

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АГРАРНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ АВТОМАТИКИ

Конспект лекцій

СУМИ – 2022

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АГРАРНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

**Інженерно-технологічний факультет
Кафедра енергетики та електротехнічних систем**

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ АВТОМАТИКИ

Конспект лекцій

**для студентів 3 та 1 с.т. курсу спеціальності 141 "Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка"
денної і заочної форм навчання
освітнього ступеня «Бакалавр»**

СУМИ – 2022

УДК 378

Укладачі: **Кравченко В.О.**, к.ф.-м.н., ст. викладач кафедри енергетики та електротехнічних систем

Вольвач Т.С., асистент кафедри енергетики та електротехнічних систем

Лисенко В.В., завідувач навчально-методичним кабінетом.

Кравченко В.О., Вольвач Т.С., Лисенко В.В.

К77 Теоретичні основи автоматики: конспект лекцій / В.О.Кравченко, Т.С.Вольвач, В.В.Лисенко. - Суми, 2022. – 140 с.

В конспекті лекцій зібраний матеріал з теоретичних основ автоматики, теорії стійкості систем керування, наведені загальні відомості про параметри якості САК та їх оцінку, про технічні засоби автоматики і автоматизації, їх характеристики.

Конспект лекцій призначений для здобувачів ступеня вищої освіти «Бакалавр» зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

Рецензенти:

Хурсенко С.М., к.ф.-м.н., доцент, зав. кафедри охорони праці та фізики СНАУ;

Лобода В.Б., професор кафедри енергетики та електротехнічних систем СНАУ.

Відповідальний за випуск:

Чепіжний А.В., к.т.н., зав. кафедри енергетики та електротехнічних систем.

Рекомендовано до видання навчально-методичною радою інженерно-технологічного факультету. Протокол №6 від «25» травня 2022 року

© Сумський національний
аграрний університет, 2022

ЗМІСТ

Тема 1. Вступ. Загальні поняття про системи автоматичного керування	5
1.1. Загальні відомості та визначення теорії систем автоматичного керування	5
1.2. Класифікація елементів, що входять до складу САК	7
Тема 2. Основні принципи автоматичного керування	9
2.1. Принципи розімкненого керування	9
2.2. Принцип керування за відхиленням	12
Тема 3. Класифікація систем автоматичного керування	14
3.1. Класифікація систем автоматичного керування за алгоритмом функціонування	14
3.2. Класифікація систем автоматичного керування за властивостями в усталеному режимі	17
Тема 4. Опис систем автоматичного керування	19
4.1. Опис функціональних елементів і систем автоматичного керування	19
4.2. Опис елементів в динамічному режимі	21
4.3. Передавальна функція	24
4.4. Часові та частотні характеристики	25
Тема 5. Представлення динаміки систем автоматичного керування типовими динамічними ланками	29
5.1. Типові динамічні ланки та їх характеристики. Позиційні динамічні ланки	29
5.2. Інтегрувальна ланка	36
5.3. З'єднання лінійних ланок. Структурні схеми та їх перетворення	38
Тема 6. Стійкість систем автоматичного керування та методи її оцінювання	43
6.1. Загальні умови стійкості систем автоматичного регулювання	43
6.2. Критерії стійкості: алгебраїчні, частотні та логарифмічні частотні	45
6.2.1. Алгебраїчні критерії стійкості. Критерій Рауса	46
6.2.2. Частотні критерії стійкості. Критерій стійкості Михайлова	48
Тема 7. Якість систем автоматичного керування у перехідному та усталеному режимах	52
7.1. Показники якості систем автоматичного керування	52
7.2. Розрахунок показників якості процесу регулювання	55
7.2.1. Кореневі показники якості	56
7.2.2. Частотні методи оцінки якості	59
7.3. Інтегральні показники якості роботи САР	61
7.4. Методи побудови перехідного процесу	65
Тема 8. Елементи систем автоматичного керування	68
8.1. Загальна характеристика первинних перетворювачів і датчиків	68

8.2. Первинні перетворювачі механічних величин. Датчики переміщення	75
8.2.1. Індуктивні чутливі елементи	75
8.2.2. Ємнісні чутливі елементи	79
8.3. Датчики температури, тиску, рівня, витрат, лінійних та кутових переміщень, швидкості, зусиль, моментів, деформації, вологості, густини, освітленості, хімічного складу речовин тощо та їх характеристики	80
8.3.1. Тахогенератори та тахометричні мости	80
8.3.2. Датчики температури	82
Тема 9. Пристрої задавання, порівняння та засоби відображення інформації	90
9.1. Пристрої задавання та порівняння	90
9.2. Аналогово - цифрові перетворювачі	96
Тема 10. Елементи та пристрої дискретної дії	100
10.1. Електромеханічні пристрої	100
10.2. Логічні пристрої (елементи)	110
Тема 11. Виконавчі елементи систем автоматики	117
11.1. Загальні характеристики виконавчих механізмів	117
11.2. Електродвигунні виконавчі елементи	122
Тема 12. Автоматичні регулятори	134
12.1. Класифікація автоматичних регуляторів	134
12.2. Типові структури регуляторів	135
12.3. Вибір регуляторів	137
Список рекомендованої літератури	139

Тема 1. Вступ. Загальні поняття про системи автоматичного керування

1.1. Загальні відомості та визначення теорії систем автоматичного керування

Автоматика – технічна наука, яка розробляє принципи побудови автоматичних систем та необхідних для них засобів, методи аналізу і синтезу цих систем.

Керування технічним процесом – цілеспрямована діяльність, направлена на досягнення бажаних результатів (отримання прибутку, мінімальної собівартості продукції, забезпечення її якості) на основі отримання та обробки інформації про стан об'єкта та умови його роботи. Роль людини зводиться проектування, налагодження, запуску САК, епізодичному контролю за правильністю роботи, зупинці системи та інших побічних функцій, безпосередньо не пов'язаних з операціями керування.

В процесі керування виконується ряд операцій, які відповідають таким етапам :

- збирання інформації про стан об'єкта та зовнішнє середовище;
- аналіз та обробка інформації;
- прийняття рішень на основі необхідної інформації;
- реалізація керуючих дій за допомогою технічних засобів.

Виконання цих операцій забезпечує автоматичний контроль процесу, пуск та зупинку технологічних агрегатів, підтримання необхідних режимів при виконанні вимог надійності та стійкості.

Автоматичне керування – сукупність дій, які вибрані із множини можливих і направлені на підтримання або покращення функціонування керованого об'єкта згідно мети його керування.

Автоматичне регулювання – це підтримання постійним або змінним за певним законом якоїсь вихідної величини, що характеризує процес.

Автоматичний контроль – це контроль різних параметрів, величин в об'єкті з метою встановити: чи не вийшли вони за межі допустимих значень.

Найбільш загальними визначеннями, що лежать в основі всієї термінології теоретичних основ автоматики, є наступні: алгоритм, алгоритм функціонування, об'єкт керування, алгоритм керування, керування, автоматичний керуючий пристрій, система автоматичного керування.

Алгоритмом називають сукупність приписів, що встановлюють скінченну послідовність точно заданих дій, виконання яких приводить до кінцевого результату. Термін “алгоритм” використовують найчастіше у сполученні зі словами “функціонування” і “керування”.

Алгоритм функціонування – це сукупність правил, що ведуть до правильного виконання технічного процесу в якому-небудь пристрої або в сукупності пристроїв (системі).

Об'єкт керування (ОК) – це пристрій (або сукупність пристроїв), що здійснює технічний процес і потребує спеціально організованих впливів ззовні для забезпечення свого алгоритму функціонування.

Алгоритм керування – це сукупність приписань, що визначають характер впливів на ОК з метою забезпечення його алгоритму функціонування.

Керування - процес виконання впливів на ОК відповідно до алгоритму керування.

Автоматичний керуючий пристрій (АКП) – це пристрій, що здійснює без участі людини процес керування.

Система автоматичного керування (САК) – сукупність ОК і АКП, які взаємодіють між собою з метою забезпечення заданого алгоритму функціонування ОК.

САК можна подати у вигляді схеми, наведеної на рис. 1.1.

Величини $y(t)$ на виході ОК характеризують його стан і, отже, у процесі керування повинні цілеспрямовано змінюватися або підтримуватися постійними. Вони називаються **керованими величинами** або **керованими змінними**.

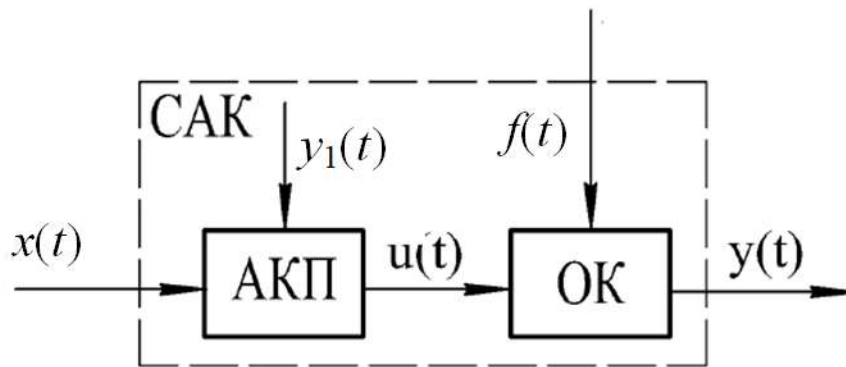


Рисунок 1.1 – Структура САК

Керовані величини залежать від вхідних впливів. Останні поділяються на дві принципово різні групи: **керуючі** $u(t)$ і **збурюючі** $f(t)$ впливи.

Керуючі впливи виробляються в АКП відповідно до алгоритму керування на основі інформації про необхідні значення керованих величин $x(t)$ і інформації про стан ОК - $y_1(t)$, забезпечуючи бажане функціонування ОК.

Збурюючі впливи $f(t)$, заважають нормальному функціонуванню ОК і змінити їх, як правило, неможливо.

Алгоритм управління в загальному випадку виражає залежність керуючого впливу $u(t)$ від задаючого впливу $x(t)$, керованої величини $y(t)$ і збурюючих факторів $f(t)$. Впливи $f(t)$ і $x(t)$ є зовнішніми для даної системи, а дія $u(t)$ – внутрішнім.

1.2. Класифікація елементів, що входять до складу САК

Загальний випадок побудови системи автоматичного керування (САК) показано на рис. 1.1.

Елемент-задатчик – перетворює дію, яка задається $q(t)$, в величину $q_1(t)$, що дозволяє її порівняти з величиною, яка керується $y_1(t)$ (або перетворює сигнал величини, що керується).

Чутливий елемент – вимірює дійсне значення керованої величини $y(t)$ і перетворює її в величину $y_1(t)$ для порівняння з заданою $q_1(t)$.

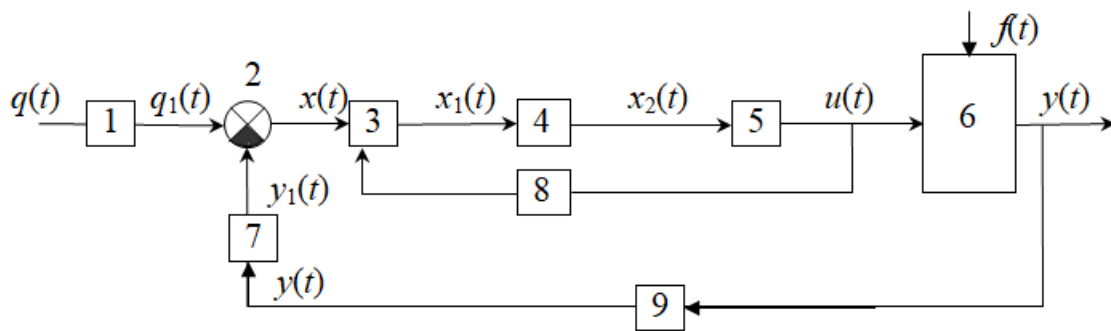


Рисунок 1.2 – Загальна структура САК

1 – елемент-задатчик; 2 – елемент порівняння; 3 – перетворювач сигналу; 4 - підсилювач; 5 – виконавчий пристрій; 6 - об'єкт керування; 7 – чутливий елемент; 8 – місцевий зворотний зв'язок; 9 – головний зворотний зв'язок.

Елемент порівняння – проводить вимірювання різниці сигналів $x(t)=q_1(t)-y_1(t)$.

Перетворювач сигналу – перетворює сигнал в придатний вигляд для подальшої обробки або використання.

Підсилювач – підсилює сигнал до величини $x_2(t)$, що дозволяє привести в дію виконавчий пристрій.

Виконавчий пристрій – виробляє та подає на регулюючий орган об'єкта керування дію $u(t)$.

Місцевий зворотний зв'язок (або корекція)- вводить для поліпшення якісних параметрів керування.

Головний зворотний зв'язок – це зв'язок між виходом і входом системи.

Деякі елементи САК можуть бути об'єднані. Наприклад, підсилювач та перетворювач сигналу можуть утворювати підсилювально-перетворювальний пристрій.

Тема 2. Основні принципи автоматичного керування

2.1. Принципи розімкненого керування. Принцип керування за збуренням

Принципи розімкненого керування залежно від того, збурювальна чи задавальна дія викликала відхилення $\varepsilon(t)=x(t)-y(t)$, поділяються на принцип керування за збуренням і принцип керування за задавальною дією.

Вважаємо, що структура ОК налічує два канали впливу зовнішніх дій на керовану величину $y(t)$: канал збурення $f(t)$ і канал керування $u(t)$.

Функціональна схема САК з принципом керування за збуренням зображена на рис. 2.1.

Збурювальна дія $f(t)$ через канал збурення об'єкта впливає на керовану величину $y(t)$, спричиняючи відхилення $\varepsilon(t)=x(t)-y(t)$, викликане збуренням, вимірюється ця дія, і в процесі її перетворення та обробки формується керувальна дія $u(t)$, що, будучи прикладеною до входу ОК, викликає компенсуюче відхилення керованої величини протилежного знака порівняно з відхиленням $f(t)$.

Інакше кажучи, керувальна дія $u(t)$ з виходу ППЕ надходить на вхід ОК і через його канал керування компенсує вплив збурювальної дії, викликаючи протилежну реакцію об'єкта порівняно з реакцією, викликаною збурювальною дією через канал збурення об'єкта

Для прикладу розглянемо спрощену принципову схему системи, що реалізує принцип керування за збуренням (рис. 2.2).

Наведена схема є схемою САК частотою обертання електродвигуна. Вона працює таким чином. При збільшенні моменту навантаження M_n (збільшується корисне навантаження на валу двигуна або ж збільшується тертя в підшипниках, редукторі тощо, що є збільшенням збурювальної дії $f(t)$) зменшується частота обертання двигуна n . Але це приводить до збільшення якрісного струму. Унаслідок цього зростають сумарні ампервитки $(I \cdot W)$ компенсаційної обмотки W_k , яка є зв'язком за збуренням, зростає потік



Переміщенням повзуна R_w можна досягти: повної компенсації впливу M_n на оберти двигуна (1), недокомпенсації (2), перекомпенсації (3) порівняно із залежністю $n=f(M_n)$ без компенсації, тобто без зв'язку із збуренням (4) (рис. 2.3).

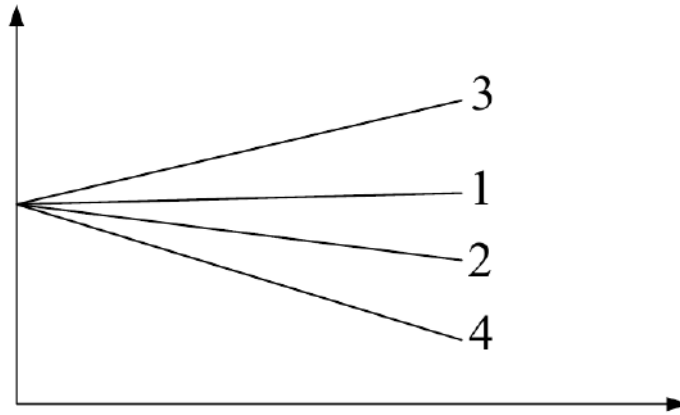


Рисунок 2.3 – Статичні характеристики системи при різних ступенях компенсації

САК із принципом керування за збуренням має такі переваги:

- можливість повної компенсації збурювальних дій, за якими організований компенсаційний зв'язок;
- збільшення швидкодії системи керування за збуренням, оскільки система реагує на зміну збурення до того, як ці зміни перетворяться елементами системи в зміни регульованої величини;
- у таких системах не виникає проблеми стійкості, оскільки вони розімкнені.

Недоліки САК із принципом керування за збуренням:

- неможливість компенсації збурювальних дій, за якими компенсаційні зв'язки відсутні;
- у цих системах, як у розімкнених, виникають відхилення керованої величини при зміні параметрів КО і самої системи (так званих параметричних збуреннях);

- складність вимірювання збурень, для подолання якої часто використовують фізичні величини, пов'язані зі збуренням певним відомим законом;
- застосування принципу керування за збуренням обмежене об'єктами, характеристики яких відомі.

2.2. Принцип керування за відхиленням

У процесі керування відхилення керованої величини $y(t)$ від потрібного значення $x(t)$ може бути викликане як впливом різноманітних збурень $f(t)$, так і зміною задавального значення $x(t)$.

Принципи керування за відхиленням полягають у тому, що вимірюється керована величина $y(t)$, порівнюється із заданою $x(t)$ (потрібним значенням), і знайдене при цьому відхилення $Q(t)=x(t)-y(t)$ перетворюється в АКП в керувальну дію $\mu(t)=f[Q(t)]$, яка, впливаючи на КО, намагається зменшити або скомпенсувати це відхилення.

У цій системі функцію вимірювання $y(t)$ та її подачі на вхід елемента порівняння ЕП виконує головний негативний зворотний зв'язок із вимірювальним елементом ВЕ у своєму складі.

Переваги САК із принципом керування за відхиленням:

- вони зменшують відхилення керованої величини $y(t)$ від потрібного значення $x(t)$ незалежно від того, якими факторами (зовнішніми збуреннями, зміною параметрів елементів системи, зміною задавальної дії) воно викликане;
- вони менш чутливі до зміни параметрів елементів, ніж системи розімкнені.

Недоліки САК із принципом керування за відхиленням:

- у них неможлива повна компенсація похибки, оскільки вони реагують на відхилення, яке вже наявне;

керування об'єктом можливе лише при наявному відхиленні, і тому воно не може здійснюватись без затримання (запізнення) стосовно збурювальної дії, що викликала відхилення;

- у них виникає проблема стійкості, властива будь-яким замкненим системам.

Незважаючи на ці недоліки, саме системи з принципом керування за відхиленням найширше використовуються в техніці.

Тема 3. Класифікація систем автоматичного керування

3.1. Класифікація систем автоматичного керування за алгоритмом функціонування

Різноманітність систем автоматичного керування приводить до того, що виникає необхідність їх об'єднати певною системою класів, класифікувати за певними ознаками. Різноманітність ознак САК приводить до того, що існує багато систем їх класифікації. Ми розглянемо найбільш вживані.

За алгоритмом функціонування САК поділяються на:

- стабілізуючі;
- програмні;
- слідкуючі;
- перетворювальні.

Стабілізуючі системи

Алгоритм функціонування таких САК – підтримання з необхідною точністю сталості однієї або кількох керованих (вихідних) величин $y(t)$ при довільній зміні збурюючої дії $f(t)$. При цьому задаюча дія $x(t)=const$.

Прикладом стабілізуючої системи може бути САК з принципом керування за збуренням (рис. 2.2). В ній дійсно фіксоване положення повзуна потенціометра R задає сталу частоту обертів ВДПС – при довільній зміні моменту навантаження.

Ще одним прикладом стабілізуючої системи є електронний стабілізатор напруги компенсаційного типу (рис. 3.1).

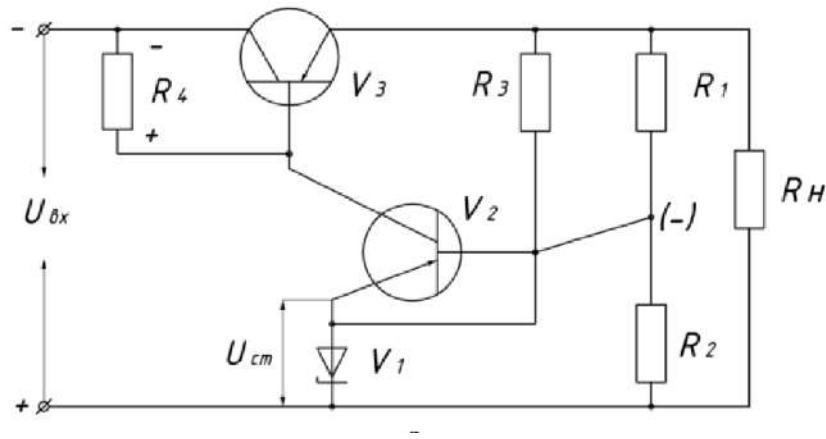


Рисунок 3.1 – Принципова схема електронного стабілізатора напруги

В даній схемі при будь-якій зміні $U_{вх}$ (збурюючій дії) має бути $U_{вих} = const$. Задаюча дія – еталонна напруга стабілітрона $U_{см} = const$.

Схема працює таким чином. При збільшенні $U_{вх}$ збільшується негативний потенціал на базі транзистора V_2 , і при незмінному потенціалі на емітері (за рахунок стабілітрона) збільшується напруга U_{BE} транзистора V_2 , яка відкриває транзистор V_2 . Колекторний струм через нього збільшується, а потенціал на колекторі стає більш позитивним. Це зростання позитивного потенціалу колектора транзистора V_2 передається на базу регулюючого транзистора V_3 , колекторний струм транзистора V_3 зменшується, опір транзистора зростає. Внаслідок цього збільшується падіння напруги на транзисторі V_3 , тобто приріст вхідної напруги $U_{вх}$ буде падати в основному на транзисторі V_3 , і напруга на виході стабілізатора залишається незмінною.

Програмні системи

Алгоритм функціонування таких систем – зміна керованої величини $y(t)$ з необхідною точністю відповідно до заздалегідь складеної програми. Задача дія системи $x(t) = F_n(t)$, де $F_n(t)$ – програма, заздалегідь відома функція часу.

Програмну систему можна розглядати як стабілізуючу систему, у котрій задача стабілізації ускладнюється задачею зміни керованої величини

за заданою програмою. Програмним задаючим пристроєм таких систем переважно є комп'ютер.

Слідкуючі системи

Алгоритм функціонування таких систем: зміна керованої величини $y(t)$ з необхідною точністю відповідно до заздалегідь невідомої функції часу, яка визначається задаючою дією: $x(t)=F(t)$, де $F(t)$ – заздалегідь невідома функція часу. Таким чином, слідкуюча система, як і програмна, відтворює задаючу дію. Однак ця дія в слідкуючій системі змінюється не за заздалегідь заданою програмою а довільно. Наприклад, пакет напрямних ПТКР повертається, стежачи за ціллю, траєкторія руху якої заздалегідь невідома, тобто «слідкує» за ним. Звідси походить назва таких систем.

Задаючі дії $x(t)$ і керовані величини $y(t)$ слідкуючих систем можуть бути різноманітними за своєю фізичною природою, причому керована величина за фізичною природою може взагалі відрізнятися від задаючої дії. Наприклад, задаючою дією може бути змінювана напруга, керованою ж величиною – напруга, кутове або лінійне переміщення, частота обертання, частота напруги тощо.

Перетворювальні системи

Алгоритм їх функціонування – перетворення з необхідною точністю задаючої дії $x(t)$ в керовану величину $y(t)$ відповідно до деякої функції перетворення H : $y(t)=H(x(t))$. Перетворювальна система має якомога точніше відтворювати на своєму виході не саму задаючу дію, як слідуючі системи, а деяку величину, зв'язану з функцією перетворення H . До перетворювальних систем належать інтегруючі, диференціюючі, екстраполуючі та інші САК.

3.2. Класифікація систем автоматичного керування за властивостями в усталеному режимі

За властивостями в усталеному режимі САК поділяються на **статичні** і **астатичні**.

Статична система – це система, в котрій при збурюючій (задаючій) дії, що прямує до постійної величини, відхилення керованої величини (похибка) також прямує до постійної величини, що залежить від цієї дії (рис.3.2). Наведені вище приклади стабілізуючих систем з принципом керування за збуренням (у разі недокомпенсації або перекомпенсації), або системи є системами статичними, бо при $x(t)=\text{const}$ в усталеному режимі похибка у них буде також сталою і ненульовою.

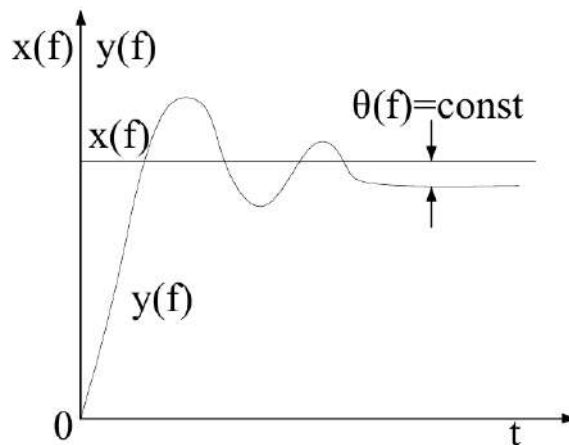


Рисунок 3.2 – Перехідний процес статичної системи

Астатична система – це система, у якої відхилення керованої величини в усталеному режимі при будь-якому постійному значенні збурюючої або задаючої дії дорівнює нулю (рис. 3.3).

Прикладами таких систем можуть бути слідкуючі системи. Вони відпрацьовують постійний стрибок задаючої дії з нульовою усталеною похибкою.

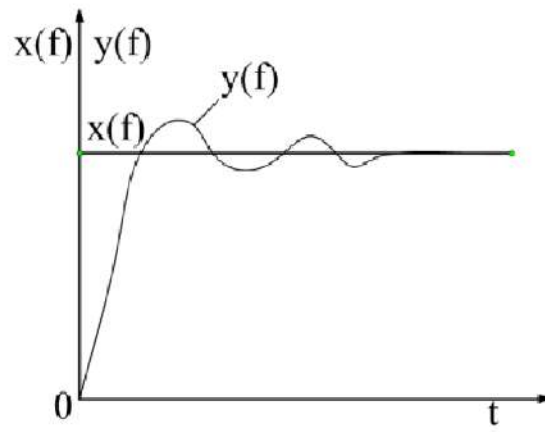


Рисунок 3.3 – Перехідний процес астатичної системи

Тема 4. Опис систем автоматичного керування

4.1. Опис функціональних елементів і систем автоматичного керування

Роботу АСК можна описати **словами**, але цей спосіб, хоча і дає зрозуміти принцип дії системи, не дозволяє отримати кількісну оцінку характеристики системи та отримати якісні показники регулювання.

Робота будь-якої АСК пов'язана з дією на неї збурення, яке примушує систему переходити від одного усталеного режиму до іншого, виконуючи заданий закон регулювання.

Якщо збурюючи та керуючі дії в системі безперервно змінюються, то система знаходиться в **динамічному режимі** – режим, в якому основний стан системи є неусталеним. При цьому в системі виникають **перехідні процеси** – перехід від одного усталеного стану до іншого. Перехідний процес залежить від власних динамічних властивостей елементів системи та початкових умов.

У випадку, коли власний рух системи з часом затухає, вона приходить в усталений стан, який називається **статичним режимом**.

Будь-яка САК працює в двох режимах (рис.4.1):

- усталеному,
- перехідному.

Усталений режим роботи системи - це режим, в якому незмінною в часі є похибка регулювання. Цей режим устатковується по завершенні перехідних процесів. Розрізняють такі усталені режими роботи:

- статичний,
- динамічний.

Статичний усталений режим настає тоді, коли незмінними в часі є задаюча і збурююча дії при незмінних параметрах системи, в результаті чого незмінною залишається вихідна величина системи.

Динамічний усталений режим настає тоді, коли задаюча, збурююча чи вихідна величина змінюється за постійним в часі законом і похибка регулювання системи залишається незмінною. Наприклад, динамічні

режими можуть бути, коли задаюча величина змінюється за синусоїдальним законом, коли вона змінюється з постійними в часі швидкістю чи прискоренням. Динамічним режимом є, наприклад, режим роботи регулятора рівня, коли рідина з резервуара витікає з постійною швидкістю.

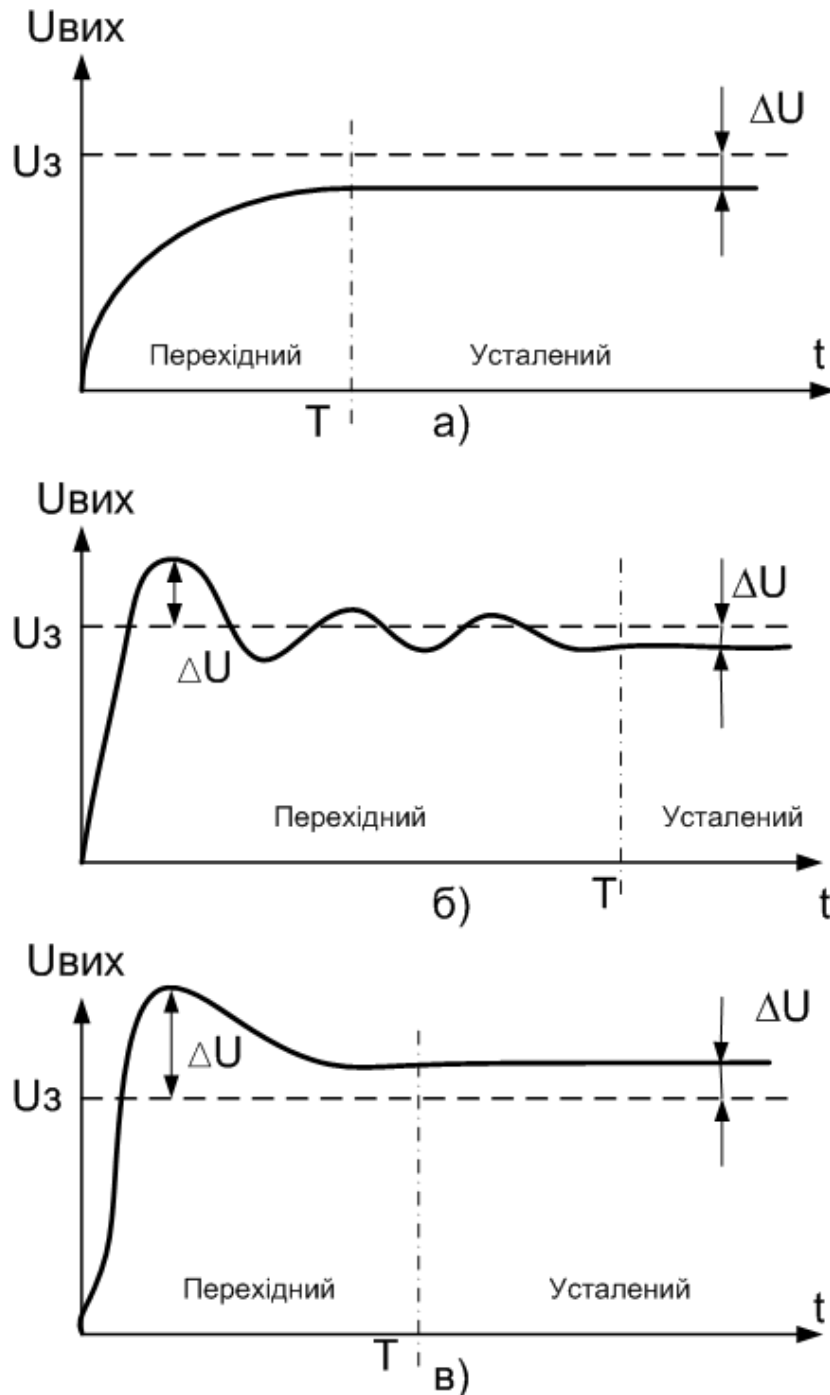


Рисунок 4.1 – Перехідні процеси в САК

Перехідний режим – це такий режим роботи системи, коли вона переходить з одного встановленого режиму роботи до іншого. Цей режим настає тоді, коли змінюється задаюча величина і систему переводять з одного режиму роботи до іншого, або змінюється величина збурення чи змінюються параметри системи. Перехідний процес у різних системах керування проходить по-різному. Змінюючи параметри системи можна змінити характер перехідного режиму.

Під час вивчення роботи та проектування САК значна увага приділяється вивченню роботи системи в перехідних режимах. Якщо в електротехнічних установках перехідні процеси займають відносно малу частку часу, але вони суттєво впливають на вимоги до установок, то в САК перехідні режими є основними режимами роботи, займають переважну частину часу і саме вони визначають вимоги до САК і методи вивчення ТОА.

Перехідні режими – це найбільш суттєві режими роботи систем керування. Системи керування призначені для того, щоб працювати в перехідних режимах. Це зумовлює складність САК, вимагає використання складних математичних методів аналізу цих систем. Всі методи аналізу ґрунтуються на використанні диференціальних рівнянь.

4.2. Опис елементів в динамічному режимі

Оскільки автоматичні системи працюють, як правило, в режимі неперервної зміни сигналів керування і збурювальних дій, то для зазначеного аналізу доцільно використовувати апарат диференціальних рівнянь.

Як правило, диференціальні рівняння елементів і систем автоматичного керування є нелінійними. Розв'язання нелінійних рівнянь – це складне завдання, а у багатьох випадках його вирішити взагалі неможливо. Тому завжди, коли це можливо, складене диференціальне рівняння приводять до лінійного.

При створенні математичної моделі САК диференціальне рівняння елементів системи лінеаризують і система в цілому стає лінійною.

Лінеаризація диференціальних рівнянь – це зміна нелінійних рівнянь на лінійні.

Для таких систем є справедливим **принцип суперпозиції** (накладання), який можна сформулювати таким чином: реакція системи на декілька одночасно діючих вхідних дій дорівнює сумі реакцій на кожну дію окремо. Принцип суперпозиції дозволяє істотно спростити дослідження САК, сформулювати їх основні властивості стосовно систем, які мають лише один вхідний типовий сигнал.

Надалі вважатимемо, що математична модель САК відома (визначена), якщо визначене диференціальне рівняння, що описує процеси у системі, або на основі цього рівняння визначені характеристики САК. Знання математичної моделі є тією основою, на якій будуються усі методи аналізу і синтезу САК.

При складанні рівняння динаміки насамперед потрібно усвідомити фізичний закон, що визначає поведінку елемента САК або системи в цілому. Прийнято вихідну величину $y(t)$ та її похідні записувати у лівій частині рівняння, а вхідну величину $x(t)$ та її похідні – у правій частині.

Вхід та вихід системи у загальному випадку пов'язані диференціальним рівнянням:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x \quad (4.1)$$

де a_n, b_m – коефіцієнти, що залежать від параметрів САК.

У цьому рівнянні при похідних заданої дії $x(t)$ і вихідної величини $y(t)$ залежать від параметрів САК і визначаються ними. До параметрів будь-якої динамічної системи належать, наприклад, вага, момент інерції, коефіцієнт тертя, індуктивність, ємність, опір, визначне значення сталих часу та коефіцієнт підсилення.

Порядок рівняння n визначає число ступенів вільності САК. Для всіх САК порядок лівої частини завжди вищий від правої ($n > m$).

Такий запис рівнянь, що описують САК, називатимемо рівняннями в **часовій** формі.

Проте в математичному відношенні зручно користуватися рівняннями динаміки САК не в часовій (у формі диференційного рівняння), а в операторній формі. Для цього використовують операторний метод, застосовуючи пряме перетворення Лапласа часових функцій (апарат операційного числення):

$$F(s) = L(f(t)) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt.$$

У цій формулі часова функція $f(t)$ є оригіналом, а функція $F(s)$ – її зображенням за Лапласом.

При цьому використовують деякі властивості зображень за Лапласом:

1. $L(kf(t)) = kF(s)$.
2. $L(f_1(t) \pm f_2(t)) = F_1(s) \pm F_2(s)$ (властивість лінійності).
3. $L\left[\frac{df}{dt}\right] = sF(s)$.
4. $L\left[\int f(t)dt\right] = \frac{F(s)}{s}$

Сукупність математичних операцій, у результаті яких даній функції $x(t)$ ставиться у відповідність інша функція $X(s)$, називають оператором. Використовуючи властивості 1-3 зображень за Лапласом, з рівняння (4.1) одержимо:

$$\begin{aligned} a_n s^n Y(s) + a_{n-1} s^{n-1} Y(s) + \dots + a_1 s Y(s) + a_0 Y(s) = \\ = b_m s^m X(s) + b_{m-1} s^{m-1} X(s) + \dots + b_1 s X(s) + b_0 X(s) \end{aligned}$$

Формально виносячи як спільний множник функції $Y(s)$ та $X(s)$, цей вираз перепишемо у вигляді:

$$(a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0) Y(s) = (b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0) X(s). \quad (4.2)$$

Це рівняння динаміки САК в **операторній** формі. Зручність цього рівняння в тому, що знаходження зв'язку між зображеннями вхідної $X(s)$ та

вихідної $Y(s)$ функцій не потребує розв'язання диференціального рівняння n -го порядку, а зводиться до алгебраїчного рівняння.

4.3. Передавальна функція

Передавальною функцією (ПФ) САК називається відношення операторного зображення вихідної величини $Y(s)$ до операторного зображення вхідної величини $X(s)$ САК за нульових початкових умов:

$$W(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}.$$

Із виразу (4.2) маємо:

$$W(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} = \frac{B(s)}{A(s)}, \quad (4.3)$$

Диференціальний оператор $W(s)$ називають передавальною функцією. Вона визначає відношення вихідної величини ланки до вхідної в кожний момент часу, тому її називають **динамічним коефіцієнтом підсилення**. У стаціонарному режимі всі похідні за часом рівні нулю, тобто $s=0$, тому передавальна функція перетворюється на коефіцієнт передачі ланки $k=b_m/a_n$.

Знаменник передавальної функції

$$A(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \dots\dots\dots (4.4)$$

називають **характеристичним поліномом**. Його корені, тобто значення s , при яких знаменник $A(s)$ перетворюється на нуль, а $W(s)$ прямує до нескінченності, називаються **полюсами** передавальної функції.

Чисельник

$$B(s) = b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0 \dots\dots\dots (4.5)$$

називають **операторним коефіцієнтом передачі**. Його корені, для яких $B(s)=0$ і $W(s)=0$, називаються **нулями** передавальної функції.

З виразів (4.1-4.3) бачимо, що рівняння динаміки в часовій та операторній формах і передавальна функція пов'язані між собою і задання одної з форм однозначно визначає інші.

4.4. Часові та частотні характеристики

Для аналізу САК, крім рівнянь динаміки, використовують також часові та частотні характеристики. Ці характеристики є реакціями САК на типові вхідні сигнали. До них належать:

- одинична функція (одинична ступінчаста дія;
- одиничний імпульс;
- синусоїдний сигнал.

Перші дві типові дії використовуються при знаходженні часових характеристик САК, остання – для визначення частотних характеристик САК.

Часові характеристики – це реакція ланки (зміна в часі вихідного параметру системи) на вхідний сигнал визначеного вигляду. До них відносяться перехідна та імпульсна перехідна функції.

1. **Перехідна характеристика (перехідна функція) $h(t)$** – це реакція САК на одиночну ступінчасту дію на вході (рис. 4.2).

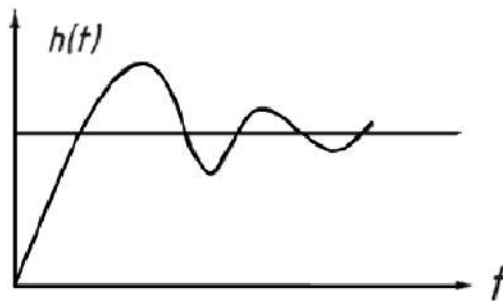


Рисунок 4.2 – Перехідна характеристика

2. **Імпульсна характеристика (функція ваги) $q(t)$** – це реакція САК на одиничний δ -імпульс на вході (рис.4.3).

Часові характеристики можна визначити підставивши у рівняння (4.1) відповідні типові дії $x(t)$ та розв'язавши його. Перехідна характеристика показує зміну вихідного сигналу $y(t)$, а імпульсна характеристика – швидкість зміни цього сигналу.

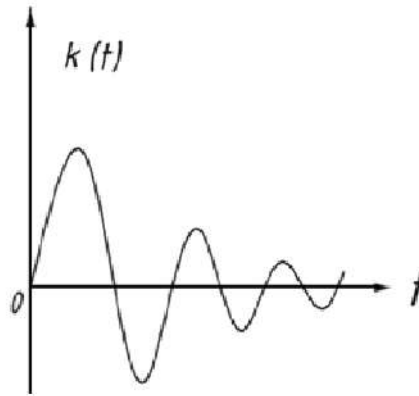


Рисунок 4.3 – Імпульсна характеристика

Зв'язок перехідної та імпульсної функцій:

$$q(t) = h'(t),$$

$$h(t) = \int q(t) dt.$$

Частотні характеристики САК – це реакція системи на вхідний синусоїдальний сигнал з одиничною амплітудою при зміні кутової частоти від нуля до нескінченості. Кутова частота вимірюється в рад/сек.

Частотна характеристика $W(j\omega)$ – це відношення усталеної реакції САК на одиничний синусоїдний сигнал до значення цього сигналу:

$$W(j\omega) = \left. \frac{y(t)}{x(t)} \right|_{x(t)=\sin \omega t} = W(\omega) e^{j\varphi(\omega)t} \dots\dots\dots (4.6)$$

Характеристику $W(j\omega)$ називають амплітудно-фазочастотною характеристикою САК (АФЧХ). **Амплітудно-фазочастотна характеристика (АФЧХ)** – це комплексна функція, модуль якої дорівнює відношенню амплітуди вхідного сигналу до амплітуди вихідного сигналу $|W(j\omega)| = W(\omega)$, а аргумент – зсуву фаз вихідного сигналу по відношенню до вхідного сигналу $\arg W(j\omega) = \varphi(\omega)$ при зміні частоти від нуля до нескінченості.

Множник $W(\omega)$ у виразі (4.6) називається **амплітудно-частотною характеристикою САК (АЧХ)**, вона є модулем АФЧХ.

Функція $\varphi(\omega) = \arg W(j\omega)$ називається **фазочастотною характеристикою САК (ФЧХ)**.

Фізичний зміст АФЧХ: вона показує, як змінюються амплітуда і фаза вихідної величини порівняно з амплітудою і фазою вхідної величини при зміні частоти вхідної величини.

Амплітудна частотна характеристика показує залежність зміни амплітуди при зміні частоти.

Фазова частотна характеристика показує зсув фази вихідного сигналу при зміні частоти. Фаза вимірюється в радіанах або градусах.

Для одержання АФЧХ потрібно в передавальній функції замінити змінну s на $j\omega$, де j – уявна одиниця: $j^2 = -1$. Враховуючи, що ПФ являє собою дробово-раціональну функцію, можна показати, що АФЧХ шляхом математичних перетворень можна звести до вигляду:

$$W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega),$$

де $P(\omega)$, $Q(\omega)$ – відповідно **дійсна** і **уявна** частина АФЧХ, які є дійсними функціями дійсного аргументу ω .

Для АЧХ та ФЧХ одержуємо:

$$W(\omega) = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)},$$

$$\varphi(\omega) = \arg(W(j\omega)) = \arctg \frac{Q(\omega)}{P(\omega)}.$$

Перехідну, імпульсну та частотну характеристики САК можна визначити розв'язавши диференціальне рівняння при відповідній вхідній дії або знайти експериментально.

Графічно АФЧХ – це геометричне місце кінців обчислених векторів амплітуд на комплексній площині при зміні частоти від нуля до нескінченості. Довжина вектора відповідає амплітуді вихідного сигналу, а кут між віссю абсцис та вектором – зсув фази вихідного сигналу по відношенню до вхідного сигналу.

При вивченні властивостей САК часто використовують також логарифмічні характеристики.

Логарифмічна амплітудна частотна характеристика (ЛАЧХ) – це залежність значень амплітуди в вигляді

$$L(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg W(\omega)$$

від зміни логарифма частоти. Величина $L(\omega)$ вимірюється в децибелах (1 дБ відповідає зміні амплітуди в $10^{1/20} = 1,122$ рази, 20 дБ – зміні амплітуди в 10 разів).

Логарифмічна фазова частотна характеристика (ЛФЧХ) – це залежність зсуву фази вихідного сигналу від зміни логарифма частоти.

Приклади АФХ, АЧХ, ФЧХ показані на рис.4.4.

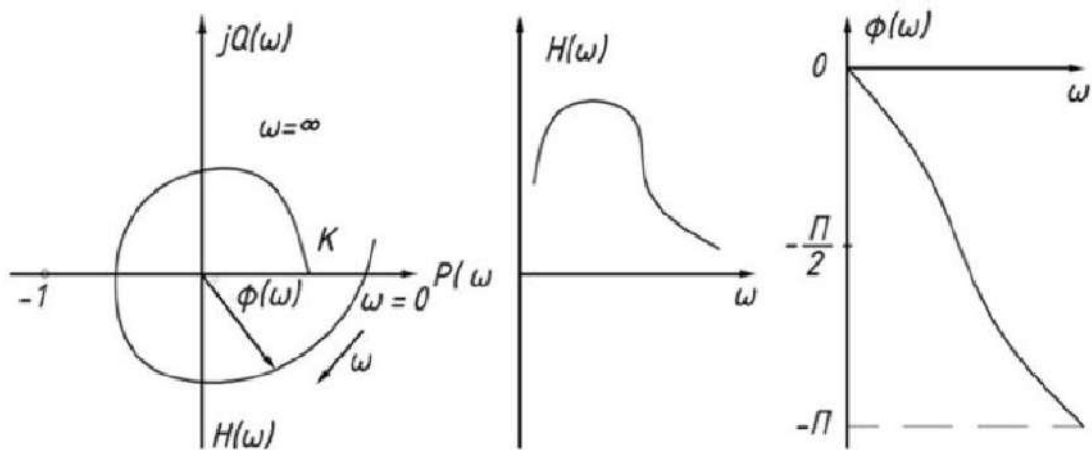


Рисунок 4.4 – Приклади АФЧХ (а), АЧХ (б), ФЧХ (в).

Тема 5. Представлення динаміки систем автоматичного керування типовими динамічними ланками

5.1. Типові динамічні ланки та їх характеристики. Позиційні динамічні ланки

Чим докладнішою є математична модель САК, тим вищий порядок n її диференціального рівняння. Передавальні функції систем високого порядку (зазвичай $n > 4$) виявляються громіздкими і незручними для аналізу. Щоб вийти з цього положення, передавальну функцію представляють у вигляді добутку простих співмножників, порядок яких не перевищує два. Такі співмножники називають *типовими ланками*.

Ланка САК з відомою передавальною функцією називається **динамічною** ланкою. Вона зображується у вигляді прямокутника, у якому записується вираз передавальної функції. Тобто це звичайна функціональна ланка, функція якої задана математичною залежністю вихідної величини від вхідної для динамічного режиму. Передавальна функція є основною характеристикою ланки в динамічному режимі, з якої можна отримати всі інші характеристики (зокрема, і статичні). Вона визначається лише параметрами системи та не залежить від вхідних та вихідних величин. Схема САК, яка складається з динамічних ланок, називається структурною.

Для опису САК застосовують спосіб її поділу на окремі елементи, які виділяють не за фізичною природою, конструктивним виконанням або функціональним призначенням, а за динамічними властивостями. При цьому доцільно класифікувати елементи за типом диференціальних рівнянь, що їх описують, або за типом відповідних передавальних функцій. Це значно полегшує їх класифікацію та дозволяє ввести поняття елементарної динамічної ланки (ЕДЛ) із подальшим описом динаміки елементів САК за їх допомогою. При цьому одному реальному елементу САК може відповідати як одна, так і декілька ЕДЛ. І навпаки, одна ЕДЛ може описувати динаміку кількох реальних елементів САК.

Виділення ЕДЛ повинно здійснюватися таким чином, щоб стан кожної ланки визначався однією змінною величиною (напруга або струм електричного кола, положення або швидкість відповідного вала тощо).

Елементарна динамічна ланка повинна мати дві основні властивості: по-перше, її диференціальне рівняння повинне бути не вище другого порядку, і, по-друге, вона повинна мати властивість однонаправленості (пропускати керувальну дію тільки в одному напрямку від входу до виходу) і не змінювати своїх передавальних властивостей при підключенні до її виходу таких динамічних ланок. Уперше поняття елементарної динамічної ланки в теорії САК увів у 1938 році російський вчений Михайлов.

Елементарна динамічна ланка – це математична модель частини САК, що штучно виділяється і характеризується деяким найпростішим алгоритмом (математичним або графічним описом процесу). Розрізняють такі основні ЕДЛ:

- пропорційну;
- аперіодичну,
- інтегрувальну;
- диференціювальну;
- коливальну;
- ланку із запізненням.

Основні типи ланок розподіляються на три групи: позиційні, диференційні, інтегруючі.

Позиційні ланки – це такі ланки, в передатних функціях яких многочлени чисельника та знаменника мають вільні члени, тобто ці ланки мають статичну характеристику $y=kx$ в усталеному режимі.

До таких ланок відносяться ланки з наступними передатними функціями:

- безінерційна ланка $W(s) = k$;
- аперіодична ланка 1-го порядку (інерційна) $W(s) = \frac{k}{Ts + 1}$;

- аперіодична ланка 2-го порядку $W(s) = \frac{k}{T_2^2 s^2 + T_1 s + 1}$, якщо $T_1 \geq 2T_2$.

Передавальна функція для такої ланки може бути записана у вигляді:

$$W(s) = \frac{k}{(T_3 s + 1)(T_4 s + 1)},$$

$$\text{де } T_{3,4} = \frac{T_1}{2} \pm \sqrt{\frac{T_1^2}{4} - T_2^2}.$$

- коливальна ланка $W(s) = \frac{k_1}{T_2^2 s^2 + T_1 s + 1}$, якщо $T_1 < 2T_2$;

Передавальна функція для такої ланки може бути записана у вигляді:

$$W(s) = \frac{k_1}{T^2 s^2 + 2\xi T s + 1},$$

$$\text{де } T = T_2, \xi = \frac{T_1}{2T_2} - \text{коефіцієнт згасання};$$

- консервативна ланка $W(s) = \frac{k_1}{T^2 s^2 + 1}$.

Пропорційна ланка

Пропорційною (підсилювальною, ідеальною статичною) ланкою називають ланку, диференціальне рівняння якої (рівняння в часовій формі)

$$y(t) = k(t)x(t) \quad (5.1)$$

або, при застосуванні зображень (в операторній формі),

$$Y(s) = K(s)X(s). \quad (5.2)$$

Передавальна функція пропорційної ланки має вигляд:

$$W(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = K(s). \quad (5.3)$$

До пропорційних ланок належать усі пристрої, для яких у будь-який момент часу вихідна величина пропорційна вхідній. Такими ланками, зокрема, є редуктор і трансформатор.

Якщо $k(t) = k = \text{const}$, то ланка називається **стаціонарною**.

Перехідну функцію пропорційної ланки отримують при подачі на вхід одиничного ступінчатого впливу. Вихідною величиною при цьому буде стала величина $h(t) = k$.

Частотна функція пропорційної ланки є модулем комплексного коефіцієнта підсилення $|W(j\omega)| = |W| \equiv k$. Він містить тільки дійсну частину, тому зсув фаз $\varphi \equiv 0$. Амплітудно-фазова частотна характеристика або годограф, є точкою, розташованою на дійсній осі комплексної площини.

Логарифмічна амплітудна частотна характеристика пропорційної ланки має вигляд:

$$L = \lg |K(i\omega)| = \lg k = \text{const}.$$

Логарифмічна фазова частотна характеристика пропорційної ланки збігається з віссю частот, оскільки $\varphi \equiv 0$.

Типові характеристики пропорційних ланок наведено на рис. 5.1.

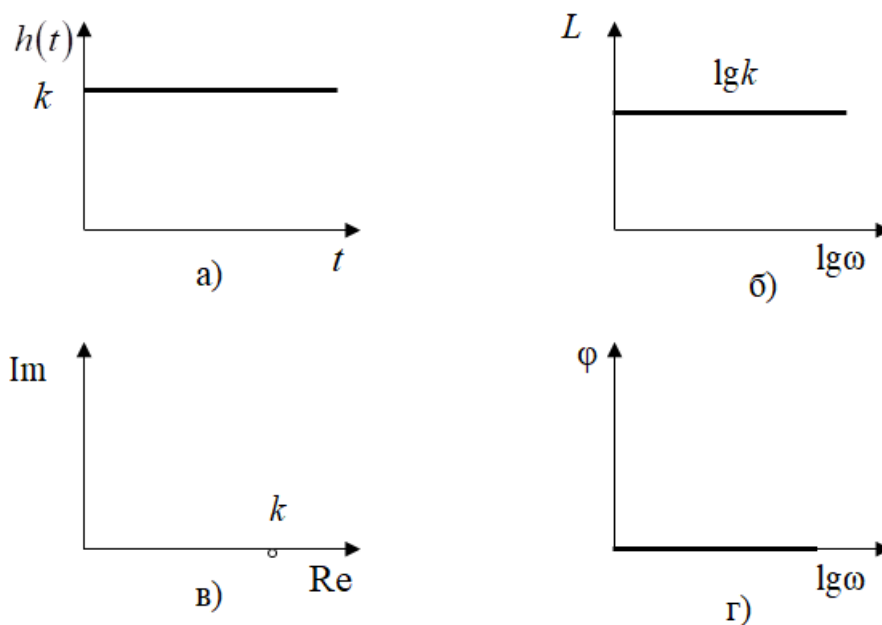


Рисунок 5.1 – Типові характеристики пропорційних ланок:

а – перехідна, б – ЛАЧХ, в – АФЧХ, г – ФЧХ

Інерційна ланка

Ланку називають **інерційною (статичною ланкою першого порядку, релаксаційною, аперіодичною)**, якщо зв'язок між вхідною та вихідною величинами описується диференціальним рівнянням:

$$T \frac{dy}{dt} + y(t) = kx(t), \quad (5.4)$$

де k – коефіцієнт підсилення ланки,

T – стала часу, яка є динамічною характеристикою, що визначає перехідний процес.

В операторному вигляді рівняння (5.4) має вигляд:

$$(Ts + 1)Y(p) = kX(s). \quad (5.5)$$

Тому передавальна функція інерційної ланки

$$W(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k}{Ts + 1}.$$

Перехідна характеристика інерційної ланки представляє собою експоненціальну криву (рис. 5.2), за якою можна визначити такі параметри: коефіцієнт підсилення k , що дорівнює усталеному значенню $h(\infty)$; сталу часу T , що відповідає точці перетину дотичної до характеристики у початку координат з її асимптотою.

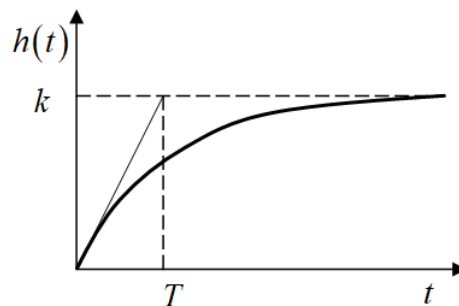


Рисунок 5.2 – Перехідна характеристика інерційної ланки

При підстановці $s = j\omega$ в операторне рівняння (5.5), отримаємо частотну передавальну функцію інерційної ланки

$$W(j\omega) = \frac{k}{Tj\omega + 1}. \quad (5.6)$$

Для побудови годографа інерційної ланки чисельник і знаменник (5.6) необхідно помножити на комплексно-спряжену величину $(1 - j\omega T)$:

$$W(j\omega) = \frac{k - kj\omega T}{1 + \omega^2 T^2} = \frac{k}{1 + \omega^2 T^2} - j \frac{k\omega T}{1 + \omega^2 T^2},$$

звідки

$$\operatorname{Re} W = \frac{k}{1 + \omega^2 T^2}; \quad \operatorname{Im} W = -\frac{k\omega T}{1 + \omega^2 T^2};$$

$$|W(j\omega)|^2 = (\operatorname{Re} W)^2 + (\operatorname{Im} W)^2 = \frac{k^2(1 + \omega^2 T^2)}{(1 + \omega^2 T^2)^2} = \frac{k^2}{1 + \omega^2 T^2} = k \operatorname{Re} W;$$

$$(\operatorname{Re} W)^2 - k \operatorname{Re} W + (\operatorname{Im} W)^2 = 0;$$

$$(\operatorname{Re} W)^2 - k \cdot \operatorname{Re} W + (\operatorname{Im} W)^2 + \frac{k^2}{4} = \frac{k^2}{4};$$

$$\left(\operatorname{Re} W - \frac{k}{2} \right)^2 + (\operatorname{Im} W)^2 = \left(\frac{k}{2} \right)^2. \quad (5.7)$$

Рівняння (5.7) представляє собою рівняння кола з центром у точці $A(k/2; 0)$, радіусом $k/2$. Оскільки при цьому $\operatorname{Im} W \leq 0$, годограф інерційної ланки описує півколо з центром у точці $A(k/2; 0)$ і радіусом $k/2$ (рис. 5.3), розміщене нижче дійсної осі. Фазовий кут φ змінюється від 0 до $-\frac{\pi}{2}$.

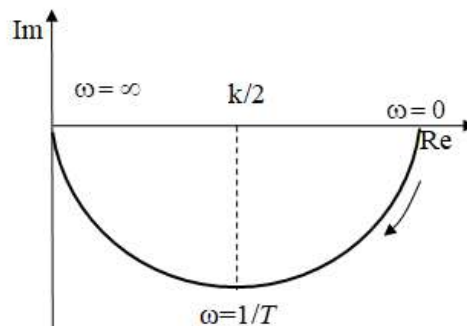


Рисунок 5.3 – АФЧХ для інерційної ланки

Коливальна ланка

Коливальна ланка описується диференціальним рівнянням:

$$T_1 \frac{d^2 y}{dt^2} + T_2 \frac{dy}{dt} + y(t) = kx(t), \quad (5.8)$$

або

$$T^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + 2\xi T \frac{dy}{dt} + y(t) = kx(t), \quad (5.8')$$

де $\xi = \frac{T_2}{2\sqrt{T_1}}$ – коефіцієнт згасання.

В операторній формі рівняння коливальної ланки записується у вигляді:

$$(T_1 s^2 + T_2 s + 1)Y(s) = kX(s). \quad (5.9)$$

Передавальна функція коливальної ланки:

$$W(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k}{T_1 s^2 + T_2 s + 1}. \quad (5.10)$$

Ланка є коливальною, якщо $2\sqrt{T_1} > T_2$. В іншому разі вона вироджується в аперіодичну або інерційну ланку.

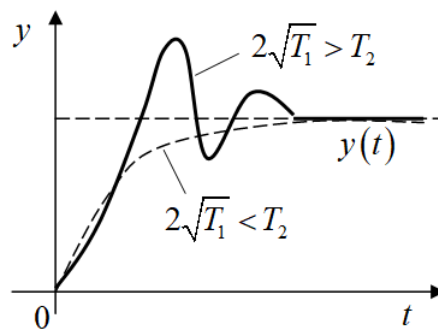


Рисунок 5.4 - Перехідна характеристика коливальної ланки

Для знаходження АФЧХ здійснимо у виразі для передавальної функції ланки заміну $s \rightarrow j\omega$, $s^2 \rightarrow -\omega^2$:

$$W(j\omega) = \frac{k}{1 - \omega^2 T_1 + j\omega T_2}. \quad (5.11)$$

Якщо $\omega = 0$, $W(j\omega) = k$; при $\omega \rightarrow \infty$ $W(j\omega) \rightarrow 0$; при $\omega = \frac{1}{\sqrt{T_1}}$

$$W(j\omega) = -j \frac{\sqrt{T_1}}{T_2}.$$

Графік амплітудно-фазової характеристики коливальної ланки наведено на рис. 5.5.

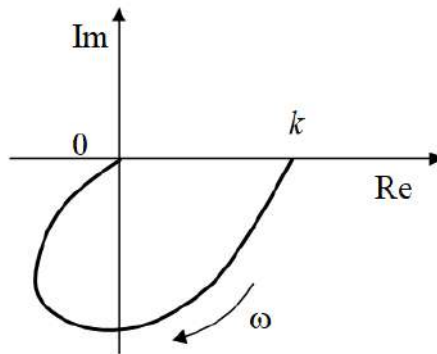


Рисунок 5.5 – Амплітудно-фазочастотна характеристика коливальної ланки

5.2. Інтегрувальна ланка

Ланку називають **інтегрувальною** або **астатичною**, якщо її функціонування описується рівнянням динаміки:

$$y(t) = k \int_0^t x(t) dt, \quad (5.12)$$

тобто вихідна величина ланки пропорційна інтегралу від вхідної величини.

Прикладом інтегрувальної ланки є зміна кутової швидкості диска під впливом управляючого моменту зовнішніх сил.

В операторній формі зв'язок між вхідною та вихідною змінними інтегрувальної ланки має вигляд:

$$Y(s) = \frac{k}{s} X(s), \quad (5.13)$$

звідки передавальна функція ланки:

$$W(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k}{s}. \quad (5.14)$$

Перехідна функція інтегрувальної ланки:

$$h(t) = kt. \quad (5.15)$$

Імпульсна функція інтегрувальної ланки:

$$q(t) = h'(t) = k. \quad (5.16)$$

Відповідні характеристики інтегрувальної ланки наведено на рис. 5.6.

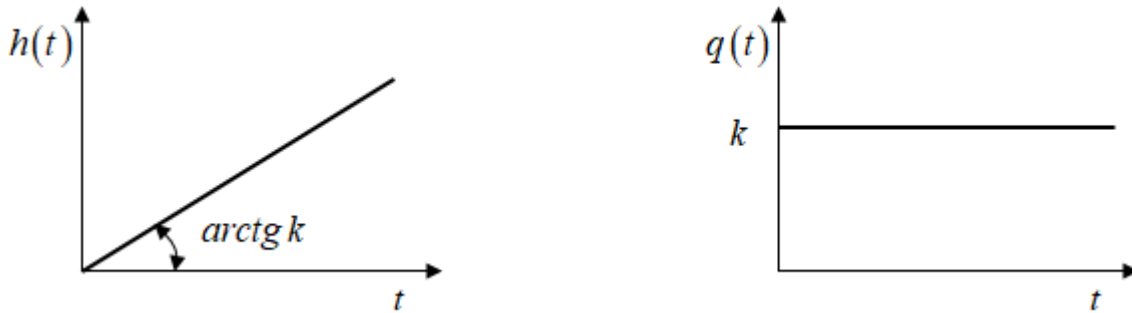


Рисунок 5.6 - Перехідна і імпульсна функції інтегрувальної ланки

Комплексний коефіцієнт підсилення отримаємо при підстановці $s \rightarrow j\omega$ у передавальну функцію ланки:

$$K(j\omega) = \frac{k}{i\omega} = -i \frac{k}{\omega}. \quad (5.21)$$

Він є суто уявною величиною, а його модуль зменшується зі збільшенням частоти, прагнучи до нескінченності при $\omega \rightarrow 0$ і до нуля при $\omega \rightarrow \infty$. Тому амплітудно-фазова характеристика інтегрувальної ланки проходить по від'ємній частині уявної осі (рис. 5.7).

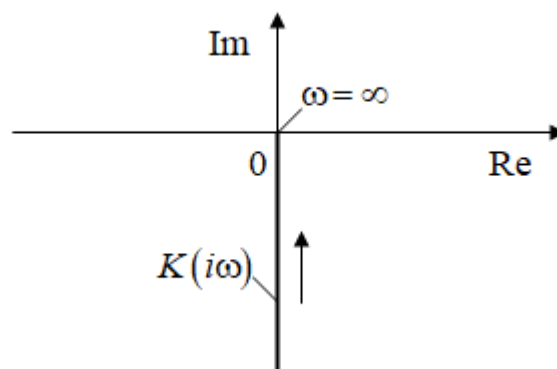


Рисунок 5.7 – Амплітудно-фазова характеристика інтегрувальної ланки

Амплітудна і фазова частотні характеристики мають вигляд:

$$A(\omega) = \frac{k}{\omega},$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{-k/\omega}{0}\right) = -\frac{\pi}{2}.$$

5.3. З'єднання лінійних ланок. Структурні схеми та їх перетворення

Структурною схемою автоматичної системи називається умовне графічне зображення її елементів (ланок) та зв'язків між ними з визначенням перетворень сигналів за допомогою передавальних функцій цих елементів. При аналізі структурних схем враховуються лише інформаційні аспекти, в першу чергу напрямки передачі сигналів (це значить, зокрема, що при розгалуженні по всіх каналах іде один і той же сигнал). На структурних схемах крім динамічних ланок з фіксованими виходами та входами, зображаються також суматори або елементи порівняння кількох сигналів та вузли (точки розгалуження сигналів). В задачах аналізу та синтезу САК структурні схеми приводять до зручного виду за рахунок перетворень, для чого існують певні правила. В основі цих перетворень лежить правило: вихід елемента – відображення входу за допомогою передавальної функції, тобто

$$Y(s) = W(s)X(s).$$

Структурну схему САК отримують з її функціональної схеми, якщо в останній замість функціонального призначення окремих елементів, що складають систему, записати оператори або передавальні функції цих елементів. Структурна схема відображає тільки динамічні властивості системи. Одній структурній схемі може відповідати велика кількість функціональних схем із різними функціональними елементами, різним принципом їх дії та різною конструкцією. Протилежне твердження невірне.

Будь-яка структурна схема складається з:

- 1) динамічних блоків спрямованої дії, що характеризуються їх операторами або передавальними функціями;
- 2) зв'язків або ліній, що вказують напрям розповсюдження сигналів;

3) груп елементів і суматорів (вузлів порівняння), у яких здійснюється додавання або віднімання двох сигналів;

4) точок розгалуження, у яких шлях розповсюдження сигналу розгалужується на кілька шляхів, що ведуть до різних точок системи.

Розглянемо правила зображення елементів САУ на структурних схемах.

1. Ланка позначається у вигляді прямокутника із зазначенням вхідних і вихідних величин (рис. 5.8).

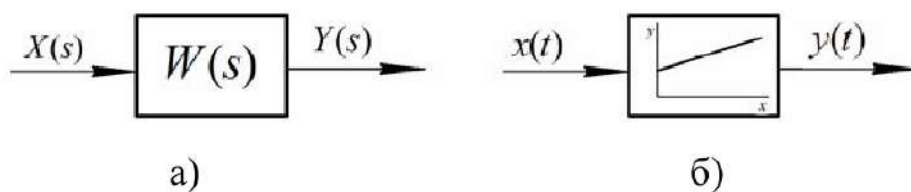


Рисунок 5.8 – Зображення структурних ланок

Всередині прямокутника вказується передавальна функція (рис.5.8, а). Допускається замість $W(s)$ вказувати рівняння або характеристику ланки (рис.5.8, б). Позначення вхідних та вихідних величин записують у вигляді зображень або оригіналів залежно від позначення у прямокутнику. Допускається також ланки нумерувати, а їх передавальні функції, рівняння або характеристики представляти поза схемою.

2. Коло передачі сигналу зображується прямою лінією, на якій стрілкою вказується напрямок проходження сигналу, а також наводиться буквенне позначення цього сигналу.

3. Елемент порівняння зображується у вигляді, наведеному на рис. 5.9. У разі негативного зв'язку відповідний сектор суматора зображається зафарбованим або біля шляху поширення сигналу ставиться знак "-".

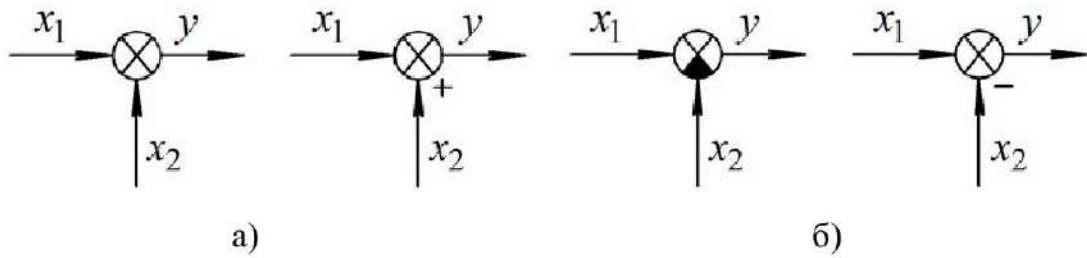


Рисунок 5.9 – Зображення елементів порівняння при реалізації функцій: а – додавання сигналів, б – віднімання сигналів ($y=x_1-x_2$)

Структурна схема реальної САК зазвичай може бути представлена у вигляді комбінації трьох типів з'єднань ланок: послідовного, паралельного та зустрічно-паралельного. Кожне з цих з'єднань може бути замінена за певними правилами однією ланкою, властивості якої будуть еквівалентними властивостям з'єднання.

Послідовне з'єднання. При такому з'єднанні вихідна величина попередньої ланки є вхідною величиною наступної ланки (рис.5.10, а).

Запишемо рівняння ланок в операційній формі:

$$X_1(s) = W_1(s)X(s), \quad X_2(s) = W_2(s)X_1(s), \quad \dots, \quad Y(s) = W_N(s)X_N(s)$$

Виключивши проміжні змінні, одержимо:

$$Y(s) = W_1(s) \cdot W_2(s) \cdot \dots \cdot W_N(s)X(s)$$

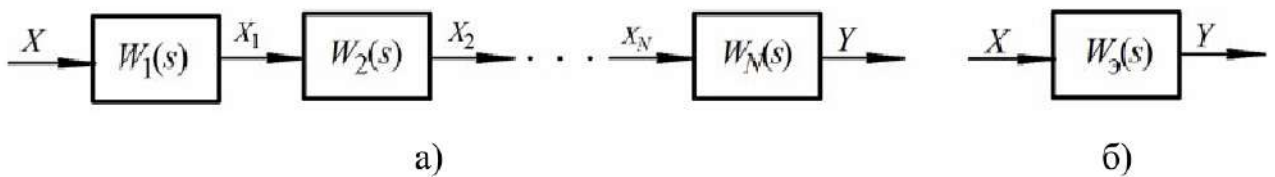


Рисунок 5.10 – Структурна схема послідовного з'єднання ланок: а) початкова; б) еквівалентна

Звідси можна отримати вираз для визначення еквівалентної передавальної функції з'єднання $W_e(s)$ по каналу $X(s) \rightarrow Y(s)$ (рис.5.10,б):

$$W_e(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = W_1(s) \cdot W_2(s) \cdot \dots \cdot W_N(s),$$

тобто передавальна функція послідовного з'єднання дорівнює добутку передавальних функцій елементів.

Паралельне з'єднання. При такому з'єднанні на вхід всіх ланок подається та сама величина, а вихідна величина дорівнює сумі вихідних величин окремих ланок (рис. 5.11).

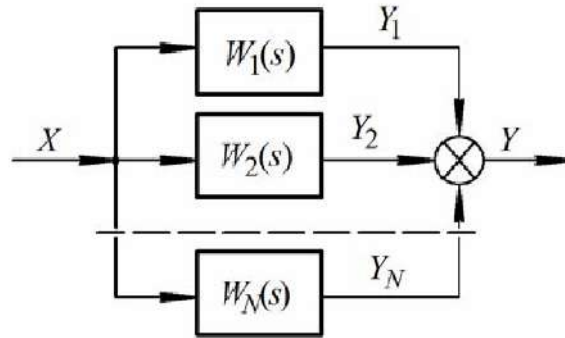


Рисунок 5.11 – Структурна схема паралельного з'єднання ланок

Запишемо рівняння ланок:

$$Y_1(s) = W_1(s)X(s), Y_2(s) = W_2(s)X(s), \dots, Y_N(s) = W_N(s)X(s)$$

Просумувавши ці рівняння, отримаємо:

$$\begin{aligned} Y(s) &= Y_1(s) + Y_2(s) + \dots + Y_N(s) = W_1(s)X(s) + W_2(s)X(s) + \dots + W_N(s)X(s) = \\ &= (W_1(s) + W_2(s) + \dots + W_N(s))X(s) \end{aligned}$$

$$W_e(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = W_1(s) + W_2(s) + \dots + W_N(s),$$

тобто передавальна функція паралельного з'єднання дорівнює сумі передавальних функцій елементів.

Зустрічно-паралельне з'єднання (охоплення ланки зворотним зв'язком). В цьому випадку структурна схема має вигляд, наведений на рис. 5.12, причому зворотний зв'язок може бути як позитивним (а), так і негативним (б).

Операторні рівняння для ланок мають вигляд:

$$Y(s) = W_1(s)(X(s) \pm X_1(s)),$$

$$X_1(s) = W_2(s)Y(s),$$

де знак "+" в першому рівнянні відповідає позитивному зворотному зв'язку, знак "-" – негативному.

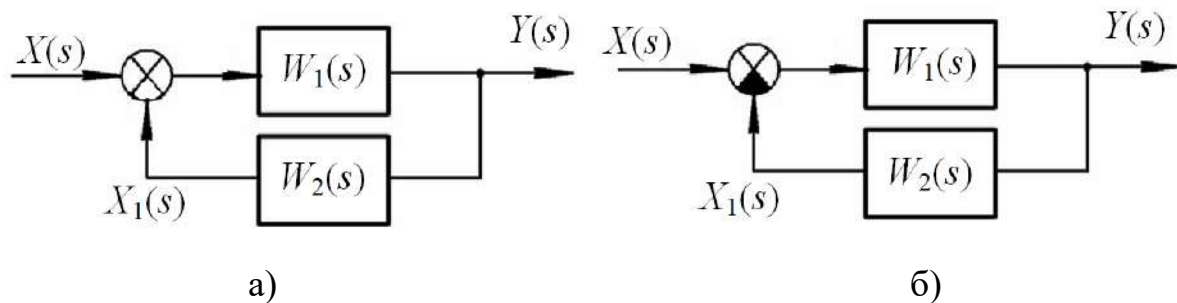


Рисунок 5.12 – Структурна схема зустрічно-паралельного з'єднання ланок:
а – з позитивним зворотним зв'язком; б – з негативним зворотним зв'язком

Підставляючи останній вираз в попередню рівність, одержимо:

$$\begin{aligned} Y(s) &= W_1(s)(X(s) \pm W_2(s)Y(s)), \\ Y(s) &= W_1(s)X(s) \pm W_1(s)W_2(s)Y(s) \\ Y(s) \mp W_1(s)W_2(s)Y(s) &= W_1(s)X(s), \\ (1 \mp W_1(s)W_2(s))Y(s) &= W_1(s)X(s), \end{aligned}$$

звідки

$$W_e(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{W_1(s)}{1 \mp W_1(s)W_2(s)},$$

причому для позитивного зв'язку треба брати знак "-", для негативного "+".

У ряді випадків вихідна структура САК може бути такою, що застосування описаних вище основних правил структурних перетворень виявляється недостатньо для її спрощення. Такими системами є багатоконтурні системи, що містять перехресні зв'язки. Для перетворення таких схем використовуються ряд додаткових правил, які ґрунтуються на принципі еквівалентності, згідно з яким всі вхідні та вихідні сигнали кожної ділянки схеми, що перетворюється, повинні залишатися незмінними. За потреби такі правила можна знайти в літературі (наприклад, [5]).

Тема 6. Стійкість систем автоматичного керування та методи її оцінювання

6.1. Загальні умови стійкості систем автоматичного регулювання

Стійкість систем автоматичного керування є однією з найважливіших умов її працездатності, тому що стійкість містить у собі вимогу загасання перехідних процесів у часі. Очевидно, що система з розбіжним процесом була б непрацездатною.

Стійкість автоматичної системи - це властивість системи повертатися у вихідний стан рівноваги після припинення дії, яка вивела систему з цього стану.

Усі реальні системи в техніці й у природі, як правило, є нелінійними. Завжди існує багато факторів, що відхиляють реальні характеристики від лінійних у більшій чи меншій степені. Багато систем можна вважати близькими до лінійних і з необхідної для практики точністю проектувати як лінійні. Для цього здійснюється лінеаризація характеристик і рівнянь усіх реальних ланок системи.

З математичної точки зору рівняння (4.1) – це неоднорідне диференціальне рівняння. Його загальний розв'язок представляється у вигляді суми двох доданків:

$$y(t) = y_{\text{св}}(t) + y_{\text{вим}}(t), \quad (6.1)$$

де $y_{\text{св}}(t)$ є загальним розв'язком однорідного рівняння

$y_{\text{вим}}(t)$ – частинний розв'язок неоднорідного рівняння (4.1).

З фізичної точки зору розв'язок $y_{\text{св}}(t)$ описує вільний рух системи, на яку не діють зовнішні сили (перехідний процес). Розв'язок $y_{\text{вим}}(t)$ відповідає вимушеному руху системи, що виникає внаслідок наявності зовнішнього впливу $f(t)$, він визначає усталений рух системи (усталений режим). Очевидно, що для стійкості системи необхідне загасання перехідного процесу з часом, тобто наступна властивість власного (вільного) руху системи (рис.6.1 а):

$$y_e(t) \rightarrow 0 \text{ при } t \rightarrow \infty. \quad (6.2)$$

При цьому вихідна величина системи буде прагнути до вимушеної складової, обумовленої зовнішнім впливом і правою частиною рівняння (4.1). Якщо вільна складова необмежено зростає, тобто якщо

$$y_e(t) \rightarrow \infty \text{ при } t \rightarrow \infty,$$

то система нестійка (рис. 6.1 б). На межі стійкості в системі виникає перехідний процес з постійною амплітудою (рис. 6.1 в)

Як наслідок, властивості системи в перехідному режимі визначаються властивостями розв'язків однорідного диференціального рівняння (6.1). Відповідне йому операторне рівняння

$$(a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0) Y(s) = 0$$

зводиться до алгебраїчного рівняння, яке називають характеристичним:

$$a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = 0. \quad (6.3)$$

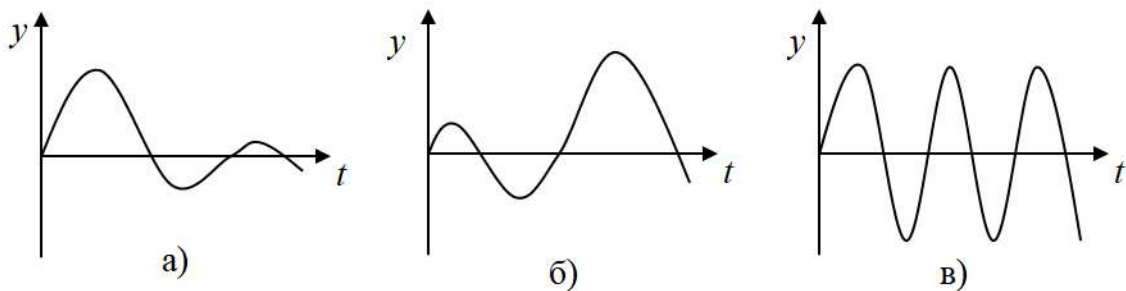


Рисунок 6.1 – Перехідний процес в САК:

а – стійка система; б – нестійка; в – на межі стійкості

Можна показати, що **достатня умова стійкості** полягає в тому, що в стійкій системі керування дійсні корені характеристичного рівняння та дійсні частини комплексних спряжених коренів мають бути від'ємними (рис.6.2, точки s_1, s_4, s_5).

Якщо ж хоча б один дійсний корінь характеристичного рівняння буде додатнім чи якщо хоча б одна пара комплексних коренів буде мати додатну

дійсну частину, то перехідний процес буде розбіжним (рис. 6.2, точки s_3, s_8, s_9).

Якщо в характеристичному рівнянні системи є хоча б один нульовий корінь $s_i=0$ чи хоча б одна пара чисто уявних коренів $s_k=\pm j\beta$, а всі інші корені мають від'ємні дійсні частини, то система знаходиться на межі стійкості. Якщо маємо хоча б один нульовий корінь, говоритимемо про **аперіодичну** межу стійкості або нейтральну систему (рис. 6.2, точка s_2). В такій системі може установити будь-яке значення керованої величини.

Якщо є хоча б одна пара чисто уявних коренів (з нульовою дійсною частиною), то в такій системі виникають незатухаючі коливання з сталою амплітудою (рис. 6.2, точки s_6, s_7). В такому випадку межу стійкості називатимемо **коливальною**.

Умова стійкості лінійної системи виражається у тім, що всі корені характеристичного рівняння повинні розташовуватися в лівій півплощині комплексної змінної s (всі корені повинні бути "лівими"). Уявна вісь площини коренів виступає межею стійкості.

Можна показати, що **необхідною** (але не достатньою!) **умовою стійкості САК** є однаковий знак всіх коефіцієнтів характеристичного полінома (рівняння). Якщо коефіцієнти мають різні знаки (є і додатні, і від'ємні), система однозначно є нестійкою.

6.2. Критерії стійкості: алгебраїчні, частотні та логарифмічні частотні

Стійкість системи залежить тільки від вигляду коренів характеристичного рівняння і не залежить від характеру зовнішніх впливів на систему. Стійкість є внутрішня властивість системи.

Для висновку про стійкість лінійної системи досить визначити лише знаки дійсних частин коренів характеристичного рівняння. Однак задача знаходження коренів алгебраїчних рівнянь, особливо високих степенів, може бути складною. Через це було розроблено ряд правил, за допомогою яких можна судити про знаки коренів, не розв'язуючи характеристичне рівняння і не знаходячи числові значення самих коренів. Ці правила називаються **критеріями стійкості**.

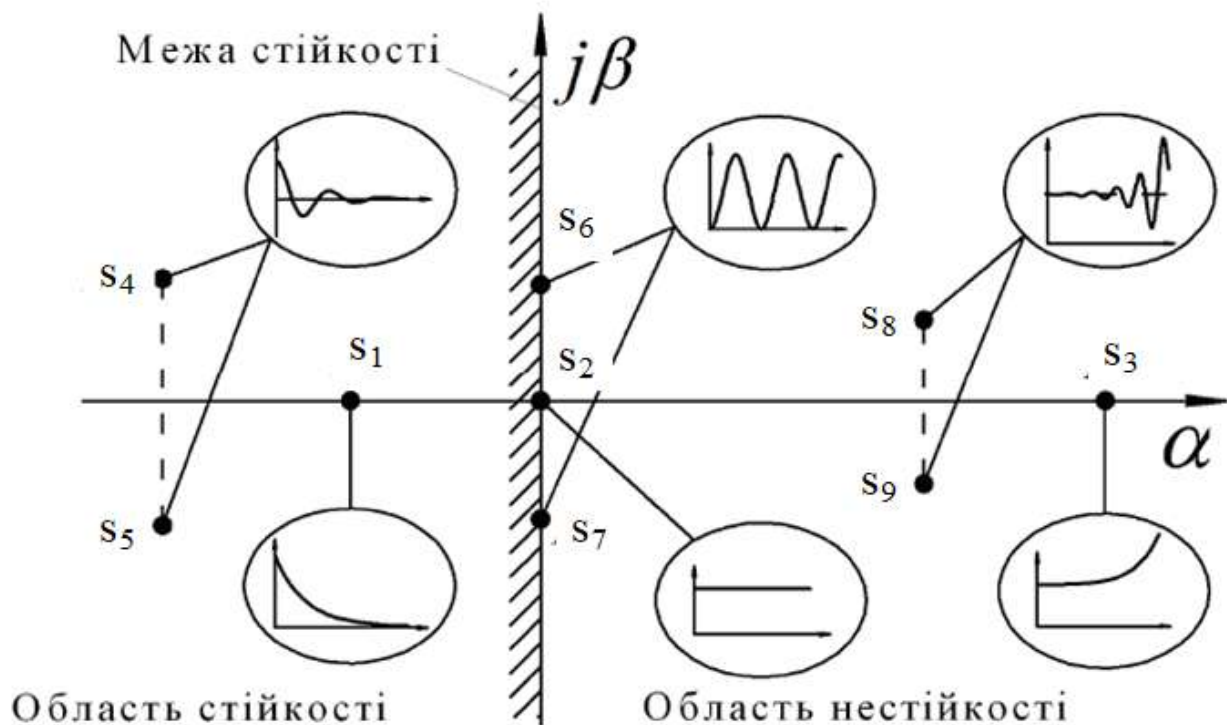


Рисунок 6.2 – Перехідні процеси при різних знаках коренів
характеристичного рівняння

Критерії стійкості можуть бути **алгебраїчними** і **частотними**. **Алгебраїчні критерії** встановлюють необхідні й достатні умови від'ємності коренів у формі обмежень, що накладаються на певні комбінації коефіцієнтів характеристичного рівняння. **Частотні критерії** визначають зв'язок між стійкістю системи і формою частотних характеристик системи.

6.2.1. Алгебраїчні критерії стійкості. Критерій Рауса

Алгебраїчні критерії дозволяють робити висновок про стійкість системи за коефіцієнтами характеристичного рівняння (6.3).

Цей критерій стійкості був запропонований у 1877 р. англійським математиком Е. Раусом у вигляді деякого правила (алгоритму), який можна пояснити на прикладі складання таблиці.

У першому рядку таблиці записують у порядку зменшення індексів коефіцієнти характеристичного рівняння починаючи від старшого через один: $a_n, a_{n-2}, a_{n-4}, \dots$; у другому рядку – починаючи від другого через один:

$a_{n-1}, a_{n-3}, a_{n-5}, \dots$. Будь-який інший коефіцієнт наступних рядків таблиці визначають за формулою:

$$c_{k,i} = c_{k+1,i-2} - r_i c_{k+1,i-1};$$

де $r_i = \frac{c_{1,i-2}}{c_{1,i-1}};$

k – індекс, що означає номер стовпця таблиці;

i – індекс, що означає номер рядка таблиці.

Таблиця 1. Обчислення таблиці Рауса

№ з/п	k	Коефіцієнти характеристичного рівняння			
		1	2	3	
i					
1	—	$c_{11}=a_n$	$c_{21}=a_{n-2}$	$c_{31}=a_{n-4}$	
2	—	$c_{12}=a_{n-1}$	$c_{22}=a_{n-3}$	$c_{32}=a_{n-5}$	
3	$r_3 = \frac{c_{11}}{c_{12}}$	$c_{13} = c_{21} - r_3 c_{22}$	$c_{23} = c_{31} - r_3 c_{32}$	$c_{33} = c_{41} - r_3 c_{42}$	
4	$r_4 = \frac{c_{12}}{c_{13}}$	$c_{14} = c_{22} - r_4 c_{23}$	$c_{24} = c_{32} - r_4 c_{33}$	$c_{34} = c_{42} - r_4 c_{43}$	
5	$r_5 = \frac{c_{13}}{c_{14}}$	$c_{15} = c_{23} - r_5 c_{24}$	$c_{25} = c_{33} - r_5 c_{34}$	$c_{35} = c_{43} - r_5 c_{44}$	
					
$n+1$	$r_{n+1} = \frac{c_{1,n-1}}{c_{1n}}$	$c_{1,n+1} = c_{2,n-1} - r_{n+1} c_{2n}$	0	0	0

Число рядків таблиці Рауса дорівнює степеню характеристичного рівняння плюс один $n+1$.

Умова стійкості Рауса формулюється так: для того, щоб система автоматичного керування була стійкою, необхідно і достатньо, щоб коефіцієнти першого стовпця таблиці Рауса мали однакові знаки, тобто при $a_n > 0$ були додатними: $a_n > 0$; $a_{n-1} > 0$; $a_{31} > 0$; $a_{41} > 0$; $a_{51} > 0$ і т. д.

Якщо не всі коефіцієнти першого стовпця додатні, то система нестійка, а число правих коренів (індекс нестійкості) характеристичного рівняння дорівнює числу змін знаку в першому стовпці таблиці.

Критерій Рауса зручний, коли задані значення коефіцієнтів характеристичного рівняння. Тоді дослідження стійкості можна виконати досить швидко навіть при характеристичних рівняннях високого порядку. Алгоритм для складання таблиці Рауса є зручним для програмування ЕОМ, тому критерій Рауса знайшов широке застосування при дослідженні впливу на стійкість коефіцієнтів характеристичного рівняння або окремих параметрів системи, які не дуже складним чином входять до цих коефіцієнтів.

Існують і інші алгебраїчні критерії (критерій Гурвіца, критерій Ляпунова-Шипара), результати яких також базуються на діях над коефіцієнтами характеристичного полінома. У будь-якому разі перевірку слід починати з необхідної умови стійкості (однаковий знак всіх коефіцієнтів характеристичного полінома).

6.2.2. Частотні критерії стійкості. Критерій стійкості Михайлова

З метою обґрунтування критерію, який був сформульований у 1936 році, розглянемо характеристичний поліном замкненої системи n – го порядку:

$$A(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0.$$

Підставимо в цей поліном $s=j\omega$.

$$A(j\omega) = a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + a_1 j\omega + a_0.$$

Виділимо в ньому дійсну та уявну частини:

$$A(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega) = |A(\omega)| e^{j\varphi(\omega)},$$

де дійсна частина $U(\omega) = a_0 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - a_6\omega^6 \dots$,

уявна частина $V(\omega) = a_1\omega - a_3\omega^3 + a_5\omega^5 - a_7\omega^7 \dots$,

$$|A(\omega)| = \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)},$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{V(\omega)}{U(\omega)}.$$

Змінюючи параметр ω від 0 до ∞ , побудуємо у комплексній площині множину векторів $A(j\omega)$ і, поєднавши між собою їх кінці, отримаємо так званий **годограф Михайлова** (рис. 6.3).

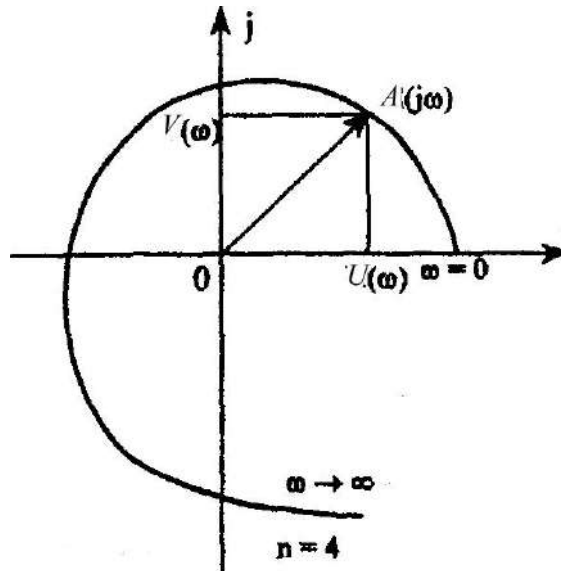


Рисунок 6.3 – Годограф Михайлова

В основі цього методу дослідження стійкості лежить **теорема**: характеристичне рівняння не буде мати коренів у правій півплощині комплексної площини, якщо повний приріст аргументу ψ характеристичного поліному $A(j\omega)$ при зміні ω від 0 до ∞ , буде дорівнювати $n \cdot \pi/2$, де n – степінь характеристичного полінома.

Тоді критерій стійкості формулюється наступним чином:

Критерій стійкості Михайлова: Для стійкості системи автоматичного керування необхідно і достатньо, щоб вектор комплексного поліному $A(j\omega)$, кінець якого при зміні ω від 0 до ∞ описує криву (годограф) Михайлова, мав кут повороту $n \cdot \pi/2$.

Більш поширене інше формулювання **критерію Михайлова**: Для стійкості системи автоматичного керування необхідно і достатньо, щоби при зміні ω від 0 до ∞ годограф Михайлова пройшов послідовно у додатному напрямку (проти годинникової стрілки) n квадрантів.

На рис. 6.4 зображені криві Михайлова для різних за стійкістю систем керування 3-го порядку. У відповідності до критерію стійкості Михайлова годограф 1 відповідає стійкій системі, 2 – нестійкій, а 3 та 4 – системам, які знаходяться на межі стійкості. Значення ω , при якому годограф 3 проходить через початок координат, відповідає частоті незатухаючих коливань, а характеристичне рівняння у даному випадку має принаймні одну пару чисто уявних коренів з нульовою дійсною частиною. У випадку, коли годограф починається з початку координат (годограф 4), характеристичне рівняння має один нульовий корінь (у характеристичному рівнянні відсутній вільний член).

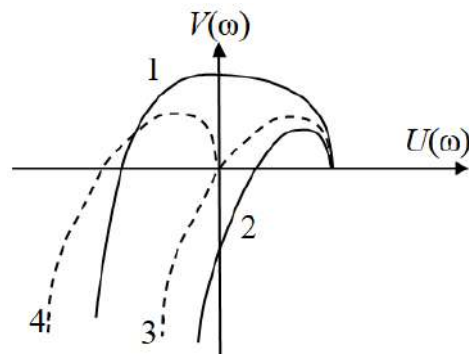


Рисунок 6.4 – Вигляд годографа Михайлова для систем 3-го порядку

Рисунок 6.5. схематично показує вигляд годографів Михайлова для стійких систем різного порядку.

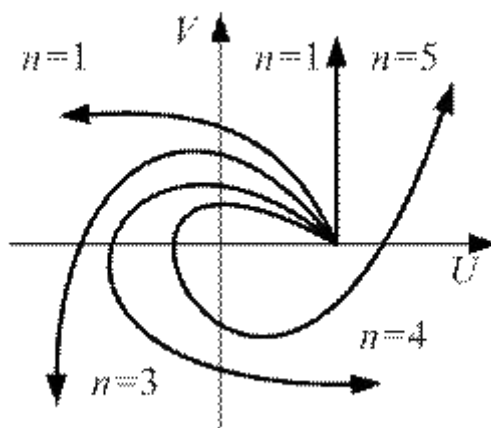


Рисунок 6.5 – Вигляд годографа Михайлова для стійких систем

Ще одне формулювання критерію Михайлова: Система n -го порядку стійка, якщо дійсна $U(\omega)$ і уявна $V(\omega)$ функції при зміні частоти від нуля до плюс нескінченності по чергово обертаються на нуль n разів, починаючи з уявної функції (рис. 6.6).

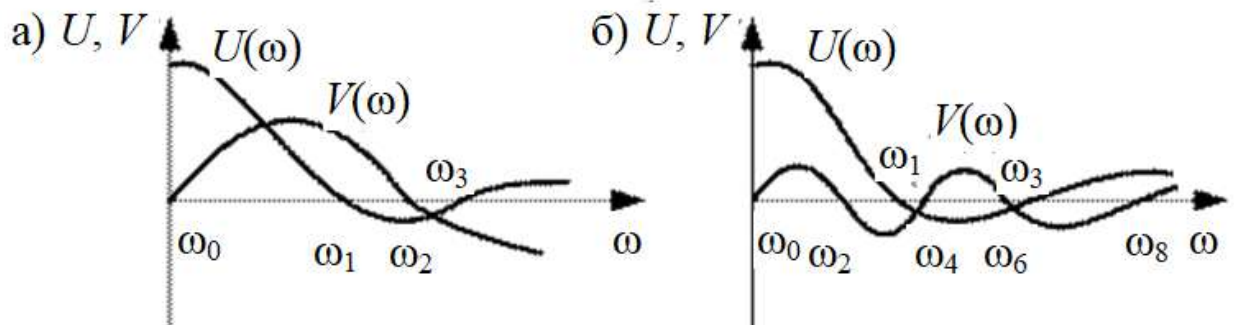


Рисунок 6.6 – Схематичне зображення дійсної і уявної частин годографа Михайлова: а – стійка система, б – нестійка система

Тема 7. Якість систем автоматичного керування у перехідному та усталеному режимах

7.1. Показники якості систем автоматичного керування

Дослідження системи автоматичного управління на стійкість дозволяє визначити можливість або неможливість її функціонування. Однак дані дослідження не дозволяють оцінити ефективність використання цієї системи, навіть якщо вона виявилася стійкою. В стійкій системі перехідний процес затухає. Однак, для практики зовсім не байдужим є характер затухання цього процесу. Так, якщо перехідний процес затухає повільно, і система довго входить у новий сталий режим, то вона характеризується недостатньою швидкістю, і відповідно, її застосування буде обмеженим. Тому стійкість являється необхідною, але не достатньою умовою працездатності автоматичних систем. Достатньою умовою є якість процесів регулювання, яка оцінюється якістю перехідних процесів та помилками в сталих режимах роботи. Для оцінки ефективності функціонування САК використовують показники якості систем керування.

Термін «якість системи», «якість управління» ми використовуватимемо у більш вузькому змісті, розглядаючи тільки статистичні й динамічні властивості системи, що визначають її ефективність. Ці властивості визначають точність підтримки керованої величини на заданому рівні в сталих і перехідних режимах. Кількісне вираження цих властивостей дають **показники якості управління.**

Якість процесу керування – це комплекс вимог, що визначають поведінку системи керування в перехідному і усталеному режимах при відпрацюванні заданих керуючих дій.

Показники якості - необхідні динамічні характеристики системи.

Основна **задача оцінки якості** полягає у встановленні залежностей, які пов'язують структуру і параметри САК з числовими оцінками (показниками якості), введеними для характеристики перехідних і усталених процесів.

Якість системи оцінюють тільки для стійких систем. Точність в динамічному режимі визначається величиною і тривалістю відхилення керованої величини від заданого значення, в статичному режимі – тільки величиною відхилення.

Таким чином, якість САК повинна вказувати на те як успішно справляється система зі збурюючими діями і наскільки точно вона відтворює вхідні керуючі сигнали. Поняття про якість складається з окремих показників, які є характеристиками реакції систем на типові збурення.

Стійка система має задовольняти ряду вимог:

- за швидкістю;
- за точністю;
- за запасом стійкості тощо.

Ці вимоги об'єднуються в поняття якості САК.

Перехідний режим САК визначається перехідною складовою $y_{пер}(t)$: $y(t) = y_{пер}(t) + y_{\epsilon}$ і виникає при великій похибці при включенні системи або при подачі на її вхід ступінчатої задаючої дії. По закінченні перехідного процесу (при $t \rightarrow \infty$)

$$y_{пер}(t) = 0, \text{ тобто } y(t) = y_{\epsilon}$$

Чим швидше закінчується перехідний процес і чим менше в будь-який момент часу відхилення вихідної величини від задаючої дії (потрібного значення), тим вища якість САК.

Показниками якості САК є

а) для перехідного режиму:

- час регулювання (t_p)
- час усталення (t_y)
- перерегулювання (σ);
- число коливань (N);

б) для усталеного режиму:

- усталена похибка системи $Q_{уст}(t)$.

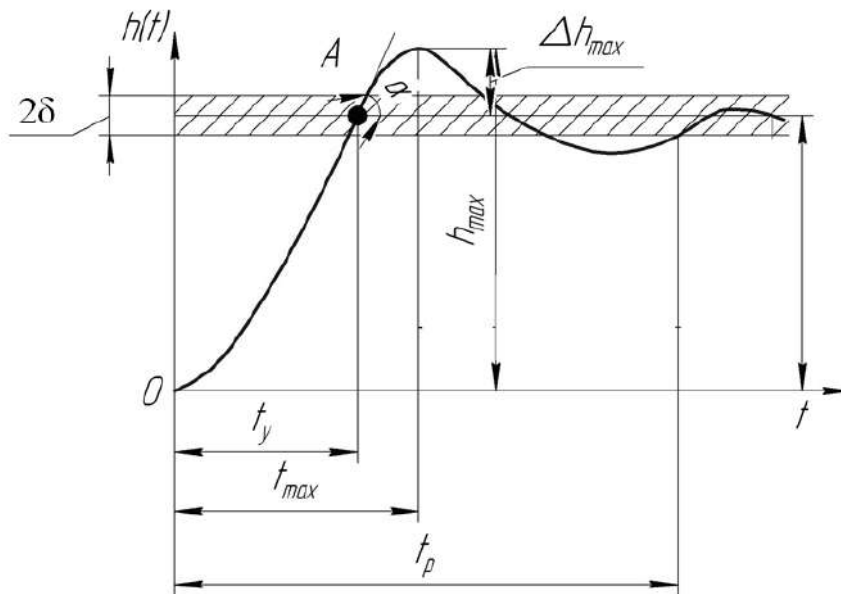


Рисунок 7.1 – Визначення показників якості з перехідної характеристики

1. **Час регулювання t_p** визначається тривалістю перехідного процесу.

Тривалість перехідного процесу (час регулювання) t_n – інтервал часу від моменту подання ступінчатого впливу до моменту, після якого відхилення керованої величини $y(t)$ від її нового сталого значення $y(\infty)$ стають менше деякого заданого числа δ , тобто до моменту, після якого виконується умова $|y(t) - y(\infty)| < \delta$.

Теоретично перехідний процес триває нескінченно довго, однак практично вважають, що він закінчується, як тільки відхилення регульованої величини від нового її сталого значення не будуть перевищувати припустимих меж. У промисловій автоматичі величину δ звичайно приймають рівною 5% від сталого значення $y(\infty)$: $\delta = 0,05y(\infty)$. Для систем підвищеної точності беруть рівень 2%.

Часом регулювання характеризують швидкодію системи. Однак, інколи швидкодію характеризують також часом t_y досягнення перехідною функцією перший раз нового сталого значення або часом t_{max} досягнення максимального значення h_{max} .

2. **Час устанавлення (наростання) t_y** – час від моменту прикладення дії до моменту, коли керована величина вперше досягає усталеного значення $h_{уст}$

3. **Перерегулювання σ** - величина, рівна відношенню першого максимального відхилення y_m керованої величини $y(t)$ від її сталого значення $y(\infty)$ до цього сталого значення $y(\infty)$:

$$\sigma = \frac{y_{\max} - y(\infty)}{y(\infty)} \cdot 100\%.$$

Якість управління вважається задовільною, якщо перерегулювання не перевищує 30...40%.

4. **Число коливань N (коливальність)** – число переходів керованої величини $y(t)$ через її стале значення $y(\infty)$ за час перехідного процесу t_n .

Зменшення перерахованих показників якості означає підвищення якості системи. Умови їх зменшення суперечливі. Наприклад, збільшенням коефіцієнта підсилення системи k_p або сталої часу T можна зменшити t_y , але при цьому зростають $\sigma\%$, N , тобто зростає t_p . Тому задача досягнення потрібних показників якості є компромісною, і зазвичай досягають наступних їх значень:

$$t_p = (3 \dots 5) T_{\max}$$

$$t_y = (1 \dots 2) T_{\max}$$

$$\sigma = 30 \dots 40\%$$

$$N = 2 \dots 3$$

де $T_{\max}$ - максимальна стала часу САК.

7.2. Розрахунок показників якості процесу регулювання

Якість системи в перехідних режимах оцінюють за допомогою прямих і непрямих оцінок показників якості.

Прямі показники якості визначають за графіком перехідного процесу, що виникає в системі при східчастому зовнішньому впливі.

Непрямі показники якості визначають по частотних характеристиках системи або по розподілу коренів характеристичного рівняння. Вони є менш точними за прямі.

До особливої категорії показників якості відносять **інтегральні оцінки**, які обчислюють або безпосередньо з перехідної функції системи, або за коефіцієнтами передатної функції системи.

7.2.1. Кореневі показники якості

Для непрямої оцінки якості управління використовують кореневі показники якості, які обумовлені розташуванням коренів $s_1, s_2, \dots, s_n$ характеристичного рівняння замкнутої системи

$$a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = 0$$

на комплексній площині.

Найбільш загальний кореневий показник якості – **середнє геометричне значення модулів коренів (середньгеометричний корінь)**:

$$\alpha_0 = \sqrt[n]{|s_1 s_2 \dots s_n|} = \sqrt[n]{a_0 / a_n}$$

Середньгеометричний корінь α_0 визначає на дійсній осі комплексної площини $\alpha - j\beta$ точку, що є геометричним центром всіх коренів характеристичного рівняння (рис.7.2). Величина α_0 має розмірність с^{-1} і є узагальненою мірою швидкодії системи: чим менше α_0 , тим ближче корінь до уявної осі й тим більша тривалість перехідного процесу.

Коефіцієнт a_n залежить від передатного коефіцієнта k розімкнутого контуру: для статичних систем $a_n = 1 + k$, для астатичних $a_n = k$. Звідси можна зробити висновок: чим більший коефіцієнт k , тим краща швидкодія системи (за інших рівних умов – однакової конфігурації коренів).

Корені, розташовані найближче до уявної осі, називаються **домінуючими**, вони найбільше впливають на характер перехідного процесу й дають найбільш тривалі складові перехідного процесу.

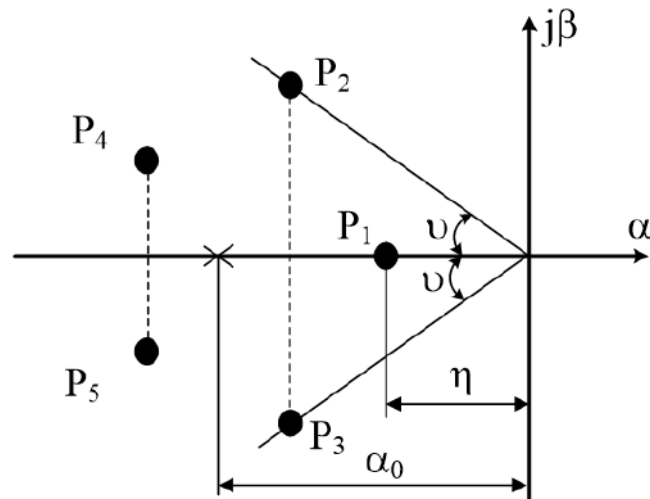


Рисунок 7.2 – Кореневі методи оцінки якості

Відстань від уявної осі до найближчого до неї кореня називається **ступенем стійкості η** .

Якщо найближчий корінь дійсний (точка P_1), то домінуючою складовою перехідного процесу буде експонента з показником $s_k = -\eta$:

$$h_k = C_k e^{-\eta t}$$

Якщо найближчими коренями до уявної осі буде пара комплексно спряжених корінь, то домінуюча складова перехідного процесу - коливальна, що загасає по експоненті.

В обох випадках тривалість перехідного процесу при припустимій похибці регулювання $\delta_n = 5\%$ визначається за наближеною формулою:

$$t_p = \frac{1}{|\alpha_{\min}|} \ln \frac{1}{\delta} \approx \frac{3}{\eta},$$

а при $\delta = 2\%$

$$t_p \approx \frac{4}{\eta}$$

При виборі настроєних параметрів регулятора завжди прагнуть компенсувати домінуючі (найменші) корені, яким відповідають найбільші постійні часу об'єкта, і тим самим поліпшити швидкодію системи.

Коливальні властивості САУ визначає k -та пара комплексних корінь $s_k = \alpha_k \pm j\beta_k$ для якої найбільше відношення

$$\mu_k = \operatorname{tg} \nu = \frac{|\beta_k|}{|\alpha_k|},$$

або найбільший кут ν між двома симетричними променями. У цьому випадку такою парою, що визначає домінуючу коливальну складовій перехідного процесу, є комплексні корені P_2 і P_3 .

Відношення μ_d уявної частини β до дійсної частини α домінуючої пари комплексних коренів називають **ступенем коливальності**.

Перерегулювання можна оцінити за формулою:

$$\sigma \approx e^{-\frac{\pi}{\mu}}$$

У практичних розрахунках найчастіше використовують **кореневий показник коливальності**:

$$m_d = \frac{|\alpha_k|}{\beta_k} = \frac{1}{\mu_d}$$

який також визначається через домінуючу пару комплексних корінь. При виборі налаштувань регулятора прагнуть отримати $m_d = 0,2 \div 0,5$.

Визначення показників η і μ по рівнянню з відомими коефіцієнтами є в загальному випадку такою ж трудомісткою задачею, як і відшукування самих коренів. Легше вирішується зворотна задача – визначення коефіцієнтів рівняння й параметрів системи, при яких всіх корені лежать в області із заданим ступенем стійкості або заданим ступенем коливальності.

Кореневими методами вирішують такі задачі:

- 1) за заданими параметрами системи, які входять в характеристичне рівняння, визначити показники якості (задача аналізу);
- 2) за заданими показниками якості знайти допустимі або бажані значення параметрів системи (задача синтезу).

Друга задача може бути розв'язана методом кореневого годографа (якщо неважко визначити корені характеристичного рівняння), методом зміщеного рівняння або методом D-розбиття.

7.2.2. Частотні методи оцінки якості

Частотні показники визначають за частотними характеристиками – АЧХ та її дійсною частиною (ДЧХ). Розглянемо методи оцінки якості за ДЧХ $P(\omega)$.

Основні властивості дійсних частотних характеристик і відповідних їм перехідних процесів.

1. Властивість лінійності: якщо дійсну частотну характеристику можна представити сумою

$$P(\omega) = \sum_{i=1}^n P_i(\omega),$$

то й перехідний процес $h(t)$ може бути представлений сумою складових

$$h(t) = \sum_{i=1}^n h_i(t), \quad h_i(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{P_i(\omega)}{\omega} \sin \omega t d\omega.$$

2. Відповідність масштабів по осі ординат для $P(\omega)$ й $h(t)$. Якщо помножити $P(\omega)$ на постійний множник a , то відповідні значення $h(t)$ теж множаться на цей множник a .

3. Початкове значення ДЧХ дорівнює кінцевому значенню перехідної характеристики

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} P(\omega) = \lim_{t \rightarrow \infty} h(t) = P(0).$$

Початкове значення уявної частотної характеристики $Q(\omega) = 0$.

4. Кінцеве значення ДЧХ дорівнює початковому значенню оригіналу перехідної характеристики

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} P(\omega) = \lim_{t \rightarrow 0} h(t).$$

Якщо при $\omega=\omega_1$ ДЧХ має розрив неперервності $P(\omega)=\infty$, то при цьому характеристичне рівняння системи має уявний корінь $s=\pm j\omega$, тобто в системі встановлюються незгасаючі гармонічні коливання, якщо інші корені – ліві.

Високий і гострий пік частотної характеристики, за яким $P(\omega)$ переходить через нуль, при частоті ω_1 , відповідає повільно загасаючим коливанням (рис.7.3 б).

Щоб перехідна характеристика системи мала перерегулювання, яке не перевищує 18% ($\sigma \leq 18\%$), ДЧХ повинна бути позитивною не зростаючою функцією частоти (рис. 7.3 г), тобто $P(\omega) > 0, dP/d\omega < 0$.

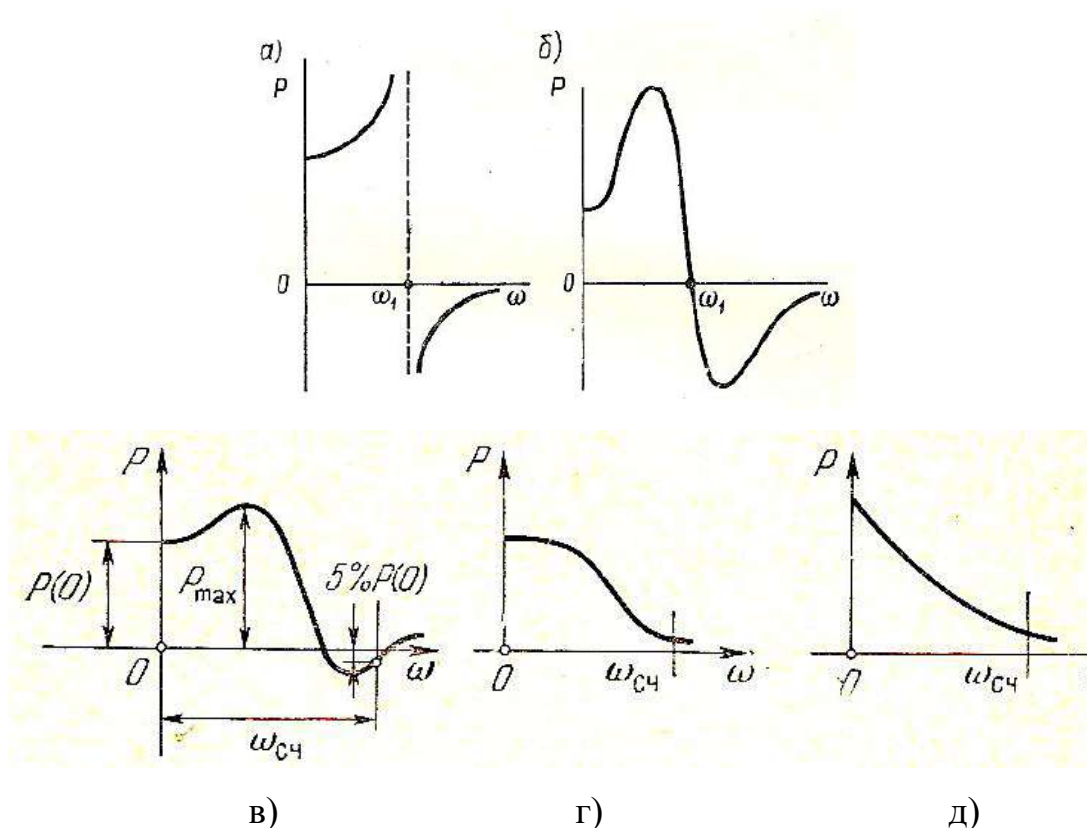


Рисунок 7.3 – Частотні оцінки показників якості

Умови монотонного протікання перехідного процесу. Щоб перехідний процес мав монотонний характер, досить, щоб відповідна йому ДЧХ $P(\omega)$ була позитивною, неперервною функцією частоти з негативною, спадною за абсолютною величиною похідною (рис. 7.3 д), тобто $P(\omega) > 0, dP/d\omega < 0$ (ВЧХ має ввігнутий вигляд).

Визначення найбільшого значення перерегулювання $\sigma_{\max}$ перехідного процесу за максимумом дійсної частотної характеристики $P(\omega)$ (рис.7.3 в)

$$\sigma_{\max} = \frac{1,18P_{\max} - P(0)}{P(0)},$$

де $P_{\max}$ - максимальне значення $P(\omega)$;

$P(0)$ - початкове значення $P(\omega)$.

Тривалість перехідного процесу оцінюється приблизно по величині інтервалу істотних частот $\omega_{сч}$ (частоті позитивності ω_n)

$$\frac{\pi}{\omega_{сч}} < t_p < \frac{4\pi}{\omega_{сч}} - \text{для ДЧХ без вираженого максимуму}$$

$$\frac{3\pi}{\omega_{сч}} < t_p < \frac{8\pi}{\omega_{сч}} - \text{для ДЧХ, що має максимум } P_{\max}.$$

7.3. Інтегральні показники якості роботи САР

Кожний з розглянутих вище прямих показників якості характеризує лише *одну* яку-небудь властивість САУ, лише *одну* ознаку перехідного процесу. Причому, всі показники пов'язані з настроюваними параметрами регулятора складними залежностями, що мають, як правило, суперечливий характер: зміна параметра приводить до *поліпшення* одних показників якості й *погіршення* інших. Ця обставина істотно утрудняє вибір параметрів регулятора. Тому в інженерній практиці широко використовуються *інтегральні показники або оцінки якості*.

Інтегральна оцінка якості – певний інтеграл за часом (у межах від 0 до ∞) від деякої функції керованої величини $y(t)$, або сигналу помилки $\varepsilon(t)$:

$$I = \int_0^{\infty} f_0[y(t), t] dt. \quad (7.1)$$

Підінтегральна функція f_0 вибирається таким чином, щоб інтеграл (7.1) краще характеризував якість системи і простіше виражався через коефіцієнти передатної функції замкнутої системи. Щоб інтеграл був збіжним, у функцію

f_0 уводять не абсолютні значення $y(t)$ або $\varepsilon(t)$, а їхні відхилення від кінцевих сталих значень.

Найпростішою інтегральною оцінкою є *лінійна інтегральна оцінка*

$$I_{\text{л}} = \int_0^{\infty} [y(\infty) - y(t)] dt, \quad (7.2)$$

яка дорівнює площі, що міститься між прямою $y(\infty)$ і кривою перехідного процесу $y(t)$ (рис.7.4).

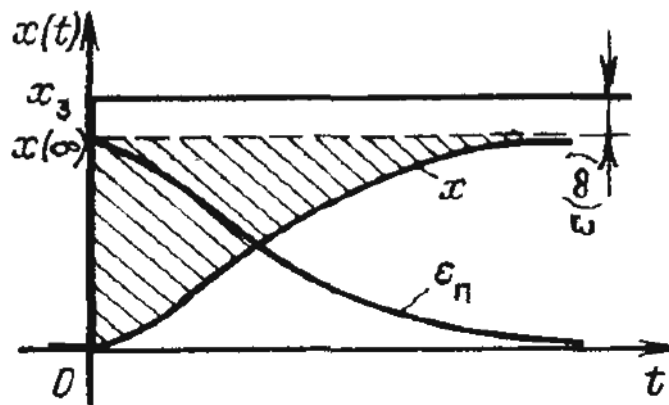


Рисунок 7.4 – Лінійна інтегральна оцінка

Інтегральна оцінка (7.2) враховує як величину динамічних відхилень, так і тривалість їх існування. Тому чим менша оцінка, тим краща якість процесу управління.

Різниця під знаком інтеграла $y_{\text{уст}} - y(t)$ дорівнює динамічній або перехідній складовій сигналу помилки:

$$y_{\text{уст}} - y(t) = x - \varepsilon(\infty) - y(t) = \varepsilon(t) - \varepsilon(\infty) = \varepsilon_n(t).$$

Тому лінійна інтегральна оцінка може бути визначена:

$$I_{\text{л}} = \int_0^{\infty} [\varepsilon(t) - \varepsilon(\infty)] dt = \int_0^{\infty} \varepsilon_n(t) dt,$$

Цей інтеграл відповідає площі під кривою перехідної складової сигналу помилки $\varepsilon_n(t)$, викликаній зміною впливу, що задає, або впливу, що збурює.

Площа під кривою $\varepsilon_n(t)$ буде тим менше, ніж швидше закінчується перехідний процес і чим менше відхилення сигналу $y(t)$ від $x(t)$. Тому

настроєчні параметри регулятора необхідно вибирати таким чином, щоб оцінка I_{η} була мінімальною.

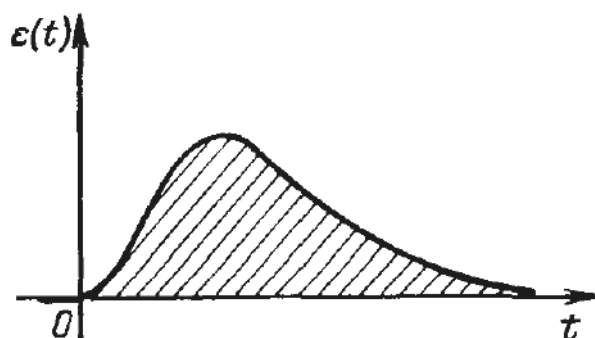


Рисунок 7.5 – Зв'язок лінійної інтегральної оцінки з похибкою

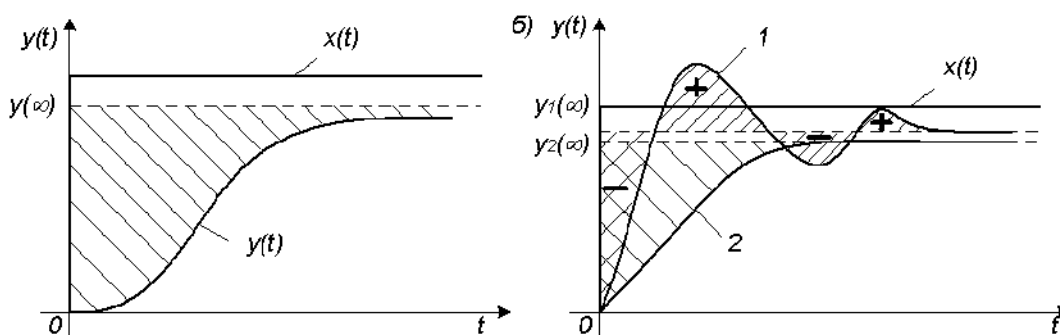


Рисунок 7.6 – Використання лінійної інтегральної оцінки до різних типів процесів

Недоліком лінійної інтегральної оцінки є те, що її можна застосовувати лише для свідомо неколивальних, аперіодичних перехідних процесів. Інтеграл (7.2), обчислений для знакозмінної кривої 1 (рис.7.6 б), буде істотно меншим за інтеграл, обчислений для аперіодичної кривої 2 (хоча якість перехідного процесу 2 явно краща).

У зв'язку із цим для коливальних перехідних процесів застосовують такі інтегральні оцінки, знакозмінність підінтегральної функції яких тим або іншим способом усунута. Такою оцінкою є, наприклад, **модульна інтегральна оцінка**

$$I_M = \int_0^{\infty} |y(\infty) - y(t)| dt \text{ або } I_M = \int_0^{\infty} |\varepsilon_{II}(t)| dt \quad (7.3)$$

$$I'_M = \int_0^{\infty} t |y(\infty) - y(t)| dt \text{ або } I'_M = \int_0^{\infty} t |\varepsilon_{II}(t)| dt \quad (7.4)$$

Оцінка (7.4) надає більшу вагу тим значенням сигналу помилки, які мають місце наприкінці перехідного процесу.

Оцінки I_M і I'_M можна використовувати тільки при дослідженні систем на моделях, тому що їхнє обчислення через коефіцієнти передатної функції (без знаходження $\varepsilon_n(t)$) неможливе.

При аналізі й синтезі систем регулювання з коливальними властивостями найбільш широко використовується **квадратична інтегральна оцінка** (рис.7.7)

$$I_{KB} = \int_0^{\infty} \varepsilon_{II}^2(t) dt,$$

яка дорівнює площі під кривою $\varepsilon_{II}^2(t)$.

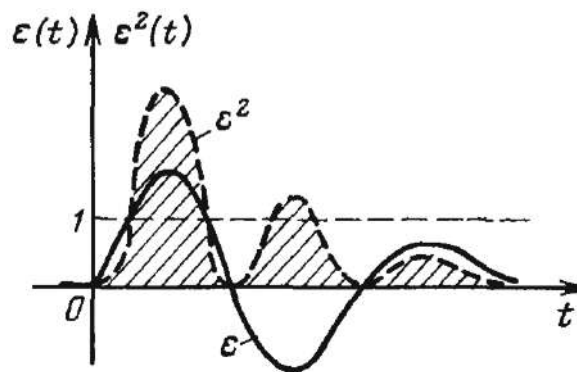


Рисунок 7.7 – Квадратична інтегральна оцінка

Квадратична оцінка, як і лінійна враховує величину і тривалість відхилень. Однак через зведення сигналу $\varepsilon_n(t)$ у квадрат перші (більші) відхилення здобувають у кінцевому значенні інтеграла істотно більшу вагу, ніж наступні (малі) відхилення. Тому мінімальні значення оцінки I_{KB} завжди відповідають коливальним процесам з малим загасанням. Для усунення цього недоліку застосовують **поліпшену квадратичну оцінку**:

$$I'_{KB} = \int_0^{\infty} [\varepsilon_{\Pi}^2(t) + T_B^2 \varepsilon_{\Pi}^2(t)] dt,$$

яка, крім самих відхилень, ураховує з ваговим коефіцієнтом T_B^2 похідну відхилень. Як правило, T_B^2 вибирають рівним бажаного часу наростання t_n або в межах $\frac{t_n}{6} \leq T_B \leq \frac{t_n}{3}$.

де t_n – бажаний час перехідного процесу.

Слід зазначити, що абсолютне значення будь-якої інтегральної оцінки саме по собі не представляє інтересу. Воно служить лише для зіставлення різних варіантів настроювання однієї й тієї ж системи. Всі розглянуті інтегральні показники використовують для визначення оптимальних значень настроєчних параметрів системи управління. Оптимальним вважають такі значення, які відповідають мінімуму інтегрального показника $I \rightarrow \min$.

7.4. Методи побудови перехідного процесу

Для визначення чисельних значень показників перехідного процесу необхідно мати його криву, яку можна отримати трьома різними способами: експериментально, за допомогою моделювання та розрахунковим шляхом. Розглянемо розрахункові методи визначення і побудови перехідних процесів. До них відносяться методи, що ґрунтуються на розв'язку диференціальних рівнянь, та частотний метод.

Визначення перехідної функції шляхом розв'язку диференціального рівняння системи

Відомі методи розв'язку диференціальних рівнянь поділяють на точні та наближені. До точних відносяться класичний та операційний методи. Різноманітні чисельні та графічні методи розв'язку диференціальних рівнянь являються наближеними.

При розв'язку диференціальних рівнянь класичним способом виникають труднощі, які пов'язані з розв'язанням характеристичного рівняння для визначення його коренів та з розв'язанням системи

алгебраїчних рівнянь для визначення постійних інтегрування з початкових умов. Ці труднощі суттєво збільшуються із зростанням порядку диференціального рівняння. Крім того, розв'язок диференціального рівняння значно ускладнюється, якщо початкові умови не нульові і права частина рівняння має похідні. Тому класичний спосіб у автоматичній знаходить обмежене застосування і інколи використовується для рівнянь другого та третього порядку.

Розв'язок диференціального рівняння операційним методом зводиться до відшукування оригіналу функції за відомим її зображенням, тобто шляхом зворотнього перетворення Лапласа. Так, якщо ми хочемо знайти перехідну функцію $h(t)$, то необхідно знати її зображення $H(s)$:

$$h(t)=L^{-1}[H(s)]$$

Зображення $H(s)$ легко знайти за допомогою передавальної функції замкненої системи $W(s)$. Дійсно,

$$Y(s)=W(s)X(s)$$

Якщо прийняти $x(t)=1$, то $y(t)=h(t)$, і враховуючи, що відображення одиничної ступінчатої функції дорівнює $1/s$, отримаємо

$$H(s)=W(s)/s$$

Тоді

$$h(t)=L^{-1}[W(s)/s]$$

Для відшукування оригіналу $h(t)$ можна користуватися таблицями зображень. Це, наприклад, зручно робити при визначенні перехідних функцій типових ланок, так як у таблицях наведені порівняно прості вирази для зображень.

Зображення $H(s)$ для автоматичних систем є звичайно складною функцією аргументу s . В цьому випадку для знаходження оригіналу $h(t)$ можна скористуватися теоремою розкладання. Ця теорема для випадку, коли зображення може бути представлене у вигляді

$$H(s)=\frac{Q(s)}{sP(s)}$$

тобто має один нульовий корінь у знаменнику, виражається формулою

$$h(t) = \frac{Q(0)}{P(0)} + \sum_{k=1}^n \frac{Q(s_k) e^{s_k t}}{s_k P'(s_k)}$$

де s_k – корні рівняння $P(s)=0$;

n – степінь поліному $P(s)$.

Операційний метод розв'язку диференційного рівняння в порівнянні з класичним має ту перевагу, що в ньому залишається тільки одна важка операція – визначення коренів алгебраїчного рівняння $P(s)=0$. Друга важка операція, яка пов'язана з визначенням похідних інтегрування, відпадає, тому що початкові умови (нульові) враховуються автоматично при складанні передавальної функції системи. Тому, операційний метод є більш зручним, і його часто застосовують для розв'язку практичних задач автоматичного регулювання.

Крім прямих методів побудови перехідного процесу, розроблено ряд наближених, зокрема, на основі частотних характеристик системи.

Тема 8. Елементи систем автоматичного керування

8.1. Загальна характеристика первинних перетворювачів і датчиків

Найважливішу роль у будь-якій САУ відіграють сприймаючі елементи, які слугують для виміру дійсного значення контрольованого або регульованого параметру і перетворення його на більш зручний сигнал для подальшого руху інформації. Тому сприймаючі елементи називають первинними перетворювачами або датчиками.

Датчик – пристрій, який призначений для перетворення інформації, що поступає на його вхід у вигляді деякої фізичної величини, в іншу функціональну величину, для подальшого використання в елементах автоматичних систем.

Датчик включає в себе чутливий елемент і перетворювач неелектричних величин в електричні сигнали (ПНВЕС) (рис. 8.1). Часто між чутливим елементом і перетворювачем включається підсилювач, необхідний для підвищення чутливості датчика.



Рисунок 8.1 – Будова найпростішого датчика

Датчики можуть перетворювати неелектричну величину x в електричну або електричну в електричну, або неелектричну в неелектричну. Найчастіше перетворення відбувається в електричну. Переважне використання електричних величин обумовлене:

зручністю перетворення електричних сигналів;

високою точністю і чутливістю перетворювачів фізичних величин в електричні сигнали;

малою інерційністю елементів електричного перетворювача;
надійністю роботи схем;
безперервністю вимірювання в часі;
зручністю запису і накопичення інформації;
широкими межами вимірювань і ін.

Чутливий елемент сприймає властивість вимірювальної величини і перетворює її на іншу фізичну величину. Потім перетворюючий елемент перетворює фізичну величину на електричний сигнал, значення якого відповідає рівню вимірюваної властивості об'єкта. Іншими можливими складовими вимірювального перетворювача є схеми формування сигналу і джерела живлення.

Чутливий елемент перетворює вимірювальну фізичну величину на таку фізичну величину, яка може бути сприйнята і виміряна перетворюючим елементом. З цього погляду і сам чутливий елемент можна вважати перетворювачем.

У найпростішому випадку датчик здійснює тільки одне перетворення $Y=f(x)$. Такий вид датчиків називають датчиками з безпосереднім перетворенням. Однак у ряді випадків не вдається безпосередньо перетворити вхідну величину X у вихідну Y . В цьому випадку здійснюють послідовне перетворення: вхідною величиною X впливають на проміжну Z , а потім проміжною впливають на вихідну Y , тобто $Z=f_1(x)$, а потім $Y=f_2(z)=f_2[f_1(x)]=F(x)$.

Датчики, що мають такі залежності, називаються датчиками з послідовним перетворенням. Число таких перетворень може бути і більше двох.

Розрізняють три класи датчиків:

аналогові датчики, тобто датчики, які виробляють аналоговий сигнал;

цифрові датчики, що генерують на виході двійковий код вимірюваної величини;

сигнальні (бінарні, двійкові) датчики, які виробляють сигнал тільки двох рівнів: (0/1).

Статичні характеристики та параметри

В автоматичні властивості окремих елементів САУ оцінюються різними показниками, які пов'язані з вхідними та вихідними величинами. Найважливішу роль тут відіграє функціональна залежність вихідної величини від вхідної, яка відображена математично або графічно. Така залежність називається статичною характеристикою елемента $Y=f(x)$.

Статичну характеристику датчика прийнято називати градувальною характеристикою. Вона може бути лінійною і нелінійною. Для зручності обробки інформації бажано мати лінійну характеристику. Лінеаризація проводиться зазвичай шляхом введення спеціальної корекції в різні ланки датчика.

За допомогою статичної характеристики можна з'ясувати, лінійний це елемент чи нелінійний, можна визначити вид сприймаючого елемента (датчик чи реле). Наприклад, якщо статична характеристика неперервна, то такий елемент виявляється датчиком, а якщо статична характеристика змінюється стрибком – це реле.

Якщо перетворювач є нелінійним (рис. 8.2, б), то можна застосувати лінеаризовану схему формування сигналу, проте такі схеми є дуже дорогими. З іншого боку, використання лише частини загальної характеристики нелінійного перетворювача забезпечує лінійність відношення вимірюваної та вихідної величин.

Важливими статичними параметрами є: чутливість, роздільна здатність, лінійність, дрейф, робочий діапазон, повторюваність і відтворюваність результату.

За статичною характеристикою можна визначити величину коефіцієнта передачі елемента, який визначається як відношення вихідної величини до вхідної $K=Y/X$.

Якщо статична характеристика лінійна, то коефіцієнт передачі є величиною постійною, а для елементів з нелінійною статичною характеристикою – це величина змінна, яка залежить від x , тобто $K=f(x)$.

Якщо вхідна і вихідна величини мають однакову розмірність, то коефіцієнт передачі розмірності не має і його називають коефіцієнтом підсилення.

Чутливість датчика визначається як відношення величини зміни вихідного сигналу до зміни вхідної величини.

Чим більший K датчика, тим більша вихідна величина при однаковому значенні вхідної величини.

Чутливість датчика в точці A статичної характеристики визначається так:

$$K_A = \lim_{\Delta X \rightarrow 0} \frac{\Delta Y_A}{\Delta X_A}.$$

Для практичного визначення чутливості датчика у певній точці статичної характеристики, поданої графічно, слід провести дотичну в цій точці, задатись приростом аргументу (ΔX_A), визначити величину приросту ординати дотичної (ΔY_A) і знайти відношення $K_A = \Delta Y_A / \Delta X_A$.

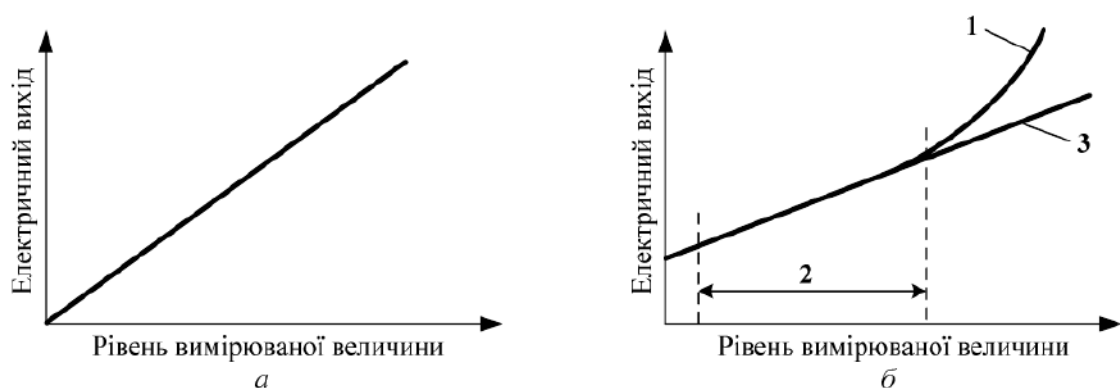


Рисунок 8.2 – Лінійні і нелінійні характеристики перетворювачів:

а – лінійний перетворювач; б – нелінійний перетворювач

(1– реальна характеристика нелінійного перетворювача;

2 – лінійна область вихідного сигналу; 3 – лінійна характеристика, яка апроксимує дійсну реакцію перетворювача за рахунок використання обмеженої частини діапазону)

Коефіцієнт передачі датчиків називають також чутливістю.

Статичне підсилення чи **підсилення за постійним струмом** – це коефіцієнт підсилення датчика на дуже низьких частотах.

Роздільна здатність – це найменша зміна вимірюваної величини, котра може бути зафіксована і точно показана датчиком.

Лінійність не описується аналітично, а визначається виходячи з градуовальної кривої датчика. Наближення цієї кривої до прямої лінії і визначає ступінь лінійності.

Для визначення ступеня нелінійності статичної характеристики у заданому діапазоні з'єднують точки на кінцях діапазону прямою лінією. Визначають абсцису максимального відхилення реальної характеристики від ідеальної (лінійної). Знаходять різницю між ординатами реальної та ідеальної (лінійної) характеристик в обраній точці ($Y_P - Y_i$) і визначають ступінь нелінійності статичної характеристики у відсотках:

$$\xi = \frac{Y_P - Y_i}{Y_P} \cdot 100\%$$

Дрейф визначається як відхилення показників датчика, коли вимірювана величина залишається постійною протягом довготривалого моменту часу. Величина дрейфу може визначатися при нульовому, максимальному чи деякому проміжному значенні вхідного сигналу.

Діапазон виміру означає, що вимірювана величина повинна знаходитися в межах цього діапазону.

Поріг чутливості – це найменше значення вхідного сигналу, яке може викликати помітну зміну вихідного сигналу. Інтервал, у якому вхідна величина менша порога чутливості, називається **зоною нечутливості** (виникає через вплив сил тертя, люфтів і інших причин).

Точність визначає різницю між вимірюваною і дійсною величиною; вона може стосуватися датчика в цілому або конкретного його показника.

Точність датчиків оцінюють за величиною похибок. Похибки вимірювань з'являються через неточне тарування або градування, зміни

внутрішніх властивостей (старіння, знос), вплив зовнішніх факторів (температура, напруга). Похибки поділяють на абсолютні, відносні та зведені.

Абсолютна похибка – це різниця між одержаним Y_0 та дійсним Y значеннями вимірюваної величини, тобто

$$\Delta = Y_0 - Y.$$

Абсолютна похибка має розмірність вимірюваної величини.

Відносна похибка – це відношення абсолютної похибки до дійсного значення вимірюваної величини, тобто:

$$\delta_0 = \Delta/Y \text{ або } \delta_0 = (\Delta/Y) \cdot 100 \%$$

Відносна похибка має розмірність відносних одиниць або відсотків. Відносна похибка дає більш повне уявлення про нестабільність статичної характеристики.

Зведена похибка – це відношення абсолютної похибки до величини діапазону вимірювань, тобто:

$$\delta = \Delta/(Y_{\max} - Y_{\min}) \text{ або } \delta = [\Delta/(Y_{\max} - Y_{\min})] \cdot 100\%$$

Зведена похибка має розмірність відносної.

Динамічні характеристики датчиків

У динамічному режимі $y(t)$ і $x(t)$ безупинно змінюються, і зв'язок між ними визначається диференціальним рівнянням, отриманим на основі фізичного принципу і схеми датчика:

$$f_1(y^{(n)}, y^{(n-1)}, \dots, y', y) = f_2(x^{(m)}, x^{(m-1)}, \dots, x', x)$$

Ця залежність графічно представляє собою динамічну характеристику датчика.

У статичному режимі вимірювання всі похідні обертаються на нуль і диференціальне рівняння переходить в алгебраїчне рівняння, що визначає статичну характеристику датчика

$$f_1(y) = f_2(x) \text{ або } y = f(x).$$

Динамічні властивості датчика характеризуються рядом параметрів, які, однак, доволі рідко наводяться в технічних описах. З метою уніфікації методів динамічних випробувань і зіставлення характеристик різних датчиків прийнято реальний зовнішній вплив замінювати типовими вхідними діями, основними з яких є сходи́нкова, імпульсна і гармонійна. Реакцію на типові впливи зазвичай визначають методом перетворення Лапласа при відомій передавальній функції датчика.

Динамічну характеристику датчика можна експериментально отримати з реакції на стрибок вимірюваної вхідної величини. Параметри, що описують реакцію датчика, дають уяву про його швидкодію (наприклад час наростання, запізнювання, час досягнення першого максимуму), інерційних властивостей (відносно перерегулювання, час встановлення) і точності (зміщення).

Час проходження зони нечутливості – час між початком вимірювання фізичної величини і моментом реакції датчика, тобто моментом початку зміни вихідного сигналу.

Запізнення – час, через який покази датчика перший раз досягають 50% значення, що встановилося. В літературі зустрічаються і інші визначення запізнєння.

Час наростання – час, через який вихідний сигнал збільшується від 10 до 90 % значення, що встановилося.

Час досягнення першого максимуму – час досягнення першого максимуму вихідного сигналу (перерегулювання).

Ці показники потрібно мінімізувати.

8.2. Первинні перетворювачі механічних величин. Датчики переміщення

8.2.1. Індуктивні чутливі елементи

Принцип дії індуктивних чутливих елементів датчиків заснований на зміні струму в обмотці індуктивної котушки або трансформатора залежно від магнітного опору сердечника.

Індукційні (трансформаторні) датчики призначені для перетворення лінійних або кутових переміщень в електричний сигнал змінного струму.

В залежності від способу зміни взаємної індуктивності ІД діляться на дві великі групи:

- датчики з якорем, що повертається (переміщується);
- датчики з обмоткою, що повертається (переміщується).

Індуктивні датчики служать для безконтактного отримання інформації про переміщення робочих органів машин, механізмів роботів і т.д. і перетворення цієї інформації в електричний сигнал. Принцип дії індуктивного датчика заснований на зміні індуктивності обмотки на осерді в залежності від положення окремих елементів магнітопроводу. Найпростіший індуктивний датчик показаний на рис. 8.3. Принцип дії датчика аналогічний трансформатору, але коефіцієнт взаємної індуктивності вторинної та первинної обмоток змінюється в залежності від стану рухомої та нерухомої частини датчика (від величини повітряного зазору).

Такий датчик являє собою котушку індуктивності 1 із залізним сердечником 2 і якорем 3, відокремленим від сердечника повітряним зазором. Котушка індуктивності з сердечником, звана статором датчика, нерухома. Якір ж механічно з'єднаний з рухомою частиною об'єкта, переміщення якого потрібно перетворювати в електричний сигнал. Переміщення якоря змінює опір магнітного кола через зміни повітряного зазору 8 між статором і якорем при вертикальному русі якоря або площі повітряного зазору при горизонтальному русі.

На обмотку подається змінна напруга. Значення струму, що протікає через обмотку, визначається як

$$I = \frac{U}{\sqrt{(R+r)^2 + (\omega L)^2}},$$

де R - зовнішній опір навантаження (на малюнку не показано);

r - активний опір обмотки;

L - індуктивність датчика.

Оскільки активний опір - величина постійна, то зміна струму може відбуватися за рахунок зміни індуктивної складової, яка залежить від величини зазору δ або перерізу магнітопроводу $S_{\text{ст}}$. Кожному значенню зазору δ відповідає своє значення струму, що створює падіння напруги на R_n

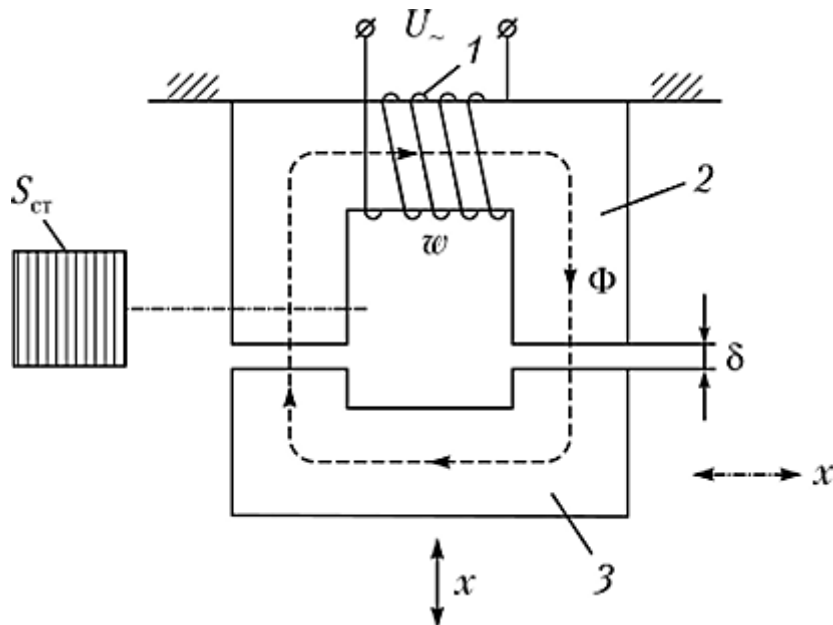


Рисунок 8.3 – Принцип дії індуктивного датчика переміщення

На обмотку котушки подається змінна синусоїдальна напруга U_1 с частотою f . У сердечнику з магнітним опором R_m циркулює магнітний потік Φ .

При постійному зазорі δ у ланцюзі обмотки протікає струм, величина якого залежить від зазору:

$$I = \delta \cdot \Phi \frac{2\pi f}{\mu_0 S} = k \cdot \delta \cdot \Phi$$

де: $k=2\pi f/\mu_0$ - постійна датчика;

μ_0 - магнітна постійна;

S - площа перетину сердечника.

Вихідний сигнал дорівнює

$$U_2 = ZI = k_1 \cdot \delta \cdot \Phi .$$

Оскільки магнітний потік також залежить від зазору δ , то залежність струму від зазору є нелінійною, особливо на початку й наприкінці залежності $I=f(\delta)$.

Залежність, показана на рис. 8.4, має лінійний характер у великому діапазоні зміни δ .

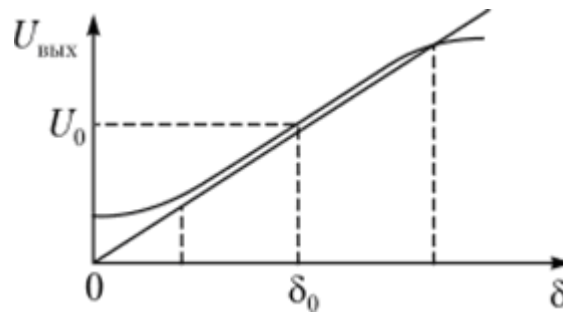


Рисунок 8.4 – Залежність зміни напруги на навантаженні від величини зазору

Відхилення від лінійності на початку характеристики пояснюється прийнятими припущеннями.

Індуктивний датчик відноситься до класу параметричних. В цілому розглянутий індуктивний датчик має такі недоліки:

- фаза струму не змінюється при зміні напрямку переміщення і, щоб обійти цей факт, потрібно встановлювати початковий зазор, а отже, - початковий струм;
- струм через навантаження залежить від амплітуди і частоти напруги живлення.

Для підвищення чутливості застосовують диференціальне включення двох обмоток у міст (диференційний індуктивний датчик, що складається з двох незалежних датчиків.

При використанні індуктивного датчика потрібно звертати увагу на похибку перетворення вимірюваного параметра. Сумарна похибка визначається сумою складових. При цьому слід виділити наступні **похибки** датчика:

- 1) від впливу зовнішніх електромагнітних полів;
- 2) від нелінійності характеристик;
- 3) конструктивну;
- 4) технологічну і температурну;
- 5) від старіння датчика.

Визначальною є похибка від нелінійності характеристик.

Переваги індуктивних датчиків:

- простота і міцність конструкції,
- відсутність ковзних контактів;
- можливість підключення до джерел промислової частоти;
- висока чутливість;
- відносно велика вихідна потужність.

Недоліки:

- точність залежить від стабільності частоти напруги живлення;
- залежність індуктивного опору від частоти напруги живлення;
- значний зворотний вплив датчика на вимірювану величину (за рахунок тяжіння датчика до сердечника).
- зазнають вплив зовнішніх магнітних полів;
- нелінійний характер залежності $U_{\text{вих}}=f(\delta)$, особливо при малих і великих δ (у реальних ІД величина δ обмежена межами лінійної ділянки характеристики і вимірюється десятками і сотнями мікрон).

Тому на практиці більш застосовуються ІД з поворотним якорем.

Широко використовується трансформаторна схема включення, коли одна з обмоток живиться зовнішньою напругою, а в другій наводиться напруга залежно від магнітного опору, тобто зазору між сердечниками. Індуктивні

датчики широко застосовуються для виміру малих переміщень і вібрацій 0,1-0,5 мкм.

8.2.2. Ємнісні чутливі елементи

Ємнісні датчики (рис.8.14) являють собою конденсатори із зазором d між обкладками, що змінюється, площею перекриття пластин F або діелектричною проникністю ϵ . Зміна входної величини викликає зміну ємності конденсатора:

$$C = \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{d - \Delta d},$$

де S - площа обкладок вимірювальних ємностей;

d - початковий зазор;

Δd - зміна зазору;

ϵ - діелектрична проникність середовища між обкладок;

ϵ_0 - абсолютна діелектрична проникність вакууму.

Ємнісні перетворювачі зі змінним зазором між пластинами (рис. 8.14 а) служать для виміру лінійних переміщень x з точністю до 0,1...0,01 мкм; зі змінною площею (рис.8.14 б)- для виміру лінійних і кутових переміщень; зі зміною діелектричної проникності середовища (рис.8.14 в) – для виміру рівнів, вологості, температури, хімічного складу й ін.

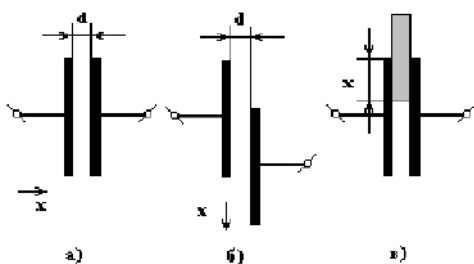


Рисунок 8.5 – Ємнісні чутливі елементи

8.3. Датчики температури, тиску, рівня, витрат, лінійних та кутових переміщень, швидкості, зусиль, моментів, деформації, вологості, густини, освітленості, хімічного складу речовин тощо та їх характеристики

8.3.1. Тахогенератори та тахометричні мости

Тахогенератор постійного струму є малогабаритний генератор постійного струму з незалежним збудженням, напруга на виході якого лінійно залежить від швидкостей обертання його якоря.

Вхідною величиною ТГ є вимірювана швидкість обертання ротора $\omega_{\text{вх}}$, вихідна величина – напруга на затискачах $U_{\text{вих}}$.

Принцип дії ТГ заснований на використанні закону електромагнітної індукції. При обертанні якоря, який механічно зв'язаний з валом об'єкта, у обмотці якоря наводиться ЕРС (напруга).

Вихідна напруга ТГ:

$$U_{\text{вих}} \approx C_e \Phi \omega_{\text{вх}} = k \omega_{\text{вх}}$$

де C_e – конструктивний коефіцієнт ТГ;

Φ – постійний магнітний потік;

$\omega_{\text{вх}}$ – швидкість обертання ротора ТГ.

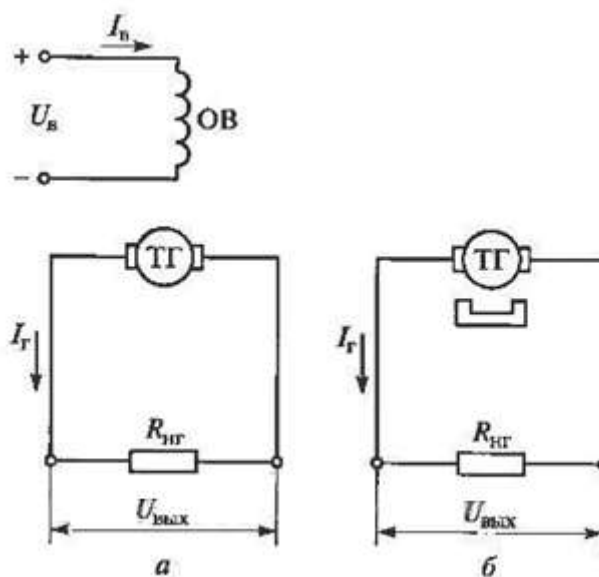


Рисунок 8.6 – Схема тахогенератора: а) – з електромагнітним збудженням;

б) – зі збудженням від постійних магнітів

Конструкція і принцип дії ТГ постійного струму не відрізняється від конструкції і принципу дії генератора постійного струму (ГПС).

Існують варіанти ТГ зі збудженням від постійного магніту.

Якщо вхідною величиною ТГ вважати не кутову швидкість, а кут повороту валу, то цей пристрій може бути описаний диференціюючою ланкою.

Для вимірювання кутової швидкості обертання ротору двигуна постійного струму (ДПС) використовують тахометричні мости.

Вихідна напруга тахометричного моста пропорційна кутовій швидкості обертання ротора ДПС. При цьому вважається, що напруга U є вихідною напругою ЕМП, оскільки ДПС управляється електромашинним підсилювачем.

Пропорційна залежність між $U_{\text{вих}}$ та ω порушується рядом факторів. Найбільш суттєвими з них є:

- вплив реакції якоря;
- зміна перехідного опору між щітками і колектором;
- нестійкість магнітного потоку збудження;
- зміна температури навколишнього середовища.

Вплив реакції якоря виявляється у тому, що при збільшенні швидкості його обертання збільшується струм у колі навантаження, а відповідно, і в якорі, внаслідок чого відбувається зменшення потоку збудження і, як наслідок, напруги на виході.

Перехідний опір між щітками і колектором залежить від величини струму, що проходить скрізь них. Він більш за все змінюється при малих значеннях струму. Для зменшення шкідливого впливу цього фактора на роботу ТГ його щітки роблять з мідно-графітної композиції, опір якої мало залежить від величини струму, що проходить через неї.

Нестійкість магнітного потоку збудження приводить до відповідної зміни коефіцієнта передачі ТГ, що у ряді випадків буває недопустимо. Цьому

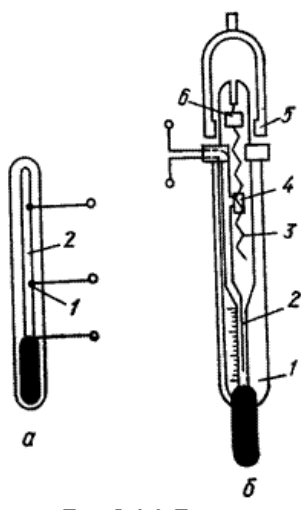
його обмотку збудження підключають до джерел живлення із сталою напругою на виході.

Зміна температури навколишнього середовища приводить до зміни опору обмотки збудження. Внаслідок того, що вона виготовлена з мідного дроту, опір якого міняється на 30-40% при збільшенні температури на 100°C , то навіть при незначній її зміні опір обмотки може суттєво змінюватися, внаслідок чого відбувається зміна коефіцієнта передачі ТГ.

При прийнятті належних заходів для зменшення шкідливого впливу вказаних факторів на роботу ТГ він забезпечує отримання практично лінійної залежності між $U_{\text{вих}}$ та ω в широкому діапазоні її зміни.

8.3.2. Датчики температури

Датчики температури використовуються в системах автоматики для вимірювання, контролю і регулювання температури. Як датчики температури використовують такі елементи, фізичні властивості яких залежні від температури та не дуже залежні від впливу інших факторів, наприклад вологості, хімічного складу середовища та деяких ін. До таких фізичних властивостей відносять явища теплового лінійного або об'ємного



розширення, зміни опору, ємності або термоелектрорушійної сили спеціального елемента, що знаходиться у контакті із контролюємим середовищем. Багато датчиків температури використовують принцип зміни фізичних параметрів самого середовища під дією температури: тиску, щільності, в'язкості та інтенсивності радіаційних випромінювань.

Рисунок 8.7 – Ртутно-контактні термометри (а – нерегульований, б – регульований)

До датчиків, працюючих на принципі теплового розширення рідин та газів відносять рідинні об'ємні та контактні термометри та манометричні термодатчики.

Для дистанційного контролю температури використовують термопари, термометри опору (термоопори) та напівпровідникові терморезистори.

Найбільше використання у засобах сучасної автоматизації отримали напівпровідникові терморезистори. Вони знайшли застосування для дистанційного вимірювання температури, сигналізації про зростання температури в установках та різноманітних агрегатах, як сприймаючі органи у різноманітних схемах автоматики та телемеханіки, а також в якості термокомпенсаторів.

Ртутно-контактні термометри – це ртутні термометри із впаяними у капіляр контактами. При зростанні температури стовпчик ртуті піднімається і при досягненні відмітки температури, на рівень якої впаяний контакт, замикає відповідний ланцюг схеми. Ртутно-контактні термометри бувають регульовані та нерегульовані. Нерегульовані термометри (ТК-1, ТК-3 та ін.) мають тільки нерухомі контакти. Регульовані ртутно-контактні термометри (ТК-5, ТК-6, ТК- 8) мають один з контактів рухомим. Діапазон роботи ртутно-контактних термометрів $0...300^{\circ}\text{C}$. Розривна потужність їх контактів 2 Вт при силі струму 0,2 А. На сьогодні використання ртутно-контактних термометрів значно скоротилося в зв'язку із певними їх недоліками а також можливостями застосування інших більш точних та технологічних датчиків температури.

Термометри опору (термоопори) при зміні температури змінюють свій електричний опір. Тому визначення температури термоопорами зводиться до виміру електричного опору термочутливого елементу. Термочутливий елемент термоопорів виконують з тонкого платиногового або мідного дроту, який намотують на каркас з ізоляційного матеріалу (слюда, пластмаса).

Платинові термоопори призначені для виміру температур від -200 до $+650^{\circ}\text{C}$. Платиновий дріт має діаметр $0,05...0,07$ мм та довжину близько 2 м.

Дріт намотують на слюдяний каркас біфілярно. До платиного дроту під'єднують срібні виводи, ізолювані фарфоровими бусинками. Чутливий елемент захищений від механічних пошкоджень за допомогою захисної арматури з головкою, у якій розміщується клемна колодка із підключеними до неї виводами від чутливого елемента. Платинові термоопори позначають літерами ТСП та виготовляють із різними градуваннями: гр.20, гр.21, гр.22 та ін. При температурі 0°C опір цих термоопорів відповідно 10, 46 та 100 Ом.

Мідні термоопори виготовляють з мідного ізолюваного дроту діаметром 0,1 мм, намотаного на пластмасовий каркас. До кінців обмотки припаяні два мідних виводи діаметром 1...1,5 мм. Чутливий елемент розташований у сталевій гільзі, захищеної від механічних пошкоджень ізоляційним матеріалом. Виводи обмотки прикріплюють до клем колодки, що вмонтована у головку термоопору. Мідні термоопори позначають літерами ТСМ та виконують із градуваннями гр.23, гр.24 та ін. із опорами при 0°C 53 та 100 Ом відповідно. Межі вимірюємих температур мідними термоопорами становлять $-50...+180^{\circ}\text{C}$.

В якості вторинних приладів для виміру опору використовують логери та врівноважені мости.

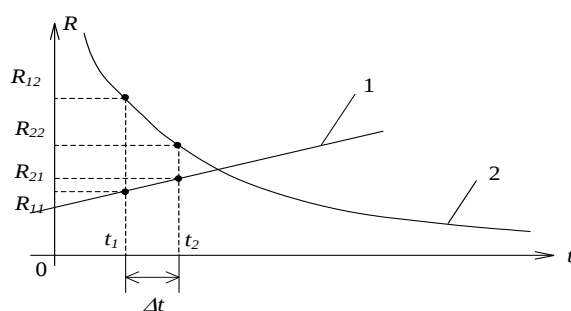


Рисунок 8.8 – Статичні характеристики термометрів опору

В термометрах з металевим чутливим елементом опір R від температури t змінюється лінійно (1, рис. 8.8), а в термометрах з напівпровідниковим чутливим елементом — нелінійно (2, рис. 8.8), з

негативним температурним коефіцієнтом опору α . Графіки статичних характеристик дозволяють оцінити коефіцієнт α .

$$\alpha = \frac{\Delta R / R}{\Delta t} = \frac{\frac{R_2 - R_1}{\frac{R_2 + R_1}{2}}}{\Delta t}$$

Принцип дії **біметалевих** датчиків заснований на неоднаковості розширенні двох зварених між собою деталей, виготовлених з різних матеріалів, котрі мають різні значення коефіцієнту лінійного розширення. Біметалеві стрічки використовують у вигляді пластин або спіралей. Один кінець стрічки закріплюють, а другий при зміні температури розкручується або розгинається. У схемах сільськогосподарської автоматики отримали розповсюдження біметалеві датчики ДТКМ. Вітчизняна промисловість випускала більше 28 модифікацій ДТКМ на різні температурні діапазони та різноманітного конструктивного виконання. У половини модифікацій ДТКМ контакти замикаються при зростанні, а у решти – при зниженні температури контрольованого середовища. Датчики із регульованою уставкою виготовляють з такими шкалами : -30...0; -10...+10; 0...+30; +10...+30; +15...+25; +20...+50°C. Маркують їх таким чином: ДТКМ-30, ДТКМ-31, і т.д. по ДТКМ-57. Чутливий елемент датчика виготовлений у вигляді біметалевої спіралі. При зміні температури навколишнього середовища вільний кінець спіралі переміщується та замикає або розмикає контакти. Для вмикання датчика у схему на ньому є клемна колодка. Всі елементи датчика закріплюють на ізоляційній основі та закривають з'ємною кришкою. Розривна потужність контактів на змінному струмі напругою 220 В становить 50 В·А, а на постійному струмі напруги 110 В – 50 Вт. Гарантований термін служби – 3 роки.

У **дилатометричного** датчика осердя з металу з малим коефіцієнтом температурного розширення розташоване всередині трубки з металу з великим коефіцієнтом теплового розширення та одним кінцем жорстко закріплено на неї. Для зменшення теплової інерції у стінах трубки зроблені

отвори. При зміні температури зменшується довжина трубки та як наслідок відбувається переміщення осердя, з вільним кінцем якого з'єднана показуюча стрілка.

Через великі похибки у вимірюванні біметалеві та дилатометричні датчики температури на сьогодні обмежені у використанні (захист електродвигунів, котли для нагріву рідин, протипожежний захист та деякі ін.) та замінені на сучасні технологічні датчики.

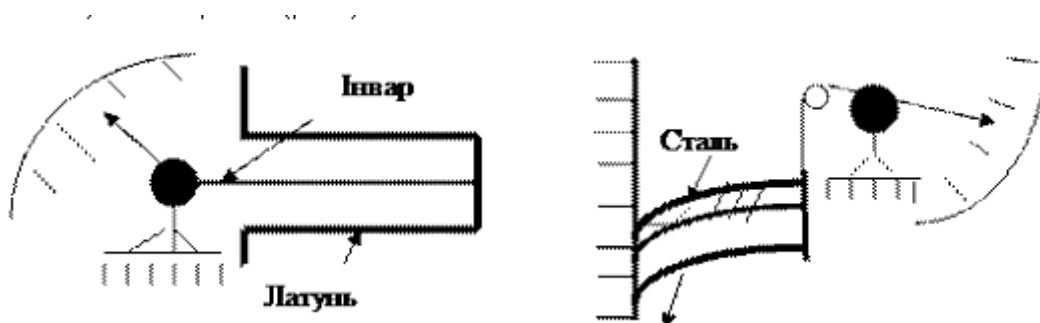


Рисунок 8.9 – Схема дилатометричного і біметалічного датчиків

Принцип дії **термоелектричних** датчиків (термопар) полягає у виникненні електрорушійної сили ЕРС при зміні температури одного зі спаїв замкнутого ланцюга, складеного з різнорідних термоелектродів. **Термопара** являє собою спай двох різних сплавів (1, 2), виготовлених з неблагородних або благородних металів (рис. 8.10).

При нагріванні спаю у електричному колі виникає термо-ЕРС, величина якої пропорційна різниці температур нагрітого та вільного кінців електричного кола та залежить від матеріалу дротів. Розрізняють стандартні технічні та нестандартні термопари. У автоматичних системах використовують металеві та напівпровідникові термопари:

- високотемпературні (до 2500°C), наприклад, платинородій-платинові ТПП з межами $-20\dots+1300^{\circ}\text{C}$;
- середньотемпературні (до 1200°C), наприклад, хромель-алюмелеві ТХА з межами $-50\dots+1000^{\circ}\text{C}$ (хромель-сплав з 90% нікелю та 10% хрому; алюмель - 95% нікелю та 5% алюмінію, кремнію та марганцю);

- низькотемпературні (до 800°C), наприклад, хромель-копелеві ТХК (копель-сплав з 55% міді та 45% нікелю).

Термопари дозволяють вимірювати та реєструвати температури з відносно високою точністю та передавати покази на відстань.

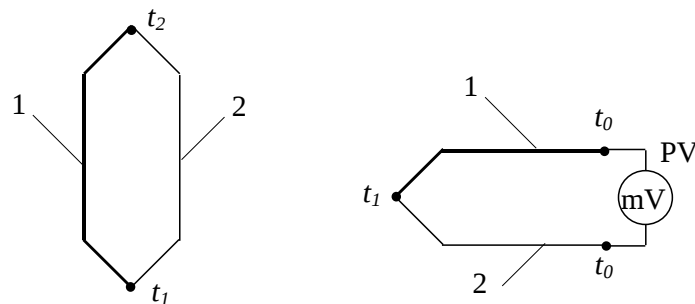


Рисунок 8.10 – Схема термопари та її включення

Абсолютне значення термо-ЕРС промислових термопар дуже мале (декілька мілівольт), тому для вимірів необхідно використовувати достатньо чутливі прилади. В тих випадках, коли треба мати більшу термо-ЕРС, використовують послідовне включення термопар.

Манометричні термодатчики перетворюють температуру у тиск, тиск – механічне переміщення, а далі у електричний сигнал. До датчиків температури манометричного типу відносять температурне реле РТ-1, яке застосовували в інкубаторах “Універсал-45” та “Універсал-50”. Реле РТ-1 має сильфон, всередину якого введено 3-5 куб.см ефіру. В результаті нагріву ефір розширюється, деформує сильфон, який діє на ртутно-магнітний вимикач ВРМ-7. Реле РТ-1 можна регулювати, встановлюючи уставку температури, при якій спрацьовує реле. Контакти реле вмикають на напругу 24 В.

Напівпровідникові (НП) терморезистори (термистори) при зростанні температури зменшують свій опір. Чутливість НП терморезисторів набагато вища ніж чутливість термоопорів чи термопар. Так, наприклад, якщо термоопори при нагріванні від 0 до 100°C збільшують свій опір приблизно на 40%, то напівпровідниковий терморезистор за такого ж самого нагріву зменшує свій опір у 20 та більше разів.

На відміну від звичайних НП терморезисторів позистори мають позитивний температурний коефіцієнт, тобто при зростанні температури контролюємого середовища опір позистора зростає.

Температурна залежність опору термістора від температури має вигляд:

$$R_T = A \cdot e^{\frac{B}{T}},$$

де A – постійний коефіцієнт, що залежить від фізичних властивостей, геометричної форми і розмірів термістора, Ом;

B – постійний коефіцієнт, залежний тільки від фізичних властивостей напівпровідника, К;

T – температура за Кельвіном.

При визначених опорах R_{T1} та R_{T2} для температур T_1 і T_2 коефіцієнт B можна розрахувати за формулою

$$B = \frac{T_2 \cdot T_1}{T_2 - T_1} \ln \left(\frac{R_{T1}}{R_{T2}} \right)$$

Знаючи коефіцієнт B та опір R_{T1} термістора при температурі T_1 , можна визначити опір при будь-якій температурі:

$$R_{Ti} = R_{T1} \cdot e^{B \left(\frac{1}{T_i} - \frac{1}{T_1} \right)}$$

Температурний коефіцієнт опору

$$\alpha = -\frac{B}{T_1^2},$$

де T_1 – менша з двох температур, за якими визначено коефіцієнт B ,

Для напівпровідників він від’ємний, у десятки разів більший, ніж у металів, і зменшується із зростанням температури T . Температурний діапазон роботи терморезисторів, аналогічно іншим НП $-40 \dots +100^\circ \text{C}$, тиск до 10^6 Н/м^2 , відносна вологість до 70%. Спеціальні герметизовані терморезистори призначені для використання в умовах агресивного навколишнього середовища. Строк їх служби за нормальних режимів роботи практично не обмежений. Максимально допустима потужність розсіювання становить для

різних типів від 5 до 800 мВт. Значний опір терморезисторів дозволяє зменшити вплив опору провідних дротів, контактів та контактних ЕРС, що дозволяє вимірювати температуру на значних відстанях. Теплова інерційність терморезисторів невелика, що дозволяє використовувати їх у якості чутливих датчиків при регулюванні температури малоінерційних об'єктів.

Вольт-амперна характеристика НП терморезистора (рис.8.17, 2) на початковій ділянці прямолінійна (струми малі та нагрів датчика невеликий). Далі відбувається самонагрів датчика, його опір зменшується, а струм швидко зростає. Робочою ділянкою вибирають лінійну частину вольт-амперної характеристики.

Тема 9. Пристрої задавання, порівняння та засоби відображення інформації

9.1. Пристрої задавання та порівняння

Пристрої задавання систем автоматики призначені для установки заданого значення керованої величини або потрібного закону її зміни.

Задавач — пристрій, що входить до складу систем автоматичного керування і подає задавальний сигнал на елемент порівняння.

У системах програмного регулювання використовують спеціальні програмні задавачі (застосовуються для регулювання технологічного параметра за наперед визначеною програмою).

Задаючий пристрій САР формує і зберігає величину впливу, змінні величини, уставки, коефіцієнти, мітки часу і т.п. Задаючий пристрій виробляє умови протікання технологічного процесу $x_z(t)$ – функцію часу. Ця функція може бути одновимірною (одна величина) або багатовимірною (кілька величин). У системах автоматичного управління частіше зустрічаються багатовимірні функції часу, коли задаються умови одночасно за кількома параметрами – температурою, тиском тощо.

У деяких випадках задає величина є постійною в часі – тоді задається не функція часу, а окремі величини.

Існують різні типи програмних задавачів. Відомі, зокрема, програмні задавачі, в яких програма зміни заданих значень регульованої величини записується на лазерних дисках, магнітних дисках і стрічках, перфострічках і перфокартах. Носієм програми може бути також діаграмна стрічка, на яку програма наноситься графічно. Як програмні задавачі використовуються релейні командоапарати, що замикають або розмикають свої контакти в задані моменти часу. Широко використовуються програмні задавачі, в яких зміна заданого значення здійснюється профільованим диском – лекалом. Профіль лекала виготовляється у відповідності із заданою програмою.

Призначенням задаючого пристрою є введення в систему автоматичного управління впливу, який в тому чи іншому вигляді містить інформацію про бажаний перебіг керованого процесу.

У замкнутих системах, де здійснюється регулювання за відхиленням, задаючий пристрій вводить задане значення регульованої координати. У розімкнутих системах, де здійснюється регулювання за збуренням, задаючий пристрій як окремий елемент відсутній, і задане значення регульованої координати вводиться початковим налаштуванням системи.

У замкнутих і розімкнутих системах автоматичного управління з логічними програмами робочу програму вводить задаючий пристрій.

У системах регулювання задаючий вплив містить інформацію кількісного характеру, виражену в дискретній або неперервній формі.

У системах з логічними програмами поряд з інформацією кількісного характеру використовуються команди типу ввімкнути, вимкнути, вперед, назад і т. п.

Характер заданого впливу і обсяг інформації, що міститься в ньому визначають конструкцію задаючого пристрою. Найпростішими задаючими пристроями є потенціометри, в яких входною величиною є переміщення, а вихідною - електричний сигнал (струм, напруга). Наприклад, потенціометр, движок якого на початку процесу встановлено в певне положення, тобто з виходу якого подається в САР певна напруга, може служити простим задаючим пристроєм для стабілізуючої системи.

Якщо ж движок потенціометра пов'язаний з механізмом, що здійснює його переміщення протягом робочого процесу, це буде задаючий пристрій зі змінною заданою дією.

Якщо функції пристрою, що задає, виконує релейна схема, то перехід від однієї операції робочого циклу до іншої здійснюється зміною стану елементів схеми (спрацьовуванням, відпуском) за командами, що надходять від об'єкта.

На рис. 9.1 показана така схема. Автоматичне включення обертання шпинделя в циклі обробки здійснюється тут після того, як деталь затиснута в патроні; факт її затиску контролюється спрацюванням реле тиску гідросистеми (РД), тобто коли воно спрацьовує, включається привід шпинделя.

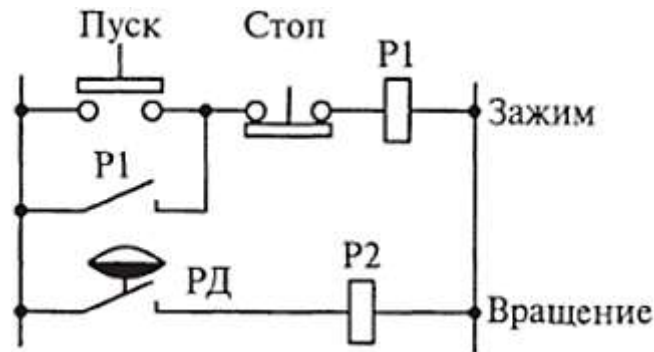


Рисунок 9.1 – Релейна схема, що виконує функції задаючого пристрою

На рис.9.2 наведені деякі типи задаючих пристроїв - задатчиків постійних аналогових і цифрових величин. Існує досить широкий клас потенціометричних задаючих пристроїв, в основі яких лежить уставка величини за допомогою потенціометра R (рис.9.2). На змінний резистор R подається опорна напруга $U_{оп}$.

Постійний сигнал Y_z задається і запам'ятовується положенням движка потенціометра R . До движка під'єднують вимірювальний прилад Π , проградуирований в одиницях заданої величини, наприклад, температури. Іноді уставки мають постійні величини - їх ставлять за допомогою дискретного потенціометра, що має перемикач резисторів Π_k (рис.9.2 б). Положення перемикача також градууються в одиницях задаваної величини.

При зникненні зовнішньої напруги задана величина залишається введеною і знову подається в САК при його появі.

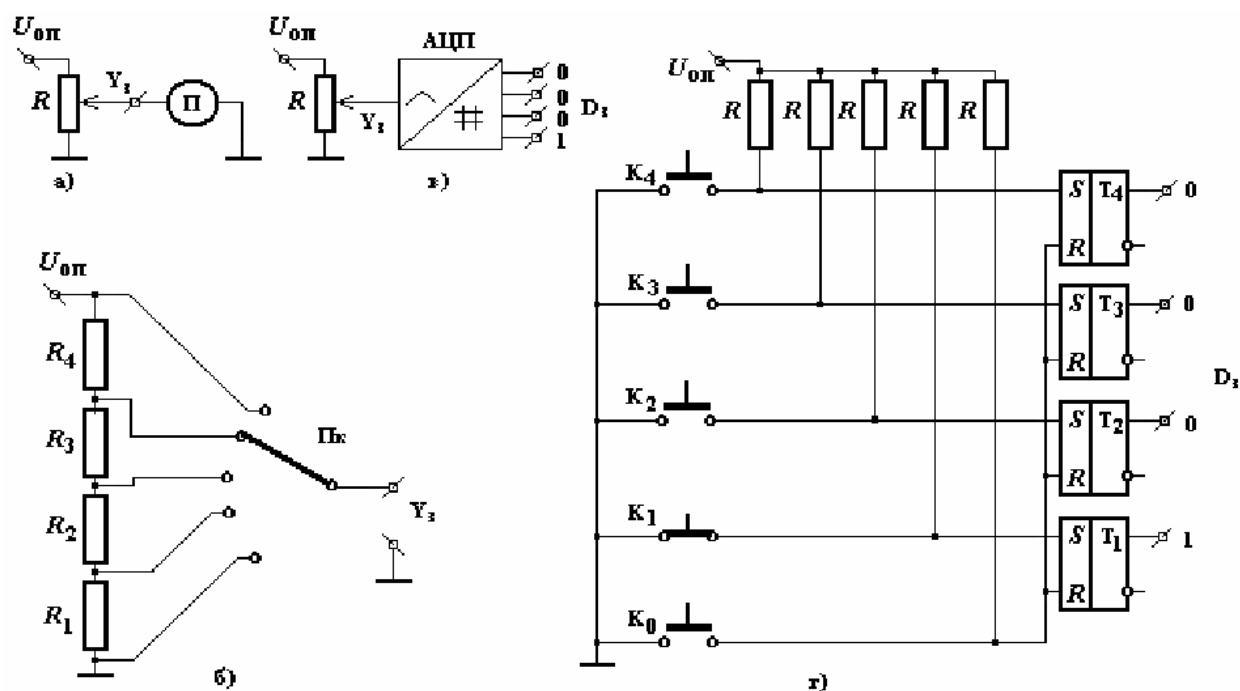


Рисунок 9.2 – Аналогові і цифрові постійні задаючі пристрої: а - аналоговий потенціометричний; б - цифровий потенціометричний; в - дискретний потенціометричний; г - цифровий; R - потенціометр; Пк- перемикач; П - вимірювальний прилад; АЦП- аналого-цифровий перетворювач; T_1 - T_4 - тригери; K_0 - K_4 – кнопки введення сигналу; U_{on} – опорна напруга.

При необхідності використання задаваної величини в цифровому вигляді потенціометричний задатчик комплектується аналого-цифровим перетворювачем - АЦП (рис.9.2 в). На його виході є цифровий код D_3 величини Y_3 . Запам'ятовування заданої величини здійснюється за допомогою постійного положення движка потенціометра або перемикача.

Для управління цифровими системами на базі мікропроцесорів і комп'ютерів використовуються кнопкові задатчики. На рис.9.2 г приведена схема дискретного чотирирозрядний задатчика сигналу. Він складається з кнопок введення K_1 - K_4 , кнопки скидання K_0 і тригерів пам'яті T_1 - T_4 .

Якщо кнопки $K_1 - K_4$ відтиснуті, вони не з'єднують загальну шину з входами тригерів $T_1 - T_4$, то на їх виходах є логічні "0". Логічний "0" тригерів встановлюється шляхом натискання кнопки K_0 .

Для введення цифрового коду натискаються кнопки K_1-K_4 . Наприклад, для введення "1" натискається K_1 . Тригер T_1 перекидається, і на його виході з'являється логічна "1", яка запам'ятовується, незважаючи на те, що кнопка K_1 відпускається. Далі можна вводити інші цифри, наприклад, "2", натискаючи на відповідні кнопки - K_2 і т.д. В результаті на виході тригерів з'являється цифровий позиційний код введеної величини, який використовується далі САК для отримання керуючого сигналу. Цифровий код зберігається до натискання кнопки K_0 або зняття напруги з схеми. Остання обставина є недоліком цієї схеми. Для його усунення використовують спеціальні джерела живлення – акумулятори або постійні запам'ятовуючі пристрої.

При використанні цифрової форми введення інформації окремо зберігаються тільки введені величини, їх введення може здійснюватися одними і тими ж потенціометрами і кнопками.

Для отримання функціональних залежностей використовують можливості мікропроцесорів до зберігання та виконання зсувних і математичних операцій. Функціональні залежності в мікропроцесорному пристрої генеруються за допомогою спеціальної робочої програми, що записується в його пам'ять.

Елемент порівняння - пристрій, що входить до складу систем автоматичного керування, порівнює сигнали, які надходять від задавача і системи автоматичного контролю (датчика) та подає одержаний сигнал розузгодження на регулятор.

Пристрої порівняння систем автоматики порівнюють фактичне значення керованої величини з заданим значенням і при їх розбіжності видають первинний сигнал в систему керування з метою усунення величини розбіжності.

Пристрої порівняння в залежності від фізичної природи датчика та сигналу, що задає керування, поділяються на:

- *механічні* (важелі, диференціали);
- *електричні* (мостові, схеми на магнітних підсилювачах, схеми на напівпровідниковій основі);
- *електромеханічні* (сельсини, електромагнітні пристрої);
- *гідравлічні та пневматичні* (діафрагми, дроселі, струменеві трубки).

Порівнюючі та задаючі пристрої за видом сигналу, що виробляється, поділяються на:

- *аналогові* (безперервні та дискретні);
- *цифрові*.

При аналоговому безперервному сигналі задане значення встановлюється вручну або від програмного пристрою.

При застосуванні дискретного порівняння використовують два принципи:

- *за абсолютним значенням* (порівнюється діюче значення гармонійної або постійної величини);
- *за фазою* (для гармонійної величини одної частоти).

Аналогові та цифрові порівнюючі та задаючі пристрої використовують в обчислювальних пристроях систем автоматики.

Порівнюючі пристрої або елементи порівняння є невід'ємною частиною будь-якої системи автоматичного управління. До одного з входів пристрою, що порівнює, як правило, підключається датчик, до іншого - задаючий пристрій (задатчик).

У порівнюючих пристроях керована величина y , контрольована датчиком, порівнюється з сигналом завдання x , який формується задатчиком. На виході порівнюючого пристрою встановлюється виконавчий механізм (ВМ), який в залежності від сигналу неузгодженості ε , що визначається виразом

$$\varepsilon = x - y,$$

може перебувати в стані рівноваги (при $\varepsilon=0$) або робочому стані (при $\varepsilon \neq 0$).
Пусковий пристрій включає ВМ з метою усунення неузгодженості.

9.2. Аналогово - цифрові перетворювачі

В більшості систем керування інформація від датчиків поступає в аналоговій формі. Для її обробки застосовують цифрові обчислюючі пристрої. Аналогово-цифрові перетворювачі виконують перетворення вхідної напруги або струму в двійковий або в двійково-десятковий код паралельного або послідовного виду.

Заміна безперервної величини, що вимірюється, низкою її миттєвих значень через певні проміжки часу Δt називається *квантуванням за часом*. Інтервал Δt називається *кроком квантування*, а частота перетворення $f=1/\Delta t$ – *частотою квантування*. При цьому крок квантування поділяється на дві частини: в першій – аналогова величина перетворюється в цифрову, в другій – записується в регістр та зчитується з регістру, де проходить обробка інформації про вхідну величину, результат якої – дія на об'єкт керування.

Найбільш поширеними способами аналогово-цифрового перетворення є:
а) з інтегруванням:

Робочий цикл має три періоди:

- корекція нуля – SA2 замикається на корпус – утворюється петля зворотного зв'язку і інформація про похибку запам'ятовується на C2;

- інтегрування вхідного сигналу та одночасний відлік деякого постійного числа тактових імпульсів. В кінці періоду на інтеграторі DA1 виникає напруга, що пропорційна значенню вхідного сигналу;

- інтегрування опорної напруги - на вході DA1 замість вхідного сигналу подається опорна напруга протилежної полярності. Вихідна напруга інтегратора починає падати і одночасно проводиться облік тактових імпульсів. Зміна напруги проходить до рівня порівняння компаратора DA2.

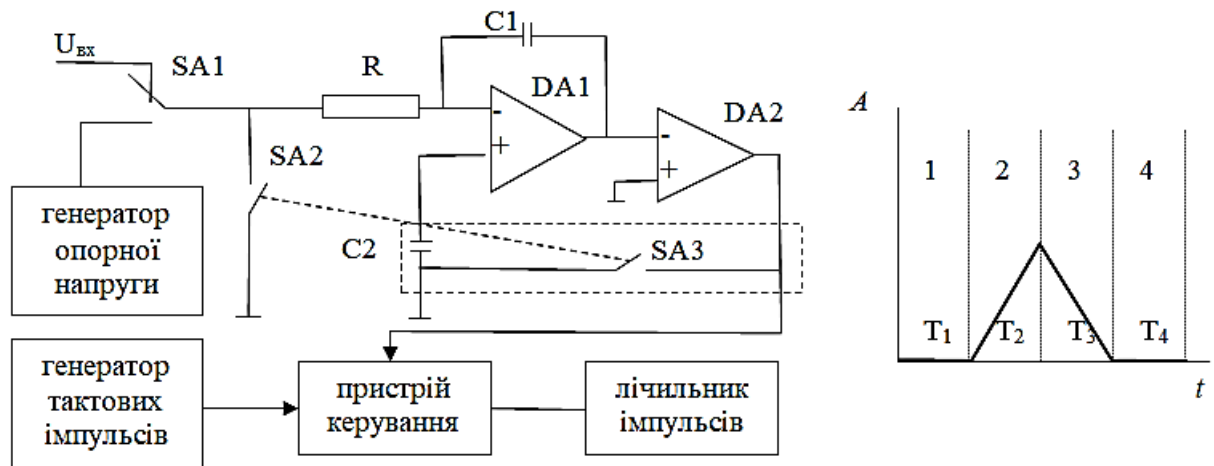


Рисунок 9.3 – АЦП з інтегруванням

Якщо T_2 тривалість першого інтервалу інтегрування, а T_3 – тривалість другого інтервалу інтегрування, що вимірюються шляхом обліку тактових імпульсів, то цифрові значення вхідного сигналу складуть:

$$U_{\text{вх}} = \frac{T_3}{T_2} U_{\text{он}}$$

б) *аналогово-цифрові перетворювачі з послідовним порівнянням* (з порозрядним урівноваженням)

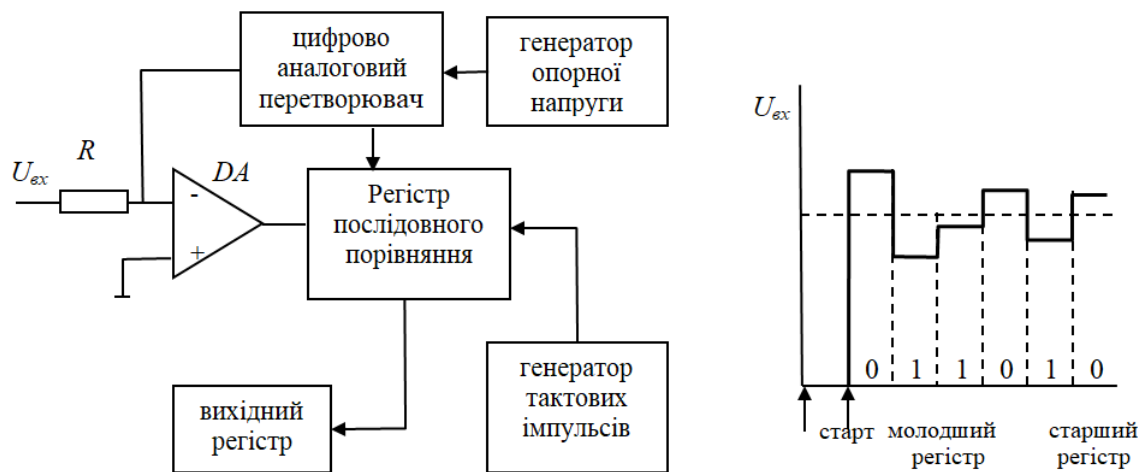


Рисунок 9.4 – АЦП з послідовним порівнянням

Цей перетворювач містить регістр послідовного порівняння, цифро-аналоговий перетворювач і компаратор DA , що порівнює вхідну напругу з аналоговою напругою на вході цифро-аналогового перетворювача. Якщо вхідна напруга від датчика менше вхідної напруги цифро-аналогового

перетворювача, логічна „1” розряду, що обробляється, зберігається. Якщо вхідна напруга більше вхідної напруги цифро-аналогового перетворювача, то в поточному розряді встановлюється логічний „0”. Обробка наступних розрядів в регістрі проходить аналогічно. Вихідний цифровий код після оброблення всіх розрядів знімається з вихідного регістру.

в) аналого-цифровий перетворювач паралельного типу

Вхідний аналоговий сигнал $U_{\text{вх}}$ перед початком перетворення запам'ятовується схемою вибірки-зберігання. Конденсатор C ключем S під'єднується до вхідного сигналу в період вибірки та вимикається при зберіганні. Завдяки майже миттєвому часовому квантуванню (виборці) вхідного сигналу досягається швидкодія аналогово-цифрового перетворювача. Аналогова величина на виході схеми вибірки-зберігання U_0 порівнюється компараторами з сигналами від еталонних резисторних подільників. Спрацьовує молодший компаратор, сигнал подається на дешифратор DC і перетворюється в двійковий вихідний код.

Застосування того чи іншого типу аналогово-цифрового перетворювача обумовлене поставленою задачею.

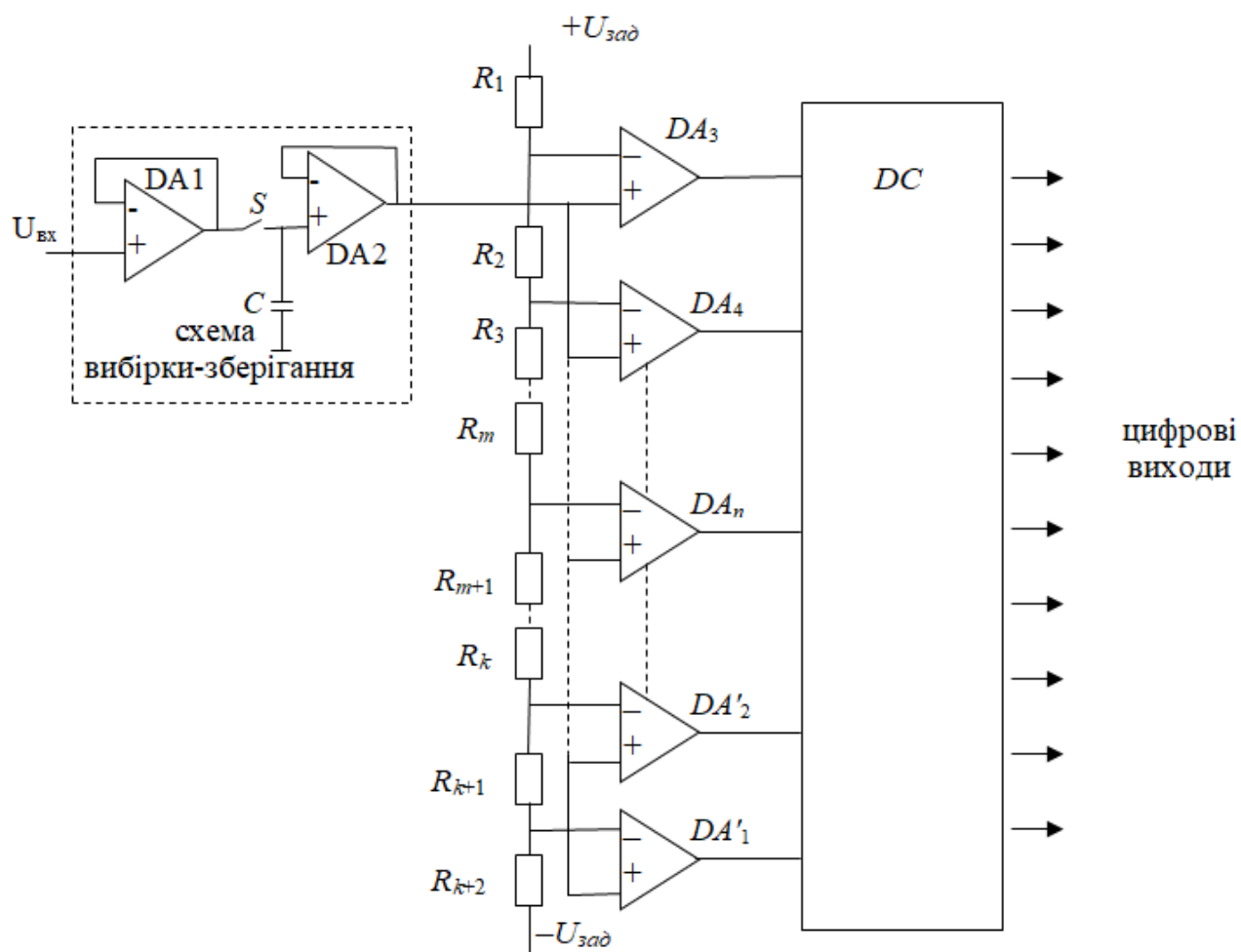


Рисунок 9.5 – АЦП паралельного типу

Тема 10. Елементи та пристрої дискретної дії

10.1. Електромеханічні пристрої

Історично першими дискретними схемами автоматики були схеми, побудовані на основі електромеханічних контактних апаратів (реле, контакторів, магнітних пускачів та ін.). Потім почали використовувати безконтактні релейні елементи, які отримали назву логічних елементів. У цих елементах використовували транзистори, діоди, резистори, магнітні осердя з обмотками тощо. Надалі, у зв'язку з розвитком інтегральної мікроелектроніки, для побудови схем автоматики стали широко застосовувати інтегральні мікросхеми. Схеми автоматики, побудовані на зазначених вище елементах, являють собою схеми з жорсткою логікою, тобто схеми, які можуть виконувати тільки ті функції, для яких їх спроектовано. Зміна функцій схеми без її перероблення була майже неможливою. Більш широкі можливості мають схеми з гнучкою логікою, функції яких можна змінювати за рахунок змінювання програми їх дії. Схеми з гнучкою логікою називають також вільно програмованими системами керування. Натепер ці системи найбільш поширені для керування виробничими процесами та устаткуванням.

У системах автоматичного управління неперервної дії існують тільки неперервні сигнали, що є неперервними функціями часу (рис. 10.1).

Всі ланки таких САУ є ланками неперервної дії, тобто їх вхідні й вихідні величини є неперервними сигналами.

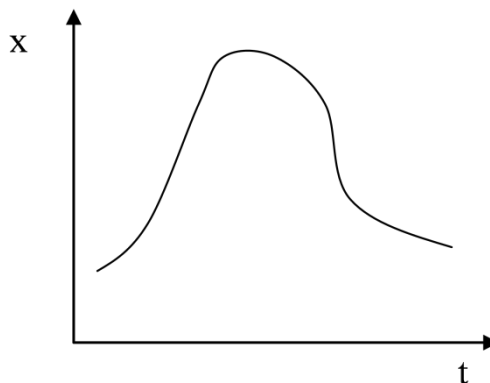


Рисунок 10.1 – Неперервний вхідний сигнал САК

Системи автоматичного управління дискретної дії – це системи, у яких хоча б одна величина є дискретним сигналом.

Існують дискретні САК, які складаються тільки з ланок дискретної дії, в яких всі входні й вихідні величини є дискретними. Але більшість дискретних систем мають як дискретні, так і неперервні сигнали. До їх складу разом з дискретними й неперервними ланками входять ланки, що перетворюють неперервні сигнали в дискретні та навпаки.

Дискретні елементи – це пристрої, вихідний сигнал яких може приймати декілька фіксованих значень при певній зміні стану входних сигналів. Залежність $y=f(x)$ – нелінійна.

Властивості дискретних елементів:

- передача сигналів тільки від входу до виходу;
- незалежність стану входів та внутрішнього стану від вихідних сигналів;
- роздільність входу та виходу.

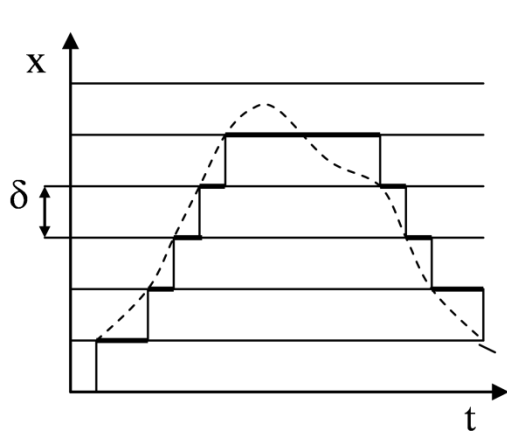
Перетворення неперервного сигналу в дискретний називають **квантуванням**, або **дробленням сигналу**. Вирізняють два основні види квантування: за рівнем (рис. 10.2, а) та за часом (рис. 10.2, б).

Сигнал, квантований за рівнем, може набувати тільки певних дискретних значень. При цьому неперервна функція $x(t)$ замінюється східчастою.

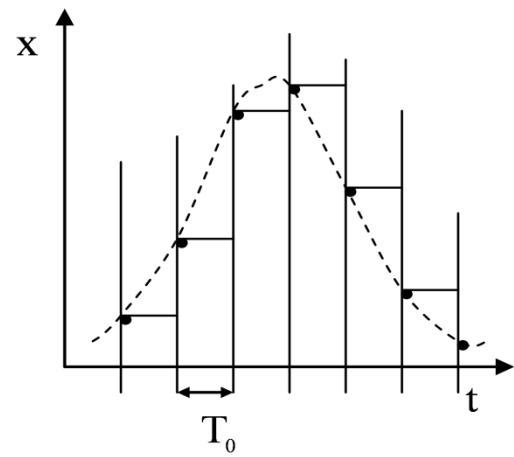
Сигнал, квантований за часом, змінюється стрибками $x(t)$ у фіксовані моменти часу. Це призводить до заміни входного сигналу $x_1(t)$ так званою решітчастою функцією:

$$x_2(t) = \begin{cases} x_1(nT_0), & t = nT_0, \quad n = 0, 1, 2, \dots; \\ 0, & t \neq nT_0, \end{cases}$$

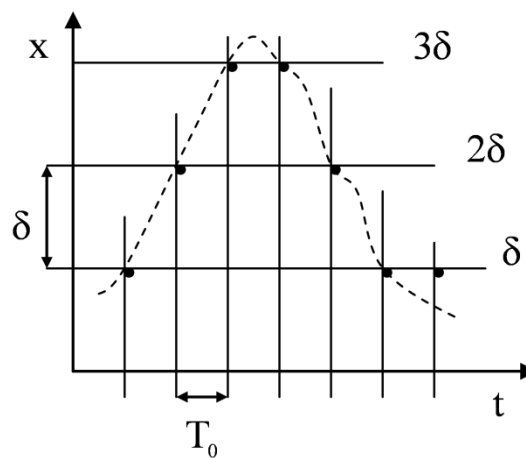
де T_0 – крок квантування за часом, або період дискретності.



а



б



в

Рисунок 10.2 – Квантування вхідного сигналу:

а – за рівнем; б – за часом; в – за рівнем і за часом

Використовують також **сигнали, квантовані як за рівнем, так і за часом** (рис. 10.2 в). У цьому випадку вхідний сигнал також замінюється решітчастою функцією, але як її ординати приймають значення $x_1(nT_0)$, округлені до найближчого рівня квантування за рівнем.

Згідно з видами квантування системи автоматичного управління дискретної дії поділяють на три типи:

- 1) релейні (квантування за рівнем);
- 2) імпульсні (квантування за часом);
- 3) цифрові (квантування за рівнем і за часом).

Релейними елементами (РЕ) називають пристрої, що здійснюють квантування сигналу за рівнем. Їх прикладами є різноманітні реле: механічні, електричні, гідравлічні, пневматичні й інші, у яких вихідна величина змінюється стрибкоподібно при досягненні вхідним сигналом певних заданих значень.

Імпульсними елементами (ІЕ) називають пристрої, що здійснюють квантування вхідного сигналу за часом. Вихідна величина є послідовністю імпульсів, модульованих вхідним сигналом (рис. 10.3). Залежно від вхідного сигналу може змінюватися будь-який з параметрів цієї послідовності: амплітуда A ; період повторювання T_0 (або, що еквівалентно, частота повторювання $\omega = 2\pi/T_0$); тривалість імпульсу γT_0 ($0 < \gamma < 1$) і його **шпаруватість** γ , яка дорівнює відношенню тривалості імпульсу до періоду повторювання. Відповідно, вирізняють амплітудно-імпульсну модуляцію $a_A = A(x_1)$; широтно-імпульсну модуляцію $\gamma = \gamma(x_1)$ і частотно-імпульсну модуляцію $\omega_0 = \omega_0(x_1)$.

Релейно-імпульсними елементами (РІЕ) називають пристрої, що здійснюють квантування сигналу за рівнем і за часом. Їх можна отримати шляхом послідовного з'єднання імпульсних та релейних елементів. У більшості випадків РІЕ здійснює імпульсно-кодову модуляцію вхідного сигналу, за якої результат квантування вхідного сигналу x_1 подається у вигляді певного, зазвичай цифрового, коду. Найчастіше використовують двійковий, або бінарний код, оскільки його можна легко реалізувати за допомогою різноманітних реле та електронних схем. Пристрої, що перетворюють неперервні сигнали в цифровий код, називають **аналогово-цифровими перетворювачами**.

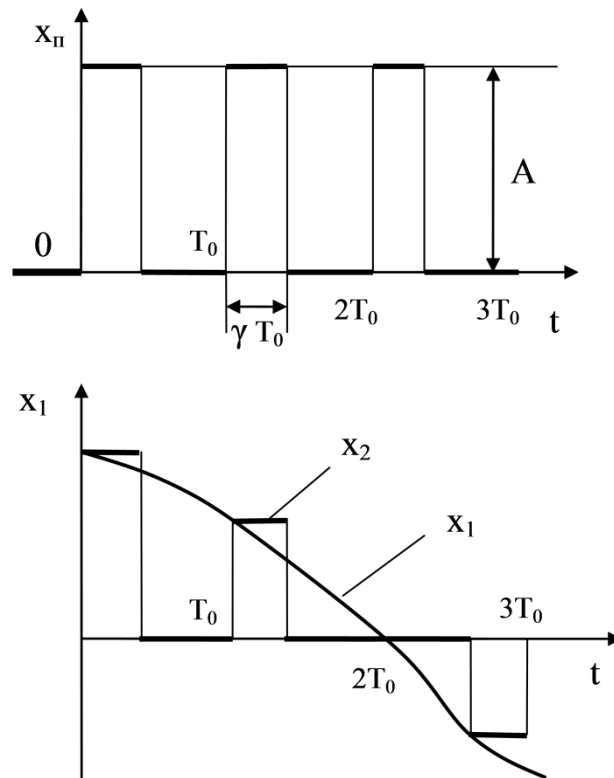


Рисунок 10.3 – Вихідна характеристика імпульсного елемента

Дискретні елементи за своїми властивостями поділяються на:

1. **Контактні елементи** - вихідний сигнал утворюється за рахунок замикання механічних контактів (до них відносять сукупність електромеханічних пристроїв).
2. **Безконтактні елементи** - вихідний сигнал формується за рахунок зміни параметрів самого елемента (опору, ємності, внутрішнього стану). До них відносять напівпровідникові, інтегральні логічні пристрої.
3. **Двохпозиційні елементи** – мають два внутрішніх стани: відсутність – „0”, наявність – „1” (реле, діоди, транзистори).
4. **Багатопозиційні елементи** – наявність більше двох стійких станів. Послідовність переходу від одного стану до іншого визначає послідовність надходження сигналів на його входи (трипозиційні реле, багатопозиційний перемикач, крокові шукачі).

5. **Логічні елементи** – після припинення дії вхідних сигналів їх вихідний сигнал приймає початковий стан (не запам'ятовує вхідну дію). До них відносять нейтральні реле, діоди, транзистори, інтегральні мікросхеми.

6. **Елементи пам'яті** – зберігають свій внутрішній стан після припинення вхідної дії (поляризоване реле, тригери, лічильники, крокові шукачі, розподільники імпульсів).

7. **Активні елементи** – формують вихідний сигнал за рахунок зовнішнього джерела енергії, а їх вхідний сигнал служить тільки для керування елементами (транзистори, електромагнітні реле, інтегральні мікросхеми).

8. **Пасивні елементи** – формують вихідний сигнал за рахунок енергії вхідного сигналу (без зовнішнього джерела живлення). До них відносять напівпровідникові діоди, електромагнітні реле максимального струму.

В системах автоматики вони є основним елементом, оскільки порівняно з безконтактними елементами мають ряд переваг:

- повна відсутність гальванічного зв'язку між вхідним і вихідним колами;
- можливість комутації в колах як постійного, так і змінного струму;
- допустимість значних перевантажень в колах контактів за струмом та напругою;
- малі втрати потужності в контактному переході;
- незалежність від впливу електричних і магнітних полів;
- нечутливість до температурних перевантажень;
- висока електроміцність;
- простота в обслуговуванні.

Реле поділяються:

1. **За часом спрацювання:**

- *безінерційні* ($< 10^{-3} c$);
- *швидкодіючі* ($< 0,05 c$);
- *нормальні* ($0,05 c < t < 0,15 c$);

- *уповільнені* ($0,15c < t < 1c$);
- *реле часу* ($t > 1c$).

2. За видом фізичної величини, на яку реагують:

- *електромагнітні*;
- *магнітоелектричні*;
- *електродинамічні*;
- *індукційні*;
- *феромагнітні*;
- *електронні та іонні*;
- *електротеплові*;
- *резонансні*.

Електромагнітні реле *постійного струму* бувають *нейтральні* (однаково реагують на напрямок струму) та *поляризовані* (напрямок переміщення якоря залежить від напрямку струму в обмотці); характерна висока чутливість, малий час спрацювання.

В електромагнітному реле (рис. 10.4) чутливим органом є електромагніт, в якому сила притягання рухомого якоря до осердя пропорційна струму в котушці. Пружина призначена для утримання якоря в розімкненому положенні. Реле спрацьовує тоді, коли дія електромагніту буде сильніша, ніж протидія пружини.

Промисловість випускає електромагнітні реле трьох основних електромагнітних систем: клапанного типу (із поворотним якорем), соленоїдного типу (із якорем, що втягується) та із поперечним рухом якоря (рисунок 10.5).

Реле клапанного типу (рисунок 10.5, а) мають значний надлишковий момент в кінці ходу якоря, що забезпечує добре притискання контактів. Тому реле такого типу широко використовуються в якості проміжних реле із великою кількістю контактів. На базі цієї системи також виконують вказівні реле. Ці реле мають значне споживання електроенергії та низький коефіцієнт повернення.

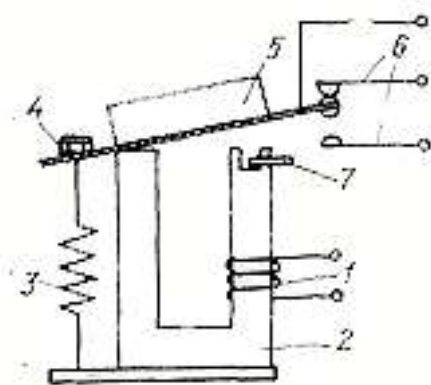


Рисунок 10.4 – Схема будови електромагнітного реле:

1 — котушка; 2 — осердя; 3 — відтягувальна пружина; 4 — гайка регулювальна; 5 — яркір; 6 — контакти; 7 — короткозамкнутий виток.

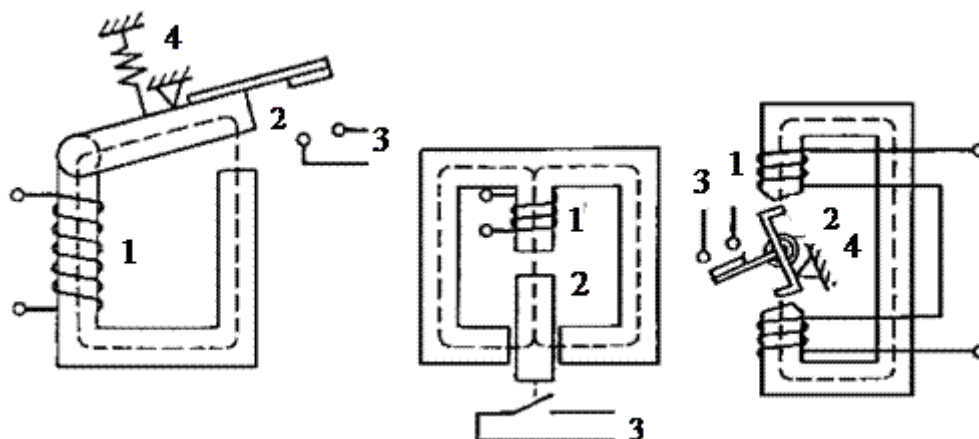


Рисунок 10.5 – Схеми електромагнітних реле

a – клапанного типу; *б* – соленоїдного типу; *в* – з поперечним рухом ярка.

Реле соленоїдного типу (рис. 10.5, б) мають великий хід ярка і забезпечують значне зусилля. Таку систему використовують для виготовлення реле прямої дії та деяких типів проміжних реле.

У реле з поперечним рухом ярка (рисунок 10.5, в) вибором раціональних профілів полюсів електромагніту і самого ярка можна одержати різну залежність моменту повороту ярка від кута повороту. У таких реле можна використати значно більші кути повороту ярка, ніж у реле інших системи.

Реле з поперечним рухом якоря мають низьке споживання електроенергії, високий коефіцієнт повернення та високу точність спрацьовування. Систему з поперечним рухом якоря використовують у вимірювальних реле струму та напруги.

За таким принципом побудовані реле напруги й реле струму. У реле струму контрольований струм проходить через послідовну котушку реле. Ці котушки мають невелику кількість витків з товстого проводу. Реле напруги вмикаються паралельно тій ділянці електричної схеми, на якій потрібно контролювати напругу. Котушка реле напруги має велику кількість витків з тонкого проводу.

При спрацюванні реле одні контакти замикаються, а інші розмикаються, що веде до замикання або розмикання відповідних електричних кіл. Крім реле струму й реле напруги широко застосовують так звані проміжні реле, призначені для розмноження одного сигналу, що подається на котушку реле, на кілька електричних кіл, а також для збільшення потужності сигналу. Наприклад, реле спрацьовує при потужності 20 Вт, а контакти замикають коло з потужністю 1000 Вт, тобто підсилюють потужність сигналу в цьому випадку в 50 разів.

В системах автоматики іноді потрібно застосовувати реле, що реагують на полярність електричного сигналу. У цих випадках використовують **поляризовані** реле. У магнітній системі поляризованих реле поряд із звичайним магнітопроводом додатково встановлюють постійний магніт. Тому рухома частина переміщується в той або інший бік під загальною дією двох магнітних потоків: від котушок реле і від постійного магніту. Такі реле реагують як на значення вхідного сигналу, так і на його полярність.

Реле змінного струму спрацьовують при живленні обмотки змінним струмом певної частоти і конструктивно відрізняються від реле постійного струму виконанням якоря та осердя – із листової сталі (зменшуються витрати на гістерезис та струми Фуко), наявністю кільця (з міді – для усунення вібрації полюсів). Керують навантаженням $0,1 \dots 10^4$ Вт.

Оскільки сила притягування якоря реле пропорційна квадрату струму (потoku), вона не залежить від знаку. Тому електромагнітну систему можна використати як для постійного, так і для змінного струму.

При однакових конструктивних розмірах реле і рівних значеннях максимальної магнітної індукції, середнє значення електромагнітного зусилля $F_{e\text{сер}}$ змінного струму в два рази менше, ніж у реле постійного струму. Двічі за період електромагнітне зусилля перетворюється в нуль. Для змінного струму сила притягування якоря буде пульсуючою і якір може вібрувати.

Періодична зміна сили притягання проявляється як тремтіння якоря, що супроводжується характерним гудінням на частоті 100 Гц (при живленні від мережі промислової частоти 50 Гц). В реле змінного струму для усунення вібрації якоря приймають спеціальні конструктивні заходи. Щоб усунути вібрацію, потік обмотки реле розділяють на два потоки, зсунуті в просторі і за фазою. Для цього використовують короткозамкнений виток (кільце) на частині якоря або полюса електромагніту. Для зменшення вібрації використовують також контакти, що пружинять або спеціальні барабанчики із наповнювачем, які закріплюють на рухомій частині реле.

Присутність змінного потоку в магнітопроводі реле призводить до появи вихрових струмів в сталі. Ці струми нагрівають осердя, ярмо і якір реле, на що марно витрачається енергія. Для зменшення вихрових струмів і витрачання енергії магнітопровід набирається із окремих тонких (товщиною 0,5 або 0,35 мм) листів електротехнічної сталі, які ізолюють один від одного, що збільшує опір на шляху вихрових струмів, зменшуючи переріз сталі на цьому шляху.

10.2. Логічні пристрої (елементи)

Електромеханічні пристрої мають відносно малу надійність, швидкодію, великі малогабаритні показники, погано працюють в умовах підвищеної вологості, запиленості, вібрації, що характерні для умов сільськогосподарського виробництва.

Інтенсивність відмов контактів апаратів складає 10^{-5} 1/год (1 на 10^5 спрацювань). Автоматичні системи керування сільськогосподарського виробництва інколи мають від 40 до 2000 електротехнічних елементів, число спрацювань яких досягає декілька сотень на годину. Досвід експлуатації показує, що через 20000 спрацювань контактів треба зупиняти лінію для профілактичного обслуговування та ремонту. Практика показує, що складні системи релейної автоматики (потоків лінії в тваринництві) безвідмовно працюють не більше декілька десятків годин.

Заміна електромеханічних пристроїв на безконтактну апаратуру доцільна як захід підвищення швидкодії та надійності систем автоматики. Безконтактні пристрої виконуються на логічних елементах складених з транзисторів, інтегральних мікросхем. На вхід логічного елемента подаються електричні сигнали від датчиків, стандартизованих за рівнем струму та напруги, а на виході під'єднуються електромеханічні пристрої автоматики та інші виконавчі елементи.

При вивченні усталеного стану окремих дискретних елементів систем автоматики без врахувань їх поведінки в часі використовують спеціальний математичний апарат – *алгебру логіки* (або Булеву алгебру). Різниця від звичайної алгебри – вона є алгеброю стану, а не чисел.

Алгебра логіки – це розділ математичної логіки, який вивчає зв'язки між логічними змінними, що мають лише два значення. Алгебра логіки розроблена англійським математиком Дж. Булем і часто називається булевою алгеброю. Алгебра логіки є теоретичною базою для побудови систем цифрової обробки інформації. Саме на основі законів алгебри логіки

розробляється логічне рівняння пристрою, який дозволяє з'єднати логічні елементи так, щоб схема виконувала задану логічну функцію.

Логічний елемент (ЛЕ) – це електронний пристрій, що реалізує одну з логічних операцій. Логічні елементи являють собою електронні пристрої, у яких оброблювана інформація задована у вигляді двійкових чисел, відображуваних напругою (сигналом) високого і низького рівня. Термін «логічні» прийшов в електроніку з алгебри логіки, що оперує зі змінними величинами і їхніми функціями, що можуть приймати тільки два значення: «істинно» чи «хибно». Для позначення чи істинності хибності висловлень використовують відповідно символи 1 чи 0. Кожна логічна змінна може приймати тільки одне значення: 1 чи 0.

Функціональні залежності між логічними змінними можуть бути описані логічними формулами або таблицями істинності. У таблиці істинності відображаються всі можливі поєднання (комбінації) входних змінних і відповідні їм значення функції Y , що виходять в результаті виконання якої-небудь логічної операції. При одній логічній змінній повний набір складається з чотирьох функцій, які приведені в таблиці 1.

Основними логічними функціями є:

- логічне заперечення (інверсія)
- логічне додавання (диз'юнкція)
- логічне множення (кон'юнкція)

До більш складних функцій алгебри логіки відносяться:

- функція рівнозначності (еквівалентності)
- функція нерівнозначності (додавання по модулі два)
- функція Пірса (логічне додавання з запереченням)
- функція Шеффера (логічне множення з запереченням)

В основі алгебри логіки і схем цифрової техніки лежать три основні елементарні операції: І - логічне множення, або кон'юнкція, АБО - логічне додавання, або диз'юнкція та НЕ - логічне заперечення, або інверсія.

Ці три функції разом дозволяють записати будь-яку іншу, як завгодно складну логічну операцію. Цю властивість називають функціональною повнотою, а три логічні операції І, АБО, НЕ разом називають базисними операціями (функціями) або коротко базисом.

Логічний елемент НЕ називається інвертором. Він є найпростішим елементом з одним входом і одним виходом.

Схема НЕ реалізує операцію заперечення (інверсію). Елемент НЕ змінює значення напруги вхідного логічного сигналу так, що на виході елемента з'являється напруга з логічно протилежним значенням: якщо на вході схеми 0, то на виході 1; якщо на вході 1 на виході 0. Його умовне графічне позначення і таблиця істинності представлені на рис. 10.6.

У вітчизняному позначенні ЛЕ зображають у вигляді прямокутника, всередині якого є позначення операції. Входи схеми знаходяться зліва, вихід – справа. Якщо на виході (чи на вході) стоїть кружечок, це означає операцію заперечення (інверсії).

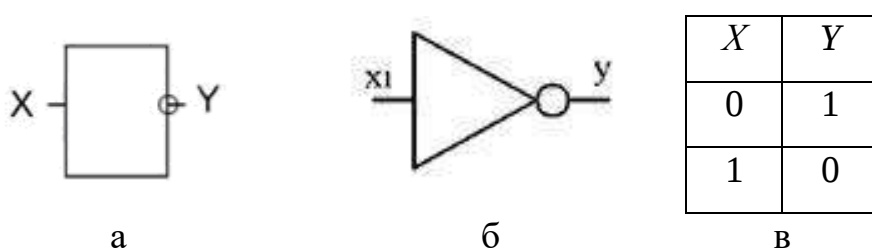
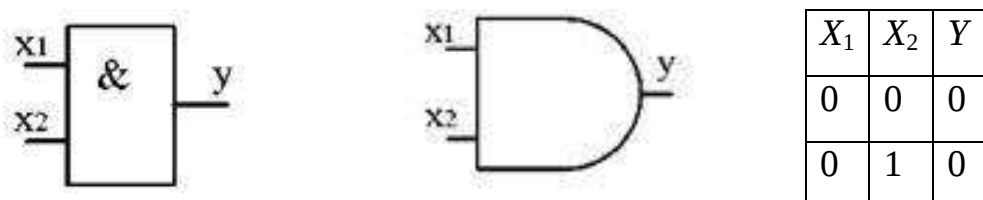


Рисунок 10.6 – Умовне графічне позначення (а – вітчизняне, б – міжнародне) і таблиця істинності (в) елемента НЕ

Схема «І» реалізує кон'юнкцію (логічне множення) двох або більше логічних значень. Одиниця на виході схеми «І» буде тоді і тільки тоді, коли на всіх входах будуть одиниці. Коли хоча б на одному вході буде нуль, на виході також буде нуль.



1	0	0
1	1	1

а

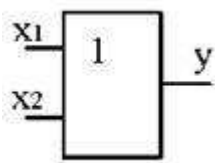
б

в

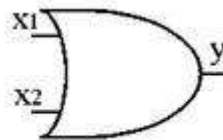
Рисунок 10.7 – Умовне графічне позначення (а – вітчизняне, б – міжнародне) і таблиця істинності (в) двовхідного елемента І

Операція кон'юнкції на функціональних схемах позначається знаком & (читається як «амперсенд»), є скороченим записом англійського слова «and».

Схема «АБО» реалізовує диз'юнкцію (логічне додавання) двох або більш логічних значень. Коли хоча б на одному вході схеми «АБО» буде одиниця, на її виході також буде одиниця. Нуль на виході одержуємо тільки тоді, коли на всіх входах нулі. На схемі операція диз'юнкції позначається знаком «1».



а



б

X_1	X_2	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

в

Рисунок 10.8 – Умовне графічне позначення (а – вітчизняне, б – міжнародне) і таблиця істинності (в) двовхідного елемента АБО

Окрім описаних, існує множина логічних елементів, що виконують більш складні логічні перетворення. Ці перетворення є комбінаціями найпростіших логічних операцій. До числа таких елементів відносяться:

елемент І-НІ: $y = \overline{x_1 \cdot x_2}$, реалізує операцію Шеффера (штрих Шеффера);

елемент АБО-НІ: $y = \overline{x_1 + x_2}$ (операція Пірса, стрілка Пірса);

елемент І-АБО: $y = x_1 \cdot x_2 + x_3 \cdot x_4$

елемент І-АБО-НІ: $y = \overline{x_1 \cdot x_2 + x_3 \cdot x_4}$

суматор за модулем 2 : $y = \overline{x_1} \cdot x_2 + x_1 \cdot \overline{x_2}$ та інші.

Операція Шеффера послідовно виконує спочатку функцію логічного множення змінних, а потім інверсію (логічне заперечення) результату множення для будь-якого числа логічних змінних. Тому цю функцію називають І-НЕ. Логічна формула операції Шеффера для двох змінних має вигляд:

$$Y = \overline{X_1 \cdot X_2}$$

Логічна функція, що реалізує цю операцію, може бути отримана послідовним виконанням функцій І та НЕ з базису І, АБО, НЕ за схемою (рис. 10.9).

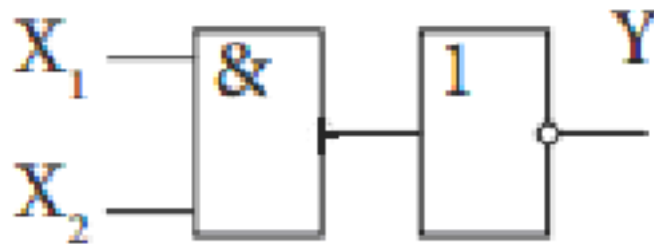


Рисунок 10.9 – Елемент І-НЕ на два входи, побудований з елементів базису І, АБО, НЕ

Умовне графічне зображення і таблиця істинності двухвходового елемента І-НЕ представлені на рис. 10.10.

Операція Пірса послідовно виконує спочатку функцію логічного додавання будь-якого числа логічних змінних, а потім інверсію (логічне заперечення) результату складання. Тому цю функцію називають АБО-НЕ.

$$Y = \overline{X_1 + X_2}$$

Логічний елемент, який реалізує цю операцію, може бути побудований з базисних елементів АБО і НЕ за схемою (рис. 10.16).

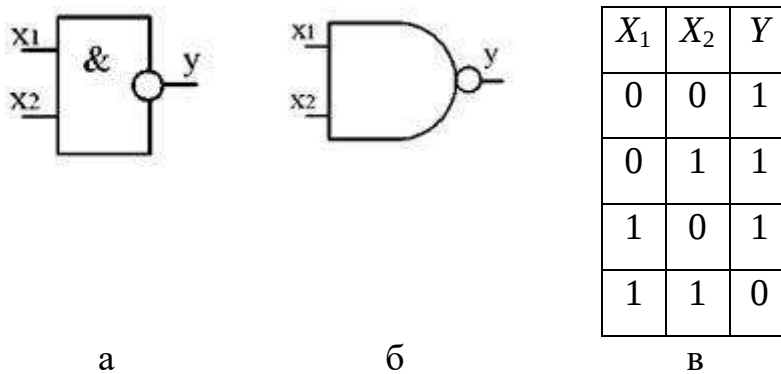


Рисунок 10.10 – Умовне графічне позначення (а – вітчизняне, б – міжнародне) і таблиця істинності (в) двовхідного елемента І-НЕ

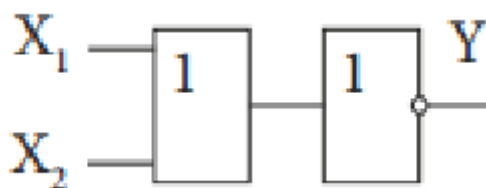


Рисунок 10.11 – Елемент АБО-НЕ на два входи, побудований в трьохелементному базисі І, АБО, НЕ

Умовне графічне зображення і таблиця істинності двовхідного елемента АБО-НЕ представлені на рис. 10.12.

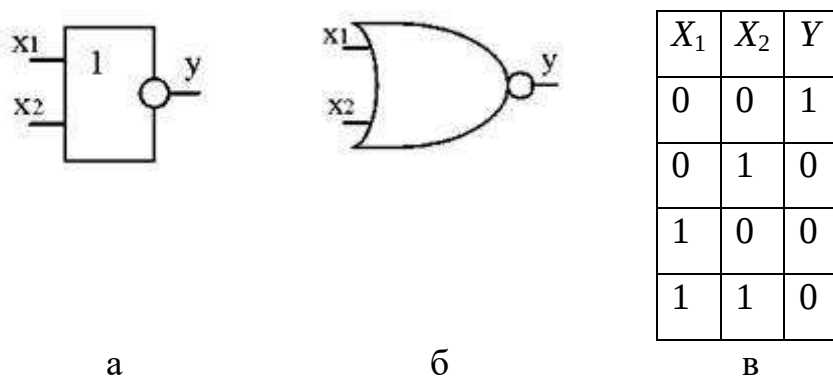


Рисунок 10.12 – Умовне графічне позначення (а – вітчизняне, б – міжнародне) і таблиця істинності (в) двовхідного елемента АБО-НЕ

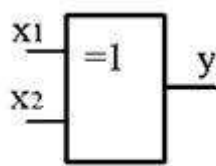
Рівнозначність, або еквівалентність - рівність логічних значень двох змінних. Існує логічна функція РІВНОЗНАЧНІСТЬ (ЕКВІВАЛЕНТНІСТЬ),

яка за допомогою певної комбінації базисних логічних операцій встановлює факт рівнозначності.

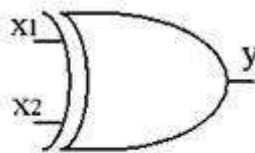
Логічна формула функції ЕКВІВАЛЕНТНІСТЬ для двох змінних має такий вигляд:

$$Y_{екв} = X_1 \cdot X_2 + \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2$$

Умовне графічне позначення логічного елемента РІВНОЗНАЧНІСТЬ на два входи і таблиця істинності представлені на рис. 10.13.



а



б

X_1	X_2	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

в

Рисунок 10.13 – Умовне графічне позначення (а – вітчизняне, б – міжнародне) і таблиця істинності (в) двовхідного елемента РІВНОЗНАЧНІСТЬ

Тема 11. Виконавчі елементи систем автоматики

11.1. Загальні характеристики виконавчих механізмів

Виконавчий пристрій (ВП) – це силовий пристрій, призначений для зміни регулювальної дії на об'єкт керування відповідно до сигналу керування, що надходить на його вхід від командного пристрою (блоку ручного керування, регулятора, контролера, керувальної ЕОМ).

Виконавчий пристрій у загальному випадку складається з трьох основних частин: елемента керування, виконавчого механізму (ВМ) і керувального (регулювального) органу [К(Р)О].

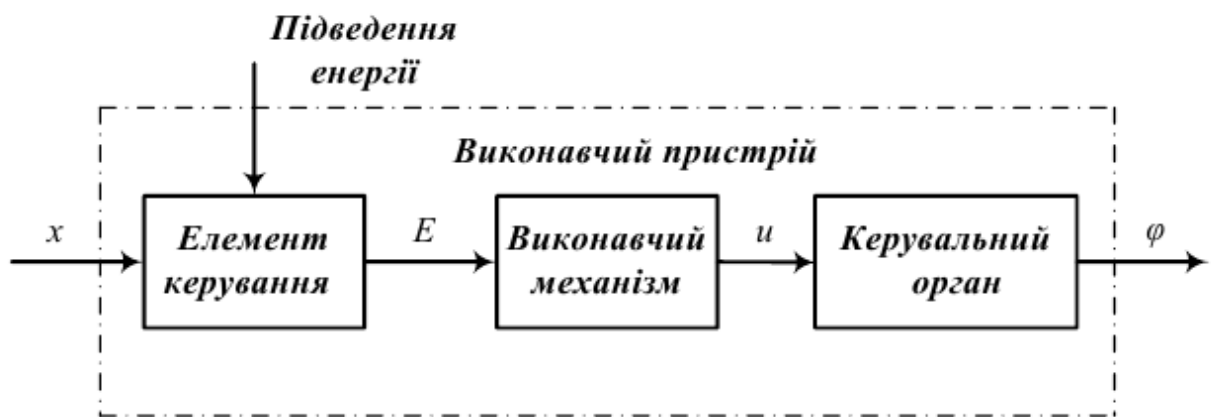


Рисунок 11.1 – Функціональна схема виконавчого пристрою

Елемент керування здійснює підведення енергії (напруги, рідини або газу під тиском) від стороннього джерела живлення до виконавчого механізму.

Виконавчий механізм перетворює вхідну командну інформацію у певну силову дію на регулювальний орган об'єкту керування або на сам об'єкт керування. Виконавчий механізм переміщує регулювальний орган відповідно до заданого закону регулювання при мінімально можливих відхиленнях. Виконавчий пристрій є перетворювачем сигналу керування в регулювальну дію u .

Як правило, потужності сигналу керування недостатньо для безпосереднього переміщення регулюючого органу, тому виконавчий

механізм можна розглядати як підсилювач потужності, за допомогою якого слабкий вхідний сигнал, посилюючись у багато разів за рахунок енергії джерела живлення, передається на регулюючий орган. У більшості випадків виконавчий механізм діє від сторонніх джерел енергії, оскільки безпосереднє керування виконавчим механізмом від первинних елементів регулювання (мікропроцесорів, реле, датчиків тощо) неможливе унаслідок їх малої потужності, недостатньої для дії на регулювальний орган. Конкретні ВМ можуть виготовлятися як у вигляді єдиних конструктивних модулів, так і збиратися з окремих блоків.

Регулювальний орган здійснює безпосередню регулювальну дію на об'єкт керування. Зміна положення регулювального органу викликає зміну потоку енергії або матеріалу, що поступають на об'єкт, і тим самим впливає на роботу машини, механізми і технологічні процеси, усуваючи відхилення регульованої величини від заданого значення.

Класифікація виконавчих пристроїв і регулювальних органів

Виконавчі елементи систем автоматики класифікують:

1. За *видом споживаної енергії*, що створює зусилля (момент) переміщення регулювального органу. Відповідно, ВП бувають

- *електричні*;
- *пневматичні* та *гідравлічні*;
- *інші* (потенціальна енергія вантажу, стиснутої пружини, енергія вибуху та ін.)

В пневматичних ВП зусилля переміщення створюється за рахунок тиску стиснутого повітря на мембрану, поршень або сильфон; тиск зазвичай не перевищує 10^3 кПа.

В гідравлічних ВП зусилля переміщення створюється за рахунок тиску рідини на мембрану, поршень або лопать; тиск рідини у них зазвичай знаходиться в межах $(2,5-20) \cdot 10^3$ кПа. Окремий підклас гідравлічних ВП складають ВП з гідромуфтами.

Електричні ВП за принципом дії підрозділяються на електродвигунні (електромашинні) і електромагнітні (соленоїдні).

Існують ВП, у яких використовуються одночасно два види енергії: електропневматичні, електрогідравлічні і пневмогідравлічні. Вид енергії сигналу, що керує, може відрізнятися від виду енергії, що створює зусилля переміщення.

2. За *характером руху* вихідного органу:

- *прямохідні* з поступальним рухом вихідного елемента,
- поворотні з обертальним рухом до 360° (*однооборотні*)
- поворотні з обертальним рухом на кут більше 360° (*багатооборотні*).

3. За *видом двигуна*, що використовується:

- *електродвигунні*;
- *електромагнітні*;
- *поршневі*;
- *мембранні*.

Пневматичні і гідравлічні мембранні і поршневі ВП підрозділяються на пружинні і безпружинні. У пружинних ВП зусилля переміщення в одному напрямі створюється тиском в робочій порожнині ВМ, а у зворотному напрямку – силою пружності стиснутої пружини. У безпружинних ВП зусилля переміщення в обох напрямках створюється перепадом тиску на робочому органі механізму.

4. В залежності від *швидкості руху* вихідного органу:

- ВП з *постійною* швидкістю зміни керуючої дії u (*ізодромні* ВП), тобто $du/dt=const$, незалежно від x ;
- ВП, у яких швидкість зміни керуючої дії u залежить від величини сигналу керування x , тобто $du/dt=f(x)$.

5. За *статичними властивостями* (за статичною характеристикою $u=f(x)$) ВП поділяються на:

- *статичні* ВП, у яких кожному значенню сигналу керування x на ustalених режимах роботи ВП відповідає відповідне значення керуючої дії u ;

- **астатичні** ВП, у яких одному нульовому значенню сигналу керування x_0 відповідає нескінченна множина значень керуючої дії u ;

- **позиційні** ВП (дво- чи трипозиційні), у яких вихідний сигнал u при зміні вхідного x може приймати два чи три дискретні значення (позиції).

Основними визначальними параметрами виконавчих пристроїв є:

швидкодія;

Швидкодією називають величину, зворотну відрізка часу, що витрачається на перехід виконавчого механізму з одного сталого стану в інший під впливом сигналу керування. При цьому, за один сталий стан можна прийняти середнє (або одне з крайніх) положення виконавчого механізму, а за інше - максимальне відхилення (або інше крайнє положення).

точність;

Точністю називають величину, зворотну максимально можливій помилці встановлення виконавчого механізму в новий стан рівноваги.

робочий діапазон;

смуга робочих частот;

максимальна корисна потужність;

максимальне і номінальне навантаження;

Номінальне навантаження (момент або зусилля) – таке, при якому виконавчий механізм працює з віддачею максимальної корисної потужності;

Максимальне навантаження – найбільший момент або максимальне зусилля, яке може передати виконавчий механізм;

пускове і робоче навантаження;

потужність, необхідна для керування;

коефіцієнт корисної дії;

Коефіцієнт корисної дії – відношення максимальної корисної потужності, що отримують на виході виконавчого механізму, до потужності, яку отримують від джерела енергії при оптимальному режимі роботи;

ресурс роботи.

зона нечутливості – область, в межах якої зміна величини сигналу керування не приводить виконавчий механізм до руху.

Основними характеристиками ВП є:

обертаючий момент на валу ($H \cdot m$) для поворотних ВМ і **зусилля** на штоці (H) для прямоходових ВМ;

кут повороту вала для однообертових ВМ, або **число обертів валу** для багатообертових;

час повного ходу вихідного органу ВМ від одного крайнього положення до іншого.

На роботу системи автоматичного регулювання впливають такі характеристики ВП:

вибіг ВМ, під яким розуміємо переміщення вихідного органу ВМ після його вимикання;

люфт ВМ, під яким розуміємо вільний хід вихідного органу ВМ при відсутності сигналу управління ($x=0$);

гістерезис ВМ, який дорівнює різниці значень сигналів управління x , які відповідають одному і тому ж значенню u , при прямому і зворотному русі вихідного органу ВМ.

Вибіг ВМ, причиною якого є його інерційність, впливає на точність і стійкість системи. Люфт може стати причиною виникнення автоколивань.

Порівнюють виконавчі елементи за К.К.Д., безвідмовністю роботи, повним технічним ресурсом, строком служби, ремонтнопридатністю, загальною надійністю.

Основними вимогами до ВП є:

- висока швидкодія, оцінювана за часом переходу з одного усталеного стану в інший під дією сигналу управління;

- достатня потужність, яка повинна перевершувати потужність, необхідну для зміни стану об'єкта управління або положення їхніх регулюючих органів на всіх режимах автоматичного управління для виключення впливу навантаження на швидкодію ВМ;

- жорсткість механічних характеристик, що являють собою залежності швидкості зміни управляючої дії від сили або моменту навантаження;
- висока кратність регулювання (відношення максимальної швидкості зміни керуючої дії до її мінімального значення, що забезпечує ще стійке регулювання при номінальному навантаженні);
- вибіг ВМ не повинен перевищувати 0,25... 1% повного ходу вихідного органу;
- величина люфту не повинна перевищувати 0,2...0,5 мм у прямоходових ВМ, і 3° - у поворотних;
- гістерезис не повинен бути більше 1,5%.

У сільськогосподарському виробництві для автоматизації стаціонарних об'єктів керування застосовують переважно електричні ВП, а на мобільних машинах—гідравлічні ВП. Найбільше розповсюдження отримали електричні виконавчі елементи, що поділяються на *електромагнітні* та *електродвигунні*.

11.2. Електродвигунні виконавчі елементи

Електродвигунні ВМ (ЕВМ) одержали найбільше поширення в системах промислової і сільськогосподарської автоматики. Найчастіше в ЕВМ малої потужності (до 1000 Вт) застосовуються двофазні асинхронні двигуни чи двигуни постійного струму, а в більш потужних – трифазні з короткозамкненим чи фазним ротором. Для зменшення вибігу двигуна і поліпшення якості регулювання використовується електричне гальмування. Конструктивно ЕВМ звичайно виконують з обертальним рухом вихідного вала і рідше – з поступальним переміщенням вихідного штока.

У залежності від типу регулюючого органа розрізняють однообертові, багатообертові, крокові і постійно-обертові ЕДВМ. Однообертові - з кутом повороту вихідного вала до 360° застосовують звичайно в приводі таких регулювальних органів, як заслінки, крани, шибера і т.п. Багатообертові - використовують для переміщення регулювальних органів у формі запірних вентилів, дроселів і засувок. Вихідний вал у них може робити велике число

обертів і одночасно поступально переміщувати регульовальні органи. Крокові – застосовують для перетворення імпульсних сигналів керування у фіксований кут повороту, тобто на кожен імпульс механізм робить строго заданий кутовий крок. У постійно обертових-обертовий момент від вала електродвигуна до регульовального органа передається звичайно через електромагнітну муфту. Напрямок і швидкість обертання вихідного вала муфти регулюють, змінюючи струм збудження муфти.

Основними технічними вимогами до ЕДВМ є:

- статична стійкість і лінійність механічних характеристик у всьому діапазоні зміни керування;
- лінійна залежність кутової швидкості обертання ротора від величини керуючого сигналу у всьому робочому діапазоні;
- висока швидкодія стосовно динамічних параметрів об'єкта керування;
- великий пусковий момент;
- мала потужність керування при значній механічній потужності на валу електродвигуна;
- відсутність самоходу, тобто малий залишковий обертаючий момент при відсутності сигналу керування;
- висока надійність;
- малі габарити, розміри і маса;
- високі експлуатаційні властивості (ККД, ресурс роботи).

Виконавчі двигуни постійного струму

Двигуни постійного струму (ЕДВМ) найбільш повно задовольняють вимогам до виконавчих елементів систем. Для стаціонарних об'єктів сільськогосподарського виробництва ці ВМ застосовуються обмежено, в одиничних випадках. Вони широко використовуються в сільському господарстві тільки при керуванні мобільними машинами й агрегатами.

За способом збудження двигуни поділяються на виконавчі двигуни з електромагнітним збудженням і зі збудженням від постійних магнітів. Двигуни з електромагнітним збудженням виконуються з незалежним,

послідовним і змішаним збудженням. Керування двигунами постійного струму може бути безупинним і імпульсним.

На рис. 11.2 приведені основні типи двигунів постійного струму. Найбільшого поширення отримали колекторні двигуни постійного струму.

Принцип роботи двигуна постійного струму заснований на електромагнітній взаємодії нерухомого магнітного потоку збудження Φ із струмом $I_{\text{я}}$, що протікає по обмотці якоря. На кожен з провідників із струмом діє електромагнітна сила і створюється результуючий електромагнітний момент

$$M = k I_{\text{я}} \Phi,$$

де k – конструктивний коефіцієнт, залежний від параметрів машини. Цей момент примушує ротор обертатися.

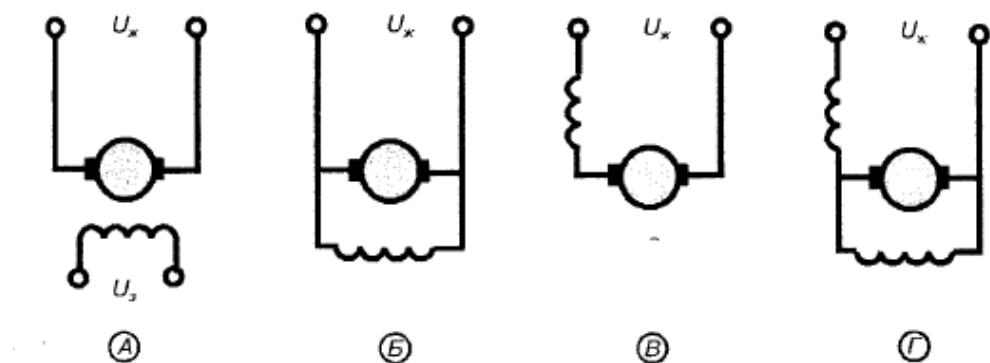


Рисунок 11.2 – Схеми вмикання обмотки збудження

Електродвигуном постійного струму з незалежним збудженням можна керувати як з боку якоря, так і з боку обмотки збудження. При керуванні електродвигуном з боку якоря обмотка збудження живиться незмінною напругою постійного струму і створює постійний потік збудження. До якірного ланцюга електродвигуна підводиться керуюча напруга постійного струму.

При керуванні електродвигуном з боку обмотки збудження ланцюг якоря живиться від мережі незмінною напругою постійного струму, а керуюча напруга, яка утворює регульований потік збудження, подається на обмотку збудження. При цьому способі керування потрібна менша

потужність сигналу ланцюга керування, що дозволяє використовувати в якості кінцевих підсилювачів електронні, магнітні, напівпровідникові й інші малопотужні підсилювачі.

До недоліків керування електродвигуном з боку обмотки збудження відносяться малий діапазон зміни швидкості, нелінійність статичних характеристик, збільшення порядку рівняння руху електродвигуна і регулювання швидкості тільки в бік її збільшення.

У системах автоматичного керування широке поширення одержав спосіб керування двигуном зі сторони якоря, тому що він дозволяє одержати широкий діапазон регулювання швидкості, плавність регулювання, відносну лінійність статичних характеристик, більшу швидкодію.

До виконавчих двигунів з якірним керуванням відносяться двигуни з постійними магнітами. Їхні статичні характеристики аналогічні характеристикам двигуна з електромагнітним збудженням при якірному керуванні. Перевага двигунів з постійними магнітами полягає в тому, що вони не вимагають джерела живлення обмотки збудження, мають більший к.к.д. і швидкодію, магнітний потік практично не залежить від температури двигуна. Особливо високі показники по швидкодії в двигунів з порожнім немагнітним якорем, у який впресована обмотка керування.

До недоліків двигунів з постійними магнітами відносяться старіння магнітів, використовуваних для полюсів. Одним з істотних недоліків виконавчих двигунів постійного струму є наявність ковзного контакту між щітками і колектором, що створює іскріння і радіоперешкоди. Надійність двигунів відносно низька через швидкий знос щіток, особливо при високих швидкостях обертання якоря. Існують умови експлуатації, коли колекторні двигуни постійного струму не застосовуються.

З метою усунення названих недоліків щітково-колекторний вузел двигуна постійного струму замінюють більш надійною напівпровідниковою схемою, керованої сигналами датчика кутового положення ротора. Безколекторний електродвигун постійного струму складається (рис. 11.3) із

двигуна (Д), напівпровідникового комутатора (К) і датчика кутового положення ротора (ДП).

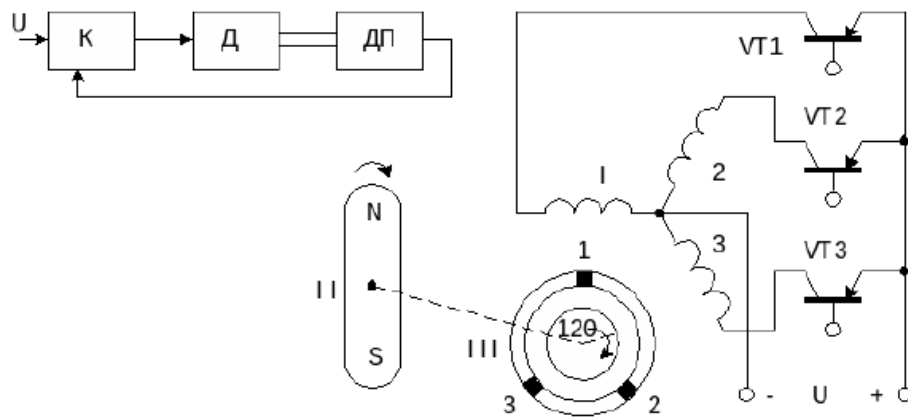


Рисунок 11.3 – Структурна й електрична схеми безколекторного двигуна постійного струму

На відміну від колекторного двигуна постійного струму безконтактний двигун має обмотку якоря на статорі I і систему збудження з постійними магнітами на роторі II. Ротор виконується, як правило, явно полюсним з однією парою полюсів з постійного магніту. Обмотка складається з трьох секцій, з'єднаних у зірку, і підключених до транзисторного комутатора. З віссю ротора двигуна жорстко зв'язаний якор датчика кутового положення III із трьома чутливими елементами 1, 2, 3, розташованими один відносно одного під кутом 120 електричних градусів. Чуттєві елементи датчика керують струмами баз транзисторів VT1, VT2, VT3 напівпровідникового комутатора IV.

У положенні ротора, зазначеному на схемі, якор датчика кутового положення взаємодіє з чутливим елементом 1, що підтримує у відкритому стані транзистор VT1. Струм, що протікає по статорній обмотці 1, взаємодіє з полем постійного магніту, у результаті чого до ротора прикладається момент, спрямований по годинниковій стрілці. Під впливом цього моменту ротор двигуна обертається у тому ж напрямку, захоплюючи за собою якор датчика. Обмотка 1 підключена до джерела живлення U на інтервалі 120 електричних

градусів, що збігається з кутовим розміром сектора якоря датчика положення ротора. Після повороту на 120 електричних градусів відбувається відключення обмотки 1 і підключення обмотки 2, так як якір датчика кутового положення взаємодіє з чутливим елементом 2, що відкриває транзистор VT2 комутатора. Таким чином, поворот ротора на 120 електричних градусів приводить до стрибкоподібного переміщення поля статора. Обертання ротора буде продовжуватися тому, що відбувається послідовне підключення обмоток статора електродвигуна до джерела живлення, що забезпечується завдяки впливу на комутатор сигналу зворотного зв'язку, що знімається з датчика кутового положення ротора.

Тип обмотки статора електродвигуна і спосіб її підключення до джерела електроживлення визначають кількість перемикаючих транзисторів комутатора, а також число чутливих елементів датчика ДП. Для зменшення пульсацій моменту на валу двигуна за один оборот кількість обмоток повинна бути великою. Чим більше число обмоток, тим краще пускові властивості і більш рівномірна робота машини. Зростання кількості обмоток приводить до збільшення числа чутливих елементів датчика положення і напівпровідникового комутатора. Оскільки елементи комутатора мають меншу надійність у порівнянні з іншими частинами електродвигуна, а маса і габарити комутатора співрозмірні з масою і габаритами двигуна, то для електродвигунів невеликої потужності доцільніше застосування двох - трьох обмоток.

У розглянутих двигунах можлива однонапівперіодна комутація, при якій струм по обмотці протікає в одному напрямку і двонапівперіодна комутація, коли струм по обмотці змінює напрямок, тобто обмотка використовується протягом повного обороту ротора.

Двигуни з реверсивним живленням мають перевагу перед аналогічними двигунами з нереверсивним живленням, обумовлене кращим використанням міді обмоток і активних частин і більш високим ККД. Однак ускладнення схеми комутатора (кількість елементів зростає вдвічі) і

конструкції датчика положення такого двигуна в порівнянні з нереверсивним змушують віддавати йому перевагу тільки в тих випадках, коли пред'являються високі вимоги до габаритів, маси, величині пульсацій моменту і значенню к.к.д. двигуна. Для електродвигунів малої потужності більш раціональна однонапівперіодна комутація.

Регулювання швидкості. Кутову швидкість двигуна при незмінному моменті опору можна регулювати трьома способами:

якірним – зміною напруги на обмотці якоря $U_{\text{я}}$;

полюсним – зміною магнітного потоку збудження Φ ;

реостатним – зміною додаткового опору $R_{\text{д}}$ в ланцюзі якоря.

При якірному керуванні можливі два основні види керування:

безперервне – зміною в часі амплітуди напруги;

імпульсне – зміною часу, протягом якого до двигуна підводиться номінальна напруга.

Полюсне керування застосовується набагато рідше якірного, оскільки регулювальні характеристики виходять нелінійними і коло керування володіє значною індуктивністю, що може негативно позначитися на швидкодії.

Перевагою полюсного керування є значно менший струм збудження в порівнянні із струмом якоря, і відповідно менша потужність керування.

При реостатному способі через реостати $R_{\text{д}}$ повинен тривало пропускатися значний струм, що викликає великі втрати потужності. Спосіб не забезпечує широкого діапазону регулювання швидкості, він неекономічний і в системах автоматичного керування застосовується у край рідко.

Пуск двигуна постійного струму ускладнюється тим, що при $\omega=0$ пусковий струм якоря $I_{\text{япуск}}$ може у 10 – 20 разів перевищувати номінальний струм, що небезпечно як для двигуна (посилення іскріння, динамічні перевантаження), так і для джерела живлення.

Тому найважливішими показниками пускового режиму є кратність пускового струму $k_{\text{л.пуск}} = I_{\text{пуск}} / I_{\text{ном.к}}$ і кратність пускового моменту

$k_{M.Пуск} = M_{Пуск} / M_{Ном}$. При пуску необхідно забезпечити необхідну кратність пускового моменту при можливо меншій кратності пускового струму.

Прямий пуск застосовують зазвичай при кратності пускового струму $k_{I.Пуск} < 6$. При більшому значенні застосовують способи пуску, що забезпечують зниження струму $I_{Япуск}$ або за рахунок подачі зниженої напруги на обмотку якоря, або за рахунок введення додаткового опору в ланцюг якоря.

Реверсування. Реверсування двигуна здійснюється або зміною полярності напруги на обмотці якоря, або на обмотці збудження. У обох випадках змінюється знак моменту двигуна і відповідно напрям обертання ротора.

Гальмування. У двигунів незалежного збудження можливі три гальмівні режими:

рекуперативне гальмування – двигуна в режим генератора, що працює паралельно з мережею;

гальмування противключенням – за рахунок зміни напрямку струму якоря або потоку збудження;

динамічне – переведення двигуна в режим автономного генератора.

У двигунів виконавчих пристроїв застосовується в основному гальмування противключенням або динамічне.

Виконавчі механізми на базі асинхронного електроприводу

Асинхронною машиною називається машина змінного струму, у якої кутова швидкість ротора не дорівнює кутовій швидкості магнітного поля статора. Кутова швидкість ротора залежить від навантаження; в режимі двигуна навантаженням є механічний момент опору на валу машини.

У асинхронних машин великої, середньої і малої потужності на статорі практично завжди розташована трифазна обмотка, тобто обмотка, що складається з трьох окремих електричних ланцюгів, зрушених в просторі на 120° ; асинхронні мікромашини випускаються в основному з двофазною обмоткою статора із зсувом обмоток фаз на 90° .

Принцип роботи асинхронних машин пов'язаний з поняттям обертового магнітного поля. Обмотка, що створює магнітне поле, є N -фазною системою, тобто складається з N обмоток, які зрушені одна відносно одної в просторі і по яких протікають струми, зрушені в часі. Кожна з обмоток фаз створює пульсуючий потік (нерухомий в просторі і такий, що змінюється в часі), зрушений відносно інших в просторі і в часі.

Електромагнітний момент, що виникає в результаті взаємодії обертаючого магнітного поля статора, із струмами, наведеними цим полем в роторі, може бути визначений виразом:

$$M_{EM} = k\Phi_M I_2 \cos \varphi_2,$$

де k – конструктивний коефіцієнт, залежний від числа фаз, числа полюсів і числа витків у фазі обмотки статора.

Електромагнітний момент прямо пропорційний основному магнітному потоку Φ_M і активною складовою струму ротора $I_2 \cos \varphi_2$. При цьому основний потік визначається напругою живлення і не залежить від навантаження, а струм ротора I_2 і його фаза відносно ЕРС φ_2 залежать від ковзання і відповідно від навантаження.

Пуск. Умовою пуску двигуна є нерівність $M_H > M_{CT}$; якщо ця умова виконується, то при включенні двигуна в мережу ротор приходить в рух і розгониться до сталого режиму. При пуску ($\omega_2=0$, $s=1$) струм в роторі досягає найбільшого значення. Відповідно великі пускові струми і в обмотці статора.

Реверсування двигуна. Зміна напрямку обертання ротора здійснюється зміною напрямку обертання поля статора. Для цього досить поміняти місцями виводи двох будь-яких фаз.

Гальмування двигуна. Для швидкої зупинки двигуна можуть застосовуватися різні способи електричного гальмування: рекуперативне, гальмування противключенням і динамічне гальмування.

Рекуперативне гальмування відбувається при роботі асинхронної машини в режимі генератора паралельно з мережею, тобто при $\omega_2 > \omega_1$. На

практиці цей режим зустрічається рідко, в основному при переході з вищих кутових швидкостей на нижчі, наприклад, при зміні числа пар полюсів або частоти напруги живлення.

Гальмування противключенням відбувається у тому випадку, коли магнітне поле статора обертається в одному напрямі, а ротор в протилежному. При цьому кутова швидкість ротора і створюваний двигуном момент мають протилежні знаки.

Динамічне гальмування здійснюється відключенням обмотки статора від мережі змінного струму і підключенням до мережі постійного струму. Виникає нерухоме поле статора, яке наводить ЕРС і струми в роторі, що обертається. В результаті взаємодії цих струмів з полем статора створюється гальмівний момент.

Крім цього, можуть використовуватися і синхронні двигуни змінного струму.

Крокові виконавчі механізми застосовують в числовопрограмному керуванні, де потрібне однозначне перетворення числових даних в лінійне або кутове переміщення виконавчого органу. Робочий режим крокових двигунів – стопорний, при якому ротор нерухомий при постійних струмах, що протікають в обмотках статора та ротора. Крокові двигуни мають нижчі енергетичні показники, ніж двигуни безперервної дії.

Кроковим двигуном називається електродвигун з переривчастим обертанням ротора під дією дискретного електричного сигналу, подаваного на обмотки керування. В якості крокових двигунів одержали широке поширення багатофазні синхронні двигуни з активним (збудженим) і реактивним (незбудженим) ротором. Крокові двигуни відрізняються від звичайного синхронного в основному формою напруги, підведеної до фазних (керуючих) обмоток. Крокові двигуни застосовуються з електронним комутатором, що подає на обмотки керування прямокутні імпульси. Послідовність підключення обмоток і частота імпульсів відповідає заданій команді. Кожному імпульсу керування відповідає поворот ротора на

фіксований кут, який називається кроком двигуна. Величина його строго визначена його конструкцією і способом переключення обмоток. Швидкість обертання пропорційна частоті, а сумарний кут повороту - числу імпульсів керування. При зміні послідовності підключення до обмоток керуючих імпульсів по довільному закону кроковий двигун працює в режимі спостереження, відтворюючи складні рухи з точністю до одного кроку.

Кроковий двигун разом з комутатором можна віднести до систем частотного регулювання синхронного електродвигуна з можливістю зміни частоти до нуля. При знятті керуючих імпульсів кроковий двигун фіксує кінцеві координати кутового переміщення з точністю до часток кроку без застосування датчиків зворотного зв'язку, що спрощує систему керування. У сільському господарстві ці двигуни як елементи ВМ застосовуються в основному в складі САР технологічними виробничими процесами, аналогічним промисловості (наприклад, мікроклімат, теплові процеси й ін.).

Розглянемо принцип дії й особливості основних фізичних процесів крокових двигунів на прикладі двофазної двополюсної синхронної машини з активним ротором.

При подачі постійної напруги зазначеного знака на фазу А (рис. 11.4) виникає намагнічуюча сила статора F_A , що у результаті взаємодії з полем постійного магніту ротора створює синхронізуючий момент. Під дією цього моменту ротор займе положення, при якому його вісь співпадає з віссю фази А. При відключенні фази А та підключенні фази В вектор намагнічуючої сили статора, повернеться на 90° по годинниковій стрілці, виникне синхронізуючий момент, під дією якого ротор знову повернеться на 90° . Для наступного повороту ротора на 90° по годинниковій стрілці необхідно подати на фазу А напругу протилежного знака і т.д.

При розглянутому способі переключення обмоток, який можна представити у виді послідовності +А, +В, -А, -В, крок двигуна дорівнює 90° . Крок двигуна можна зменшити в два рази, якщо переключення обмоток виконати в іншій послідовності: (+А), (+А, +В), (+В), (+В, -А), (-А), (-А, -В),

$(-B)$, $(-B, +A)$, тобто на деяких кроках відбувається підключення двох фаз одночасно. Така комутація фаз зменшує крок до 45° .

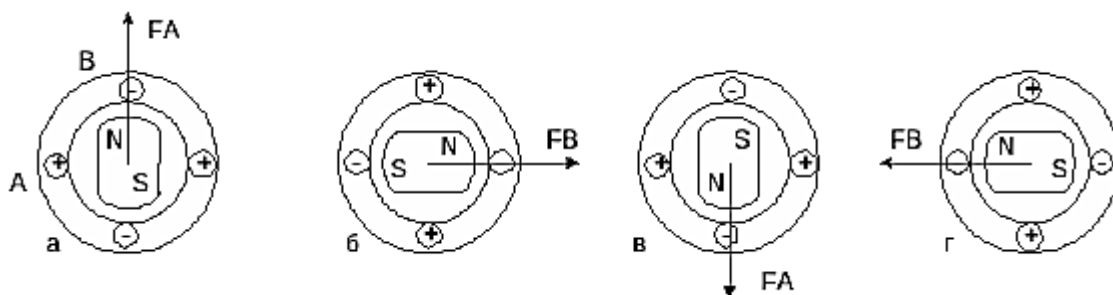


Рисунок 11.4 – Принцип дії двофазного крокового двигуна

Керування двигуном може бути однополярним чи різнополярним, симетричним чи несиметричним, потенційним чи імпульсним.

При **однополярному** керуванні напруга, підведена до фази, змінюється тільки по величині від нуля до $+U$. **Різнополярне** керування припускає зміну напруги від $-U$ до $+U$.

Керування називається **симетричним**, якщо для кожного стійкого стану збуджується однакова кількість фаз. Якщо збуджується різне число обмоток, то керування буде **несиметричним**.

У розглянутому прикладі крокового двигуна керування є різнополярним симетричним при кроці 90° і несиметричним при кроці 45° .

При потенційному керуванні напруга на обмотках змінюється тільки в моменти надходження керуючих імпульсів. Під час відсутності сигналу керування обмотки знаходяться під постійною напругою, що фіксує положення ротора. При імпульсному керуванні обмотки статора знаходяться під напругою тільки в моменти повороту ротора, а потім напруга знімається і ротор фіксується у визначеному положенні реактивним моментом.

Спосіб керування кроковим двигуном впливає на складність електронного комутатора. Для простоти схеми електронного комутатора найбільш зручною є потенційна схема керування із симетричною однополярною комутацією обмоток.

Тема 12. Автоматичні регулятори

12.1. Класифікація автоматичних регуляторів

Автоматичний регулятор – пристрій (або комплекс пристроїв) в автоматичних системах керування, який під'єднаний до об'єкта та призначений для підтримання величини, що керується, на заданому рівні або зміні її у відповідності з потрібним законом керування.

Класифікація автоматичних регуляторів

1. *За видом параметру, що керується* (температури, тиску, рівня, витрат та ін.).

2. *За енергетичними ознаками:*

- *прямой дії* (для їх дії використовують частину енергії від об'єкту керування);

- *непрямой дії* (енергія підводить зовні). Вони поділяються на:

а) *електричні* (електромеханічні, електронні). Переваги: простота реалізації складних схем автоматичного керування, швидкодія, виробіток та передача на далекі відстані керуючих сигналів. Недоліки: підвищена вартість, електронебезпека та вибухонебезпека, необхідність обслуговування кваліфікованим персоналом.

б) *пневматичні*. Переваги: прості в обслуговуванні, безпечні. Недоліки: необхідність додаткових джерел живлення, інерційність, обмеженість дії в просторі – до 400м.

в) *гідравлічні*. Переваги: надійні, розвивають великі зусилля за переміщенням. Недоліки: обмежена дія в просторі та не можливість реалізації складних автоматичних схем.

г) *комбіновані* – використовуються там, де треба комбінація переваг попередніх регуляторів.

3. *За конструктивними ознаками:*

а) *апаратного типу* – мають вимірювальні пристрої для контролю за дійсними значеннями величинами, що керуються;

б) *приладного типу* – сигнал про величину, що керується, надходить на вимірювальний прилад, одночасно проходить його з заданим значенням та видається сигнал керування;

в) *агрегатного (блочного) типу* – виконують різноманітні функціональні дії;

г) *модульного (елементного) типу* складаються з окремих модулів і виконують прості операції.

Чіткої межі між агрегатними та модульними автоматичними регуляторами немає.

4. За дією на об'єкт:

- *релейні* - $\tau_{об}/T_{об} < 0,2$;
- *безперервні* - $0,2 < \tau_{об}/T_{об} < 1,0$;
- *імпульсні* - $\tau_{об}/T_{об} > 1,0$.

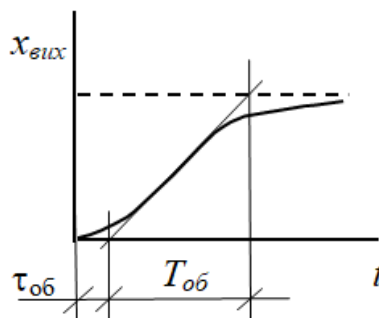


Рисунок 12.1 – Визначення характеристик регуляторів

12.2. Типові структури регуляторів

1. *Позиційні (релейні)* регулятори працюють за принципом „ввімкнено – вимкнено” та забезпечують фіксоване положення (позицію). Положень буває одне, два, три і більше, а регулятори – двох-, трьох- та багатопозиційні. Процес позиційного регулювання – автоколивальний, тобто величина, що регулюється відносно заданого значення, періодично змінюється. Щоб зменшити період коливань зменшують зону нечутливості, але збільшують число перемикань регулятора. В той же час зростання сталої часу збільшує період коливань і зменшує частоту перемикань регулятора.

2. **Регулятори безперервної дії** – в них виконання всіх операцій здійснюється в безперервній формі. В основі їх дії лежать закони регулювання – залежність між вхідними та вихідними координатами сигналів.

а) **пропорційний регулятор** (П-регулятор)

Передавальна функція $W(s)=k$. Реальний промисловий регулятор має ланку підсилення $W(s)=k_n$ та виконавчий пристрій $W(s)=1/Ts$. (В динамічному відношенню виконавчий механізм є інтегруючою ланкою)

$$W(s) = \frac{\frac{k_n}{Ts}}{1 + k_n \cdot \frac{k_{зз}}{Ts}} = \frac{1}{k_{зз}} \cdot \frac{1}{\frac{T}{k_n k_{зз}} s + 1} = W(s) \cdot W_{бал}(s)$$

де $W_n(s)$ – ідеальний П-регулятор;

$W_{бал}(s)=1/(T_{бал}s + 1)$ – баластна ланка.

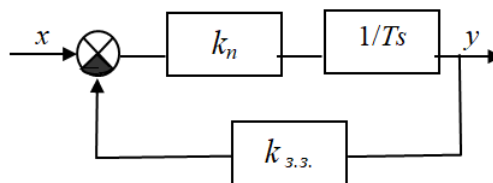


Рисунок 12.2 – Структура реального П-регулятора

Для зменшення впливу баластної ланки підвищують значення коефіцієнта підсилення.

Основною перевагою П-регулятора є швидкодія. Його застосовують для регулювання без самовирівнювання та у тих випадках, коли в об'єктах спостерігаються часті відхилення навантаження. Недолік: залишкове відхилення параметра, що регулюються.

б) **Інтегральний регулятор** (І-регулятор)

І-закон регулювання отримують в тому випадку, коли структурна схема складається з послідовно з'єднаних підсилюючої та інтегруючих ланок.

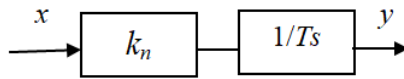


Рисунок 12.3 – Структура І-регулятора

Інтегруючою ланкою виступає найчастіше гідравлічний або електричний виконавчий механізм.

Позитивна особливість – в усталеному режимі значення керуючого параметра залишається постійним, незалежно від зміни навантаження об'єкта (є астатичним). Допускають значну зміну навантаження. Недолік: великий час регулювання (не можуть застосовуватись на об'єктах без самовирівнювання).

Крім цього, використовуються комбіновані регулятори (пропорційно-інтегральні, пропорційно-інтегрально-диференціальні).

12.3. Вибір регуляторів

Вибір регулятора залежить від властивостей об'єкту регулювання, що визначається його динамічною характеристикою.

Регулятори застосовуються:

- П-регулятор: в об'єктах з невеликим запізненням та значним навантаженням і де допускається статична похибка. П-регулятор не рекомендується при коливальному навантаженні;

- І-регулятор: на об'єктах з значним самовирівнюванням і невеликим запізненням, а також при малій і великій ємності об'єкту та при повільних змінах навантаження;

- ПІ-регулятор: в об'єктах з будь-якою ємністю, з великим запізненням ($\tau > 0,1T$), а також при великих і повільних змінах навантаження;

- ПІД-регулятор: в об'єктах з будь-якою ємністю, при дуже малій статичній похибці регулювання та при суттєвому запізненні в об'єкті ($\tau/T=0,2\dots1$).

Імпульсні регулятори: в об'єктах без великих запізнень, при середній ємності об'єкта, де навантаження постійне або мало змінюється ($\tau/T=0,5\dots 10$).

Двопозиційні релейні регулятори: в об'єктах з великою ємністю, без великого запізнення при постійному або мало змінному навантаженні ($\tau/T < 0,2$).

Список рекомендованої літератури

1. Теорія автоматичного керування: підручник / М. Г. Попович, О. В. Ковальчук.– 2-ге вид., перероб. і доп. – К.: Либідь, 2007.– 656 с.
2. Корчемний М.О., Потапенко М.В. Теоретичні основи автоматики: навч. посібник / М.О. Корчемний, П.Б. Клендий, М.В. Потапенко. – Тернопіль: Навчальна книга – Богдан, 2012. - 304р.
3. Бахрушин В.Є. Теорія керування : навч. посіб. / В.Є. Бахрушин, Т.Ю. Огаренко. – Запоріжжя : КПУ, 2014. – 224 с.
4. Головка В.М.. Теоретичні основи автоматики (курс лекцій). Навч. посібник. – Ніжин: НАУ. 2004. – 104 с.
5. Ладанюк А.П. Теорія автоматичного керування: Курс лекцій для студентів напряму 0925 “Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології ден. та заочн. форм навчання – Ч.1 – К.: НУХТ, 2004.
6. Дерев’янчук А.Й., Кобяков О.М. Основи автоматики. Навчальний посібник. – Суми, 2003 – 142с
7. Кошкін Д.Л. Конспект лекцій з дисципліни "Теоретичні основи автоматики" / Д.Л.Кошкін.- Миколаїв, 2014 р.
8. Конспект лекцій з курсу “Теорія автоматичного керування” (для студентів 3 курсу денної і 4 курсу заочної форм навчання спеціальності 6.090603 “Електротехнічні системи електроспоживання”) / Авт.: Абраменко І.Г., Абраменко Д.І. - Харків: ХНАМГ, 2008.
9. Головка Д.Б.. Автоматика і автоматизація технологічних процесів. – К.: Либідь, 2007. – 232 с.
10. Валюх О. А., Максимів В. М. Елементи теорії автоматичного керування. – Львів, «Афіша», 2002. – 122 с.
11. Теория автоматического управления: конспект лекций / И.Г.Абраменко, Д.И. Абраменко. Под общ. редакцией И.Г.Абраменко. – Харьков: ХНАГХ, 2008. – 190 с.
12. Методичні вказівки до практичних занять з дисципліни "Теорія автоматичного управління" та "Основи автоматики та управління" для студентів усіх форм навчання за напрямами підготовки 6.050201 – “Системна інженерія”, 6.050202 – “Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології”, 6.050902 – “Радіоелектронні апарати” / Упоряд.: В.В. Усик, Я.Ю. Корольова. – Харків, ХНУРЕ, 2009.
13. Муляр Ю.І. Теорія автоматичного керування технологічними системами. Навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2005.

Кравченко Володимир Олексійович
Вольвач Тетяна Сергіївна
Лисенко Віта Василівна

Теоретичні основи автоматики

Конспект лекцій

Суми, РВВ, Сумський національний аграрний університет,
вул.Г.Кондратьєва,160

Підписано до друку: _____ 2022 р. Формат А5: Гарнітура Times New Roman

Тираж: _____ примірників Замовлення _____ Ум. друк. арк.
