю. Тоді, після перетворення, рівняння машини набудуть вигляду:

$$\left. \begin{aligned} \vec{U}_S &= R_S \vec{I}_S + j\omega_k \vec{\Psi}_S = R_S \vec{I}_S + jX_{S\sigma} \vec{I}_S + j\omega_k \vec{\Psi}_m; \\ 0 &= \frac{R_R}{\beta_\kappa} \vec{I}_R + j\omega_k \vec{\Psi}_R = \frac{R_R}{\beta_\kappa} \vec{I}_R + jX_{R\sigma} \vec{I}_R + j\omega_k \vec{\Psi}_m, \end{aligned} \right\} \quad (14.5)$$

де $\vec{\Psi}_m = L_m(\vec{i}_S + \vec{i}_R)$ – потокозчеплення взаємоіндукції; $\beta_k = \frac{\omega_k p \omega_m}{\omega_k}$ – ковзання; $X_{S\sigma} = \omega_k L_{S\sigma} = \omega_k(L_S - L_m)$, $X_{R\sigma} = \omega_k(L_R - L_m)$ – індуктивні опори розсіювання відповідно статора та ротора.

Схема заміщення асинхронного короткозамкненого двигуна в усталеному режимі роботи показана на рис. 14.3. За допомогою цієї схеми можна показати основні закони частотного керування машиною в замкнених асинхронних системах. Цих законів чотири:

$$1) \frac{U_S}{\omega_k} = \text{const}; 2) \frac{E_S}{\omega_k} = \Psi_S = \text{const}; 3) \frac{E_m}{\omega_k} = \Psi_m = \text{const}; 4) \frac{E_R}{\omega_k} = \Psi_R = \text{const}.$$

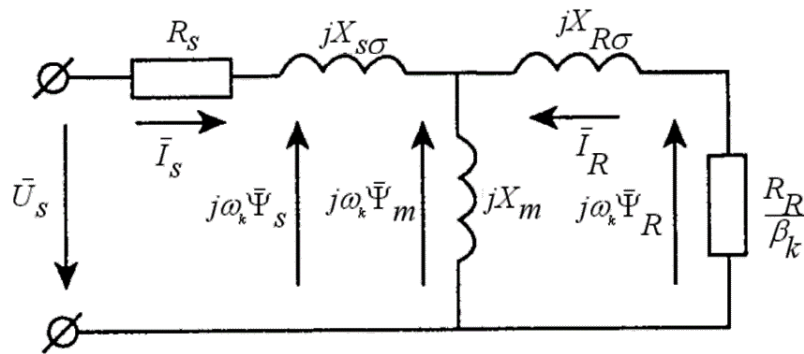


Рис. 14.3. Схема заміщення АКЗ в усталеному режимі

Відповідні вирази електромагнітного моменту для цих законів керування отримують зі схеми заміщення:

$$1) M = \frac{\left(\frac{U_S}{\omega_k}\right)^2 \frac{\omega_k R_R}{\beta_k}}{(X_{S\sigma} + X_{R\sigma})^2 + \left(R_S + \frac{R_R}{\beta_k}\right)^2}; \quad (14.6)$$

$$2) M = \frac{\Psi_S^2 \frac{\omega_k R_R}{\beta_k}}{(X_{S\sigma} + X_{R\sigma})^2 + \left(\frac{R_R}{\beta_k}\right)^2}; \quad (14.7)$$

$$3) M = \frac{\Psi_m^2 \frac{\omega_k R_R}{\beta_k}}{X_{R\sigma}^2 + \left(\frac{R_R}{\beta_k}\right)^2}; \quad (14.8)$$

$$4) M = \frac{\Psi_R^2 \frac{\omega_k R_R}{\beta_k}}{\left(\frac{R_R}{\beta_k}\right)^2}. \quad (14.9)$$

На рис. 14.4 показано механічні характеристики замкненої асинхронної системи для всіх чотирьох законів керування. Ці закони широко використовуються в системах, де не потрібно високої швидкодії за керуванням і немає різких змін моменту навантаження.

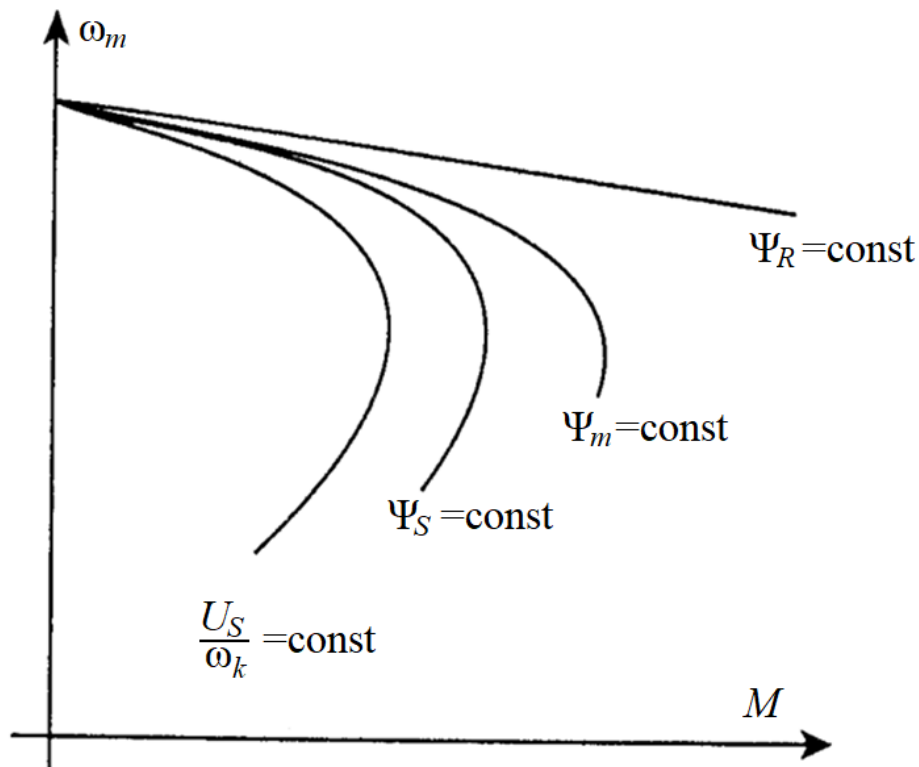


Рис. 14.4. Механічні характеристики АКЗ для різних законів керування

Реалізація сталого значення потокозчеплення потребує застосування негативного зворотного зв'язку за відповідною ЕРС. Функціональна схема таких систем показана рис. 14.5.

ОЕ – обчислювач ЕРС; РШ – регулятор швидкості; РП – регулятор потокозчеплення; АІН – автономний інвертор напруги; ТГ – тахогенератор

Обчислювач ЕРС (ОЕ) реалізує одну з таких залежностей:

$$\left. \begin{aligned} E_S &= U_S - R_S I_S; \\ E_m &= U_S - I_S \sqrt{R_S^2 + (\omega_k L_{S\sigma})^2}; \\ E_R &= U_S - I_S \sqrt{R_S^2 + (\omega_k (L_{S\sigma} + L_{R\sigma}))^2}. \end{aligned} \right\} \quad (14.10)$$

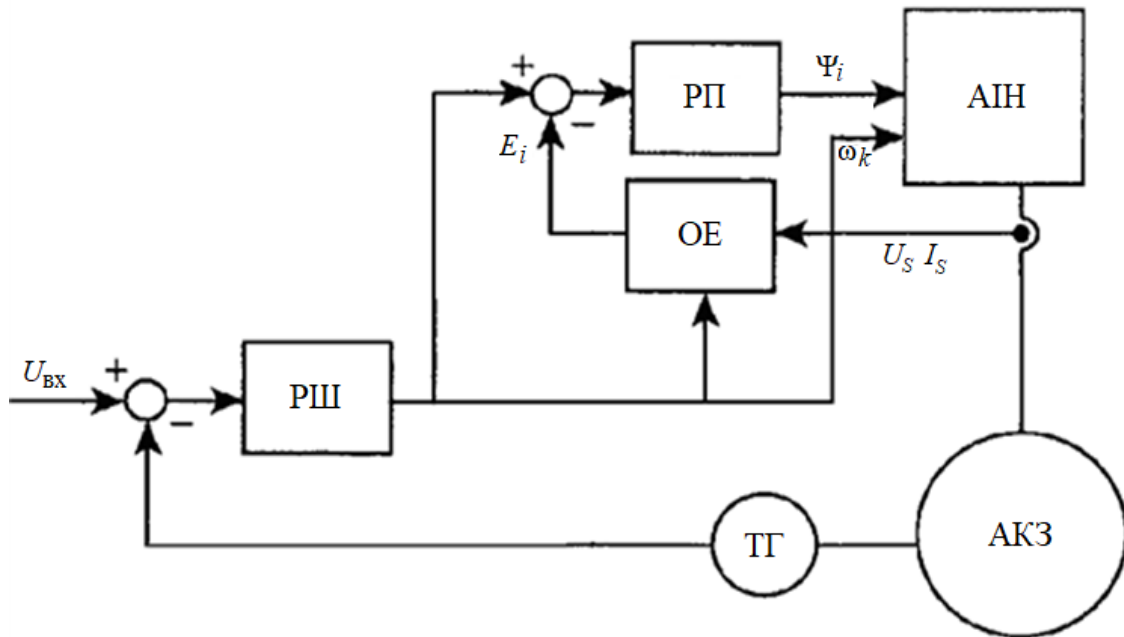


Рис. 14.5. Функціональна схема замкнених асинхронних систем із частотним керуванням:

У системі використовується зворотний зв'язок за швидкістю з регулятором швидкості.

14.2. Замкнені асинхронні системи з векторним керуванням

Математичний опис АКЗ за умов, що він живиться від джерела напруги, а базовим є вектор потокозчеплення ротора, наведені раніше (рівняння 13.7, 13.8). У цьому разі АКЗ, як об'єкт керування, має два взаємопов'язані канали. Канал за компонентою x , що визначає потокозчеплення ротора, і канал за компонентою y , що визначає відповідний складник струму статора i_{sy} . Якщо організувати керування так, щоб на виході каналу x підтримувати постійний сигнал, то потокозчеплення ротора буде сталим, а сигнал у каналі y визначатиме момент. У цьому разі структурна схема АКЗ повторює структурну схему ДПС. Для такої реалізації необхідно в каналі x синтезувати регулятор потокозчеплення, на вході якого підтримувати постійний сигнал, а в каналі y синтезувати регулятори струму і швидкості.

Структурну схему замкненої системи з векторним керуванням показано на рис. 14.6.

У каналі регулювання потокозчеплення ротора зазвичай $T_R \gg T_S$, тому як регулятор потокозчеплення доцільно вибрати ПІ-регулятор з

передавальною функцією $W_{p\psi}(s) = \frac{k_{p\psi}(T_R s + 1)}{T_R s}$. Тоді для реалізації в цьому каналі оптимуму за модулем коефіцієнт підсилення регулятора розраховується з рівняння:

$$k_{p\psi} = \frac{r}{2T_S^2 k_R R_R k_{33.\psi}} \quad (14.11)$$

Розрахований таким чином ПІ-регулятор компенсує перехресні зв'язки у каналі x .

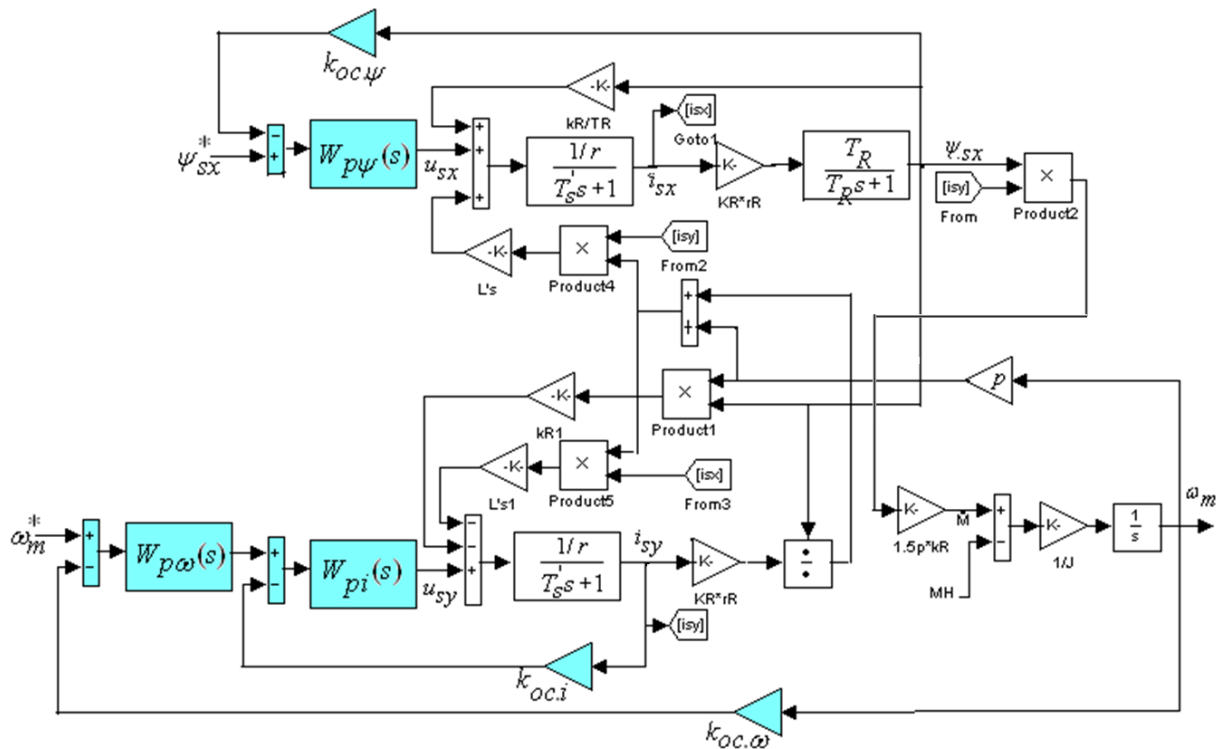


Рис. 14.6. Структурна схема замкненої асинхронної системи з векторним керуванням

Для компенсації впливу перехресних зв'язків у каналі y потрібно також вибрати ПІ-регулятор з передавальною функцією $W_{pi}(s) = \frac{k_{pi}(T_S s + 1)}{T_S s}$.

Тоді передавальна функція замкненого струмового контуру в каналі y , за умови, що $k_{pi} \gg 1$, дорівнюватиме:

$$W_i(s) = \frac{1}{k_{33.i}} \frac{1}{\frac{T_S^2 r}{k_{pi} k_{33.i}} s + 1} \approx \frac{1}{k_{33.i}} \quad (14.12)$$

Із компенсованими перехресними зв'язками канал y , який відповідає за момент, повністю аналогічний системі постійного струму. Для надання цій системі астатизму за швидкістю необхідно вибрати ПІ-регулятор швидкості з передавальною функцією

$$W_{p\omega}(s) = \frac{k_{p\omega}(T_{p\omega}s+1)}{T_{p\omega}s}. \quad (14.13)$$

Тоді передавальна функція системи за збуренням, за умови, що $k_{pi} \gg 1$, дорівнюватиме

$$W'(s) = \frac{-k_{33.i}}{1,5pk_R k_{33.\omega} k_{p\omega}} \frac{T_{p\omega}s}{\frac{T_{p\omega} J k_{33.i}}{k_{33.\omega} k_{p\omega}} s^2 + T_{p\omega}s + 1} \approx \frac{-k_{33.i}}{1,5pk_R k_{33.\omega} k_{p\omega}} \frac{T_{p\omega}s}{T_{p\omega}s + 1}. \quad (14.14)$$

Зміна швидкості після прикладення моменту навантаження визначиться з виразу:

$$\Delta\omega_m = \frac{-k_{33.i}}{1,5pk_R k_{33.\omega} k_{p\omega}} \Delta M_H. \quad (14.15)$$

14.3. Електромагнітні процеси в замкненій асинхронній системі

Електромагнітні процеси замкненої асинхронної системи, що визначають її енергетичні характеристики, досліджуються в усталеному режимі, і без урахування високочастотних пульсацій струму, спричинених імпульсним характером напруги на виході інвертора.

Електромагнітні змінні залежать від закону керування і не залежать від способу реалізації цього закону (частотний чи векторний). Розглянемо розрахунок електромагнітних характеристик для закону з підтримкою постійного значення потокозчеплення ротора. Такий аналіз зручніше здійснювати в системі координат, що обертається, оскільки всі електромагнітні змінні постійні, а їх похідні дорівнюють нулю.

Математичний опис АКЗ в усталеному режимі визначається з рівнянь (13.3) за умови, що $i_{Sx} = I_{Sx} = \text{const}$, $i_{Sy} = I_{Sy} = \text{const}$, $\psi_{Rx} = \Psi_{Rx} = \text{const}$, $\psi_{Ry} = 0$, $u_{Sx} = U_{Sx} = \text{const}$, $u_{Sy} = U_{Sy} = \text{const}$. Тоді

$$\left. \begin{aligned} U_{Sx} &= rI_{Sx} - \omega_k L'_S I_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{Rx}; \\ U_{Sy} &= rI_{Sy} + \omega_k L'_S I_{Sx} + k_R p \omega_m \Psi_{Rx}; \\ 0 &= -k_R R_R I_{Sx} + \frac{1}{T_R} \Psi_{Rx}; \\ 0 &= -k_R R_R I_{Sy} + (\omega_k - p \omega_m) \Psi_{Rx}. \end{aligned} \right\} \quad (14.16)$$

Із двох останніх рівнянь визначаються струми по осях x, y :

$$I_{Sx} = \frac{\Psi_{Rx}}{k_R R_R T_R}; \quad I_{Sy} = (\omega_k - p \omega_m) \frac{\Psi_{Rx}}{k_R R_R}. \quad (14.17)$$

Амплітуда напруги на статорі

$$U_m = \sqrt{U_{Sx}^2 + U_{Sy}^2}. \quad (14.18)$$

Вирази для визначення інших електромагнітних величин наведено в табл. 14.1.

Алгоритм розрахунку електромагнітних характеристик має таку послідовність.

1. Задається частота на виході інвертора $0 \leq \omega_k \leq \omega_{\text{ном}}$.
2. Задається швидкість двигуна в діапазоні $\omega_{m.\text{ном}} \leq \omega_m \leq \frac{\omega_k}{p}$.
3. Для кожного значення абсолютного ковзання $\alpha = \omega_k - p \omega_m$ розраховуються струми та напруги за формулами, наведеними в табл. 14.1.

Вирази для проекцій струмів та напруг $I_{Sx}, I_{Sy}, U_{Sx}, U_{Sy}$ можна отримати й для інших законів керування асинхронною машиною. Після цього визначаються електромагнітні показники за виразами з табл. 14.1. В асинхронних системах закон керування впливає на електромагнітні процеси і пов'язані з ним енергетичні характеристики.

Таблиця 14.1

Амплітуда струму статора	Фазовий зсув між напругою та струмом статора	Середній струм у транзисторі інвертора	Діючий струм у транзисторі інвертора	Середній струм у діоді інвертора	Діючий струм у діоді інвертора	Середній струм джерела
I_m	φ	$I_{T.cр}$	I_T	$I_{D.cр}$	I_D	I
$\sqrt{I_{Sx}^2 + I_{Sy}^2}$	$\arctg \frac{U_{Sy}}{U_{Sx}} - \arctg \frac{I_{Sy}}{I_{Sx}}$	$\frac{I_m}{2\pi} (1 + \cos\varphi)$	$\frac{I_m}{2} \times \sqrt{1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{2\pi}}$	$\frac{I_m}{2\pi} \times (1 - \cos\varphi)$	$\frac{I_m}{2} \times \sqrt{\frac{\varphi}{\pi} - \frac{\sin 2\varphi}{2\pi}}$	$I_m \cos\varphi$

Запитання для самоперевірки

1. Від чого залежить вибір співвідношення між частотою та напругою в розімкнених системах?
2. Які співвідношення між напругою та частотою відповідають типовим видам навантажень?
3. Коли, й за яких умов застосовують частотні методи керування АКЗ у замкнених системах?
4. Як реалізується векторне керування в замкнених системах?
5. Сформулюйте вимоги до системи керування, коли структурна схема АКЗ буде еквівалентна до системи постійного струму.
6. Наведіть алгоритм розрахунку електромагнітних характеристик в замкненій асинхронній системі.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. *Основи* проектування систем автоматизації. Проектування локальних систем автоматики: навчальний посібник / А.П. Пух, О.Г. Тімінський, Л.Г. Соболевська, А.О. Вольтерс. – К.: КНУБА, 2012. – 168 с.
2. *Пушкар М. С.* Проектування систем автоматизації: навчальний посібник / М. С. Пушкар, С.М. Проценко. – Дніпропетровськ: НГУ, 2013. – 268 с.
3. *Пупена О.М.* Розроблення людино-машинних інтерфейсів та систем збирання даних з використанням програмних засобів SCADA/HMI: навчальний посібник / О.М. Пупена. – К.: Ліра-К, 2020. – 594 с.
4. *Електромеханічні* системи автоматичного керування та електроприводи / М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепіков та ін.; за ред. М. Г. Поповича, О. Ю. Лозинського. – К.: Либідь, 2005 – 680 с.
5. *Проектування* систем автоматизації [Електронний ресурс]: навчальний посібник / Т. Г. Баган, О. В. Некрашевич. – Київ: КПІ імені Ігоря Сікорського, 2020. – 59 с.
6. *Проектування* систем автоматизації [Електронний ресурс]: навчальний посібник / Ю.А. Запорожець, С.В. Плашихін, Д.М. Складанний. – Київ: КПІ імені Ігоря Сікорського, 2023. – 74 с.
7. *Кошкіна О.Ф.* Функціональні схеми систем виміру та автоматизації: навчальний посібник / О.Ф. Кошкіна. – Нікополь: НМетАУ, 2020. – 45 с.
8. *Електромеханічні* системи типових технологічних застосувань. Каталог схем: навчальний посібник / М.В. Печеник, С.О. Бур'ян, М.В. Пушкар, Г.Ю. Землянухіна. – К: КПІ імені Ігоря Сікорського, 2022. – 34 с.

Навчальне видання

БОНДАР Роман Петрович,
ГОЛЕНКОВ Геннадій Михайлович

ПРОЄКТУВАННЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦІЇ

Конспект лекцій

Комп'ютерне верстання *А. П. Селівестрової*

Ум. друк. арк. 7,44. Обл.-вид. арк. 8,0
Електронний документ. Вид № 7/V-25.

Виконавець і виготовлювач
Київський національний університет будівництва і архітектури

Проспект Повітряних Сил, 31, Київ, Україна, 03680

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру суб'єктів
видавничої справи ДК № 808 від 13.02.2002 р