



ДЕРЖАВНА СЛУЖБА УКРАЇНИ
З НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЙ

НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ЦИВІЛЬНОГО ЗАХИСТУ УКРАЇНИ

Навчальний посібник

ОСНОВИ БУДОВИ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ РАНЬОГО ВИЯВЛЕННЯ НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЙ



НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ЦИВІЛЬНОГО ЗАХИСТУ УКРАЇНИ

О. А. Антошкін, С. М. Бондаренко, В. О. Дурєєв, О. А. Литвяк, М. М. Мурін,
В. В. Олійник

**ОСНОВИ БУДОВИ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ РАННЬОГО
ВИЯВЛЕННЯ НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЙ**

Навчальний посібник

Черкаси
2025

Авторський колектив:

О. А. Антошкін, канд. техн. наук, доц. – розділи 3, 11, 13
С. М. Бондаренко, канд. техн. наук, доц. – розділи 2, 10, 16
В. О. Дурєєв, канд. техн. наук, доц. – розділи 1, 5, 14, 15
О. М. Литвяк, д-р техн. наук, доц. – розділи 4, 7, 15
М. М. Мурін, канд. техн. наук, доц. – розділи 6, 9, 12
В. В. Олійник, д-р техн. наук, доц. – розділи 8, 11

*Рекомендовано до друку вченою радою
Національного університету цивільного захисту України,
(протокол від 27.11.2025 № 4)*

Рецензенти:

В.О. Русавський, начальник 3-го ДПРЗ ГУ ДСНС України у Луганській області;
П.О. Качанов, д-р техн. наук, проф. каф. автоматики і управління в технічних системах,
проф., Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут";
Л.В. Борисова, канд. юрид. наук, ст. викладач каф. цивільного захисту та інформаційних
технологій, доц., Національний університет цивільного захисту України

Антошкін О.А.

А 72 Основи будови автоматичних систем раннього виявлення надзвичайних ситуацій:
навч. посібник / О. А. Антошкін, С. М. Бондаренко, В. О. Дурєєв, О. М. Литвяк,
М. М. Мурін, В. В. Олійник. – Черкаси: НУЦЗ України, 2025. – 336 с.

ISBN

Навчальний посібник присвячено комплексному вивченню проблеми розроблення автоматичних систем раннього виявлення надзвичайних ситуацій. У ньому наведено основи будови, функціонування та взаємодії елементів систем раннього виявлення надзвичайних ситуацій. Проаналізовано та розглянуто склад автоматичних систем, принципи реалізації процесів управління, математичний опис складових елементів, а також параметри точності та показники якості роботи систем. Особливу увагу приділено задачам аналізу та синтезу автоматичних систем раннього виявлення надзвичайних ситуацій.

Матеріал навчального посібника має навчально-практичне значення та може бути використаний здобувачами вищої освіти, фахівцями та працівниками підрозділів ДСНС, а також розробниками систем протипожежного захисту.

УДК 614.8

ISBN

© Антошкін О. А., Бондаренко С. М., Дурєєв В. О.,
Литвяк О. А., Мурін М. М., Олійник В. В. 2025

ЗМІСТ

Вступ	7
Розділ 1. Основні поняття та принципи побудови автоматичних систем	9
1.1 Основні поняття та схеми автоматичних систем	9
1.1.1 Предмет та задачі дослідження роботи автоматичних систем, основні поняття	9
1.1.2 Структурні схеми автоматичних систем	10
1.2 Принципи побудови автоматичних систем	11
1.2.1 Принцип управління по відхиленню	11
1.2.2 Принцип управління по збурюванню	13
1.2.3 Комбінований принцип управління	15
1.3 Показники якості автоматичної системи	15
1.3.1 Статична точність	16
1.3.2 Динамічна точність	17
1.4 Класифікація автоматичних систем	18
1.5 Приклади автоматичних систем	18
Розділ 2. Математичний опис автоматичних систем	21
2.1 Лінеаризація диференціальних рівнянь автоматичної системи	21
2.1.1 Метод повного диференціалу	22
2.1.2 Метод січної	24
2.2 Форми запису диференціальних рівнянь	25
2.2.1 Звичайна форма запису диференціальних рівнянь	25
2.2.2 Стандартна форма запису диференціальних рівнянь	25
2.2.3 Операторна форма запису диференціальних рівнянь	26
2.3 Функціональні схеми та їх перетворення	29
2.3.1 Послідовне з'єднання ланок	30
2.3.2 Паралельне з'єднання ланок	31
2.3.3 Зустрічно-паралельне з'єднання ланок	31
2.4 Математичний опис характеристик автоматичної системи	32
2.4.1 Стандартні вхідні сигнали	32
2.4.2 Перехідна функція	34
2.4.3 Імпульсна функція	35
2.4.4 Частотні функції	36
2.4.5 Логарифмічні частотні характеристики	40
2.4.6 Частотні функції ланок та їх з'єднань	41
Розділ 3. Динамічні ланки автоматичних систем	44
3.1 Типові динамічні ланки	44
3.1.1 Позиційні ланки	44
3.1.2 Інтегруючі ланки	46
3.1.3 Диференціюючі ланки	47
3.1.4 Форсуючі ланки	47
3.2 Складні динамічні ланки	48
3.3 Перехідні характеристики позиційних ланок	49
3.3.1 Ідеальна позиційна ланка	49

3.3.2	Реальна позиційна ланка	50
3.3.3	Позиційна ланка 2-го порядку	51
3.4	Перехідні характеристики інтегруючих ланок	58
3.4.1	Ідеальна інтегруюча ланка	58
3.4.2	Реальна інтегруюча ланка	60
3.5	Перехідні характеристики диференціюючих ланок	62
3.5.1	Ідеальна диференціююча ланка	62
3.5.2	Реальна диференціююча ланка	64
3.6	Частотні характеристики позиційних ланок	66
3.6.1	Ідеальна позиційна ланка	66
3.6.2	Реальна позиційна ланка	67
3.6.3	Позиційна ланка 2-го порядку	70
3.7	Частотні характеристики інтегруючих ланок	74
3.7.1	Ідеальна інтегруюча ланка	74
3.7.2	Реальна інтегруюча ланка	76
3.8	Частотні характеристики диференціюючих ланок	78
3.8.1	Ідеальна диференціююча ланка	78
3.8.2	Реальна диференціююча ланка	80
3.9	Частотні характеристики форсуючої ланки	82
	Розділ 4. Аналіз стійкості автоматичних систем	85
4.1	Поняття та математичні умови стійкості автоматичних систем	85
4.2	Алгебраїчний критерій стійкості	89
4.2.1	Умови стійкості автоматичної системи 1 порядку	90
4.2.2	Умови стійкості автоматичної системи 2 порядку	91
4.2.3	Умови стійкості автоматичної системи 3 порядку	91
4.3	Діаграма стійкого стану автоматичної системи 3 порядку	93
4.4	Визначення межі стійкості автоматичної системи	94
4.5	Частотні критерії стійкості автоматичної системи	95
4.5.1	Графоаналітичний критерій стійкості автоматичної системи	95
4.5.2	Частотний критерій для замкнутих автоматичних систем	99
4.6	Вплив запізнювання на стійкість автоматичної системи	102
	Розділ 5. Елементи автоматичної системи	104
5.1	Задачі дослідження об'єкту управління автоматичної системи	104
5.2	Вимірювальні пристрої	104
5.2.1	Класифікація вимірювальних пристроїв	105
5.2.2	Характеристики вимірювального пристрою	106
5.2.3	Рівняння динаміки вимірювальних пристроїв	106
5.3	Підсилювальні пристрої	127
5.3.1	Призначення, класифікація і параметри роботи підсилювальних пристроїв	127
5.3.2	Гідравлічні підсилювачі	128
5.3.3	Пневматичні підсилювачі	138
5.4	Коригувальні пристрої	138
	Розділ 6. Оцінка якості автоматичних систем	154
6.1	Математична оцінка якості автоматичних систем	154

6.1.1	Математична оцінка статичної точності	154
6.1.2	Математична оцінка динамічної точності	156
6.2	Поняття закону регулювання.....	157
6.3	Вплив властивостей об'єкту управління на структуру регулятора.....	160
Розділ 7. Синтез автоматичних систем		162
7.1	Метод стандартних коефіцієнтів	162
7.2	Синтез автоматичної системи з П-законом регулювання	164
7.2.1	Статична точність	165
7.2.2	Динамічна точність.....	166
7.3	Синтез автоматичної системи з І-законом регулювання	169
7.3.1	Статична точність	169
7.3.2	Динамічна точність.....	171
Розділ 8. Корекція роботи автоматичної системи		174
8.1	Формування складних законів регулювання	174
8.1.1	Застосування коригувальних пристроїв для формування складних законів регулювання	174
8.1.2	Застосування електронної складової автоматичної системи для формування складних законів регулювання	179
8.2	Поліпшення якості регулювання.....	181
8.2.1	Застосування коригувального пристрою для компенсації інерційності елементів автоматичної системи.....	181
8.2.2	Застосування коригувального пристрою для підвищення стійкості автоматичної системи.....	184
Розділ 9. Синтез складних автоматичних систем.....		189
9.1	Синтез автоматичної системи зі статичною приставкою	189
9.1.1	Статична точність системи автоматичного регулювання з статичною приставкою	190
9.1.2	Динамічна точність системи автоматичного регулювання з статичною приставкою.....	192
9.2	Синтез автоматичної системи з ізодромним зворотнім зв'язком.....	195
9.2.1	Статична точність системи автоматичного регулювання з ізодромним зворотнім зв'язком.....	196
9.2.2	Динамічна точність системи автоматичного регулювання з ізодромним зворотнім зв'язком.....	198
9.3	Синтез автоматичної системи з форсуючим коректором	201
9.3.1	Статична точність системи автоматичного регулювання з форсуючим коректором	202
9.3.2	Динамічна точність системи автоматичного регулювання з форсуючим коректором	204
Розділ 10. Особливості багатомірних і нелінійних автоматичних систем.....		206
10.1	Особливості багатомірних автоматичних систем	206
10.2	Загальні відомості про істотно нелінійні елементи.....	210
10.3	Оптимальне управління в нелінійних автоматичних системах	211
10.4	Автоколивання в нелінійних автоматичних системах	213

10.4.1	Причини автоколивань нелінійних автоматичних систем	213
10.4.2	Наближений аналіз автоколивань	214
Розділ 11.	Технологічний процес, як об'єкт управління	219
11.1	Технологічний процес як об'єкт управління.....	225
11.2	Багатомірні та багатокаскадні автоматизовані системи управління технологічним процесом.....	229
Розділ 12.	Функціональні схеми автоматизованих систем управління технологічними процесам.....	235
12.1	Елементи автоматики на функціональних схемах	236
12.1.1	Літерні позначення елементів автоматики.....	237
12.2	Технологічне обладнання	244
12.3	Зображення комунікацій.....	245
12.4	Розгорнута функціональна схема автоматизації	246
12.5	Принципи побудови функціональних схем автоматизації	249
Розділ 13.	Системи регулювання типових хіміко-технологічних процесів.....	253
Розділ 14.	Типові система автоматичного регулювання із гідродинамічними об'єктами	259
14.1	Регулювання витрати рідини.....	259
14.2	Регулювання витрати газу	264
14.3	Регулювання температури у теплообмінних апаратах.....	266
14.4	Регулювання співвідношення витрат двох речовин.....	267
Розділ 15.	Автоматизація теплових процесів	276
15.1	Тепловий процес як об'єкт керування.....	276
15.1.1	Автоматизація установок глибокого охолодження	281
15.1.2	Автоматизація нагрівання.....	285
15.2	Автоматизація печей топки	287
15.3	Автоматизація трубчастих печей	291
15.4	Автоматизація парокотельних установок.....	296
15.4.1	Автоматизація процесів випаровування	297
15.4.2	Автоматизація процесів випарювання	298
15.4.3	Автоматизація процесів ректифікації	301
Розділ 16.	Апаратно-програмний комплекс дослідження роботи автоматики раннього виявлення надзвичайних ситуацій	306
16.1	Загальні відомості про платформу Arduino UNO	306
16.2	Дослідження роботи автоматики раннього виявлення надзвичайних ситуацій	312
16.2.1	Дослідження часових характеристик	312
16.2.2	Дослідження синтезу систем	316
16.3	Робота засобів автоматики з визначення небезпечних чинників	322
16.3.1	Засоби виміру температури	322
16.3.2	Засоби виміру тиску, рівня і витрат	324
16.3.3	Засоби виміру концентрації газів	327
Список використаних джерел		329
Додатки.....		330

ВСТУП

В умовах військової агресії РФ проти України, все більшу роль відіграють автоматичні системи виявлення, локалізації та ліквідації надзвичайних ситуацій.

Переваги обумовлені застосуванням систем безпеки, до яких відносяться автоматичні системи раннього виявлення надзвичайних ситуацій характеризуються мінімізацією часу та затрат для автоматичного виявлення, локалізації та ліквідації надзвичайних ситуацій природного, техногенного та воєнного походження [1].

При цьому застосування дорогих компонентів – добавок, піноутворювачів, спеціальних газових вогнегасних складів, речовин для осадження і нейтралізації агресивних і токсичних продуктів, значно здорожує або ускладнює ліквідацію надзвичайних ситуацій в повному обсязі, особливо якщо запас таких компонентів обмежений.

Зменшення зони дії надзвичайної ситуації може бути досягнуто шляхом зменшення часу виявлення небезпечних факторів та ознак, що визначають характер розвитку та умови протікання надзвичайної ситуації. Це призводить до спрацьовування додаткових елементів та приладів системи локалізації та ліквідації надзвичайної ситуації і міняє режими роботи задіяного технічного обладнання. Так зміна режиму роботи основного водоживлювача призводить до змін режиму роботи системи дозування і подачі піноутворювача та інших добавок до рідкої вогнегасної речовини. Підтримка необхідної концентрації добавок і піноутворювача в рідкій вогнегасній речовині, при обмеженому запасі добавок, дозволить локалізувати і ліквідувати надзвичайну ситуацію в повному обсязі з мінімальними витратами коштовних вогнегасних компонентів.

Для зниження витрат і раціонального використання дорогих вогнегасних речовин застосовуються клапанні виконавчі механізми, що працюють в імпульсному режимі. Алгоритм і режим їх спрацьовування визначається тривалістю імпульсу, що формується системою управління та залежить від

керуючого вхідного сигналу, який формується відповідно інтенсивності та характеру протікання надзвичайної ситуації.

З цієї причини автоматичні системи раннього виявлення надзвичайних ситуацій все ширше застосовують в своїй роботі цифрові технології управління. Це стосується не тільки автоматичних систем пожежної сигналізації та оповіщення, а й гідромеханічних систем пожежогасіння. Ще більш актуальними стають питання не просто детермінованого включення систем безпеки при виникненні надзвичайної ситуації, а саме управління елементами адаптивних систем безпеки в умовах зміни інтенсивності протікання надзвичайної ситуації.

Таким чином, впровадження і всебічне застосування автоматичних систем раннього виявлення надзвичайних ситуацій є актуальним та важливим для сучасного та майбутнього розвитку України.

РОЗДІЛ 1. ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ТА ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ

1.1 Основні поняття та схеми автоматичних систем

1.1.1 Предмет та задачі дослідження роботи автоматичних систем, основні поняття

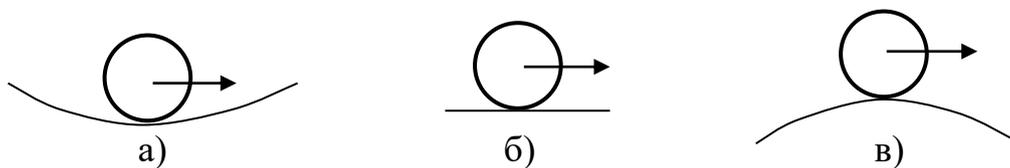
Предметом дослідження роботи автоматичних систем є інформаційні автоматичні системи – пристрої, що дозволяють здійснювати процес управління, виключаючи безпосередньо участь людини.

Автоматична система являє собою взаємозалежну сукупність автоматичного управляючого пристрою і об'єкта управління. Під автоматичний управляючий пристрій розуміють сукупність всіх елементів, що виробляють, перетворюють і виконують управляючі сигнали.

Основними задачами дослідження роботи автоматичної система є аналіз та синтез автоматичної система.

Аналіз автоматичної системи включає визначення параметрів, що характеризують її роботу, при заданій структурі елементів автоматичної системи. До таких параметрів відносяться:

1. Стійкість автоматичної системи – властивість системи повертатися в стан рівноваги після припинення дії збурювання, яке вивело систему з цього стану, рис. 1.1.



а – стійка; б – нейтральна; в – нестійка

Рисунок 1.1 – Приклади автоматичних систем

2. Статична точність автоматичної системи – властивість системи забезпечувати мінімальну помилку управління на сталих режимах роботи.

3. Динамічна точність автоматичної системи – властивість системи забезпечувати мінімальний час регулювання при дотриманні всіх обмежень, що накладаються на параметри об'єкту управління.

Синтез автоматичної системи включає визначення параметрів елементів автоматичний управляючий пристрій, виходячи з вимог стійкості і заданої якості управління (статичної і динамічної точності).

Таким чином, при дослідженні роботи автоматичної системи, розглядаються принципи побудови автоматичної системи, методи розрахунку їх елементів, методи аналізу і синтезу таких систем у цілому.

Інформаційні системи автоматичного управління – системи, управління в яких здійснюється на підставі інформації про умови процесу і результати управління.

Детерміновані системи автоматичного управління – системи, в яких управління здійснюється за жорсткими програмами (наприклад, система запуску двигуна).

Управління – це доцільна організація процесу з метою одержання заданої його ефективності.

Регулювання – це окремий вид управління, при якому параметри процесу підтримуються в заданих межах.

Об'єкт управління – це частина системи, в якій відбувається процес, що підлягає управлінню.

Регульований параметр – параметр процесу, що характеризує його стан і який контролюється автоматичний управляючий пристрій.

Регулюючий фактор – фізична величина, яка прямо чи побічно впливає на регульований параметр.

Зовнішнє збурювання – фізична величина навколишнього середовища, що істотно впливає на процес управління.

1.1.2 Структурні схеми автоматичних систем

Автоматичні системи прийнято зображувати у виді структурних схем, на яких елементи системи умовно зображуються прямокутниками з назвами елементів, а функціональні зв'язки стрілками, причому напрямок стрілки показує і напрямок впливу (рис.1.2).

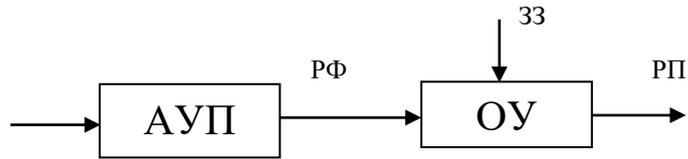


Рисунок 1.2 – Структурна схема автоматичної системи

1.2 Принципи побудови автоматичних систем

Принцип побудови автоматичних систем – це основні положення (правила), що визначають взаємодію автоматичного управляючого пристрою і об'єкту управління, тобто структуру автоматичного управляючого пристрою і його властивості.

Розглянемо принципи побудови на прикладі систем автоматичного регулювання, як найбільш простих автоматичних систем.

1.2.1 Принцип управління по відхиленню

В автоматичній системі із принципом управління по відхиленню регулятор "стежить" за регульованим параметром і порівнює його поточне значення з еталонним (заданим). Якщо регульований параметр відхиляється від заданого значення, то регулятор так змінює значення регулюючого фактору, щоб відновити задане значення регульованого параметру.

Наприклад, у системі автоматичного регулювання системи водяного пожежогасіння подача вогнегасної речовини залежить від обертів насосу. Для збільшення подачі вогнегасної речовини, система автоматичного регулювання збільшує оберти насосу. Якщо частота обертання насосу зменшиться, то регулятор збільшить оберти двигуна, щоб частота обертів ротора насоса відновилася.

В принципі управління закладена структура самого регулятора, рис. 1.3.

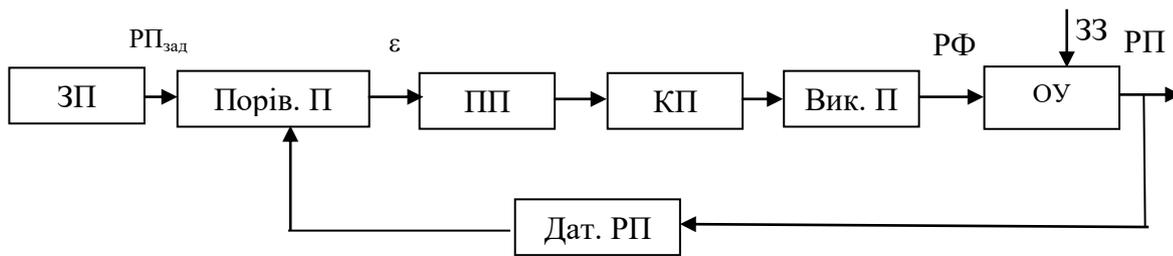


Рисунок 1.3 – Структурна схема автоматичної системи з принципом управління по відхиленню

1. Необхідно знати поточне значення регульованого параметру, отже, потрібний датчик регульованого параметру (Дат.РП).

2. Необхідно знати задане значення регульованого параметру, отже, потрібний задаючий пристрій (ЗП).

3. Необхідно порівнювати поточне значення регульованого параметру із заданим, отже, потрібний порівнювальний пристрій (Порів.П).

Порівняння відповідає математичній операції віднімання:

$$\varepsilon = n_{\text{зад}} - n, \quad (1.1)$$

де: ε – відхилення, неузгодженість, помилка регулювання.

Якщо:

– $\varepsilon = 0$, то $n = n_{\text{зад}}$ – у зміні регулюючого фактору немає необхідності;

– $\varepsilon > 0$, то $n < n_{\text{зад}}$ – необхідно збільшити регулюючий фактор;

– $\varepsilon < 0$, то $n > n_{\text{зад}}$ – необхідно зменшити регулюючий фактор.

4. Деякі сигнали потрібно підсилити, отже потрібен підсилювальний пристрій (ПП).

5. Деякі сигнали потрібно відкоригувати, отже потрібен коригувальний пристрій (КП).

6. Для зміни регулюючого фактору буде потрібен виконавчий пристрій (Вик.П).

Спрощена структурна схема автоматичної системи з принципом управління по відхиленню з урахуванням поняття регулятор, рис. 1.4.

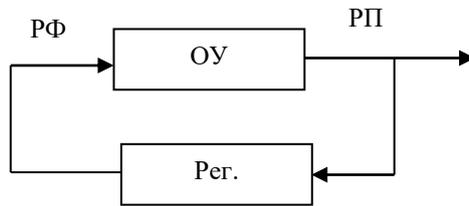


Рисунок 1.4 – Спрощена структурна схема автоматичної системи з принципом управління по відхиленню

Видно, що система автоматичного регулювання, яка реалізує принцип управління по відхиленню, має замкнутий контур через регулятор. Тому така система автоматичного регулювання називається замкнутою.

Наявність замкнутого контуру не є достатньою ознакою замкнутої системи автоматичного регулювання. Система автоматичного регулювання буде замкнутої тільки у тому випадку, якщо замкнутий контур утворений через регулятор.

Перевагою замкнутих систем автоматичного регулювання є висока статична точність. Управління можна здійснювати доти, поки величина ε не буде задовольняти заданим вимогам. Регулятор може нарощувати регулюючий вплив, поки помилка не стане рівною нулю.

Недоліком замкнутих систем автоматичного регулювання є обмежені динамічні можливості (обмежена швидкодія), тому що регулятор вступає в роботу тільки при наявності помилки управління ε , тобто тоді, коли зміна регульованого параметру уже відбулася.

1.2.2 Принцип управління по збурюванню

В автоматичній системі із принципом управління по збурюванню регулятор "стежить" за зовнішніми збурюваннями, що впливають на об'єкт управління, і відповідно до стану навколишнього середовища забезпечує таке значення регулюючого фактору, щоб значення регульованого параметру залишалося увесь час незмінним.

Для реалізації такого принципу управління, до складу структури регулятора повинні входити (рис.1.5):

1. Датчики зовнішніх збурювань (Дат.f).
2. Обчислювальний пристрій, що формує задане значення регулюючого фактору (ОП).
3. Замкнуту підсистему управління регулюючого фактору (Рег.РФ).

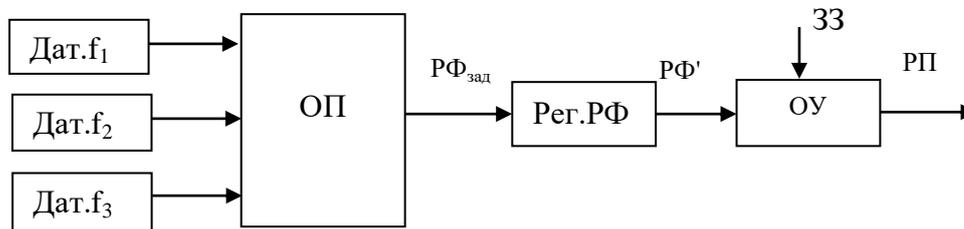


Рисунок 1.5 – Структурна схема автоматичної системи з принципом управління по збурюванню

Спростимо структурну схему скориставшись поняттям регулятор (рис.1.6).

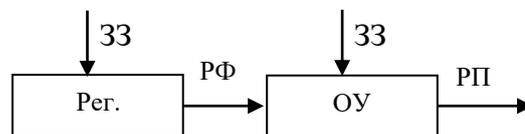


Рисунок 1.6 – Спрощена структурна схема автоматичної системи з принципом управління по збурюванню

Видно що система автоматичного регулювання, яка реалізує принцип управління по збурюванню є розімкнутою.

Перевагою розімкнутих систем автоматичного регулювання є висока швидкодія. Регулюючий фактор починає змінюватися одночасно зі зміною зовнішніх збурювань, при цьому регульованого параметру може і не відхилитися від заданого значення.

Недоліком розімкнутих систем автоматичного регулювання є низька статична точність. Для забезпечення високої точності управління необхідно стежити за великим числом зовнішніх збурювань. У ряді випадків може знадобитися інформація про швидкість зміни збурювання, його прискоренні чи взагалі i -та похідна збурювання.

Обчислювальний пристрій, необхідний для обробки такої кількості даних, виходить дуже складним. Для спрощення обчислювача зневажають ЗЗ,

вплив яких досить малий. В самому обчислювачі складні нелінійні залежності заміняють більш простими лінійними залежностями. В результаті таких спрощень управління виявляється неточним і наприкінці управління неминуче накопичення помилки.

1.2.3 Комбінований принцип управління

Комбінована автоматична система являють собою комбінацію замкненої і розімкненої автоматичної системи, що дозволяє об'єднати їх переваги й уникнути більшості недоліків. Структурна схема автоматичної системи буде мати вигляд, рис. 1.7.

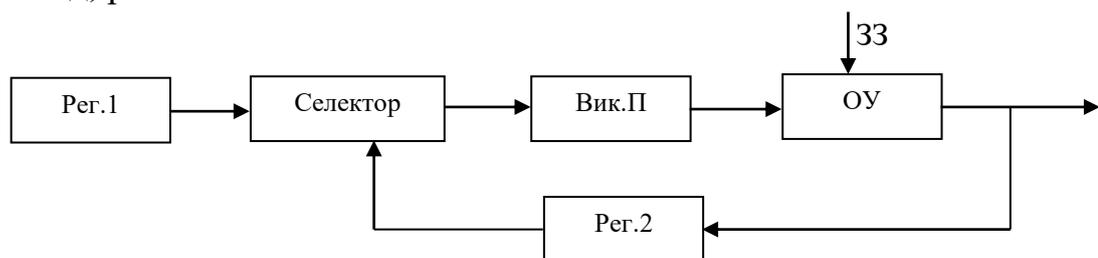


Рисунок 1.7 – Структурна схема автоматичної системи з комбінованим принципом управління

При зміні зовнішніх впливів вступає в роботу розімкнена частина автоматичної системи і приблизно їх парире, не допускаючи появи надмірної помилки. На другому етапі вступає в роботу замкнена частина автоматичної системи і цілком усуває помилку. Селектор забезпечує порядок взаємодії регуляторів.

1.3 Показники якості автоматичної системи

При оцінці роботи автоматичної системи виникає необхідність у застосуванні загальних показників, що дозволяють чисельно оцінювати дійсну точність автоматичної системи і виконувати порівняння їх між собою.

1.3.1 Статична точність

Статична точність автоматичної системи – величина помилки регулювання на сталих режимах:

$$\varepsilon(t) = X_{\text{зад}}(t) - X(t), \text{ при } t \rightarrow \infty. \quad (1.2)$$

Режим називається сталим, якщо регульований параметр чи його похідні приймають постійні значення:

- $\ddot{X} = \text{const}$ – режим сталого прискорення;
- $\dot{X} = \text{const}$ – режим сталої швидкості;
- $X = \text{const}$ – сталий (рівноважний) режим.

Якщо наприкінці перехідного процесу з'являється помилка, то автоматична система називається статичною, якщо помилки немає – автоматична система астатична.

Астатизм автоматичної системи залежить від виду вхідного сигналу. Чим складніше вид вхідного сигналу, тим складніше парировати його без помилки. Можливість парировати без помилки сигнал складного виду визначається порядком автоматичної системи та астатизмом автоматичної системи.

Автоматична система називається астатичною першого порядку, якщо вона парировує без помилки тільки східчастий сигнал:

$$\varepsilon(\infty) = 0, \quad f(t) = a(t). \quad (1.3)$$

Автоматична система називається астатичною другого порядку, якщо вона парировує без помилки східчастий сигнал швидкості вхідного сигналу:

$$\varepsilon(\infty) = 0; \quad f^{(1)}(t) = a(t); \quad f(t) = at. \quad (1.3)$$

Автоматична система називається астатичною третього порядку, якщо вона парює без помилки східчастий сигнал прискорення вхідного сигналу:

$$\varepsilon(\infty)=0; \quad f^{(2)}(t)=a(t); \quad f^{(1)}(t)=at; \quad f(t)=at^2/2. \quad (1.4)$$

За аналогією можна ввести поняття астатизму n-го порядку. Порядок астатизму повинний бути обґрунтованим, тому що підвищення порядку астатизму веде до ускладнення автоматичної системи, росту її вартості і додаткових витрат енергії.

1.3.2 Динамічна точність

Динамічна точність (якість перехідних процесів автоматичної системи) характеризується наступними параметрами, рис. 1.8.

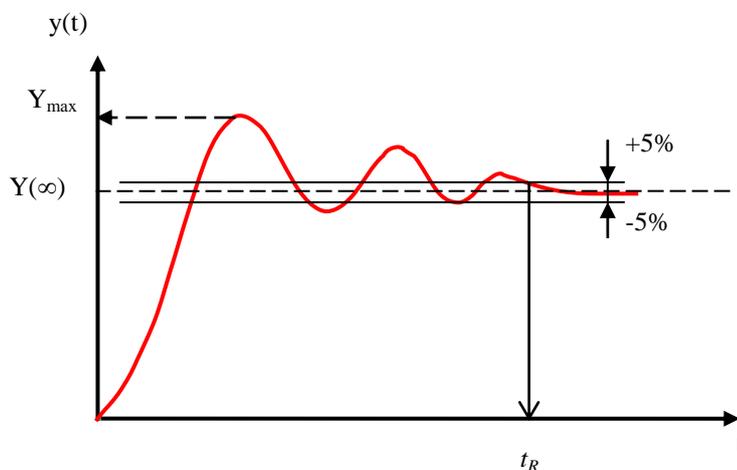


Рисунок 1.8 – Графічна інтерпретація динамічних параметрів роботи автоматичної системи

Час переходного процесу t_R , відраховується з моменту входу кривої переходного процесу в 5% зону сталого значення регульованого параметру.

Максимальна відносна величина забросу регульованого параметру:

$$\bar{\sigma}_{\max} = \frac{Y_{\max} - Y(\infty)}{Y(\infty)} \cdot 100 \% \quad (1.5)$$

1.4 Класифікація автоматичних систем

Класифікація автоматичних систем дозволяє виділити з безлічі автоматичних систем невеликий їх клас, який відрізняється істотними ознаками, що дозволяє застосовувати єдині методи аналізу і синтезу таких систем.

Класифікація автоматичних систем:

1. За принципом управління: замкнуті; розімкнені; комбіновані.
2. За наявністю допоміжної енергії: прямої дії; непрямой дії.
3. За характером дії, яка задається: програмні; слідячі; стабілізацій.
4. За точністю управління: статичні; астатичні.
5. За математичним описанням: лінійні; нелінійні.
6. По кількості регульованих параметрів: одномірні; багатомірні.
7. За характером сигналів: безперервні; преривні (релейні, імпульсні).

1.5 Приклади автоматичних систем

Замкнута система автоматичного регулювання

Складові регулятора замкнутої системи автоматичного регулювання частоти обертання ротора газотурбінного двигуна, представлено на рис. 1.9.

Склад регулятора: 1 – датчик частоти обертання – відцентрові грузики, 2 – задаючий пристрій – пружина; 3 – порівнювальний пристрій – золотник; 4 – ідсилювальний пристрій – гідравлічний сервомотор; 5 – виконавчий пристрій – плунжерний насос перемінної продуктивності.

На золотнику дійсна частота обертання ротора, формована зусиллям відцентрових грузиків, порівнюється із заданим, формованим зусиллям пружини задаючого пристрою.

Якщо дійсна частота обертання відрізняється від заданої, то золотник, відхиляючись від нейтрального положення, відкриває канали постачання гідравлічного сервомотора. Поршень сервомотора переміщається й у такий спосіб впливає на положення шайби плунжерного насоса, що зміну витрати палива спрямовано на відновлення оборотів.

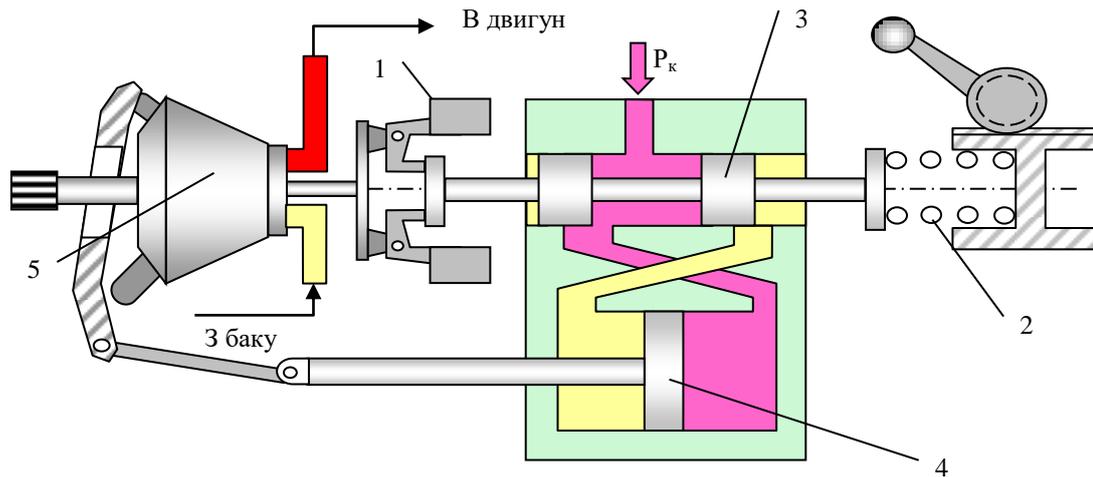


Рисунок 1.9 – Склад регулятора замкнутої системи автоматичного регулювання частоти обертання ротора двигуна

Наприклад, якщо обороти з якої-небудь причини зменшилися, то зменшиться і зусилля від відцентрових грузиків. На золотнику регулятора порушується баланс сил. Золотник зміщається вліво і відкриває підведення високого тиску у праву порожнину сервомеханізму, а з лівої порожнини відкривається злив. Поршень сервомеханізму починає переміщатися вліво і збільшує витрату палива доти, поки обороти ротора двигуна не відновляться.

Перенастроювання регулятора на нову задану частоту здійснюються шляхом перезатягування пружини задаючого пристрою.

Розімкнута система автоматичного регулювання

Складові регулятора розімкнутої системи автоматичного регулювання частоти обертання ротора газотурбінного двигуна, показано на рис. 1.10.

Система автоматичного регулювання частоти обертання ротора газотурбінного двигуна містить: 1 – датчик повного тиску P_n^* – анероїдний сильфон; 2 – датчик тиску палива – мембрана; 3 – порівнюючий пристрій – маятниковий клапан; 4 – ідсилювальний пристрій – гідравлічний сервомотор; 5 – виконавчий пристрій – плунжерний насос перемінної продуктивності.

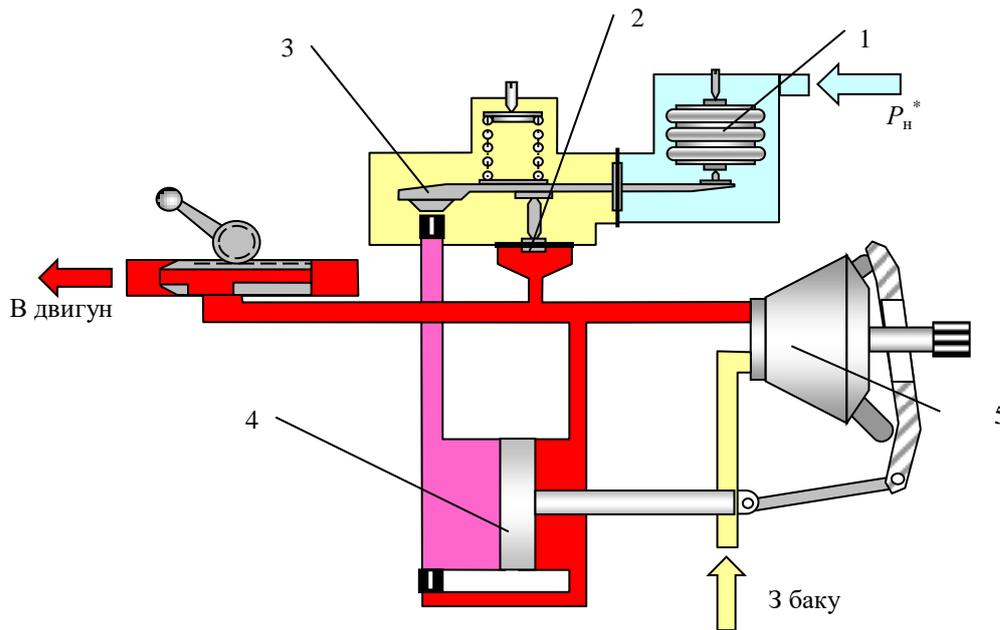


Рис. 1.10 – Склад регулятора розімкнутої системи автоматичного регулювання частоти обертання ротора газотурбінного двигуна

На важелі маятникового клапана дійсне значення тиску палива, формоване зусиллям мембрани, порівнюється з заданим, формованим зусиллям анероїдного сиффону. Якщо дійсний тиск палива відрізняється від заданого, то важіль, відхиляючись від нейтрального положення, змінює злив з управляючої порожнини сервомотору. Поршень сервомотору переміщається і так впливає на положення шайби плунжерного насосу, що зміну витрати палива спрямовано на відновлення оборотів двигуна. При зменшенні тиску повітря на вході в двигун P_n^* , зусилля анероїдного сиффону збільшується і маятниковий клапан, повертаючись по годинній стрілці, збільшує злив з управляючої порожнини сервомотора. Поршень сервомотора переміщається вліво і зменшує продуктивність плунжерного насоса так, щоб тиск палива відповідав тиску повітря, а обороти двигуна залишалися би постійними.

Перенастроювання регулятора на нову задану частоту здійснюються шляхом зміни площі прохідного перетину дозувальної голки.

РОЗДІЛ 2. МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ

2.1 Лінеаризація диференціальних рівнянь автоматичної системи

У загальному випадку динаміка роботи автоматичної системи описується системою нелінійних диференціальних рівнянь. Однак, використання нелінійних диференціальних рівнянь сильно ускладнює рішення задач автоматички. Задача істотно спрощується, якщо нелінійні рівняння приблизно замінити лінійними. Такий перехід від нелінійних диференціальних рівнянь до лінійних називається лінеаризацією.

Основною умовою лінеаризації є обмеження області досліджуваних режимів малими відхиленнями ($\pm\Delta X$), рис. 2.1.

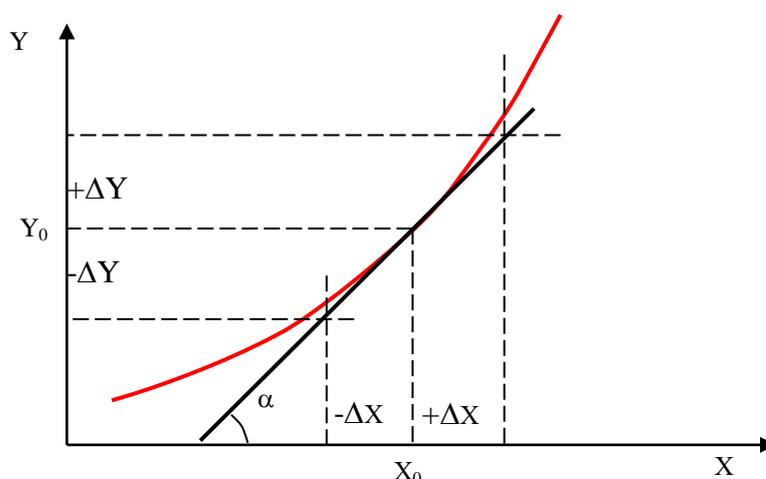


Рисунок 2.1 – Принцип лінеаризації

Чим вужче область дослідження, тим точніше результати, отримані по лінійній моделі:

$$\Delta Y = \left(\frac{dY}{dt} \right)_0 \cdot \Delta X = \operatorname{tg} \alpha \cdot \Delta X. \quad (2.1)$$

Великі успіхи автоматички були досягнуті завдяки тому, що динаміка роботи автоматичних систем вивчалася в лінійній постановці. Розглянемо основні методи лінеаризації.

2.1.1 Метод повного диференціалу

Нехай динаміка автоматичної системи описується диференціальними рівняннями:

$$\mathbf{F}\left(\dot{\mathbf{Y}}, \mathbf{Y}\right) = \varphi(\mathbf{x}). \quad (2.2)$$

Якщо функції диференціюємі, то можна скористатися методом повного диференціалу.

1. Дорівняємо повний диференціал лівої і правої частини диференціальних рівнянь:

$$\left(\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \dot{\mathbf{Y}}}\right)_0 \cdot d\dot{\mathbf{Y}} + \left(\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \mathbf{Y}}\right)_0 \cdot d\mathbf{Y} = \left(\frac{\partial \varphi}{\partial \mathbf{X}}\right)_0 \cdot d\mathbf{X}. \quad (2.3)$$

2. Замінімо диференціали малими відхиленнями:

$$\left(\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \dot{\mathbf{Y}}}\right)_0 \cdot \Delta \dot{\mathbf{Y}} + \left(\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \mathbf{Y}}\right)_0 \cdot \Delta \mathbf{Y} = \left(\frac{\partial \varphi}{\partial \mathbf{X}}\right)_0 \cdot \Delta \mathbf{X}. \quad (2.4)$$

3. Перейдемо до відносних змінних:

$$\left(\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \dot{\mathbf{Y}}}\right)_0 \cdot \frac{\mathbf{Y}_0}{\mathbf{Y}_0} \Delta \dot{\mathbf{Y}} + \left(\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \mathbf{Y}}\right)_0 \cdot \frac{\mathbf{Y}_0}{\mathbf{Y}_0} \Delta \mathbf{Y} = \left(\frac{\partial \varphi}{\partial \mathbf{X}}\right)_0 \cdot \frac{\mathbf{X}_0}{\mathbf{X}_0} \Delta \mathbf{X}, \quad (2.5)$$

$$\left(\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \dot{\mathbf{Y}}}\right)_0 \cdot \mathbf{Y}_0 \Delta \dot{\bar{\mathbf{Y}}} + \left(\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \mathbf{Y}}\right)_0 \cdot \mathbf{Y}_0 \Delta \bar{\mathbf{Y}} = \left(\frac{\partial \varphi}{\partial \mathbf{X}}\right)_0 \cdot \mathbf{X}_0 \Delta \bar{\mathbf{X}}. \quad (2.6)$$

В автоматичі прийнято використовувати не абсолютні відхилення перемінних, а відносні, щодо розглянутої базисної точки $\mathbf{X}_0, \mathbf{Y}_0$:

$$\bar{Y} = \frac{\Delta Y}{Y_0}, \quad \dot{\bar{Y}} = \frac{\Delta \dot{Y}}{Y_0}, \quad (2.7)$$

$$\dot{\bar{Y}} = \frac{d\left(\frac{\Delta Y}{Y_0}\right)}{dt} = \frac{1}{Y_0} \left(\frac{d(\Delta Y)}{dt} \right) = \frac{\Delta \dot{Y}}{Y_0}. \quad (2.8)$$

Коефіцієнти при перемінних є постійними. Отже одержали лінійне диференціальне рівняння з постійними коефіцієнтами, яке можна записати у формі Коші:

$$a_0 \dot{\bar{Y}} + a_1 \bar{Y} = b \bar{x}. \quad (2.9)$$

Якщо лінеаризуєма функція являє собою добуток і частне змінних, то перед лінеаризацією функцію зручно попередньо прологарифмувати.

Приклад: лінеаризувати рівняння:

$$G = m \frac{PF}{\sqrt{T}}. \quad (2.10)$$

Прологарифмуємо дане рівняння:

$$\ln G = \ln m + \ln P + \ln F - 0,5 \ln T. \quad (2.11)$$

Дорівняємо диференціали правої і лівої частини:

$$\frac{dG}{G_0} = \frac{dP}{P_0} + \frac{dF}{F_0} - 0,5 \frac{dT}{T_0}. \quad (2.12)$$

Замінімо диференціали малими збільшеннями відносно точки "0":

$$\frac{\Delta G}{G_0} = \frac{\Delta P}{P_0} + \frac{\Delta F}{F_0} - 0,5 \frac{\Delta T}{T_0}. \quad (2.13)$$

Перейдемо до відносних змінних:

$$\bar{G} = \bar{P} + \bar{F} - 0,5\bar{T}. \quad (2.14)$$

Одержали лінійне рівняння з постійними коефіцієнтами.

2.1.2. Метод січної

Методом січної користуються у тих випадках, коли метод повного диференціалу не можливо застосувати, рис. 2.2.

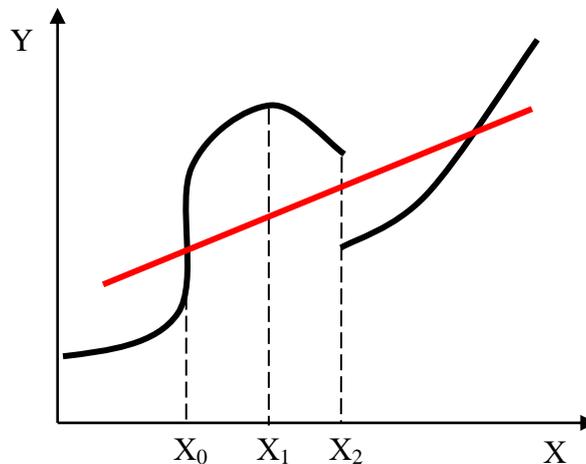


Рисунок 2.2 – Графічна інтерпретація методу січної

У точці X_0 : похідна $\left(\frac{\partial Y}{\partial X}\right)_0 = \infty$, отже лінійна модель буде давати нескінченні помилки.

У точці X_1 : похідна $\left(\frac{\partial Y}{\partial X}\right)_0 = 0$, отже лінійна модель нерухома.

У точці X_2 : функція $Y(X)$ не диференціюєма, тому що має розрив.

У цих випадках, використовуючи статистичні дані, нелінійну модель приблизно заміняють лінійною так, щоб помилки, отримані в результаті застосування лінійної моделі були найменшими (наприклад, за допомогою

методу найменших квадратів). Представлена лінійна модель буде являти собою не дотичну, а січну. Звідси і назва методу.

2.2 Форми запису диференційних рівнянь

2.2.1 Звичайна форма запису диференційних рівнянь

Звичайна форма запису відповідає лінійному диференційному рівнянню з постійними коефіцієнтами:

$$a_0 \overset{\dots}{y} + a_1 \overset{\dots}{y} + a_2 \overset{\cdot}{y} + a_3 \bar{y} = b \bar{x}. \quad (2.15)$$

2.2.2 Стандартна форма запису диференційних рівнянь

У стандартній формі запису прийнято, щоб коефіцієнт при нульовій похідній дорівнював одиниці. Розділимо праву і ліву частини рівняння в звичайній формі на коефіцієнт при нульовій похідній:

$$\frac{a_0}{a_3} \overset{\dots}{y} + \frac{a_1}{a_3} \overset{\dots}{y} + \frac{a_2}{a_3} \overset{\cdot}{y} + \bar{y} = \frac{b}{a_3} \bar{x}. \quad (2.16)$$

Одержимо рівняння в стандартній формі:

$$T_1^3 \overset{\dots}{y} + T_2^2 \overset{\dots}{y} + T_3 \overset{\cdot}{y} + \bar{y} = K \bar{x}. \quad (2.17)$$

Коефіцієнти диференційного рівняння, записаного в стандартній формі, мають визначений фізичний зміст.

Коефіцієнт підсилення K показує співвідношення вихідного сигналу з вхідним сигналом на рівноважних режимах:

$$\overset{\dots}{\bar{y}} = 0, \overset{\dots}{\dot{\bar{y}}} = 0, \overset{\dots}{\ddot{\bar{y}}} = 0, \quad (2.18)$$

$$\bar{y} = K\bar{x}. \quad (2.19)$$

Постійні часу T_1, T_2, T_3 – характеризують інерційні властивості системи і визначають тривалість динамічних процесів. Розмірність постійних часу дорівнює секунді.

2.2.3 Операторна форма запису диференціальних рівнянь

В основі операторної форми запису диференціального рівняння лежить теорія перетворення Лапласу. Формально застосувати операторну форму запису можна, якщо замінити символ диференціювання оператором Лапласу:

$$\frac{d}{dt} \rightarrow p. \quad (2.20)$$

В операторній формі запису певним чином змінюється зміст перемінних, тому перемінні пишуться без рисок і називаються зображеннями. Тоді, скориставшись формальним правилом, запишемо диференціальне рівняння в операторній формі:

$$T_1^3 p^3 Y + T_2^2 p^2 Y + T_3 p Y + Y = KX. \quad (2.21)$$

З диференціальним рівнянням, записаним в операторній формі, можна оперувати, як із простим алгебраїчним рівнянням.

Винесемо загальний множник за дужки:

$$Y(T_1^3 p^3 + T_2^2 p^2 + T_3 p + 1) = KX. \quad (2.22)$$

Загальний множник при перемінній Y називається операторним багаточленом:

$$L(p) = T_1^3 p^3 + T_2^2 p^2 + T_3 p + 1. \quad (2.23)$$

Відношення зображення вихідного сигналу до зображення вхідного сигналу, називається передаточною функцією:

$$W(p) = \frac{Y}{X} = \frac{K}{T_1^3 p^3 + T_2^2 p^2 + T_3 p + 1}. \quad (2.24)$$

Знаючи передаточну функцію і вхідний сигнал легко одержати вихідний сигнал:

$$Y = W(p) \cdot X. \quad (2.25)$$

Таким чином, передаточна функція показує, які перетворення необхідно зробити над вхідним сигналом X , щоб одержати вихідний сигнал Y . Така властивість передаточної функції дозволяє зображувати автоматичну систему у виді функціональної схеми, рис. 2.3.

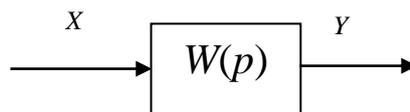


Рисунок 2.3 – Функціональна схема автоматичної системи

Перетворення Лапласу зв'язує функцію дійсної перемінної $f(t)$ з функцією комплексної перемінної $F(p)$. Дійсну функцію називають оригіналом, а комплексну функцію – зображенням

Математичний зв'язок оригіналу із зображенням устанавлюється формулою L – перетворення:

$$L[f(t)] = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt = F(p). \quad (2.26)$$

Не для будь якого оригіналу можна знайти відповідне зображення. Для цього оригінал повинний відповідати наступним умовам:

- функція $f(t)$ повинна бути визначена в інтервалі $\pm \infty$;

- дорівнювати нулю при $t < 0$;
- бути на кожному відрізку безупинною і мати кінцеве число екстремумів чи кінцеве число розривів першого роду;
- не прагнути до нескінченності при $t \rightarrow \infty$.

Цим вимогам задовольняє широкий клас функцій, якими оперує лінійна теорія автоматичного управління, таб. 2.1.

Таблиця 2.1 – Перетворення Лапласу

№ з/п	Оригінал $f(t)$	Зображення $F(p)$
1	$\delta(t)$	1
2	$a \cdot \delta(t)$	a
3	$1(t)$	$\frac{1}{p}$
4	$a(t)$	$\frac{a}{p}$
5	$a \cdot t^n \quad (n = 1, 2, \dots)$	$\frac{a \cdot n!}{p^{n+1}}$
6	$\frac{t}{T} - \frac{T_1}{T} (1 - e^{-\frac{t}{T_1}})$	$\frac{1}{Tp(T_1p+1)p}$
7	$\frac{K}{T} e^{-\frac{t}{T}}$	$\frac{Kp}{Tp+1} \cdot \frac{1}{p} = \frac{K}{Tp+1}$
8	$\frac{1}{T} t$	$\frac{1}{p} \cdot \frac{1}{Tp}$
9	$K(1 - e^{-\frac{t}{T}})$	$\frac{K}{p(Tp+1)}$
10	$K(1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t}{T_2}})$	$\frac{K}{p(T_1p+1) \cdot (T_2p+1)}$
11	$K \cdot (1 - \frac{1}{\sqrt{1-d^2}} e^{-\frac{t}{Td}} \cdot \sin(\frac{\sqrt{1-d^2}}{T} t + \arctg \frac{\sqrt{1-d^2}}{d}))$	$\frac{K}{p(T^2p^2 + 2dTp + 1)}$; $d < 1$

Перетворення Лапласу цікаво тим, що інтегральне і диференціальне числення в просторі зображень заміняється простими алгебраїчними операціями. Це істотно спрощує аналітичне дослідження складних динамічних систем.

Диференціювання.

Диференціювання оригіналу у просторі зображень заміняється множенням зображення на комплексний аргумент p :

$$L[f'(t)] = \int_0^{\infty} f'(t)e^{-pt} dt = p \cdot F(p). \quad (2.27)$$

Інтегрування.

Інтегрування оригіналу у просторі зображень заміняється розподілом зображення на комплексний аргумент p :

$$L\left[\int_0^t f(t) dt\right] = \frac{1}{p} \cdot F(p). \quad (2.28)$$

Запізнювання.

Якщо $F(p)$ зображення $f(t)$, то зображенням функції $f(t-\tau)$ є:

$$L[f(t-\tau)] = \int_0^{\infty} f(t-\tau)e^{-pt} dt = e^{-p\tau} \cdot F(p). \quad (2.29)$$

Межі.

Якщо $F(p)$ зображення $f(t)$, то:

$$L[f(t)] = L[f(\infty)] = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot F(p). \quad (2.30)$$

2.3. Функціональні схеми та їх перетворення

Взаємозв'язок простих динамічних ланок у складних автоматичних системах зручно відражати за допомогою функціональних схем. На цих схемах ланки зображують прямокутниками, усередині яких записані передаточні

функції, а стрільцями - сигнали. Причому напрямок стрілки показує і напрямок впливу, рис. 2.4.

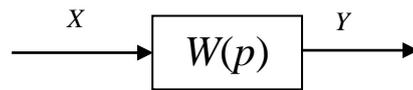
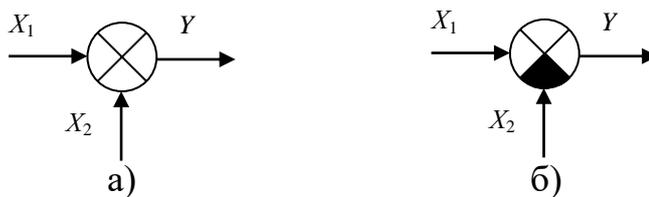


Рис. 2.4 – Функціональна схема автоматичної системи

Найпростіші арифметичні операції додавання і віднімання сигналів на функціональних схемах зображують у такий спосіб, рис 2.5.



а – додавання; б – віднімання

Рисунок 2.5 – Зображення на функціональній схемі операцій

Додавання:

$$Y = X_1 + X_2. \quad (2.31)$$

Віднімання:

$$Y = X_1 - X_2. \quad (2.32)$$

Таким чином, функціональні схеми відображують ті математичні операції, що здійснюються при передачі сигналів через ланки.

За допомогою функціональної схеми легко одержати загальну передаточну функцію (рівняння динаміки) всієї автоматичної системи, не вирішуючи систему диференціальних рівнянь, що описують динаміку її елементів.

2.3.1 Послідовне з'єднання ланок

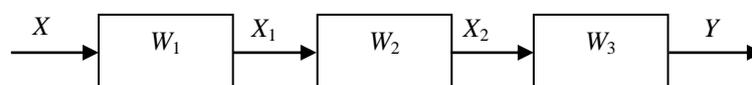


Рисунок 2.6 – Функціональна схема послідовного з'єднання ланок автоматичної системи

$$X_1 = W_1 \cdot X, X_2 = W_2 \cdot X_1, Y = W_3 \cdot X_2, \quad (2.33)$$

$$Y = W_3 \cdot W_2 \cdot W_1 \cdot X, \quad (2.34)$$

$$W_{\text{ЕКВ}} = \frac{Y}{X} = W_1 \cdot W_2 \cdot W_3. \quad (2.35)$$

2.3.2 Паралельне з'єднання ланок

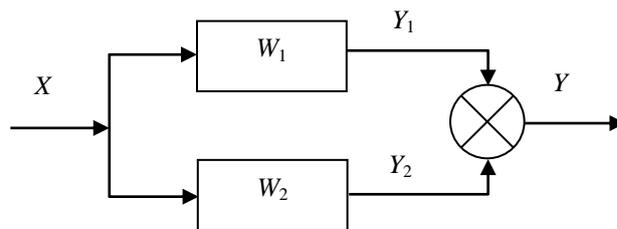


Рисунок 2.7 – Функціональна схема паралельного з'єднання ланок

$$Y_1 = W_1 \cdot X, Y_2 = W_2 \cdot X, Y = Y_1 + Y_2, \quad (2.36)$$

$$Y = W_1 \cdot X + W_2 \cdot X = (W_1 + W_2) \cdot X. \quad (2.37)$$

Еквівалентна передаточна функція має вид:

$$W_{\text{ЕКВ}} = \frac{Y}{X} = W_1 + W_2. \quad (2.38)$$

2.3.3 Зустрічно-паралельне з'єднання ланок

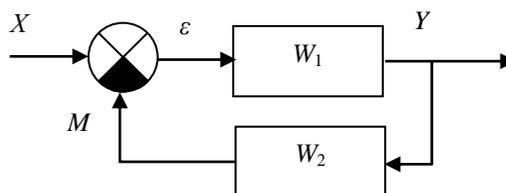


Рисунок 2.8 – Функціональна схема зустрічно-паралельного з'єднання ланок автоматичної системи

$$Y = W_1 \cdot \varepsilon, Z = W_2 \cdot Y, \varepsilon = X - M, \quad (2.39)$$

Виключимо змінні Y_1, Y_2 , одержимо:

$$Y = W_1 \cdot (X - W_2 \cdot Y) = W_1 \cdot X - W_1 \cdot W_2 \cdot Y, \quad (2.40)$$

$$Y + W_1 \cdot W_2 \cdot Y = W_1 \cdot X, \quad (2.41)$$

Або:

$$Y \cdot (1 + W_1 \cdot W_2) = W_1 \cdot X, \quad (2.42)$$

$$W_{\text{ЕКВ}} = \frac{Y}{X} = \frac{W_1}{1 + W_1 \cdot W_2}. \quad (2.43)$$

В автоматичі сигнал M називають сигналом зворотного зв'язку.

Якщо:

- $\varepsilon = X - M$, зворотній зв'язок називається негативним;
- $\varepsilon = X + M$, зворотній зв'язок називається позитивним і еквівалентна

передаточна функція визначається за формулою:

$$W_{\text{ЕКВ}} = \frac{Y}{X} = \frac{W_1}{1 - W_1 \cdot W_2}. \quad (2.44)$$

2.4 Математичний опис характеристик автоматичної системи

2.4.1 Стандартні вхідні сигнали

Розглянемо реакцію автоматичної системи на вхідні сигнали визначеної форми, що називаються стандартними. Такими сигналами є:

1. Одиничний східчастий сигнал $f(t)=1(t)$.

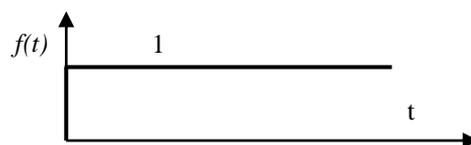


Рисунок 2.9 – Графічне зображення одиничного східчастого сигналу

При:

$$t \leq 0: \quad f(t) = 0, \quad (2.45)$$

$$t > 0: \quad f(t) = 1(t), \quad F(p) = \frac{1}{p}. \quad (2.46)$$

2. Одиничний східчастий сигнал швидкості:

$$\dot{f}(t) = 1(t); \quad F(p) = \frac{1}{p^2}. \quad (2.47)$$

3. Одиничний імпульсний сигнал (дельта функція).

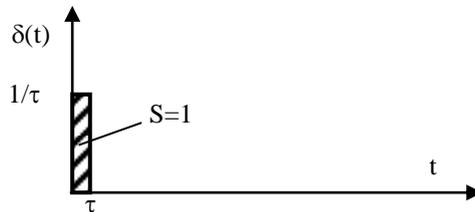


Рисунок 2.10 – Графічне зображення одиничного імпульсного сигналу

$$f(t) = \delta(t); \quad F(p) = 1. \quad (2.48)$$

4. Одиничний гармонійний сигнал:

$$f(t) = \cos(\omega t); \quad F(p) = \frac{p}{p^2 + \omega^2}. \quad (2.49)$$

Реакції автоматичної системи на стандартні вхідні сигнали мають визначені назви.

Перехідною характеристикою називають графічне зображення реакції автоматичної системи на одиничний східчастий сигнал. Математичне вираження перехідної характеристики називається перехідною функцією.

Імпульсною (ваговою) характеристикою називають графічне зображення реакції автоматичної системи на одиничний імпульсний сигнал. Математичне вираження імпульсної характеристики називається імпульсною (ваговою) функцією.

Частотною характеристикою називають графічне зображення реакції автоматичної системи на одиничний гармонійний сигнал. Математичне вираження гармонійної характеристики називається частотною функцією.

2.4.2 Перехідна функція

Щоб одержати перехідну функцію необхідно вирішити диференціальне рівняння, що описує динаміку автоматичної системи при одиничному східчастому сигналі на вході. Рішення диференціального рівняння і є перехідною функцією.

Приклад: автоматична система описується рівнянням динаміки:

$$T \dot{\bar{y}} + \bar{y} = K\bar{x}. \quad (2.50)$$

Потрібно знайти перехідну функцію при нульових початкових умовах:

$$t = 0, \quad \bar{y}(0) = 0, \quad \dot{\bar{y}}(0) = 0. \quad (2.51)$$

Рішення ДР легко одержати скориставшись таблицею перетворень Лапласу (табл. 2.1).

Запишемо рівняння динаміки в операторній формі:

$$TpY + Y = KX. \quad (2.52)$$

Визначимо зображення вихідного сигналу для:

$$\bar{x} = 1(t) \rightarrow X = \frac{1}{p}, \quad (2.53)$$

$$Y = \frac{K}{T_p + 1} \cdot X, \quad (2.54)$$

або:

$$Y = \frac{K}{T_p + 1} \cdot \frac{1}{p}. \quad (2.55)$$

З таблиць перетворень Лапласу (табл. 2.1) знайдемо оригінал отриманого зображення:

$$\bar{y}(t) = K \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T}}). \quad (2.56)$$

2.4.3 Імпульсна функція

Щоб одержати імпульсну функцію необхідно вирішити диференційне рівняння, що описує динаміку автоматичної системи при одиничному імпульсному сигналі на вході. Рішення диференційного рівняння є імпульсною функцією.

Приклад: автоматична система описується рівнянням динаміки:

$$T \dot{\bar{y}} + \bar{y} = K \bar{x}. \quad (2.57)$$

Потрібно знайти імпульсну функцію при нульових початкових умовах:

$$t = 0; \quad \bar{y} = 0. \quad (2.58)$$

Запишемо рівняння динаміки в операторній формі:

$$TpY + Y = KX. \quad (2.59)$$

Визначимо зображення вихідного сигналу для:

$$\bar{x} = \delta(t) \rightarrow X = 1, \quad (2.60)$$

$$Y = \frac{K}{Tp+1} \cdot X, \quad (2.61)$$

або:

$$Y = \frac{K}{Tp+1}. \quad (2.62)$$

З таблиць перетворень Лапласу (табл. 2.1) знайдемо оригінал отриманого зображення:

$$\bar{y}(t) = \frac{K}{T} \cdot e^{-\frac{t}{T}}. \quad (2.63)$$

2.4.4 Частотні функції

Представлення частотних функцій трохи інакше. Подамо на вхід автоматичної системи гармонійний сигнал виду:

$$x(t) = a \cdot \cos(\omega t). \quad (2.64)$$

Через час на виході автоматичної системи устанавляться гармонійні коливання з такою ж частотою, але амплітудою b і зрушенням фази φ :

$$y(t) = b \cdot \cos(\omega t + \varphi). \quad (2.65)$$

Амплітудно-фазовою частотною характеристикою називають залежність співвідношення амплітуди A і зрушення фази φ від частоти коливань вхідного сигналу:

$$A(\omega) = \frac{b}{a}; \quad \varphi = \varphi(\omega). \quad (2.66)$$

Амплітудно-фазову частотну характеристику прийнято зображувати на комплексній площі у вигляді годографа вектору A , модуль якого дорівнює відношенню амплітуд вихідного і вхідного сигналів, а напрямок визначається зрушенням фази φ , рис.2.11.

Якщо спостерігається відставання по фазі, то фаза вважається негативною і відкладається по годинній стрілці від полярної вісі.

Тоді будь-яку точку амплітудно-фазової частотної характеристики можна представити у виді комплексного числа:

$$Ae^{i\varphi} = U + iV. \quad (2.67)$$

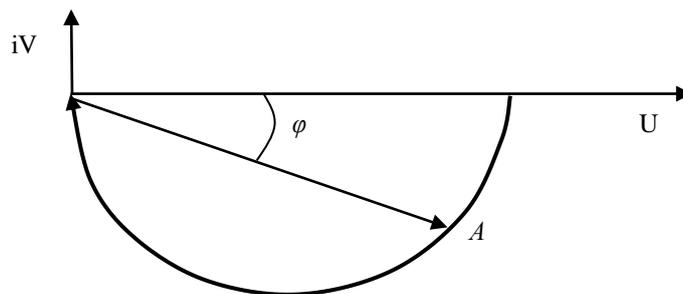


Рисунок 2.11 – Зображення амплітудно-фазової частотної характеристики

Частотна функція:

$$A(\omega) = \sqrt{U^2 + V^2}, \quad \varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{V}{U}\right), \quad (2.68)$$

Або:

$$U = U(\omega); \quad V = V(\omega). \quad (2.69)$$

Приклад: автоматична система описується рівнянням динаміки:

$$T \dot{\bar{y}} + \bar{y} = K\bar{x}. \quad (2.70)$$

Передаточна функція:

$$W(p) = \frac{K}{Tp + 1}. \quad (2.71)$$

Розглянемо сталі гармонійні коливання автоматичної системи:

$$\bar{x}(t) = a \cdot \cos(\omega t), \quad (2.72)$$

$$\bar{y}(t) = b \cdot \cos(\omega t + \varphi). \quad (2.73)$$

Згідно формули Ейлера:

$$\cos(\omega t) = \frac{e^{i\omega t} + e^{-i\omega t}}{2}, \quad (2.74)$$

$$\bar{x} = \frac{a}{2} \cdot e^{i\omega t} + \frac{a}{2} \cdot e^{-i\omega t} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2, \quad (2.75)$$

$$\bar{y} = \frac{b}{2} \cdot e^{i(\omega t + \varphi)} + \frac{b}{2} \cdot e^{-i(\omega t + \varphi)} = \bar{y}_1 + \bar{y}_2. \quad (2.76)$$

Для лінійних систем справедливий принцип суперпозиції. Тобто, реакцією системи на сигнал \bar{x}_1 буде \bar{y}_1 .

Визначимо похідну сигналу \bar{y}_1 :

$$\dot{\bar{y}}_1 = \frac{b}{2} i\omega \cdot e^{i(\omega t + \varphi)}. \quad (2.77)$$

Підставимо значення $\bar{x}_1, \bar{y}_1, \dot{\bar{y}}_1$ у вихідне рівняння динаміки:

$$T \frac{b}{2} i\omega \cdot e^{i(\omega t + \varphi)} + \frac{b}{2} \cdot e^{i(\omega t + \varphi)} = K \frac{a}{2} \cdot e^{i\omega t}, \quad (2.78)$$

$$T \frac{b}{2} i\omega \cdot e^{i\omega t} \cdot e^{i\varphi} + \frac{b}{2} \cdot e^{i\omega t} \cdot e^{i\varphi} = K \frac{a}{2} \cdot e^{i\omega t}. \quad (2.79)$$

Після скорочення і невеликого перетворення одержимо:

$$\frac{b}{a} \cdot e^{i\varphi} = \frac{K}{T(i\omega) + 1}. \quad (2.80)$$

Одержали комплексне число $W(i\omega)$, модуль якого $A=b/a$, а напрямок φ , отже дане комплексне число описує Амплітудно-фазову частотну характеристику на комплексній площині, тобто є частотною функцією.

Порівняємо вираз $W(p)$ і $W(i\omega)$:

$$W(p) = \frac{K}{Tp + 1}; \quad W(i\omega) = \frac{K}{T(i\omega) + 1}. \quad (2.81)$$

Таким чином, для аналітичного отримання амплітудно-фазової частотної характеристики будь-якої динамічної системи, потрібно:

1. У передаточній функції параметр p замінити на $i\omega$.
2. В отриманому комплексному числі виділити:
 - $U(\omega)$ – дійсну частину;
 - $V(\omega)$ – уявну частину.
4. Визначити:

$$A(\omega) = \sqrt{U^2 + V^2}, \quad (2.82)$$

та:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{V}{U}\right). \quad (2.83)$$

4. Змінюючи ω від 0 до ∞ , побудувати годограф амплітудно-фазової частотної характеристики.

2.4.5 Логарифмічні частотні характеристики

На практиці частотні характеристики зручно будувати в логарифмічних координатах. Логарифмічні частотні характеристики у ряді випадків мають дуже просте зображення, що й обумовило їхнє широке застосування.

Логарифмічна амплітудна характеристика

В логарифмічній амплітудній характеристиці по осі абсцис відкладається величина $\lg(\omega)$, а по осі ординат $L = \lg(K_N)$, де:

$$K_N = \frac{N_{\text{ВИХ}}}{N_{\text{ВХ}}} \text{ – коефіцієнт підсилення потужності.} \quad (2.84)$$

За одиницю посилення потужності в логарифмічних координатах приймають таке посилення, при якому потужність вихідного сигналу збільшується в 10 разів і називається “Бел”. “Бел” дуже велика величина, тому частіше використовується величина у десять разів менша - дециБел (дБ).

Оскільки при гармонійних коливаннях потужність сигналу пропорційна квадрату амплітуди, то:

$$K_N = \frac{b^2}{a^2} = A^2, \quad (2.85)$$

$$L = 20 \lg A [\text{дБ}]. \quad (2.86)$$

Одиницею виміру по осі абсцис служить декада. Кожній декаді відповідає збільшення частоти ω у десять разів, рис. 2.12.

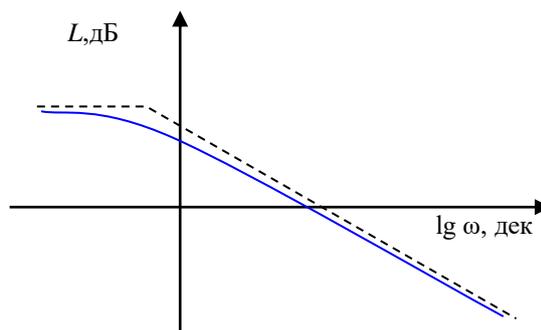


Рисунок 2.12 – Логарифмічна амплітудна характеристика автоматичної системи

Логарифмічна фазова характеристика

В логарифмічній фазовій характеристиці фаза відкладається в натуральному масштабі, а частота в логарифмічному, рис. 2.13:

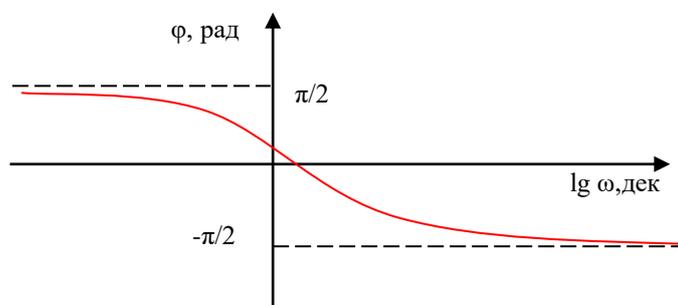


Рисунок 2.13 – Логарифмічна фазова характеристика автоматичної системи

2.4.6 Частотні функції ланок та їх з'єднань

Як уже відзначалося, частотною функцією називається математичне представлення частотної характеристики – залежності співвідношення амплітуд коливань на вході і виході автоматичної система, а також зрушення фази коливань від частоти коливань вхідного сигналу ω . Щоб одержати частотну функцію досить у передаточній функції $W(p)$ параметр p замінити на параметр $i\omega$. Отримане комплексне число $W(i\omega)$ описує Амплітудно-фазову частотну характеристику на комплексній площині. Щоб побудувати Амплітудно-фазову частотну характеристику необхідно в комплексному числі $W(i\omega)$ виділити дійсну частину $U(\omega)$, мниму частину $V(\omega)$ і знайти:

$$A(\omega) = \sqrt{U^2 + V^2}; \quad (2.87)$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{V}{U}\right); \quad (2.88)$$

$$L(\omega) = 20\lg A(\omega). \quad (2.89)$$

Це загальне правило для будь-якої автоматичної системи. Однак побудову амплітудно-фазової частотної характеристики складної автоматичної системи можна істотно спростити, якщо передаточну функцію представити у виді добутку передаточних функцій простих ланок.

Приклад: передаточна функція автоматичної системи має вид:

$$W(p) = W_1(p) \cdot W_2(p). \quad (2.90)$$

Аналітичне вираження амплітудно-фазової частотної характеристики одержимо замінивши в передаточній функції параметр p на $i\omega$:

$$W(i\omega) = W_1(i\omega) \cdot W_2(i\omega). \quad (2.91)$$

Отримане комплексне число представимо в показовій формі:

$$W(i\omega) = A \cdot e^{i\varphi} = A_1 \cdot e^{i\varphi_1} \cdot A_2 \cdot e^{i\varphi_2} = A_1 \cdot A_2 \cdot e^{i(\varphi_1 + \varphi_2)}. \quad (2.92)$$

Отже:

$$A = A_1 \cdot A_2, \quad \varphi_{\Sigma} = \varphi_1 + \varphi_2, \quad (2.93)$$

$$L_{\Sigma} = 20\lg A = 20\lg A_1 + 20\lg A_2 = L_1 + L_2. \quad (2.94)$$

Висновок: логарифмічні частотні характеристики добутку передаточних функцій можна одержати додаванням логарифмічних частотних характеристик функцій співмножників.

РОЗДІЛ 3. ДИНАМІЧНІ ЛАНКИ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ

3.1 Типові динамічні ланки

Будь-яка автоматична система може бути представлена у вигляді з'єднання елементів: датчиків, обчислювачів, підсилювачів, коректорів, виконавчих пристроїв. При цьому виявляється що, незважаючи на різноманіття конструктивних форм цих елементів, їх динаміка описується однаковими диференціальними рівняннями. Тому можна уніфікувати елементи за динамічними властивостями.

Уніфікований елемент (без врахування конструктивних форм) з визначеним рівнянням динаміки називається динамічною ланкою.

Якщо порядок рівняння динаміки динамічної ланки не перевищує 2-й, то така ланка називається елементарною.

Якщо порядок рівняння динамічної ланки перевищує 2-й, то така ланка називається складною. Будь-яка складна ланка може бути представлена у вигляді набору елементарних ланок.

У залежності від властивостей, усі динамічні ланки можна розділити на три групи: позиційні ланки; інтегруючі ланки; диференціюючі ланки.

3.1.1 Позиційні ланки

Позиційні ланки характеризуються тим, що на сталих режимах вихідний сигнал однозначно визначається рівнем вхідного сигналу:

$$\bar{y}(\infty) = f(\bar{x}). \quad (3.1)$$

Така залежність називається позиційною чи статичною.

а) Ідеальна позиційна ланка:

$$\bar{y} = K\bar{x}, \quad W(p) = K. \quad (3.2)$$

Приклад: важіль. Якщо перемістити один кінець важеля, то негайно переміститься й інший його кінець.

б) Інерційна (реальна) позиційна ланка:

$$T \dot{\bar{y}} + \bar{y} = K \bar{x}, \quad W(p) = \frac{K}{Tp + 1}. \quad (3.3)$$

На сталих режимах швидкість вихідного сигналу дорівнює нулю, отже, вихідний сигнал пропорційний вхідному:

$$\dot{\bar{y}}(\infty) = 0; \Rightarrow \bar{y}(\infty) = K \bar{x}. \quad (3.4)$$

Приклад: двигун із вхідним сигналом витрата палива і вихідним сигналом частота обертання ротора.

в) Позиційна ланка другого порядку:

$$T_1^2 \ddot{\bar{y}} + T_2 \dot{\bar{y}} + \bar{y} = K \bar{x}. \quad (3.5)$$

Позначимо:

$$\frac{T_2}{T_1} = 2d \text{ – декремент загасання.}$$

Рівняння динаміки буде мати наступний вигляд:

$$T^2 \ddot{\bar{y}} + 2dT \dot{\bar{y}} + \bar{y} = K \bar{x}, \quad (3.6)$$

$$W(p) = \frac{K}{T^2 p^2 + 2dT p + 1}. \quad (3.7)$$

На сталих режимах прискорення і швидкість вихідного сигналу дорівнює нулю, отже вихідний сигнал пропорційний вхідному:

$$\ddot{\bar{y}}(\infty) = 0; \quad \dot{\bar{y}}(\infty) = 0; \quad \Rightarrow \quad \bar{y}(\infty) = K\bar{x}. \quad (3.8)$$

Якщо:

- $d > 1$ – ланка називається аперіодичною (маса, що рухається);
- $d < 1$ – ланка називається коливальною коливання вантажу на пружині);
- $d = 0$ – ланка називається консервативною (ідеальний маятник).

3.1.2 Інтегруючі ланки

Інтегруючі ланки характеризуються тим, що вихідний сигнал визначається інтегралом вхідного сигналу:

$$\bar{y} = \int_0^t f(\bar{x}) dt. \quad (3.9)$$

Або швидкість вихідного сигналу однозначно визначається рівнем вхідного сигналу $\dot{\bar{y}} = f(\bar{x})$.

а) Ідеальна інтегруюча ланка:

$$\bar{y} = \frac{1}{T} \int_0^t \bar{x} \cdot dt; \quad T\dot{\bar{y}} = \bar{x}; \quad W(p) = \frac{1}{Tp}. \quad (3.10)$$

Приклад: датчик рівня вогнегасної речовини з вхідним сигналом витрата речовини і вихідним сигналом - рівень речовини.

б) Інерційна (реальна) інтегруюча ланка

$$T \cdot T_1 \dot{\bar{y}} + T\bar{y} = \bar{x}, \quad (3.11)$$

$$W(p) = \frac{1}{T_p \cdot (T_1 p + 1)} = \frac{1}{T_p} \cdot \frac{1}{T_1 p + 1}. \quad (3.12)$$

Приклад: перспективна система протипожежного захисту.

3.1.3 Диференціюючі ланки

Диференціюючі ланки характеризуються тим, що вихідна величина визначається швидкістю вхідного сигналу:

$$\bar{y} = f(\dot{x}). \quad (3.13)$$

а) Ідеальна диференціююча ланка:

$$\bar{y} = K \dot{x}; \quad W(p) = K \cdot p. \quad (3.14)$$

Вихідний сигнал подає інформацію про швидкість вхідного сигналу.

Приклад: ідеальний вимірник швидкості.

б) Інерційна (реальна) диференціююча ланка:

$$T \dot{\bar{y}} + \bar{y} = K \dot{x}; \quad W(p) = \frac{Kp}{T_p + 1}. \quad (3.15)$$

Приклад:: реальний вимірювач швидкості.

3.1.4 Форсуючі ланки:

$$\bar{y} = KT \dot{x} + K\bar{x}; \quad W(p) = K(Tp + 1). \quad (3.16)$$

Форсуюча ланка має властивості ідеальної позиційної і диференціюючої ланок, одночасно.

3.2 Складні динамічні ланки

Кожна складна динамічна система може бути представлена як така, що складається з набору елементарних динамічних ланок.

Визначимо рівняння динаміки автоматичної системи, що має функціональну схему, рис. 3.1.

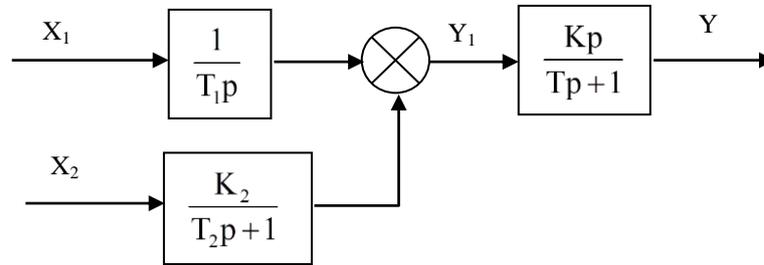


Рисунок 3.1 – Функціональна схема автоматичної системи

Рішення:

$$Y_1 = \frac{1}{T_{1p}} X_1 + \frac{K_2}{T_{2p+1}} X_2, \quad (3.17)$$

$$Y = \frac{K_p}{T_{p+1}} Y_1 = \frac{K_p}{T_{p+1}} \left(\frac{1}{T_{1p}} X_1 + \frac{K_2}{T_{2p+1}} X_2 \right), \quad (3.18)$$

$$Y = \frac{K/T_1}{T_{p+1}} X_1 + \frac{KK_2p}{(T_{p+1})(T_{2p+1})} X_2, \quad (3.19)$$

$$Y = \frac{K/T_1 (T_{2p+1})}{(T_{p+1})(T_{2p+1})} X_1 + \frac{KK_2p}{(T_{p+1})(T_{2p+1})} X_2, \quad (3.20)$$

$$Y = \frac{K/T_1}{T_{p+1}} X_1 + \frac{KK_2p}{(T_{p+1})(T_{2p+1})} X_2, \quad (3.21)$$

$$Y = \frac{K/T_1 (T_2 p + 1)}{(T p + 1)(T_2 p + 1)} X_1 + \frac{K K_2 p}{(T p + 1)(T_2 p + 1)} X_2, \quad (3.22)$$

$$Y = \frac{\frac{K}{T_1} T_2 p X_1 + \frac{K}{T_1} X_1 + K K_2 p X_2}{T T_2 p^2 + (T + T_2) p + 1}, \quad (3.23)$$

$$T T_2 p^2 Y + (T + T_2) p Y + Y = \frac{K}{T_1} T_2 p X_1 + \frac{K}{T_1} X_1 + K K_2 p X_2, \quad (3.24)$$

$$T T_2 \ddot{y} + (T + T_2) \dot{y} + y = \frac{K}{T_1} T_2 \dot{x}_1 + \frac{K}{T_1} x_1 + K K_2 \dot{x}_2. \quad (3.25)$$

3.3 Перехідні характеристики позиційних ланок

3.3.1 Ідеальна позиційна ланка

Рівняння динаміки:

$$\bar{y} = K \cdot \bar{x}; W(p) = K. \quad (3.26)$$

Ланка миттєво відтворює вхідний сигнал, посилений у K разів, рис. 3.2

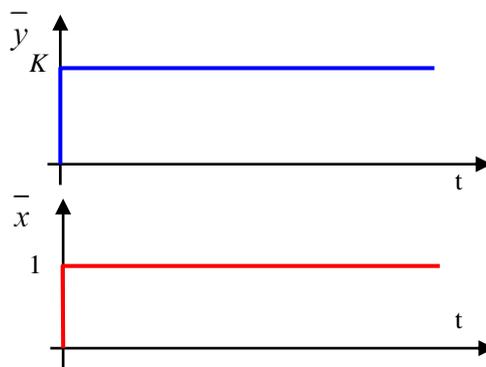


Рисунок 3.2 – Перехідна характеристика ідеальної позиційної ланки

3.3.2 Реальна позиційна ланка

Рівняння динаміки:

$$T \dot{\bar{y}} + \bar{y} = K \cdot \bar{x}; \quad W(p) = \frac{K}{Tp + 1}. \quad (3.27)$$

Потрібно знайти перехідну функцію при нульових початкових умовах:

$$t=0; \quad \bar{y}(0) = 0; \quad \dot{\bar{y}}(0) = 0. \quad (3.28)$$

Визначимо зображення вихідного сигналу для:

$$\bar{x} = 1(t), \quad \Rightarrow \quad X = \frac{1}{p}, \quad (3.29)$$

$$Y = W(p) \cdot X, \quad (3.30)$$

тоді:

$$Y = \frac{K}{Tp + 1} \cdot X, \quad \text{або} \quad Y = \frac{K}{Tp + 1} \cdot \frac{1}{p}. \quad (3.31)$$

З таблиць перетворень Лапласу (табл. 2.1) знайдемо оригінал отриманого зображення:

$$\bar{y}(t) = K \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T}}). \quad (3.32)$$

Графік перехідного процесу (перехідна характеристика) являє собою експоненту, рис. 3.3.

Особливості перехідної характеристики:

– величина проекції дотичної на лінію сталого режиму дорівнює постійної часу T ;

– тривалість перехідного процесу t_R (час, за який вихідний сигнал досягає 95% нового сталого значення) визначається постійною часу:

$$t_R = 3T; 0,95K = K - K \cdot e^{-\frac{t_R}{T}}, \quad (3.33)$$

отже:

$$e^{-\frac{t_R}{T}} = 0,05, \quad \text{або} \quad e^{\frac{t_R}{T}} = 20. \quad (3.34)$$

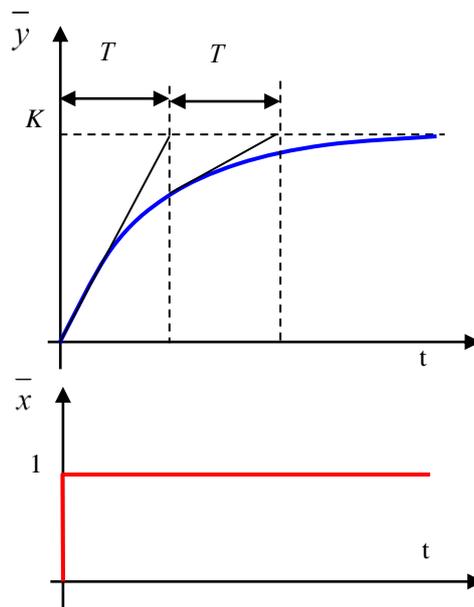


Рисунок 3.3 – Перехідна характеристика реальної позиційної ланки

Прологарифмуємо:

$$\frac{t_R}{T} = \ln 20 \approx 3, \quad \Rightarrow \quad t_R = 3T. \quad (3.35)$$

3.3.3 Позиційна ланка 2-го порядку

Рівняння динаміки:

$$T^2 \ddot{y} + 2dT \dot{y} + y = K \cdot \bar{x}, \quad (3.36)$$

$$W(p) = \frac{K}{T^2 p^2 + 2dT p + 1}. \quad (3.37)$$

Знайдемо перехідну функцію. Нульові початкові умови:

$$t=0; \quad \bar{y}(0) = 0; \quad \dot{\bar{y}}(0) = 0; \quad \ddot{\bar{y}}(0) = 0. \quad (3.38)$$

Визначимо зображення вихідного сигналу для:

$$\bar{x} = 1(t); \quad \Rightarrow \quad X = \frac{1}{p}; \quad (3.39)$$

$$Y = W(p) \cdot X, \quad Y = \frac{K}{T^2 p^2 + 2dTp + 1} \cdot X, \quad (3.40)$$

$$Y = \frac{K}{T^2 p^2 + 2dTp + 1} \cdot \frac{1}{p}. \quad (3.41)$$

З таблиць перетворень Лапласу (табл. 2.1) знайдемо оригінал отриманого зображення.

Можливі випадки.

Декремент загасання $d \geq 1$: корені характеристичного рівняння дійсні негативні:

$$p_{1,2} = -\frac{d}{T} \pm \sqrt{\frac{d^2 - 1}{T^2}}. \quad (3.42)$$

Позначимо:

$$T_1 = -\frac{1}{p_1}; \quad T_2 = -\frac{1}{p_2}. \quad (3.43)$$

Тоді:

$$W(p) = \frac{K}{T^2 p^2 + 2dTp + 1} = \frac{K}{(T_1 p + 1) \cdot (T_2 p + 1)}; \quad (3.44)$$

$$W(p) = \frac{K}{T_1 p + 1} \cdot \frac{1}{T_2 p + 1}. \quad (3.45)$$

Рішення диференційного рівняння визначимо за формулою:

$$\bar{y}(t) = K \left(1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t}{T_2}} \right). \quad (3.46)$$

У випадку дійсних коренів характеристичного рівняння рішення диференційного рівняння має вигляд:

$$\bar{y} = \bar{y}_{OO} + \bar{y}_{ЧАС} = C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t} + K, \quad (3.47)$$

$$\bar{y} = \bar{y}_{OO} + \bar{y}_{ЧАС} = C_1 e^{-\frac{t}{T_1}} + C_2 e^{-\frac{t}{T_2}} + K. \quad (3.48)$$

Значення постійних C_1 , C_2 визначаються з початкових умов:

$$t=0, \quad \bar{y}(0) = 0, \quad \dot{\bar{y}}(0) = 0, \quad \ddot{\bar{y}}(0) = 0, \quad (3.49)$$

$$\dot{\bar{y}} = \frac{C_1}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{C_2}{T_2} e^{-\frac{t}{T_2}}, \quad (3.50)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 + C_2 + K = 0 \\ -\frac{C_1}{T_1} - \frac{C_2}{T_2} = 0 \end{array} \right\}, \quad (3.51)$$

$$C_1 = K \frac{T_1}{T_2 - T_1}; \quad C_2 = -K \frac{T_2}{T_2 - T_1}. \quad (3.52)$$

Остаточно:

$$\bar{y}(t) = K \left(1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t}{T_2}} \right). \quad (3.53)$$

Перехідна характеристика складається з двох експонент і відповідно до характеру перехідного процесу називається аперіодичною, рис. 3.4.

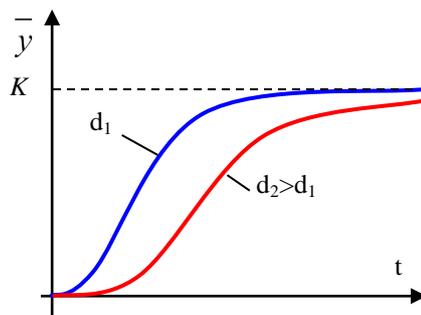


Рисунок 3.4 – Аперіодична перехідна характеристика позиційної ланки 2-го порядку

Особливості перехідної характеристики.

При $t=0 \rightarrow \dot{y} = 0$.

Має місце точка перегину.

Тривалість перехідного процесу залежить не тільки від постійної часу, але і від величини декременту загасання.

Декремент загасання $d < 1$: корені характеристичного рівняння комплексно-сполучені:

$$p_{1,2} = -\frac{d}{T} \pm i \cdot \sqrt{\frac{1-d^2}{T^2}} = -\alpha \pm i\omega. \quad (3.54)$$

Рішення диференційного рівняння має такий вигляд:

$$\bar{y}(t) = K \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1-d^2}} e^{-\frac{t}{T/d}} \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{1-d^2}}{T} t + \arctg \frac{\sqrt{1-d^2}}{d}\right)\right). \quad (3.55)$$

Позначимо:

$$T_{ог} = \frac{T}{d}, \quad \omega = \sqrt{\frac{1-d^2}{T^2}}, \quad \phi = \arctg \sqrt{\frac{1-d^2}{d^2}}, \quad (3.56)$$

де: ω – власна частота коливань (рад/с):

ϕ – зрушення фази (рад).

Одержимо спрощений запис:

$$\bar{y}(t) = K \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1-d^2}} e^{-\frac{t}{T_{ог}}} \cdot \sin(\omega t + \phi)\right). \quad (3.57)$$

У випадку комплексно-сполучених коренів:

$$p_{1,2} = -\frac{d}{T} \pm i \cdot \sqrt{\frac{1-d^2}{T^2}} = -\alpha \pm i\omega. \quad (3.58)$$

Загальне рішення диференційного рівняння шукається у вигляді:

$$\bar{y}_{00} = C_1 e^{(-\alpha+i\omega)t} + C_2 e^{(-\alpha-i\omega)t}. \quad (3.59)$$

Для того, щоб одержати рішення в дійсній формі скористаємося правилом. Якщо диференційного рівняння з дійсними коефіцієнтами має комплексне рішення:

$$y(t) = U(t) + iV(t), \quad (3.60)$$

то кожна з цих функцій $U(t)$ і $V(t)$ є рішенням цього диференційного рівняння.

За формулою Ейлера:

$$\begin{aligned} e^{(-\alpha+i\omega)t} &= e^{-\alpha t} \cdot (\cos \omega t + i \cdot \sin \omega t) = \\ &= e^{-\alpha t} \cos \omega t + i \cdot e^{-\alpha t} \sin \omega t = U(t) + iV(t). \end{aligned} \quad (3.61)$$

Тоді, відповідно до правила, функції:

$$U(t) = e^{-\alpha t} \cos \omega t, \quad V(t) = e^{-\alpha t} \sin \omega t, \quad (3.62)$$

є рішенням вихідного диференційного рівняння. Знаючи дві частки рішення, можна побудувати загальне рішення:

$$y_{00} = C_1 U(t) + C_2 V(t) = e^{-\alpha t} \cdot (C_1 \cos \omega t + C_2 \sin \omega t). \quad (3.63)$$

Позначимо:

$$C_1 = A \sin \varphi, \quad C_2 = A \cos \varphi. \quad (3.64)$$

Одержимо:

$$y_{00} = e^{-\alpha t} \cdot (A \sin \varphi \cos \omega t + A \cos \varphi \sin \omega t), \quad (3.65)$$

$$y_{00} = A e^{-\alpha t} \cdot \sin(\omega t + \varphi). \quad (3.66)$$

З початкових умов визначаються єдині значення C_1 , C_2 чи A , φ :

$$A = \sqrt{C_1^2 + C_2^2}; \quad \varphi = \arctg \frac{C_1}{C_2}. \quad (3.67)$$

Перехідна характеристика має коливальний вигляд, рис. 3.5.

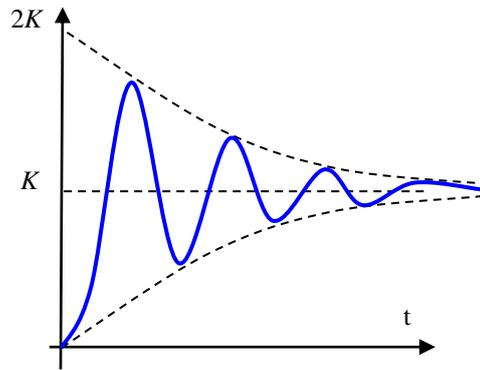


Рисунок 3.5 – Коливальна перехідна характеристика позиційної ланки 2-го порядку

Особливості перехідної характеристики: перехідний процес буде коливальним, тому що в рішенні диференційного рівняння мається гармонійна складова.

Графік розташовується між двома огибаючими.

Огибаючі є експонентою з постійною часу:

$$T_{ог} = \frac{T}{d}. \quad (3.68)$$

Час перехідного процесу можна приблизно оцінити за постійною часу огибаючої:

$$t_R = 3T_{ог} = \frac{3T}{d}. \quad (3.69)$$

Зі зменшенням d час перехідного процесу збільшується. При $d=0$ коливання взагалі не загасають. Така ланка називається "консервативною" (ідеальний маятник).

На рис. 3.6 показаний вплив декременту загасання d на тривалість перехідних процесів ланки 2-го порядку.

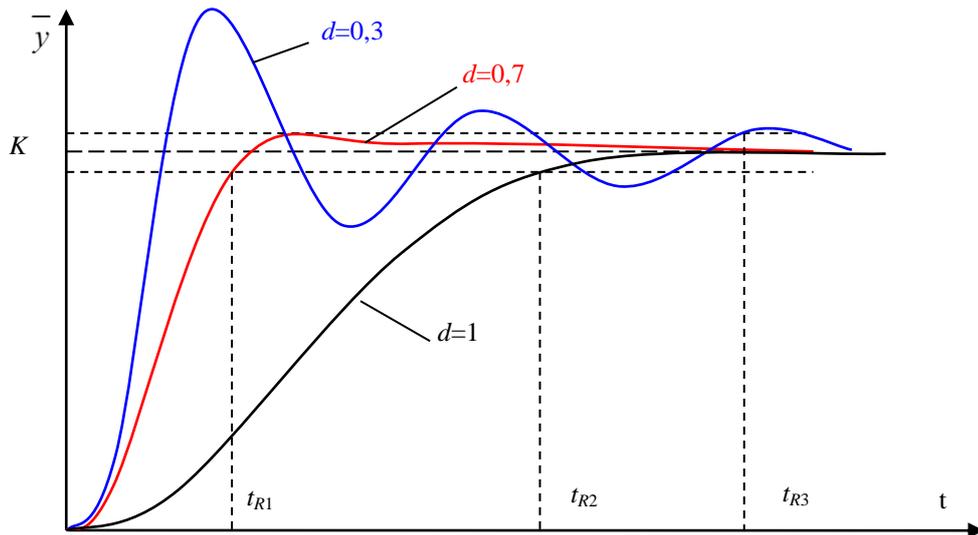


Рисунок 3.6 – Перехідні характеристики позиційних ланок 2-го порядку

Мінімальний час перехідного процесу відповідає декременту загасання $d=0,7$:

$$t_{R_{\min}} = 3T; \quad d_{\text{опт}} = 0,7. \quad (3.70)$$

Отже, для забезпечення мінімального часу перехідного процесу сучасні автоматичні системи проектуються з незначною коливальністю перехідних процесів.

3.4 Перехідні характеристики інтегруючих ланок

3.4.1 Ідеальна інтегруюча ланка

Рівняння динаміки:

$$T \dot{y} = \bar{x}; \quad W(p) = \frac{1}{Tp}. \quad (3.71)$$

Потрібно знайти перехідну функцію при нульових початкових умовах:

$$t=0, \quad \bar{y}(0) = 0; \quad \dot{\bar{y}}(0) = 0. \quad (3.72)$$

Визначимо зображення вихідного сигналу для:

$$\bar{x} = 1(t), \Rightarrow X = \frac{1}{p}, \quad (3.73)$$

$$Y = W(p) \cdot X. \quad (3.74)$$

Тоді:

$$Y = \frac{1}{Tp} \cdot X: Y = \frac{1}{Tp} \cdot \frac{1}{p}. \quad (3.75)$$

З таблиць перетворень Лапласу (табл. 2.1) знайдемо оригінал отриманого зображення:

$$\bar{y} = \frac{1}{T} t. \quad (3.76)$$

Особливості перехідної характеристики, рис. 3.7.

Перехідна характеристика представляє собою пряму лінію з кутом нахилу:

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{1}{T}. \quad (3.77)$$

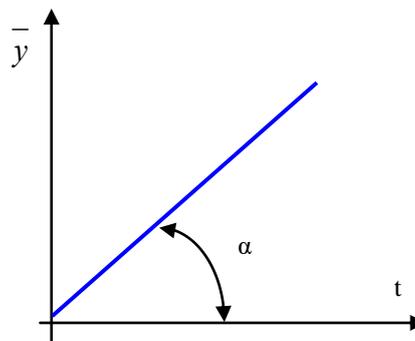


Рисунок 3.7 – Перехідна характеристика ідеальної інтегруючої ланки

3.4.2 Реальна інтегруюча ланка

Рівняння динаміки:

$$T T_1 \ddot{y} + T \dot{y} = \bar{x}, \quad (3.78)$$

$$W(p) = \frac{1}{T T_1 p^2 + T p} = \frac{1}{T p (T_1 p + 1)} = \frac{1}{T p} \cdot \frac{1}{T_1 p + 1}. \quad (3.79)$$

Реальна інтегруюча ланка може бути представлена у вигляді послідовного з'єднання інерційної й ідеальної інтегруючих ланок, рис. 3.8.

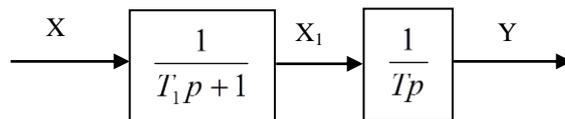


Рисунок 3.8 – Функціональна схема реальної інтегруючої ланки

Знайдемо перехідну функцію реальної інтегруючої ланки при нульових початкових умовах:

$$t=0, \quad \bar{y}(0) = 0, \quad \dot{\bar{y}}(0) = 0. \quad (3.80)$$

Визначимо зображення вихідного сигналу для:

$$\bar{x} = 1(t), \quad \Rightarrow \quad X = \frac{1}{p}, \quad (3.81)$$

$$Y = W(p) \cdot X; \quad (3.82)$$

$$Y = \frac{1}{T p} \cdot \frac{1}{T_1 p + 1} \cdot X; \quad Y = \frac{1}{T p} \cdot \frac{1}{T_1 p + 1} \cdot \frac{1}{p}. \quad (3.83)$$

З таблиць перетворень Лапласу (табл. 2.1) знайдемо оригінал отриманого зображення:

$$\bar{y} = \frac{1}{T}t - \frac{T_1}{T} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T_1}}). \quad (3.84)$$

Перехідна функція першої ланки:

$$\bar{x}_1 = 1 - e^{-\frac{t}{T_1}}. \quad (3.85)$$

Для другої ланки:

$$\bar{y} = \frac{1}{T} \int_0^t (1 - e^{-\frac{t}{T_1}}) dt = \frac{1}{T} \left(t + T_1 \cdot e^{-\frac{t}{T_1}} \right)_0^t, \quad (3.86)$$

$$\bar{y} = \frac{1}{T} (t + T_1 e^{-\frac{t}{T_1}} - T_1) = \frac{1}{T} t - \frac{T_1}{T} (1 - e^{-\frac{t}{T_1}}). \quad (3.87)$$

Перехідна характеристика (рис. 3.9) реальної інтегруючої ланки.

При:

$$t \rightarrow \infty: e^{-\frac{t}{T_1}} \rightarrow 0; \quad \bar{y} \approx \frac{t}{T} - \frac{T_1}{T}. \quad (3.88)$$

Особливості перехідної характеристики: перехідна характеристика реальної інтегруючої ланки відрізняється від ідеальної ланки (2) на величину

$\Delta \bar{y} = -\frac{T_1}{T}$. Це відставання вносить інерційна ланка.

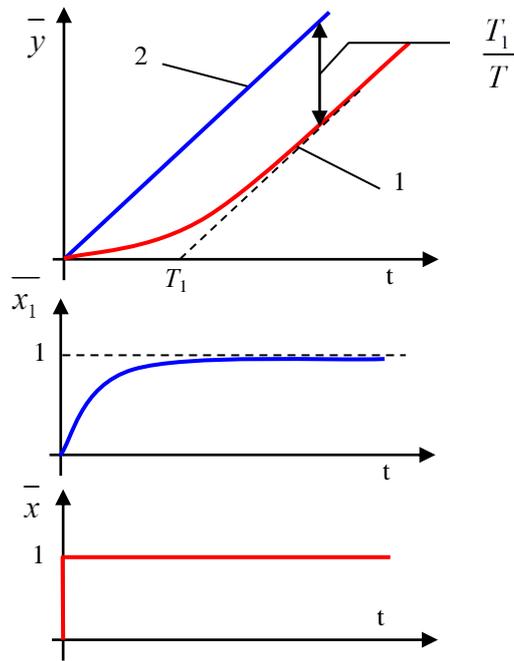


Рисунок 3.9 – Перехідна характеристика реальної інтегруючої ланки

3.5 Перехідні характеристики диференціюючих ланок

3.5.1 Ідеальна диференціююча ланка

Рівняння динаміки:

$$\bar{y} = K \dot{\bar{x}}; W(p) = Kp. \quad (3.89)$$

Потрібно знайти перехідну функцію при нульових початкових умовах:

$$t=0: \bar{y}(0) = 0. \quad (3.90)$$

$$\bar{x} = 1(t), \Rightarrow X = \frac{1}{p}, \quad (3.91)$$

$$Y = W(p) \cdot X, \quad Y = Kp \cdot X, \quad Y = K. \quad (3.92)$$

З таблиць перетворень Лапласу (табл. 2.1) знайдемо оригінал отриманого зображення:

$$\bar{y} = K \cdot \delta(t). \quad (3.93)$$

Перехідна характеристика являє собою імпульс площею K . Щоб зрозуміти перехідну характеристику ідеальної диференціюючої ланки, розглянемо не східчастий сигнал впливу, а сигнал з деяким нахилом, приблизно вважаючи його східчастим, рис. 3.10.

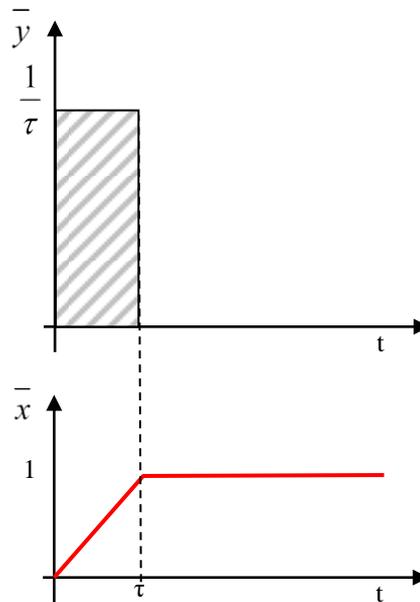


Рисунок 3.10 – Перехідна характеристика ідеальної диференціюючої ланки

$$\bar{y} = \dot{\bar{x}} = \frac{d\bar{x}}{dt} \approx \frac{\Delta\bar{x}}{\Delta t} = \frac{1}{\tau}. \quad (3.94)$$

У цьому випадку імпульс дорівнює по величині $\frac{1}{\tau}$, а площа імпульсу дорівнює:

$$S = \tau \cdot \frac{1}{\tau} = 1. \quad (3.95)$$

При $\tau \rightarrow 0$, перехідна характеристика прагне до дельта функції $\delta(t)$:

$$1'(t) = \lim_{\tau \rightarrow 0} \dot{\bar{x}}(t) = \delta(t). \quad (3.96)$$

Відповідно:

$$\int_0^t \delta(t) dt = 1(t). \quad (3.97)$$

Дельта функція введена Діраком у 1930р.

3.5.2 Реальна диференціююча ланка

Рівняння динаміки:

$$T \dot{\bar{y}} + \bar{y} = K \dot{\bar{x}}, \quad (3.98)$$

$$W(p) = \frac{Kp}{Tp + 1} = Kp \cdot \frac{1}{Tp + 1}. \quad (3.99)$$

Реальна диференціююча ланка може бути представлена у вигляді послідовного з'єднання інерційної позиційної й ідеальної диференціюючої ланок, рис. 3.11.

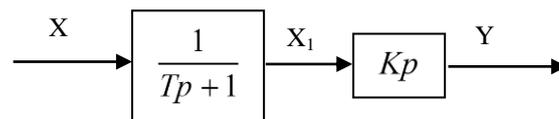


Рисунок 3.11 – Функціональна схема реальної диференціюючої ланки

Знайдемо перехідну функцію при нульових початкових умовах:

$$t=0: \quad \bar{y}(0) = 0; \quad \dot{\bar{y}}(0) = 0. \quad (3.100)$$

Вихідний сигнал:

$$\bar{x} = 1(t), \quad \Rightarrow \quad X = \frac{1}{p}, \quad (3.101)$$

$$Y = W(p) \cdot X, \quad (3.102)$$

$$Y = \frac{Kp}{Tp+1} \cdot X, Y = \frac{Kp}{Tp+1} \cdot \frac{1}{p}. \quad (3.103)$$

З таблиць перетворень Лапласу (табл. 2.1) знайдемо оригінал отриманого зображення:

$$\bar{y} = \frac{K}{T} \cdot e^{-\frac{t}{T}}. \quad (3.104)$$

Перехідна характеристика реальної диференціюючої ланки, рис. 3.12.

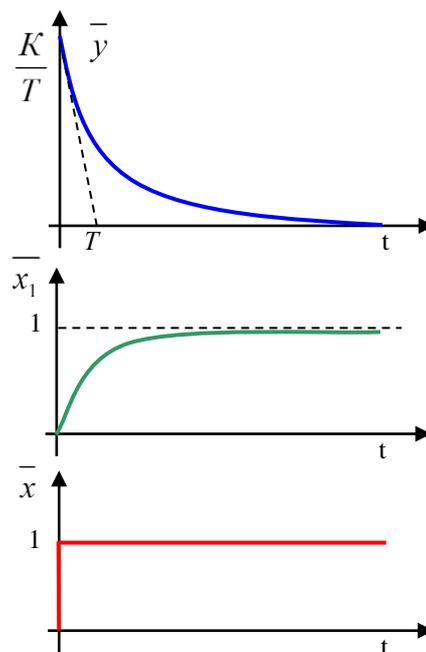


Рисунок 3.12 – перехідна характеристика реальної диференціюючої ланки

Особливості перехідної характеристики: перехідна характеристика являє собою експоненту.

При $t=0$:

$$\bar{y}(0) = \frac{K}{T}. \quad (3.105)$$

Чим менше постійна часу інерційного запізнювання T , тим ближче реальна ланка до ідеальної.

Процес експоненціальний, час перехідного процесу:

$$t_R = 3T. \quad (3.106)$$

Тобто:

$$\bar{x}_1 = 1 - e^{-\frac{t}{T}}; \quad \bar{y}(t) = K \dot{x} = \frac{K}{T} e^{-\frac{t}{T}}. \quad (3.107)$$

3.6 Частотні характеристики позиційних ланок

3.6.1 Ідеальна позиційна ланка

а) Амплітудно-фазова частотна характеристика ідеальної позиційної ланки.

Передаточна функція: $W(P) = K.$

Частотна функція: $W(i\omega) = K.$

Дійсна частина частотної функції: $U(\omega) = K.$

Уявна частина частотної функції: $V(\omega) = 0.$

Модуль вектора A :

$$A(\omega) = \sqrt{U^2 + V^2} = K. \quad (3.108)$$

Зрушення фази:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{V}{U}\right) = 0. \quad (3.109)$$

Амплітудно-фазова частотна характеристика являє собою точку K на позитивній дійсній вісі комплексної площині, рис. 3.13.

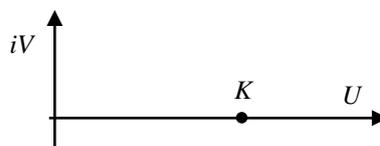


Рисунок 3.13 – Амплітудно-фазова частотна характеристика ідеальної позиційної ланки

б) Логарифмічні частотні характеристики ідеальної позиційної ланки, рис. 3.14.

$$L = 20 \lg A = 20 \lg K; \quad \varphi(\omega) = 0. \quad (3.110)$$

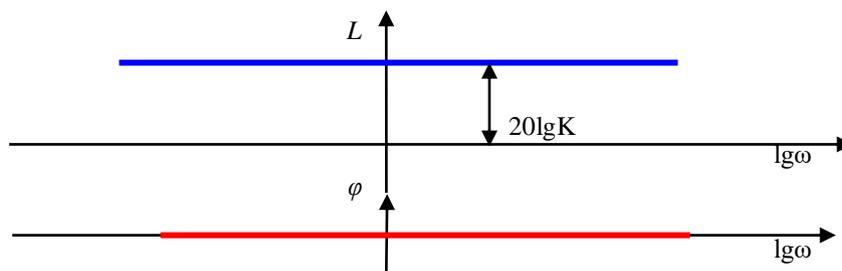


Рисунок 3.14 – Логарифмічні частотні характеристики ідеальної позиційної ланки

3.6.2 Реальна позиційна ланка

а) Амплітудно-фазова частотна характеристика інерційної позиційної ланки.

Передаточна функція:

$$W(p) = \frac{K}{T_p p + 1}. \quad (3.111)$$

Частотна функція:

$$W(i\omega) = \frac{K}{T_i \omega + 1} \cdot \frac{1 - T_i \omega}{1 - T_i \omega}, \quad (3.112)$$

$$W(i\omega) = \frac{K - iT\omega}{1 + T^2 \omega^2}. \quad (3.113)$$

Дійсна частина частотної функції:

$$U(\omega) = \frac{K}{1 + T^2 \omega^2}. \quad (3.114)$$

Уявна частина частотної функції:

$$V(\omega) = -\frac{KT\omega}{1 + T^2\omega^2}. \quad (3.115)$$

Модуль вектора А:

$$A(\omega) = \sqrt{U^2 + V^2} = \frac{K}{\sqrt{1 + T^2\omega^2}}. \quad (3.116)$$

Зрушення фази:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{V}{U}\right) = \operatorname{arctg}(-T\omega). \quad (3.117)$$

Таблиця 3.1 – Параметри вектора амплітудно-фазової частотної характеристики

ω	U	V	A	φ
0	K	0	K	0
1/T	$\frac{K}{2}$	$\frac{K}{2}$	$\frac{K}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\pi}{4}$
∞	0	0	0	$-\frac{\pi}{2}$

Амплітудно-фазова частотна характеристика являє собою напівокружність, яка знаходиться впродовж дійсної вісі в 4-му квадранті, рис. 3.15.

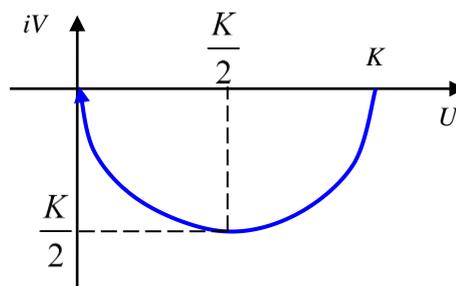


Рисунок 3.15 – Амплітудно-фазова частотна характеристика реальної позиційної ланки

б) Логарифмічні частотні характеристики інерційної позиційної ланки:

$$L = 20 \lg A = 20 \lg \left(\frac{K}{\sqrt{1 + T^2 \omega^2}} \right), \quad (3.118)$$

$$L = 20 \lg K - 10 \cdot \lg(1 + T^2 \omega^2). \quad (3.119)$$

Дану залежність можна представити у вигляді двох асимптот L_1 і L_2 .

При малих ω :

$$\omega \rightarrow 0: \Rightarrow T^2 \omega^2 \rightarrow 0; \Rightarrow L_1 = 20 \lg K. \quad (3.120)$$

При великих ω під знаком логарифма можна враховувати тільки найбільший ступінь:

$$T^2 \omega^2 \rightarrow \infty; \Rightarrow L_2 = 20 \lg K - 20 \lg T \omega. \quad (3.121)$$

У точці $\lg(1/T)$ асимптоти перетинаються: $L_1 = L_2$.

Асимптота L_2 у логарифмічних координатах являє собою пряму лінію з кутом нахилу -20 д (Б\дек).

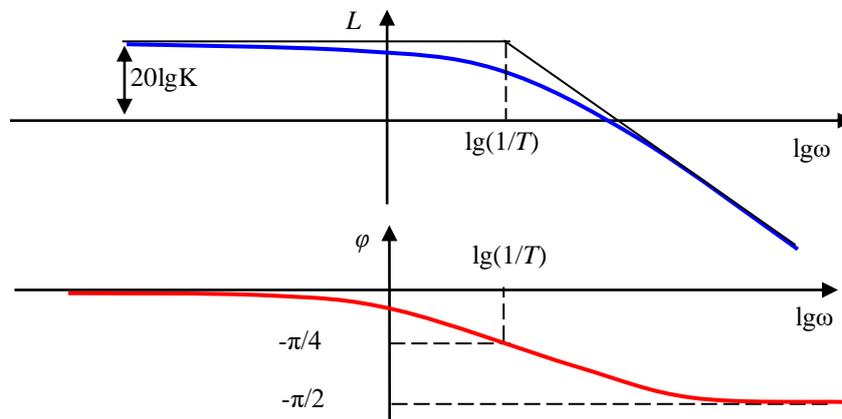


Рисунок 3.16 – Логарифмічні частотні характеристики реальної позиційної ланки

Представлення логарифмічних частотних характеристик у вигляді асимптот дозволяє виконати побудову без трудомістких обчислень, при цьому максимальна помилка у точці сполучення не перевищує 3 (дБ).

Так:

$$\Delta L = L_1 - L = 20\lg K - (20\lg K - 10\lg(1 + T^2\omega^2)), \quad (3.122)$$

$$\Delta L = 10\lg 2 \approx 3\text{дБ}. \quad (3.123)$$

3.6.3 Позиційна ланка 2-го порядку

а) Амплітудно-фазова частотна характеристика позиційної ланки 2-го порядку.

Передаточна функція:

$$W(p) = \frac{K}{T^2 p^2 + 2dTp + 1}. \quad (3.124)$$

Частотна функція:

$$W(i\omega) = \frac{K}{(1 - T^2\omega^2) + 2dT i\omega} \cdot \frac{(1 - T^2\omega^2) - 2dT i\omega}{(1 - T^2\omega^2) - 2dT i\omega}, \quad (3.125)$$

$$W(i\omega) = \frac{K(1 - T^2\omega^2) - 2KdT i\omega}{(1 - T^2\omega^2)^2 + 4(dT\omega)^2}. \quad (3.126)$$

Дійсна частина:

$$U(\omega) = \frac{K(1 - T^2\omega^2)}{(1 - T^2\omega^2)^2 + 4(dT\omega)^2}. \quad (3.124)$$

Уявна частина:

$$V(\omega) = -\frac{2KdT\omega}{(1 - T^2\omega^2)^2 + 4(dT\omega)^2}. \quad (3.128)$$

Модуль вектора A:

$$A(\omega) = \sqrt{U^2 + V^2} = \frac{K}{\sqrt{(1 - T^2\omega^2)^2 + 4(dT\omega)^2}}. \quad (3.129)$$

Зрушення фази:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{V}{U}\right) = \operatorname{arctg}\left(-\frac{2dT\omega}{1-T^2\omega^2}\right). \quad (3.130)$$

Таблиця 3.2 – Параметри вектора амплітудно-фазової частотної характеристики

ω	U	V	A	φ
0	K	0	K	0
1/T	0	$-\frac{K}{2d}$	$\frac{K}{2d}$	$-\frac{\pi}{2}$
∞	0	0	0	$-\pi$

Амплітудно-фазова частотна характеристика являє собою криву, розташовану уздовж дійсної вісі в 3-му і 4-му квадранті, рис. 3.17.

При $d \geq 1$: модуль плавно зменшується.

При $d < 1$: спостерігається резонанс: $A=A_{\max}$;

при:

$$\omega = \frac{\sqrt{1-d^2}}{T}. \quad (3.131)$$

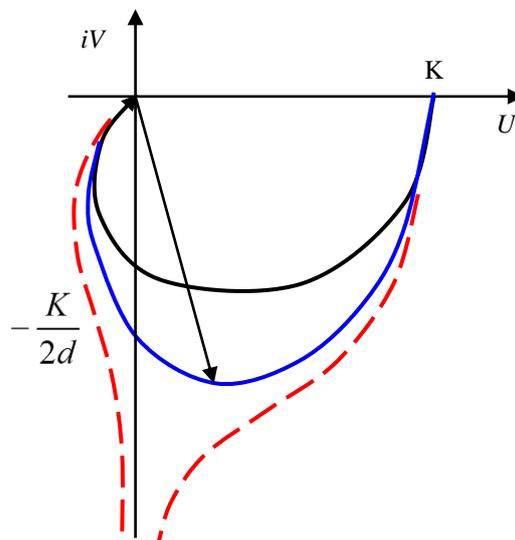


Рис. 3.17 – Амплітудно-фазова частотна характеристика позиційної ланки 2-го порядку

При $d = 0$: Амплітудно-фазова частотна характеристика терпить розрив.

б) Логарифмічні частотні характеристики позиційної ланки 2-го порядку:

$$L = 20\lg A = 20\lg \left(\frac{K}{\sqrt{(1 - T^2\omega^2)^2 + 4(dT\omega)^2}} \right), \quad (3.132)$$

$$L = 20\lg K - 10\lg[(1 - T^2\omega^2)^2 + 4(dT\omega)^2]. \quad (3.133)$$

Дану залежність можна представити у вигляді двох асимптот L_1 і L_2 .

При малих ω :

$$\omega \rightarrow 0: \Rightarrow T^2\omega^2 \rightarrow 0, \quad T^4\omega^4 \rightarrow 0, \quad (3.134)$$

$$\Rightarrow L_1 = 20\lg K. \quad (3.135)$$

При великих ω під знаком логарифма можна враховувати тільки найбільший ступінь:

$$T^4\omega^4 \rightarrow \infty, \Rightarrow L^2 = 20\lg K - 40\lg T\omega. \quad (3.136)$$

У точці $\lg(1/T)$ асимптоти перетинаються: $L_1=L_2$, рис. 3.18.

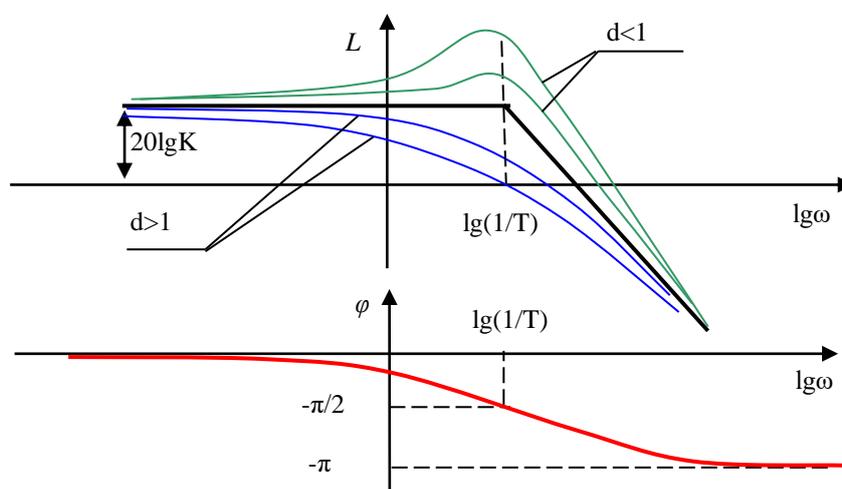


Рисунок 3.18 – Логарифмічні частотні характеристики позиційної ланки 2-го порядку

Асимптота L_2 у логарифмічних координатах являє собою пряму лінію з кутом нахилу -40дБ/дек .

Представлення логарифмічних частотних характеристик у вигляді асимптот дозволяє виконати побудову без трудомістких обчислень. Максимальна помилка залежить від декременту загасання і буде у точці сполучення:

$$\Delta L = L_1 - L, \quad (3.137)$$

$$\Delta L = 20\lg K - (20\lg K - 10\lg((1 - T^2\omega^2)^2 + 4(dT\omega)^2)), \quad (3.138)$$

$$\Delta L = 20\lg(4d). \quad (3.139)$$

Логарифмічні частотні характеристики аперіодичної ланки 2-го порядку ($d > 1$) можна представити у виді асимптот з помилкою не більш 3 дБ, скориставшись правилом додавання логарифмічних частотних характеристик, рис. 3.19.

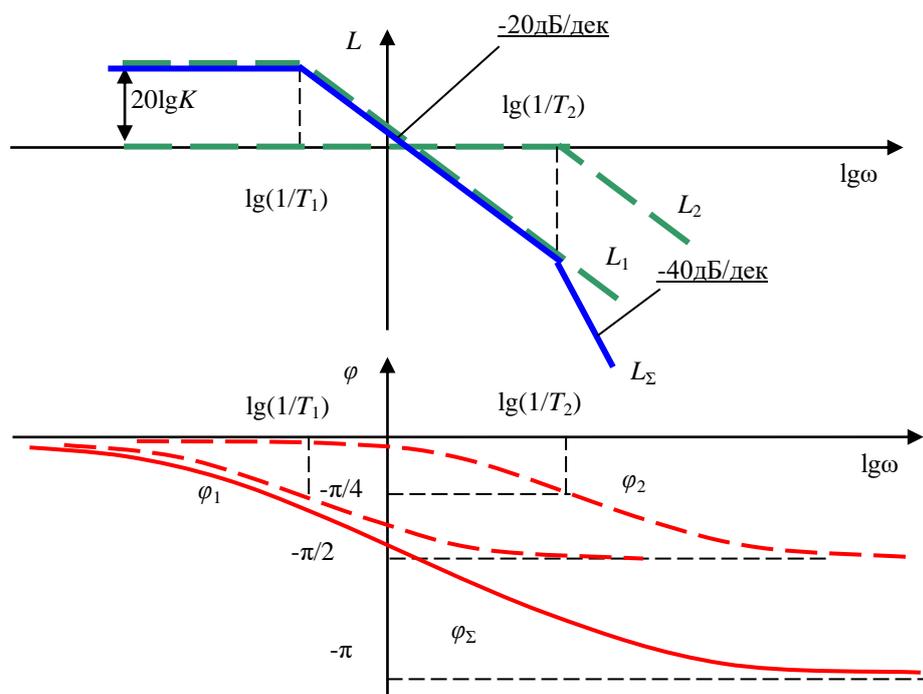


Рисунок 3.19 – Логарифмічні частотні характеристики аперіодичної ланки 2-го порядку

Для аперіодичної ланки характеристичний поліном можна розкласти по коренях характеристичного рівняння і передаточну функцію представити таким чином:

$$W(P) = \frac{K}{T^2 p^2 + 2dTp + 1}, \quad (3.140)$$

$$W(P) = \frac{K}{(T_1 p + 1) \cdot (T_2 p + 1)} = W_1 \cdot W_2. \quad (3.141)$$

$$L\Sigma = L1 + L2, \quad \varphi\Sigma = \varphi1 + \varphi2. \quad (3.142)$$

3.7 Частотні характеристики інтегруючих ланок

3.7.1 Ідеальна інтегруюча ланка

а) Амплітудно-фазова частотна характеристика ідеальної інтегруючої ланки.

Передаточна функція:

$$W(P) = \frac{1}{Tp}. \quad (3.143)$$

Частотна функція:

$$W(i\omega) = \frac{1}{Ti\omega} \cdot \frac{i}{i} = -\frac{i}{T\omega}. \quad (3.144)$$

Дійсна частина частотної функції: $U(\omega) = 0$.

Уявна частина частотної функції: $V(\omega) = -\frac{1}{T\omega}$.

Модуль вектора A:

$$A(\omega) = \sqrt{U^2 + V^2} = \frac{1}{T\omega}. \quad (3.145)$$

Зрушення фази:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{V}{U}\right) = -\frac{\pi}{2}. \quad (3.146)$$

Амплітудно-фазова частотна характеристика являє собою вектор що збігається з негативною уявною віссю, що закінчується на початку координат, рис. 3.20.

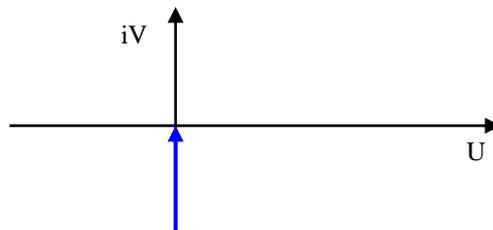


Рисунок 3.20 – Амплітудно-фазова частотна характеристика ідеальної інтегруючої ланки

б) Логарифмічні частотні характеристики ідеальної інтегруючої ланки рис.3.21.

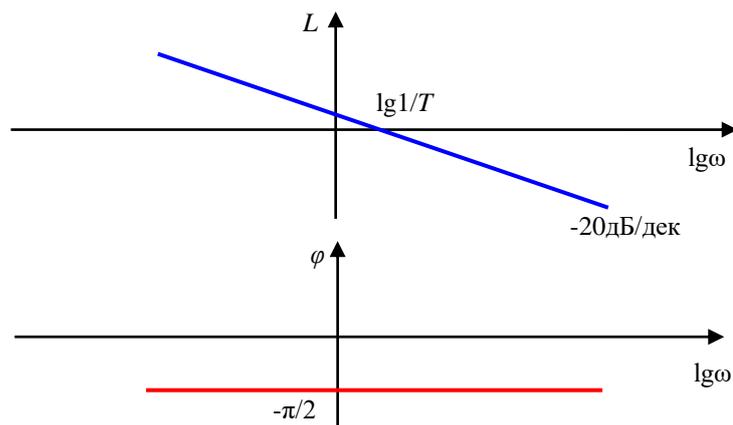


Рисунок 3.21 – Логарифмічні частотні характеристики ідеальної інтегруючої ланки

$$L = 20 \lg A = 20 \lg\left(\frac{1}{T\omega}\right) = -20 \lg T\omega. \quad (3.147)$$

Логарифмічна амплітудна характеристика являє собою пряму лінію з кутом нахилу -20 дБ/дек, що перетинає вісь абсцис у точці $\lg(1/T)$.

3.7.2 Реальна інтегруюча ланка

а) Амплітудно-фазова частотна характеристика реальної інтегруючої ланки.

Передаточна функція:

$$W(P) = \frac{1}{T_p} \cdot \frac{1}{T_1 p + 1}. \quad (3.148)$$

Частотна функція:

$$W(i\omega) = \frac{1}{T_i \omega} \cdot \frac{1}{T_1 i\omega + 1}, \quad (3.149)$$

$$W(i\omega) = \frac{1}{-TT_1\omega^2 + Ti\omega} \cdot \frac{-TT_1\omega^2 - Ti\omega}{-TT_1\omega^2 - Ti\omega}, \quad (3.150)$$

$$W(i\omega) = \frac{-TT_1\omega^2 - Ti\omega}{(TT_1\omega^2)^2 + T^2\omega^2}. \quad (3.151)$$

Дійсна частина частотної функції:

$$U(\omega) = \frac{-TT_1\omega^2}{(TT_1\omega^2)^2 + T^2\omega^2}. \quad (3.152)$$

Уявна частина:

$$V(\omega) = \frac{-T\omega}{(TT_1\omega^2)^2 + T^2\omega^2}. \quad (3.153)$$

Модуль вектора A:

$$A(\omega) = \sqrt{U^2 + V^2} = \frac{1}{T\omega \cdot \sqrt{T_1^2\omega^2 + 1}}. \quad (3.154)$$

Зрушення фази:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{V}{U}\right) = \operatorname{arctg} - \frac{1}{T_1\omega}. \quad (3.155)$$

Таблиця 3.3 – Параметри амплітудно-фазової частотної характеристики

ω	U	V	A	φ
0	$-T_1/TK$	$-\infty$	$-\infty$	$-\pi/2$
∞	0	0	0	$-\pi$

Амплітудно-фазова частотна характеристика являє собою криву, яка знаходиться в третьому квадранті та яка закінчується на початку координат, рис.3.22:

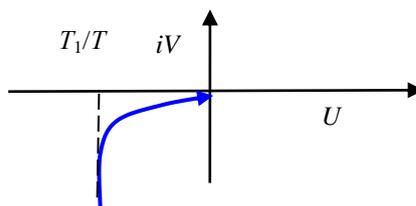


Рисунок 3.22 – Амплітудно-фазова частотна характеристика реальної інтегруючої ланки

б) Логарифмічні частотні характеристики інерційної інтегруючої ланки.

Логарифмічні частотні характеристики інерційної інтегруючої ланки легко одержати скориставшись правилом додавання логарифмічних частотних характеристик, рис. 3.23. З цією метою представимо передаточну функцію інерційної інтегруючої ланки таким чином:

$$W(p) = \frac{1}{T_p} \cdot \frac{1}{T_1 p + 1} = W_1 \cdot W_2, \quad (3.156)$$

$$\Rightarrow L = L_1 + L_2, \quad \varphi = \varphi_1 + \varphi_2. \quad (3.157)$$

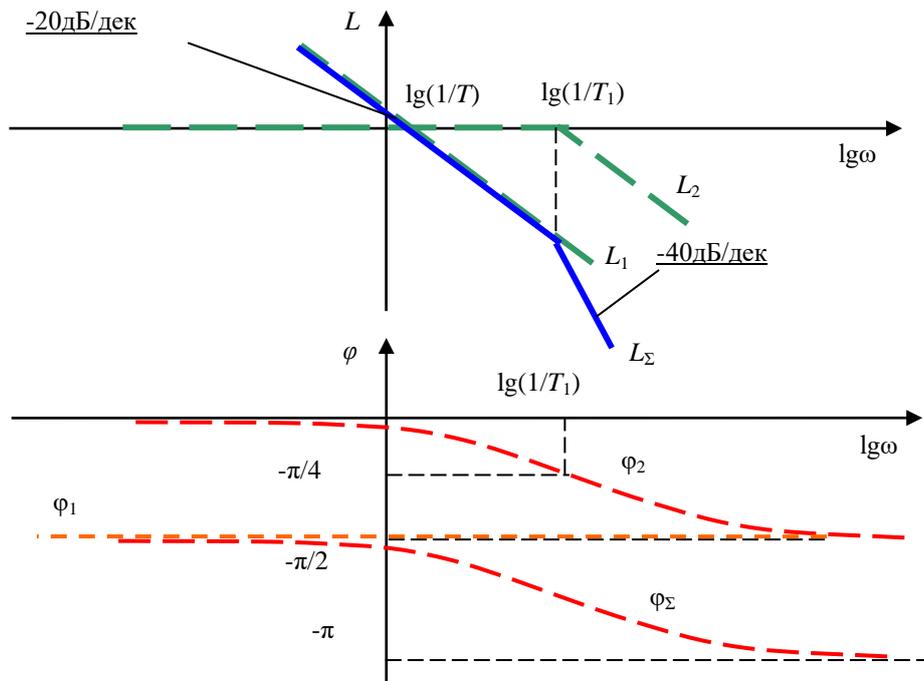


Рисунок 3.23 – Логарифмічні частотні характеристики реальної інтегруючої ланки

3.8 Частотні характеристики диференціюючих ланок

3.8.1 Ідеальна диференціююча ланка

а) Амплітудно-фазова частотна характеристика ідеальної диференціюючої ланки.

Передаточна функція

$$W(P) = Kp. \quad (3.158)$$

Частотна функція:

$$W(i\omega) = Ki\omega. \quad (3.159)$$

Дійсна частина частотної функції: $U(\omega) = 0$.

Уявна частина частотної функції: $V(\omega) = K\omega$.

Модуль вектора A :

$$A(\omega) = \sqrt{U^2 + V^2} = K\omega. \quad (3.160)$$

Зрушення фази:

$$\phi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{V}{U}\right) = +\frac{\pi}{2}. \quad (3.161)$$

Амплітудно-фазова частотна характеристика являє собою вектор, що збігається з позитивною уявною віссю, рис. 3.24.

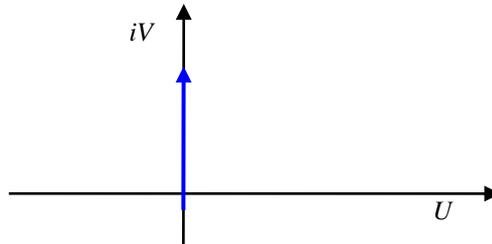


Рисунок 3.24 – Амплітудно-фазова частотна характеристика ідеальної диференціюючої ланки

б) Логарифмічні частотні характеристики ідеальної диференціюючої ланки, рис. 3.25.

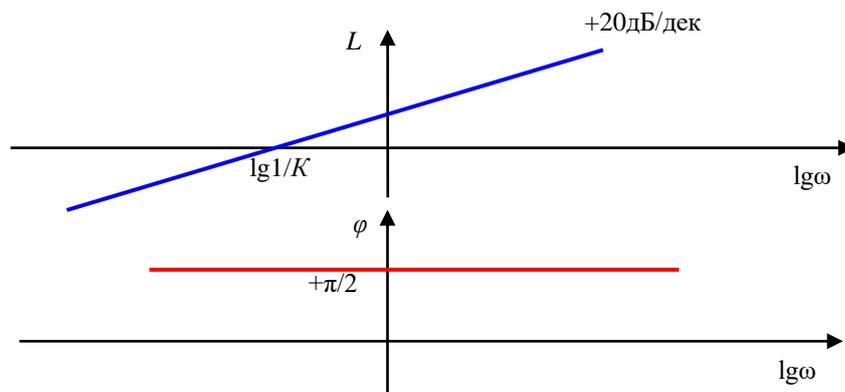


Рисунок 3.25 – Логарифмічні частотні характеристики ідеальної диференціюючої ланки

$$L = 20 \lg A = 20 \lg(K\omega). \quad (3.162)$$

Логарифмічні частотні характеристики являють собою пряму лінію з кутом нахилу +20дБ/дек, що перетинає вісь абсцис у точці $\lg(1/K)$

3.8.2 Реальна диференціююча ланка

а) Амплітудно-фазова частотна характеристика реальної диференціюючої ланки. Передаточна функція

$$W(P) = K_p \cdot \frac{1}{T_p + 1}. \quad (3.163)$$

Частотна функція:

$$W(i\omega) = K_i \omega \cdot \frac{1}{T_i \omega + 1} \cdot \frac{1 - T_i \omega}{1 - T_i \omega}; \quad (3.164)$$

$$W(i\omega) = \frac{KT\omega^2 + Ki\omega}{1 + T^2\omega^2}. \quad (3.165)$$

Дійсна частина частотної функції:

$$U(\omega) = \frac{KT\omega^2}{1 + T^2\omega^2}. \quad (3.166)$$

Уявна частина частотної функції:

$$V(\omega) = \frac{K\omega}{1 + T^2\omega^2}. \quad (3.167)$$

Модуль вектора А:

$$A(\omega) = \sqrt{U^2 + V^2} = \frac{K\omega}{\sqrt{T^2\omega^2 + 1}}. \quad (3.168)$$

Зрушення фази:

$$\varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{V}{U}\right) = \arctg + \frac{1}{T\omega}. \quad (3.169)$$

Таблиця 3.4 – Параметри амплітудно-фазової частотної характеристики

ω	U	V	A	φ
0	0	0	0	$+\pi/2$
$1/T$	$K/2T$	$K/2T$	$\frac{K}{T\sqrt{2}}$	$+\pi/4$
∞	K/T	0	K/T	0

Амплітудно-фазова частотна характеристика являє собою півколо, яке знаходиться в першому квадранті та закінчується у точці K/T на дійсній вісі, рис. 3.26.

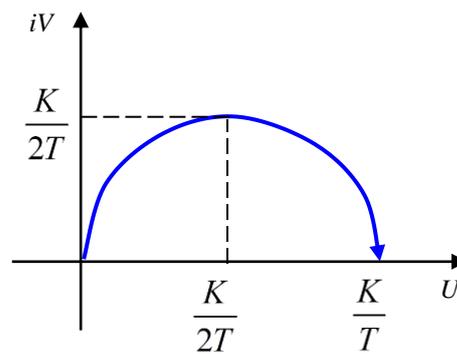


Рисунок 3.26 – Амплітудно-фазова частотна характеристика реальної диференціюючої ланки

б) Логарифмічні частотні характеристики інерційної диференціюючої ланки, рис. 3.27.

Їх можна отримати скориставшись правилом додавання логарифмічних частотних характеристик. З цією метою представимо передаточну функцію інерційної диференціюючої ланки у вигляді:

$$W(P) = K_p \cdot \frac{1}{T_p + 1} = W_1 \cdot W_2, \quad (3.170)$$

$$\Rightarrow L = L_1 + L_2; \quad \phi = \phi_1 + \phi_2. \quad (3.171)$$

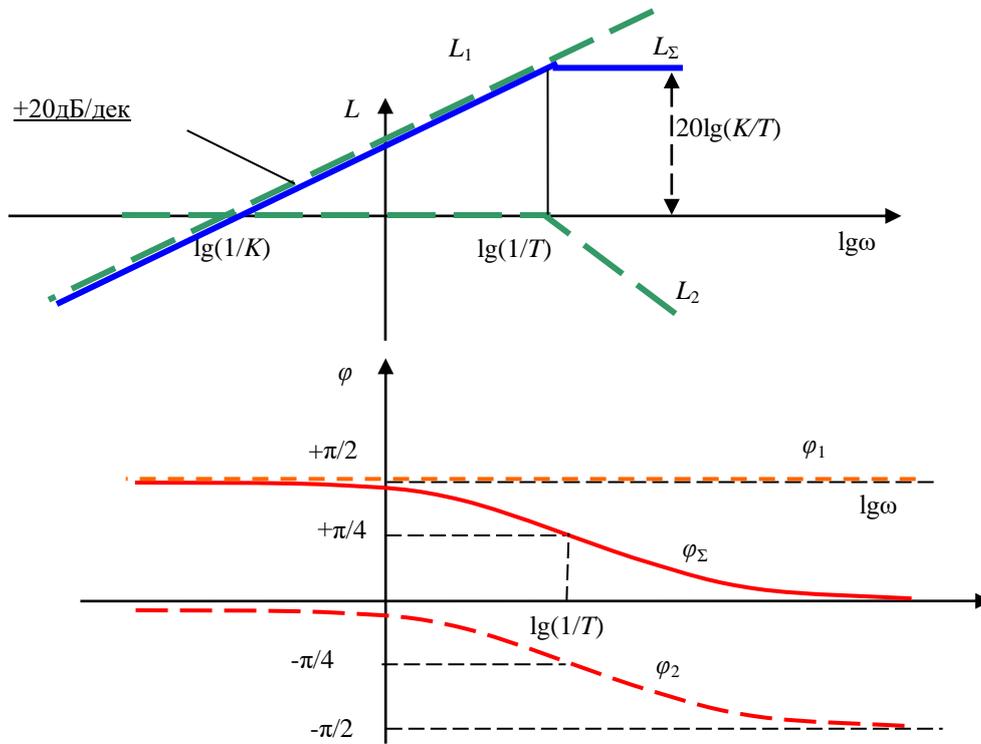


Рисунок 3.27 – Логарифмічні частотні характеристики реальної диференціюючої ланки

3.9. Частотні характеристики форсуючої ланки

а) Амплітудно-фазова частотна характеристика форсуючої ланки.

Передаточна функція:

$$W(P) = K \cdot (Tp + 1). \quad (3.172)$$

Частотна функція:

$$W(i\omega) = K \cdot (Ti\omega + 1) = K + KTi\omega. \quad (3.173)$$

Дійсна частина:

$$U(\omega) = K. \quad (3.174)$$

Уявна частина:

$$V(\omega) = KT\omega. \quad (3.175)$$

Модуль вектора A:

$$A(\omega) = \sqrt{U^2 + V^2} = K\sqrt{1 + T^2\omega^2}. \quad (3.176)$$

Зрушення фази:

$$\phi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{V}{U}\right) = \operatorname{arctg}(+T\omega). \quad (3.177)$$

Таблиця 3.5 – Параметри вектора амплітудно-фазової частотної характеристики

ω	U	V	A	ϕ
0	K	0	K	0
1/T	K	K	$K/\sqrt{2}$	$+\pi/4$
∞	K	∞	∞	$+\pi/2$

Амплітудно-фазова частотна характеристика представляє собою вектор, який знаходиться у першому квадранті, паралельний уявній вісі на координаті K, рис. 3.28.

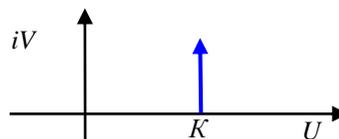


Рисунок 3.28 – Амплітудно-фазова частотна характеристика форсуючої ланки

б) Логарифмічні частотні характеристики форсуючої ланки, рис 3.29:

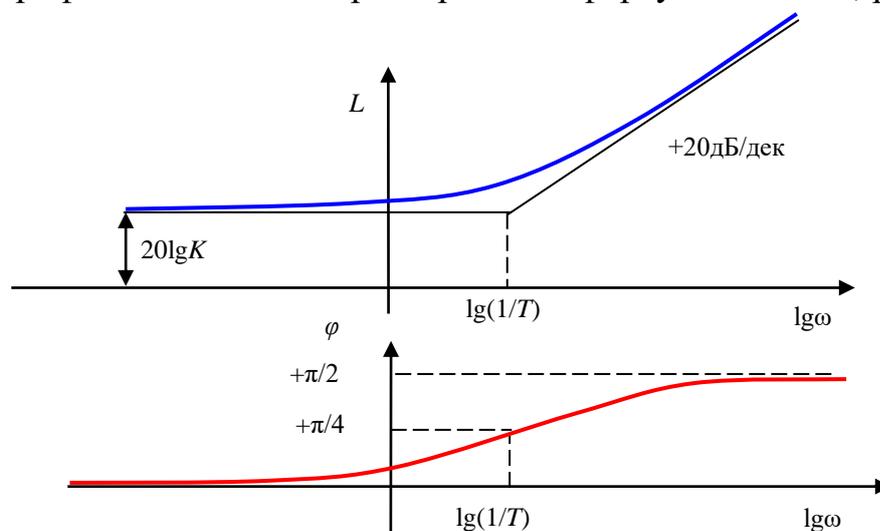


Рисунок 3.29 – Логарифмічні частотні характеристики форсуючої ланки

$$L = 20\lg A = 20\lg\left(K \cdot \sqrt{1 + T^2\omega^2}\right), \quad (3.178)$$

$$L = 20\lg K + 10 \cdot \lg(1 + T^2\omega^2). \quad (3.179)$$

Дану залежність можна представити у вигляді двох асимптот L_1 і L_2 .

При малих ω :

$$\omega \rightarrow 0: \Rightarrow T^2\omega^2 \rightarrow 0, \Rightarrow L_1 = 20\lg K. \quad (3.180)$$

При великих ω під знаком логарифма можна враховувати тільки найбільший ступінь:

$$T^2\omega^2 \rightarrow \infty: \Rightarrow L_2 = 20\lg K + 20\lg T\omega. \quad (3.181)$$

У точці $\lg(1/T)$ асимптоти перетинаються: $L_1 = L_2$.

Максимальна похибка у точці сполучення не перевищує 3дБ:

$$\Delta L = L - L_1 = (20\lg K + 10\lg(1 + T^2\omega^2)) - 20\lg K, \quad (3.182)$$

$$\Delta L = 10\lg 2 \approx 3\text{дБ}. \quad (3.183)$$

РОЗДІЛ 4. АНАЛІЗ СТІЙКОСТІ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ

4.1 Поняття та математичні умови стійкості автоматичних систем

Система вважається стійкою, якщо будучи виведеною зі стану рівноваги вона знову повертається у цей стан після припинення дії збурювання, яке вивело систему з рівноваги.

Якщо після припинення дії збурювання система не повертається у вихідний стан, але і відхилення при цьому не збільшуються, то така система називається нейтральною (знаходиться на межі стійкості).

Якщо після припинення дії збурювання відхилення системи від рівноважного стану продовжує збільшуватися, то така система називається хитливою.

Математичні умови стійкості автоматичної системи.

Щоб дослідити стійкість математичної моделі автоматичної системи необхідно покласти рівному нулю сигнал зовнішнього впливу $\bar{X}(t)=0$ і проаналізувати поведінку вихідного сигналу $\bar{Y}(t)$ при $t \rightarrow \infty$.

Якщо:

$$\bar{y}(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} 0 \text{ – автоматична система стійка;}$$

$$\bar{y}(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} const \text{ – автоматична система нейтральна;}$$

$$\bar{y}(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} \infty \text{ – автоматична система нестійка.}$$

Приймаємо, що динаміка автоматичної системи описується диференціальним рівнянням загального вигляду:

$$\begin{aligned}
& a_0 \bar{y}^{(n)} + a_1 \bar{y}^{(n-1)} + \dots + a_j \bar{y}^{(n-j)} + \dots \\
& + a_{n-1} \dot{\bar{y}} + a_n \bar{y} = b \bar{x}
\end{aligned} \tag{4.1}$$

Тоді поведження системи при нульовому зовнішньому впливі буде описуватися лінійним однорідним рівнянням:

$$\begin{aligned}
& a_0 \bar{y}^{(n)} + a_1 \bar{y}^{(n-1)} + \dots + a_j \bar{y}^{(n-j)} + \dots \\
& + a_{n-1} \dot{\bar{y}} + a_n \bar{y} = 0
\end{aligned} \tag{4.2}$$

Загальне рішення однорідного рівняння має вигляд:

$$\bar{y}(t) = c_1 e^{p_1 t} + c_2 e^{p_2 t} + \dots + c_n e^{p_n t}, \tag{4.3}$$

$$\bar{y}(t) = \sum_{i=1}^n c_i e^{p_i t}, \tag{4.4}$$

де: n – порядок диференційного рівняння;;

c_i – постійні інтегрування, обумовлені початковими умовами;

p_i – корені характеристичного рівняння.

Із загального рішення однорідного рівняння видно, що:

$$\bar{y}_i(t) = c_i e^{p_i t} \xrightarrow{t \rightarrow \infty} 0, \tag{4.5}$$

якщо:

$$p_i < 0. \tag{4.6}$$

У загальному випадку частина коренів характеристичного рівняння комплексно сполучені:

$$p_i = \alpha_i \pm i\omega_i. \quad (4.7)$$

Для кожної пари комплексно сполучених коренів рішення шукається у вигляді:

$$\bar{y}_i(t) = c_i^* e^{(\alpha_i \pm i\omega_i)t} = c_i^* e^{\alpha_i t} \cdot e^{\pm i\omega_i t}, \quad (4.8)$$

$$\bar{y}_i(t) = c_i^* e^{\alpha_i t} \cdot (\cos \omega_i t + \sin \omega_i t), \quad (4.9)$$

чи:

$$\bar{y}_i(t) = e^{\alpha_i t} \cdot (A_i \cos \omega_i t + B_i \sin \omega_i t), \quad (4.10)$$

чи:

$$\bar{y}_i(t) = c_i e^{\alpha_i t} \cdot \text{Cos}(\omega_i t + \varphi_i), \quad (4.11)$$

Видно, що:

$$\bar{y}_i(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} 0, \text{ якщо } \alpha_i < 0. \quad (4.12)$$

Таким чином, необхідною і достатньою умовою стійкості автоматичної системи є негативність вещовинних частин усіх коренів характеристичного рівняння.

Якщо хоча б один з вещовинних коренів позитивний чи позитивна дійсна частина уявного кореня, то:

$$\bar{y}_i(t) = c_i e^{p_i t} \xrightarrow{t \rightarrow \infty} \infty, \quad (4.13)$$

що має свідчити про хитливість автоматичної системи.

Граничному стану автоматичної системи відповідає наявність одного нульового кореня. При цьому, якщо нулю дорівнює дійсний корінь, то система

знаходиться на границі аперіодичної стійкості, а якщо нулю дорівнює дійсна частина мнимого кореня, то система знаходиться на границі коливальної стійкості.

У випадку кратних коренів рішення диференційного рівняння шукається у вигляді:

$$\bar{y}_i(t) = (c_1 + c_2 t + c_3 t^2 + \dots c_m t^{m-1}) e^{p_i t}, \quad (4.14)$$

де: m – кратність i -го кореня.

Якщо:

$$p_i < 0, \text{ то } \bar{y}_i(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} 0 \text{ – автоматична система стійка.}$$

Для випадку кратного нульового кореня рішення диференційного рівняння варто шукати у вигляді:

$$\bar{y}_i(t) = c_1 + c_2 t + c_3 t^2 + \dots c_m t^{m-1}, \quad (4.15)$$

де: m – кратність нульового кореня.

Якщо:

$$m = 1, \text{ то } \bar{y}_i(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} c_i \text{ – автоматична система нейтральна;}$$

$$m > 1, \text{ то } \bar{y}_i(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} \infty \text{ – автоматична система нестійка.}$$

Реальні автоматичні системи описуються нелінійними диференційними рівняннями.

1. Якщо лінійна модель автоматичної системи стійка, то стійка і вихідна нелінійна автоматична система.

2. Якщо лінійна модель автоматичної системи хитлива, то хитлива і вихідна нелінійна автоматична система.

3. Якщо лінійна модель автоматичної системи нейтральна, то про стійкість вихідної нелінійної автоматичної системи нічого сказати не можна. Потрібні додаткові дослідження.

4.2. Алгебраїчний критерій стійкості

При дослідженні лінійних автоматичних систем на стійкість, найбільші труднощі представляє визначення коренів характеристичного рівняння. Для рівнянь вище 4-го порядку ця задача аналітично узагалі вирішена бути не може. Тому були розроблені критерії, що дозволяють побічно судити про знаки коренів характеристичного рівняння.

Одним з найбільш розповсюджених критеріїв є алгебраїчний критерій Гурвиця, який довів, що лінійна автоматична система з характеристичним рівнянням загального вигляду:

$$a_0 p^n + a_1 p^{(n-1)} + \dots + a_j p^{(n-j)} + a_{n-1} p + a_n = 0, \quad (4.16)$$

стійка, якщо при $a_0 > 0$, усі визначники Гурвиця є позитивними.

Визначники Гурвиця складаються за допомогою квадратної матриці $n \times n$

Нулями у матриці заповнюються вільні місця.

Якщо Δ_n є визначник Δ_n матриці загального виду, в якій i – номер рядка, k – номер стовпця;

– мінором M_{ik} визначника Δ_n називають визначник Δ_{n-1} , отриманий з Δ_n викреслюванням i -го рядка і k -го стовпця;

– під алгебраїчним доповненням A_{ik} елемента a_{ik} розуміють мінор M_{ik} помножений на $(-1)^{i+k}$.

$$\begin{array}{c|ccccccc|cc}
\Delta_1 & a_1 & a_3 & a_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
\Delta_2 & a_0 & a_2 & a_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
\Delta_3 & 0 & a_1 & a_3 & a_5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
\Delta_4 & 0 & a_0 & a_2 & a_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
& 0 & 0 & a_1 & a_3 & a_5 & 0 & 0 & 0 \\
& 0 & 0 & a_0 & a_2 & a_4 & 0 & 0 & 0 \\
\hline
\Delta_{n-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{n-1} & 0 \\
\Delta_n & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{n-2} & a_n
\end{array} = \Delta_n \quad (4.17)$$

Теорема розкладання визначника Δ_n по елементах чи рядка стовпця:

По елементах рядка:

$$\Delta_n = \sum_{i=1}^n a_{ik} \cdot A_{ik}, \quad (4.18)$$

по елементах стовпця:

$$\Delta_n = \sum_{k=1}^n a_{ik} \cdot A_{ik}. \quad (4.19)$$

4.2.1 Умови стійкості автоматичної системи 1 порядку

Характеристичне рівняння:

$$a_0 p + a_1 = 0. \quad (4.20)$$

Відповідно до критерію Гурвиця, автоматична система стійка, якщо при:

$$a_0 > 0; \Delta_1 = a_1 > 0. \quad (4.21)$$

Отже, достатньою умовою стійкості автоматичної системи 1-го порядку є позитивність коефіцієнтів характеристичного рівняння.

4.2.2 Умови стійкості автоматичної системи 2 порядку

Характеристичне рівняння:

$$a_0 p^2 + a_1 p + a_2 = 0. \quad (4.22)$$

Відповідно до критерію Гурвиця, АС стійка, якщо при:

$$a_0 > 0: \Delta_1 > 0, \Delta_2 > 0. \quad (4.23)$$

$$\Delta_1 = a_1 > 0. \quad (4.24)$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & 0 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_1 \cdot a_2 - a_0 \cdot 0 = a_1 \cdot a_2, \quad (4.25)$$

$$\Rightarrow a_2 > 0. \quad (4.26)$$

Отже, достатньою умовою стійкості АС 2-го порядку є позитивність коефіцієнтів характеристичного рівняння.

4.2.3 Умови стійкості автоматичної системи 3 порядку

Характеристичне рівняння:

$$a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3 = 0. \quad (4.27)$$

Відповідно до критерію Гурвиця, автоматична система стійка, якщо при:

$$a_0 > 0: \Delta_1 > 0, \Delta_2 > 0, \Delta_3 > 0, \quad (4.28)$$

$$\Delta_1 = a_1 > 0, \quad (4.29)$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_1 \cdot a_2 - a_0 \cdot a_3 > 0 \Rightarrow a_1 \cdot a_2 > a_0 \cdot a_3, \quad (4.30)$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 \\ a_0 & a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix} = \Delta_2 \cdot a_3. \quad (4.31)$$

З останньої умови випливає, що $a_3 > 0$.

Аналізуючи попередню умову дійдемо висновку, що:

$$a_2 > 0, \quad (4.32)$$

і разом з тим:

$$a_1 a_2 > a_0 a_3. \quad (4.33)$$

Отже, автоматична система 3-го порядку є стійкою, якщо при позитивності всіх коефіцієнтів характеристичного рівняння добуток середніх коефіцієнтів більше добутку крайніх:

$$a_1 a_2 > a_0 a_3. \quad (4.34)$$

Останню умову можна записати в іншій формі:

$$\frac{a_1 \cdot a_2}{a_0 \cdot a_3} > 1. \quad (4.35)$$

або:

$$\frac{a_2}{\sqrt[3]{a_0 \cdot a_3^2}} \cdot \frac{a_1}{\sqrt[3]{a_0^2 \cdot a_3}} = A \cdot B > 1. \quad (4.36)$$

що також є умовою стійкості автоматичної системи 3-порядку.

4.3 Діаграма стійкого стану автоматичної системи 3 порядку

Стійкість автоматичної системи 3 порядку залежить від співвідношення коренів характеристичного рівняння. Закономірності співвідношення коефіцієнтів, що характеризують стан автоматичної системи, представлені на діаграмі, рис. 4.1.

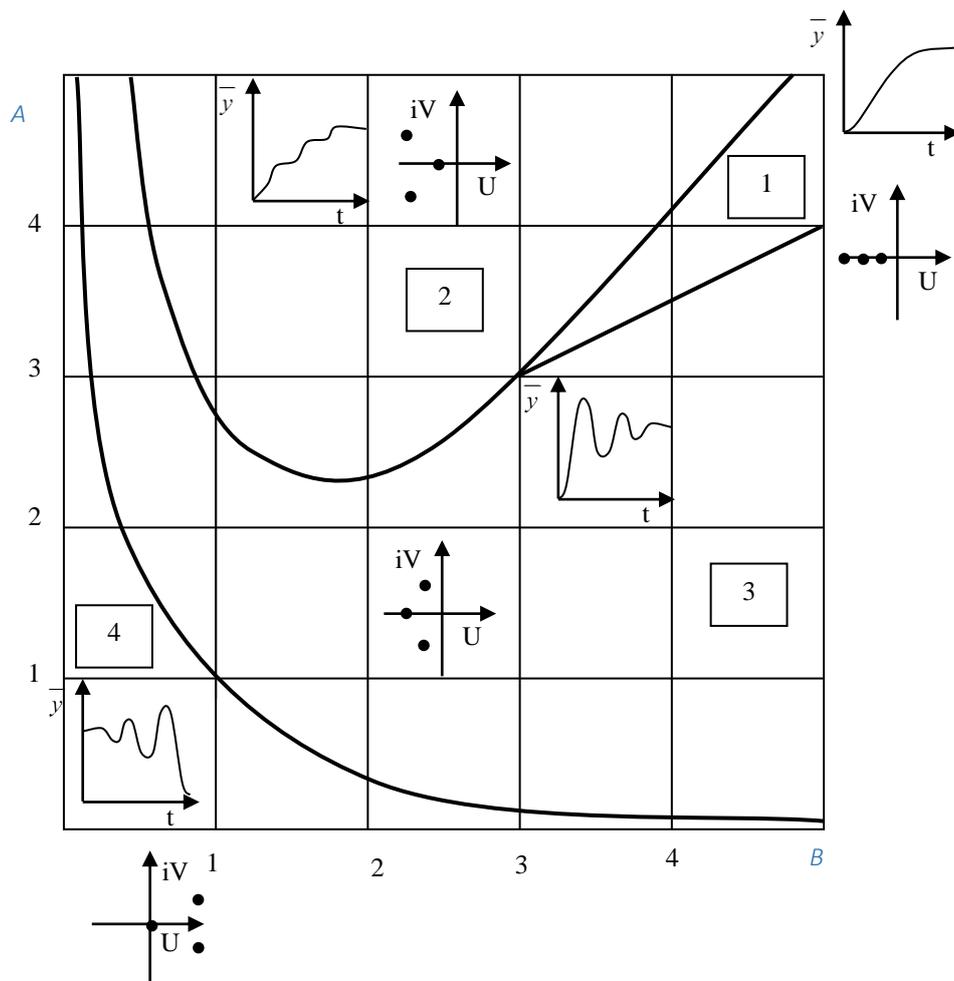


Рисунок 4.1 – Діаграма стійкості для автоматичних систем 3-го порядку

Область 1. Усі корені характеристичного рівняння дійсні, негативні. Перехідний процес – аперіодичний.

Область 2. Один корінь характеристичного рівняння дійсний негативний, два корені комплексно-сполучені з негативною дійсною частиною. Модуль

дійсного кореня менше модуля дійсної частини комплексно-сполучених коренів. Перехідний процес – з незначною коливальністю.

Область 3. Один корінь характеристичного рівняння дійсний негативний, два корені комплексно-сполучені з негативною дійсною частиною. Модуль дійсного кореня більше модуля дійсної частини комплексно-сполучених коренів. Перехідний процес – коливальний.

Область 4. Область хитливих режимів.

Користуючись діаграмою стійкості можна вибрати параметри системи 3-го порядку із заданими властивостями.

4.4 Визначення межі стійкості автоматичної системи

При рішенні практичних задач часто потрібно визначити область параметрів, в якій система стійка. Для цього необхідно знати межу стійкості. Відомо, що система знаходиться на межі стійкості, якщо серед коренів характеристичного рівняння є один нульовий корінь (межа аперіодичної стійкості) чи один комплексно-сполучений корінь з негативною дійсною частиною. Цій умові відповідає рівність нулю останнього визначника Гурвиця:

$$\Delta_n = a_n \cdot \Delta_{n-1} = 0. \quad (4.37)$$

Система знаходиться на межі аперіодичної стійкості, якщо при:

$$\Delta_{n-1} > 0 \rightarrow a_n = 0. \quad (4.38)$$

Система знаходиться на межі коливальної стійкості, якщо при:

$$a_n > 0 \rightarrow \Delta_{n-1} = 0. \quad (4.39)$$

Алгебраїчний критерій стійкості Гурвиця дозволяє аналітично

досліджувати стійкість автоматичної системи будь-якого порядку. Однак, з підвищенням порядку автоматичної системи обчислення стають досить громіздкими, що вимагає застосування сучасних обчислювальних пристроїв.

4.5 Частотні критерії стійкості автоматичної системи

4.5.1 Графоаналітичний критерій стійкості автоматичної системи

Алгебраїчним критерієм Гурвиця важко користатися при дослідженні стійкості автоматичних систем, порядок яких вище четвертого. Для дослідження таких систем більш зручним є графоаналітичний критерій. Розглянемо характеристичний поліном автоматичної системи загального виду:

$$L(p) = a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n. \quad (4.40)$$

Замінімо параметр p на $i\omega$, де $\omega \in [0; \infty[$ – дійсна змінна.

В результаті такої підставки одержимо комплексне число $L(i\omega)$.

По вигляду годографа вектора $\vec{L}(i\omega)$ при зміні ω від 0 до ∞ можна судити про стійкість автоматичної системи. Вектор $\vec{L}(i\omega)$ називають вектором Михайлова. Приймаємо: p_1, p_2, \dots, p_n – корені характеристичного поліному $L(p) = 0$. У цьому випадку характеристичний поліном можна розкласти на множники по коренях характеристичного рівняння:

$$L(p) = a_0 \cdot (p - p_1) \cdot (p - p_2) \dots (p - p_n). \quad (4.41)$$

Замінімо параметр p на $i\omega$, одержимо:

$$L(i\omega) = a_0 \cdot (i\omega - p_1) \cdot (i\omega - p_2) \dots (i\omega - p_n). \quad (4.42)$$

Кожен множник являє собою комплексне число K_j :

$$K_j = i\omega - p_j = U_j + iV_j = A_j \cdot e^{i\varphi_j}. \quad (4.43)$$

Якщо:

$$p_j < 0, \text{ то } U_j > 0, \quad (4.44)$$

то вектор \vec{K}_j знаходиться у першому квадранті. При зміні ω від 0 до ∞ вектор повернеться проти годинної стрілки на кут $+\pi/2$, рис. 4.2.

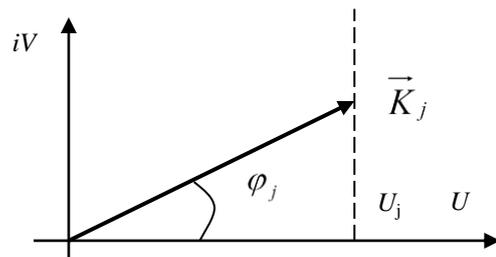


Рисунок 4.2 – Поводження \vec{K}_j

Якщо система стійка, то кожен вектор \vec{K}_j при зміні ω від 0 до ∞ повернеться на кут $+\pi/2$, а оскільки при перемножуванні комплексних чисел їхні аргументи (кути φ_j) складаються:

$$L(i\omega) = a_0 \cdot A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot \dots \cdot L A_n e^{i(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \dots + L\varphi_n)}. \quad (4.45)$$

то результуючий вектор повернеться на кут $\phi = \frac{\pi}{2} n$, де n – порядок системи.

Таким чином, згідно з графоаналітичним критерієм стійкості, досліджувана автоматична система буде стійкою, якщо годограф вектора $\vec{L}(i\omega)$ починається на дійсній позитивній вісі і при зміні ω від 0 до ∞ послідовно перетинає n квадрантів проти годинної стрілки. При цьому n відповідає порядку автоматичної системи, рис. 4.3.

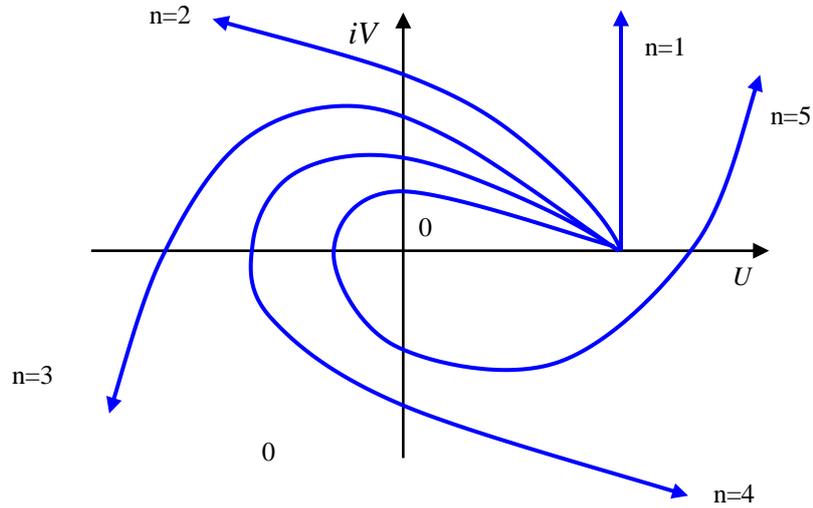


Рисунок 4.3 – Годографи стійких автоматичних систем

Якщо:

$$p_j > 0, \text{ то } U_j < 0, \quad (4.46)$$

вектор \vec{K}_j знаходиться в другому квадранті. При зміні ω від 0 до ∞ вектор повернеться на кут $-\pi/2$ (по годинній стрілці). Результируючий вектор повернеться на кут:

$$\phi = (n - r) \cdot \frac{\pi}{2} < \frac{\pi}{2} n, \quad (4.47)$$

де r – кількість позитивних коренів характеристичного рівняння.

Годограф хитливої системи не перетинає послідовно n квадрантів, рис. 4.4.

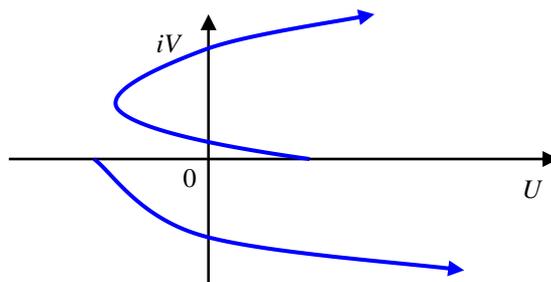


Рисунок 4.4 – Годографи нестійких автоматичних систем

Особливі випадки.

1. Годограф виходить з початку координат, рис. 4.5.

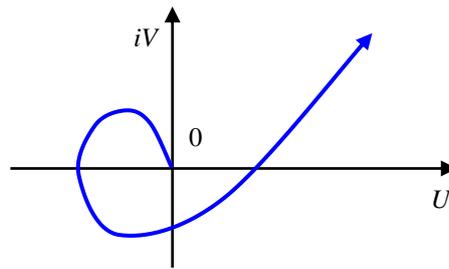


Рисунок 4.5 – Годограф автоматичної системи на межі аперіодичної стійкості

Має місце нульовий корінь $p_i=0$. Система знаходиться на межі аперіодичної стійкості.

Годограф проходить через початок координат, рис. 4.6. Має місце нульовий уявний корінь. Система знаходиться на межі коливальної стійкості.

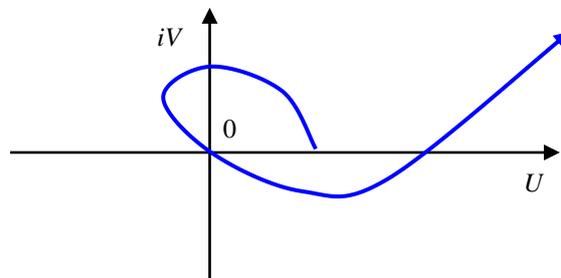


Рисунок 4.6 – Годограф автоматичної системи на межі коливальної стійкості

Щоб гарантувати стійку роботу системи задають окружність радіусом r , яку годограф не повинний перетинати, рис. 4.7.

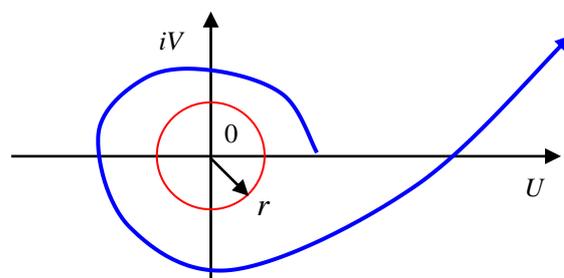


Рисунок 4.7 – Визначення запасу стійкості автоматичної системи

4.5.2 Частотний критерій стійкості для замкнутих автоматичних систем

Вперше критерій був застосований Найквистом при дослідженні лампових підсилювачів з негативним зворотним зв'язком. Була доведена можливість застосування критерію при дослідженні стійкості замкнутих автоматичних систем. Розглянемо фізичний зміст критерію. Нехай є замкнута система автоматичного регулювання, рис. 4.8.

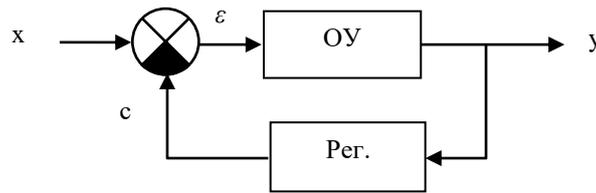


Рисунок 4.8 – Функціональна схема замкнутої автоматичної системи

Подамо на вхід автоматичної системи гармонійний сигнал:

$$x = a \cdot \sin \omega t. \quad (4.48)$$

Розімкнемо замкнутий контур і простежимо за зміною сигналу c при збільшенні ω , рис. 4.9.

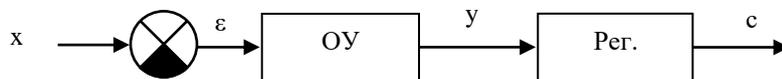


Рисунок 4.9 – Функціональна схема розімкнутої автоматичної системи

$$c = b \cdot \sin(\omega t + \varphi). \quad (4.49)$$

Нехай при $\omega = \omega_0$ зрушення фази досягне -180° . У цьому випадку:

$$c = b \cdot \sin(\omega t - \pi) = -b \cdot \sin \omega t. \quad (4.50)$$

Уберемо тепер вхідний сигнал і замкнемо систему. Якщо у цей момент

виявиться, що $b = a$, то замикання системи не позначилося на формі сигналу ε , тому що сигнал s збільшується на -1 . Очевидно, що у цьому випадку в системі будуть спостерігатися незатухаючі коливання з постійною амплітудою. Отже, замкнута автоматична система знаходиться на границі коливальної стійкості.

Якщо при $\omega = \omega_0$ виявиться, що $b > a$, то після замикання системи потужність сигналу ε на виході з порівнювального пристрою зросте, відповідно зросте і потужність сигналу s . Очевидно, що амплітуда коливань у цьому випадку буде безупинно збільшуватися. Система нестійка.

Якщо при $\omega = \omega_0$ виявиться, що $b < a$, то коливання згодом загаснуть. Система стійка.

Критерій стійкості Найквіста: замкнута автоматична система стійка, якщо Амплітудно-фазова частотна характеристика відповідної їй розімкнутої системи не охоплює точку з координатами $(-1; i0)$, рис. 4.10.

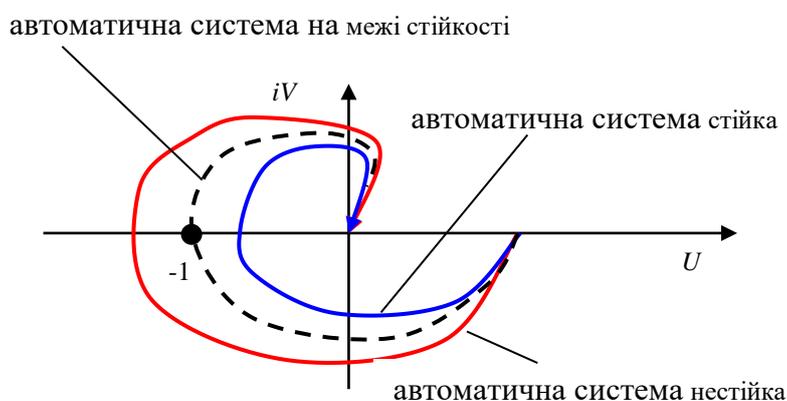


Рисунок 4.10 – Визначення стійкості автоматичних систем з використанням амплітудно-фазової частотної характеристики

Аналіз стійкості автоматичної системи за допомогою частотного критерію стійкості Найквіста-Михайлова зручно проводити з використанням логарифмічних частотних характеристик досліджувальної розімкнутої автоматичної системи, рис. 4.11.

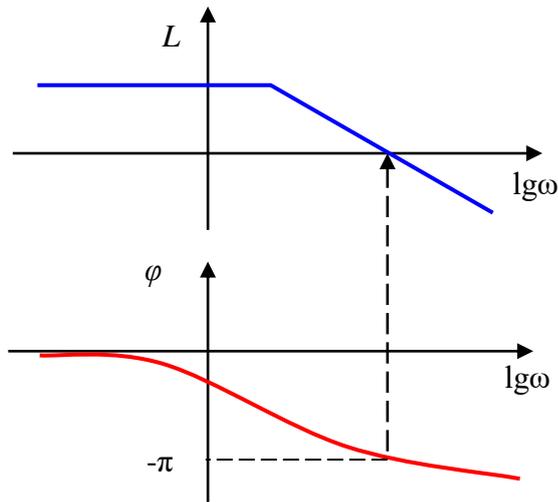


Рисунок 4.11 – Визначення стійкості автоматичних систем з використанням логарифмічних частотних характеристик

Якщо при $\varphi = -\pi$:

1. $L=0$ ($b = a$) - система на межі стійкості.
2. $L>0$ ($b \triangleright a$) - система нестійка.
3. $L<0$ ($b \triangleleft a$) - система стійка.

Якщо при $L=0$:

1. $\varphi = -\pi$ - система на межі стійкості.
2. $\varphi > -\pi$ - система стійка.
3. $\varphi < -\pi$ ($b \triangleleft a$) - система нестійка.

Приклад: дослідимо стійкість замкнутої автоматичної системи, функціональна схема якої має вигляд, рис. 4.12.

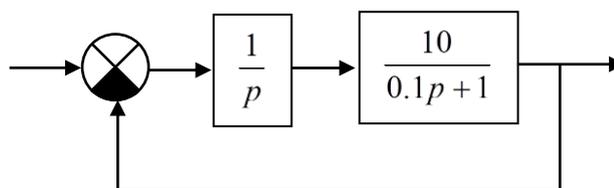


Рисунок 4.12 – Функціональна схема замкнутої автоматичної системи

Побудуємо логарифмічні частотні характеристики розімкнутої автоматичної системи методом додавання частотних характеристик, рис. 4.13.

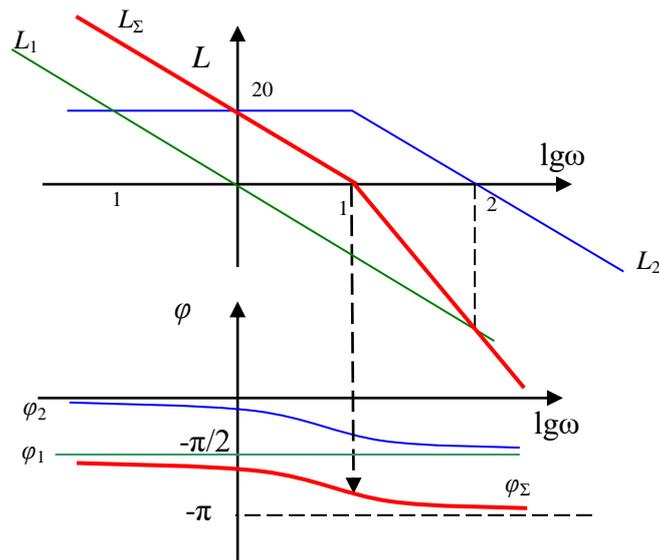


Рисунок 4.13 – Визначення стійкості автоматичних систем з використанням логарифмічних частотних характеристик

При $L = 0 \rightarrow \varphi > -\pi$, значить автоматична система стійка.

4.6 Вплив запізнювання на стійкість автоматичної системи

В реальних автоматичних системах сигнали можуть передаватися із запізнюванням. Запізнювання враховується передаточною функцією:

$$W(p) = e^{-p\tau}. \quad (4.51)$$

Аналітичне вираження амплітудно-фазової частотної характеристики функції запізнювання має вигляд:

$$W(i\omega) = e^{-i\omega\tau}. \quad (4.52)$$

Модуль амплітудно-фазової частотної характеристики функції запізнювання дорівнює 1 при будь-яких значеннях ω , отже, ланка запізнювання не спотворює вигляд сигналу. Зрушення фази (запізнювання сигналу) $\varphi = -\omega\tau$ безупинно збільшується зі збільшенням ω .

Виконаємо аналіз стійкості замкнутої автоматичної системи, яка включає ланку запізнювання, рис. 4.14.

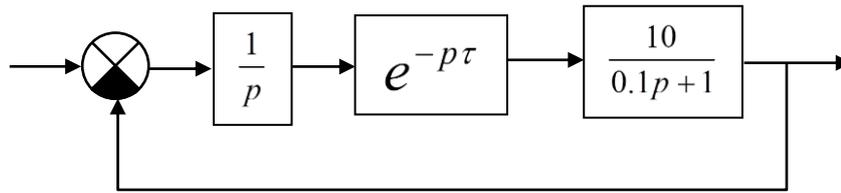


Рисунок 4.14 – Функціональна схема замкнутої автоматичної системи

Логарифмічні частотні характеристики розімкнутої автоматичної системи методом додавання частотних характеристик має вигляд, рис. 4.15.

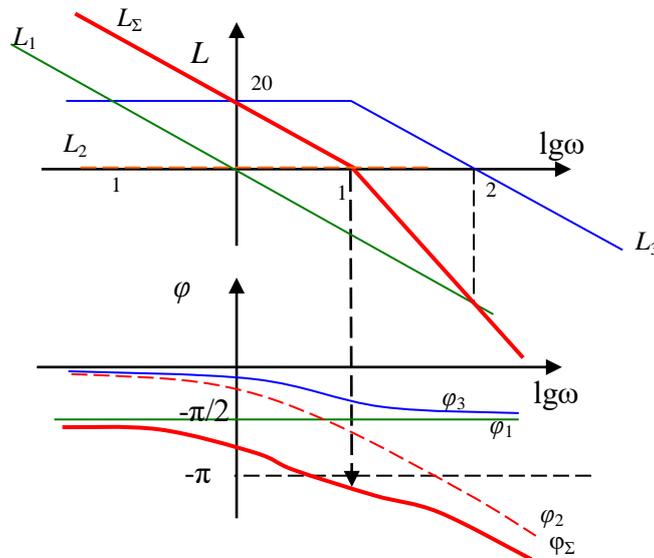


Рисунок 4.15 – Визначення стійкості автоматичних систем з використанням логарифмічних частотних характеристик

При: $L = 0 \rightarrow \varphi < -\pi$ – автоматична система нестійка.

Таким чином можна зробити висновок, що наявність запізнення в передачі сигналів зменшує стійкість автоматичної системи.

РОЗДІЛ 5. ЕЛЕМЕНТИ АВТОМАТИЧНОЇ СИСТЕМИ

5.1 Задачі дослідження об'єкту управління автоматичної системи

Структура регулятора визначається властивостями об'єкту управління, вимогами до статичної та динамічної точності.

Тому створенню автоматичної системи передуює етап дослідження об'єкту управління, як елемента автоматичної системи. Ці дослідження включають:

1. Дослідження зовнішніх впливів на процеси, що протікають, і ухвалення рішення на автоматичне управління.
2. Дослідження статичних і динамічних властивостей об'єкту управління, його власної стійкості.
3. Математичний опис об'єкту управління, визначення регульованих параметрів і призначення ефективних регулюючих факторів.
4. Формулювання вимог до статичної і динамічної точності автоматичної системи.

5.2 Вимірювальні пристрої

Вимірювальні пристрої (виконавчий пристрій) застосовуються у всіх інформаційних автоматичних системах, вони формують сигнал відхилення регульованого параметра від заданого значення [2], рис. 5.1.

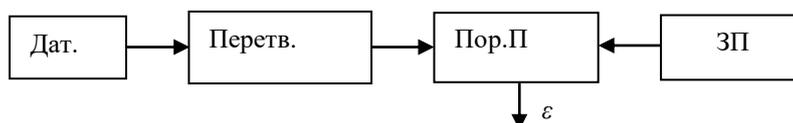


Рисунок 5.1 – Структурна схема вимірювального пристрою

Структура виконавчого пристрою включає:

- датчики, що формують сигнал, пропорційний поточному значенню регульованого параметра;
- перетворювач, що перетворює сигнал датчика в зручну для порівняння величину (у необхідних випадках);

– задаючий пристрій (ЗП), що формує еталонне значення регулюючого фактору;

– порівняльний пристрій, що формує сигнал відхилення поточного значення від заданого.

У розімкнутих автоматичних системах можуть застосовуватися дуже складні вимірювальні пристрої, що формують сигнал відхилення регулюючого фактора, хоча сутність виконавчого пристрою від цього не міняється, рис. 5.2.

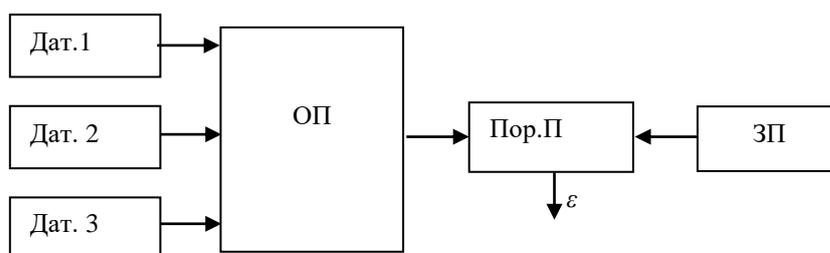


Рисунок 5.2 – Вимірювальний пристрій розімкнутої автоматичної системи

У цьому випадку до складу виконавчого пристрою включається обчислювальний пристрій (ОП).

Іноді датчик називають вимірювальним пристроєм, однак така назва не коректна.

5.2.1 Класифікація вимірювальних пристроїв

За способом перетворення енергії розрізняють наступні вимірювальні пристрої: механічні, гідравлічні, пневматичні, електричні, електронні.

За призначенням виконавчі пристрої розрізняють:

1. Вимірники кінематичних величин (вимірники положення елементів автоматичної системи, вимірники положення тіла в просторі, вимірники лінійної (кутової) швидкості переміщення елементів автоматичної системи, вимірники лінійної (кутової) швидкості переміщення тіла в просторі та ін.).

2. Вимірники фізичних величин (вимірники температури, вимірники тиску, вимірники витрати та ін.).

5.2.2 Характеристики вимірювального пристрою

Для порівняння однотипних вимірювальних пристроїв використовують:

1. Статичні характеристики – залежність вихідного сигналу від вхідного на сталих (рівноважних) режимах.

2. Динамічні характеристики (інерційність) виконавчого пристрою. При східчастій зміні вхідного сигналу вихідний сигнал змінюється не відразу, а з деяким запізненням. Це приводить до динамічних похибок у роботі автоматичної систем. Тому прагнуть виконати виконавчий пристрій з можливо меншою інерційністю. Для зменшення інерційності елементи виконавчого пристрою виконують можливо менших розмірів з малою масою рухливих деталей.

3. Чутливість виконавчого пристрою – показник, який визначає мінімальну величину вхідного сигналу, при якому з'являється сигнал на виході, рис. 5.3.

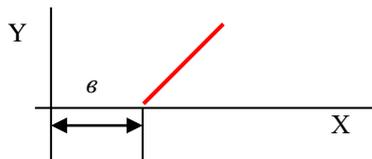


Рисунок 5.3 – Графічне пояснення чутливості: ϵ – зона нечутливості

Чим менше зона нечутливості, тим чутливіше виконавчий пристрій.

4. Стабільність виконавчого пристрою – це властивість зберігати свої характеристики в різних умовах експлуатації, при зміні тиску, температури і з часом. Для підвищення стабільності в конструкції виконавчого пристрою передбачають спеціальні компенсатори.

5.2.3 Рівняння динаміки вимірювальних пристроїв

Динаміка виконавчого пристрою описується нелінійними диференціальними рівняннями, лінеаризація яких дозволяє одержати досить простий опис динаміки вимірювачів. У ряді випадків, коли постійні часу вимірювального пристрою несуттєві в порівнянні з іншими елементами

автоматичної системи, вимірювачі описують ідеальними ланками. Розглянемо деякі виконавчі пристрої більш докладніше.

Відцентровий маятниковий тахометр.

Відцентровий маятниковий тахометр один з найбільш характерних вимірювальних пристроїв (виконавчих пристроїв), рис. 5.4.

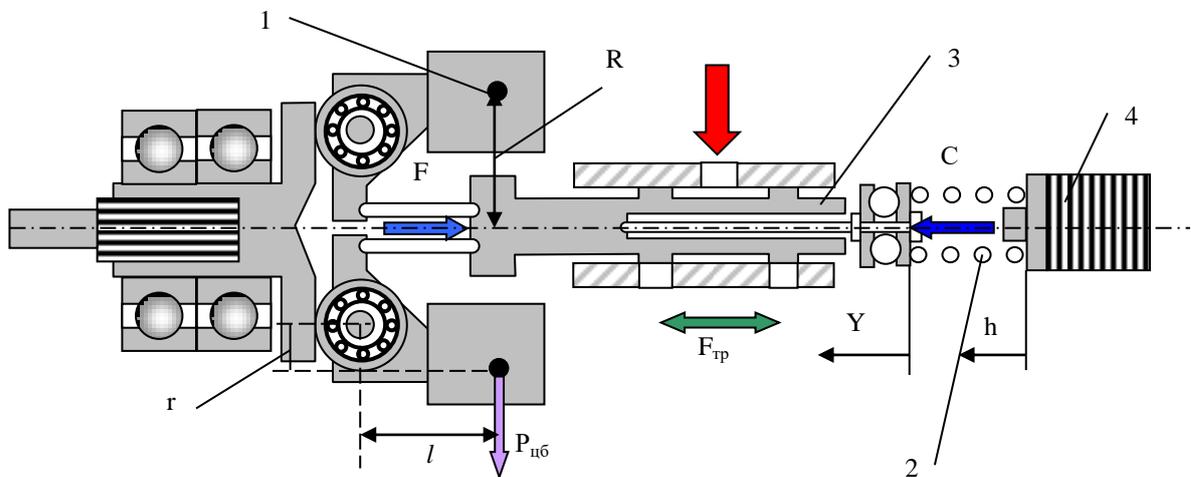


Рисунок 5.4 – Відцентровий маятниковий тахометр

Конструкція відцентрового маяткового тахометра: 1 – датчик частоти обертання – відцентрові грузики; 2 – задаючий пристрій – пружина; 3 – порівнювальний пристрій – золотник; 4 – термокомпенсатор.

Особливості конструкції:

– для зменшення сухого тертя, вісі грузиків поміщають у кулькопідшипники, а золотнику, через спеціальні виступи, передається обертання;

– для запобігання перекосів золотника сили до нього прикладають строго по осі через спеціальні штоки і штифти;

– для компенсації зміни лінійних розмірів деталей і твердості пружини при зміні температури застосовують спеціальні термокомпенсатори.

У якості термокомпенсаторів можуть бути застосовані:

– пакети біметалічних пластин, рис. 5.5.

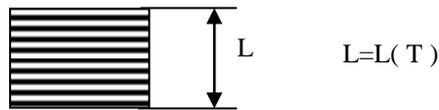


Рисунок 5.5 – Пакет біметалічних пластин

– анероїдні коробки з рідиною, що має великий коефіцієнт об'ємного розширення, рис. 5.6.

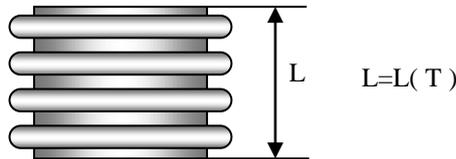


Рисунок 5.6 – Анероїдна коробка

Для математичного опису динаміки відцентрового маятничкового тахометра запишемо рівняння динаміки виконавчого пристрою, зневажаючи силами ваги рухливих деталей і силами сухого тертя, що у порівнянні з відцентровою силою малі:

$$M \frac{d^2 Y}{dt^2} = C - F - F_{\text{тр}}, \quad (5.1)$$

де: M – приведена маса всіх рухливих деталей;

C – сила пружини;

$$C = K_1 \cdot (h - Y), \quad (5.2)$$

де: K_1 – коефіцієнт твердості пружини;

F – сила, що розвивається відцентровими грузиками;

$$F = 2 \cdot P_{\text{цб}} \cdot \frac{1}{r}; \quad (5.3)$$

$$P_{\text{цб}} = m_{\text{гр}} \cdot \omega^2 R = m_{\text{гр}} \cdot \left(\frac{\pi \cdot n}{30} \right)^2 \cdot R; \quad (5.4)$$

$$F = 2m_{\text{тр}} R \cdot \left(\frac{\pi}{30}\right)^2 \frac{1}{r} \cdot n^2. \quad (5.5)$$

або:

$$F = A(Y) \cdot n^2, \quad (5.6)$$

де:

$$A = 2m_{\text{тр}} \cdot \left(\frac{\pi}{30}\right)^2 \frac{1}{r} \cdot R(Y), \quad (5.7)$$

де: $F_{\text{тр}}$ – сила в'язкого тертя;

$$F_{\text{ТР}} = K_2 \cdot \frac{dY}{dt}, \quad (5.8)$$

де: K_2 – коефіцієнт в'язкого тертя.

У результаті одержимо:

$$M \frac{d^2 Y}{dt^2} = K_1(h - Y) - A(Y) \cdot n^2 - K_2 \cdot \frac{dY}{dt}. \quad (5.9)$$

Лінеаризуємо дане рівняння методом повного диференціалу.

1. Дорівнюємо диференціали правої і лівої частини та замінимо диференціали малими відхиленнями:

$$M \frac{d^2(\Delta Y)}{dt^2} = K_1(\Delta h - \Delta Y) - n_0^2 \left(\frac{dA}{dY}\right)_0 \Delta Y - 2A_0 n_0 \Delta n - K_2 \cdot \frac{d(\Delta Y)}{dt}. \quad (5.10)$$

Зі схеми видно, якщо:

$Y \uparrow \rightarrow R \downarrow \rightarrow A \downarrow$ - золотник - вліво, грузики - сходяться. Отже, похідна:

$$\left(\frac{dA}{dY}\right)_0 < 0. \quad (5.11)$$

2. Запишемо рівняння у звичайній формі:

$$M\Delta \ddot{Y} + K_2\Delta \dot{Y} + \left(K_1 - n_0^2 \left(\frac{dA}{dY}\right)_0\right)\Delta Y = K_1\Delta h - 2A_0n_0\Delta n. \quad (5.12)$$

Позначимо:

$$K_{CB} = K_1 - n_0^2 \left(\frac{dA}{dY}\right)_0. \quad (5.13)$$

3. Запишемо отримане рівняння в стандартному виді, розділивши на K_{CB} ліву і праву частини рівняння:

$$T^2 \ddot{y} + 2dT \dot{y} + \bar{y} = K_h \bar{h} - K_n \bar{n}, \quad (5.14)$$

де:

$$T^2 = \frac{M}{K_1 - n_0^2 \left(\frac{dA}{dY}\right)_0}. \quad (5.15)$$

$$2dT = \frac{K_2}{K_1 - n_0^2 \left(\frac{dA}{dY}\right)_0}. \quad (5.16)$$

$$K_h = \frac{K_1}{K_1 - n_0^2 \left(\frac{dA}{dY}\right)_0} \cdot \frac{h_{БАЗ}}{y_{БАЗ}}. \quad (5.17)$$

$$K_n = \frac{2A_0n_0}{K_1 - n_0^2 \left(\frac{dA}{dY}\right)_0} \cdot \frac{n_{БАЗ}}{y_{БАЗ}}. \quad (5.18)$$

Таким чином, відцентровий маятниковий тахометр є ланкою другого порядку. Найкращі динамічні властивості тахометра будуть при $d=0,7$. Цього

домагаються підбором M , K_{CB} і K_2 . Постійна часу тахометрів, застосовуваних у сучасних автоматичних системах, може складати $0,003 \div 0,01$ сек, що дозволяє вважати такі виконавчі пристрої ідеальними позиційними ланками.

З отриманого рівняння динаміки видно, що досліджуваний виконавчий пристрій стійкий, якщо коефіцієнт $K_{CB} > 0$:

$$K_{CB} = K_1 - n_0^2 \left(\frac{dA}{dY} \right)_0 > 0 \Rightarrow K_{CB} > 0, \quad (5.19)$$

якщо:

$$n_0 < \sqrt{\frac{K_1}{\left(\frac{dA}{dY} \right)_0}} \Rightarrow n_{KP} = \sqrt{\frac{K_1}{\left(\frac{dA}{dY} \right)_0}}. \quad (5.20)$$

Видно, що вимірювальний пристрій працює стійко до критичної частоти обертання. При перевищенні цієї частоти виконавчий пристрій втрачає стійкість. Ця властивість утрати стійкості виконавчим пристроєм може використовуватися, наприклад, в обмежнику граничної частоти обертання стартера двигуна. При досягненні граничної частоти обертання ротора, тахометр втрачає стійкість, грузики різко розходяться і золотник натискає на мікровимикач, який зупиняє стартер.

Термопара

В термопарах чи термоелектричних датчиках температури використовують властивість провідників створювати електрорушійну силу, коли їхні кінці (спаї) мають різну температуру. В залежності від застосовуваних матеріалів діапазон виміру температури істотно змінюється:

- Хромель – Копель до 800 (°C);
- Хромель – Алюмель до 1200 (°C);
- Платина (Pt) – Платинородій (10% Rh) до 1300 (°C);
- Платинородій (10%) – Платинородій (30%) до 1600 (°C);
- Вольфрам (W) – Молібден (Mo) до 2000 (°C);
- Вольфрам (W) – Реній (Re) до 3000 (°C).

Математичний опис термопар.

Математичний опис у вигляді динамічної ланки для теплового пожежного сповіщувача чутливим елементом якого є термопара, можна отримати з системи рівнянь для нестационарного теплообміну.

Нестационарним вважаємо процес теплообміну, для якого відношення термічного опору тіла до термічного опору теплоносія, згідно з критерієм Біо: $Bi > 0,1$, де:

$$Bi = \frac{\delta / \lambda}{1 / \alpha}, \quad (5.21)$$

де: δ – характерний розмір тіла, (м);

α – коефіцієнт тепловіддачі, ($\text{Вт} \cdot \text{м}^{-2} \cdot \text{К}^{-1}$);

λ – коефіцієнт теплопровідності тіла, ($\text{Вт} \cdot \text{м}^{-1} \cdot \text{К}^{-1}$).

У випадку, коли $Bi < 0,1$, характерним буде рівномірний розподіл температури всередині тіла. Тоді у кожен момент часу температура для всіх точок тіла чутливого елемента однакова.

Графічна схема для розрахунків параметрів спрацьовування теплового пожежного сповіщувача з термопарою в якості чутливого елемента (ДПС-038), представлена на рис. 5.7.

Модель роботи сповіщувача складається з рівняння теплового балансу, що ураховує кількість тепла, переданого та поглиненого його чутливим елементом. Також до моделі сповіщувача потрібно включити рівняння, що описує залежність електрорушійної сили чутливого елемента при зміні його температури [3].

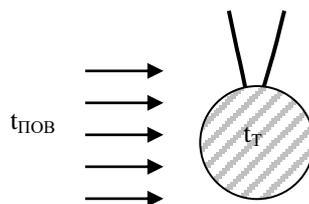


Рисунок 5.7 – Графічна модель чутливого елемента з термопарою

За проміжок часу dt чутливому елементу передається кількість теплоти:

$$dq = \alpha \cdot F \cdot (T - T_T) \cdot dt, \quad (5.22)$$

де: q – теплота, (Дж);

F – площа поверхні, (m^2);

T – температура повітря, (К);

T_T – температура термопар, (К);

t – час, (сек).

Кількість поглиненої енергії чутливим елементом:

$$dq = C \cdot m \cdot dT_T, \quad (5.23)$$

де: C – теплоємність термопар, $Дж \cdot кг^{-1} \cdot К^{-1}$;

m – маса спаю термопар, кг.

Дорівнюємо праві частини рівнянь (5.22, 5.23):

$$C \cdot m \cdot dT_T = \alpha \cdot F \cdot (T - T_T) \cdot dt, \quad (5.24)$$

$$C \cdot m \cdot \frac{dT_{ТП}}{dt} = \alpha \cdot F \cdot (T - T_T). \quad (5.25)$$

В нескінченно малих відхиленнях (5.25):

$$C \cdot m \cdot d \cdot \frac{dT_T}{dt} = \alpha F (dT - dT_T), \quad (5.26)$$

$$C \cdot m \cdot d \cdot \frac{dT_T}{dt} + \alpha F dT_T = \alpha F dT. \quad (5.27)$$

Лінеаризоване методом повного диференціалу (5.27) має вигляд:

$$C \cdot m \cdot \Delta \dot{T}_T + \alpha \cdot F \cdot \Delta T_T = \alpha \cdot F \cdot \Delta T. \quad (5.27)$$

Для спаїв на основі AlCoCrCuFeNi в діапазоні робочих температур 20÷100 °С, зміна електрорушійної сили чутливого елемента термопари пропорційна зміні температури гарячого спаю:

$$de = k \cdot dT_T, \quad (5.28)$$

де: e – електрорушійна сила, (В);

k – коефіцієнт Зеебека, (В·К⁻¹).

Лінеаризоване рівняння (5.28) має вигляд:

$$\Delta e = k \Delta T_T. \quad (5.29)$$

Так для спаїв на основі AlCoCrCuFeNi в діапазоні робочих температур >100 °С, залежність електрорушійної сили від температури має лінійний вигляд:

$$e = e_\sigma + \frac{de}{dT} (T - T_\sigma); \quad (5.30)$$

$$de = \frac{e - e_\sigma}{T - T_\sigma} dT, \quad (5.31)$$

де: e_σ – величина електрорушійної сили при $T=T_\sigma$, (В);

T_σ – температура що визначається електропровідністю матеріалу, (К);

σ – величина електропровідності матеріалу спаю термопари, (Ом⁻¹·см⁻¹).

Таким чином, математична модель теплового пожежного сповіщувача, чутливим елементом якого є термопара зі спаїв на основі AlCoCrCuFeNi, являє собою систему рівнянь (5.27), (5.28) та (5.27), (5.31) для різних діапазонів

робочих температур. В моделі враховано баланс тепла на чутливому елементі та залежність електрорушійної сили контакту термопари від його температури.

Для отримання динамічного рівняння теплового пожежного сповіщувача з термопарою, об'єднаємо рівняння математичної моделі.

Для системи рівнянь (5.27), (5.28):

$$\frac{C \cdot m}{k} \cdot d \cdot \frac{de}{dt} + \frac{\alpha \cdot F}{k} de = \alpha \cdot F \cdot dT. \quad (5.32)$$

Замінімо в (5.32) диференціали малими відхиленнями та перейдемо до відносних змінних:

$$\frac{C \cdot m}{k} \cdot \Delta \dot{e} + \frac{\alpha \cdot F}{k} \Delta e = \alpha \cdot F \cdot \Delta T, \quad (5.33)$$

$$\bar{e} = \frac{\Delta e}{e_0}; \quad \dot{\bar{e}} = \frac{\Delta \dot{e}}{e_0}; \quad \bar{T} = \frac{\Delta T}{t_0}, \quad (5.34)$$

де: \bar{e} , $\dot{\bar{e}}$, \bar{T} – відносні змінні;

e_0 – значення електрорушійної сили термопари у вихідній точці, (В);

T_0 – значення температури повітря у вихідній точці, (К).

В стандартному вигляді рівняння динаміки термопари (5.33) має вид

$$T_{\text{ТП}} \dot{\bar{e}} + \bar{e} = K_{\text{ТП}} \bar{T}, \quad (5.35)$$

де:

$$T_{\text{ТП}} = \frac{C \cdot m}{\alpha \cdot F}; \quad K_{\text{Т}} = k \cdot \frac{T_0}{e_0}, \quad (5.36)$$

де: $T_{\text{ТП}}$ – постійна часу термопари, (сек);

$K_{\text{ТП}}$ – коефіцієнт посилення термопари.

Для системи рівнянь (5.27), (5.31):

$$Cm \frac{T - T_{\sigma}}{e - e_{\sigma}} \cdot d \frac{de}{dt} + \alpha F \frac{T - T_{\sigma}}{e - e_{\sigma}} \cdot de = \alpha F \cdot dT, \quad (5.37)$$

$$Cm \frac{T - T_{\sigma}}{e - e_{\sigma}} \cdot \Delta e + \alpha F \frac{T - T_{\sigma}}{e - e_{\sigma}} \cdot \Delta e = \alpha F \cdot \Delta T. \quad (5.38)$$

В стандартному вигляді рівняння динаміки термопар (5.37) має вид:

$$T_{\text{ТП}} \dot{\bar{e}} + \bar{e} = K_{\text{ТП}} \bar{T}, \quad (5.39)$$

де:

$$T_{\text{ТП}} = \frac{C \cdot m}{\alpha \cdot F}; K_{\text{ТП}} = k \cdot \frac{e - e_{\sigma}}{T - T_{\sigma}}. \quad (5.40)$$

де $T_{\text{ТП}}$ – постійна часу термопар, (сек);

$K_{\text{ТП}}$ – коефіцієнт посилення термопар.

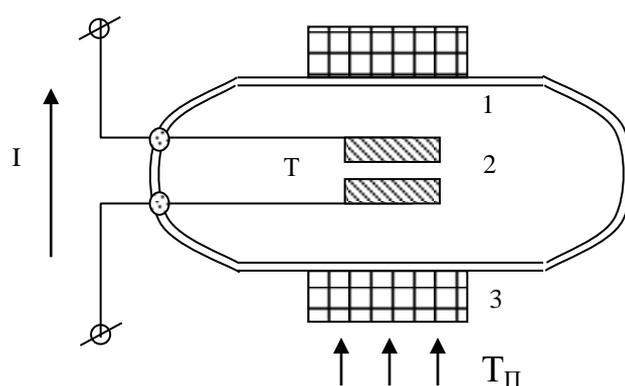
Таким чином, отримані динамічні рівняння (5.35), (5.39) описують роботу теплового пожежного сповіщувача, чутливим елементом якого є термопара, з урахуванням залежності величини електрорушійної сили чутливого елемента від температури. Рівняння являють собою реальну позиційну ланку, що стикується з відомими результатами та сприяє зручності досліджень роботи пожежного сповіщувача. Рівняння ураховують теплоємність, масу, площу поверхні матеріалу чутливого елемента термопар, умови теплообміну, якість поглинання тепла на поверхні термопар, діапазон робочих температур.

З отриманих залежностей видно, що для зменшення інерційності термопар необхідно зменшувати масу гарячого спаю і збільшувати його площу. Постійна часу сучасних термопар складає 1-2 сек. у стендових умовах і може збільшуватися на порядок в залежності від зміни зовнішніх умов.

Істотним недоліком термопар є те, що вони піддаються безпосередньому впливу середовища.

Геркон з феритовими контактами (залежність магнітної індукції від температури)

В переважній кількості теплових пожежних сповіщувачів, що застосовуються в Україні, у якості чутливого елемента застосовується магнітноконтактний геркон (СПТМ-62, СПТМ-70). Прийmemo наступну розрахункову схему для такого пожежного сповіщувача, рис. 5.8



1 – геркон; 2 – контакти; 3 – кільцевий постійний магніт

Рисунок 5.8 – Графічна модель магнітноконтактного чутливого елемента

Математичну модель чутливого елемента у якості стандартної динамічної ланки, можливо отримати з рівнянь намагніченості контактів магнітноконтактного геркону та рівняння для нестационарного теплообміну (критерій Біо < 0,1, що відповідає рівномірному розподілу температури в чутливому елементі) [4].

В силу великого різноманіття типу матеріалів контактів, їх структури та станів роботи, розглянемо залежність їх намагніченості для типових випадків в діапазоні робочих температур 293 ÷ 363 (К). Так залежність намагніченості однодомених феромагнітних матеріалів від температури:

$$M_{\text{одн}} = M_0 \sqrt{\frac{A\alpha}{k_B T}}, \quad (5.41)$$

де: $M_{\text{одн}}$ – намагніченість однодоменого феромагнітного чутливого елемента при поточній температурі, (А/м);

M_0 – намагніченість однодоменого феромагнітного матеріалу чутливого елемента при $T = 0$ К, (А/м);

A – ефективна константа обмінної взаємодії;

a – параметр решітки (структури) матеріалу контактів, (м);

k_B – постійна Больцмана, (Дж/К);

T – поточна температура, (К).

Залежність намагніченості від зовнішнього магнітного поля і температури для матеріалів, що складаються з супер-парамагнітних часток, при слабкому та сильному магнітних полях:

$$M_{\text{сл}} = \frac{nm^2H}{3k_B T}, \quad (5.42)$$

$$M_{\text{сильн}} = nm \left(1 - \frac{k_B T}{mH} \right), \quad (5.43)$$

де: n – кількість супер-парамагнітних часток в одиниці об'єму матеріалу контакту;

m – магнітний момент, (А·м²);

H – зовнішнє магнітне поле, (А·м⁻¹).

З комплексним урахуванням намагніченості від зовнішнього магнітного поля і температури для загальних умов:

$$M_{\text{компл}} = nm \left[\text{cth} \left(\frac{mH}{k_B T} \right) - \frac{k_B T}{mH} \right]. \quad (5.44)$$

Для переходу до лінійної форми рівнянь (5.41)÷(5.44), дорівнюємо їх диференціали лівої та правої частин:

$$\frac{dM_{\text{ОДН}}}{dT} = \frac{k_{\text{ОДН}}}{\sqrt{T^3}}, \quad k_{\text{ОДН}} = -\frac{1}{2} M_0 \sqrt{\frac{A\alpha}{k_B}}, \quad (5.45)$$

$$\frac{dM_{\text{СЛ}}}{dT} = \frac{k_{\text{СЛ}}}{T^2}, \quad k_{\text{СЛ}} = -\frac{nm^2H}{3k_B}, \quad (5.46)$$

$$\frac{dM_{\text{СИЛЬН}}}{dT} = k_{\text{СИЛЬН}}, \quad k_{\text{СИЛЬН}} = -\frac{nk_B}{H}, \quad (5.47)$$

$$\frac{dM_{\text{КОМПЛ}}}{dT} = nm \left[\frac{1}{\text{sh}^2\left(\frac{mH}{k_B T}\right)} \frac{1}{T^2} - \frac{k_B}{mH} \right] = \frac{k_1}{\text{sh}^2\left(\frac{k_2}{T}\right)} \frac{1}{T^2} + k_3, \quad (5.48)$$

$$k_1 = nm; \quad k_2 = \frac{mH}{k_B}; \quad k_3 = -\frac{nk_B}{H}. \quad (5.49)$$

Тепло, що передане та поглинене магнітноконтактним герконом:

$$C \cdot m \cdot d \frac{dT}{d\tau} + \alpha F dT = \alpha F dT_{\text{П}}, \quad (5.50)$$

де: m – маса контактів, (кг);

C – теплоємність матеріалу контактів, (Дж·кг⁻¹·К⁻¹);

τ – час, (сек);

T – температура контактів, (К);

F – площа поверхні контактів, (м²);

α – коефіцієнт конвекційного теплообміну, (Вт·м⁻²·К⁻¹);

$T_{\text{П}}$ – температура навколишнього повітря, (К).

Отже, математична модель магнітноконтактного сповіщувача складається з рівнянь, що описують залежність намагніченості контактної групи від

температури (5.45) ÷ (5.48) та рівняння нестационарного теплообміну (5.50). Математична модель урахує роботу магнітноконтактного сповіщувача з різними типами матеріалів контактної групи, їх структури та стану роботи.

Для отримання математичних та розрахункових залежностей параметрів роботи магнітноконтактного сповіщувача, підставимо рівняння залежності намагніченості (5.45) ÷ (5.48) в формулу балансу тепла (5.50). Для магнітноконтактного чутливого елемента що складається з однодомених феромагнітних матеріалів:

$$C \cdot m \cdot \frac{\sqrt{T^3}}{k_{\text{ОДН}}} \cdot \frac{d}{dt} dM_{\text{ОДН}} + \alpha \cdot F \cdot \frac{\sqrt{T^3}}{k_{\text{ОДН}}} \cdot dM_{\text{ОДН}} = \alpha \cdot F \cdot dT_{\text{П}}. \quad (5.51)$$

Виконаємо лінеаризацію (5.51):

$$C \cdot m \cdot \frac{\sqrt{T^3}}{k_{\text{ОДН}}} \cdot \frac{M_{\text{ОДН0}}}{M_{\text{ОДН0}}} \cdot \frac{d}{dt} \Delta M_{\text{ОДН}} + \alpha \cdot F \cdot \frac{\sqrt{T^3}}{k_{\text{ОДН}}} \cdot \frac{M_{\text{ОДН0}}}{M_{\text{ОДН0}}} \cdot \Delta M_{\text{ОДН}} = \alpha \cdot F \cdot \frac{T_{\text{П0}}}{T_{\text{П0}}} \cdot \Delta T_{\text{П}}, \quad (5.52)$$

$$\frac{\dot{m}_{\text{ОДН}}}{m_{\text{ОДН0}}} = \frac{1}{M_{\text{ОДН0}}} \cdot \frac{d}{dt} \Delta M_{\text{ОДН}}; \quad \overline{m_{\text{ОДН}}} = \frac{\Delta M_{\text{ОДН}}}{M_{\text{ОДН0}}}; \quad \overline{t_{\text{П}}} = \frac{\Delta T_{\text{П}}}{T_{\text{П0}}}, \quad (5.53)$$

$$T_{\text{ОДН}} \frac{\dot{m}_{\text{ОДН}}}{m_{\text{ОДН0}}} + \overline{m_{\text{ОДН}}} = K_{\text{ОДН}} \overline{t_{\text{П}}}, \quad (5.54)$$

$$T_{\text{ОДН}} = \frac{C \cdot m}{\alpha \cdot F}; \quad K_{\text{ОДН}} = \frac{k_{\text{ОДН}}}{\sqrt{T^3}} \frac{T_{\text{П0}}}{M_{\text{ОДН0}}}, \quad (5.55)$$

де: $M_{\text{ОДН0}}$ – намагніченість однодоменого феромагнітного матеріалу чутливого елемента у вихідній точці, ($\text{А} \cdot \text{м}^{-1}$);

$T_{\text{П0}}$ – температура повітря у вихідній точці, (К);

$T_{\text{ОДН}}$ – інерційність, (сек);

$K_{\text{одн}}$ – коефіцієнт посилення;

$\overline{m_{\text{одн}}}$, $\overline{t_{\text{п}}}$ – відносні змінні.

Виконаємо аналогічні перетворення для математичних моделей магнітоконтактних пожежних сповіщувачів, в яких матеріалами чутливого елемента виступають супер-парамагнітні частки при слабкому та сильному магнітних полях і супер-парамагнітні частки з урахуванням намагніченості від зовнішнього магнітного поля і температури в загальних умовах.

Для чутливого елемента з супер-парамагнітних часток при слабкому магнітному полі:

$$C \cdot m \cdot \frac{T^2}{k_{\text{сл}}} \cdot \frac{d}{dt} \Delta M_{\text{сл}} + \alpha \cdot F \cdot \frac{T^2}{k_{\text{сл}}} \cdot \Delta M_{\text{сл}} = \alpha \cdot F \cdot \Delta T_{\text{п}}, \quad (5.56)$$

$$T_{\text{сл}} \frac{\dot{\overline{m_{\text{сл}}}}}{\overline{m_{\text{сл}}}} + \overline{m_{\text{сл}}} = K_{\text{сл}} \overline{t_{\text{п}}}, \quad (5.57)$$

$$T_{\text{сл}} = \frac{C \cdot m}{\alpha \cdot F}; K_{\text{сл}} = \frac{k_{\text{сл}}}{T^2} \cdot \frac{T_{\text{п0}}}{M_{\text{сл0}}}, \quad (5.58)$$

де: $M_{\text{сл0}}$ – намагніченість супер-парамагнітних часток при слабкому магнітному полі у вихідній точці, ($A \cdot m^{-1}$);

$T_{\text{сл}}$ – інерційність, (сек);

$K_{\text{сл}}$ – коефіцієнт посилення.

Для чутливого елемента з супер-парамагнітних часток при сильному магнітному полі:

$$C \cdot m \cdot \frac{1}{k_{\text{сильн}}} \cdot \frac{d}{dt} \Delta M_{\text{сильн}} + \alpha \cdot F \cdot \frac{1}{k_{\text{сильн}}} \cdot \Delta M_{\text{сильн}} = \alpha \cdot F \cdot \Delta T_{\text{п}}, \quad (5.59)$$

$$T_{\text{сильн}} \frac{\dot{\overline{m_{\text{сильн}}}}}{\overline{m_{\text{сильн}}}} + \overline{m_{\text{сильн}}} = K_{\text{сильн}} \overline{t_{\text{п}}}, \quad (5.60)$$

$$T_{\text{СИЛЬН}} = \frac{C \cdot m}{\alpha \cdot F}; K_{\text{СИЛЬН}} = k_{\text{СИЛЬН}} \cdot \frac{T_{\text{ПО}}}{M_{\text{СИЛЬНО}}}, \quad (5.61)$$

де: $M_{\text{СИЛЬНО}}$ – намагніченість супер-парамагнітних часток при сильному магнітному полі у вихідній точці, ($A \cdot m^{-1}$);

$T_{\text{СИЛЬН}}$ – інерційність, (сек);

$K_{\text{СИЛЬН}}$ – коефіцієнт посилення.

Для чутливого елемента з супер-парамагнітних часток з комплексним урахуванням намагніченості від зовнішнього магнітного поля і температури в загальних умовах:

$$Cm \frac{\text{sh}^2\left(\frac{k_2}{T}\right) T^2}{k_1 + \text{sh}^2\left(\frac{k_2}{T}\right) T^2 k_3} \frac{d}{d\tau} \Delta M_{\text{КОМПЛ}} + \alpha F \frac{\text{sh}^2\left(\frac{k_2}{T}\right) T^2}{k_1 + \text{sh}^2\left(\frac{k_2}{T}\right) T^2 k_3} \Delta M_{\text{КОМПЛ}} = \alpha F \Delta T_{\text{НП}}, \quad (5.62)$$

$$T_{\Sigma} \dot{\overline{m_{\Sigma}}} + \overline{m_{\Sigma}} = K_{\Sigma} \overline{t_{\Pi}}, \quad (5.63)$$

$$T_{\text{КОМПЛ}} = \frac{C \cdot m}{\alpha \cdot F}, K_{\text{КОМПЛ}} = \frac{k_1 + \text{sh}^2\left(\frac{k_2}{T}\right) T^2 k_3}{\text{sh}^2\left(\frac{k_2}{T}\right) T^2} \frac{T_{\text{ПО}}}{M_{\text{КОМПЛ0}}}, \quad (5.64)$$

де: $M_{\text{КОМПЛ0}}$ – намагніченість супер-парамагнітних часток при сильному магнітному полі у вихідній точці, ($A \cdot m^{-1}$);

$T_{\text{КОМПЛ}}$ – інерційність, (сек);

$K_{\text{КОМПЛ}}$ – коефіцієнт посилення.

Рівняння динаміки (5.54), (5.57), (5.60), (5.63) являють собою стандартну інерційну ланку та зручні для дослідження роботи і визначення динамічних параметрів магнітноконтактного пожежного сповіщувача.

Терморезистор

В сучасних пожежних сповіщувачах у якості терморезисторного чутливого елемента можливе застосування як позисторів (Бриз-11) так і термісторів (СПТ-2Б Артон). Розрахункова схема терморезисторного чутливого елемента пожежного сповіщувача представлена на рис. 5.9.

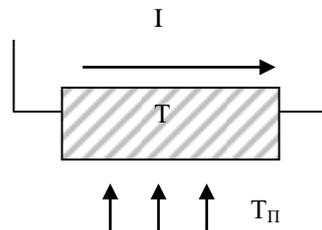


Рисунок 5.9 – Графічна модель терморезисторного чутливого елемента

Математичну модель чутливого елемента теплового пожежного сповіщувача у вигляді динамічної ланки, отримаємо з рівняння для нестационарного теплообміну при критерії Біо < 0,1 (розподіл температури рівномірний), та рівняння зміни опору терморезистору [5].

Кількість тепла, передана і поглинена терморезистором:

$$C \cdot m \cdot d \frac{dT}{d\tau} + \alpha F dT = \alpha F dT_{\text{п}}, \quad (5.65)$$

де: C – теплоємність матеріалу термістору, ($\text{Дж} \cdot \text{кг}^{-1} \cdot \text{К}^{-1}$);

m – маса термістору, (кг);

T – температура термістору, (К);

τ – час, (сек);

α – коефіцієнт конвекційного теплообміну, ($\text{Вт} \cdot \text{м}^{-2} \cdot \text{К}^{-1}$);

F – площа поверхні термістору, (м^2);

$T_{\text{п}}$ – температура навколишнього повітря, (К).

Залежність опору $R_{\text{п}}$ позистору в діапазоні робочих температур змінюється за експоненціальним законом:

$$R_{\Pi} = R_{\text{НП}} \cdot e^{A \cdot T}, \quad (5.66)$$

де: $R_{\text{НП}}$ – номінальний опір позистору, (Ом);

A – температурний коефіцієнт опору, (K^{-1});

T – поточна температура позистору, (К).

Для переходу до лінійного рівняння динаміки позистору, дорівнюємо диференціали лівої та правої частини рівняння (5.66):

$$dR_{\Pi} = R_{\text{НП}} \cdot A \cdot e^{A \cdot T_0} dT. \quad (5.67)$$

де: T_0 – значення температури позистору в вихідній точці, (К).

Залежність опору R_T термістору від температури, з урахуванням матеріалу напівпровідника і конструктивних особливостей термістору:

$$R_T = AT^b e^{B/T}, \quad (5.68)$$

де: A , b , B – константи, що визначають склад напівпровідникового матеріалу термістору і конструктивне оформлення чутливого елемента;

T – поточна температура термістору, (К).

Для спрощення інженерних розрахунків при $b \ll 1$ приймаємо, що константа A відповідає опору термістору при нескінченно великій температурі. При цьому, для підвищення точності і зручності визначення R_T , запропоновано враховувати номінальний опір:

$$R_T = R_{\text{НТ}} e^{\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_H} \right)}, \quad (5.69)$$

де: $R_{\text{НТ}}$ – номінальний опір термістору, Ом, при номінальній температурі T_H , (К).

Тоді, рівняння (5.69) з урахуванням (5.68) має вигляд:

$$R_T = R_{HT} T^b e^{\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_H}\right)}. \quad (5.70)$$

Прирівняємо диференціали лівої і правої частини (5.70):

$$dR_T = \left[R_{HT} T^b e^{\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_H}\right)} \right]' dT, \quad (5.71)$$

$$\frac{dR_T}{dT} = bT^{(b-1)} R_{HT} e^{\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_H}\right)} - T^b \frac{B}{T^2} R_{HT} e^{\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_H}\right)}. \quad (5.72)$$

Або:

$$\frac{dR_T}{dT} = bT^{(b-1)} R_t + T^b \beta R_t = T^{(b-1)} R_t (b + T\beta), \quad (5.73)$$

де:

$$R_t = R_{HT} e^{\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_H}\right)}; \beta = -\frac{B}{T^2}, \quad (5.74)$$

де: R_t – опір термістору при номінальній температурі, (Ом);

β – температурний коефіцієнт.

Таким чином, математична модель терморезисторного теплового пожежного сповіщувача являє собою систему диференційних рівнянь для нестационарного теплообміну (5.65) та залежності опору чутливого елемента сповіщувача від температури для позистору (5.67) та термістору (5.73). Розроблені моделі дозволяють урахувати сукупний вплив типу, матеріалу, конструктивного виконання, та геометричних параметрів терморезисторного чутливого елемента.

Для визначення рівнянь динаміки чутливого елемента с терморезистором, об'єднаємо рівняння теплового балансу і опору в математичних моделях позистору і термістору.

У випадку ЧЕ з позистором, підставимо (5.67) в (5.65), отримаємо:

$$\frac{C \cdot m}{R_{\text{НП}} \cdot A \cdot e^{A \cdot T_0}} \cdot d \frac{dR_{\text{П}}}{d\tau} + \frac{\alpha \cdot F}{R_{\text{НП}} \cdot A \cdot e^{A \cdot T_0}} \cdot dR_{\text{П}} = \alpha \cdot F \cdot dT_{\text{П}}. \quad (5.75)$$

Лінеаризуємо отримане рівняння (5.75) методом повного диференціалу, та виконаємо перехід до відносних змінних:

$$\frac{C \cdot m}{R_{\text{НП}} \cdot A \cdot e^{A \cdot T_0}} \cdot \Delta \dot{R}_{\text{П}} + \frac{\alpha \cdot F}{R_{\text{НП}} \cdot A \cdot e^{A \cdot T_0}} \cdot \Delta R_{\text{П}} = \alpha \cdot F \cdot dT_{\text{П}}, \quad (5.76)$$

де:

$$\bar{r} = \frac{\Delta R_{\text{П}}}{R_0}; \dot{\bar{r}} = \frac{\Delta \dot{R}_{\text{П}}}{R_0}; \bar{t}_{\text{П}} = \frac{\Delta T_{\text{П}}}{T_{\text{П}0}}, \quad (5.77)$$

де: R_0 – опір позистору у вихідній точці, (Ом);

$T_{\text{П}0}$ – температура повітря у вихідній точці, (К).

Рівняння (5.76) динаміки позистору у відносних змінних має стандартний вигляд:

$$T_{\text{П}} \dot{\bar{r}} + \bar{r} = K_{\text{П}} \bar{t}_{\text{П}}, \quad (5.78)$$

де:

$$T_{\text{П}} = \frac{C \cdot m}{\alpha \cdot F}; K_{\text{П}} = R_{\text{П}} \cdot A \cdot e^{A \cdot T_0} \frac{T_{\text{П}0}}{R_0}, \quad (5.79)$$

де: $T_{\text{П}}$ – постійна часу позистору, (сек);

$K_{\text{П}}$ – коефіцієнт посилення позистору.

У випадку ЧЕ з термістором, підставимо (5.73) в (5.65), отримаємо:

$$\frac{C \cdot m}{R_t T^{b-1} (b + \beta T)} \cdot d \frac{dR_T}{d\tau} + \frac{\alpha \cdot F}{R_t T^{b-1} (b + \beta T)} \cdot dR_T = \alpha \cdot F \cdot dT_{\text{П}}. \quad (5.80)$$

Після лінеаризації (5.80) методом повного диференціала отримано рівняння динаміки пожежного сповіщувача, що ураховує сукупний вплив матеріалу напівпровідника термістору, конструктивні особливості чутливого елемента та номінальний опір:

$$T_T \dot{\bar{r}}_T + \bar{r}_T = K_T \bar{t}_\Pi, \quad (5.81)$$

де:

$$T_T = \frac{C \cdot m}{\alpha \cdot F}; K_T = \frac{T_{\Pi 0}}{R_{T0}} R_t T^{b-1} (b + \beta T), \quad (5.82)$$

де: T_T – постійна часу термістору, (сек);

K_T – коефіцієнт посилення термістору;

\bar{r}_T , \bar{t}_Π – відносні змінні.

Таким чином, отримані інерційні динамічні ланки, що описують роботу терморезисторного теплового пожежного сповіщувача, чутливим елементом якого є позистор (5.78) та термістор (5.81). В рівняннях динаміки ураховується сукупний вплив типу чутливого елемента, його матеріалу, конструктивного виконання, та геометричних параметрів.

5.3 Підсилювальні пристрої

5.3.1 Призначення, класифікація і параметри роботи підсилювальних пристроїв

Підсилювальними пристроями називають пристрої, призначені для підсилення потужності управляючого сигналу. Ефект посилення потужності досягається шляхом застосування зовнішніх джерел енергії.

В залежності від виду використовуваної енергії підсилювальні пристрої розділяють на: гідравлічні, пневматичні, електричні, електронні.

За характером зв'язку між вхідним і вихідним сигналами, підсилювачі підрозділяються на

– статичні: $\bar{Y} = K \cdot \bar{X}$;

– астатичні: $T_c \cdot \dot{\bar{Y}} = \bar{X}$.

Відповідно розташуванню, підсилювальні пристрої розділяються на проміжні та кінцеві.

Кінцеві підсилювачі часто називають сервомеханізмами, сервомоторами (від слова "сервіс" - обслуговування, обслуговування виконавчого пристрою).

У регуляторі може застосовуватися один чи кілька підсилювальних пристроїв.

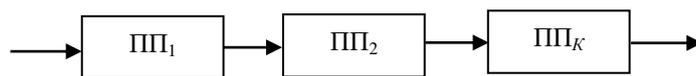


Рисунок 5.10 – структурна схема складного підсилювального пристрою

Параметри роботи підсилювальних пристроїв:

- коефіцієнт підсилення;
- інерційність;
- чутливість;
- коефіцієнт корисної дії;
- рівень вихідної потужності.

Інерційність підсилювальних пристроїв характеризується постійною часу T і залежить від його типу:

- $T = 10^{-3} \div 10^{-6}$ (сек) – для електронних підсилювальних пристроїв;
- $T = 10^{-1} \div 10^{-2}$ (сек) – для гідравлічних підсилювальних пристроїв;
- $T = 1 \div 10^{-1}$ (сек) – для пневматичних підсилювальних пристроїв.

5.3.2 Гідравлічні підсилювачі

У гідравлічних підсилювачах енергія потоку рідини перетворюється в механічну енергію за допомогою поршневих чи роторних (наприклад, звернені насоси) пристроїв. Гідравлічні підсилювачі характеризуються: високим рівнем вихідної потужності, високим коефіцієнтом підсилення потужності, високим коефіцієнтом корисної дії, малою масою і габаритами.

Астатичний гідравлічний підсилювач з відсічним золотником

Відсічним називається управляючий золотник, ширина поясків якого ширше вікон каналів постачання. Конструктивна схема астатичного гідравлічного підсилювача з відсічним золотником приведена на рис. 5.11.

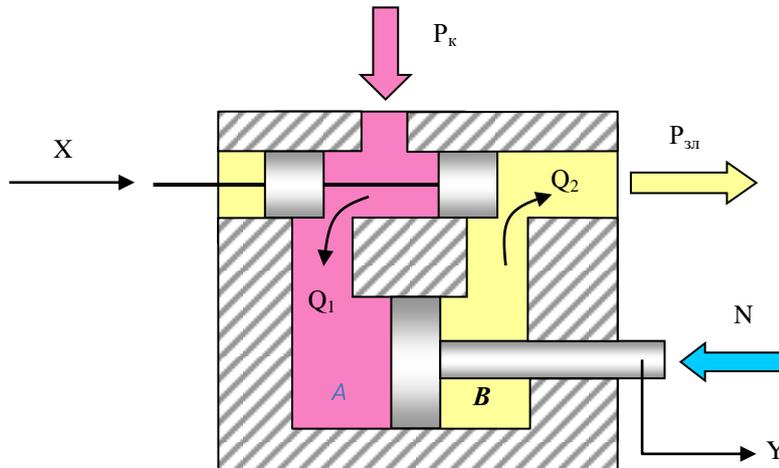


Рисунок 5.11 – Астатичний гідравлічний підсилювач з відсічним золотником

До підсилювача підводиться енергія потоку рідини з командним тиском P_k і тиском у магістралі зливу $P_{зл}$. Потік рідини розподіляється між порожнинами силового циліндру управляючим золотником. На рівноважних режимах управляючий золотник знаходиться в нейтральному положенні і паски золотника закривають канали постачання. Поршень сервомотору нерухомий. При зсуві золотника від нейтралі канали постачання відкриваються і поршень сервомотору починає переміщатися тим швидше, чим ширше відкриті вікна.

Зв'язок вхідного і вихідного сигналів виходить інтегруючий:

$$T_c \cdot \dot{\bar{Y}} = \bar{X}. \quad (5.83)$$

Математичний опис динаміки гідравлічного підсилювача з відсічним золотником.

Будемо зневажати сили інерції і в'язкого тертя. Тоді динаміку будуть визначати процеси, зв'язані з наповненням і спорожнюванням порожнин. Для гідравлічного підсилювача таке допущення не є грубим.

Умова рівноваги поршня гідравлічного підсилювача:

$$S_A \cdot P_A = S_B \cdot P_B + N, \quad (5.84)$$

де: S_A, P_A – площа поршня і тиск рідини в порожнині "А", відповідно;

S_B, P_B – площа поршня і тиск рідини в порожнині "В", відповідно.

1. Умова балансу об'ємних витрат:

$$Q_1 = S_A \cdot \frac{dY}{dt}; \quad Q_2 = S_B \cdot \frac{dY}{dt}. \quad (5.85)$$

2. Рівняння об'ємних витрат:

$$Q_1 = \mu_1 f_1 \sqrt{\frac{2}{\rho} \cdot (P_K - P_A)}; \quad Q_2 = \mu_2 f_2 \sqrt{\frac{2}{\rho} \cdot (P_B - P_{3Л})}. \quad (5.86)$$

де: μ_1, f_1 – коефіцієнт витрати і площа вікна для порожнини "А", відповідно;

μ_2, f_2 – коефіцієнт витрати і площа вікна для порожнини "В", відповідно.

Вважаючи, що $\mu_1 = \mu_2 = \mu; f_1 = f_2 = f$, визначимо з (5.86) P_A, P_B :

$$P_A = P_K - \frac{Q_1^2 \cdot \rho}{2\mu^2 \cdot f^2}; \quad P_B = P_{3Л} + \frac{Q_2^2 \cdot \rho}{2\mu^2 \cdot f^2}. \quad (5.87)$$

Підставимо в отримане рівняння значення об'ємних витрат з (5.85):

$$P_A = P_K - \frac{S_A^2 \cdot \left(\frac{dY}{dt}\right)^2 \cdot \rho}{2\mu^2 \cdot f^2}; \quad P_B = P_{3Л} + \frac{S_B^2 \cdot \left(\frac{dY}{dt}\right)^2 \cdot \rho}{2\mu^2 \cdot f^2}. \quad (5.88)$$

Отримані значення P_A і P_B підставимо в рівняння (5.84):

$$S_A \cdot P_K - \frac{S_A^3 \cdot \left(\frac{dY}{dt}\right)^2 \cdot \rho}{2\mu^2 \cdot f^2} = S_B \cdot P_{3Л} + \frac{S_B^3 \cdot \left(\frac{dY}{dt}\right)^2 \cdot \rho}{2\mu^2 \cdot f^2} + N. \quad (5.89)$$

Визначимо швидкість переміщення поршня:

$$\frac{dY}{dt} = \sqrt{\frac{S_A \cdot P_K - S_B \cdot P_{3Л} - N}{(S_A^3 + S_B^3) \cdot \frac{\rho}{2\mu^2}}} \cdot f, \quad (5.90)$$

де:

$$f = b \cdot X. \quad (5.91)$$

Отже:

$$\Delta f = b \cdot \Delta X, \quad (5.92)$$

де: b – ширина вікна каналу постачання.

Лінеаризуємо отримане рівняння:

$$\Delta \dot{Y} = \sqrt{\frac{S_A \cdot P_K - S_B \cdot P_{3Л} - N}{(S_A^3 + S_B^3) \cdot \frac{\rho}{2\mu^2}}} \cdot b \cdot \Delta X. \quad (5.93)$$

Чи в стандартному виді:

$$T_C \cdot \dot{Y} = \bar{X}, \quad (5.94)$$

де:

$$T_C = \frac{1}{\sqrt{\frac{S_A \cdot P_K - S_B \cdot P_{3Л} - N}{(S_A^3 + S_B^3) \cdot \frac{\rho}{2\mu^2}}} \cdot b} \cdot \frac{Y_{БАЗ}}{X_{БАЗ}}. \quad (5.95)$$

Таким чином, постійна часу гідравлічного підсилювача залежить від площі поршня, величини зовнішнього навантаження і тиску в магістралі нагнітання і зливу. Його характеристика представлена на рис. 5.12.

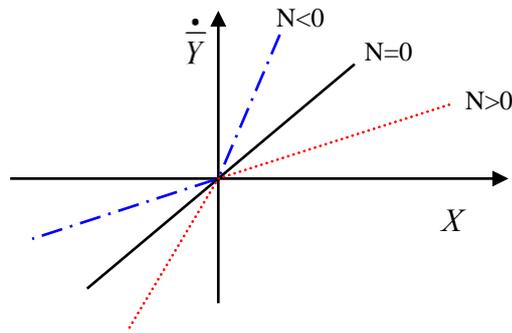


Рисунок 5.12 – Характеристика астатичного гідравлічного підсилювача з відсічним золотником

Видно, що рівноважне положення поршня досягається при однаковому положенні управляючого золотника. Це є перевагою ідеального (відсічного) золотника. Тобто, при закритих каналах постачання, поршень астатичного гідравлічного підсилювача з відсічним золотником знаходиться на гідроупорі.

Астатичний гідравлічний підсилювач з клапанним управляючим елементом

Конструктивна схема гідравлічного підсилювача з клапанним управляючим елементом приведена на рис. 5.13.

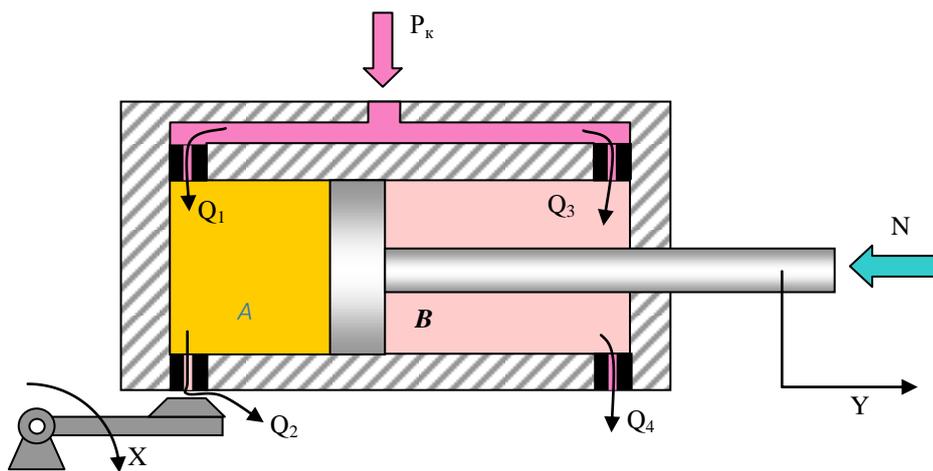


Рисунок 5.13 – Астатичний гідравлічний підсилювач з клапанним управляючим елементом

В правій порожнині підсилювача за допомогою гідравлічного редуктора формується тиск $\approx 0,5 P_k$. У лівій порожнині тиск може змінюватися від P_k до $P_{зд}$, в залежності від положення маятникового клапана. На рівноважних

режимах управляючий клапан знаходиться в нейтральному положенні і у лівій порожнині підсилювача формується рівноважний тиск.

Поршень гідравлічного підсилювача нерухомий. При зсуві клапана від нейтралі тиск у лівій порожнині змінюється (зменшується, якщо клапан відкривається та збільшується, якщо клапан закривається) і поршень гідравлічного підсилювача починає переміщатися, тим швидше, чим сильніше зміщений клапан.

Зв'язок вхідного і вихідного сигналів є інтегруючим:

$$T_C \cdot \dot{Y} = \bar{X}. \quad (5.96)$$

Математичний опис динаміки гідравлічного підсилювача з клапанним управляючим елементом.

1. Умова рівноваги поршня гідравлічного підсилювача:

$$S_A \cdot P_A = S_B \cdot P_B + N, \quad (5.97)$$

де: S_A і P_A – площа поршня і тиск рідини у порожнині "А", відповідно;

S_B та P_B – площа поршня і тиск рідини у порожнині "В".

2. Умова балансу об'ємних витрат:

$$S_A \cdot \frac{dY}{dt} = Q_1 - Q_2; \quad S_B \cdot \frac{dY}{dt} = Q_3 - Q_4. \quad (5.98)$$

3. Рівняння об'ємних витрат:

$$Q_1 = \mu_1 f_1 \sqrt{\frac{2}{\rho} \cdot (P_K - P_A)}; \quad Q_2 = \mu_2 f_2 \sqrt{\frac{2}{\rho} \cdot (P_A - P_{3Л})}; \quad (5.9)$$

$$f_2 = K \cdot X; \quad (5.100)$$

$$Q_3 = \mu_3 f_3 \sqrt{\frac{2}{\rho} \cdot (P_K - P_B)}; \quad Q_4 = \mu_4 f_4 \sqrt{\frac{2}{\rho} \cdot (P_B - P_{3Л})}. \quad (5.101)$$

Лінеаризуючи отримані рівняння і вирішивши їх відносно X і Y , одержимо:

$$T_C \cdot \dot{\bar{Y}} = \bar{X} + K_N \bar{N}. \quad (5.102)$$

Видно, що рівняння динаміки гідравлічного підсилювача із проточним управляючим золотником залежить від зовнішнього навантаження. При зміні зовнішнього навантаження, відповідно до рівняння динаміки, поршень гідравлічного підсилювача починає переміщатися тим швидше, чим більше величина навантаження. Зупинити переміщення поршня можна тільки відповідною зміною тиску в управляемій порожнині, тобто зсувом від нейтралі управляючого клапана. Характеристика гідравлічного підсилювача представлена на рис. 5.14:

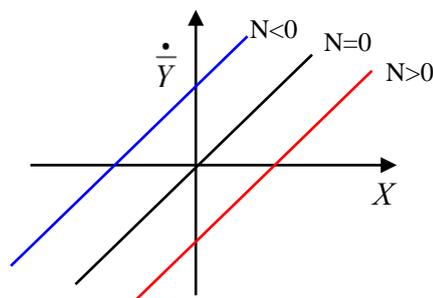


Рисунок 5.14 – Характеристика астатичного гідравлічного підсилювача з клапанним управляючим елементом

Таке протікання характеристик гідравлічного підсилювача є недоліком, тому що приводить до статичної помилки автоматична система.

Перевагою гідравлічного підсилювача з проточним управляючим золотником: висока чутливість до сигналу управління; високий коефіцієнт

підсилення сигналу; зменшена імовірність засмічення каналів, утворення повітряних пробок і перегрів.

Пропорційний гідравлічний підсилювач з пружиною

В порожнині А автоматична систематичного гідропідсилювача розташована пружина. Конструктивна схема такого гідравлічного підсилювача приведена на рис. 5.15.

Робота: при зсуві маятникового клапана від нейтралі униз, тиск в управляємій порожнині зменшується і на поршні гідравлічного підсилювача формується перепад тиску, під дією якого поршень зміщується вліво доти, поки перепад тиску, що утворився, не зрівноважиться силою пружини.

Щоб змістити поршень вправо потрібно змістити вгору маятниковий клапан.

Зв'язок між положенням поршня гідропідсилювача і положенням золотника виходить пропорційним:

$$T_C \dot{\bar{Y}} + \bar{Y} = K_X \bar{X} + K_N \bar{N}. \quad (5.03)$$

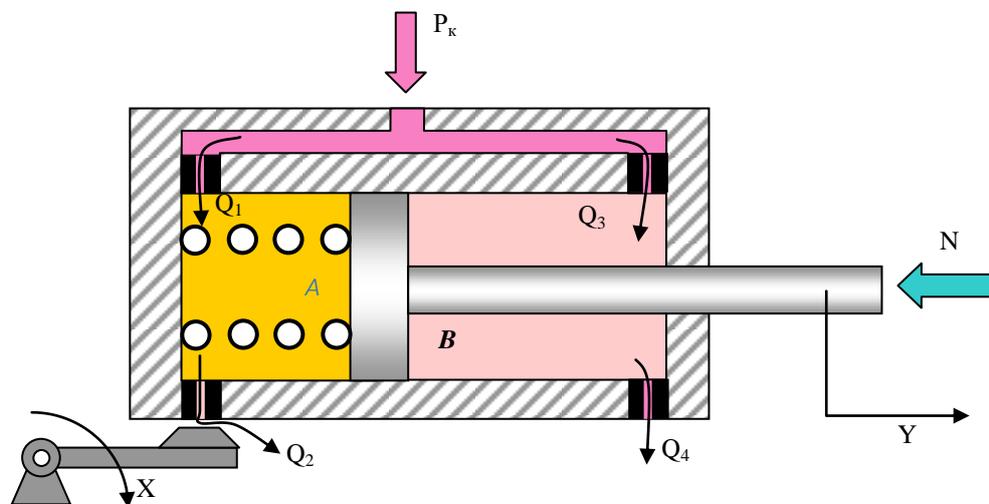


Рисунок 5.15 – Пропорційний гідравлічний підсилювач з пружиною

Математичний опис динаміки гідравлічного підсилювача з пружиною.

Рівняння динаміки легко одержати з основних рівнянь елементів гідравлічного підсилювача:

$$S_A \cdot P_A + F_{\text{ПР}} = S_B \cdot P_B + N; \quad (5.104)$$

$$F_{\text{ПР}} = C \cdot Y, \quad (5.105)$$

де: C – жорсткість пружини,

$$S_A \cdot \frac{dY}{dt} = Q_1 - Q_2; \quad S_B \cdot \frac{dY}{dt} = Q_3 - Q_4; \quad (5.106)$$

$$Q_1 = \mu_1 f_1 \sqrt{\frac{2}{\rho} \cdot (P_K - P_A)}; \quad Q_2 = \mu_2 f_2 \sqrt{\frac{2}{\rho} \cdot (P_A - P_{3Л});} \quad (5.107)$$

$$f_2 = K \cdot X. \quad (5.108)$$

Недоліком такого підсилювача є те, що при великих зусиллях необхідна дуже могутня пружина, довжина якої повинна бути більше довжини ходи штока. Це приводить до росту маси і габаритів гідравлічного підсилювача.

Пропорційний гідравлічний підсилювач з жорстким зворотним зв'язком

Конструктивна схема гідравлічного підсилювача з жорстким зворотним зв'язком представлена на рис. 5.16.

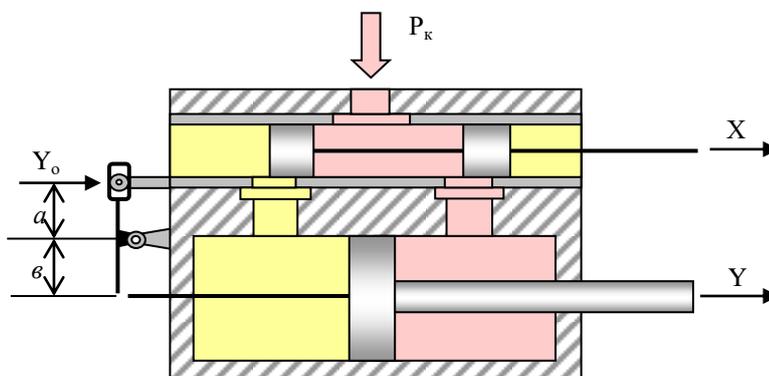


Рисунок 5.16 – Пропорційний гідравлічний підсилювач з жорстким зворотним зв'язком

При зсуві управляючого золотника відкриваються канали постачання і поршень гідравлічного підсилювача починає переміщатися тим швидше, чим ширше відкриті вікна. При переміщенні поршня через важіль жорсткого зворотнього зв'язку зміщується гільза жорсткого зворотнього зв'язку і перекриває канали постачання.

В результаті зсув поршня виявляється в пропорційній залежності від зсуву золотника. Рівняння динаміки гідравлічного підсилювача має вид ідеальної інтегруючої ланки:

$$T_C \dot{\bar{Y}} = \bar{Z}, \quad (5.109)$$

де: \bar{Z} – ширина відкриття вікон каналів постачання.

$$\bar{Z} = \bar{X} - \bar{Y}_{ЖЗЗ}; \quad \bar{Y}_{ЖЗЗ} = \frac{a}{b} \cdot \bar{Y} = i \cdot \bar{Y}; \quad i = \frac{a}{b}. \quad (5.110)$$

Підставимо значення для \bar{Z} й $\bar{Y}_{ЖЗЗ}$ у рівняння $T_C \dot{\bar{Y}} = \bar{Z}$, одержимо:

$$T_C \dot{\bar{Y}} = \bar{X} - i\bar{Y}; \quad T_C \dot{\bar{Y}} + i\bar{Y} = \bar{X}, \quad (5.111)$$

$$T_{ЕКВ} \dot{\bar{Y}} + \bar{Y} = K\bar{X}, \quad (5.112)$$

$$T_{ЕКВ} = \frac{T_C}{i}; \quad K = \frac{1}{i}. \quad (5.113)$$

Таким чином, гідравлічний підсилювач з жорстким зворотнім зв'язком є інерційною позиційною ланкою, динамічні параметри якої залежать від коефіцієнта жорсткого зворотнього зв'язку.

5.3.3 Пневматичні підсилювачі

За конструкцією пневматичні підсилювачі мало відрізняються від гідравлічних. У теперішній час знайшли широке застосування поршневі та роторні пневматичні підсилювачі. Найбільше поширення одержали мембранні пневматичні підсилювачі.

Головна особливість пневмопідсилювачів зв'язана з властивостями робочого тіла. Газ має меншу щільність і в'язкість. Тому при тих же габаритах каналів постачання об'ємні витрати робочого тіла виходять значно більші. Це приводить до того, що прискорення елементів виходить істотним й інерційними силами зневажити не можна. При цьому порядок рівняння динаміки підсилювача буде не нижче другого. А якщо врахувати стиснення газу, то порядок рівняння буде не нижче третього.

До недоліків пневматичних підсилювачів слід віднести:

- необхідність постійного змащення деталей, що труться;
- можливість відмов при низьких температурах через конденсацію та замерзання вологи;
- низька стабільність характеристик через сильний вплив температури і вологи на параметри робочого тіла.

5.4 Коригувальні пристрої

Коригувальні пристрої застосовують для поліпшення статичних і динамічних властивостей автоматичної системи.

Коригувальні пристрої виконують на основі позиційних, інтегруючих і диференціюючих ланок, що вводяться в автоматичну систему у виді послідовних, рівнобіжних чи зустрічно-рівнобіжних зв'язків. Застосування того чи іншого типу коригувального пристрою обумовлюється зручністю технічної реалізації автоматичної системи у цілому.

Статичний коректор (статична приставка)

Статична приставка відноситься до розряду рівнобіжних коригувальних пристроїв. Конструктивна схема статичної приставки показана на рис. 5.17.

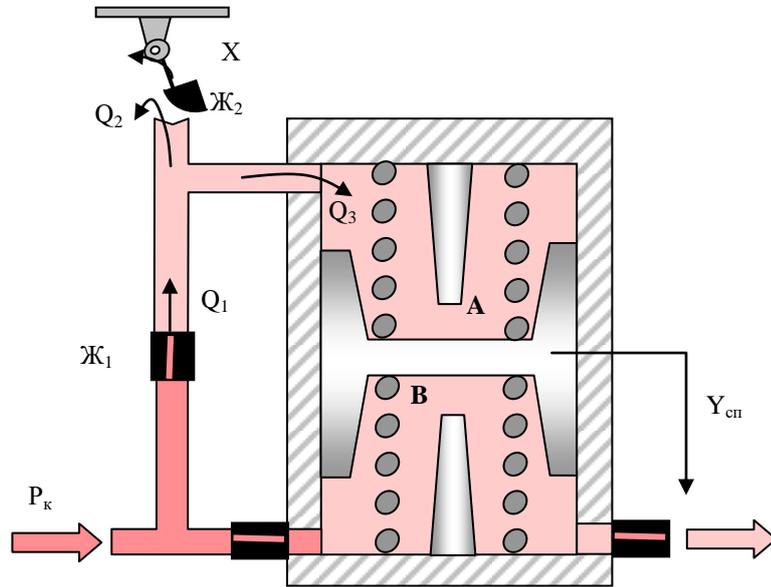


Рисунок 5.17 – Статична приставка

Тиск у порожнині "В" статичної приставки підтримується постійним рівним приблизно половині командного $\approx 0,5P_k$. В порожнині "А" тиск може змінюватися від P_k до $P_{зл}$ у залежності від положення маятникового клапана. На рівноважних режимах маятниковий клапан і поршень статичної приставки займають нейтральне положення. При відхиленні маятникового клапана від нейтралі тиск в управляемій порожнині змінюється, і поршень статичної приставки зміщається у відповідну сторону доти, поки перепад тисків, що сформувався, не зрівноважиться силами пружності пружин. Зв'язок між положенням статичної приставки і положенням маятникового клапану виходить статичним.

Математичний опис статичної приставки.

Припустимо, що рух статичної приставки визначається тільки процесами наповнення і спорожнювання порожнин (зневажимо силами інерції і в'язкого тертя).

1. Рівняння балансу сил:

$$P_A S_{сп} - P_B S_{сп} = 2C \cdot Y_{сп}; \quad (5.114)$$

де: C – жорсткість пружин.

2. Рівняння балансу витрат:

$$Q_1 = Q_2 + Q_3. \quad (5.115)$$

3. Рівняння витрат:

$$Q_1 = \mu_1 F_1 \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_K - P_A)}, \quad Q_2 = \mu_2 F_2 \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_A - P_{3Л})}, \quad (5.116)$$

$$Q_3 = S_{СП} \cdot \frac{dY_{СП}}{dt}, \quad (5.117)$$

де:

$$F_2 = b \cdot X. \quad (5.118)$$

Лінеаризуємо рівняння (5.114), з огляду на те, що:

$$P_B S_{СП} = \text{const}, \quad (5.19)$$

$$\Delta P_A S_{СП} = 2C \cdot \Delta Y_{СП}; \quad \Delta P_A = \frac{2C}{S_{СП}} \cdot \Delta Y_{СП}. \quad (5.120)$$

Лінеаризуємо рівняння (5.117):

$$\begin{aligned} & \frac{\mu_{10} F_{10} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_K - P_A)_0}} \cdot \Delta P_A = \\ & = \mu_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_A - P_{СП})_0} \cdot \Delta F_2 + \frac{\mu_{20} F_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_{3Л})_0}} \cdot \Delta P_A + S_{СП} \cdot \Delta \dot{Y}_{СП}, \end{aligned} \quad (5.120)$$

де:

$$\Delta F_2 = b \cdot \Delta X. \quad (5.122)$$

Вирішимо спільно отриману систему рівнянь відносно $Y_{СП}$ і X :

$$S_{СП} \cdot \Delta \dot{Y}_{СП} + \left(\frac{\mu_{20} F_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_{3Л})_0}} - \frac{\mu_{10} F_{10} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_K - P_A)_0}} \right) \cdot \frac{2C}{S_{СП}} \cdot \Delta Y_{СП} =$$

$$= -\mu_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho}} (P_A - P_{3Л})_0 \cdot b \cdot \Delta X. \quad (5.123)$$

Запишемо рівняння в стандартному вигляді:

$$T_{СП} \dot{Y}_{СП} + \bar{Y}_{СП} = K_{СП} \bar{X}, \quad (5.124)$$

де:

$$T_{СП} = \frac{S_{СП}}{\left(\frac{\mu_{20} F_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_{3Л})_0}} - \frac{\mu_{10} F_{10} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_K - P_A)_0}} \right) \cdot \frac{2C}{S_{СП}}}, \quad (5.125)$$

$$K_{СП} = - \frac{\mu_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho}} (P_A - P_{3Л})_0 \cdot b}{\left(\frac{\mu_{20} F_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_{3Л})_0}} - \frac{\mu_{10} F_{10} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_K - P_A)_0}} \right) \cdot \frac{2C}{S_{СП}}} \cdot \frac{Y_{БАЗ}}{X_{БАЗ}}. \quad (5.126)$$

Таким чином, рівняння статичної приставки являє собою реальну позиційну ланку. Її настроювання здійснюється вибором геометричних параметрів статичної приставки, жорсткості підтримувальних пружин і площі прохідного перетину жиклерів.

Гідромеханічний ізодром

Гідромеханічний ізодром включає (рис.5.18): робочий сільфон (1); гідроаккумулятор (2), роздільний жиклер (3).

На рівноважному режимі маятниковий клапан займає нейтральне положення, що відповідає нейтральному положенню поршня гідроаккумулятора. При цьому тиск усередині і зовні робочого сільфону однаковий.

При східчастій зміні положення маятникового клапана тиск усередині робочого сільфону так само східчасто змінюється, і східчасто змінюються його лінійні розміри, які характеризуються величиною Y . Одночасно вступає в роботу гідроаккумулятор (що працює як статична приставка), і в міру зсуву поршня гідроаккумулятору, забезпечує вирівнювання тисків зовні й усередині робочого сільфону. У міру вирівнювання тисків сільфон займає початкове положення.

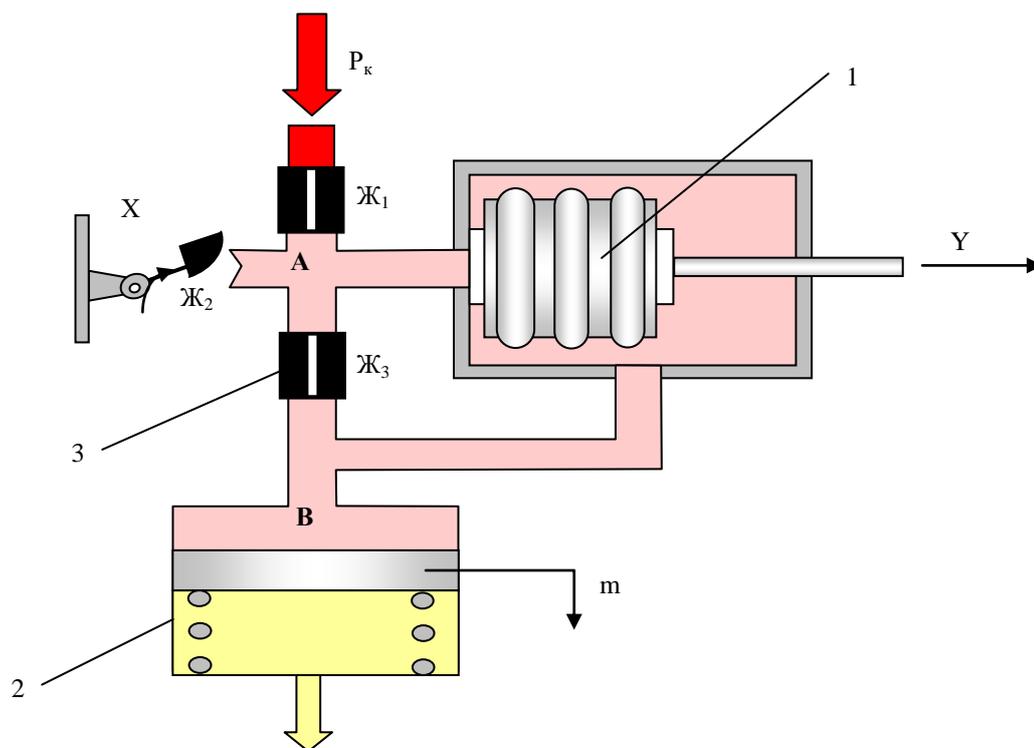


Рисунок 5.18 – Гідромеханічний ізодром

Перехідна характеристика відповідає реальній диференційній ланці, рис. 5.19.

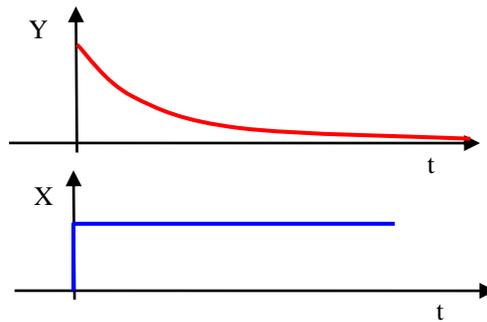


Рисунок 5.19 – перехідна характеристика гідромеханічного ізодрому

Математичний опис динаміки гідромеханічного ізодрому.

Скористаємося поелементним описом ізодрому.

1. Рівняння балансу сил на робочому сильфоні:

$$P_A S_{сф} - P_B S_{сф} = C_{сф} Y, \quad (5.127)$$

де: $S_{сф}$ – приведена площа сильфону;

$C_{сф}$ – твердість сильфону.

Лінеаризуємо рівняння (5.127):

$$\Delta Y = \frac{S_{сф}}{C_{сф}} \cdot \Delta P_A - \frac{S_{сф}}{C_{сф}} \cdot \Delta P_B, \quad (5.128)$$

або:

$$\Delta Y = \frac{S_{сф}}{C_{сф}} \cdot (\Delta P_A - \Delta P_B). \quad (5.129)$$

2. Рівняння балансу сил гідроаккумулятора:

$$P_B S_{ГА} - P_{зл} S_{ГА} = C \cdot m, \quad (5.130)$$

де C – жорсткість пружини.

Лінеаризуємо рівняння (5.130), з огляду на те, що:

$$P_{3Л} S_{\Gamma A} = \text{const}, \quad (5.131)$$

$$\Delta P_B = \frac{C}{S_{\Gamma A}} \cdot \Delta m. \quad (5.132)$$

4. Рівняння балансу витрат гідроаккумулятора:

$$Q_3 = S_{\Gamma A} \cdot \frac{dm}{dt}, \quad (5.133)$$

$$\mu_3 F_3 \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_A - P_B)} = S_{\Gamma A} \cdot \dot{m}. \quad (5.134)$$

Лінеаризуємо рівняння (5.134):

$$\frac{\mu_{30} F_{30} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_B)_0}} \cdot \Delta P_A - \frac{\mu_{30} F_{30} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_B)_0}} \cdot \Delta P_B = S_{\Gamma A} \cdot \dot{m}. \quad (5.135)$$

Підставимо у рівняння (5.135) вираз для ΔP_B :

$$\frac{\mu_{30} F_{30} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_B)_0}} \cdot \Delta P_A - \frac{\mu_{30} F_{30} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_B)_0}} \cdot \frac{C}{S_{\Gamma A}} \cdot \Delta m = S_{\Gamma A} \cdot \dot{m}, \quad (5.136)$$

або:

$$S_{\Gamma A} \cdot \dot{m} + \frac{\mu_{30} F_{30} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_B)_0}} \cdot \frac{C}{S_{\Gamma A}} \cdot \Delta m = \frac{\mu_{30} F_{30} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_B)_0}} \cdot \Delta P_A. \quad (5.137)$$

Приведемо рівняння до стандартного вигляду:

$$T_{\Gamma A} \dot{\bar{m}} + \bar{m} = K_{\Gamma A} \bar{P}_A, \quad (5.138)$$

де:

$$T_{\Gamma A} = \frac{S_{\Gamma A}^2 \cdot 2\sqrt{(P_A - P_B)_0}}{C\mu_{30}F_{30}\sqrt{\frac{2}{\rho}}}; K_{\Gamma A} = \frac{S_{\Gamma A}}{C} \cdot \frac{P_{АБАЗ}}{m_{БАЗ}}. \quad (5.139)$$

Із цього ж рівняння одержимо:

$$\frac{\mu_{30}F_{30}\sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_B)_0}} \cdot (\Delta P_A - \Delta P_B) = S_{\Gamma A} \cdot \dot{\Delta m}, \quad (5.140)$$

чи:

$$(\Delta P_A - \Delta P_B) = \frac{S_{\Gamma A}}{\frac{\mu_{30}F_{30}\sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_B)_0}}} \cdot \dot{\Delta m}. \quad (5.141)$$

Підставимо це рівняння у формулу (5.129):

$$\Delta Y = \frac{S_{C\Phi}}{C_{C\Phi}} \cdot \frac{S_{\Gamma A}}{\frac{\mu_{30}F_{30}\sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_B)_0}}} \cdot \dot{\Delta m}. \quad (5.142)$$

Приведемо рівняння (5.142) до стандартного вигляду

$$\bar{Y} = K_{Ym} \cdot \dot{m}, \quad (5.143)$$

де:

$$K_{Ym} = \frac{S_{C\Phi}}{C_{C\Phi}} \cdot \frac{S_{\Gamma A}}{\mu_{30} F_{30} \sqrt{\frac{2}{\rho}}} \cdot \frac{m_{\text{БАЗ}}}{Y_{\text{БАЗ}}}. \quad (5.144)$$

$$\frac{2\sqrt{(P_A - P_B)_0}}$$

6. Рівняння балансу витрат гідравлічного редуктора:

$$Q_1 = Q_2 + Q_3, \quad (5.145)$$

$$\mu_1 F_1 \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_K - P_A)} = \mu_2 F_2 \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_A - P_{3Л})} + \mu_3 F_3 \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_A - P_B)} + S_{\Gamma A} \cdot \frac{dm}{dt}, \quad (5.146)$$

де:

$$F_2 = b \cdot X. \quad (5.147)$$

Лінеаризуємо рівняння (5.147):

$$\begin{aligned} & - \frac{\mu_{10} F_{10} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_K - P_A)_0}} \cdot \Delta P_A = \\ & = \mu_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_A - P_{3Л})_0} \cdot b \cdot \Delta X + \frac{\mu_{20} F_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_{3Л})_0}} \cdot \Delta P_A + S_{\Gamma A} \cdot \Delta \dot{m}, \end{aligned} \quad (5.148)$$

$$\begin{aligned} & \left(\frac{\mu_{10} F_{10} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_K - P_A)_0}} + \frac{\mu_{20} F_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_{3Л})_0}} \right) \cdot \Delta P_A = \\ & = -\mu_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_A - P_{3Л})_0} \cdot b \cdot \Delta X - S_{\Gamma A} \cdot \Delta \dot{m}. \end{aligned} \quad (5.149)$$

Позначимо:

$$K_{P_X} = - \frac{\mu_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho}} (P_A - P_{3Л})_0}{\left(\frac{\mu_{10} F_{10} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_K - P_A)_0}} + \frac{\mu_{20} F_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_{3Л})_0}} \right)} \cdot b \cdot \frac{X_{БАЗ}}{P_{АБАЗ}}, \quad (5.150)$$

$$K_{P_m} = \frac{S_{ГА}}{\left(\frac{\mu_{10} F_{10} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_K - P_A)_0}} + \frac{\mu_{20} F_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_A - P_{3Л})_0}} \right)} \cdot \frac{m_{БАЗ}}{P_{АБАЗ}}. \quad (5.151)$$

Одержимо рівняння у стандартному вигляді:

$$\bar{P}_A = K_{P_X} \cdot \bar{X} - K_{P_m} \cdot \dot{m}. \quad (5.152)$$

На рівноважному режимі маятниковий клапан займає нейтральне положення, що відповідає нейтральному положенню поршня гідроаккумулятора. При цьому тиск усередині і зовні робочого сильфону однаковий.

При східчастій зміні положення маятникового клапана тиск усередині робочого сильфону так само східчасто змінюється, і східчасто змінюються його лінійні розміри, які характеризуються величиною Y . Одночасно вступає в роботу гідроаккумулятор (працюючий, як статична приставка), і в міру зсуву поршню гідроаккумулятору, забезпечує вирівнювання тисків зовні й усередині робочого сильфону. У міру вирівнювання тисків сильфон займає початкове положення.

У результаті одержали систему лінійних рівнянь, що описують елементи гідромеханічного ізодрому:

$$\bar{Y} = K_{Y_m} \dot{m}, \quad (5.153)$$

$$T_{\Gamma A} \dot{\bar{m}} + \bar{m} = K_{\Gamma A} \bar{P}_A, \quad (5.154)$$

$$\bar{P}_A = K_{P_X} \cdot \bar{X} - K_{P_m} \cdot \dot{\bar{m}}. \quad (5.155)$$

Складемо функціональну схему для даного з'єднання ланок, рис. 5,20.

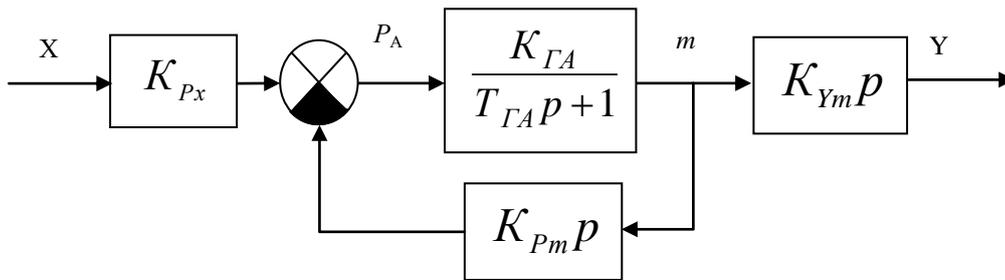


Рисунок 5.20 – Функціональна схема автоматичної системи

Передаточна функція:

$$W(p) = K_{P_X} \cdot \frac{\frac{K_{\Gamma A}}{T_{\Gamma A} p + 1}}{1 + \frac{K_{\Gamma A} K_{P_m} p}{T_{\Gamma A} p + 1}} \cdot K_{Y_m} p = \frac{K_{P_X} \cdot K_{\Gamma A} \cdot K_{Y_m} p}{T_{\Gamma A} p + 1 + K_{\Gamma A} K_{P_m} p} = \frac{K_I p}{T_I p + 1}. \quad (5.156)$$

Одержали реальну диференціюючу ланку (ізодром). Такі коригувальні пристрої знайшли широке застосування в сучасних автоматичних системах.

Золотниковий ізодром, рис. 5.21:

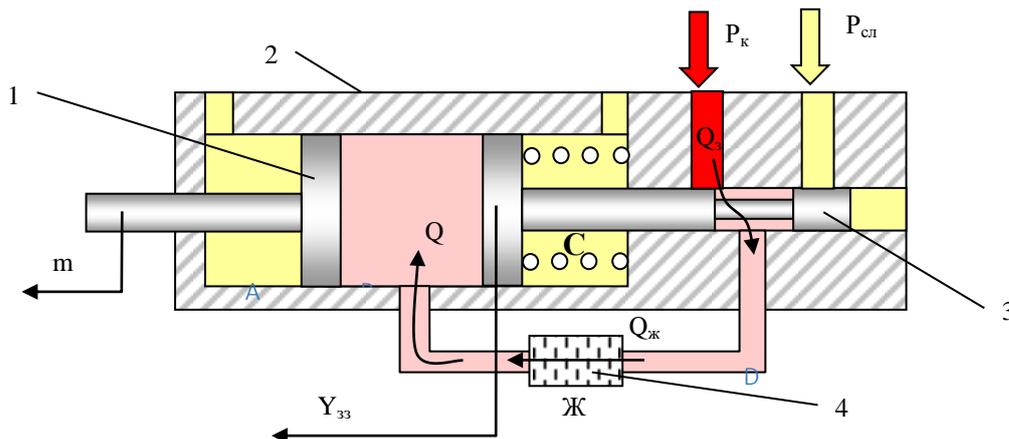


Рис. 5.21 – Золотниковий ізодром

Золотниковий ізодром включає в себе: поршень сервомотору (1), поршень ізодрому (2), золотник ізодрому (3), дросельний пакет ізодрому (4).

На рівноважному режимі обидва поршні нерухомі, причому поршень ізодрому займає нейтральне положення, так що золотник ізодрому перекриває поясками канали постачання. При східчастому зсуві поршню сервомотора східчасто переміщається і поршень ізодрому, тому що рідина нестислива. Одночасно відкривається підживлення меж поршневої порожнини і поршень ізодрому прагне зайняти нейтральне положення. Перехідний процес відповідає реальній диференціюючій ланці.

Математичний опис динаміки золотникового ізодрому.

1. Рівняння балансу витрат:

$$Q = S_B \frac{dm}{dt} - S_B \frac{dY_{33}}{dt} = \mu_{ж} F_{ж} \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_D - P_B)}. \quad (5.157)$$

Це ж рівняння в лінійній постановці:

$$S_B \cdot \Delta \dot{m} - S_B \cdot \Delta \dot{Y}_{33} = \mu_{ж} F_{ж} \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_D - P_B)_0} \cdot (\Delta P_D - \Delta P_B). \quad (5.158)$$

2. Рівняння балансу сил на поршні ізодрому:

$$P_B S_B = P_C S_C + C \cdot Y_{33}. \quad (5.159)$$

Це ж рівняння в лінійній постановці:

$$\Delta P_B S_B = C \cdot \Delta Y_{33}, \quad (5.160)$$

чи:

$$\Delta P_B = \frac{C}{S_B} \cdot \Delta Y_{33} = K_{Y_{33}} \cdot \Delta Y_{33}. \quad (5.161)$$

3. Рівняння балансу витрат гідравлічного редуктору:

$$Q_3 = Q_{ж}; \quad (5.162)$$

$$\mu_{ж} F_{ж} \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_D - P_B)} = \mu_3 F_3 \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_K - P_D)}. \quad (5.163)$$

Лінеаризуємо рівняння (5.163), вважаючи $P_B = \text{const}$:

$$\frac{\mu_{ж} F_{ж} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_D - P_B)_0}} \Delta P_D = \mu_3 \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_K - P_D)_0} \cdot \Delta F_3 - \frac{\mu_3 F_3 \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_K - P_D)_0}} \Delta P_D, \quad (5.164)$$

$$\Delta P_D = \frac{\mu_3 \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_K - P_D)_0}}{\left(\frac{\mu_{ж} F_{ж} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_D - P_B)_0}} + \frac{\mu_3 F_3 \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_K - P_D)_0}} \right)} \cdot \Delta F_3, \quad (5.165)$$

де:

$$\Delta F_3 = b \cdot \Delta Y_{33}; \quad \Delta P_D = \frac{\mu_3 \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_K - P_D)_0}}{\left(\frac{\mu_{ж} F_{ж} \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_D - P_B)_0}} + \frac{\mu_3 F_3 \sqrt{\frac{2}{\rho}}}{2\sqrt{(P_K - P_D)_0}} \right)} \cdot b \cdot \Delta Y_{33}, \quad (5.166)$$

$$\Delta P_D = K_D \cdot \Delta Y_{33}. \quad (5.167)$$

Підставимо рівняння (5.161), (5.167) у рівняння (5.158). Одержимо:

$$S_B \cdot \Delta \dot{m} - S_B \cdot \Delta \dot{Y}_{33} = \mu_{\text{ж}} F_{\text{ж}} \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_D - P_B)_0} \cdot (K_D - K_B) \cdot \Delta Y_{33}. \quad (5.168)$$

Приведемо отримане рівняння до стандартного вигляду:

$$S_B \cdot \Delta \dot{Y}_{33} + \mu_{\text{ж}} F_{\text{ж}} \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_D - P_B)_0} \cdot (K_D - K_B) \cdot \Delta Y_{33} = S_B \cdot \Delta \dot{m}, \quad (5.169)$$

$$T_I \dot{Y}_{33} + \bar{Y}_{33} = K_I \dot{m}, \quad (5.170)$$

де:

$$T_I = \frac{S_B}{\mu_{\text{ж}} F_{\text{ж}} \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_D - P_B)_0} \cdot (K_D - K_B)}, \quad (5.171)$$

$$K_I = \frac{S_B}{\mu_{\text{ж}} F_{\text{ж}} \sqrt{\frac{2}{\rho} (P_D - P_B)_0} \cdot (K_D - K_B)} \cdot \frac{Y_{33\text{БАЗ}}}{m_{\text{БАЗ}}}. \quad (5.172)$$

Одержали реальну диференціюючу ланку.

Електричний форсуючий коректор

В аналогових електронних регуляторах можуть застосовуватися коригувальні пристрої на базі з'єднань опорів R і ємностей C (RC-ланцюга).

Схема такого коректора приведена на рис. 5.22.

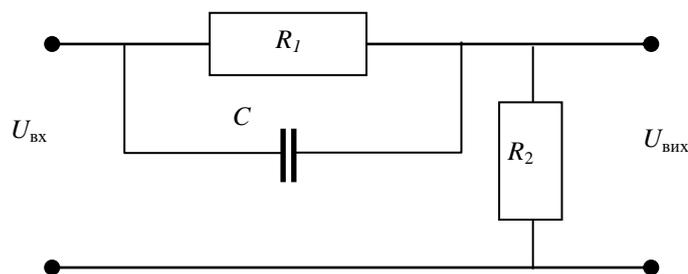


Рисунок 5.22 – Електричний форсуючий коректор

За законом Ома для ділянки ланцюга маємо:

$$U_{\text{ВХ}} = U_{\text{C}} + U_{\text{ВИХ}}. \quad (5.173)$$

За законом Кірхгофа:

$$i_2 = i_1 + i_{\text{C}}, \quad (5.174)$$

де:

$$i_{\text{ВИХ}} = i_2 = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{R_2}; \quad i_1 = \frac{U_{\text{C}}}{R_1}; \quad i_{\text{C}} = C \frac{dU_{\text{C}}}{dt}. \quad (5.175)$$

З цих рівнянь маємо:

$$U_{\text{ВИХ}} = i_2 R_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{\text{C}} + R_2 \cdot C \frac{dU_{\text{C}}}{dt}, \quad (5.176)$$

$$U_{\text{C}} = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВИХ}}. \quad (5.177)$$

Лінеаризуємо отримані рівняння:

$$\Delta U_{\text{ВИХ}} = R_2 \cdot C \cdot \Delta \dot{U}_{\text{C}} + \frac{R_2}{R_1} \cdot \Delta U_{\text{C}}. \quad (5.178)$$

$$\Delta U_{\text{C}} = \Delta U_{\text{ВХ}} - \Delta U_{\text{ВИХ}}. \quad (5.179)$$

Чи в стандартному вигляді:

$$\bar{U}_{\text{ВИХ}} = K(T \dot{\bar{U}}_{\text{C}} + \bar{U}_{\text{C}}); \quad \bar{U}_{\text{C}} = \bar{U}_{\text{ВХ}} - \bar{U}_{\text{ВИХ}}, \quad (5.80)$$

де:

$$K = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{U_{\text{СБАЗ}}}{U_{\text{ВХБАЗ}}}; T = \frac{C}{R_1}. \quad (5.181)$$

Еквівалентна передаточна функція:

$$W(p) = \frac{K(Tp+1)}{1+K(Tp+1)} = \frac{K(Tp+1)}{KTp+(1+K)}, \quad (5.82)$$

$$W(p) = \frac{K_{\Phi}(Tp+1)}{T_{\Phi}p+1}. \quad (5.183)$$

Функціональна схема даної системи рівнянь має вигляд, рис. 5.23.

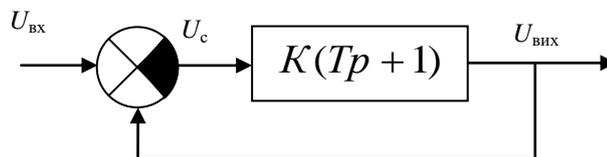


Рисунок 5.23 – Електричний форсуючий коректор

Одержали реальну форсуючу ланку, властивості якої залежать від параметрів обраного RC ланцюга.

РОЗДІЛ 6. ОЦІНКА ЯКОСТІ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ

6.1 Математична оцінка якості автоматичних систем

Оцінка якості (аналіз) автоматичних систем проводиться з метою вивчення статичних чи динамічних властивостей системи. на основі аналізу ас формулюються вимоги до конкретних її елементів.

Показники статичної точності автоматичних систем.

Статична точність оцінюється за величиною помилки регулювання на сталих режимах. Розрізняють:

- ε_f – помилка регулювання при дії зовнішнього збурювання f ;
- ε_h – помилка регулювання при дії сигналу перенастроювання h .

Показники динамічної точності автоматичних систем:

- t_R – час перехідного процесу;
- $\bar{\sigma}_{\max}$ – максимальний відносний заброс регульованого параметру у

перехідному процесі.

6.1.1. Математична оцінка статичної точності

Для математичної оцінки статичної точності автоматичних систем використовують теорему граничного співвідношення теорії перетворення Лапласу.

Нехай функція комплексної перемінної $F(p)$ є зображенням функції дійсної перемінної $f(t)$. Тоді якщо межа дійсної функції існує, то вона дорівнює:

$$f(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} (f(t)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot F(p). \quad (6.1)$$

Якщо $\varepsilon(p)$ зображення відносного відхилення $\bar{\varepsilon}(t)$, то можна записати:

$$\bar{\varepsilon}(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon(p), \quad (6.2)$$

де $\bar{\varepsilon}(\infty)$ – величина помилки регулювання на сталому режимі (через досить великий проміжок часу).

Структурну схему системи автоматичного регулювання, при дії зовнішнього збурення f , можна представити у вигляді, рис. 6.1.

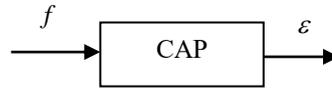


Рис. 6.1 – Структурна схема системи автоматичного регулювання

Тоді за визначенням передаточної функції можна записати:

$$W_{\varepsilon/f}(p) = \frac{\varepsilon(p)}{f(p)} \Rightarrow \varepsilon = W_{\varepsilon/f} \cdot f. \quad (6.3)$$

За формулою граничного співвідношення одержимо:

$$\bar{\varepsilon}(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot W_{\varepsilon/f} \cdot f. \quad (6.4)$$

Якщо: $\bar{\varepsilon}(\infty) = 0$ – автоматична система астатична.

Якщо: $\bar{\varepsilon}(\infty) \neq 0$ – автоматична система статична.

Порядок астатизму визначається порядком сигналу зовнішнього збурення, що автоматична система може парирувати без помилки.

Автоматична система буде астатичною першого порядку, якщо вона парирує без помилки східчастий одиничний сигнал.

Східчастому одиничному сигналу зовнішнього збурення $\bar{f} = 1(t)$

відповідає зображення $f(p) = \frac{1}{p}$, отже:

$$\bar{\varepsilon}(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot W_{\varepsilon/f} \cdot \frac{1}{p}. \quad (6.5)$$

Видно, що помилка дорівнює нулю, якщо у чисельнику передаточної функції $W_{\varepsilon/f}$ міститься загальний множник p .

Автоматична система буде астатичною другого порядку, якщо вона парирує без помилки східчастий одиничний сигнал швидкості.

Східчастому одиничному сигналу швидкості зовнішнього збурення $\dot{f} = 1(t)$ відповідає зображення $f(p) = \frac{1}{p^2}$, отже:

$$\bar{\varepsilon}(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot W_{\varepsilon/f} \cdot \frac{1}{p^2}. \quad (6.6)$$

Видно, що помилка дорівнює нулю, якщо у чисельнику передаточної функції $W_{\varepsilon/f}$ міститься загальний множник p^2 .

Висновок: порядок астатизму автоматичної системи визначається порядком загального множника p^n у чисельнику передаточної функції $W_{\varepsilon/f}$.

6.1.2 Математична оцінка динамічної точності

Аналітично визначити динамічні показники якості t_R і $\bar{\sigma}_{\max}$ можна після визначення перехідної функції. Однак, якщо порядок автоматичної системи вище 3-го аналітичне визначення динамічних показників якості виявляється трудомістким. У таких випадках застосовують чисельні методи оцінки якості динамічних процесів, при яких по математичних моделях автоматичної системи розраховують перехідну характеристику, а потім за графіком визначають динамічні критерії якості. Також, можуть застосовуватися непрямі методи оцінки якості динамічних процесів:

1. Метод стандартних коефіцієнтів. Якість перехідних процесів оцінюється по співвідношенню коефіцієнтів характеристичного рівняння.

2. Метод частотних характеристик. Якість перехідних процесів оцінюється за виглядом логарифмічних частотних характеристик та її характерних точках.

З розвитком обчислювальної техніки на перше місце висуваються чисельні методи оцінки якості динамічних процесів.

6.2 Поняття закону регулювання

Якість процесу регулювання (статична і динамічна точність) визначається тим, як регулятор у процесі усунення неузгодженості впливає на регулюючий фактор. Тобто, яким є математичний зв'язок регулюючого фактору (\bar{m}) із сигналом неузгодженості ($\bar{\varepsilon}$), рис. 6.2.

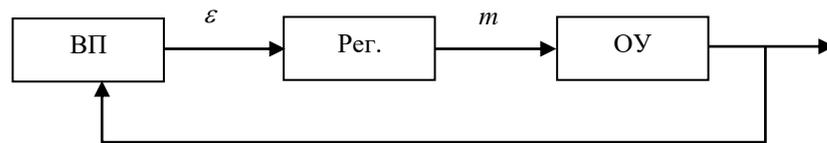


Рисунок 6.2 – Поняття закону регулювання

Законом регулювання називається математичний зв'язок регулюючого фактора \bar{m} із сигналом неузгодженості $\bar{\varepsilon}$ в процесі регулювання.

Закон регулювання не тільки визначає властивості автоматичної системи, але і структуру регулятора. Чим складніше закон регулювання, тим більш складні елементи включаються до складу регулятора.

а) Пропорційний закон регулювання (П-закон).

Ідеальний П-регулятор:

$$\bar{m} = K_p \bar{\varepsilon}. \quad (6.7)$$

Реальний П-регулятор:

$$T_c \dot{\bar{m}} + \bar{m} = K_p \bar{\varepsilon}. \quad (6.8)$$

Регулюючий фактор \bar{m} пропорційний помилці регулювання $\bar{\varepsilon}$.

Велика помилка – великий регулюючий вплив, мала помилка – малий вплив. Це один з найпростіших і найбільш розповсюджених законів регулювання. Однак, з аналізу математичного виразу закону видно, що зміна РФ можлива тільки при наявності помилки. Так, якщо для парирования

збурювання \bar{f} необхідна зміна регулюючого фактору на величину \bar{m} , то цього можна домогтися тільки при наявності помилки регулювання $\bar{\varepsilon} = \bar{m} / K_p$.

Для зменшення помилки при парированні зовнішнього збурювання \bar{f} необхідно збільшувати коефіцієнт підсилення регулятора K_p .

б) Інтегруючий закон регулювання (І-закон)

$$T_c \dot{\bar{m}} = \bar{\varepsilon}; \quad \bar{m} = \int_0^t \frac{1}{T_c} \bar{\varepsilon} dt. \quad (6.9)$$

Для цього закону швидкість зміни регулюючого фактору $\dot{\bar{m}}$ пропорційна помилці регулювання $\bar{\varepsilon}$. Чим більше помилка, тим більше швидкість зміни регулюючого фактору. З аналізу математичного виразу закону видно, що регулюючий фактор перестане змінюватися тільки у тому випадку, якщо помилка регулювання дорівнює нулю ($\dot{\bar{m}} = 0$, тільки якщо $\bar{\varepsilon} = 0$).

Говорять, що регулятор нарощує вплив до повного усунення помилки регулювання.

в) Пропорційно-інтегруючий закон регулювання (ІІ-закон):

$$\bar{m} = K_{II} \bar{\varepsilon} + K_I \int_0^t \bar{\varepsilon} dt. \quad (6.10)$$

Цей закон регулювання містить як пропорційну, так і інтегруючу складову. Звичайно параметри регулятора вибирають так, щоб на початковому етапі процесу регулювання працювала ІІ-складова, забезпечуючи швидке усунення помилки, а на кінцевому етапі працювала І-складова, забезпечуючи нарощування впливу до повного усунення помилки.

г) Ускладнені закони регулювання.

При управлінні складним об'єктом може знадобитися управління, яке б "передбачало" розвиток подій, тобто випереджувало по фазі самі події. Такими властивостями володіють складові диференціюючого закону регулювання:

$$\bar{m} = K_{\Pi} \bar{\varepsilon} + K_I \int_0^t \bar{\varepsilon} dt + K_D \dot{\bar{\varepsilon}}. \quad (6.11)$$

У даному законі враховується інформація про швидкість зміни помилки регулювання $\dot{\bar{\varepsilon}}$. З'являється додатковий регулюючий вплив, що прискорює процес усунення помилки, якщо $\dot{\bar{\varepsilon}} > 0$, і забезпечує додаткове гальмування процесу, якщо $\dot{\bar{\varepsilon}} < 0$.

На практиці можуть застосовуватися і більш складні закони регулювання, що забезпечують подвійне інтегрування помилки.

ПІ²Д – закон регулювання:

$$\bar{m} = K_{\Pi} \bar{\varepsilon} + K_I \int_0^t \int_0^t \bar{\varepsilon} dt + K_D \dot{\bar{\varepsilon}}, \quad (6.12)$$

ПІД² – закон регулювання:

$$\bar{m} = K_{\Pi} \bar{\varepsilon} + K_I \int_0^t \bar{\varepsilon} dt + K_{D1} \dot{\bar{\varepsilon}} + K_{D2} \ddot{\bar{\varepsilon}}. \quad (6.13)$$

Вибір закону регулювання повинний бути обґрунтованим і відповідати поставленим задачам. Ускладнення закону приводить до застосування додаткових елементів у регуляторі, додаткових витрат енергії, збільшенню вартості і зниженню надійності системи автоматичного управління.

6.3 Вплив властивостей об'єкту управління на структуру регулятора

Структура регулятора визначаються не тільки вимогами до якості регулювання, але і властивостями самого об'єкту управління. Як уже відзначалося, однією з основних задач автоматичного регулювання є забезпечення стійкості процесу регулювання. Дослідимо структуру регулятора, що забезпечує стійке управління різними об'єктами. Загальна функціональна схема замкнутої автоматичної системи має вигляд, рис. 6.3.

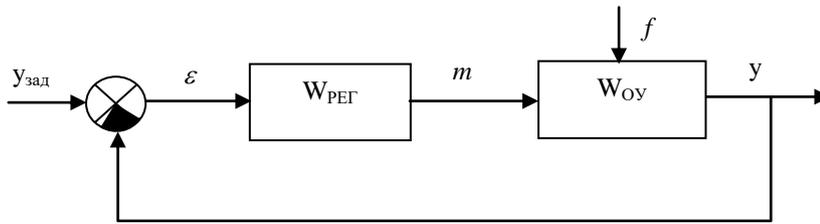


Рисунок 6.3 – Вплив об'єкту управління на структуру регулятора

Характеристичне рівняння замкнутої системи автоматичного регулювання:

$$1 + W_{\text{РОЗ}} = 0 \Rightarrow 1 + W_{\text{РЕГ}} W_{\text{ОУ}} = 0. \quad (6.14)$$

Представимо передаточну функцію об'єкту управління у вигляді:

$$W_{\text{ОУ}}(p) = \frac{A(p)}{L(p)}. \quad (6.15)$$

Тоді характеристичне рівняння автоматичної системи буде:

$$1 + W_{\text{РЕГ}} \cdot \frac{A(p)}{L(p)} = L(p) + W_{\text{РЕГ}} \cdot A(p). \quad (6.16)$$

Легко показати, що замкнута автоматична система структурно стійка, якщо передаточна функція містить необхідні компоненти стійкості.

Приклад: передаточна функція об'єкту управління являє собою хитливу динамічну ланку 3-го порядку:

$$W(p) = \frac{1}{Tp^3}. \quad (6.17)$$

Характеристичне рівняння замкнутої системи автоматичного регулювання:

$$1 + W_{\text{РЕГ}} \cdot \frac{1}{Tp^3} = 0 \Rightarrow Tp^3 + W_{\text{РЕГ}} = 0. \quad (6.18)$$

Характеристичне рівняння системи третього порядку в загальному вигляді:

$$a_0p^3 + a_1p^2 + a_2p + a_3 = 0. \quad (6.19)$$

Відповідно до критерію Гурвиця автоматична система 3-го порядку стійка, якщо при позитивних коефіцієнтах характеристичного рівняння добуток середніх коефіцієнтів рівняння більше добутку крайніх. Таким чином, для стійкого управління передаточна функція регулятора повинна містити усі відсутні компоненти характеристичного рівняння загального вигляду:

$$W_{\text{РЕГ}} = \frac{m}{\varepsilon} = a_1p^2 + a_2p + a_3. \quad (6.20)$$

Отже:

$$\overline{m} = a_1 \overline{\varepsilon} + a_2 \dot{\overline{\varepsilon}} + a_3 \ddot{\overline{\varepsilon}}. \quad (6.21)$$

Закон регулювання Д²ДП. Крім того, параметри регулятора повинні бути ув'язані з параметрами об'єкту управління.

Таким чином, властивості об'єкта регулювання і його параметри визначають структуру і параметри регулятора.

РОЗДІЛ 7. СИНТЕЗ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ

Синтезом автоматичної системи є визначення структури і параметрів регулятора, що забезпечує задану якість регулювання. Це складна варіаційна задача, що не має однозначного рішення. Тому на практиці задача синтезу автоматичної системи часто вирішується виходячи з наявного досвіду. У цьому випадку і структура регулятора вибирається з досвіду чи по наявному прототипу. Розглянемо основні методи синтезу автоматичної системи.

7.1 Метод стандартних коефіцієнтів

Метод стандартних коефіцієнтів дозволяє визначити параметри регулятора, що забезпечує задану якість динамічних процесів при відомій структурі автоматичної системи. Нехай автоматична система має передаточну функцію загального виду:

$$W(p) = \frac{A(p)}{L(p)}. \quad (7.1)$$

Динамічні властивості автоматичної системи визначаються коренями характеристичного рівняння передаточної функції АС:

$$L(p) = 0, \quad (7.2)$$

де: $L(p)$ – характеристичний поліном автоматичної системи у загальному вигляді:

$$L(p) = a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + a_2 p^{n-2} + \dots + a_{n-1} p + a_n. \quad (7.3)$$

В стандартному вигляді:

$$L(p) = T^n p^n + \alpha_1 T^{n-1} p^{n-1} + \alpha_2 T^{n-2} p^{n-2} + \dots + \alpha_{n-1} T p + 1. \quad (7.4)$$

Встановлено, що час аперіодичного перехідного процесу буде мінімальним, якщо система містить n кратних негативних речовинних коренів. У цьому випадку характеристичний поліном автоматичної системи може бути представлений у вигляді (біном Ньютона):

$$L(p) = a_0(p - p_1)^n; \quad (7.5)$$

або

$$L(p) = (Tp - 1)^n. \quad (7.6)$$

Тоді числові значення коефіцієнтів $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ характеристичного рівняння автоматичної системи у стандартному вигляді будуть відповідати відомим коефіцієнтам розкладання бінома Ньютона, таб. 7.1.

Таблиця 7.1– Коефіцієнти розкладання бінома Ньютона

n	Коефіцієнти бінома Ньютона	t_R/T
1	1 1	3
2	1 2 1	4,75
3	1 3 3 1	6,3
4	1 4 6 4 1	8
5	1 5 10 10 5 1	9

При невеликій коливальності процесу з забросом регульованого параметру не більш 5% коефіцієнти будуть трохи іншими, таб. 7.2.

Таблиця 7.2 – Оптимальні коефіцієнти характеристичного рівняння

n	Коефіцієнти бінома Ньютона	t_R/T
1	1 1	3
2	1 1,4 1	3
3	1 2,5 2,5 1	4,5
4	1 3 4,25 3 1	5,2

Таким чином, при розрахунку автоматичної системи методом стандартних коефіцієнтів параметри регулятора повинні бути такими, щоб чисельні значення коефіцієнтів характеристичного рівняння відповідали стандартним коефіцієнтам табл. 7.1 чи табл. 7.2.

7.2 Синтез автоматичної системи з П-законом регулювання

Виконаємо розрахунок параметрів системи автоматичного регулювання із пропорційним законом регулювання. Нехай динаміка ОУ описується інерційною позиційною ланкою:

$$T_d \dot{\bar{n}} + \bar{n} = K_m \cdot \bar{m} + K_f \cdot \bar{f}, \quad (7.7)$$

де: \bar{m} – регулюючий фактор;
 \bar{f} – зовнішнє збурювання.

Приклад: насос системи водяного пожежогасіння. Вхідний сигнал оберти насоса, вихідний подача води.

Виберемо пропорційний закон регулювання:

$$T_p \dot{\bar{m}} + \bar{m} = K_p \cdot \bar{\varepsilon}, \quad (7.8)$$

де:

$$\bar{\varepsilon} = \bar{n}_{зад} - \bar{n}. \quad (7.9)$$

Функціональна схема системи автоматичного регулювання приведена на рис. 7.1.

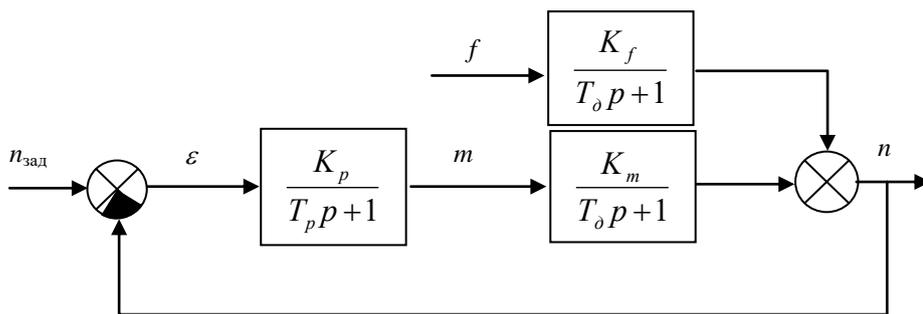


Рисунок. 7.1 – Функціональна схема синтезу автоматичної системи

з П-законом регулювання

7.2.1 Статична точність

Дослідимо статичну точність системи автоматичного регулювання з П-законом регулювання при дії східчастого сигналу зовнішнього збурення $\bar{f}(t) = a$.

Відповідно до теореми про граничне співвідношення:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon_f(p), \quad (7.10)$$

де:

$$\varepsilon_f(p) = W_{\varepsilon/f}(p) \cdot f. \quad (7.11)$$

Щоб визначити статичну помилку необхідно знати передаточну функцію $W_{\varepsilon/f}(p)$, яку визначають за функціональною схемою системи автоматичного регулювання, рис. 7.1:

$$W_{\varepsilon/f}(p) = \frac{-\frac{K_f}{T_d p + 1}}{1 + \frac{K_p}{T_p p + 1} \cdot \frac{K_m}{T_d p + 1}}, \quad (7.12)$$

$$W_{\varepsilon/f}(p) = \frac{-K_f (T_p p + 1)}{T_p T_d p^2 + (T_p + T_d)p + 1 + K_p K_m}. \quad (7.10)$$

Визначимо статичну помилку при дії східчастого сигналу збурювання. Зображенням східчастої функції є:

$$f = \frac{a}{p}, \quad (7.13)$$

тоді:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot W_{\varepsilon/f}(p) \cdot f, \quad (7.14)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{-K_f(T_p p + 1)}{T_p T_d p^2 + (T_p + T_d)p + 1 + K_p K_m} \cdot \frac{a}{p}, \quad (7.15)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \frac{-K_f \cdot a}{1 + K_p K_m}. \quad (7.16)$$

Таким чином, при дії східчастого сигналу зовнішнього збурення помилка регулювання не дорівнює нулю. Отже, автоматична система статична. Статизм даного регулятора закладений у самій природі закону регулювання, тому що для існування регулюючого впливу, необхідна наявність помилки регулювання:

$$\bar{m} = K_p \cdot \bar{\varepsilon}. \quad (7.17)$$

Величина статичної помилки залежить від параметрів регулятора. Для зменшення помилки регулювання при дії зовнішнього збурення необхідно збільшувати коефіцієнт підсилення регулятора K_p .

7.2.2 Динамічна точність

Для дослідження динамічних властивостей автоматичної системи з П-законом регулювання при східчастому сигналі перенастроювання. З цією метою визначимо передаточну функцію:

$$W_{\frac{n}{n_{\text{зад}}}}(p), \quad (7.18)$$

$$W_{n/n_{\text{зад}}} (p) = \frac{\frac{K_p}{T_p p + 1} \cdot \frac{K_m}{T_d p + 1}}{1 + \frac{K_p}{T_p p + 1} \cdot \frac{K_m}{T_d p + 1}}, \quad (7.19)$$

$$W_{n/n_{\text{зад}}} (p) = \frac{K_p \cdot K_m}{T_p T_d p^2 + (T_p + T_d)p + (1 + K_p K_m)}. \quad (7.20)$$

Приведемо отриманий вираз до стандартного вигляду, розділивши чисельник і знаменник на $1 + (K_p K_m)$, одержимо:

$$W_{n/n_{\text{зад}}} (p) = \frac{\frac{K_p \cdot K_m}{1 + K_p K_m}}{\frac{T_p T_d}{1 + K_p K_m} p^2 + \frac{(T_p + T_d)}{1 + K_p K_m} p + 1}, \quad (7.21)$$

$$W_{n/n_{\text{зад}}} (p) = \frac{K_{\text{cap}}}{T_{\text{cap}}^2 p^2 + 2dT_{\text{cap}} p + 1}. \quad (7.22)$$

Видно, що розглянута автоматична система описується ланкою 2-го порядку, властивості якої відомі. Мінімальний час перехідного процесу t_R відповідає декременту загасання $d=0,7$, при цьому перехідний процес виходить плавним з перерегулюванням не більш 5%:

$$t_{R \min} = 3T_{\text{cap}}, \quad (7.23)$$

$$T_{\text{cap}}^2 = \frac{T_p T_d}{1 + K_p K_m}, \quad (7.24)$$

$$2dT_{\text{cap}} = \frac{T_p + T_d}{1 + K_p K_m}. \quad (7.25)$$

Розділимо рівняння (7.1) на рівняння (7.2), одержимо:

$$\frac{T_{\text{cap}}}{2d} = \frac{T_p T_d}{T_p + T_d}, \quad (7.26)$$

$$\Rightarrow t_{R \min} = 4,2 \frac{T_p T_d}{T_p + T_d}. \quad (7.27)$$

Мінімальний час регулювання залежить від властивостей регулятора. Чим вище швидкодія регулятора (менше T_p), тим менше час регулювання. При цьому якість перехідного процесу не погіршується.

Високі динамічні можливості П-регулятора обумовлюється великими надлишковими регулюючими впливами на початковому етапі регулювання. Велика помилка – великий вплив. І попереднім зменшенням регулюючого впливу на кінцевому етапі регулювання, рис. 7.2.

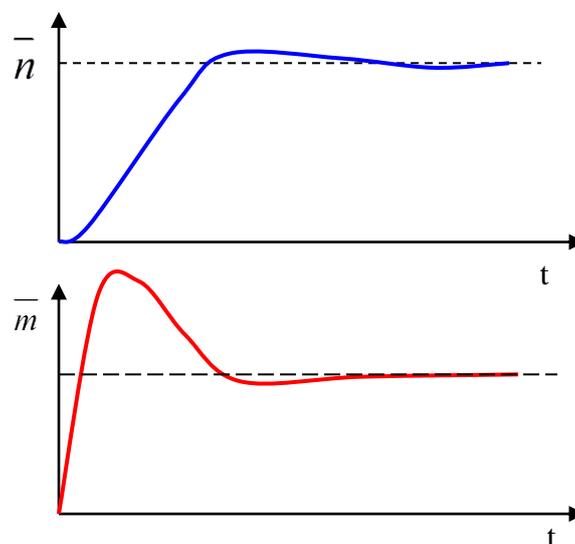


Рисунок 7.2 – Перехідні характеристики П-регулятора

Щоб зменшити час регулювання, необхідно створити як можна більший регулюючий вплив \bar{m} на початковому етапі регулювання, рис. 7.2.

7.3 Синтез автоматичної системи з І-законом регулювання

Виконаємо розрахунок параметрів розглянутої системи автоматичного регулювання, з І-законом регулювання.

Динаміка об'єкту управління описується інерційною позиційною ланкою:

$$T_d \dot{\bar{n}} + \bar{n} = K_m \cdot \bar{m} + K_f \cdot \bar{f}. \quad (7.28)$$

Інтегруючий закон:

$$T_p \dot{\bar{m}} = \bar{\varepsilon}, \quad (7.29)$$

де:

$$\bar{\varepsilon} = \bar{n}_{\text{зад}} - \bar{n}. \quad (7.30)$$

Функціональна схема такої системи автоматичного регулювання приведена на рис. 7.3:

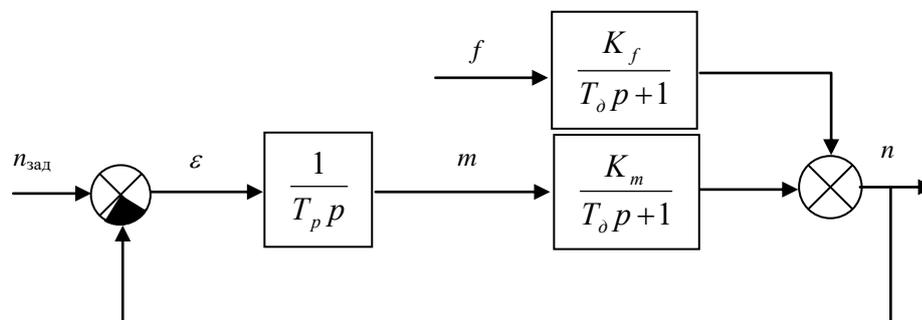


Рисунок 7.3 – Функціональна схема синтезу автоматичної системи з І-законом регулювання

7.3.1 Статична точність

Дослідимо статичну точність системи автоматичного регулювання з І-законом регулювання при дії східчастого сигналу зовнішнього збурення $\bar{f}(t) = a$. Відповідно до теореми про граничне співвідношення:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon_f(p), \quad (7.31)$$

де

$$\varepsilon_f(p) = W_{\varepsilon_f}(p) \cdot f. \quad (7.32)$$

Щоб визначити статичну помилку необхідно знати передаточну функцію $W_{\varepsilon_f}(p)$, яку визначають за функціональною схемою системи, рис. 7.3.

$$W_{\varepsilon_f}(p) = \frac{-\frac{K_f}{T_d p + 1}}{1 + \frac{1}{T_p p} \cdot \frac{K_m}{T_d p + 1}} = \frac{-K_f \cdot T_p p}{T_p T_d p^2 + T_p p + K_m}. \quad (7.33)$$

У чисельнику передаточної функції $W_{\varepsilon_f}(p)$ мається загальний множник p у першому ступені, отже порядок астатизму перший. Дійсно при дії східчастого сигналу збурювання $f = \frac{a}{p}$ помилка дорівнює нулю:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot W_{\varepsilon_f}(p) \cdot f, \quad (7.34)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{-K_f T_p p}{T_p T_d p^2 + T_p p + K_m} \cdot \frac{a}{p} = 0. \quad (7.35)$$

Визначимо статичну помилку при дії східчастого сигналу швидкості, для якого $f = \frac{a}{p^2}$:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot W_{\varepsilon/f}(p) \cdot f, \quad (7.36)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{-K_f T_p p}{T_p T_d p^2 + T_p p + K_m} \cdot \frac{a}{p^2} = -\frac{K_f T_p a}{K_m}. \quad (7.37)$$

Якщо в систему послідовно вставити дві інтегруючі ланки (закон регулювання I^2), то в чисельнику передаточної функції з'явиться загальний множник p^2 і система буде астатичною 2-го порядку. Таким чином, порядок астатизму визначається кількістю послідовно включених інтегруючих ланок.

7.3.2 Динамічна точність

Дослідимо динамічні властивості автоматичної системи з інтегруючим законом регулювання при східчастому сигналі перенастроювання. З цією метою визначимо передаточну функцію $W_{n/n_{\text{зад}}}(p)$:

$$W_{n/n_{\text{зад}}}(p) = \frac{\frac{1}{T_p p} \cdot \frac{K_m}{T_d p + 1}}{1 + \frac{1}{T_p p} \cdot \frac{K_m}{T_d p + 1}}, \quad (7.38)$$

$$W_{n/n_{\text{зад}}}(p) = \frac{K_m}{T_p T_d p^2 + T_p p + K_m}. \quad (7.39)$$

Приведемо отриманий вираз до стандартного вигляду, розділивши чисельник і знаменник на K_m :

$$W_{n/n_{\text{зад}}} (p) = \frac{1}{\frac{T_p T_d}{K_m} p^2 + \frac{T_p}{K_m} p + 1}, \quad (7.40)$$

$$W_{n/n_{\text{зад}}} (p) = \frac{1}{T_{\text{cap}}^2 p^2 + 2dT_{\text{cap}} p + 1}. \quad (7.41)$$

Видно, що розглянута автоматична система описується ланкою 2-го порядку, властивості якої відомі. Мінімальний час перехідного процесу t_R відповідає декременту загасання $d = 0,7$, при цьому перехідний процес виходить плавним з перерегулюванням не більш 5%:

$$t_{R\text{min}} = 3T_{\text{cap}}, \quad T_{\text{cap}}^2 = \frac{T_p T_d}{K_m}, \quad (7.42)$$

$$2dT_{\text{cap}} = \frac{T_p}{K_m}. \quad (7.43)$$

Вирішивши отриману систему рівнянь відносно $t_{R\text{min}}$ і T_p , одержимо:

$$\frac{T_{\text{cap}}}{2d} = T_d, \Rightarrow t_{R\text{min}} = 4,2T_d, \quad (7.44)$$

$$\Rightarrow T_{p,\text{opt}} = 1,96T_d^2 \cdot K_m. \quad (7.45)$$

Отже, мінімальний час регулювання визначається інерційністю об'єкту і не залежить від властивостей регулятора. Для одержання найкращої якості регулювання параметри регулятора повинні відповідати властивостям об'єкту.

Низька динаміка І-регулятора, рис. 7.4 обумовлюються відсутністю надлишкового регулюючого впливу на початковому етапі регулювання і попереднього зменшення регулюючого впливу на кінцевому етапі.

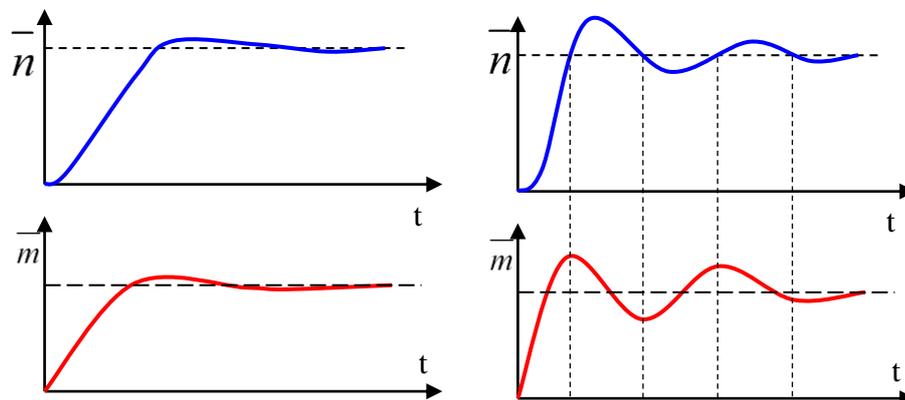


Рисунок 7.4 – Перехідні характеристики І-регулятора

Підвищення швидкодії регулятора приводить до погіршення якості регулювання.

РОЗДІЛ 8. КОРЕКЦІЯ РОБОТИ АВТОМАТИЧНОЇ СИСТЕМИ

8.1 Формування складних законів регулювання

Найпростіші закони регулювання мають істотні недоліки. П-закон регулювання має статизм вже в силу своєї природи. І-закон має низькі динамічні можливості. Тому на практиці застосовують більш складні закони управління ПІ, ПІД і ін.

Застосування П-складової закону регулювання забезпечує високі динамічні властивості (висока швидкодія) автоматичної системи, тому що забезпечується формування надлишкового регулюючого впливу на початковому етапі і його попереднє зменшення на кінцевому етапі регулювання.

Застосування І-складової закону регулювання забезпечує добрі статичні показники автоматичної системи, тому що забезпечується формування нарощування регулюючого впливу при наявності сигналу неузгодженості. Чим більш високий порядок астатизму потрібно забезпечити, тим більш високий порядок інтегруючої складової потрібно включати в закон регулювання

Застосування Д-складової закону регулювання дозволяє підвищити стійкість автоматичної системи і поліпшити динамічні властивості автоматичної системи. Чим менш стійкий об'єкт, тим більш високу похідну варто вводити в закон регулювання.

8.1.1 Застосування коригувальних пристроїв для формування складних законів регулювання

Для формування складних законів регулювання необхідне застосування спеціальних коригувальних пристроїв.

Реалізація ПІ-закону за допомогою статичної приставки

Інерційна позиційна ланка може бути застосована як коригувальний пристрій. Розглянемо регулятор, що включає паралельне з'єднання ідеальної інтегруючої і інерційної позиційної ланок, рис. 8.1

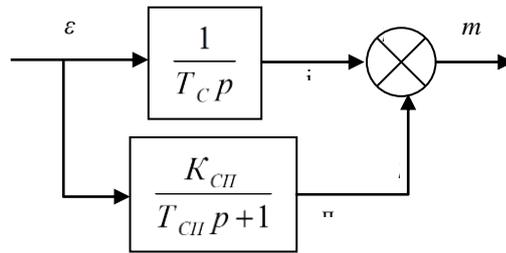


Рисунок 8.1 – Реалізація ПІ-закону за допомогою статичної приставки

Передаточна функція регулятора визначає закон регулювання:

$$W_{m/\varepsilon} = \frac{1}{T_{cp}} + \frac{K_{СП}}{T_{СП} + 1}. \quad (8.1)$$

У випадку несуттєвої інерційності статичної приставки ($T_{СП} \rightarrow 0$) маємо:

$$m = K_{СП} \varepsilon + \frac{1}{T_{cp}} \varepsilon, \quad (8.2)$$

$$\Rightarrow \bar{m} = K_{СП} \bar{\varepsilon} + \int_0^t \bar{\varepsilon} dt = \bar{m}_{П} + \bar{m}_{І}. \quad (8.3)$$

Реалізується пропорційно-інтегруючий закон регулювання.

Реалізація ПІ-закону за допомогою ізодромного зворотнього зв'язку

Розглянемо можливість застосування реальної диференціюючої ланки як коригувального пристрою. Диференціююча ланка виробляє сигнал пропорційний швидкості вхідного сигналу, і в автоматичі її називають ізодромом. Розглянемо регулятор, що включає зустрічно-паралельне з'єднання ідеальної інтегруючої і реальної диференціюючої ланок, рис. 8.2.

Так як ізодром включений у зворотний зв'язок, такий зв'язок називається ізодромним (гнучким) зворотним зв'язком.

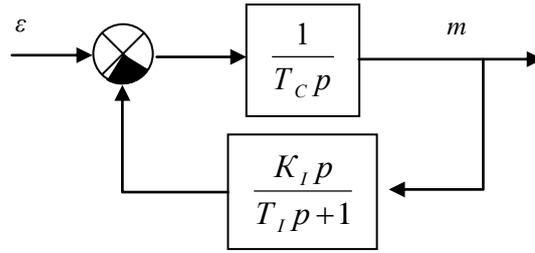


Рисунок 8.2 – Реалізація ПІ-закону за допомогою ізотропного зворотного зв'язку

Передаточна функція регулятора визначає закон регулювання:

$$W_{m/\varepsilon} = \frac{\frac{1}{T_{cP}}}{1 + \frac{1}{T_{cP}} \cdot \frac{K_I p}{T_I p + 1}} = \frac{T_I p + 1}{T_{cP} \cdot (T_I p + 1) + K_I p}, \quad (8.4)$$

$$W_{m/\varepsilon} = \frac{T_I}{K_I} + \frac{1}{K_I p}. \quad (8.5)$$

У випадку застосування швидкодійної інтегруючої ланки ($T_C \rightarrow 0$):

$$m = \frac{T_I}{K_I} \varepsilon + \frac{1}{K_I p} \varepsilon, \quad (8.6)$$

$$\Rightarrow \bar{m} = \frac{T_I}{K_I} \bar{\varepsilon} + \frac{1}{K_I} \int_0^t \bar{\varepsilon} dt = \bar{m}_\Pi + \bar{m}_I. \quad (8.7)$$

Реалізовано пропорційно-інтегруючий закон регулювання.

Реалізація законів управління за допомогою форсуючої ланки.

Послідовне включення форсуючої ланки

Розглянемо регулятор, що включає послідовне з'єднання ідеальної інтегруючої та форсуючої ланок, рис. 8.3.

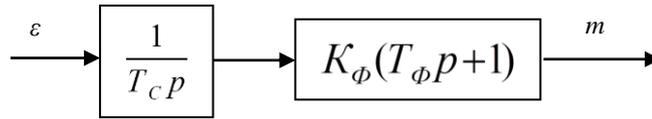


Рисунок 8.3 – Послідовне включення форсуючої ланки

Передаточна функція регулятора визначає закон регулювання:

$$W_{m/\varepsilon} = \frac{1}{T_c p} \cdot K_\phi (T_\phi p + 1), \quad (8.8)$$

$$W_{m/\varepsilon} = \frac{K_\phi T_\phi}{T_c} + \frac{K_\phi}{T_c p}, \quad (8.9)$$

$$m = \frac{K_\phi T_\phi}{T_c} \varepsilon + \frac{K_\phi}{T_c p} \varepsilon, \quad (8.10)$$

$$\Rightarrow \bar{m} = \frac{K_\phi T_\phi}{T_c} \bar{\varepsilon} + \frac{K_\phi}{T_c} \int_0^t \bar{\varepsilon} dt = \bar{m}_\Pi + \bar{m}_I. \quad (8.11)$$

Реалізується пропорційно-інтегруючий закон регулювання.

Паралельне включення форсуючої ланки

Розглянемо регулятор, який включає паралельне з'єднання ідеальної інтегруючої та форсуючої ланок (рис. 8.4).

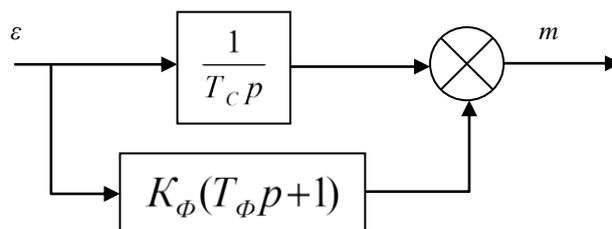


Рисунок 8.4 – Паралельне включення форсуючої ланки

Передаточна функція регулятора:

$$W_{m/\varepsilon} = \frac{1}{T_{cp}} + K_{\Phi}(T_{\Phi}p + 1); \quad (8.12)$$

$$m = K_{\Phi}\varepsilon + \frac{1}{T_{cp}}\varepsilon + K_{\Phi}T_{\Phi}p\varepsilon; \quad (8.13)$$

$$\Rightarrow \bar{m} = K_{\Phi}\bar{\varepsilon} + \frac{K_{\Phi}}{T_c} \int_0^t \varepsilon dt + K_{\Phi}T_{\Phi}\dot{\bar{\varepsilon}} = \bar{m}_p + \bar{m}_i + \bar{m}_d. \quad (8.14)$$

Реалізується пропорційно-інтегруючий-диференціюючий закон регулювання (ПІД-закон).

ПІД-закон дозволяє одержати кращу швидкодію автоматичної системи за інших рівних умов, тому що на початковому етапі регулювання, коли помилка наростає $\dot{\varepsilon} > 0$, регулятор формує додатковий регулюючий вплив \bar{m}_d . При цьому, чим швидше наростає помилка, тим більший вплив формує регулятор. На кінцевому етапі регулювання, коли величина помилки починає зменшуватися $\dot{\varepsilon} < 0$, регулятор формує додатковий гальмувальний вплив і процес інтенсивно демпфується, рис. 8.5.

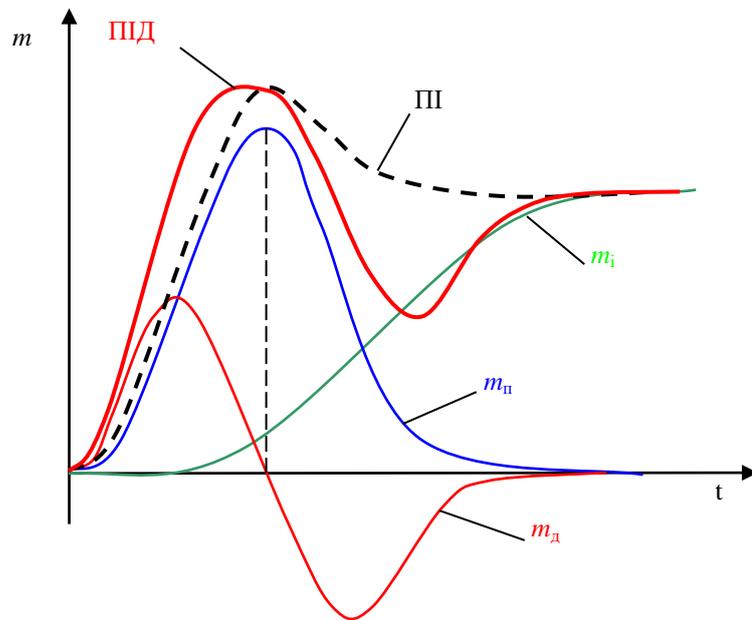


Рисунок 8.5 – Перехідні характеристики ПІД-регулятора

8.1.2 Застосування електронної складової автоматичної системи для формування складних законів регулювання

Сучасні інформаційні автоматичні системи являють собою комбіновану схему з механічної та електронної складових, що дозволяє істотно підвищити точність управління роботою таких автоматичних систем. Електронна частина автоматичної системи, як більш точна, контролює підвищені режими роботи. Механічна частина автоматичної системи контролює знижені режими і відіграє роль дублювальної системи управління на випадок відмовлення електронної системи.

Сигнал неузгодженості ε' такої комбінованої системи формується за допомогою електронної частини автоматичної системи:

$$\bar{\varepsilon}' = K_{\Pi} \bar{\varepsilon} + K_I \int_0^{t-} \bar{\varepsilon} dt + K_D \bar{\varepsilon}, \quad (8.15)$$

в операторній формі:

$$\varepsilon' = \left(K_{\Pi} + \frac{K_I}{p} + K_D p \right) \cdot \varepsilon. \quad (8.16)$$

Функціональна схема такого регулятора приведена на рис. 8.6.

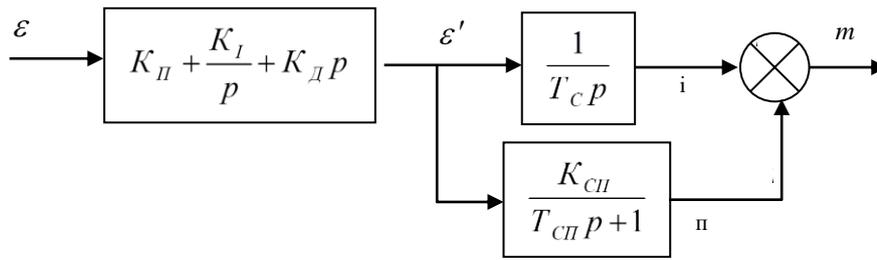


Рисунок 8.6 – Функціональна схема комбінованого регулятора

Закон регулювання визначає передаточна функція регулятора:

$$W_{m/\varepsilon} = \left(K_{\Pi} + \frac{K_I}{p} + K_D p \right) \cdot \left(\frac{1}{T_{c p}} + \frac{K_{СП}}{T_{СП} p + 1} \right). \quad (8.17)$$

Як і раніше будемо покладати статичну приставку малоінерційною ($T_{СП} \rightarrow 0$):

$$W_{m/\varepsilon} = \left(K_{\Pi} + \frac{K_I}{p} + K_D p \right) \cdot \left(\frac{1}{T_{c p}} + K_{СП} \right); \quad (8.18)$$

$$W_{m/\varepsilon} = \frac{K_{\Pi}}{T_{c p}} + \frac{K_I}{T_{c p}^2} + \frac{K_D}{T_c} + K_{\Pi} K_{СП} + \frac{K_I K_{СП}}{p} + K_D K_{СП} p; \quad (8.19)$$

$$W_{m/\varepsilon} = \left(\frac{K_D}{T_c} + K_{\Pi} K_{СП} \right) + \left(\frac{K_{\Pi}}{T_{c p}} + \frac{K_I K_{СП}}{p} \right) + \frac{K_I}{T_{c p}^2} + K_D K_{СП} p. \quad (8.20)$$

$$\begin{aligned} \bar{m} = & \left(\frac{K_D}{T_C} + K_{II} K_{СП} \right) \cdot \bar{\varepsilon} + \left(\frac{K_{II}}{T_C} + K_I K_{СП} \right) \int \bar{\varepsilon} dt + \\ & + \frac{K_I}{T_C} \iint \bar{\varepsilon} dt + K_D K_{СП} \dot{\bar{\varepsilon}}. \end{aligned} \quad (8.21)$$

Формулу такого закону регулювання можна представити у вигляді: ПІ²Д. При відмові електронної частини автоматичної системи механічна частина виконує роль дублювальної і реалізує досить простий ПІ-закон регулювання.

8.2 Поліпшення якості регулювання

Припущення, що датчики регульованих параметрів являють собою ідеальні позиційні ланки, не в повній мірі відповідає дійсності. Реальні датчики – інерційні. В деяких випадках, інерційність датчика може суттєво впливати на роботу регулятора і зневажати даним параметром не можливо. Чим вище інерційність датчика, тим повільніше він працює, а зрештою починає пізніше формуватися сигнал управління, що погіршує динамічні властивості автоматичної системи.

8.2.1 Застосування коригувального пристрою для компенсації інерційності елементів автоматичної системи

Чутливим елементом теплового пожежного сповіщувача може бути термопара. Динаміка термопари описується рівнянням інерційної позиційної ланки, передаточна функція якої має вигляд:

$$W_T(p) = \frac{K_T}{T_T p + 1}. \quad (8.22)$$

Постійна часу термопари складає $T_T = 1 \div 2$ (сек). Отже, тільки час виміру температури газів буде складати $3 \div 6$ (сек) при можливій вимозі вчасного регулювання температури $2 \div 4$ (сек). Така вимога є нездійсненою при

звичайному підході. Однак застосування коригувального пристрою дозволяє істотно знизити інерційність виміру фізичних величин і забезпечити задані динамічні вимоги автоматичної системи у цілому.

Розглянемо можливість зменшення інерційності терморпарі за допомогою коригувального пристрою. Встановимо послідовно з терморпарою форсуючу ланку, передаточна функція якої:

$$W_{\text{КП}}(p) = K_{\Phi}(T_{\Phi}p + 1). \quad (8.23)$$

Функціональна схема такого з'єднання представлена на рис. 8.7.

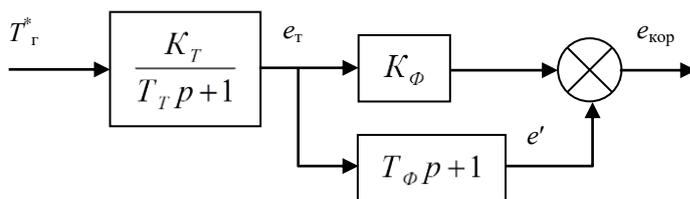


Рисунок 8.7 – Застосування коригувального пристрою

Еквівалентна передаточна функція:

$$W_{\text{ЕКК}}(p) = \frac{K_T}{T_T p + 1} \cdot K_{\Phi}(T_{\Phi}p + 1). \quad (8.24)$$

Якщо на параметри коригувального пристрою накласти обмеження ($K_{\Phi}=1$; $T_{\Phi}=T_T$), що можна реалізувати на практиці, то еквівалентна передаточна функція є такою:

$$W_{\text{ЕКК}}(p) = K_T. \quad (8.25)$$

Отримали ідеальну позиційну ланку, тобто ідеальну терморпару.

Розглянемо динамічні процеси в такому комбінованому датчику.

Експонента на виході диференціюючої ланки, є дзеркальним відображенням експоненти терморпарі. додавання двох дзеркальних експонент дає східчастий сигнал, рис. 8.8.

Таким чином, застосування коригувального пристрою дозволяє здійснити ідеальний вимір температури газів.

На практиці властивості термопар можуть істотно змінюватися в залежності від зовнішніх умов. Тому за допомогою коригувального пристрою, що має постійні динамічні параметри, цілком уникнути інерційності термопар не вдається. Тому на черзі розробка адаптивних коригувальних пристроїв, динамічні параметри яких могли б необхідним образом змінюватися в залежності від зовнішніх умов.

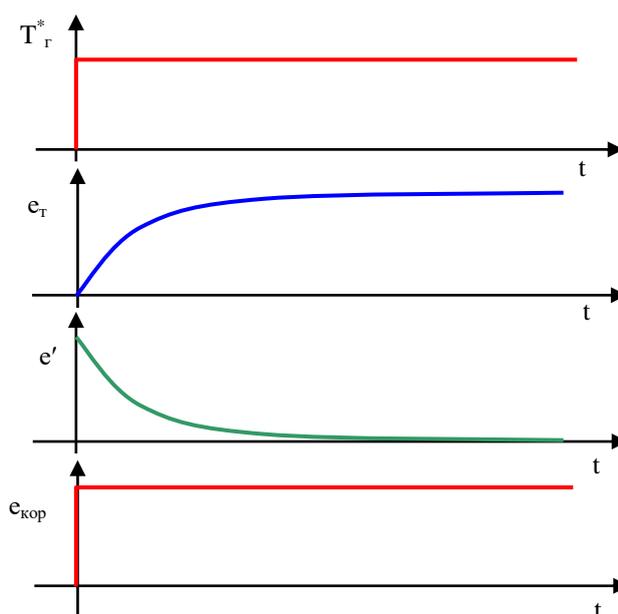


Рисунок 8.8 – Перехідні характеристики термопар з коригувальним пристроєм

Слід відмітити, що застосування коригувального пристрою для компенсації інерційності термопар цілком вичерпує можливості даного коригувального пристрою і тому цей коригувальний пристрій не може бути використаний далі для поліпшення закону регулювання. Для поліпшення закону регулювання необхідне застосування іншого коригувального пристрою.

8.2.2 Застосування коригувального пристрою для підвищення стійкості автоматичної системи

Розглянемо структурну схему автоматичної системи, рис. 8.9.

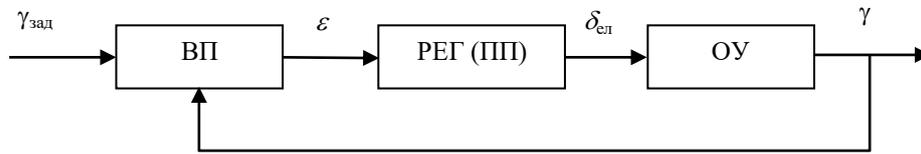


Рисунок 8.9 – Структурна схема автоматичної системи

Математичний опис динаміки елементів автоматичної системи

1. Об'єкт управління – реальна інтегруюча ланка:

$$T_1 \ddot{\gamma} + \dot{\gamma} = \frac{1}{T_2} \bar{\delta}_{\text{ЕЛ}} + \frac{1}{T_3} \bar{f}, \quad (8.26)$$

$$W_{\gamma/\delta_{\text{ЭЕ}}} = \frac{1}{T_2 p \cdot (T_1 p + 1)}. \quad (8.27)$$

2. Регулятор – пропорційний сервопривід (підсилювач):

$$T_C \dot{\bar{\delta}}_{\text{ЕЛ}} + \bar{\delta}_{\text{ЕЛ}} = K \bar{\varepsilon}, \quad (8.28)$$

$$W(p) = \frac{K}{T_C p + 1}. \quad (8.29)$$

3. Вимірювальний пристрій – ідеальний з коефіцієнтом підсилення $K_C=1$.

Функціональна схема автоматичної системи має вид, рис. 8.10.

Дослідимо статичну точність наведеної автоматичної системи при дії східчастого сигналу \bar{z} . З цією метою визначимо передаточну функцію $W_{\gamma/f}$.

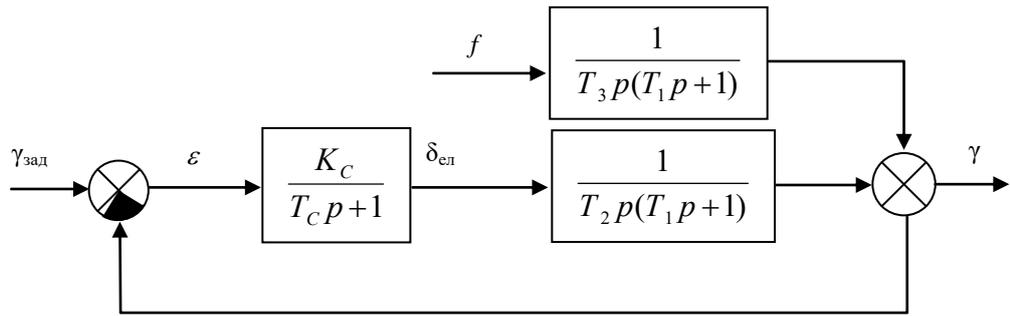


Рисунок 8.10 – Функціональна схема автоматичної системи

$$\begin{aligned}
 W_{\varepsilon/f} &= \frac{-\frac{1}{T_3 p (T_1 p + 1)}}{1 + \frac{K_C}{T_C p + 1} \cdot \frac{1}{T_2 p (T_1 p + 1)}} = -\frac{\frac{1}{T_3 p (T_1 p + 1)}}{\frac{(T_C p + 1) T_2 p (T_1 p + 1) + K_C}{(T_C p + 1) T_2 p (T_1 p + 1)}} = \\
 &= -\frac{\frac{T_2}{T_3} (T_C p + 1)}{(T_C p + 1) T_2 p (T_1 p + 1) + K_C}
 \end{aligned} \quad (8.30)$$

Оскільки в чисельнику передаточної функції $W_{\varepsilon/f}$ відсутній загальний множник p , то система буде працювати зі статичною помилкою при дії східчастого сигналу збурювання.

Для того щоб автоматична система була астатичною першого порядку, застосуємо регулятор у вигляді інтегруючого сервоприводу. Функціональна схема АС прийме вигляд, представлений на рис. 8.11.

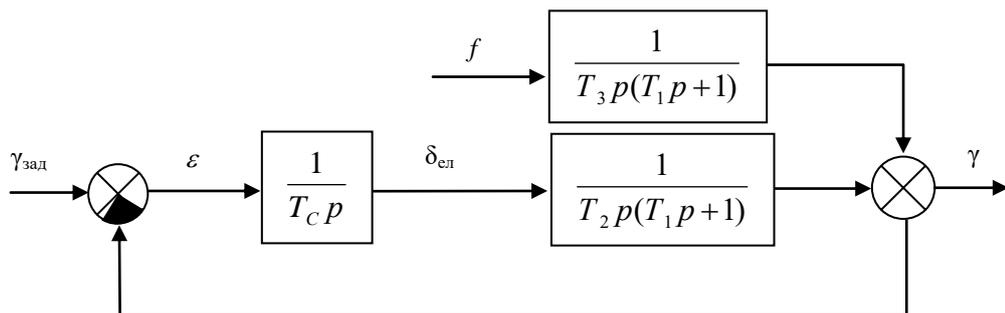


Рисунок 8.11 – Функціональна схема автоматичної системи

У цьому випадку, у чисельнику передаточної функції $W_{\varepsilon/f}$ з'являється загальний множник p у першому ступені і система буде астатичною першого порядку:

$$W_{\varepsilon/f} = \frac{-\frac{1}{T_3 p(T_1 p + 1)}}{1 + \frac{1}{T_c p} \cdot \frac{1}{T_2 p(T_1 p + 1)}} = -\frac{\frac{1}{T_3 p(T_1 p + 1)}}{\frac{T_c T_2 p^2 (T_1 p + 1) + 1}{T_c T_2 p^2 (T_1 p + 1)}} =$$

$$= -\frac{\frac{T_2}{T_3} T_c p}{T_c T_2 p^2 (T_1 p + 1) + 1} \quad (8.31)$$

Дослідимо стійкість отриманої автоматичної системи за допомогою критерію Гурвиця.

Характеристичне рівняння автоматичної системи має вигляд:

$$T_c T_2 p^2 (T_1 p + 1) + 1 = 0, \quad (8.32)$$

$$T_c T_2 T_1 p^3 + T_c T_1 p^2 + 1 = 0. \quad (8.33)$$

Порівняємо отримане рівняння з рівнянням третього порядку загального вигляду:

$$a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3 = 0. \quad (8.34)$$

Згідно з критерієм Гурвиця для систем третього порядку, автоматична система стійка, якщо при $a_0 > 0$ позитивні всі коефіцієнти характеристичного рівняння і добуток середніх коефіцієнтів більше добутку крайніх.

В розглянутому випадку $a_2 = 0$. При цьому добуток середніх коефіцієнтів менше добутку крайніх. Таким чином, наведене характеристичне рівняння відповідає нестійкій автоматичній системі.

Забезпечити стійкість автоматичної системи можна за допомогою коригувального пристрою – форсуючої ланки. Встановимо форсуючу ланку послідовно інтегруючому сервоприводу. Функціональна схема автоматичної системи, рис. 8.12.

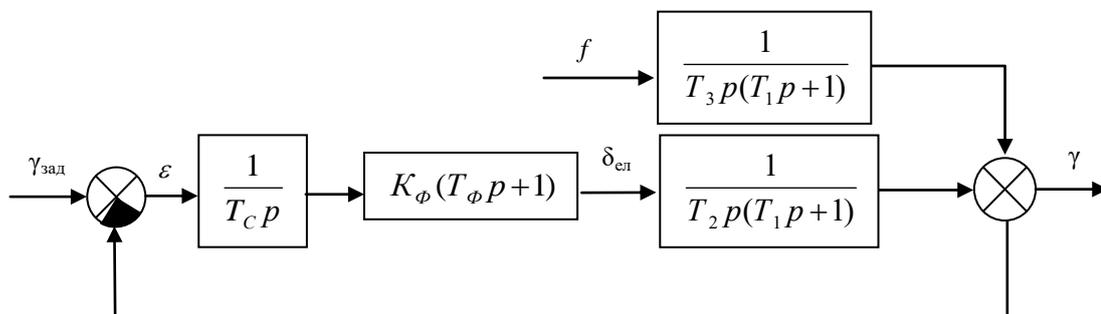


Рисунок 8.12 – Функціональна схема автоматичної системи

Закон регулювання такої автоматичної системи – пропорційно інтегруючий (ПІ-закон):

$$W_{\delta/\epsilon} = \frac{1}{T_c p} \cdot K_{\phi}(T_{\phi} p + 1) = \frac{K_{\phi} T_{\phi}}{T_c} + \frac{K_{\phi}}{T_c p}. \quad (8.35)$$

Дослідимо стійкість автоматичної системи. Характеристичне рівняння замкнутої автоматичної системи має вигляд:

$$1 + \frac{1}{T_c p} \cdot K_{\phi}(T_{\phi} p + 1) \cdot \frac{1}{T_2 p(T_1 p + 1)} = 0, \quad (8.36)$$

$$T_c T_2 p^2 (T_1 p + 1) + K_{\phi}(T_{\phi} p + 1) = 0, \quad (8.37)$$

$$T_c T_2 T_1 p^3 + T_c T_2 p^2 + K_{\phi} T_{\phi} p + K_{\phi} = 0. \quad (8.38)$$

Видно, що автоматична система стала структурно стійкою, тому що у загальному вигляді характеристичного рівняння містяться всі коефіцієнти. Відповідним вибором параметрів коригувального пристрою можна забезпечити

задані динамічні властивості автоматичної системи.

Таким чином визначено, що застосування коригувального пристрою підвищує стійкість автоматичної системи.

Для забезпечення астатизму автоматичної системи другого або третього порядку, потрібно застосувати додаткові інтегруючі пристрої.

Проте, для забезпечення стійкості автоматичної системи буде потрібно застосування ще додаткового коригувального пристрою.

Функціональна схема такого регулятора має вид рис.8.13.

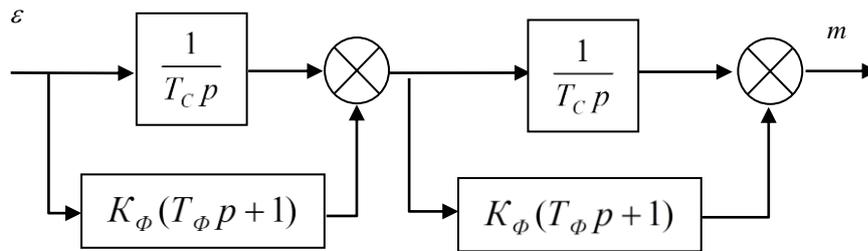


Рисунок 8.13 – Функціональна схема автоматичної системи з двома коригувальними пристроями

Закон регулювання:

$$W_{m/\varepsilon} = \left(\frac{1}{T_{cP}} + K_{\phi}(T_{\phi}P + 1) \right) \cdot \left(\frac{1}{T_{cP}} + K_{\phi}(T_{\phi}P + 1) \right), \quad (8.39)$$

$$W_{m/\varepsilon} = \frac{1}{T_c^2 p^2} + \frac{K_{\phi} T_{\phi}}{T_c} + \frac{1}{T_{cP}} + K_{\phi}^2 T_{\phi}^2 p^2 + 2K_{\phi} T_{\phi} p + 1, \quad (8.40)$$

$$W_{m/\varepsilon} = \left(1 + \frac{K_{\phi} T_{\phi}}{T_c} \right) + \frac{1}{T_{cP}} + \frac{1}{T_c^2 p^2} + 2K_{\phi} T_{\phi} p + K_{\phi}^2 T_{\phi}^2 p^2. \quad (8.41)$$

Тобто:

$$\bar{m} = \left(1 + \frac{K_{\phi} T_{\phi}}{T_c} \right) \bar{\varepsilon} + \frac{1}{T_c} \int_0^t \bar{\varepsilon} dt + \frac{1}{T_c^2} \iint_0^t \bar{\varepsilon} dt + 2K_{\phi} T_{\phi} \dot{\bar{\varepsilon}} + K_{\phi}^2 T_{\phi}^2 \ddot{\bar{\varepsilon}}. \quad (8.42)$$

Формула закону регулювання: ПІІ²ДД².

П складова забезпечує високу динаміку; І, І² складові забезпечують астатизм 2-го порядку; Д, Д² складові забезпечують додаткову швидкодію та підвищують стійкість процесу управління.

РОЗДІЛ 9. СИНТЕЗ СКЛАДНИХ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ

9.1 Синтез автоматичної системи зі статичною приставкою

Виконаємо розрахунок параметрів системи автоматичного регулювання із пропорційно-інтегруючим законом регулювання, для формування якого використовується статична приставка.

Рівняння динаміки елементів системи автоматичного регулювання.

Об'єкт управління:

$$T_d \dot{\bar{n}} + \bar{n} = K_m \cdot \bar{m} + K_f \cdot \bar{f}. \quad (9.1)$$

Сервомеханізм:

$$T_c \dot{\bar{m}_I} = \bar{\varepsilon}. \quad (9.2)$$

Статична приставка:

$$T_{СП} \dot{\bar{m}_П} + \bar{m}_П = K_{СП} \bar{\varepsilon}. \quad (9.3)$$

Регулюючий фактор:

$$\bar{m} = \bar{m}_I + \bar{m}_П. \quad (9.4)$$

Вимірювальний пристрій:

$$\bar{\varepsilon} = \bar{n}_{зад} - \bar{n}. \quad (9.5)$$

Функціональна схема системи автоматичного регулювання, рис. 9.1:

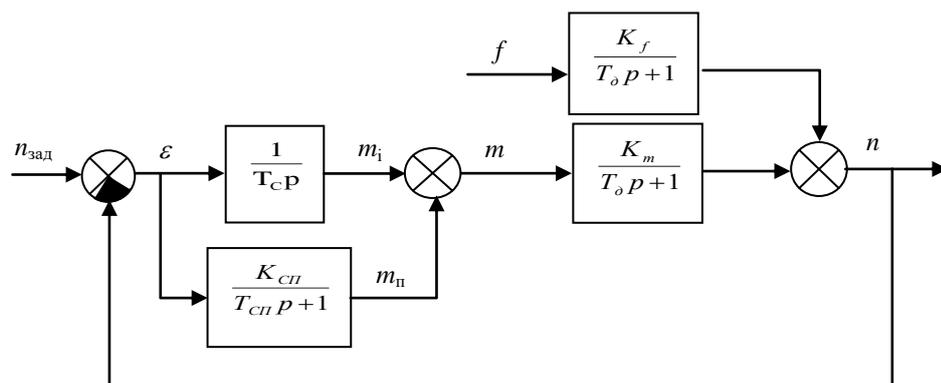


Рисунок 9.1 – Функціональна схема автоматичної системи

9.1.1 Статична точність системи автоматичного регулювання з статичною приставкою

Високі динамічні можливості ПІ-регулятора обумовлюються можливістю створення великого надлишкового регулюючого впливу на початковому етапі регулювання, і попереднім його зменшенням на кінцевому етапі регулювання.

Дослідимо статичну точність системи автоматичного регулювання з статичною приставкою при дії східчастого сигналу зовнішнього збурення $\bar{f}(t) = a$. Відповідно до теореми про граничне співвідношення:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon_f(p), \quad (9.6)$$

де:

$$\varepsilon_f(p) = W_{\varepsilon/f}(p) \cdot f. \quad (9.7)$$

За функціональною схемою системи автоматичного регулювання визначимо передаточну функцію $W_{\varepsilon/f}(p)$:

$$W_{\varepsilon/f}(p) = \frac{-\frac{K_f}{T_\delta p + 1}}{1 + \frac{[(T_C K_{СП} + T_{СП})p + 1]}{T_C p \cdot (T_{СП} p + 1)} \cdot \frac{K_m}{T_\delta p + 1}}, \quad (9.)$$

$$W_{\varepsilon/f}(p) = \frac{-T_C p \cdot (T_{СП} p + 1) \cdot \frac{K_f}{T_\delta p + 1}}{T_C T_{СП} p^2 + T_C p + K_m}. \quad (9.9)$$

Визначимо статичну помилку при дії східчастого сигналу збурювання. Зображенням східчастої функції є:

$$f = \frac{a}{p}, \quad (9.10)$$

тоді:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot W_{\varepsilon/f}(p) \cdot f, \quad (9.11)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{-T_C p \cdot (T_{СП} p + 1) \frac{K_f}{T_\partial p + 1}}{T_C T_{СП} p^2 + T_C p + K_m} \cdot \frac{a}{p} = 0. \quad (9.12)$$

Таким чином при дії східчастого сигналу зовнішнього збурення помилка регулювання дорівнює нулю. Отже, автоматична система астатична.

В чисельнику передаточної функції $W_{\varepsilon/f}(p)$ є загальний множник p у першому ступені, отже порядок астатизму перший.

Статична помилка при дії східчастого сигналу швидкості $f = \frac{a}{p^2}$:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot W_{\varepsilon/f}(p) \cdot f, \quad (9.13)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{-T_C p \cdot (T_{СП} p + 1) \frac{K_f}{T_\partial p + 1}}{T_C T_{СП} p^2 + T_C p + K_m} \cdot \frac{a}{p^2}, \quad (9.14)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = -\frac{T_C K_f a}{K_m}. \quad (9.15)$$

Величина помилки при дії східчастого сигналу швидкості залежить від швидкодії інтегруючої ланки T_C . Чим вище швидкодія, тим менше помилка регулювання. Тобто, при дії східчастого сигналу прискорення помилка буде нескінченною:

$$f = \frac{a}{p^3}. \quad (9.16)$$

9.1.2 Динамічна точність системи автоматичного регулювання з статичною приставкою

Дослідимо динамічні властивості автоматичної системи з статичною приставкою. З цією метою визначимо передаточну функцію $W_{n/n_{зад}}(p)$:

$$W_{n/n_{зад}}(p) = \frac{\left(\frac{1}{T_C p} + \frac{K_{СП}}{T_{СП} p + 1} \right) \cdot \frac{K_m}{T_d p + 1}}{1 + \left(\frac{1}{T_C p} + \frac{K_{СП}}{T_{СП} p + 1} \right) \cdot \frac{K_m}{T_d p + 1}}. \quad (9.17)$$

Спростимо отриманий вираз:

$$W_{n/n_{зад}}(p) = \frac{\frac{[(T_C K_{СП} + T_{СП})p + 1]}{T_C p \cdot (T_{СП} p + 1)} \cdot \frac{K_m}{T_d p + 1}}{1 + \frac{[(T_C K_{СП} + T_{СП})p + 1]}{T_C p \cdot (T_{СП} p + 1)} \cdot \frac{K_m}{T_d p + 1}}. \quad (9.18)$$

Для зниження порядку рівняння динаміки автоматичної системи і спрощення обчислень накладемо обмеження на параметри регулятора:

$$T_C K_{СП} + T_{СП} = T_d. \quad (9.19)$$

Після скорочення :

$$W_{n/n_{зад}}(p) = \frac{K_m}{T_C T_{СП} p^2 + T_C p + K_m}. \quad (9.20)$$

В стандартному вигляді:

$$W_{n/n_{зад}}(p) = \frac{1}{\frac{T_C T_{СП}}{K_m} p^2 + \frac{T_C}{K_m} p + 1}, \quad (9.21)$$

$$W_{n/n_{зад}}(p) = \frac{1}{T_{CAP}^2 p^2 + 2dT_{CAP} p + 1}. \quad (9.22)$$

В результаті одержали ланку 2-го порядку, властивості якої відомі.

Мінімальний час перехідного процесу t_R відповідає декременту загасання $d=0,7$, при цьому перехідний процес виходить плавним з перерегулюванням не більш 5%:

$$t_{Rmin} = 3T_{cap}, \quad (9.23)$$

$$T_{CAP}^2 = \frac{T_C T_{СП}}{K_m}, \quad (9.24)$$

$$2dT_{CAP} = \frac{T_C}{K_m}. \quad (9.25)$$

Розділимо рівняння (9.24) на рівняння (9.25):

$$\frac{T_{\text{cap}}}{2d} = T_{\text{СП}}; \Rightarrow t_{R\text{min}} = 4,2T_{\text{СП}}. \quad (9.26)$$

Отже, мінімальний час регулювання залежить від властивостей регулятора. Чим вище швидкодія статичної приставки (менше $T_{\text{СП}}$), тим менший час регулювання, рис. 9.2:

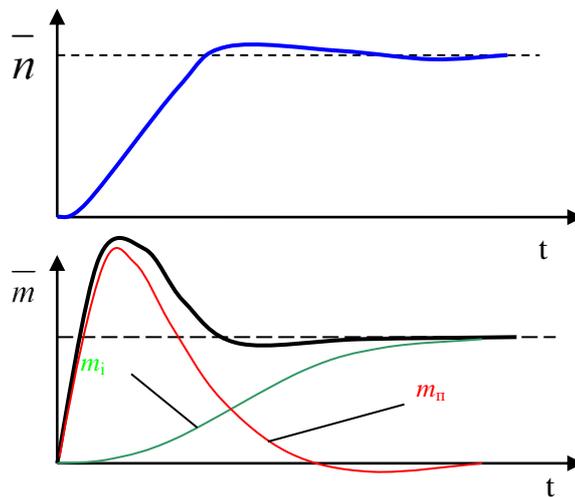


Рисунок 9.2 – Перехідні характеристики автоматичної системи з статичною приставкою

При цьому параметри регулятора повинні задовольняти умовам (9.23) ÷ (9.25). Таким чином при синтезі автоматичної системи отримана система рівнянь:

$$T_C K_{\text{СП}} + T_{\text{СП}} = T_{\text{д}}, \quad (9.27)$$

$$T_{\text{CAP}}^2 = \frac{T_C T_{\text{СП}}}{K_m}, \quad T_{\text{CAP}} = \frac{t_{R\text{min}}}{3}, \quad (9.28)$$

$$2dT_{\text{CAP}} = \frac{T_C}{K_m}, \quad (9.29)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = -\frac{T_c K_f a}{K_m}. \quad (9.30)$$

В результаті рішення даної системи визначаються параметри регулятора T_c , $T_{сп}$, $K_{сп}$. Так як умови розрахунку надлишкові, то параметри вибирають виходячи з найбільш жорсткої вимоги часу регулювання чи статичної помилки.

9.2 Синтез автоматичної системи з ізодромним зворотнім зв'язком

Виконаємо розрахунок параметрів системи автоматичного регулювання із пропорційно-інтегруючим законом регулювання, для формування якого використовується ізодромний зворотній зв'язок.

Рівняння динаміки елементів системи автоматичного регулювання.

Об'єкт управління:

$$T_d \dot{\bar{n}} + \bar{n} = K_m \cdot \bar{m} + K_f \cdot \bar{f}. \quad (9.31)$$

Сервомеханізм:

$$T_c \dot{\bar{m}} = \bar{y}. \quad (9.32)$$

Ізодромний зворотній зв'язок:

$$T_I \dot{\bar{y}}_{I33} + \bar{y}_{I33} = K_I \bar{m}, \quad (9.33)$$

$$\bar{y} = \bar{\varepsilon} - \bar{y}_{I33}. \quad (9.34)$$

Вимірювальний пристрій:

$$\bar{\varepsilon} = \bar{n}_{зад} - \bar{n}. \quad (9.35)$$

Функціональна схема системи автоматичного регулювання з ізодромним зворотнім зв'язком має вигляд, рис. 9.3.

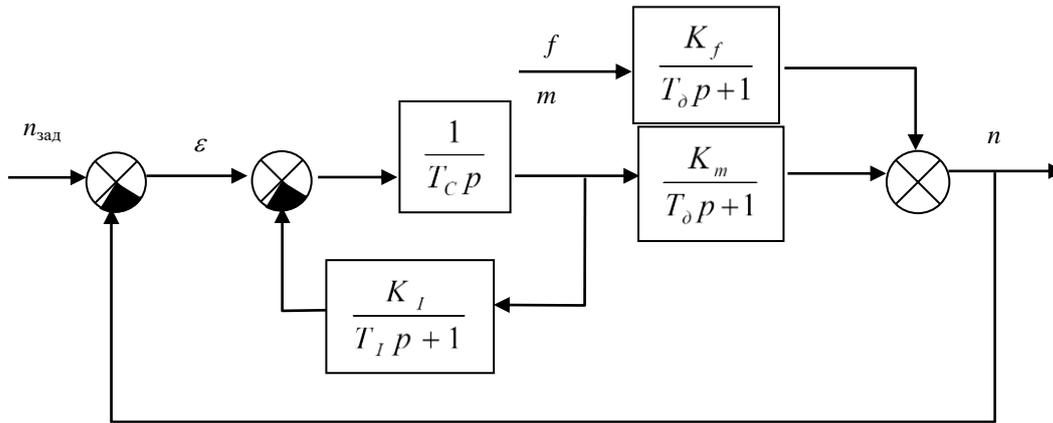


Рисунок 9.3 – Функціональна схема автоматичної системи з ізодромним зворотнім зв'язком

9.2.1 Статична точність системи автоматичного регулювання з ізодромним зворотнім зв'язком

Дослідимо статичну точність системи автоматичного регулювання з ізодромним зворотнім зв'язком при дії східчастого сигналу зовнішнього збурення $\bar{f}(t) = a$. Відповідно до теореми про граничне співвідношення:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon_f(p), \quad (9.36)$$

де:

$$\varepsilon_f(p) = W_{\varepsilon/f}(p) \cdot f. \quad (9.37)$$

За функціональною схемою системи автоматичного регулювання (рис. 9.3) визначимо передаточну функцію $W_{\varepsilon/f}(p)$:

$$W_{\varepsilon/f}(p) = \frac{-\frac{K_f}{T_d p + 1}}{1 + \frac{T_I p + 1}{T_C p \cdot (T_I p + 1) + K_I p} \cdot \frac{K_m}{T_d p + 1}}, \quad (9.38)$$

$$W_{\varepsilon/f}(p) = - \frac{[T_c T_I p + (T_c + K_I)] \cdot p \cdot \frac{K_f}{T_d p + 1}}{T_c T_I p^2 + (T_c + K_I) p + K_m}. \quad (9.39)$$

У чисельнику передаточної функції $W_{\varepsilon/f}(p)$ мається загальний множник p у першому ступені, отже порядок астатизму перший. Дійсно, при дії східчастого сигналу збурювання $f = \frac{a}{p}$ помилка регулювання дорівнює нулю:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot W_{\varepsilon/f}(p) \cdot f = 0. \quad (9.40)$$

Статична помилка при дії східчастого сигналу швидкості $f = \frac{a}{p^2}$:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{-[T_c T_I p + (T_c + K_I)] \cdot p \cdot \frac{K_f}{T_d p + 1}}{T_c T_I p^2 + (T_c + K_I) p + K_m} \cdot \frac{a}{p^2}, \quad (9.41)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = - \frac{(T_c + K_I) K_f a}{K_m}. \quad (9.42)$$

Величина помилки при дії східчастого сигналу швидкості залежить від швидкодії інтегруючої ланки T_c і коефіцієнта підсилення зворотного зв'язку K_I . Чим вище швидкодія і менше коефіцієнт підсилення, тим менше помилка.

9.2.2 Динамічна точність системи автоматичного регулювання з ізодромним зворотнім зв'язком

Дослідимо динамічні властивості автоматичної системи з ізодромним зворотнім зв'язком. З цією метою визначимо передаточну функцію $W_{n/n_{зад}}(p)$:

$$W_{n/n_{зад}}(p) = \frac{\frac{T_I p + 1}{T_C p \cdot (T_I p + 1) + K_I p}}{1 + \frac{T_I p + 1}{T_C p \cdot (T_I p + 1) + K_I p}} \times \frac{K_m}{T_d p + 1} \cdot \frac{T_d p + 1}{K_m} \cdot \frac{K_m}{T_d p + 1} \quad (9.43)$$

Для зниження порядку рівняння динаміки автоматичної системи і спрощення обчислень накладемо обмеження на параметри регулятора:

$$T_I = T_d \quad (9.44)$$

Після скорочення одержимо:

$$W_{n/n_{зад}}(p) = \frac{K_m}{T_C T_I p^2 + (T_C + K_I)p + K_m} \quad (9.45)$$

В стандартному вигляді:

$$W_{n/n_{зад}}(p) = \frac{1}{\frac{T_C T_I}{K_m} p^2 + \frac{T_C + K_I}{K_m} p + 1}, \quad (9.46)$$

$$W_{n/n_{зад}}(p) = \frac{1}{T_{CAP}^2 p^2 + 2dT_{CAP}p + 1}. \quad (9.47)$$

В результаті одержали ланку 2-го порядку. Мінімальний час перехідного процесу t_R відповідає декременту загасання $d=0,7$, при цьому перехідний процес виходить плавним з перерегулюванням не більш 5%:

$$t_{Rmin} = 3T_{cap}, \quad (9.48)$$

$$T_{CAP}^2 = \frac{T_C T_I}{K_m}, \quad (9.49)$$

$$2dT_{CAP} = \frac{T_C + K_I}{K_m}. \quad (9.50)$$

Розділимо рівняння (9.49) на (9.50):

$$\frac{T_{CAP}}{2d} = \frac{T_C T_I}{T_C + K_I}, \quad (9.51)$$

$\xrightarrow{T_I=T_d}$

$$t_{R \min} = 4,2 \frac{T_C T_D}{T_C + K_I}. \quad (9.52)$$

Мінімальний час регулювання залежить від властивостей регулятора. Чим вище швидкодія інтегруючої ланки (менше T_C), тим менше час регулювання. При цьому параметри регулятора повинні задовольняти умовам (9.48)÷(9.50).

Високі динамічні можливості ІІІ-регулятора обумовлюються можливістю створення великого надлишкового регулюючого впливу на початковому етапі регулювання, і його попереднім зменшенням на кінцевому етапі.

Отже, при синтезі автоматичної системи отримана наступна система рівнянь:

$$T_I = T_D, T_{CAP}^2 = \frac{T_C T_I}{K_m}, \quad (9.53)$$

$$2dT_{CAP} = \frac{T_C + K_I}{K_m}, \quad (9.54)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = -\frac{(T_C + K_I)K_f a}{K_m}. \quad (9.55)$$

У результаті рішення даної системи визначаються параметри регулятора T_C , T_I , K_I . Так як умови розрахунку надлишків, то параметри вибирають виходячи з найбільш жорсткої вимоги часу регулювання чи статичної помилки.

9.3 Синтез автоматичної системи з форсуючим коректором

Виконаємо розрахунок параметрів системи автоматичного регулювання частоти обертання ротора із пропорційно-інтегруючим законом регулювання, для формування якого використовується форсуючий коректор.

Рівняння динаміки:

Об'єкт управління:

$$T_d \dot{\bar{n}} + \bar{n} = K_m \cdot \bar{m} + K_f \cdot \bar{f}. \quad (9.56)$$

Сервомеханізм:

$$T_c \dot{\bar{m}} = \bar{y}. \quad (9.57)$$

Форсуючий коректор:

$$T_\phi \dot{\bar{y}} + \bar{y} = K_\phi \bar{\varepsilon} + \dot{\bar{\varepsilon}}. \quad (9.58)$$

Вимірювальний пристрій:

$$\bar{\varepsilon} = \bar{n}_{\text{зад}} - \bar{n}. \quad (9.59)$$

Функціональна схема системи автоматичного регулювання має вигляд, представлений на рис. 9.4:

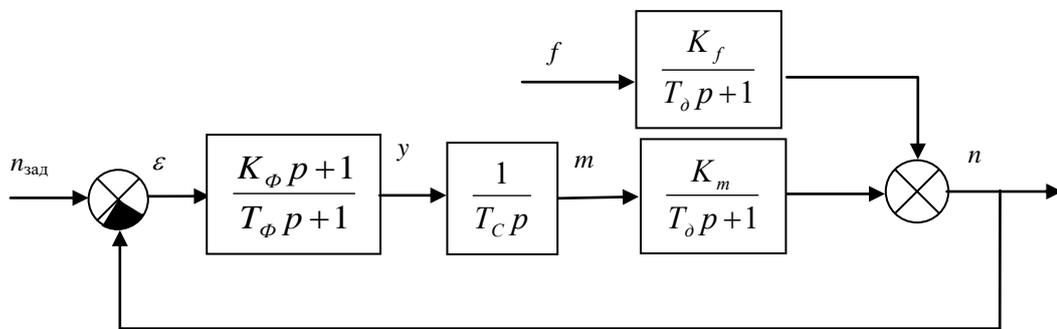


Рисунок 9.4 – Функціональна схема автоматичної системи з форсуючим коректором

9.3.1 Статична точність системи автоматичного регулювання з форсуючим коректором

Дослідимо статичну точність системи автоматичного регулювання із форсуючим коректором при дії східчастого сигналу зовнішнього збурення $\bar{f}(t) = a$. Відповідно до теореми про граничне співвідношення:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon_f(p), \quad (9.60)$$

де:

$$\varepsilon_f(p) = W_{\varepsilon/f}(p) \cdot f. \quad (9.61)$$

За функціональною схемою системи автоматичного регулювання (рис. 9.4), визначимо передаточну функцію $W_{\varepsilon/f}(p)$:

$$W_{\varepsilon/f}(p) = \frac{-\frac{K_f}{T_d p + 1}}{1 + \left(\frac{K_\phi p + 1}{T_\phi p + 1} \cdot \frac{1}{T_c p} \right) \cdot \frac{K_m}{T_d p + 1}}, \quad (9.62)$$

$$W_{\varepsilon/f}(p) = \frac{-T_c p \cdot (T_\phi p + 1) \cdot \frac{K_f}{T_d p + 1}}{T_c T_\phi p^2 + T_c p + K_m}. \quad (9.63)$$

Визначимо статичну помилку при дії східчастого сигналу збурювання.

Зображенням східчастої функції є $f = \frac{a}{p}$, тоді:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot W_{\varepsilon/f}(p) \cdot f, \quad (9.64)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{-T_C p \cdot (T_\Phi p + 1) \frac{K_f}{T_d p + 1}}{T_C T_\Phi p^2 + T_C p + K_m} \cdot \frac{a}{p} = 0. \quad (9.65)$$

При дії східчастого сигналу зовнішнього збурення помилка регулювання дорівнює нулю. Отже, автоматична система астатична.

Чисельник передаточної функції $W_{\varepsilon/f}(p)$ містить загальний множник p у першому ступені, отже, порядок астатизму перший.

Статична помилка при дії східчастого сигналу швидкості $f = \frac{a}{p^2}$:

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot W_{\varepsilon/f}(p) \cdot f, \quad (9.66)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{-T_C p \cdot (T_\Phi p + 1) \frac{K_f}{T_d p + 1}}{T_C T_\Phi p^2 + T_C p + K_m} \cdot \frac{a}{p^2}, \quad (9.67)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = -\frac{T_C K_f a}{K_m}. \quad (9.68)$$

Величина помилки при дії східчастого сигналу швидкості залежить від швидкодії інтегруючої ланки T_C . Чим вище швидкодія (менше T_C), тим менше помилка регулювання. Очевидно, що при дії східчастого сигналу прискорення $f = \frac{a}{p^3}$ помилка буде нескінченною.

9.3.2 Динамічна точність системи автоматичного регулювання з форсуючим коректором

Дослідимо динамічні властивості автоматичної системи із форсуючим коректором. З цією метою визначимо передаточну функцію $W_{n/n_{зад}}(p)$

$$W_{n/n_{зад}}(p) = \frac{\left(\frac{K_{\phi}p + 1}{T_{\phi}p + 1} \cdot \frac{1}{T_c p} \right)}{1 + \left(\frac{K_{\phi}p + 1}{T_{\phi}p + 1} \cdot \frac{1}{T_c p} \right)} \cdot \frac{\frac{K_m}{T_d p + 1}}{\frac{K_m}{T_d p + 1}} \quad (9.69)$$

Для зниження порядку рівняння динаміки автоматичної системи і спрощення обчислень накладемо обмеження на параметри регулятора:

$$T_{\phi} = T_d \quad (9.70)$$

Після скорочення:

$$W_{n/n_{зад}}(p) = \frac{K_m}{T_c T_{\phi} p^2 + T_c p + K_m} \quad (9.71)$$

В стандартному вигляді:

$$W_{n/n_{зад}}(p) = \frac{1}{T_{CAP}^2 p^2 + 2d T_{CAP} p + 1} \quad (9.72)$$

У результаті одержали ланку 2-го порядку, властивості якої відомі. Мінімальний час перехідного процесу t_R відповідає декременту загасання $d=0,7$, при цьому перехідний процес виходить плавним з перерегулюванням не більш 5%:

$$t_{R\min} = 3T_{cap}, \quad (9.73)$$

$$T_{CAP}^2 = \frac{T_C T_\Phi}{K_m}, \quad (9.74)$$

$$2dT_{CAP} = \frac{T_C}{K_m}. \quad (9.75)$$

Розділимо рівняння (9.74) на рівняння (9.75):

$$\frac{T_{cap}}{2d} = T_\Phi; \Rightarrow t_{R\min} = 4,2T_\Phi. \quad (9.76)$$

Мінімальний час регулювання залежить від властивостей регулятора. Чим вище швидкодія форсуючого коректору (менше T_Φ), тим менше час регулювання. При цьому параметри регулятора повинні задовольняти умовам (9.7) ÷ (9.9).

Отже, отримана наступна система рівнянь:

$$K_\Phi = T_d; T_{CAP}^2 = \frac{T_C T_\Phi}{K_m}, \quad (9.77)$$

де:

$$T_{CAP} = \frac{t_{R\min}}{3}, 2dT_{CAP} = \frac{T_C}{K_m}, \quad (9.78)$$

$$\bar{\varepsilon}_f(\infty) = -\frac{T_C K_f a}{K_m}. \quad (9.79)$$

У результаті рішення даної системи визначаються параметри регулятора T_C , T_Φ , K_Φ . Так як умови розрахунку надлишкові, то параметри вибирають виходячи з найбільш жорсткої вимоги часу регулювання чи статичної помилки.

РОЗДІЛ 10. ОСОБЛИВОСТІ БАГАТОМІРНИХ І НЕЛІНІЙНИХ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ

10.1 Особливості багатомірних автоматичних систем

Багатомірними називаються системи автоматичного регулювання з декількома регульованими параметрами і складним взаємним впливом контурів регулювання.

Так є система автоматичного регулювання із регульованими параметрами n і T . Для регулювання двох даних параметрів необхідно мати два регулюючих фактори, якими є G та F .

З метою одержання найкращих динамічних властивостей автоматичних систем розподіл регулюючого фактору здійснюють у такий спосіб:

$$G \rightarrow n, F \rightarrow T. \quad (10.1)$$

Проте, додаткова складність такої системи регулювання полягає в тім, що зміна одного регулюючого фактору приводить до зміни обох регульованих параметрів:

$$\uparrow G \Rightarrow \uparrow T \Rightarrow \uparrow n, \quad (10.2)$$

$$\uparrow F \Rightarrow \uparrow n \Rightarrow \uparrow G \Rightarrow \downarrow T. \quad (10.3)$$

На перехідні процеси система автоматичного регулювання n додатково впливають динамічні властивості T і навпаки. При цьому різко зростає складність проведення аналізу і синтезу такої багатомірної автоматичної системи. З однієї сторони збільшується порядок диференційного рівняння, що описує динаміку автоматичних систем, а з іншої сторони немає досить простих критеріїв оцінки якості для багатомірних автоматичних систем при

одночасному впливі на всі чи кілька каналів управління. Тому на практиці багатомірну автоматичну систему розглядають як таку, що складається з i одномірних каналів. Таке допущення, хоча і не дозволяє вирішити задачу точно, у той же час не є грубим, тому що для лінійних систем справедливий принцип суперпозиції. У цьому випадку аналіз і розрахунок кожного каналу здійснюється як для одномірної системи, але в математичному описі каналу враховується вплив інших каналів регулювання.

Нехай дана двовимірна автоматична система з регульованими параметрами Y_1 і Y_2 і регулюючими факторами m_1 і m_2 . Вплив першого регулюючого фактору m_1 на Y_1 описується передаточною функцією W_{11} , а вплив другого регулюючого фактору m_2 на Y_1 описується передаточною функцією W_{12} . Відповідно для іншого каналу передаточні функції будуть W_{22} і W_{21} .

Функціональна схема двовимірного об'єкта регулювання має вигляд, рис. 10.1.

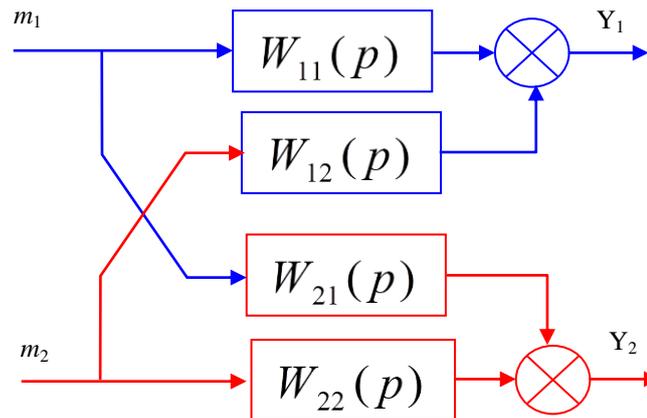


Рисунок 10.1 – Функціональна схема двовимірного об'єкта регулювання

Нехай в каналі регулювання Y_1 застосовується регулятор з передаточною функцією W_{p1} , а в каналі регулювання Y_2 регулятор з передаточною функцією W_{p2} . Потрібно виконати динамічний аналіз кожного з каналів.

Складемо функціональну схему такої автоматичної системи, рис. 10.2.

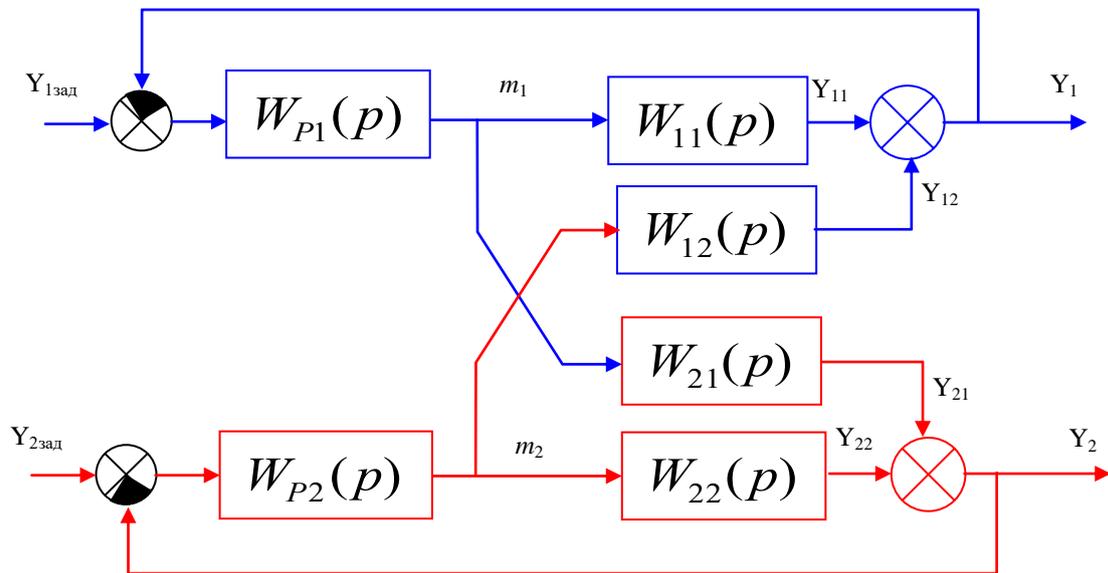


Рисунок 10.2 – Функціональна схема двовимірного об'єкта регулювання

Визначимо передаточну функцію $W_{\frac{Y_1}{m_1}}(p)$:

$$Y_1 = Y_{11} + Y_{12}, \quad (10.4)$$

$$Y_{11} = W_{11} \cdot m_1, \quad Y_{12} = W_{\frac{Y_{12}}{m_1}} \cdot m_1, \quad (10.5)$$

$$W_{\frac{Y_{12}}{m_1}} = -\frac{W_{P2} \cdot W_{21} \cdot W_{12}}{1 + W_{P2} \cdot W_{22}} \cdot m_1, \quad (10.6)$$

$$W_{\frac{Y_1}{m_1}} = W_{11} - \frac{W_{P2} \cdot W_{21} \cdot W_{12}}{1 + W_{P2} \cdot W_{22}}. \quad (10.7)$$

Визначимо передаточну функцію $W_{\frac{Y_1}{Y_{1зад}}}(p)$:

$$W_{\frac{Y_1}{Y_{1\text{зад}}}} = \frac{W_{P1} \cdot W_{\frac{Y_1}{m_1}}}{1 + W_{P1} \cdot W_{\frac{Y_1}{m_1}}}. \quad (10.8)$$

Динамічні можливості першого каналу визначаються характеристичним рівнянням. Щоб одержати характеристичне рівняння необхідно дорівняти до нуля знаменник передаточної функції $W_{\frac{Y_1}{Y_{1\text{зад}}}}(p)$. Отже, характеристичне рівняння першого каналу буде мати вигляд:

$$1 + W_{P1} \cdot W_{\frac{Y_1}{m_1}} = 0, \quad (10.9)$$

$$1 + W_{P1} \cdot \left(W_{11} - \frac{W_{P2} \cdot W_{21} \cdot W_{12}}{1 + W_{P2} \cdot W_{22}} \right) = 0, \quad (10.10)$$

$$(1 + W_{P2} \cdot W_{22}) + W_{P1} \cdot (W_{11}(1 + W_{P2} \cdot W_{22}) - W_{P2} \cdot W_{21} \cdot W_{12}) = 0, \quad (10.)$$

$$(1 + W_{P2} \cdot W_{22}) + W_{P1} \cdot W_{11} \cdot (1 + W_{P2} \cdot W_{22}) - W_{P1} \cdot W_{P2} \cdot W_{21} \cdot W_{12} = 0, \quad (10.11)$$

$$(1 + W_{P1} \cdot W_{11}) \cdot (1 + W_{P2} \cdot W_{22}) - W_{P1} \cdot W_{P2} \cdot W_{21} \cdot W_{12} = 0. \quad (10.12)$$

З характеристичного рівняння видно, що на динамічні властивості першого каналу рівною мірою впливають динамічні властивості другого каналу. У характеристичному рівнянні присутні передаточні функції другого каналу. Однак, незважаючи на ускладнення математичного опису до даного каналу управління можуть бути застосовані відомі методи аналізу і синтезу:

1. Алгебраїчний або частотний критерії дослідження стійкості автоматичної системи.

2. Метод стандартних коефіцієнтів при синтезі автоматичної системи.

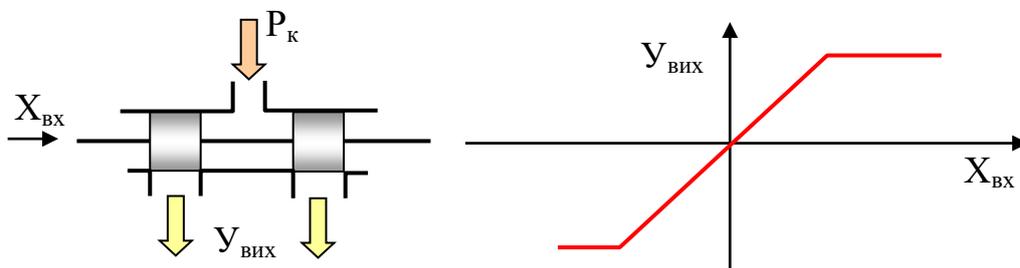
Очевидно, що при синтезі першого каналу, одержана система рівнянь буде перерозмірена. Тому розрахунок необхідно виконувати для двох каналів одночасно.

10.2 Загальні відомості про істотно нелінійні елементи

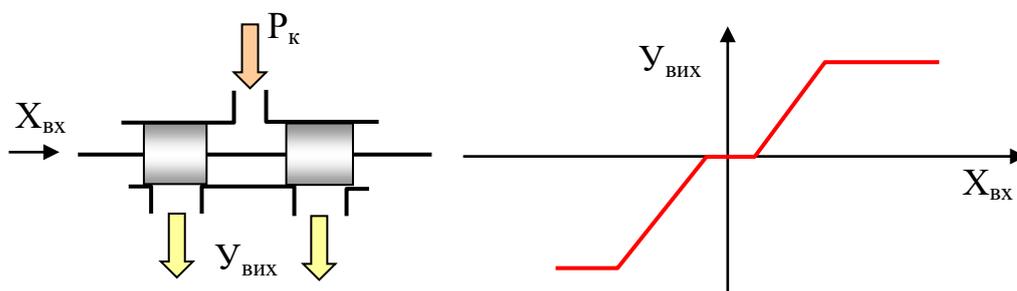
Всі реальні системи й елементи нелінійні. Істотно нелійними елементами будемо називати такі елементи, лінеаризація рівняння динаміки яких може дати якісно невірний результат. Наприклад, після лінеаризації можна одержати стійку систему, а насправді нелінійна система буде хитлива.

Істотно нелінійні елементи

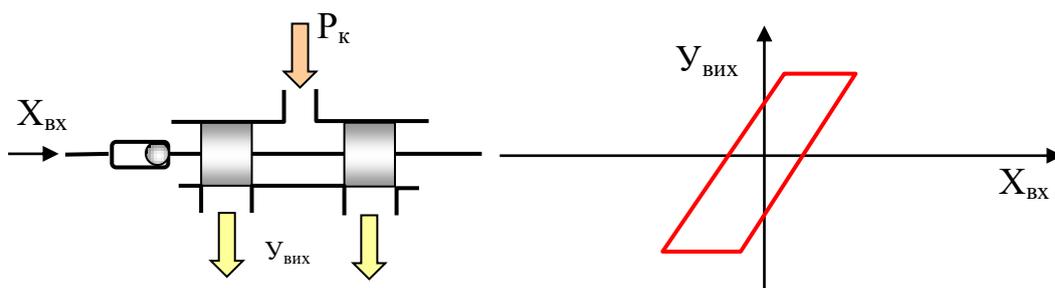
Із зоною насичення.



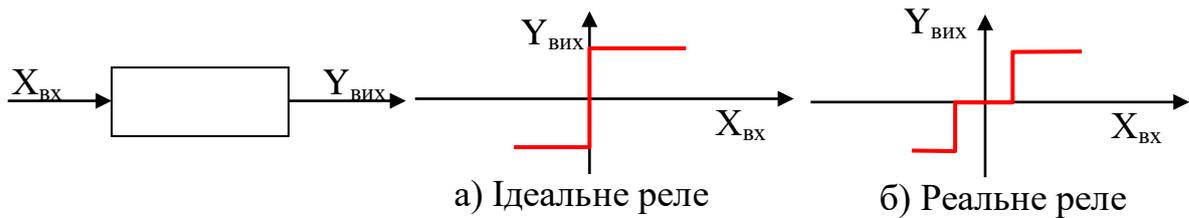
Із зоною нечутливості.



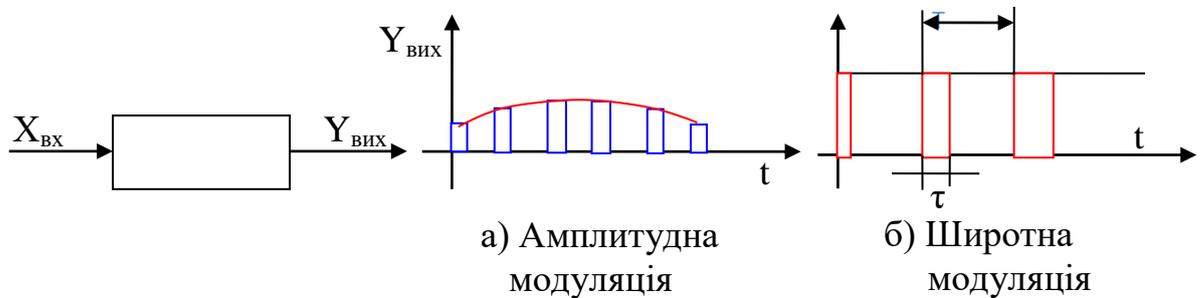
Із люфтом.



Релейні.



Імпульсні.



При амплітудній модуляції амплітуда вихідного сигналу пропорційна вхідному. При широтній модуляції скважність вихідного сигналу пропорційна вхідному:

$$\gamma = \frac{\tau}{T} \cdot 100\% \cong X_{\text{вх}}. \quad (10.13)$$

10.3 Оптимальне управління в нелінійних автоматичних системах

Нелінійні елементи широко застосовуються в сучасних автоматичних системах, тому що тільки з їхньою допомогою можна забезпечити оптимальне управління.

Розглянемо перехідний процес в автоматичних системах з лінійним ПІ-регулятором і нелінійним релейним регулятором для випадку, коли регулюючий вплив обмежений за величиною, рис. 10.3.

Лінійний регулятор плавно нарощує регулюючий вплив до максимального значення. Щоб уникнути перерегулювання на кінцевому етапі регулятор забезпечує попереднє зменшення регулюючого впливу.

Нелінійний регулятор відразу створює максимальний вплив на початковому етапі регулювання, забезпечуючи максимальний розгін автоматичної системи.

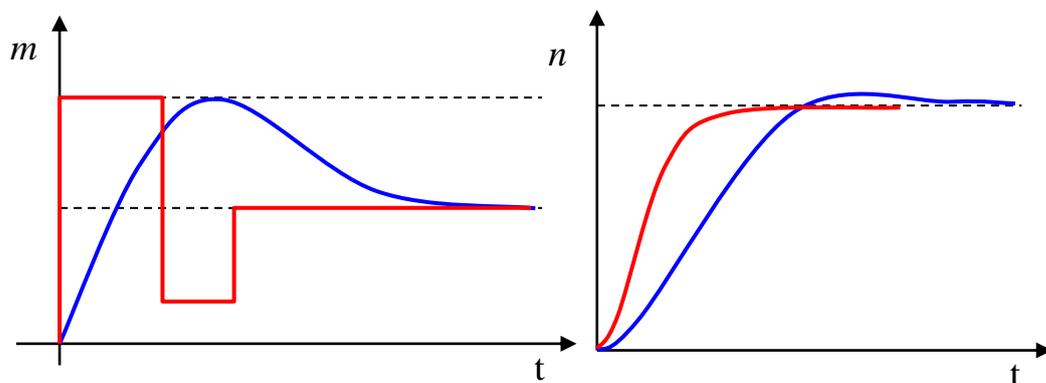


Рисунок 10.3 – Перехідна характеристика нелінійної автоматичної системи з ПІ-регулятором

На кінцевому етапі формується мінімальний регулюючий вплив, для ефективного гальмування процесу. У момент, коли регульований параметр приймає задане значення, регулятор формує відповідне значення регулюючого фактору.

Однак таке управління може виявитися хитливим при роботі автоматичної системи на сталому режимі. При найменшому відхиленні регульованого параметру від заданого значення буде включатися максимальний регулюючий вплив, з наступним формуванням мінімального впливу для гальмування процесу, рис. 10.4.

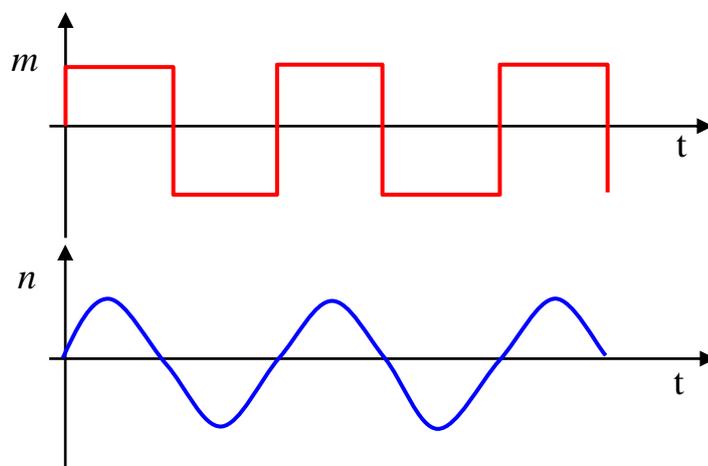


Рисунок 10.4 – Перехідна характеристика нелінійної системи

Для попередження таких коливань вводиться поняття великих та малих неузгоджень.

В області великих неузгоджень $\varepsilon > 3$ (%) регулятор працює, як нелінійний. В області малих неузгоджень $\varepsilon < 3$ (%) регулятор працює, як лінійний.

10.4 Автоколивання в нелінійних автоматичних системах

Недоліком нелінійних автоматичних систем є їхня схильність до розвитку автоколивань – стійких коливань з постійною амплітудою і частотою.

Лінійні автоматичні системи на межі стійкості також можуть мати коливання з постійною амплітудою і частотою. Однак такі коливання не можуть бути тривалими. Внаслідок того, що параметри елементів з часом змінюються система обов'язково перейде у стійку чи хитливу область.

Наявність автоколивань – характерна ознака нелінійних автоматичних систем.

10.4.1 Причини автоколивань нелінійних автоматичних систем

Основними причинами автоколивань є:

1. Залежність коефіцієнта підсилення нелінійного елемента від величини вхідного сигналу, рис. 10,5.

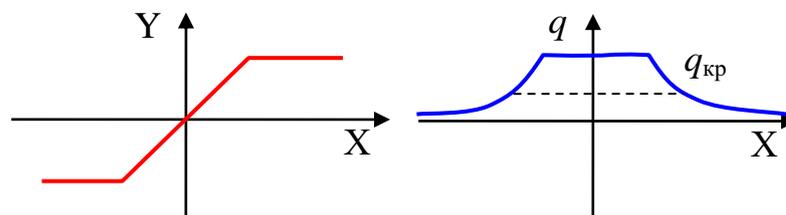


Рисунок 10.5 – Залежність сигналів нелінійного елемента:

$$q = \frac{\Delta Y}{\Delta X}. \quad (10.14)$$

При досить сильному вхідному сигналі коефіцієнт підсилення ланки q може стати менше критичного і автоматична система стане хитливою.

2. Розрив характеристик об'єкту управління при релейному управлінні елементами.

10.4.2 Наближений аналіз автоколивань

У основі наближеного аналізу автоколивань лежить метод Попова Є.П., згідно якого застосовується припущення, що автоколивання можна представити у синусоїдальній формі:

$$X = a \cdot \sin \omega t, \quad (10.15)$$

де: a , ω – амплітуда і частота автоколивань, відповідно.

Нехай автоматична система містить істотно нелінійний елемент – реле. Подамо на вхід нелінійного елемента гармонійні коливання. Тоді на виході нелінійного елемента будуть імпульси східчастої форми, рис.10.6.

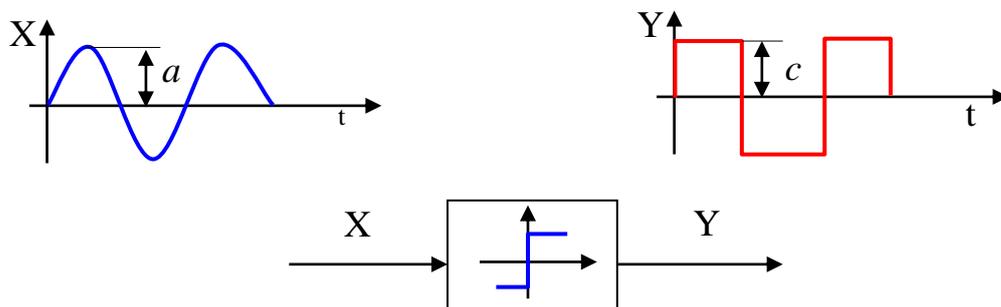


Рисунок 10.6 – Функціональна схема двовимірного об'єкта регулювання

Замінімо вихідний сигнал першою гармонікою ряду Фур'є, рис. 10.7.

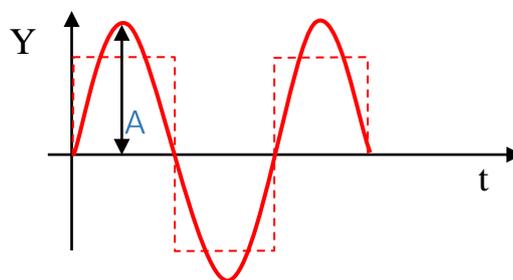


Рисунок 10.7 – Гармоніка ряду Фур'є

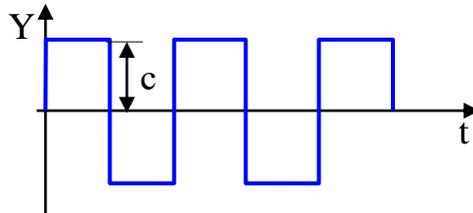
$$Y = A \sin(\omega t), \quad Y = \frac{A}{a} a \sin(\omega t), \quad (10.16)$$

$$Y = \frac{A}{a} X; \quad Y = qX, \quad (10.17)$$

де: $q = \frac{A}{a}$ – гармонійний коефіцієнт підсилення.

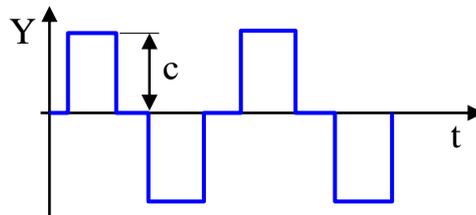
Величина q визначається з теорії рядів Фур'є.

а) Ідеальне реле:



$$q = \frac{4c}{\pi a}. \quad (10.18)$$

б) Реальне реле:



$$q = \frac{4c}{\pi a} \cdot \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}}, \quad (10.19)$$

де: b – половина зони нечутливості.

Таким чином, при дослідженні автоколивань нелінійний елемент замінюється ідеальною ланкою з гармонійним коефіцієнтом підсилення q .

Приклад: дослідити на автоколивання слідкуючу автоматичну систему з нелінійним датчиком неузгодженостей, що має характеристику реального реле, реальним інтегруючим підсилювачем і інерційним об'єктом управління.

При дослідженні автоколивань нелінійну ланку замінимо ідеальною позиційною ланкою з гармонійним коефіцієнтом підсилення q .

Функціональна схема автоматичної системи буде мати вигляд:, рис. 10.9.

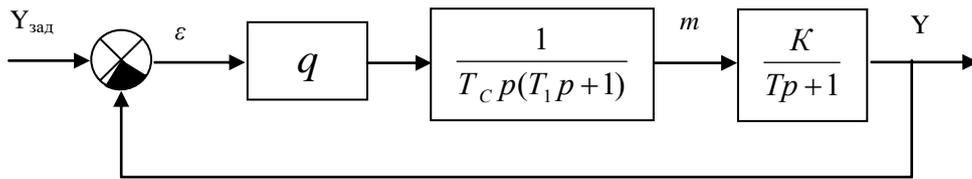


Рисунок 10.9 – Функціональна схема двовимірного об'єкта регулювання

Характеристичне рівняння автоматичної системи:

$$1 + W_{\text{поз}} = 0; \quad \Rightarrow \quad 1 + \frac{qK}{T_c p (T_1 p + 1)(T p + 1)} = 0, \quad (10.20)$$

$$T_c T_1 T p^3 + (T_c T_1 + T_c T) p^2 + T_c p + qK = 0. \quad (10.21)$$

Тепер можна скористатися будь-яким частотним критерієм для лінійних автоматичних систем.

Для цього в характеристичному поліномі $L(p)$ параметр p замінимо на $i\omega$.

Одержимо:

$$L(i\omega) = -T_c T_1 T \cdot i\omega^3 - (T_c T_1 + T_c T)\omega^2 + T_c i\omega + qK. \quad (10.22)$$

Виділимо дійсну та уявну частини комплексного числа:

$$U(\omega) = -(T_c T_1 + T_c T)\omega^2 + qK, \quad (10.23)$$

$$V(\omega) = -T_c T_1 T \cdot \omega^3 + T_c \omega. \quad (10.24)$$

Відповідно до частотного критерію стійкості, система знаходиться на межі коливальної стійкості, якщо годограф проходить через початок координат: $U=0, V=0$. Визначимо критичні значення параметрів автоколивань.

З рівняння (10.24):

$$\omega_{\text{кр}}^2 = \frac{1}{T_1 T}. \quad (10.25)$$

З рівняння (10.23):

$$q_{\text{кр}} = \frac{T_C T_1 + T_C T}{K} \cdot \omega_{\text{кр}}^2 = \frac{T_C T_1 + T_C T}{K T_1 T}. \quad (10.26)$$

Якщо $\omega_{\text{кр}}$ і $q_{\text{кр}}$ - дійсні числа, то автоколивання можливі.

Для остаточного рішення необхідно перевірити існування дійсної амплітуди коливань:

$$q = \frac{4c}{\pi a} \cdot \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}}, \quad (10.27)$$

$$q^2 \pi^2 a^2 = \frac{4^2 c^2 (a^2 - b^2)}{a^2}, \quad (10.28)$$

$$q^2 \pi^2 a^4 - 16c^2 a^2 + 16c^2 b^2 = 0, \quad (10.29)$$

$$a_{1,2}^2 = \frac{8 \pm 4 \sqrt{4 - \frac{b^2 q^2 \pi^2}{c^2}}}{q^2 \pi^2}. \quad (10.30)$$

Видно, що амплітуда є дійсним числом, якщо дискримінант позитивний:

$$D > 0 \Rightarrow -\frac{b^2 q^2 \pi^2}{c^2} < 4 \Rightarrow -\frac{b q \pi}{c} < 2. \quad (10.31)$$

Якщо дискримінант негативний, то дійсної амплітуди не існує:

$$D < 0 \Rightarrow -\frac{bq\pi}{C} > 2. \quad (10.32)$$

Таким чином, автоколивання у розглянутій системі можна уникнути, якщо ширину зони нечутливості зробити, виходячи з умови:

$$b > \frac{2C}{\pi \cdot q_{\text{кр}}}. \quad (10.33)$$

РОЗДІЛ 11. ТЕХНОЛОГІЧНИЙ ПРОЦЕС, ЯК ОБ'ЄКТ УПРАВЛІННЯ

Систем автоматичного управління - комплекс технічних засобів, що забезпечують автоматичне функціонування одного чи групи технологічних апаратів та передбачає функціонування процесу без втручання людини. Дане поняття виникло коли для вирішення завдань виробництва почали впроваджувати обчислювальну техніку. Потік інформації надходив від об'єкта управління до оператора, який здійснював управління процесом. Обчислювальна техніка застосовувалася для полегшення обробки інформації, що надходить, і полегшити прийняття рішень для управління процесом управління. Автоматичні системи управління, що застосовувалися в технологічних процесах стали називатися автоматичними системами управління технологічним процесом.

З розвитком обчислювальної техніки частина функцій (іноді усі функції), що виконувалися оператором, стали виконуватися обчислювальною технікою і роль людини в управлінні процесом знизилася чи повністю зникла.

З іншого боку бурхливий розвиток електроніки призвів до застосування цифрових датчиків, виконавчих механізмів. В якості регуляторів і програмних пристроїв стали використовуватися спеціалізовані обчислювальні пристрої.

В якості об'єкту управління могли матися на увазі як технічні засоби, так і виробничі структури, між якими з погляду теорії автоматичного управління немає принципової різниці.

Перші автоматичні системи управління технологічним процесом створювалися шляхом поєднання вже створених телемеханічних систем. Оператор був одночасно і оператором обчислювальних пристроїв і диспетчером телемеханічної системи. Однак до епохи персональних комп'ютерів один оператор був не в змозі, на додаток до своїх безпосередніх обов'язків з управління телемеханічною системою, справлятися ще й з управлінням обчислювальним пристроєм. Тому теоретичні розробки таких автоматичних систем управління технологічним процесом дуже рідко

втілювалися на практиці, та й лише в тих галузях, де економічний ефект від їх впровадження у технологічний процес не мав вирішального значення (космічна, військова сфери). Однак описана вище структурна схема не відповідала цим завданням, і спроби її модернізувати, додавши потік інформації від об'єкта безпосередньо до обчислювального пристрою і управління об'єктом за допомогою пристрою минаючи оператора, відразу ж виявили її непрацездатність. Обчислювальний пристрій не може приймати вхідну інформацію, як це робить оператор і не здатна безпосередньо управляти технологічним процесом. Спроби перетворювати сигнали для введення та адаптувати управління з урахуванням вимог обчислювального пристрою призводили до ускладнення та подорожчання системи, що не виправдовувало самі вдосконалення.

Локальна автоматика розвивалася від виконання приватних завдань управління одним процесом або об'єктом до управління комплексом з декількох процесів або об'єктів.

Перші автоматичні системи управління технологічним процесом реалізовувалися на аналогових регуляторах і релейних схемах. Вони були досить широко поширені та успішно застосовувалися як невеликі вузли автоматичного управління, так і великі телемеханічні системи. Проте спроби створити повністю автоматичну (більше 100 контрольованих та керованих параметрів) телемеханічну систему за допомогою аналогової автоматики та релейних схем управління призводили до того, що найчастіше фізичний обсяг та вартість такої системи виявлялися значно більшими, ніж у самого об'єкта (або групи об'єктів) управління. Надійність таких систем була невелика. Тому паралельно з автоматичною системою управління завжди створювалося ручне управління, що не сприяло ні спрощенню, ні здешевленню обладнання. Релейні схеми управління легко піддаються моделюванню програмними засобами, тому було цілком природно спробувати використати для цього обчислювальну техніку. Така можливість виникла з появою міні- та мікро персональними обчислювальними пристроями. Постала проблема адаптації обчислювальної

техніки до локальної автоматики. При побудові "знизу" реальна працездатність автоматичної системи управління технологічним процесом виявилася тією самою, що і при побудові "зверху".

Рух назустріч.

Розвиток автоматичних систем управління та локальної автоматики йшов у зустрічних напрямках, але до певного моменту теоретично добре розроблені схеми побудови автоматичні системи управління технологічним процесом із дворівневою архітектурою на практиці виявлялися або надто складними та дорогими, або непрацездатними. Щоб ці два напрями «зустрілися», був потрібний цілеспрямований розвиток засобів автоматизації, насамперед у плані сумісності датчиків та виконавчих механізмів із цифровою апаратурою обробки даних. Необхідно було подолати таке важливе обмеження як висока вартість обчислювальної техніки. Найбільш прийнятним рішенням обох проблем відразу стало створення програмованих мікропроцесорних контролерів, що управляють. Програмовані контролери, будучи за своєю суттю цифровими (а значить легко сумісними з керуючими машинами верхнього рівня), мають спеціалізовані блоки для управління і зв'язку з різними аналоговими, дискретними і цифровими датчиками і виконавчими механізмами. Широке поширення контролерів збіглося за часом із початком поширення персональних комп'ютерів. Тому можна сказати, що прості та недорогі реально працюючі автоматизовані системи управління технологічними процесами почали з'являтися в той же момент, коли в повсякденному житті почав вживатися термін "персональний комп'ютер" або просто комп'ютер. Із застосуванням програмованих контролерів типова схема побудови автоматичної системи управління технологічним процесом набула вигляду ланцюга: оператор – управляючий комп'ютер – управляючі програмовані контролери – датчики та виконавчі механізми – об'єкти управління, де обмін інформацією йшов в обох напрямках. При побудові автоматичної системи управління технологічним процесом за цією схемою оператор не може безпосередньо впливати на технологічний процес, сприймаючи інформацію безпосередньо з датчиків і

керуючи виконавчими механізмами. Хоча створення паралельного ручного управління в принципі можливе, але в ньому немає необхідності, тому що надійність системи в більшості випадків достатня, а аварійні ситуації можуть відпрацьовуватися як комп'ютером, що управляє, так і програмованими контролерами. Така архітектура автоматичної системи управління технологічним процесом передбачає, що кожен апаратний рівень може приймати частину функцій з інших рівнів. Наприклад, всі функції управління технологічним процесом можна покласти на керувальні контролери, а комп'ютер верхнього рівня в цьому випадку лише відображатиме хід процесу. Можна використовувати контролери лише як передавальну ланку, а всім процесом керуватиме комп'ютер або оператор. На практиці найчастіше функції обробки інформації, що надходить з датчиків, і прийняття управлінського рішення розподілені між керуючим комп'ютером і контролерами; оператор задає лише початкові умови технологічного процесу та за необхідності коригує сам процес. Така архітектура дозволяє легко нарощувати системи автоматизованого керування. Немає жодних принципових обмежень, забороняють у разі потреби одночасно керувати кількома процесами чи об'єднувати кілька процесів в один. Комп'ютер верхнього рівня може бути з'єднаний з іншими комп'ютерами, які виконують завдання, не пов'язані з технологічними процесами, наприклад, функції бухгалтерії, відділів маркетингу, кадрів і т.д. У такому разі автоматична система управління технологічним процесом становитиме частину одного з компонентів єдиної інформаційно-керуючої системи.

Автоматичної системи управління технологічним процесом сьогодні є об'єктом активних теоретичних досліджень. Дослідники, використовуючи новий технологічний рівень, повернулися до створення моделей комплексної автоматизації процесів, виробництв та виробничих структур. Єдині відкриті обчислювальні системи дозволяють керувати розподіленими децентралізованими структурами, що еволюціують, з обмеженою взаємодією, здатними підтримувати в міру потреб механізм налагодження нових зв'язків або

поглиблювати їх взаємодію. Всі необхідні апаратні засоби для таких систем вже створені або можуть бути легко створені. Для цього розроблюється системо-незалежне програмне забезпечення. Проте, проблемою є створення системи протоколів функціонування мережі. Якщо вирішення завдань бухгалтерських, маркетингових та інших офісних додатків успішно вирішується за допомогою локальних комп'ютерних мереж, то привнесення в цю мережу завдань автоматичної системи управління технологічним процесом пред'являє нові вимоги до її функціонування: можливість роботи в режимі реального часу, максимальний пріоритет при роботі з об'єктом управління, надійність протоколів зв'язку з об'єктами та самотестування системи на предмет роботи. Що стосується програмного забезпечення безпосередньо для автоматичної системи управління технологічним процесом, то для створення автоматизованих технологічних процесів існують і успішно застосовуються пакети, які називаються в технічній літературі SCADA-програмами (Supervisory Control and Data Acquisition – диспетчерське управління та збір даних). Ці програми дозволяють забезпечити двосторонній зв'язок у реальному часі з об'єктом управління та контролю, візуалізацію інформації на екрані монітора у будь-якому зручному для оператора вигляді, контроль позаштатних ситуацій, організацію віддаленого доступу, зберігання та обробку інформації. SCADA-пакети забезпечують гнучкість системи, підтримують розподілену архітектуру, можливість розробки драйверів, масштабованість, резервування даних, підтримку спеціалізованих мов програмування. Мікропроцесорні промислові керувальні контролери також мають власні мови програмування, що дозволяють описати конкретний процес: мови релейних схем з вбудованими булевими операціями. Контролери можна програмувати і за допомогою асемблера або мови високого рівня, найчастіше С, з наступним компілюванням і завантаженням керувальних програм на згадку про контролера. Нині створення автоматичної системи управління технологічним процесом, особливо невеликих, перестало бути чимось винятковим. Існують напрацьовані типові схеми, схемні і програмні рішення, які використовують розробники не

акцентуючи увагу на створення автоматичної системи управління технологічним процесом. Це свідчить що автоматизація досягла буденності.

Автоматизована система являє собою організаційно-технічну систему, що забезпечує вироблення рішень на основі автоматизації інформаційних процесів у різних сферах діяльності (виробництво, проектування, управління тощо) або їх поєднаннях.

Залежно від сфери автоматизованої діяльності вони поділяються на:

- автоматизовані системи керування технологічними процесами;
- системи автоматизованого проектування;
- автоматизовані системи обробки та передачі інформації;
- автоматизовані системи наукових досліджень;
- автоматизовані системи технологічної підготовки виробництва;
- автоматизовані системи контролю та випробувань.

Завдання автоматизованих систем управління технологічними процесами.

Загальне завдання технологічного процесу зазвичай формулюється як завдання максимізації (мінімізація) деякого критерію (прибутку, енерговитрат, собівартості тощо). Вирішення такої задачі для всього процесу (виробництва) дуже трудомістке і часто неможливе через велику кількість факторів, що впливають на виробництво. Тому весь процес розбивають на окремі ділянки, з невеликою кількістю змінних, для яких можуть бути сформульовані прості критерії якості, підпорядковані всьому процесу загалом. Зазвичай ці ділянки збігаються із закінченими технологічними стадіями.

Завдання управління окремими стадіями спрямовані на оптимізацію (в окремому випадку стабілізацію) технологічного параметра. Оптимізацію параметра проводять у межах обмежень, що накладаються технологічним регламентом.

Хімічне виробництво складається з десятків і сотень різноманітних апаратів та пристроїв, пов'язаних між собою різноманітними потоками. Дослідити його загалом при величезному різноманітті його складових частин – завдання як складна, а й малоефективна. Завдання значно спрощується якщо

хіміко-технологічне виробництво у вигляді хіміко-технологічної системи, що складається з підсистем.

У структурі хіміко-технологічної системи мінімальний елемент – окремий апарат (реактор, абсорбер, колона ректифікації, насос та інше). Це нижчий масштабний рівень I.

Декілька апаратів, що виконують разом якість перетворення потоку – елементи підсистеми II масштабного рівня (лінія, система поділу багатокомпонентної суміші і т.д.).

Сукупність підсистем другого рівня як елементи утворюють підсистему III рівня (відділення або ділянки виробництва, наприклад у виробництві сірчаної кислоти – відділення випалу сірковмісної сировини, очищення і осушування сірчистого газу, контактне, абсорбційне, очищення відхідних газів). До цих підсистем можуть відноситися: водопідготовка, регенерація відпрацьованих допоміжних матеріалів, утилізація відходів.

Сукупність відділень, ділянок утворює хіміко-технологічну систему виробництва, у цілому.

Описане виділення підсистем є умовним. У якихось завданнях виділення підсистем, елементів може бути іншим, рис. 11.1, 11.2.

11.1 Технологічний процес як об'єкт управління

Технологічний процес це сукупність фізико-хімічних або фізико-механічних перетворень речовин, зміна значень параметрів тіл та матеріальних середовищ, що цілеспрямовано проводяться на технологічному обладнанні, в апараті (системі взаємозалежних апаратів), агрегаті, машині тощо.

Завданням, що передує розробці та синтезу автоматичної системи управління технологічним процесом, є вивчення технологічного процесу як об'єкта управління та виявлення:

- завдань управління (критеріїв ефективності);
- регульованих параметрів y ;
- ефективних регулюючих факторів m ;

- зовнішніх збурень f ;
- контрольованих параметрів z .

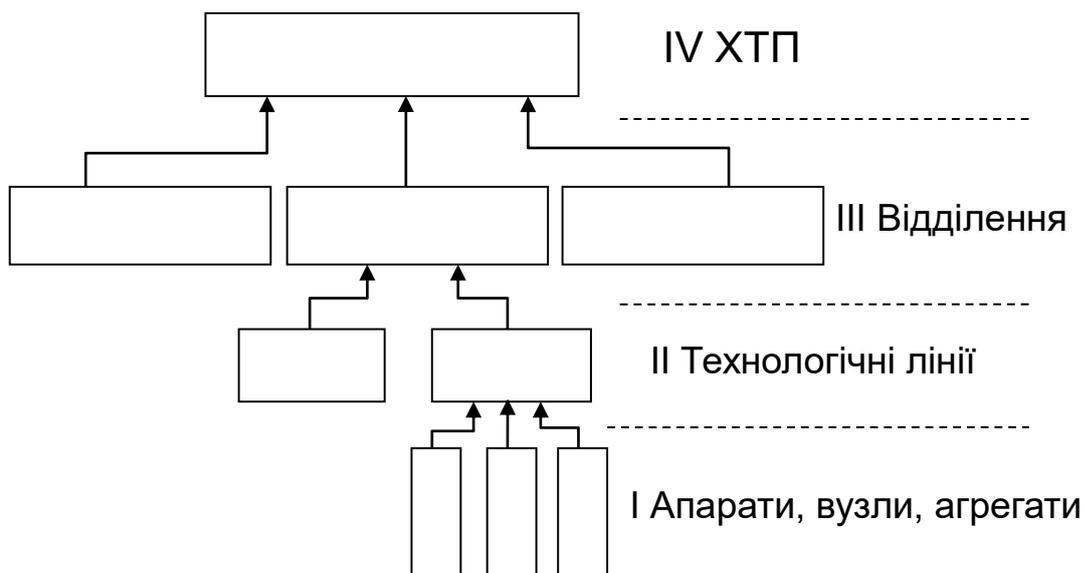


Рисунок 11.1 – Структурна схема хіміко-технологічної системи

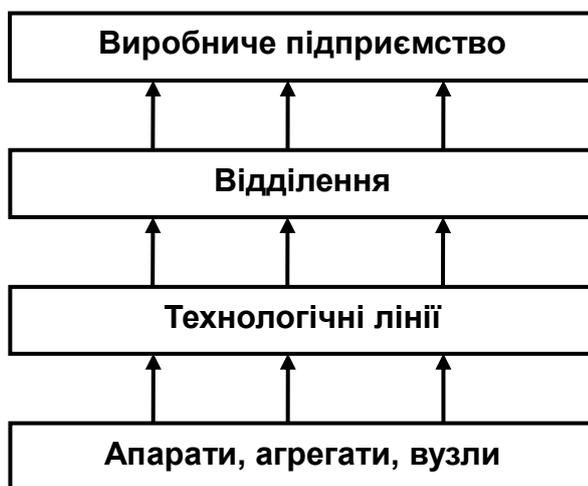


Рисунок 11.2 – Ієрархічна структура хіміко-технологічної системи

При цьому технологічний процес може бути представлений як одномірний об'єкт з одним регульованим параметром та одним регулюючим фактором, або багатовимірний об'єкт з кількома регульованими параметрами та регулюючими факторами, рис. 11.3.

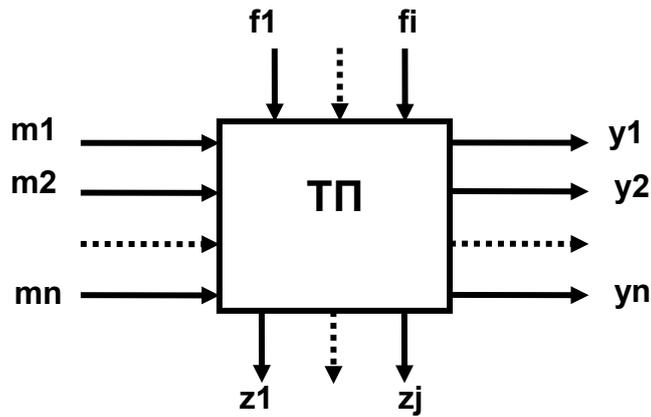


Рисунок 11.3 – Структурна схема технологічного процесу

Контрольовані параметри назначаються з метою забезпечення регламенту та безпеки виробничого процесу.

Контролю підлягають:

А) Параметри процесу: тиск, температура, витрата речовини, та інше.

Б) Параметри вхідних та вихідних речовин: тиск, температура, якість, та інше.

В) Параметри машин та механізмів: температура (корпусів, підшипників), тиск (у системах), вібрації (корпусів, підшипників), витрати та інше.

Контрольовані параметри признаються з метою виконання регламенту технологічного процесу та забезпечення безпеки виробничого процесу.

Контролю підлягають:

А) Параметри процесу (температура, тиск);

Б) Параметри вхідних і вихідних речовин (температур, тиск, якість): витрата речовини, температура процесу, тиск процесу.

В) Параметри машин та механізмів: витрата, температура, тиск, вібрація.

Класифікація технологічних процесів.

Технологічні процеси залежно від основних закономірностей, що характеризують процес, можна поділити на: механічні, гідродинамічні, теплові, холодильні, дифузійні, хімічні.

За характером перебігу технологічні процеси бувають:

1. Безперервні процеси, характеризуються станом і безперервним

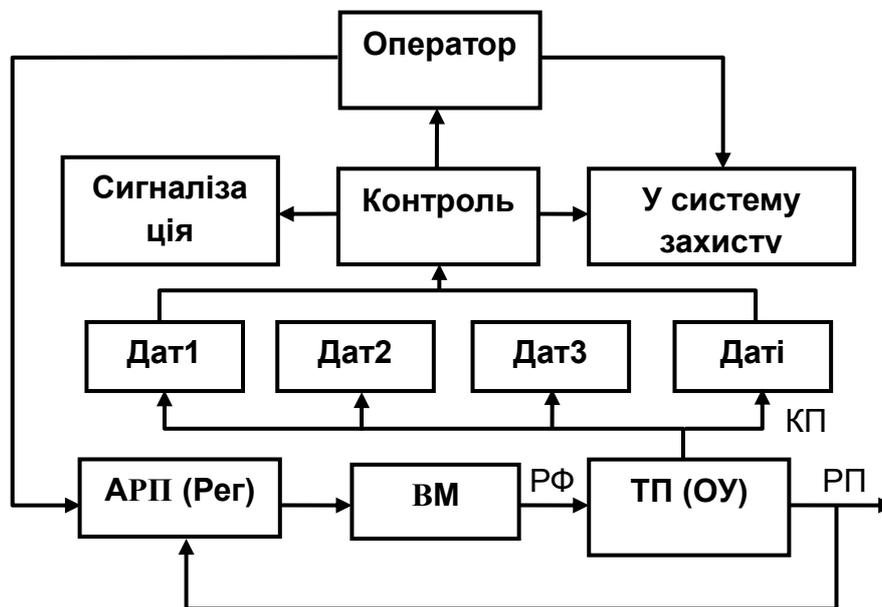
відбором кінцевого продукту. Безперервні процеси протікають в апаратах безперервної дії.

2. Періодичні процеси, характеризуються станом і періодичним завантаженням вихідних речовин і вивантаженням кінцевого продукту. Періодичні процеси протікають в апаратах періодичної дії.

3. Комбіновані процеси, у яких лише окремі стадії процесу є безперервними.

Основні технологічні параметри (регульовані параметри).

Управління технологічними процесами складає підставі контролю технологічних параметрів, що характеризують стан процесу: рівень, витрата, температура, тиск, концентрація, склад речовини. Структура автоматизованої системи управління технологічним процесом, рис. 11.4.



ТП (ОУ) – технологічний процес (об'єкт управління); ВМ – виконавчий механізм;
Дат – датчик регульованого параметра (первинний перетворювач);
АРП (Рег) – автоматичний регулюючий пристрій (регулятор)

Рисунок 11.4 – Структура автоматизованої системи управління технологічним процесом

Типове рішення автоматизації технологічного процесу:

- регулювання: критерій ефективності регульованого параметру та регулюючого фактору;
- контроль: контрольовані параметри;

- сигналізація: звукова та світлова сигналізація при досягненні контрольованих параметрів гранично допустимих значень;
- система захисту.

11.2 Багатомірні та багатокаскадні автоматизовані системи управління технологічним процесом

Для стабілізації чи керування одним параметром застосовуються одновимірні автоматизовані системи управління. Якщо об'єкт управління має кілька керованих або регульованих параметрів можуть застосовуватися багатовимірні та багатокаскадні автоматизовані системи управління технологічним процесом.

Багатовимірні автоматичні системи управління. У багатовимірних об'єктах управління спостерігається взаємний вплив регулюючих факторів на параметри, що регулюються. Тобто за зміни одного регулюючого фактору змінюються всі регульовані параметри, рис. 11.5.

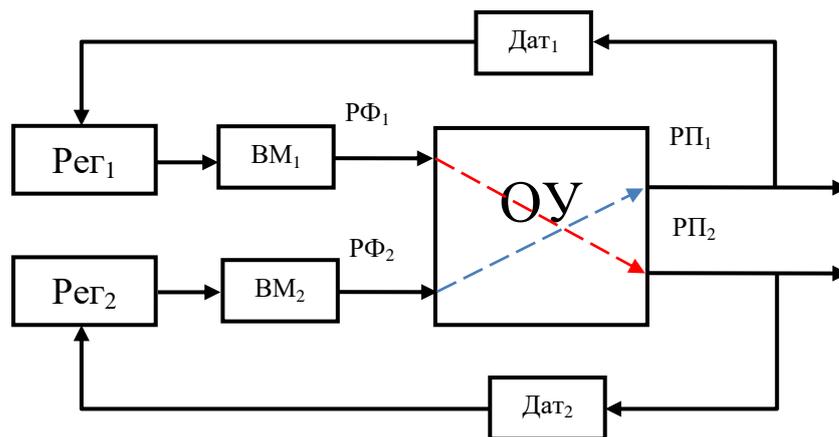


Рисунок 11.5 – Структура багатомірної автоматичної системи управління технологічним процесом

Квазі-багатовимірні автоматичні системи управління. У квазі-багатовимірних об'єктах управління немає взаємного (перехресного) впливу регулюючого фактору. Тому автоматичну систему управління можна уявити, як сукупність незалежних одновимірних контурів регулювання, об'єднаних одним технологічним процесом. Принцип побудови багатовимірних і квазі-

багатомірних автоматичних систем управління технологічним процесом: для регулювання n -параметрів необхідно мати таку ж кількість регулюючих факторів, рис. 11.6:

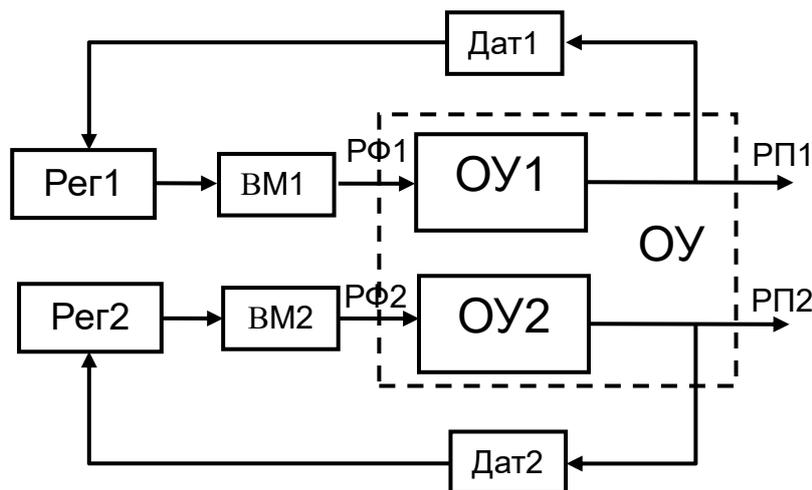


Рисунок 11.6 – Структура квазі-багатовимірної автоматичної системи управління технологічним процесом

Багатовимірні автоматичні системи, рис.11.7:

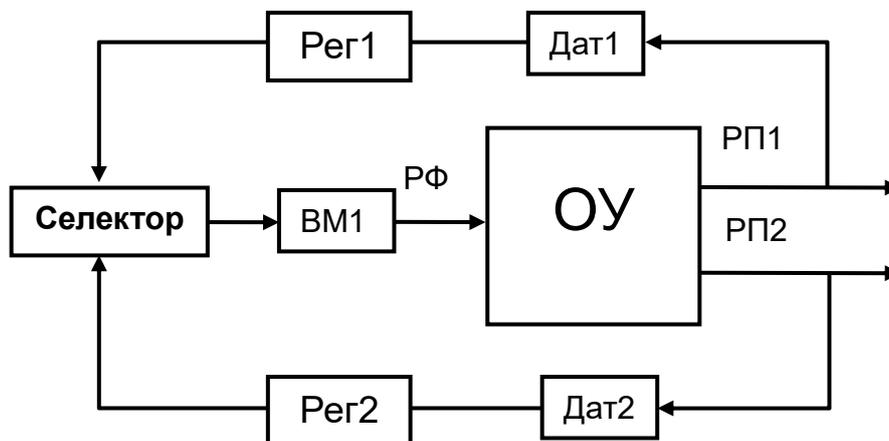


Рисунок 11.7 – Багатовимірна автоматична система управління з одним регулюючим фактором

Багатовимірні автоматичні системи управління з одним регулюючим фактором, застосовуються коли для керування кількома параметрами в розпорядженні є лише один регулюючий фактор.

Багатокаскадні автоматичні системи управління, рис.11.8.

Регулятор 2 (Reg2), впливаючи на налаштування регулятора 1 (Reg1), змінює регулюючий фактор m_1 .

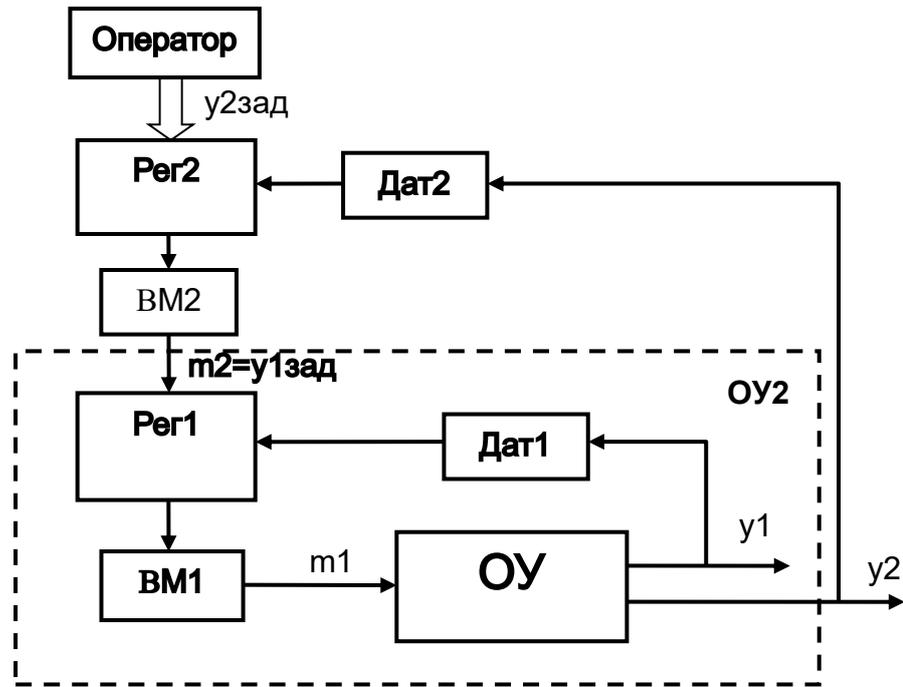


Рисунок 11.8 – Структурна схема двокаскадної автоматичної системи управління

Якщо потрібно забезпечити управління технологічним параметром багатовимірного об'єкта управління

Прагнуть підібрати такий критерій ефективності, щоб його стабілізація призводила до бажаного результату. На рис.11.8 показано систему стабілізації двох параметрів y_1 і y_2 .

Але контур регулювання y_1 підпорядкований контуру регулювання y_2 . Стабілізація параметра y_2 досягається шляхом переналаштування регулятора 1. Тому можна сказати, що параметр y_2 стабілізується, а параметр y_1 управляється. В результаті виходить структурна схема, яка називається багатокаскадною.

Особливості багатовимірних автоматичних систем.

Багатовимірними називаються системи автоматичного управління з кількома регульованими параметрами та складним взаємним впливом контурів регулювання.

Розглянемо двомірну автоматичну систему з регульованими параметрами Y_1 та Y_2 та регулюючими факторами m_1 та m_2 . Вплив першого РФ m_1 на Y_1

описується передаточною функцією W_{11} , а вплив другого ПФ m_2 на Y_1 описується передаточною функцією W_{12} . Відповідно до іншого каналу передавальні функції будуть W_{22} W_{21} .

Функціональна схема двовимірного об'єкту регулювання має вид, рис. 11.9:

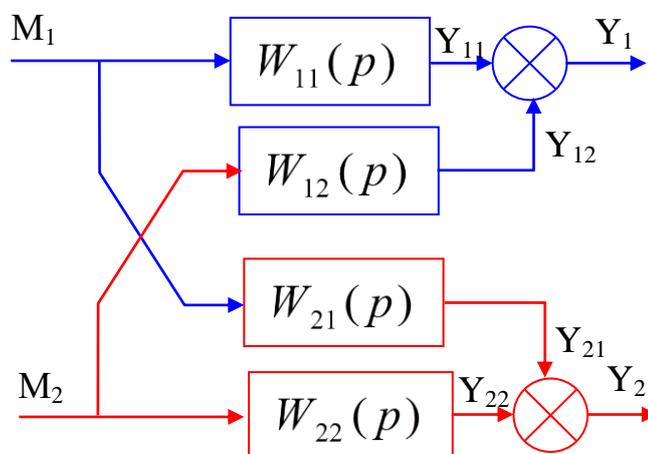


Рисунок 11.9 – Функціональна схема двовимірного об'єкту регулювання

У каналі регулювання Y_1 застосований регулятор з передаточною функцією W_{p1} , а в каналі регулювання Y_2 регулятор з передаточною функцією W_{p2} . Потрібно виконати динамічний аналіз кожного каналу. Структурно-динамічна схему автоматичної системи, показана на рис. 11.10.

Визначимо передаточну функцію $W_{\frac{Y_1}{M_1}}(p)$:

$$Y_1 = Y_{11} + Y_{12}, \quad (11.1)$$

$$Y_{11} = W_{11} \cdot M_1, \quad Y_{12} = W_{\frac{Y_{12}}{M_1}} \cdot m_1, \quad (11.2)$$

$$W_{\frac{Y_{12}}{M_1}} = - \frac{W_{p2} \cdot W_{21} \cdot W_{12}}{1 + W_{p2} \cdot W_{22}} \cdot m_1, \quad (11.3)$$

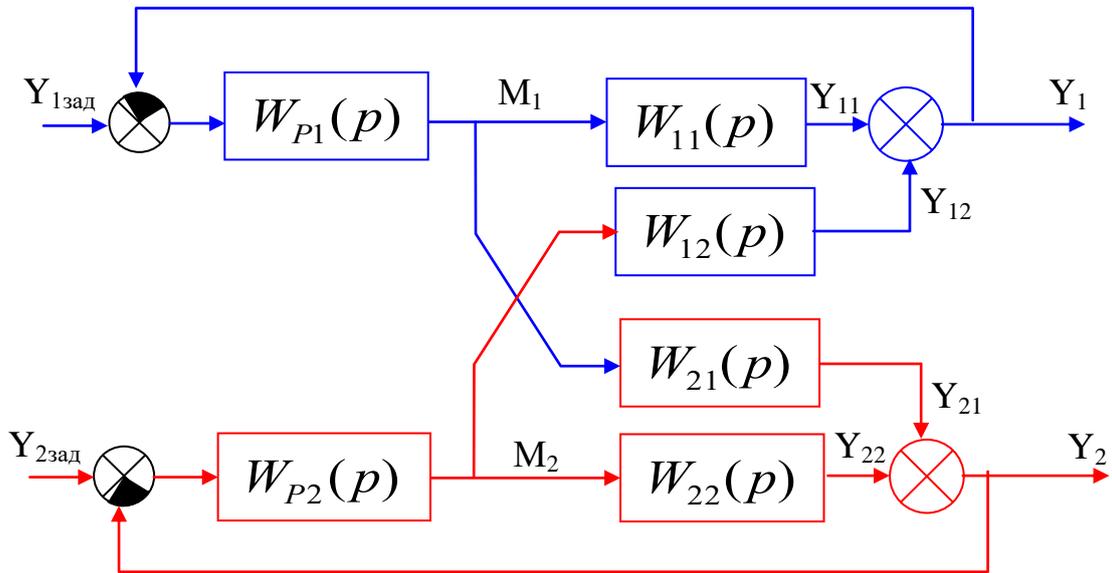


Рисунок 11.10 – Структурно-динамічна схема двовимірного об'єкту регулювання

$$W_{\frac{Y_1}{M_1}} = W_{11} - \frac{W_{P2} \cdot W_{21} \cdot W_{12}}{1 + W_{P2} \cdot W_{22}}. \quad (11.4)$$

Визначимо передаточну функцію $W_{\frac{Y_1}{Y_{1\text{зад}}}}(p)$:

$$W_{\frac{Y_1}{Y_{1\text{зад}}}} = \frac{W_{P1} \cdot W_{Y_1/M_1}}{1 + W_{P1} \cdot W_{Y_1/M_1}}. \quad (11.5)$$

Динамічні можливості першого каналу визначаються характеристичним рівнянням. Щоб отримати характеристичне рівняння, необхідно прирівняти до нуля знаменник передавальної функції $W_{\frac{Y_1}{Y_{1\text{зад}}}}(p)$. Отже, характеристичне рівняння першого каналу матиме вигляд:

$$1 + W_{P1} \cdot W_{Y_1/M_1} = 0, \quad (11.6)$$

$$1 + W_{P1} \cdot \left(W_{11} - \frac{W_{P2} \cdot W_{21} \cdot W_{12}}{1 + W_{P2} \cdot W_{22}} \right) = 0, \quad (11.7)$$

$$(1 + W_{P2} \cdot W_{22}) + W_{P1} \cdot (W_{11}(1 + W_{P2} \cdot W_{22}) - W_{P2} \cdot W_{21} \cdot W_{12}) = 0, \quad (11.8)$$

$$(1 + W_{P2} \cdot W_{22}) + W_{P1} \cdot W_{11} \cdot (1 + W_{P2} \cdot W_{22}) - W_{P1} \cdot W_{P2} \cdot W_{21} \cdot W_{12} = 0, \quad (11.9)$$

$$(1 + W_{P1} \cdot W_{11}) \cdot (1 + W_{P2} \cdot W_{22}) - W_{P1} \cdot W_{P2} \cdot W_{21} \cdot W_{12} = 0. \quad (11.10)$$

З характеристичного рівняння видно, що у динамічні властивості першого каналу однаково впливає динамічні властивості другого каналу, тобто у характеристичному рівнянні присутні передавальні функції другого каналу. Однак, незважаючи на ускладнення математичного опису даного каналу управління можуть бути застосовані відомі методи аналізу та синтезу: критерії стійкості, метод стандартних коефіцієнтів.

З синтезу першого каналу система рівнянь буде перерозмірена. Тому розрахунок необхідно виконувати для двох каналів одночасно.

РОЗДІЛ 12. ФУНКЦІОНАЛЬНІ СХЕМИ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИМИ ПРОЦЕСАМИ

Автоматизовані системи управління технологічними процесами зручно зображати у вигляді функціональних схем.

Функціональні схеми автоматизації є основним технічним документом, що визначає функціонально-блочну структуру окремих вузлів автоматичного контролю, управління та регулювання технологічного процесу та оснащення об'єкта управління приладами та засобами автоматизації (у тому числі засобами телемеханіки та обчислювальної техніки).

Функціональні схеми автоматизації роз'яснюють процеси, як у окремих функціональних ланцюгах, так і взагалі. Цими схемами користуються при вивченні принципів роботи, налагодженні, контролі, ремонті приладів.

Під час розробки функціональних схем автоматизації технологічних процесів необхідно вирішити таке:

- отримання первинної інформації про стан технологічного процесу та обладнання;
- безпосередній вплив на технологічний процес для керування ним;
- стабілізація технологічних параметрів процесу;
- контроль та реєстрація технологічних параметрів процесів та стану технологічного обладнання.

Результатом складання функціональних схем є:

- вибір методів виміру технологічних параметрів;
- вибір основних технічних засобів автоматизації, що найбільш повно відповідають вимогам і умовам роботи автоматизованого об'єкта;
- визначення приводів виконавчих механізмів регулюючих та запірних органів технологічного обладнання, керованого автоматично чи дистанційно;
- розміщення засобів автоматизації на щитах, пультах, технологічному обладнанні та трубопроводах тощо. та визначення способів подання інформації про стан технологічного процесу та обладнання.

12.1 Елементи автоматики на функціональних схемах

Для позначення елементів засобів автоматизації на функціональних схемах застосовують умовні позначення [6], рис. 12.1., таб. 12.1.

Прилади, вбудовані в комунікації, показують розрив лінії, що показує комунікацію. Добірний пристрій для всіх постійно підключених приладів є суцільною тонкою лінією, що з'єднує технологічний трубопровід або апарат з приладом. При необхідності вказівки конкретного місця розташування добірного пристрою (всередині контуру технологічного апарату) його позначають кружком діаметром 2 (мм).

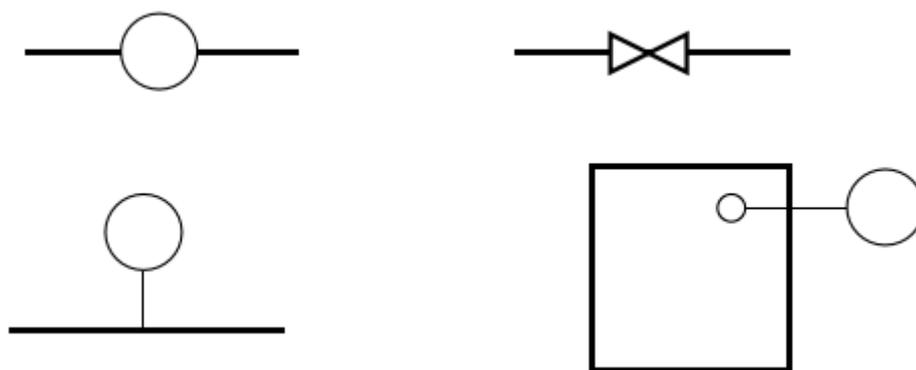


Рисунок 12.1 – Добірні пристрої

Таблиця 12.1 – Позначення елементів засобів автоматизації.

	Найменування	позначення
1	Прилад, що встановлюється поза щитом (за місцем): А) Основне позначення Б) Допустиме позначення	
2	Прилад, що встановлюється на щиті, пульті: А) Основне позначення Б) Допустиме позначення	
3	Виконавчий механізм. Загальне позначення	

Продовження таблиці 12.1

4	Виконавчий механізм, який при припиненні подачі енергії або сигналу керування: А) відкриває регулюючий орган; Б) Закриває регулюючий орган; В) Залишає регулюючий орган у незмінному положенні.	
5	Виконавчий механізм із додатковим ручним приводом. Примітка. Позначення може застосовуватись з будь-яким із додаткових знаків (п.4)	
6	Лінія зв'язку. Загальне позначення.	
7	Перетин ліній зв'язку без з'єднання один з одним.	
8	Перетин ліній зв'язку зі з'єднанням між собою.	
9	Регулюючий орган	

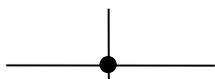
12.1.1 Літерні позначення елементів автоматики

Основні літерні позначення вимірюваних величин та функціональних ознак приладів повинні відповідати [6], табл. 12.2.

Таблиця 12.2 – Літерні умовні позначення

	Найменування	позначення
1	Прилад, що встановлюється поза щитом (за місцем): А) Основне позначення; Б) Допустиме позначення.	
2	Прилад, що встановлюється на щиті, пульті: А) Основне позначення Б) Допустиме позначення	
3	Виконавчий механізм. Загальне позначення	

Продовження таблиці 12.2

4	<p>ІМ, який при припиненні подачі енергії або сигналу керування:</p> <p>А) відкриває регулюючий орган;</p> <p>Б) Закриває регулюючий орган;</p> <p>В) Залишає регулюючий орган у незмінному положенні</p>	
5	<p>ВМ із додатковим ручним приводом.</p> <p>Примітка. Позначення може застосовуватись з будь-яким із додаткових знаків (п.4)</p>	
6	Лінія зв'язку. Загальне позначення.	
7	Перетин ліній зв'язку без з'єднання один з одним.	
8	Перетин ліній зв'язку зі з'єднанням між собою.	
9	Регулюючий орган	

Таблиця 12.3 – Літерні умовні позначення

Позначення	Вимірювана величина		Функціональна ознака приладу		
	Основне позначення вимірюваної величини	Додаткове позначення, що уточнює вимірювану величину	Відображення інформації	Формування вихідного сигналу	Додаткове значення
A	+	-	Сигналізація	-	-
B	+	-	-	-	-
C	+	-	-	Автоматичне регулювання, керування	-
D	Щільність	Різниця, перепад	-	-	-
E	Електрична величина	-	+	-	-
F	Витрата	Співвідношення, частка, дріб	-	-	-
G	Розмір, положення, Переміщення	-	+	-	-

Продовження таблиці 12.3

H	Ручний вплив	-	-	-	Верхня межа вимірюваної величини
I	+	-	Показання	-	-
J	+	Автоматичне перемикавання оббігання	-	-	-
K	Час, тимчасова програма	-	-	+	-
L	Рівень	-	-	-	Нижня межа вимірюваної величини
M	Вологість	-	-	-	-
N	+	-	-	-	-
O	+	-	-	-	-
P	Тиск, вакуум	-	-	-	-
Q	Якість: склад, концентрація і т.п.	Інтегрування, підсумовування за часом	-	+	-
R	Радіоактивність	-	Реєстрація	-	-
S	Швидкість, частота	-	-	Увімк., Вимк., пререкл., Блокування	-
T	Температура	-	-	+	-
U	Декілька різнорідних вимірюваних величин	-	-	-	-
V	В'язкість	-	+	-	-
W	Маса	-	-	-	-
X	Не рекомендована резервна буква	-	-	-	-
Y	+	-	-	+	-
Z	+	-	-	+	-

+ - резерв;

-- не використовується

Додаткові літерні позначення, що відображають функціональні ознаки приладів, табл. 12.4.

Таблиця 12.4 – Додаткові літерні позначення

Найменування	Позначення	Призначення
Чутливий елемент	E	Пристрої, що виконують первинне перетворення: термоелектричні перетворювачі, термоперетворювачі опору, датчики пірометрів, пристрої звуження витратомірів і т.п.
Дистанційна передача	T	Прилади безшкільні з дистанційною передачею сигналу: перетворювачі, що нормують.
Станція керування	До	Прилади, що мають перемикач для вибору виду керування та пристрій для дистанційного керування
Перетворення, обчислювальні функції	Y	Для побудови позначень перетворювачів сигналів та обчислювальних пристроїв

Додаткові позначення, що зображують функціональні ознаки перетворювачів сигналів та обчислювальних пристроїв, табл. 12.5.

Таблиця 12.5 – Додаткові позначення функціональних ознак

Найменування	Позначення
1. Рід енергії сигналу: електричний пневматичний гідравлічний	E P G
2. Види форм сигналу: аналоговий дискретний	A D
3. Операції, що виконуються обчислювальним пристроєм: Підсумовування множення Поділ логарифмування	ΣX :lg
4. Зв'язок із обчислювальним комплексом: передача сигналу на ЕОМ виведення інформації з ЕОМ	Vi Vo

Принцип побудови умовного позначення приладу автоматизації, рис. 12.2.

Всім засобам автоматизації надаються позиційні позначення (позиції), які зберігаються у всіх матеріалах проекту.

Застосовується три типи позиційних позначень:

Вказується номер позиції елемента на функціональній схемі автоматизації 1,2,...

Арабськими цифрами вказується номер функціональної групи та номер приладу у групі: 1-1, 1-2, ... 3-1, 3-2.

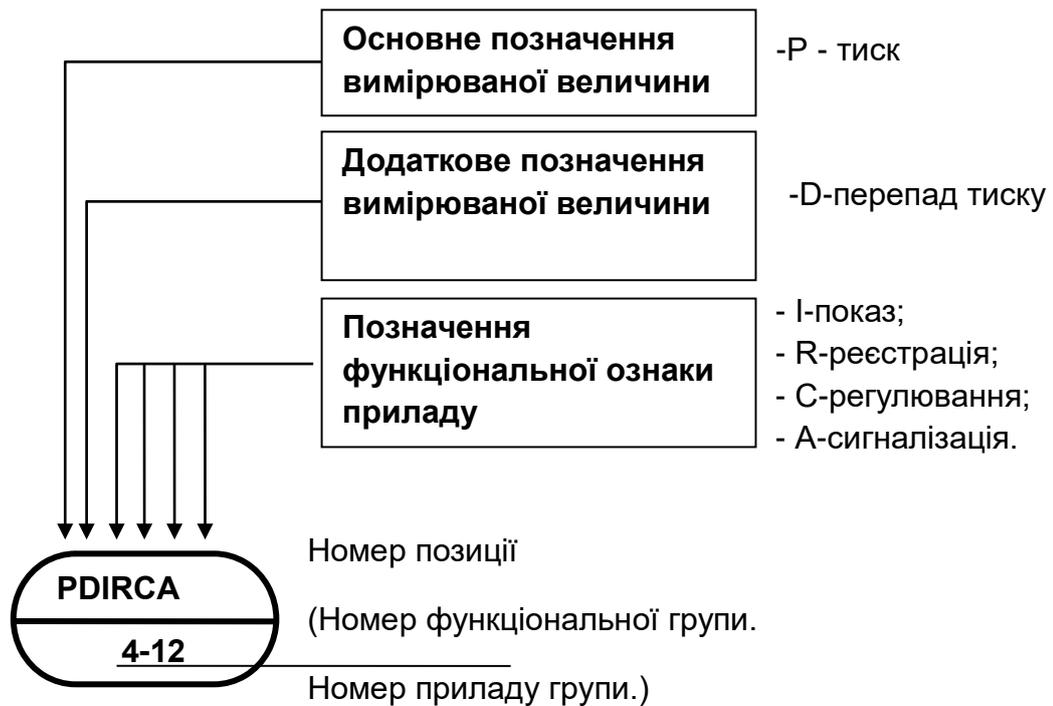


Рисунок 12.2 – Нумерація елементів функціональних схем автоматизації

Арабською цифрою вказується номер функціональної групи, а номер приладу групи позначається малою літерою кирилиці: 1а,1б,...3а,3б...

Рівень керування позначається римською цифрою.

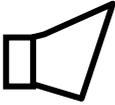
Під функціональною групою розуміється сукупність елементів, що виконують певну функцію і не об'єднані конструктивно. Функціональна група – це сукупність елементів, що виконують певну функцію.

Приклади побудови умовних позначень, показано в табл. 12.6.

Таблиця 12.6 – Приклади побудови умовних позначень

№ п/п	Позначення	Найменування
1 ТІ 1-1		Датчик (чутливий елемент) вимірювання температури, встановлений за місцем. Наприклад: перетворювач термоелектричний (термопара), термоперетворювач опору, термобалон манометричного термометра, датчик пірометра і т.п.
1а		ПВП для вимірювання температури, встановлений за місцем із нормованим сигналом на виході, встановлений за місцем.
2		Датчик (чутливий елемент) вимірювання тиску, встановлений за місцем.
2а		ПВП (чутливий елемент) встановлений за місцем із нормованим сигналом на виході.
3		Датчик (чутливий елемент) для вимірювання рівня, встановленого за місцем.
4		Вторинний перетворювач сигналу температури (нормуючий перетворювач), встановлений на щиті.
5		Вторинний перетворювач сигналу тиску (нормуючий перетворювач), встановлений на щиті.
6		Вторинний перетворювач сигналу рівня (нормуючий перетворювач), встановлений на щиті.
7		Вторинний перетворювач електричного сигналу (перетворювач інтерфейсу, обчислювач).
8		Прилад для вимірювання температури, що показує, встановлений на щиті. Наприклад: мілівольтметр, логометр, потенціометр, міст автоматичний тощо.
9		Прилад для реєстрації температури, що показує, встановлений на щиті. Наприклад: мілівольтметр, логометр, потенціометр, міст автоматичний тощо.
10		Прилад для сигналізації про граничне верхнє значення температури, встановлене на щиті. Наприклад: мілівольтметр, логометр, потенціометр, міст автоматичний тощо.
11		Прилад для сигналізації про нижнє граничне значення температури, встановлений на щиті.

Продовження таблиці 12.6

12		Прилад для сигналізації про граничне нижнє та верхнє значення температури, встановлений на щиті.
13		Прилад світлової сигналізації.
14		Прилад звукової сигналізації.
15		Позиційний регулятор температури без шкального, встановлений за місцем. Наприклад: дилатометричний позиційний регулятор температури
16		Позиційний регулятор тиску без шкального, встановлений на щиті. Наприклад: дилатометричний позиційний регулятор температури
17		Позиційний регулятор тиску без шкального, встановлений на щиті. Наприклад: дилатометричний позиційний регулятор температури
18		Прилад для вимірювання перепаду тиску, що показує, встановлений за місцем. Наприклад: дифманометр показує
19		Прилад для вимірювання рівня, що показує, з контактним пристроєм, встановлений на щиті. Наприклад: вторинний показуючий прилад із сигнальним пристроєм. Літери H і L означають сигналізацію верхнього та нижнього рівнів
20		Прилад для безперервного регулювання та реєстрації тиску, встановлений на щиті.

Приклади функціональних груп, рис. 12.3.

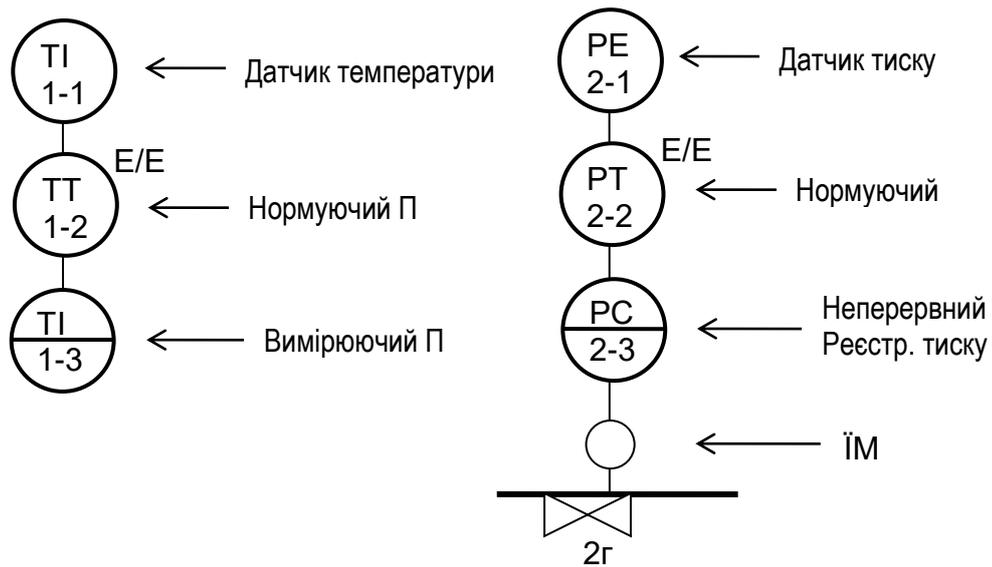
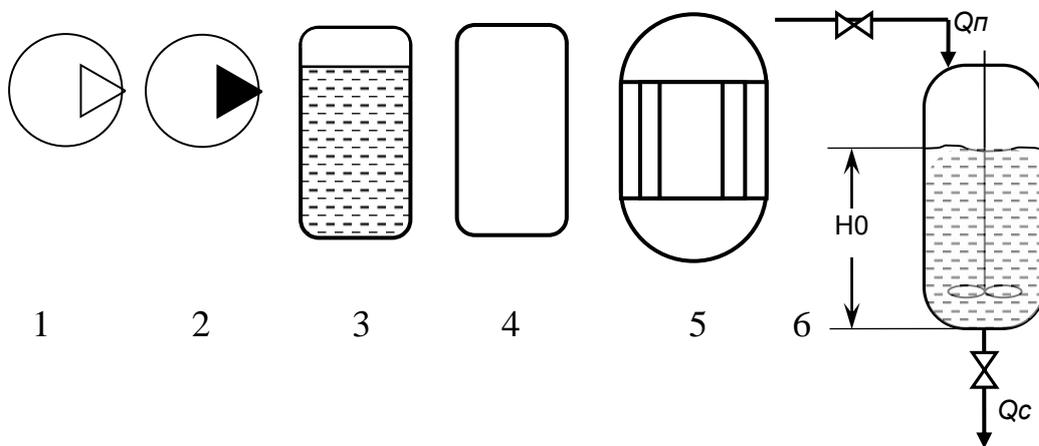


Рисунок 12.3 – Функціональні групи

12.2 Технологічне обладнання

Технологічне обладнання креслиться на функціональних схемах автоматизації як найпростіших умовних зображення без масштабу, дотримуючись лише зорове співвідношення розмірів устаткування. Внутрішній вміст обладнання зображують у необхідних випадках для показу зв'язків із пристроями автоматизації, рис. 12.4:



1– компресор; 2 – насос рідинний; 3 – ємність рідинна (бак); 4 – ємність газова (ресивер, газгольдер); 5 – теплообмінник; 6 – механічний змішувач

Рисунок 12.4 – Функціональні групи

При зображенні обладнання показують:

- елементи будівельних конструкцій (фундаменти, опори, ферми);
- основні елементи конструкції (опори, патрубки);
- допоміжне технологічне обладнання.

Однотипне обладнання, що працює послідовно на функціональних схемах автоматизації, показується все, а те, що працює паралельно – одним апаратом. Нумерація обладнання здійснюється протягом технологічного процесу. На технологічне устаткування створюється експлікація (специфікація), таб. 12.7.

Таблиця 12.7 – Специфікація технологічного обладнання

№ на ФСА	Найменування обладнання	Технічна характеристика	Кількість	Примітка
1	Котел варильний	Нерж. харчів. 0,3м3	10	

12.3 Зображення комунікацій

Комунікаціями називаються пристрої передачі або транспортування речовини чи енергії. До них відносяться:

- трубопроводи (водопроводи, паропроводи, нафтопроводи тощо);
- технологічне устаткування транспортування вантажів (транспортери, рольганги, шнеки, ліфти тощо.);
- проводи та кабельні лінії.

На функціональних схемах автоматизації зображують лише перші дві групи комунікацій [7],

На технологічних трубопроводах показують регулювальну і запірну арматуру, яка безпосередньо бере участь у контролі та управлінні процесів. У місцях арматури вказуються діаметри умовних проходів (на схемі або пояснювальній записці)

Всі лінії комунікацій забезпечуються стрілками (рівносторонній трикутник 5мм), що вказують напрямок руху потоку.

Якщо по комунікаціях транспортується суміш речовин з різним

агрегатним станом (газ-рідина), то стрілка зафарбовується наполовину.

На функціональних схемах автоматизації стрілки малюються у місцях:

- на початку та наприкінці комунікацій. Ці стрілки обов'язково підписуються (вказується адреса, куди йде потік);
- завжди зображуються на вході обладнання (на виході не показують);
- проміжні стрілки для складних схем, таб. 12.8.

Таблиця 12.8 – Умовні цифрові позначення трубопроводів

Найменування середовища	Позначення	Найменування середовища	Позначення
Вода	-1-1-	Луж	-13-13-
Пар	-2-2-		
Повітря	-3-3-		
Азот	-4-4-	Олія	-14-14-
Кисень	-5-5-		
Аргон	-6-6-	Рідке пальне	-15-15-
Аміак	-11-11-	Протипожежний тр.	-26-26-
Кислота	-12-12-		

Для більш детального позначення середовища може додаватися індекс, 1.1 вода питна, 1.2 вода технічна, рис. 12.5.

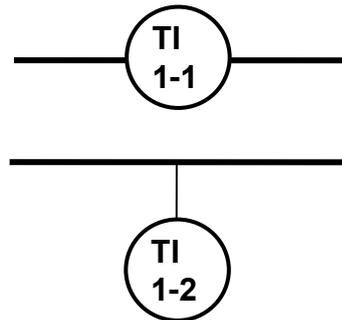


Рисунок 12.5– Функціональні групи

12.4 Розгорнута функціональна схема автоматизації

Щити і пульти управління на функціональній схемі автоматизації зображують як прямокутники довільних розмірів, рис.12.6.

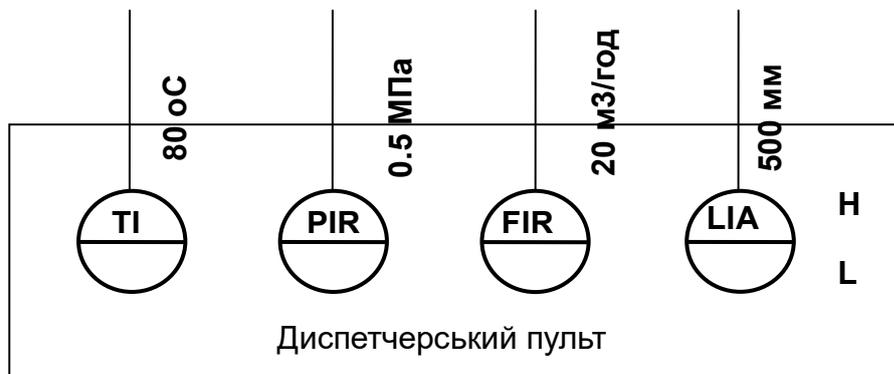


Рисунок 12.6– Умовне позначення пульта

Функціональні зв'язки технологічного обладнання із засобами автоматизації, встановленими на пультах, показуються тонкими лініями, рис. 12.7. Кожен зв'язок є однією лінією, незалежно від фактичної кількості проводів або трубопроводів, що здійснюють цей зв'язок. Лінії зв'язку повинні наноситися на креслення по найкоротшій відстані з мінімальним числом згинів та перетинів.

Допускається перетин лініями зв'язку технологічного обладнання та комунікацій. Не допускається перетину лініями зв'язку умовних позначень приладів та засобів автоматизації.

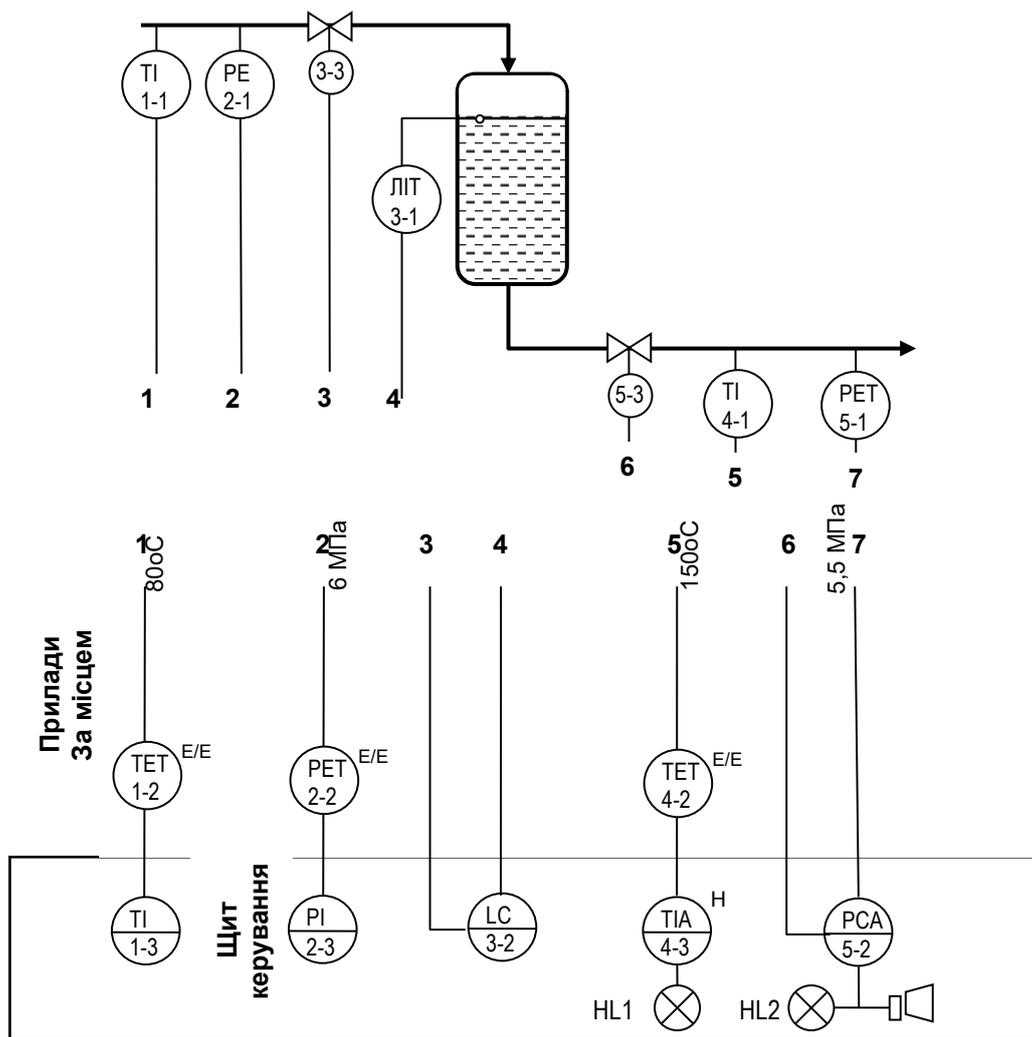


Рисунок 12.7 – Функціональні зв'язки технологічного обладнання

Для складних схем допускається лінія зв'язку розривати, рис. 12.8. При цьому кінці ліній зв'язку нумеруються однією і тією самою арабською цифрою. Номери ліній зв'язку повинні розміщуватись горизонтально. Для нижнього ряду з боку щита керування номери повинні йти у зростаючому порядку. Для верхніх рядів вони можуть йти у довільному порядку.

При необхідності на лініях зв'язку можуть з'являтися стрілки направлення передачі сигналів.

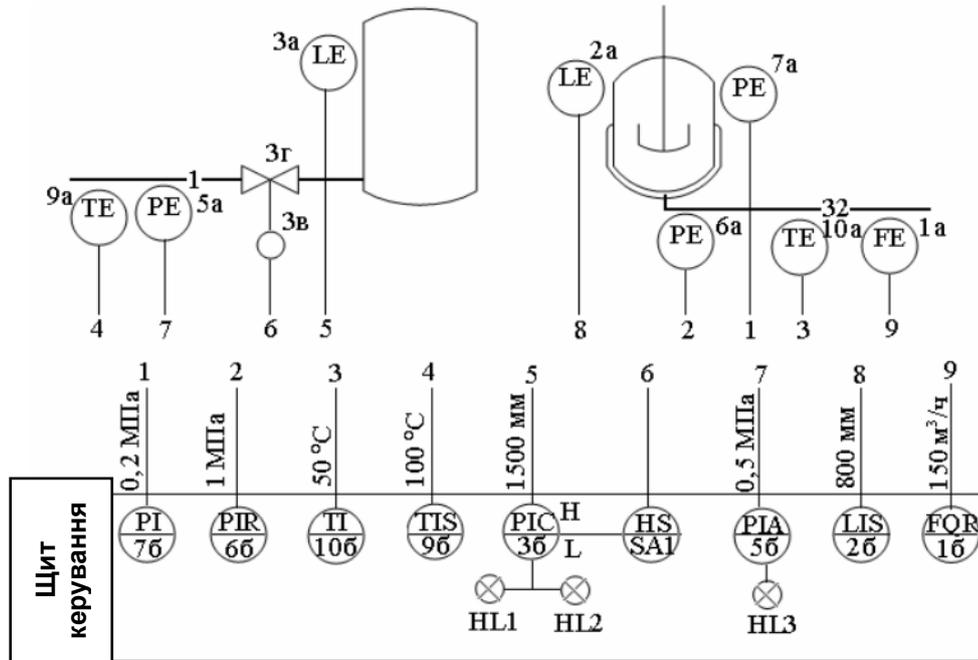


Рисунок 12.8 – Лінії функціональних зв'язків технологічного обладнання

12.5 Принципи побудови функціональних схем автоматизації

Функціональна схема автоматизації є технологічною схемою з нанесеними на неї позначеннями контрольно-вимірювальних приладів. Технологічне обладнання креслиться звичайними лініями, контрольно-вимірювальне тонкими.

При цьому первинні перетворювачі (датчики) ХЕ (для спрощення буквою Х позначений довільний технологічний параметр; замість нього може бути будь-яке позначення з прийнятих: температура Т, витрата F і т.д.), що показують прилади, встановлені за місцем XI (TI, LI, FQI, PI і т.д.) і виконавчі покази. Інші прилади зносяться в таблицю, яка розташована нижче за схему і має як мінімум два рядки, позначених «За місцем» та «На щиті».

Існує кілька найпоширеніших варіантів функціональних схем автоматизації, рис 12.9.

Варіант 1. Вимірювання та індикація технологічного параметра за місцем (XI). Зазвичай ця функція покладається на один прилад, конструкцію якого входять датчик, перетворювач і шкала (індикатор). Прилад відражає значення

вимірюючого параметра безпосередньо у місці вимірювання і часто не має можливості виводу сигналу на щит. До таких приладів відносяться градусники, скляні рівнеміри, витратоміри-лічильники тощо. Прилад позначається одним колом.

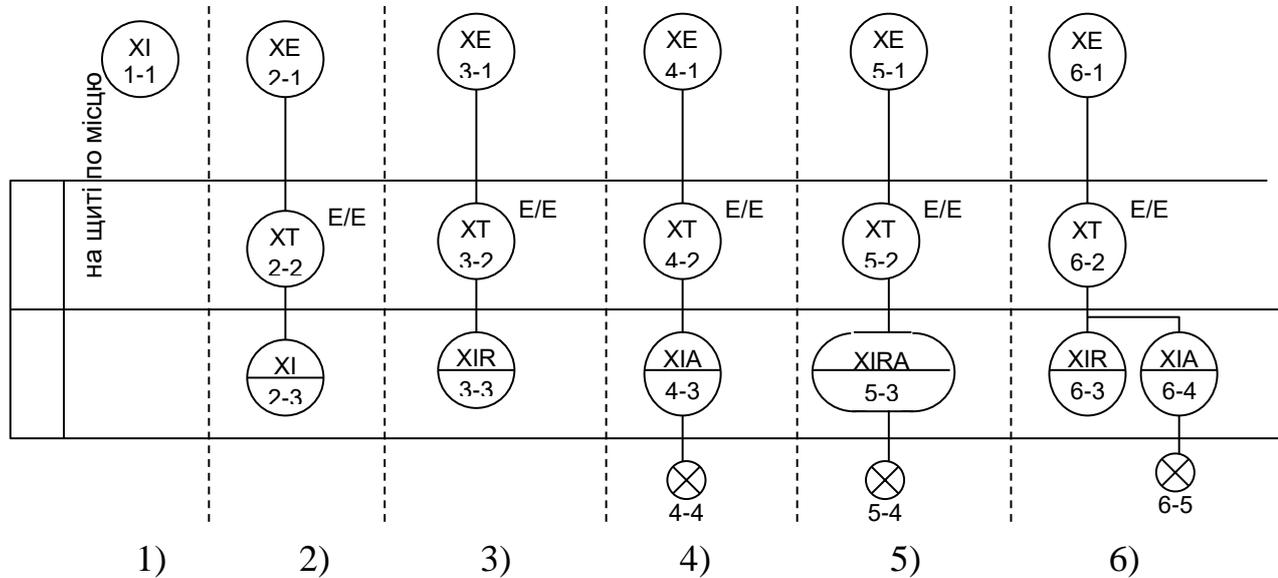


Рисунок 12.9 – Варіанти функціональних схем автоматизації

Варіант 2. Вимірювання з індикацією на щиті оператора (XI). Оскільки щит оператора, як правило, розташовується на відстані від кількох метрів до кількох десятків кілометрів від місця вимірювання технологічного параметра, а сам технологічний параметр неможливо вивести на щит (наприклад, температуру неможливо передавати на відстань), то використовується система з трьох приладів: первинного перетворювача (датчика XE) і вторинного перетворювача (XT) і вторинного перетворювача (XT), вторинного перетворювача (XT), вторинного перетворювача (XT) і вторинного перетворювача (XT), вторинного перетворювача (датчика XE), вторинного перетворювача (датчика XE). Ланцюжок передачі сигналу: XE□[XT]□XI (квадратні дужки показують, що вторинний перетворювач може бути відсутнім).

Датчик вимірює технологічний параметр, перетворює його на будь-який сигнал, зручний для подальшої передачі (напруга, струм, тиск і т.д.) і передає його вторинному перетворювачу. Вторинний перетворювач посилює цей

сигнал, перетворює його на один з уніфікованих сигналів і передає далі. Вторинний перетворювач може бути відсутнім, якщо, наприклад, з виходу датчика вже надходить уніфікований сигнал. Прилад (XI), що показує, на щиті у оператора, отримавши сигнал, відображає його на шкалі (індикаторі). Якщо уніфікований сигнал струмовий, то прилад, що показує, - амперметр, якщо напруга - вольтметр або потенціометр, якщо пневматичний - манометр.

Варіант 3. Вимірювання з індикацією та реєстрацією (XIR або XR). Принцип дії схеми аналогічний попередньому варіанту, але замість приладу, що показує, на щиті встановлюється реєструючий. Як правило, реєструючі прилади одночасно показують на шкалі або індикаторі поточний параметр, що реєструється, тобто. виконують одночасно функцію індикації. Ланцюжок передачі сигналу: (XE), (XT), (XIR).

Варіант 4. Сигналізація технологічного параметра (XIA). Існують прилади, що показують, які дозволяють сигналізувати звуковим або світловим сигналом факт виходу контрольованого параметра за допустимі межі. Схема у разі буде аналогічна варіанту 2, але з виведенням сигналу на лампочку чи звуковий сигнал. Ланцюжок передачі сигналу: (XE), (XT), (XIA) □ лампочки.

Варіант 5. Вимірювання з індикацією, реєстрацією та сигналізацією на щиті (XIRA). Для реалізації перерахованих функцій або на щит встановлюється прилад, який одночасно виконує їх, або використовується комбінація схем з варіантів 3 і 4. У першому випадку ланцюжок передачі впливів: (XE), (XT), (XIRA), лампочки.

У другому виробляється розгалуження сигналу з первинного або вторинного перетворювача на два прилади: на реєстратор (XIR) та на прилад із сигналізацією (XIA), (XE), (XT), (XIR), (XIA), лампочки.

Варіант 6. Регулювання (XIC). Регулювання передбачає наявність регулятора та керуючого впливу на об'єкт. На підприємствах нафтопереробної, газової та хімічної промисловості для реалізації керуючих впливів на об'єкт управління переважно використовуються засувки, клапани та інші пристрої дросельного типу. Принципи побудови сучасних систем управління вимагають

при регулюванні відображення регульованого параметра контролю за процесом регулювання, тому додатково реалізується функція індикації: (ХЕ), (ХТ), (ХІС), засувка.

Варіант 7, рис. 12.10. Регулювання, реєстрація, індикація та сигналізація технологічного параметра (ХІРСА). Функції також реалізуються за допомогою єдиного пристрою, який дозволяє це зробити (наприклад, за допомогою пишучого потенціометра КСП-4 з вбудованими блоками регулювання та сигналізації), або за допомогою декількох пристроїв, встановлених на щиті та кожні кожну свою функцію.

Розгалуження сигналу також йде після первинного або вторинного перетворювача.

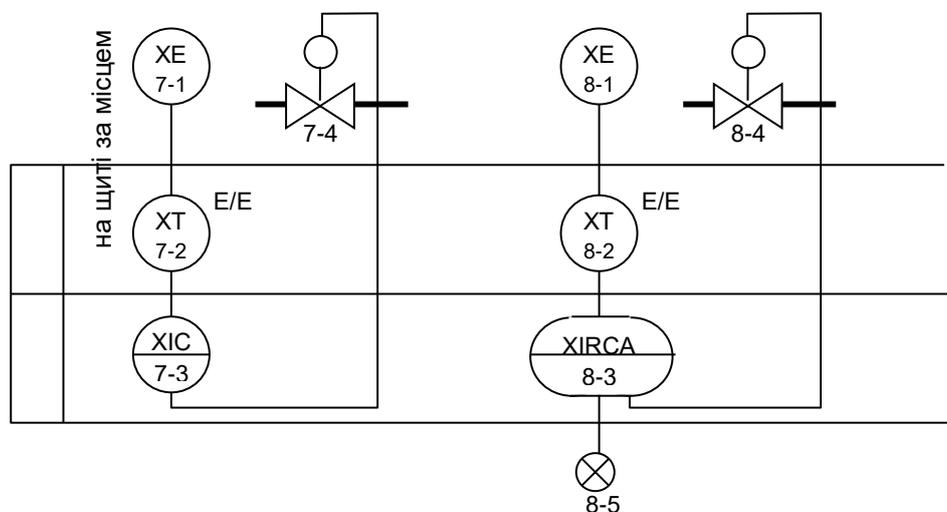


Рисунок 12.10 – Варіант функціональної схеми автоматизації технологічного процесу

РОЗДІЛ 13. СИСТЕМИ РЕГУЛЮВАННЯ ТИПОВИХ ХІМІКО-ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСІВ

Незважаючи на велику різноманітність технологічних процесів, всі вони складаються з окремих технологічних операцій, які можна віднести до типової групи технологічних процесів: механічні, гідродинамічні, теплові, холодильні, дифузійні, хімічні [8].

Завдяки цьому можлива розробка систем автоматизації кожної групи. Однак однієї ознаки групи недостатньо. Потрібно знати властивості об'єкта, його конструктивні особливості (тип об'єкта). Номер групи та тип об'єкта визначають типовий об'єкт систем автоматизації. До кожного об'єкта можна розробити кілька схем автоматичного регулювання.

Регулювання рівня рідини

Постійність рівня рідини в технологічному апараті означає баланс витрат на вході та виході апарату. Приплив дорівнює стоку. "Приплив" і "стік" розглядаються як узагальнені поняття. Регулювання рівня може здійснюватися як зміною припливу, і зміною стоку. Розрахункова схема об'єкту управління, рис. 13.1.

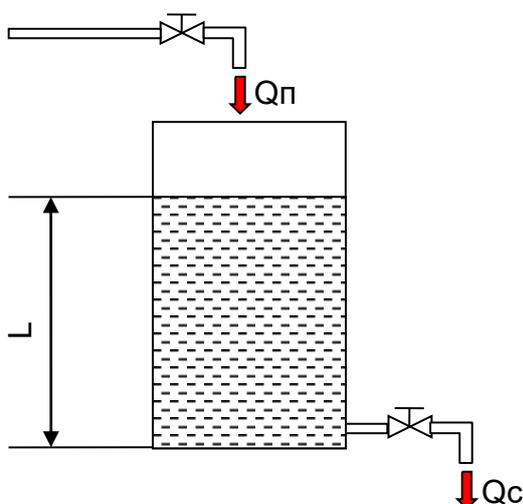


Рисунок 13.1 – Розрахункова схема об'єкту управління

Зміна рівня описується рівнянням виду:

$$S \frac{dL}{dt} = Q_{\text{П}} - Q_{\text{С}}, \quad (13.1)$$

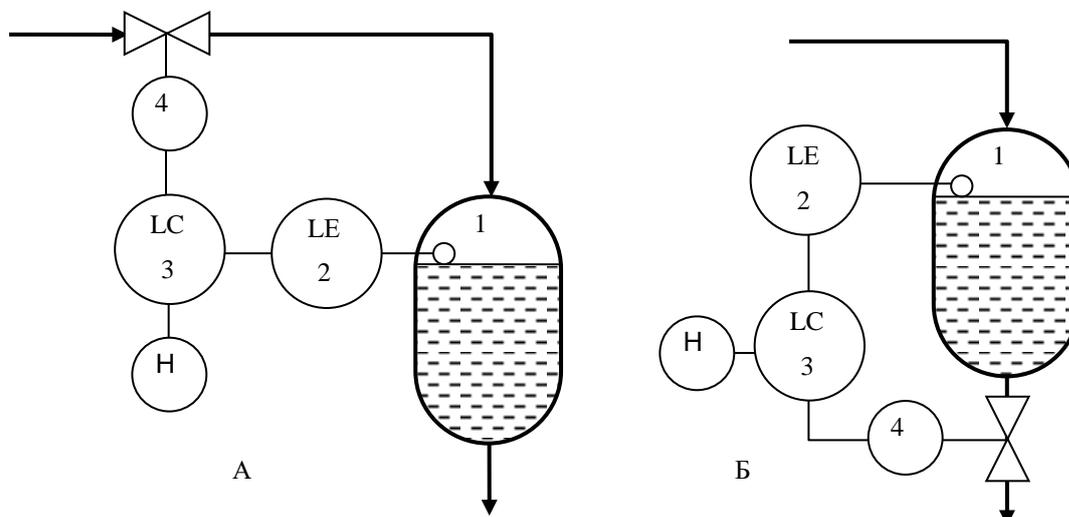
де: S – площа горизонтального (вільного) перерізу апарату;

L – рівень рідини в апараті;

$Q_{\text{ВХ}}$, $Q_{\text{ВИХ}}$ – витрати рідини на вході в апарат та виході з нього з урахуванням фазових та хімічних перетворень в одиницю часу.

Залежно від необхідної точності підтримки рівня застосовують один із наступних двох способів регулювання:

Безперервне регулювання, у якому забезпечується стабілізація рівня у заданому значенні, рис. 13.2, 13.3.



А – зміна припливу; Б – зміна стоку; 1 – ємність; 2 – датчик рівня; 3 – автоматичний регулятор рівня; 4 – виконавчий механізм

Рисунок 13.2 – Функціональна схема автоматизації безперервного регулятора рівня

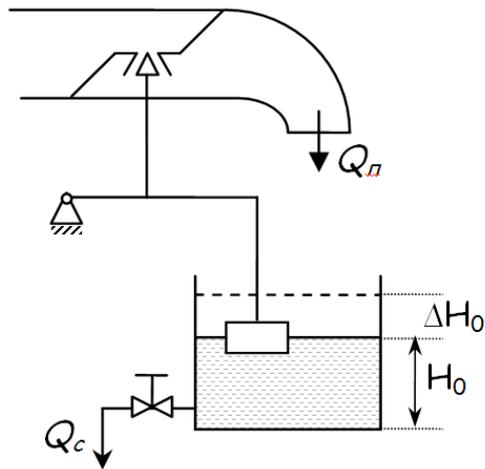
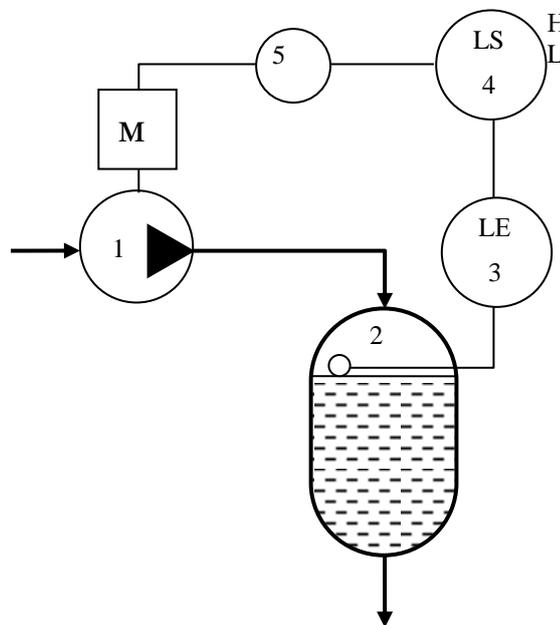


Рисунок 13.3 – Конструктивна схема безперервного регулятора рівня

Позиційне регулювання, у якому рівень апарату підтримується в заданих, досить широких межах, рис. 13.4.



1 – насос; 2 – ємність; 3 – датчик рівня; 4 – позиційний регулятор рівня;
5 – виконавчий механізм

Рисунок 13.4 – Функціональна схема автоматизації позиційного регулятора рівня

У складніших процесах, що супроводжуються зміною фазового стану речовин, рівень є характеристикою як гідравлічних, так і теплових та масообмінних процесів. Приплив і стік враховують фазові перетворення речовин. Такі процеси протікають у випарниках, конденсаторах, випарних

установках, колонах ректифікації і т.п.

Якщо в технологічному апараті мають місце фазові перетворення речовини (випарник, конденсатор), то рівень можуть регулювати зміною витрати теплоносія (пари, що гріє, або холодоагенту).

Регулювання тиску.

Тиск є показник співвідношення витрат газової фази на вході в технологічний апарат і виході з нього. Постійність тиску свідчить про збереження матеріального балансу технологічного апарату газової фази.

Матеріальний баланс по газовій фазі визначається співвідношенням:

$$V \frac{dp}{dt} = f(Q_{\text{п}} - Q_{\text{с}}), \quad (13.2)$$

де: V – обсяг апарату;

$Q_{\text{п}}$ – приплив газу;

$Q_{\text{с}}$ – стікання газу.

Приплив та стікання газу визначається з урахуванням хімічних та фазових перетворень.

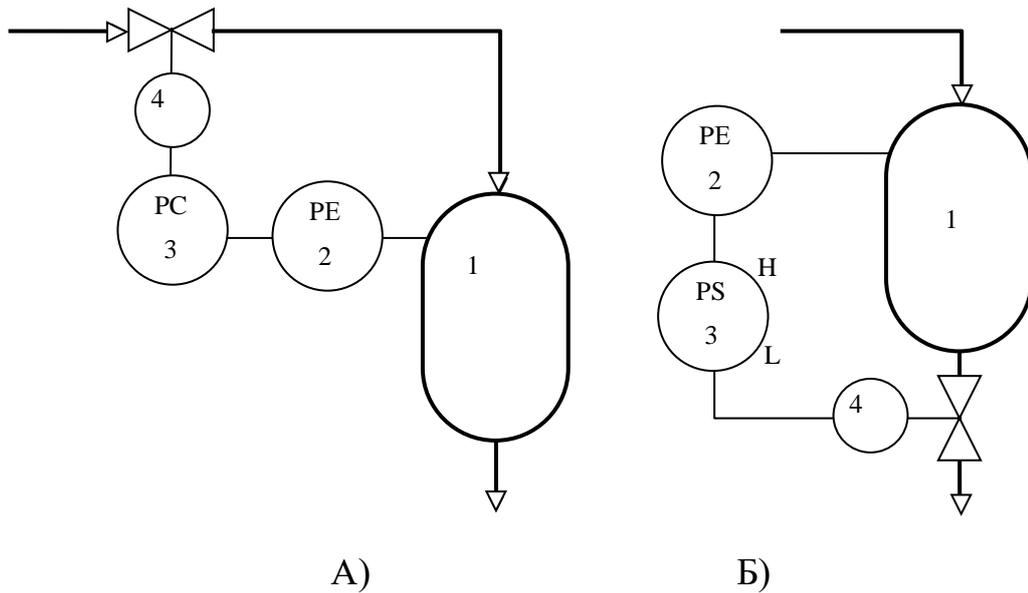
Об'єктом регулювання є газова магістраль, газова ємність (газгольдер).

Регулюючим чинником є зміна витрати припливу чи стікання газу.

Вибір безперервного (рис. 13.5, 13.6) або позиційного (рис. 13.7) регулювання визначається точністю підтримання тиску в апараті.

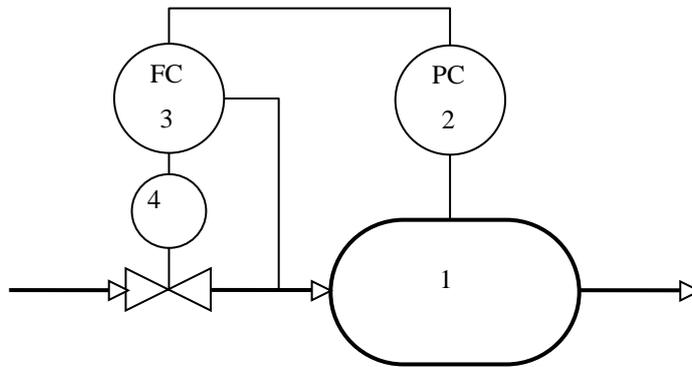
Завдання управління: $P = P_{\text{зад}}$.

Для поліпшення динаміки може використовуватися двокаскадна АСУ з проміжною системою стабілізації витрати газу, рис. 13.6.



А) – зміна припливу; Б) – зміна стоку; 1 – ємність; 2 – автоматичний регулятор тиску; 3 – виконавчий механізм

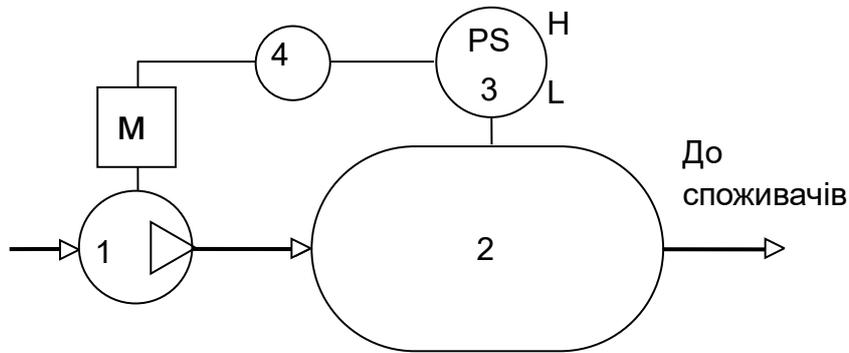
Рисунок 13.5 – Функціональна схема автоматизації безперервного регулятора тиску в газгольдері



1 – ресивер; 2 – регулятор тиску; 3 – регулятор витрати; 4 – виконавчий механізм

Рисунок 13.6 – Функціональна схема автоматизації безперервного регулятора тиску в ресивері

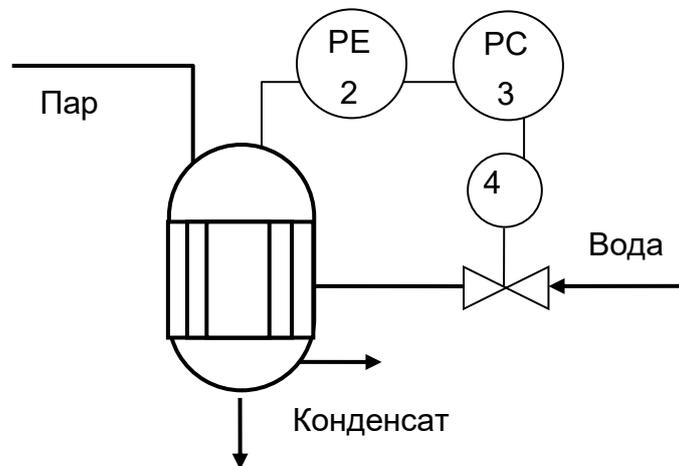
Якщо вимоги до точності підтримання тиску не високі, то застосовуються позиційні регулятори, що забезпечують включення та вимкнення приводу компресора при заданому верхньому та нижньому значеннях тиску, рис. 13.7:



1 – компресор; 2 – ресивер; 3 – позиційний регулятор тиску;
4 – виконавчий механізм регулятора тиску

Рисунок 13.7 – Функціональна схема автоматизації позиційного регулятора тиску в ресивері об'ємного компресора

Якщо на кінетику процесу істотно впливають теплові процеси, то регулюючим фактором може бути витрата теплоносія або холодоагенту, рис. 13.8.



1 – теплообмінний апарат; 2 – датчик тиску; 3 – автоматичний регулятор тиску;
4 – виконавчий механізм

Рисунок 13.8 – Функціональна схема автоматизації безперервного регулятора тиску в конденсаторі

Зазвичай тиск у технологічній установці стабілізують в якомусь одному апараті, а по всій системі він встановлюється відповідно до умов матеріального та теплового балансу з урахуванням гідравлічного опору ліній та апаратів.

РОЗДІЛ 14. ТИПОВІ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ ІЗ ГІДРОДИНАМІЧНИМИ ОБ'ЄКТАМИ

14.1 Регулювання витрати рідини

У системах регулювання витрати рідини можуть встановлюватись насоси наступних типів:

– динамічні насоси, у яких кінетична енергія руху перетворюється на потенційну енергію тиску: відцентрові, осьові, гвинтові (шнекові), вихрові, ежекторні, рис. 14.1:

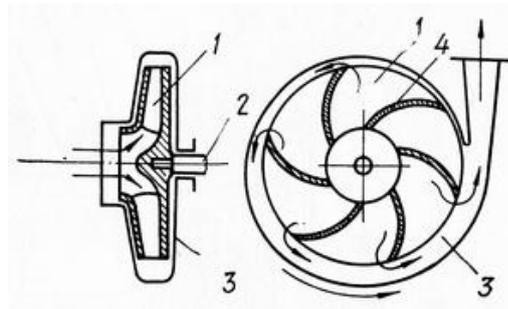


Рисунок 14.1 – Відцентровий динамічний насос

Зміна продуктивності динамічного насоса здійснюється дроселювання входу або виходу. Характеристика динамічного насоса, рис.14.2.

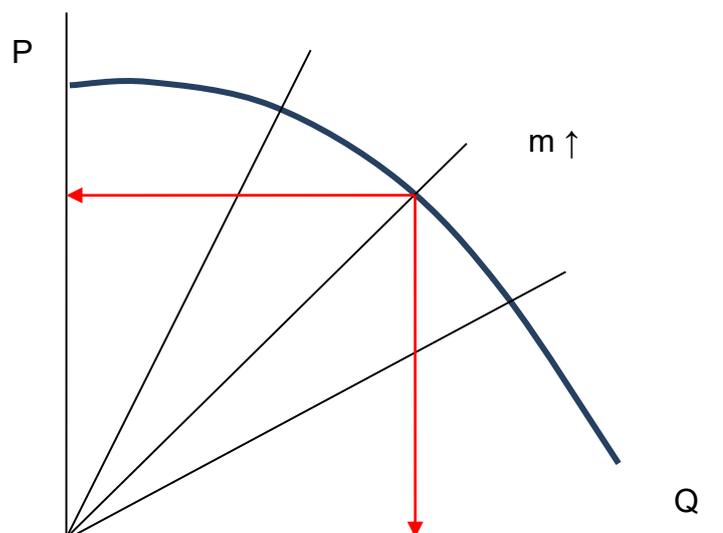


Рисунок 14.2 – Витратна характеристика динамічного насоса

Об'ємні насоси, принцип дії яких заснований на заповненні робочого об'єму рідиною та механічним витісненню: плунжерні (рис.14.3), шестеренні (рис. 14.4), коловратні.

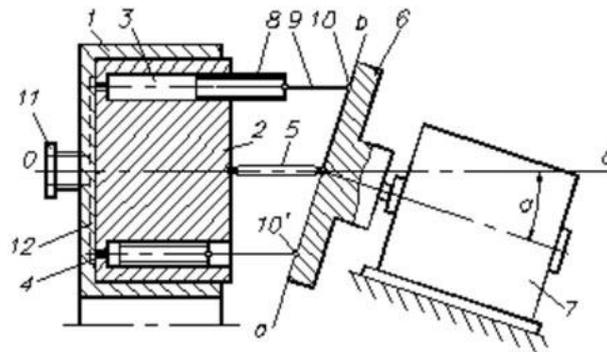


Рисунок 14.3 – Плунжерний об'ємний насос

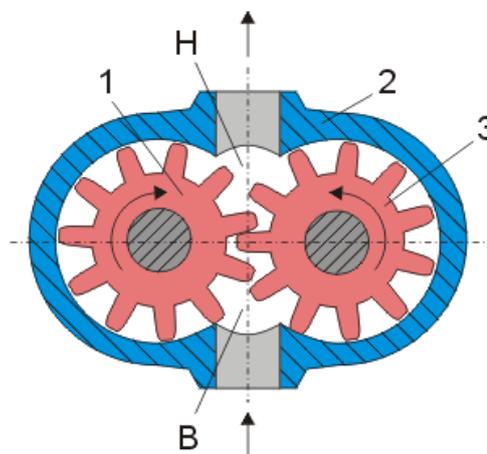


Рисунок 14.4 – Плунжерний шестеренний насос

Продуктивність об'ємного насоса залежить від гідравлічного опору магістралі, рис. 14.5.

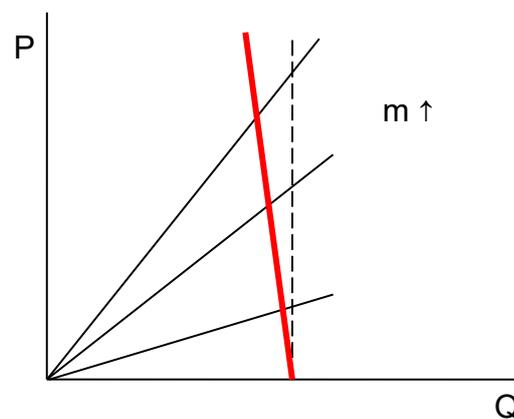


Рисунок 14.5 – Витратна характеристика об'ємного насосу

Зміна продуктивності об'ємних насосів здійснюється:

- зміною об'єму робочої камери насосу;
- байпасуванням (перепуск робочої речовини на вхід у насос).

Типове рішення автоматизації процесу переміщення речовини:

а) управління:

- критерій ефективності (регульований параметр): витрата Q ;
- регулюючий фактор: зміна продуктивності насосу;

б) контроль:

- процесу: $P_{вс}$, P_n , Q_{min} , Q_{max} ;
- механізмів: P_m , t_m , Q_m , $t_{обм}$, $t_{підш}$;

в) сигналізація – підлягають усі контрольовані параметри при виході за допустимі значення:

- температури: $t > t_{пред}$;
- тиску: $p_{н.хв} < p_n < p_{н.макс}$; $p_{н.хв} < p_n < p_{н.макс}$;
- витрати: $Q_{мін} < Q < Q_{макс}$;
- система захисту: відключається діючий насос і включається резервний;

г) завдання управління:

- підтримка заданої витрати, регульований параметр Q :

$$Q=Q_{зад}. \quad (14.1)$$

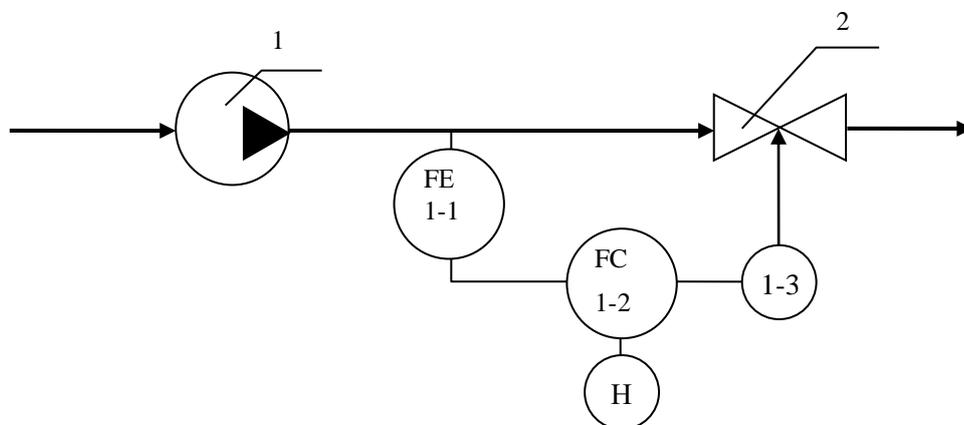
Регулюючий фактор: m – продуктивність насосу.

Залежно від типу насосу його продуктивність може здійснюватися трьома способами: зміною гідравлічного опору вихідної магістралі динамічного насосу, зміною продуктивності об'ємного насосу, перепуском частини рідини на вхід у об'ємний насос.

Зміна гідравлічного опору вихідної магістралі (для магістралей із динамічним насосом).

Продуктивність відцентрового насоса залежить від гідравлічного опору вхідної та вихідної магістралі. Зміна гідравлічного опору вихідної магістралі

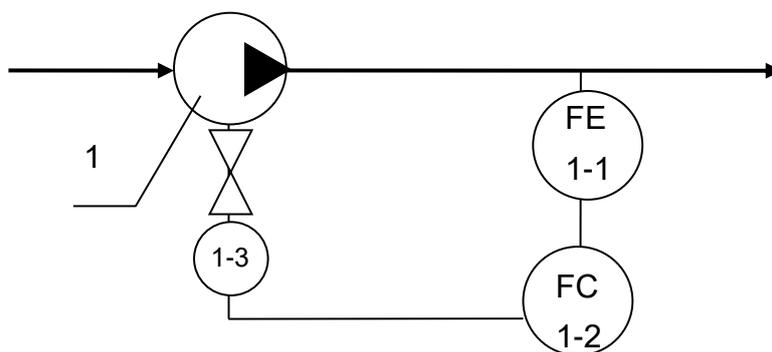
(дрюселювання) призводить до зміни продуктивності відцентрового насоса. Змінювати гідравлічний опір магістралі на вході в насос не доцільно, внаслідок можливої кавітації рідини та відмови системи. Тому застосовують автоматизовану систему із зміною гідравлічного опору вихідної магістралі, рис. 14.6.



1 – насос; 2 – регулюючий орган; 1-1 – датчик витрати (первинний перетворювач);
1-2 – регулятор витрати; 1-3 – нормально-зачинений виконавчий механізм

Рисунок 14.6 – Функціональна схема автоматизації регулятора витрати з відцентровим насосом

Зміна продуктивності об'ємного насосу, рис. 14.7:

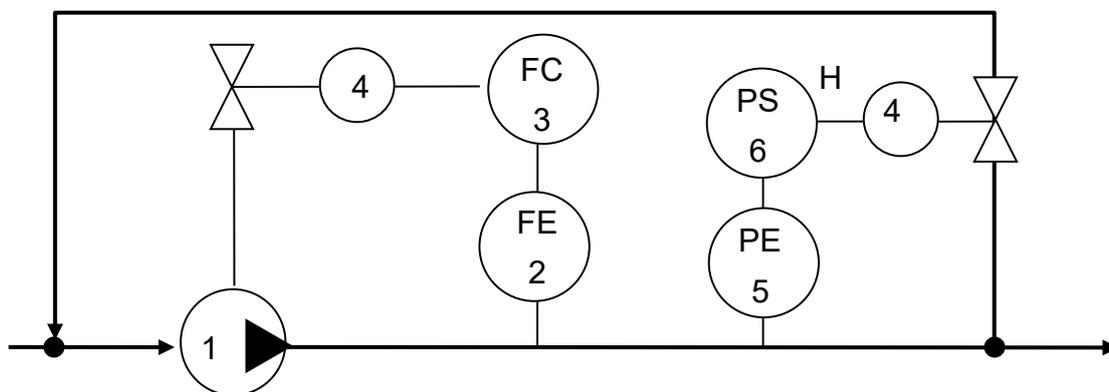


1 – насос; 1-1 – датчик витрати з дистанційною передачею даних; 1-2 – регулятор витрати;
1-3 – виконавчий механізм

Рисунок 14.7 – Функціональна схема автоматизації регулятора витрати з об'ємним насосом змінної продуктивності

Продуктивність об'ємного насоса не залежить від гідравлічного опору магістралі, тому в конструкції самого насоса передбачається регулюючий орган, що забезпечує зміну його продуктивності за рахунок зміни кута нахилу

шайби плунжерного насосу, Якщо при припиненні подачі рідини передбачається повне закриття вихідної магістралі, систему необхідно оснастити захистом від розриву трубопроводів при досягненні максимального тиску, 14.8.

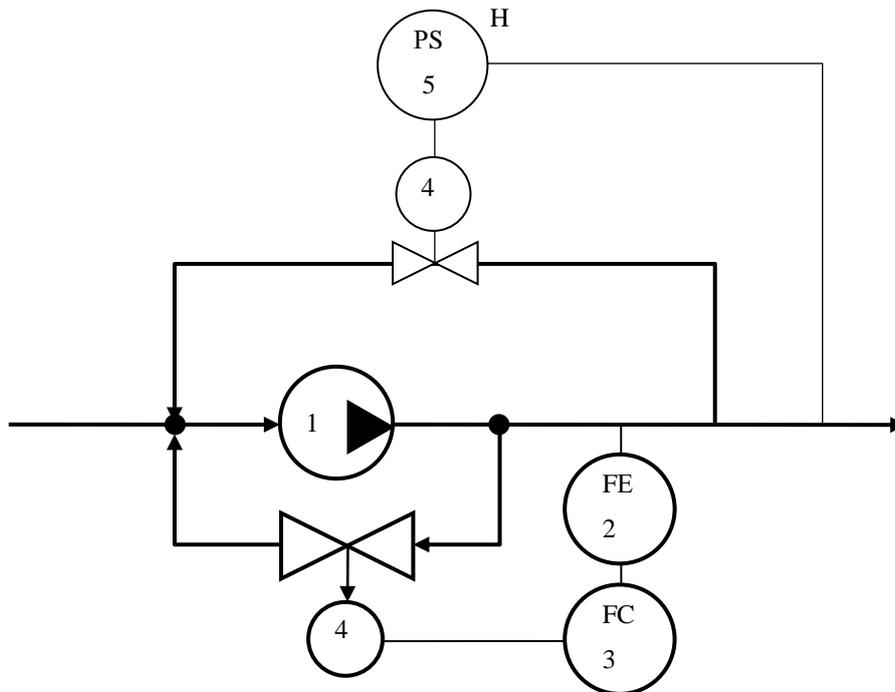


1 – насос; 2 – датчик витрати з дистанційною передачею даних; 3 – регулятор витрати;
4 – виконавчий механізм; 5 – датчик тиску; 6 – автоматичний обмежувач максимального тиску

Рисунок 14.8 – Функціональна схема автоматизації регулятора витрати з об'ємним насосом змінної продуктивності та захистом за P_{\max}

При досягненні максимального тиску на виході, вхідна та вихідна магістралі закриваються.

Для магістралей з об'ємним насосом постійної продуктивності (шестеренним, плунжерним, коловратним), регулювання витрати рідини може здійснюватись перепуском частини рідини на вхід у насос (байпас), рис. 14.9.



1 – насос; 2 – датчик витрати (первинний перетворювач); 3 – регулятор витрати, встановлений на пульті; 4 – виконавчий механізм; 5 – обмежувач максимального тиску

Рисунок 14.9 – Функціональна схема автоматизації регулятора витрати з об'ємним насосом постійної продуктивності (байпас)

14.2 Регулювання витрати газу

У системах регулювання витрати газу можуть застосовуватися відцентрові, осьові рис. 14.10 та поршневі компресори.

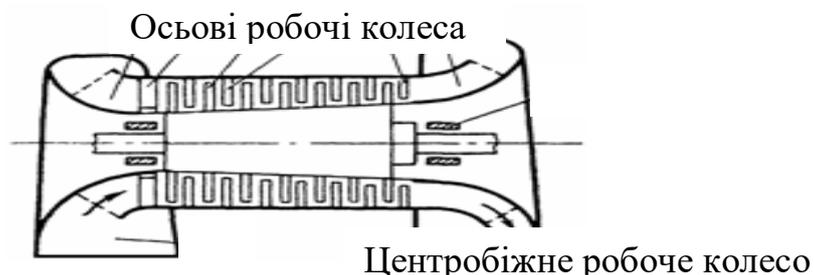
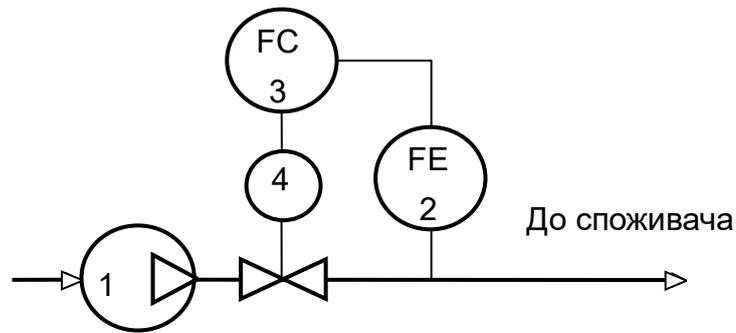


Рисунок 14.10 – Схема осьового компресору

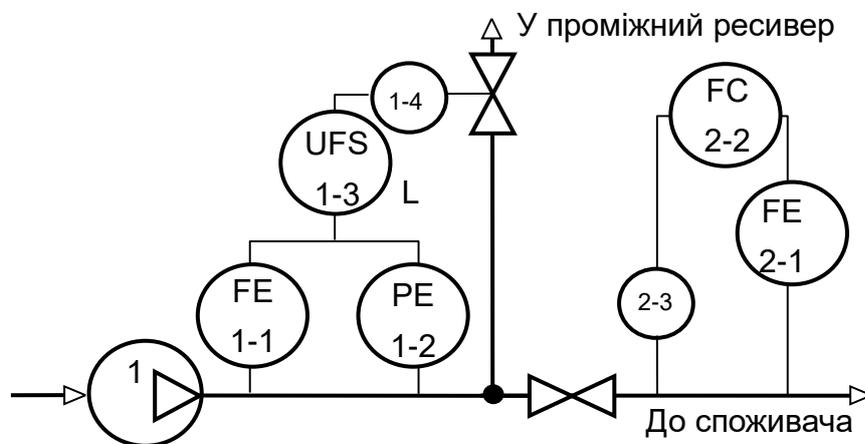
На відміну від гідравлічних насосів, регулювання компресорів може здійснюватися дроселюванням як вхідного, так і вихідного (що всмоктує), каналу компресора (відсутня кавітація), рис. 14.11. Регулювання витрати може здійснюватися зміною числа оборотів приводу, або кута установки лопастей.



1 – компресор; 2 – датчик витрати газу; 3 – регулятор витрати;
4 – виконавчий механізм

Рисунок 14.11 – Функціональна схема автоматизації регулятора витрати динамічного компресора з дроселюванням виходу

Особливістю динамічних компресорів є нестійка робота – помпаж, що може спричинити порушення у роботі автоматичної системи та поломки її елементів, рис. 14.12.



1 – компресор; 1-1 – датчик витрати; 1-2 – датчик тиску; 1-3 – обмежувач співвідношення витрати та тиску у магістралі; 1-4 – виконавчий механізм обмежувача; 2-1 – датчик витрати; 2-2 – регулятор витрати; 1-3 – виконавчий механізм регулятора

Рисунок 14.12 – Функціональна схема автоматизації регулятора витрати динамічного компресора із захистом від помпажу

Помпаж може виникнути при роботі з приєднаним об'ємом (ресивером) при великому тиску та малій витраті газу. Для захисту компресора від помпажу збільшують витрату газу, скидаючи надлишки у проміжний ресивер,

Якщо робочим газом є повітря, то при спрацьовуванні протипомпажної системи скидання може здійснюватися в атмосферу.

Управління:

1. Стабілізація заданого тиску в газгольдері – (PS).

Програма управління: $P_{\Gamma} = \text{const}$.

РФ1 – привід компресора (М).

Захист:

1. Захист компресора від помпажу при невеликих витратах і високих тисках (UFS)L.

Програма управління:

$$\left(\frac{F}{P}\right) \geq \left(\frac{F}{P}\right)_{\text{MIN}} \quad (14.2)$$

$$\left(\frac{F_{\Gamma}}{P_{\Gamma}}\right) \geq \left(\frac{F_{\Gamma}}{P_{\Gamma}}\right)_{\text{MIN}} \quad (14.3)$$

РФ2 – дросельний кран у магістралі скидання газу в проміжний ресивер.

14.3 Регулювання температури у теплообмінних апаратах

Для підігріву чи охолодження вихідних речовин хіміко-технологічного процесу застосовують кожухотрубні теплообмінні апарати. Для підігріву використовують рідкий теплоносій або перегріту пару, для охолодження – холодоагенти, рис. 14.13.

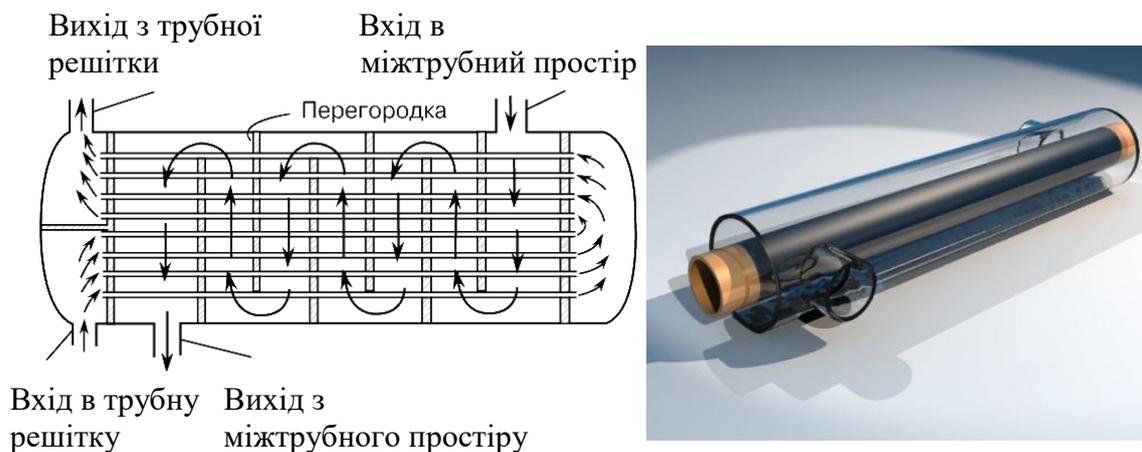
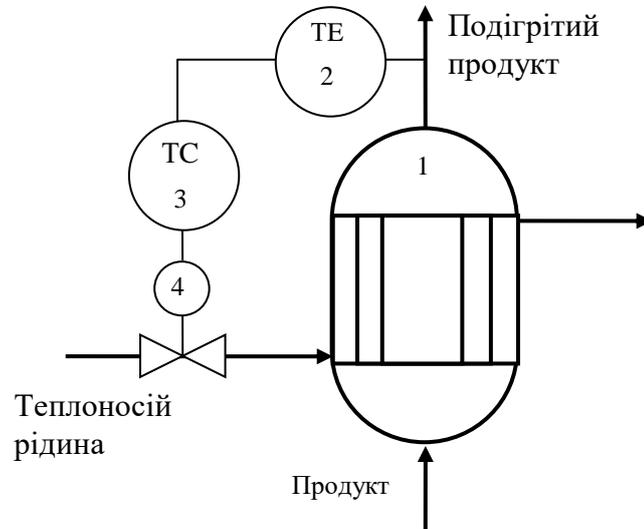


Рисунок 14.13 – Регулювання температури в кожухотрубному теплообмінному апараті

Розглянемо систему стабілізації температури рідини під час підігріву.

Найбільш простий виявляється функціональна схема автоматизації регулювання дроселювання рідкого теплоносія пари на вході в теплообмінник, рис. 14.14.



1 – теплообмінник; 2 – датчик температури; 3 – регулятор температури продукту;
4 – виконавчий механізм

Рисунок 14.14 – Функціональна схема автоматизації регулювання температури у теплообміннику

Якщо в якості теплоносія використовується перегріта пара, то зміна гідравлічного опору магістралі на витрату газу при докритичних течіях несуттєва. Тому доцільно застосувати двокаскадну систему автоматичного регулювання зі стабілізацією витрати теплоносія.

14.4 Регулювання співвідношення витрат двох речовин

Часто для виконання регламенту технологічного процесу необхідно забезпечити задане співвідношення витрат речовин у двох магістралях або підтримання заданої концентрації однієї речовини в іншій, рис. 14.15.

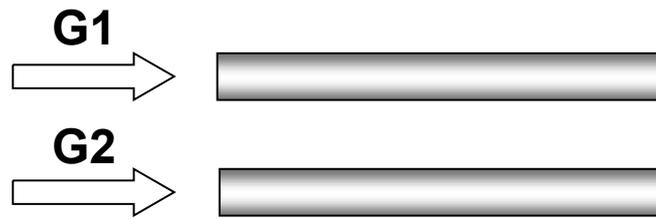


Рисунок 14.15 – Регулювання співвідношення витрат двох речовин

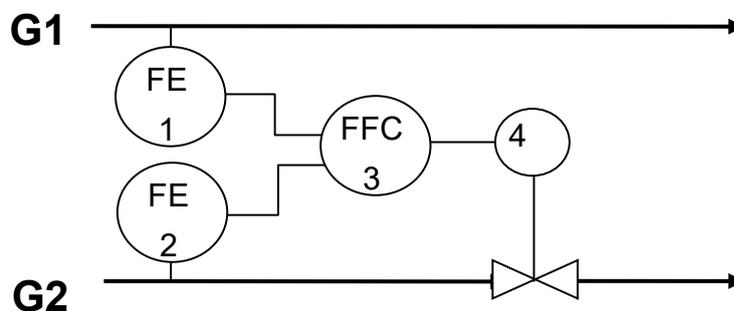
Витрата у першій магістралі G_1 називатимемо провідною, витрата у другій магістралі G_2 – веденою. Співвідношення витрат має залишатися незмінним:

$$\frac{G_2}{G_1} = C = \text{const} \quad , \quad (14.4)$$

Звідси випливає, що ведена витрата повинна дорівнювати:

$$G_2 = C \cdot G_1 \quad . \quad (14.5)$$

Якщо провідна витрата не задана, то функціональна схема автоматизації може мати вигляд рис. 14.16.



- 1 – автоматичний регулятор співвідношення витрат G_2 та G_1 ;
2 – виконавчий механізм

Рисунок 14.16 – Функціональна схема автоматизації співвідношення витрат двох речовин

Видно, що в такій схемі здійснюється не регулювання, а керування витратою G_2 .

Якщо провідну і ведену витрати подати в змішувач, то на виході змішувача отримаємо суміш заданої концентрації [9].

Ежекторний автоматичний дозатор із регулятором прямої дії, рис. 14.17.

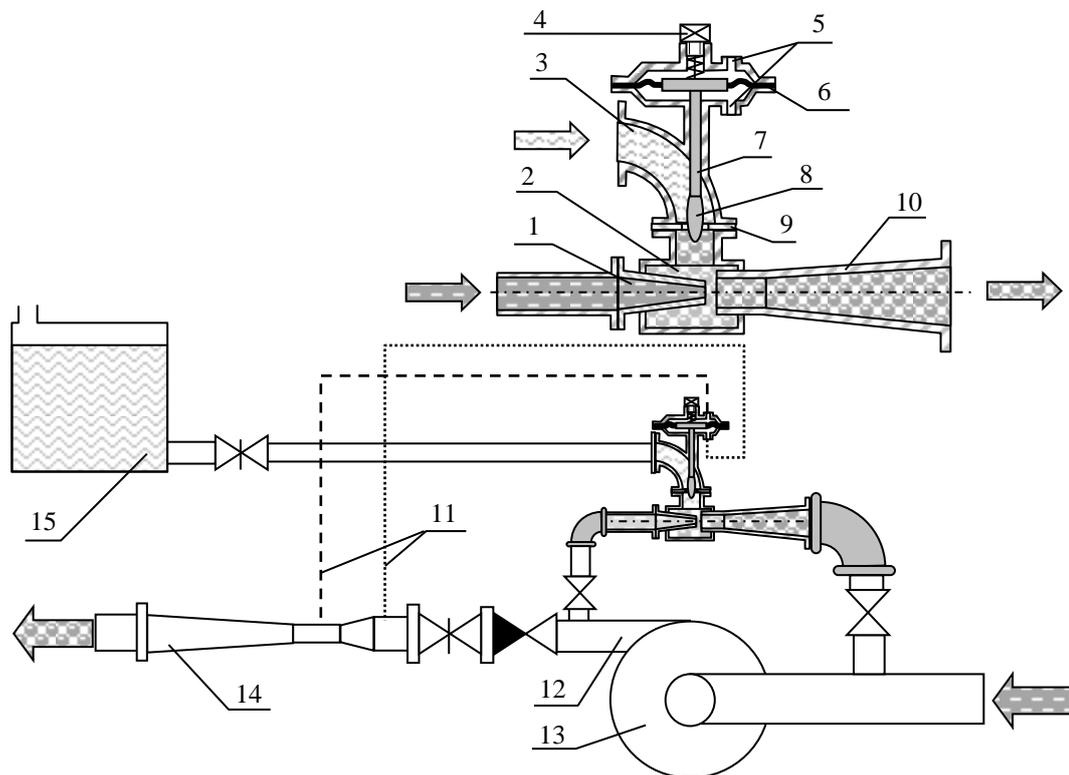


Рисунок 14.17 – Автоматичний дозатор піноутворювача

До складу автоматичного дозатору, що є регулятором витрати рідини прямої дії входять: 1 – ежекторний насос; 2 – ежекторна камера; 3 – патрубок підведення; 4 – регулювальний гвинт; 5 – штуцери; 6 – мембрана; 7 – шток; 8 – дозувальна голка; 9 – вікно голки; 10 – вихідний патрубок автоматичного дозатору; 11 – трубопроводи керуючих тисків; 12 – вихід пожежного насосу; 13 – пожежний насос; 14 – рубка Вентурі; 15 – бак з піноутворювачем.

Робота автоматичного дозатору: перепад тиску ΔP_V , що формується трубкою Вентурі 14 пропорційний витраті води, що подається пожежним насосом 14. Сформований таким чином перепад тисків трубопроводами 11, подається на мембрану 6 автоматичного дозатору. Мембрана під дією перепаду тиску прогинається і через шток 7 переміщує голку, що дозує, 8, яка збільшує або зменшує площу прохідного перерізу F_{AD} вікна 9, $F_{AD} \sim \Delta P_V$.

При зміні площі прохідного перерізу вікна 9 змінюється кількість, що надходить в ежекторну камеру 2.

Витрата води через трубку Вентурі визначається співвідношенням:

$$Q_B = \mu F_B \sqrt{\frac{2\Delta P_B}{\rho}}, \quad (14.6)$$

де: F_B – площа прохідного перерізу трубки Вентурі;

ΔP_B – перепад тиску на трубці Вентурі.

Витрата піноутворювача через дозуючу голку автоматичного дозатору дорівнює:

$$Q_{дг} = \mu F_{дг} \sqrt{\frac{2\Delta P_{дг}}{\rho}}. \quad (14.7)$$

Перепад тиску на дозуючій голці автоматичного дозатору – $\Delta P_{дг}$ залишається приблизно постійним протягом усього часу роботи установки. Так як тиск на вході в дозуючу голку постійно і визначається тиском у баку з 15. А тиск на виході з дози голки стабілізується за допомогою спеціальної ежекторної камери 2.

Якщо площу прохідного перерізу змінювати за законом:

$$F_{Ад} = K \sqrt{\Delta P_B}, \quad (14.8)$$

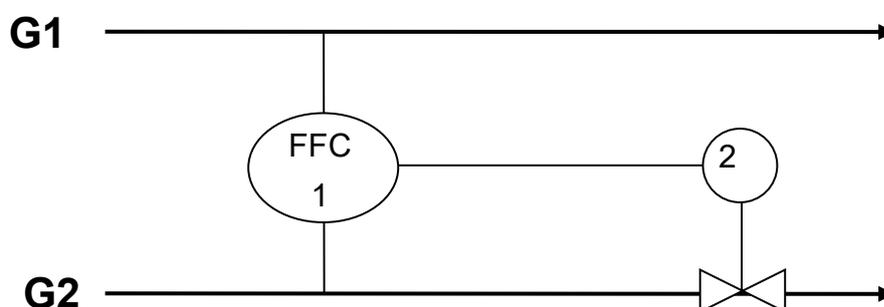
то витрата піноутворювача буде пропорційна витраті води:

$$Q_{по} \sim Q_B. \quad (14.9)$$

Зміна площі прохідного перерізу голки автоматичного дозатору пропорційна кореню перепаду тиску на трубці Вентурі. Це досягається спеціальним профілюванням дозуючої голки.

Дозований таким способом піноутворювач надходить на вхід у пожежний насос і змішується з основною витратою води.

Часто в технологічному процесі провідна витрата задана, тобто задане «навантаження». У цьому випадку функціональна схема автоматизації має вигляд, рис. 14.18.



1 – регулятор співвідношення витрат $G1$ та $G2$; 2 – виконавчий механізм

Рисунок 14.18 – Функціональна схема автоматизації співвідношення витрат двох речовин із заданим навантаженням

Якщо провідну і ведену витрати подати у змішувач, то вийде суміш заданої концентрації, рис. 14.19.

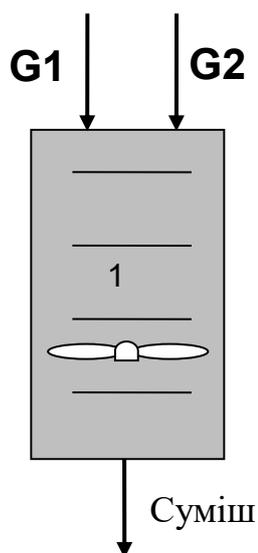


Рисунок 14.19 – Суміш провідної і веденої витрат

Провідна витрата може коригуватися за третім параметром, наприклад, за рівнем в реакторі-змішувачі.

Характеристика автоматизованої системи управління технологічним процесом. Структурна та функціональна схеми автоматизованої системи управління технологічним процесом, показані на рис. 14.20, 14.21.

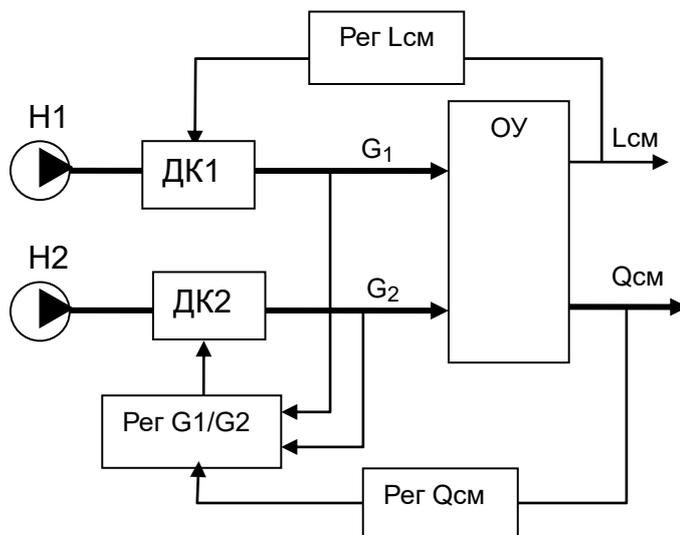
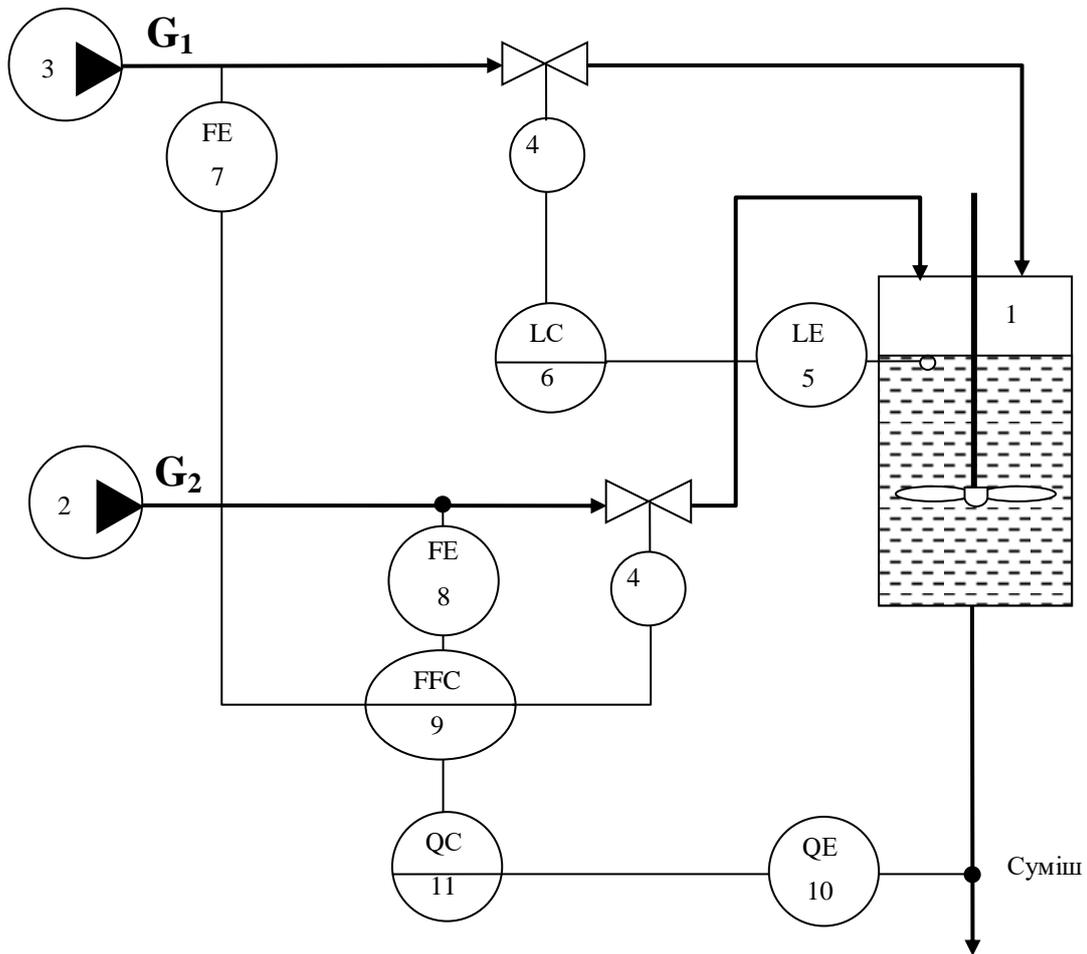


Рисунок 14.20 – Структурна схема автоматизованої системи управління технологічним процесом змішувача

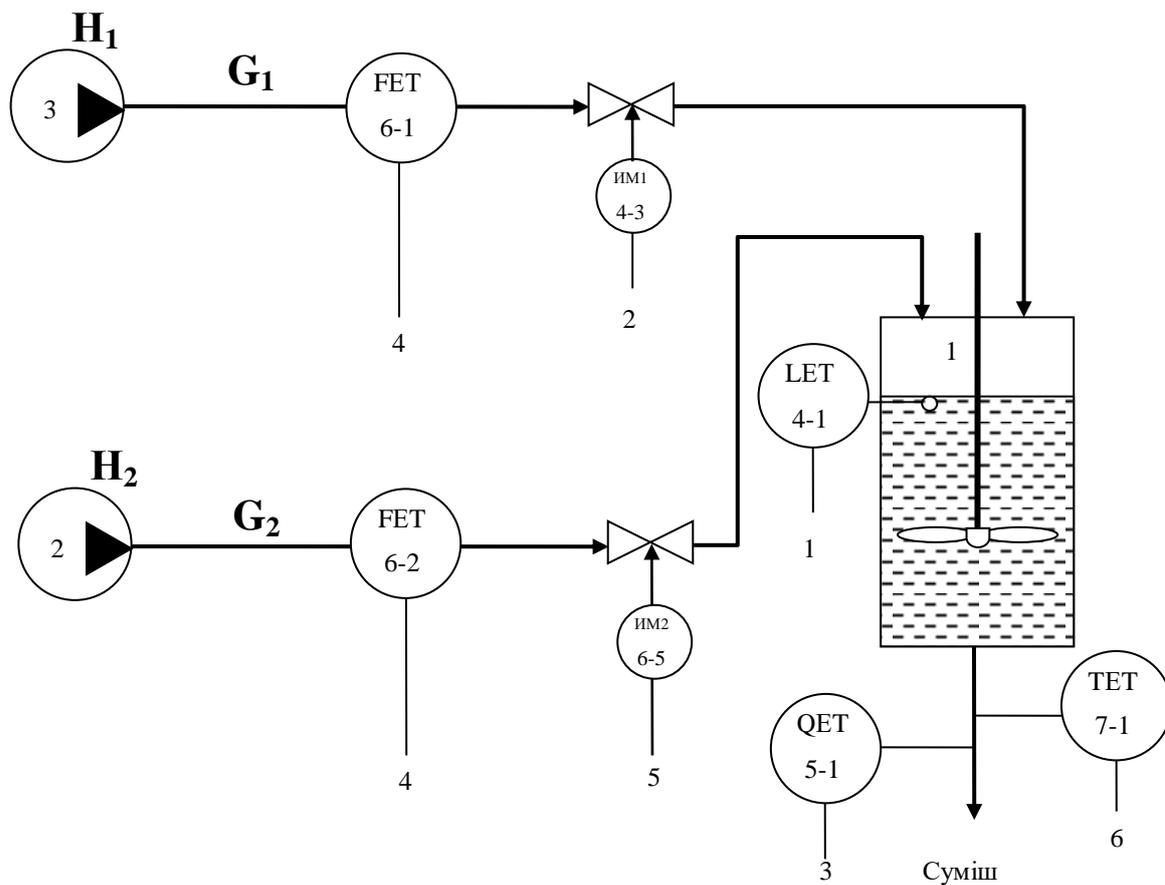
Автоматизована система управління технологічним процесом – трьох-параметрична, двокаскадна. Два параметри незалежних регульованих $L_{см}$ $Q_{см}$ і один параметр керований G_2 в залежності від Q .



1 – реактор – змішувач; 2 – насос 2; 3 – насос 1; 4 – виконавчий механізм; 5 – датчик рівня L; 6 – регулятор рівня L; 7 – датчик витрати G1; 8 – датчик витрати G2; 9 – регулятор співвідношення витрат G2 і G1; 10 – датчик якості суміші Q; 11 – регулятор якості суміші Q

Рисунок 14.21 – Функціональна схема автоматизації змішувача двох речовин із змінним навантаженням та корекцією за якістю реакційної суміші

Розгорнута функціональна схема автоматизації співвідношення витрат двох речовин із змінним навантаженням та корекцією за якістю реакційної суміші, рис. 14.22.



	1	2	3	4	5	6
Прилади по місцу	LT 4-2 RS485		QT 5-2 RS485	FT 6-3 RS485		TT 7-2 RS485
Прилади на щиті (пульті)	LC 4-3		QCIRA 5-3 H L	FFC 6-4		TIRA 7-3 H L

Рисунок 14.22 – Функціональна схема автоматизації співвідношення витрат двох речовин із змінним навантаженням та корекцією за якістю реакційної суміші

Специфікація комплектувальних виробів схеми автоматизації співвідношення витрат двох речовин із змінним навантаженням та корекцією за якістю реакційної суміші показано в табл. 14.1.

Таблиця 14.1 – Специфікація комплектувальних виробів

Поз.	Найменування	Позначення	Марка
1	Реактор-змішувач		
2	Насос	H1	
3	Насос	H2	
4	АСУ рівня		
4-1	Датчик рівня	LE	
4-2	АЦП RS-485	LT	MB110 - 8A
4-3	Регулятор рівня	LC	
4-3	Вик. механізм	IM1	
5	АСУ якості суміші		
5-1	Датчик якості	QE	
5-2	АЦП RS-485	QT	
5-3	Регулятор якості	QC	
6	АСУ співвідношення витрат		
6-1/6-2	Датчик витрати	FET	
6-3	АЦП RS-485	FT	MB110 - 8A
6-4	Регулятор співвідношення витрат	FFC	
6-5	Вик. механізм	IM2	
7	АСУ температури		
7-1	Датчик температури	TET	
7-2	АЦП RS-485	TT	MB110 - 8A
7-3	Сигналізатор темп	TIPА	

Завдання управління:

1. Підтримання постійного рівня в реакторі змішувачі: $L = \text{const.}$
2. Підтримання заданої ведучої витрати: $G_1 = \text{idem.}$
3. Підтримання заданого співвідношення витрат вихідних речовин:

$$\frac{G_1}{G_2} = \text{idem} \quad , \quad (14.10)$$

4. Підтримання заданої концентрації суміші: $Q = \text{const.}$

Оскільки як виконавчий пристрій системи автоматичного регулювання рівня є система автоматичного регулювання витрати, то кажуть, що застосовується двокаскадна система автоматичного регулювання.

РОЗДІЛ 15. АВТОМАТИЗАЦІЯ ТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ

15.1 Тепловий процес як об'єкт керування

Теплові процеси у хіміко-технологічній системі можна розділити на: охолодження, конденсацію, нагрівання.

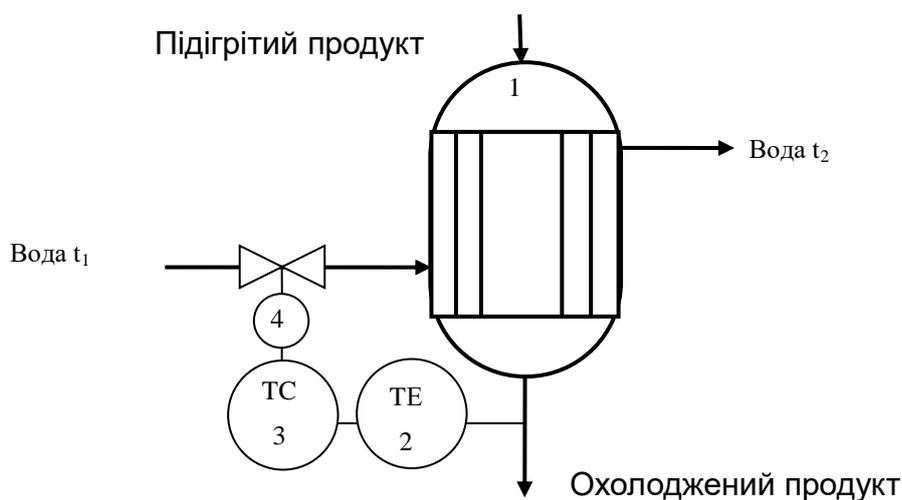
Автоматизація процесів охолодження: у хімічних процесах часто доводиться охолоджувати рідини, гази та пари. Охолодження стиснутих газів та пару зазвичай супроводжується процесом конденсації.

Розрізняють: охолодження препарату до звичайних температур, глибоке охолодження продукту, конденсацію парів.

Охолодження до звичайних температур здійснюється шляхом віддачі тепла у довкілля:

- у теплообмінних апаратах з повітряним охолодженням;
- у теплообмінних апаратах з водяним охолодженням.

Підтримка заданої температури продукту здійснюється зміною витрати охолоджуючого повітря або води, рис. 15.1.

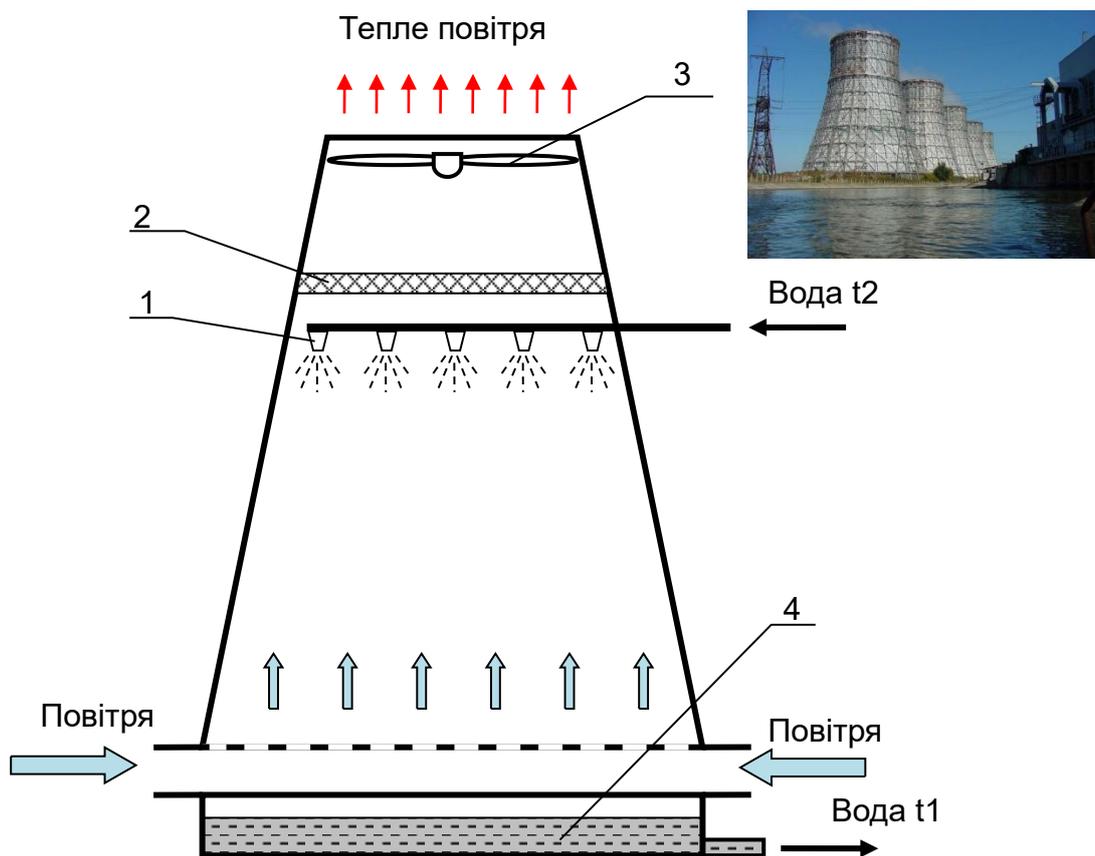


1 – теплообмінник; 2 – датчик температури; 3 – регулятор температури продукту;
4 – виконавчий механізм

Рисунок 15.1 – Функціональна схема автоматизації водяного теплообмінника

Невід'ємною частиною такого процесу охолодження є охолодження оборотної води, що здійснюється у градирнях. Градирня — пристрій для

охолодження великої кількості води спрямованим потоком атмосферного повітря. Іноді градирні називають охолоджувальними вежами, рис. 15.2.



1 – розпилювач; 2 – капелєвловлювач; 3 – вентилятор; 4 – резервуар

Рисунок 15.2 – Схема градирні

Автоматизація конденсаторів.

Якщо в охолоджувальному теплообміннику мають місце фазові перетворення, такий теплообмінник називається конденсатором. Охолодження конденсатора здійснюється двома способами:

- охолодження водою;
- охолодження повітрям.

Основними рівняннями, що описують стан конденсатора, є рівняння теплового та матеріального балансу:

$$M_{\Gamma} = M_{P}, \quad (15.1)$$

де: M_g – маса газу, що надходить на вхід у конденсатор;

M_p – маса конденсату, рідини на виході із конденсатора.

$$Q_K = kF(t_k - t_{WCP}), \quad (15.2)$$

$$Q_K = G_w c_w (t_{W2} - t_{W1}), \quad (15.3)$$

де: Q_k – теплове навантаження на конденсатор;

k – коефіцієнт теплопередачі;

F – поверхня конденсатора;

t_k – температура конденсації;

t_{WCP} – середня температура води;

G_w – витрата води;

c_w – теплоємність води;

t_{W1}, t_{W2} – температури води на вході в конденсатор та виході з нього.

Для підтримки матеріального балансу змінюють кількість тепла, що відводиться, змінюючи витрату охолоджуючої води або повітря.

Для поліпшення кінетики та підвищення безпеки зазвичай стабілізують тиск пари, що конденсується.

При підвищенні рівня рідини в конденсаторі (затоплення конденсатора) ефективна площа тепловіддачі зменшується, що призводить до підвищення температури (тиску) в конденсаторі, рис. 15.3.

Завдання управління:

1. Підтримка заданого тиску в конденсаторі: $P_k = P_{kЗАД}$:

– регульований параметр: P_k ;

– регулюючий фактор m_1 : витрата холодоагенту;

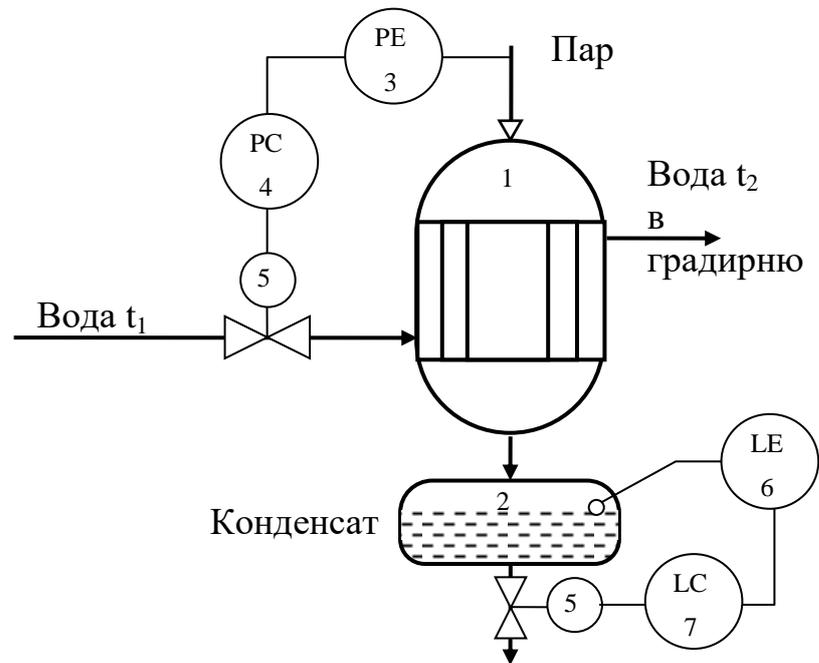
2. Підтримка заданого рівня у накопичувальному резервуарі: $L_k = L_{kЗАД}$:

– регульований параметр: L_k ;

– регулюючий фактор m_2 : витрати конденсату.

Контрольовані параметри:

- а) 1 – тиск пари в конденсаторі;
- б) 2 – рівень конденсату в накопичувальному резервуарі.



- 1 – конденсатор; 2 – накопичувач конденсату; 3 – датчик тиску;
- 4 – регулятор тиску; 5 – виконавчий механізм; 6 – датчик рівня;
- 7 – регулятор рівня конденсату у накопичувачі

Рисунок 15.3 – Функціональна схема автоматизації простого водяного конденсатора

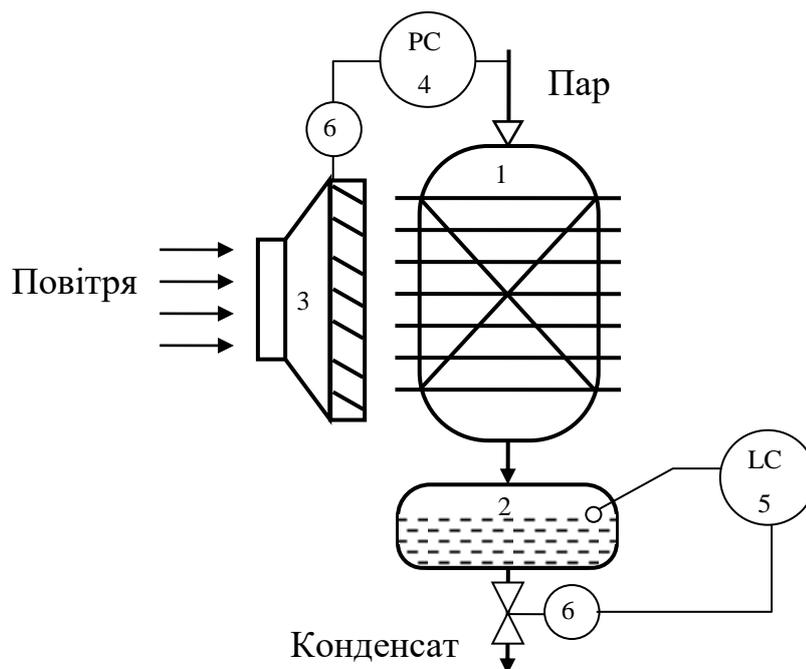
Конденсатори повітряного охолодження.

Конденсатори з повітряним охолодженням у більшій мірі, ніж конденсатори з водяним охолодженням, схильні до змін температури охолоджуючого середовища. Це особливо стосується установок з цілорічним функціонуванням. Нерідко конденсатори таких установок охолоджуються повітрям із негативними температурами, що практично виключає їхню роботу без підтримки тиску конденсації в допустимих межах.

Підтримку тиску конденсації здійснюють двома способами: зміною швидкості (витрати) повітря та зміною ефективної теплопередавальної поверхні конденсатора.

Регулювання витрати охолоджуючого повітря здійснюється поворотними жалюзі. При зниженні тиску в конденсаторі, жалюзі прикриваються. Швидкість

обдування повітрям зменшується, знижується коефіцієнт теплопередачі, тиск у конденсаторі відновлюється, рис.15.4.

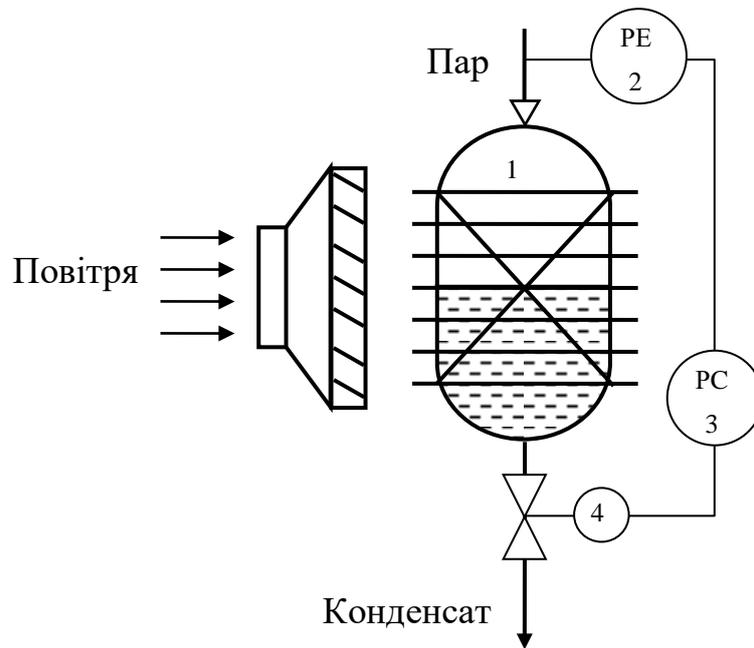


- 1 – конденсатор із пластинчастим теплообмінником; 2 – накопичувач;
 3 – вентилятор; 4 – регулятор тиску; 5 – регулятор рівня накопичувача;
 6 – виконавчий механізм

Рисунок 15.4 – Функціональна схема автоматизації конденсатора повітряного охолодження

Недоліками системи з механічними регуляторами тиску є їхня невисока надійність через важкі умови експлуатації, необхідність періодичного мастила шарнірів і т.п.

Більш надійно працюють конденсатори із «підтопленням». Підвищення рівня рідини в конденсаторі (підтоплення конденсатора) призводить до зменшення ефективної площі тепловіддачі та підвищення температури (тиску) в конденсаторі, рис. 15.5.



1 – конденсатор; 2 – регулятор тиску; 3 – виконавчий механізм

Рисунок 15.5 – Функціональна схема автоматизації конденсатора із підтопленням

Регулювання тиску в конденсаторі здійснюють шляхом зміни рівня рідини у конденсаторі (підтоплення конденсатора).

Регульований параметр: тиск

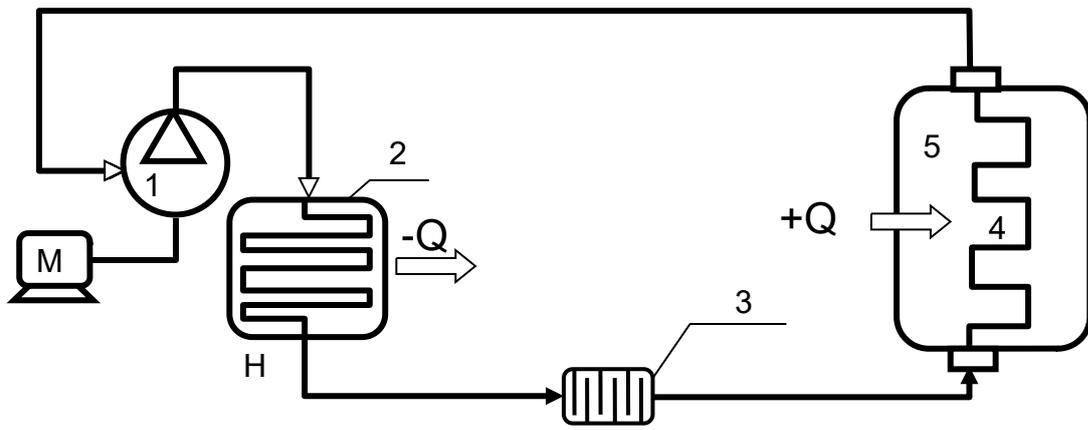
Регулюючий фактор: витрати конденсату.

15.1.1 Автоматизація установок глибокого охолодження

Для глибокого охолодження продукту необхідно застосування спеціальних установок, що охолоджують, із застосуванням холодоагентів.

Простий холодильний апарат включає:

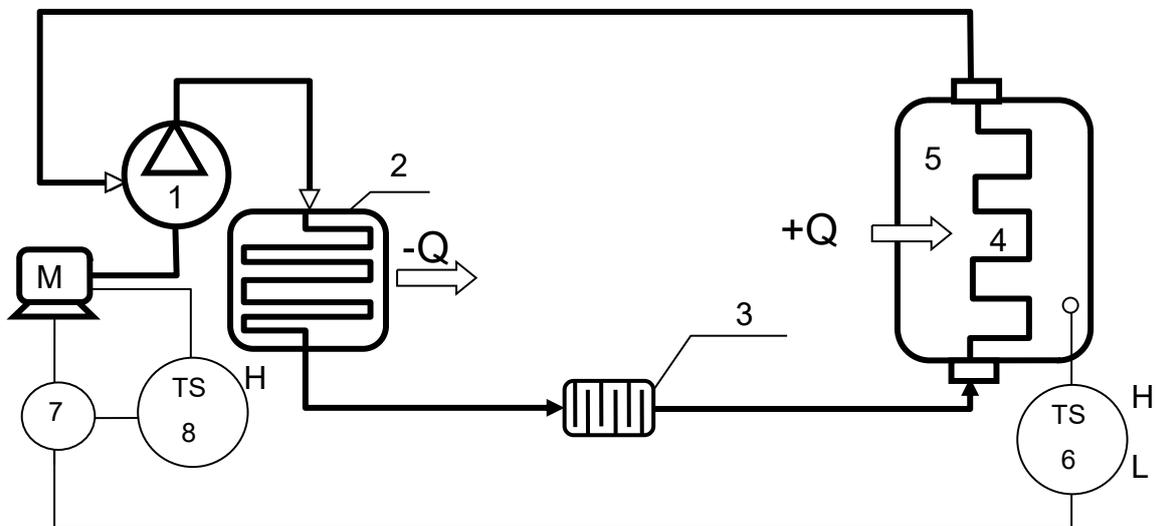
- компресор, для стиснення парів холодоагенту;
- конденсатор, для передачі тепла в навколишнє середовище та конденсації парів холодоагенту;
- дросель для зниження тиску холодоагенту;
- випарник для відбору тепла з холодильної камери, рис. 15.6.



1 – компресор; 2 – конденсатор; 3 – дросель; 4 – випарник;
5 – холодильна камера

Рисунок 15.6 – Схема холодильної установки

Найпростіше регулювання холодильної установки полягає у позиційному керуванні приводом компресору, рис. 15.7.



1 – компресор; 2 – конденсатор; 3 – дросель; 4 – випарник; 5 – холодильна камера;
6 – регулятор температури; 7 – силове реле увімкнення/вимикання електроприводу
компресора; 8 – обмежувач температури електродвигуна

Рисунок 15.7 – Функціональна схема автоматизації найпростішої холодильної установки

При зниженні температури нижче заданого значення компресор вимикається. При підвищенні температури вище заданого рівня компресор включається,

Функціональна схема автоматизації потужних промислових холодильних установок виявляються складнішою. Показником ефективності приймається температура продукту, що охолоджується (розсолу).

Мета управління – підтримання постійної температури розсолу.

Регулювання температури продукту легко здійснити зміною витрати хладону у випарнику включаючи і вимикаючи привід компресору.

Якщо позиційного регулювання температури недостатньо, необхідно передбачити витратну ємність з хладоном і здійснювати плавне управління витратою хладону.

При цьому необхідно передбачити індикацію та реєстрацію температури продукту.

Захист установки від перевантажень.

Небезпечним є надмірне підвищення рівня хладону у випарнику, що може призвести до «вологого» ходу компресора та його руйнування. Рівень хладону відстежується за допомогою виносної камери та обмежується шляхом вимкнення електродвигуна компресору.

Для захисту електричного двигуна від теплових навантажень передбачається сигналізація його вимкнення при досягненні небезпечної температури.

Контрольованим параметром є температура продукту на вході в установку, рис. 15.8. До складу холодильної установки входять: 1 компресор, 2 – електричний привід компресору, 3 – конденсатор, 4 – ємність із хладоном, 5 – регульований дросель, 6 – випарник, 7 – виносна камера; 8 – регулятор температури розсолу, 9 – регулятор рівня ємності з хладоном, 10 – регулятор тиску у випарнику; 11 – виконавчий механізм; 12 – обмежувач-сигналізатор температури електродвигуна, 14 – силове реле включення/вимикання електроприводу компресора, 14 – обмежувач-сигналізатор рівня хладону у випарнику, 15 – індикатор-реєстратор температури розсолу на вході.

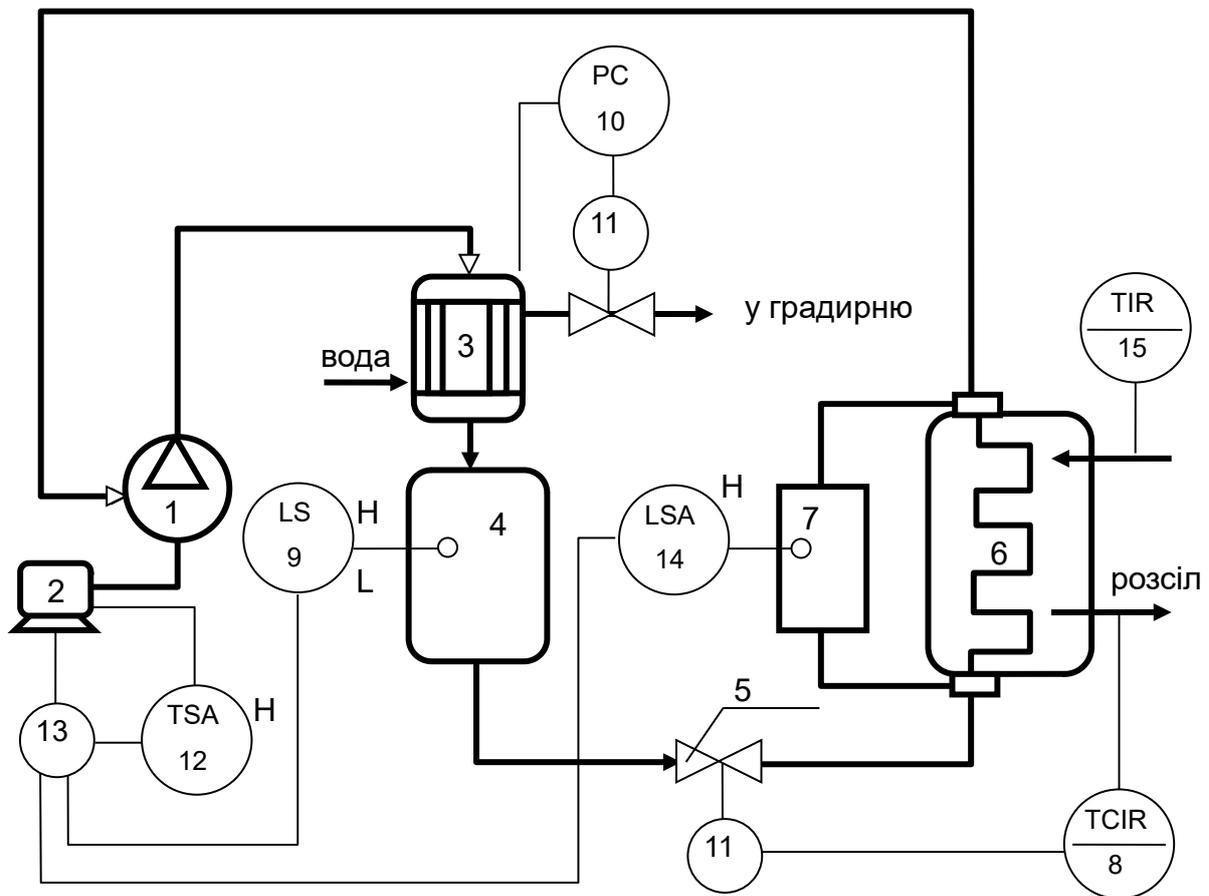
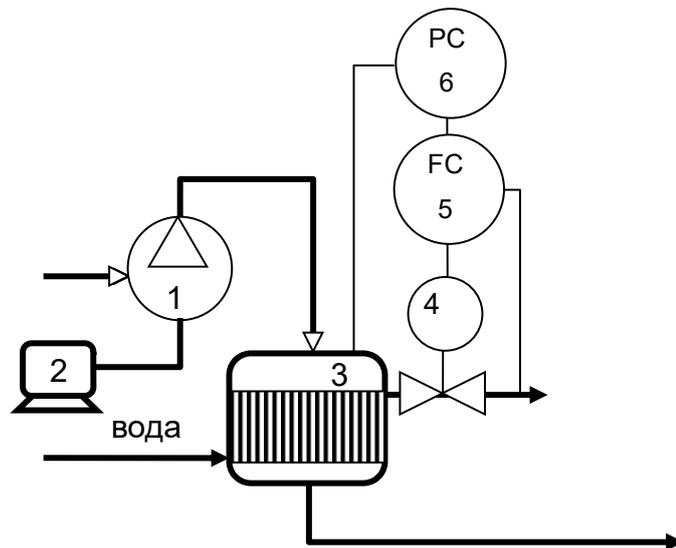


Рисунок 15.8 – Функціональна схема автоматизації холодильної установки

Для потужних холодильних установок повітряне охолодження конденсатора виявляється недостатнім, тому застосовують конденсатори з водяним охолодженням.

При цьому температура води сильно впливає на тиск (температуру) хладону перед дроселем. Стабілізація тиску хладону здійснюється зміною витрати води, що охолоджує, в конденсаторі, рис. 15.9.



1 – компресор; 2 – електричний привід компресору; 3 – конденсатор; 4 – виконавчий механізм; 5 – регулятор витрати води; 6 – регулятор тиску хладону у конденсаторі

Рисунок 15.9 – Функціональна схема автоматизації стабілізації тиску хладону в конденсаторі

15.1.2 Автоматизація нагрівання

Нагрівання є одним із найпоширеніших процесів хімічної технології. Нагрівання використовується для: прискорення хімічних реакцій, випарювання, перегонки, сушіння та ін.

Джерелами тепла виступають: димові гази, електричний струм.

При передачі тепла до речовини, що нагрівається, можуть використовуватися проміжні теплоносії:

- гаряча вода: $60 \div 70$ ($^{\circ}\text{C}$);
- водяна пара: $150 \div 180$ ($^{\circ}\text{C}$);
- мінеральні олії: $500 \div 600$ ($^{\circ}\text{C}$);
- розплавлені неорганічні солі та метали.

Пряме нагрівання електричним струмом дозволяє отримувати температури до 3000 ($^{\circ}\text{C}$);.

Завдання автоматизації печей.

Печі мають бути оснащені черговими пальниками, індивідуальною системою паливопостачання.

Робочі та чергові пальники мають бути оснащені сигналізатором згасання полум'я (реєструє наявність полум'я у форсунці).

На трубопроводі газоподібного палива до основних пальників повинні бути встановлені запобіжні – запірні клапани, додатково до загального пристрою. Запобіжні клапани спрацьовують при зниженні тиску газу нижче допустимого.

На трубопроводі рідкого палива (і газу) до основних та чергових пальників повинні бути встановлені автоматичні запірні органи, що спрацьовують у системі блокувань.

Печі повинні бути обладнані засобами автоматичної подачі водяної пари в топковий простір і змійовики при прогарі труб, а також засобами автоматичного відключення подачі сировини і палива при аваріях в системах змійовиків.

Система блокувань та сигналізації повинна забезпечувати відключення подачі палива до чергових та основних пальників при:

- відхиленні параметрів подачі палива від регламентованого;
- падіння обсягу циркуляції сировини через змійовик печі нижче допустимого;
- перевищення гранично-допустимої температури сировини на виході з печі;
- спрацьовування приладу гасіння полум'я.

Усі прилади, що контролюють роботу печі, повинні бути реєструючими.

Система протиаварійного автоматичного захисту має бути забезпечена протиаварійною сигналізацією параметрів та сигналізацією спрацьовування виконавчого механізму.

15.2 Автоматизація печей топки

При прямому нагріванні димовими газами можна досягти температури 1000оС та вище.

Недоліки нагрівання димовими газами:

– низький коефіцієнт корисної дії. Коефіцієнт корисної дії печей зазвичай не перевищує 30%, оскільки більшість тепла йде в атмосферу з димовими газами;

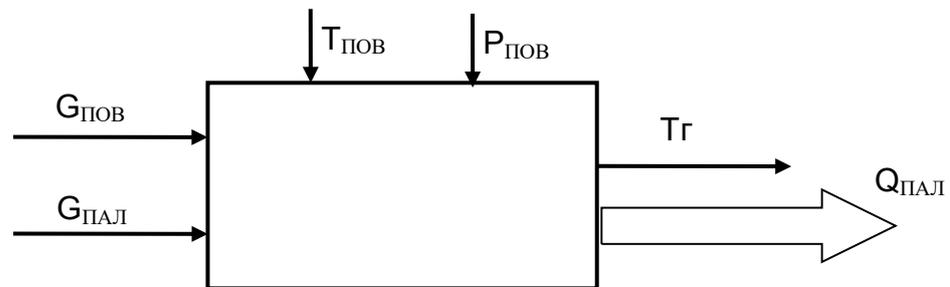
– низькі коефіцієнти тепловіддачі;

– значна інерційність печей. Неможливо швидко змінювати температуру.

Можливі перегрів, пригоряння;

– значний обсяг димових газів та складність транспортування на великі відстані;

Представимо топку у вигляді моделі, 15.10.



$T_{ПОВ}$ – температура повітря; $P_{ПОВ}$ – тиск повітря; $T_Г$ - температура топкових газів;
 $G_{ПОВ}$ – витрата повітря; $G_{ПАЛ}$ – витрата палива

Рисунок 15.10 – Модель топки

Критерієм ефективності печі топки є теплопродуктивність або теплова потужність – кількість корисного тепла QT , що виділилося за одиницю часу.

Теплопродуктивність топки можна визначити з рівнянь матеріального та енергетичного балансу. Рівняння енергії:

$$Q_{ПАЛ} = \eta_{ПАЛ} H_u G_{ПАЛ} = c_{ПАЛ} T_Г G_Г - c_P T_{ПОВ} G_{ПОВ}, \quad (15.4)$$

$$Q_{ПАЛ} = \eta_{ПАЛ} H_u G_{ПОВ} g_{ПАЛ}, \quad (15.5)$$

де: $g_{\text{П}}$ – питома витрата палива;

$$g_{\text{ПАЛ}} = \frac{G_{\text{ПАЛ}}}{G_{\text{ПОВ}}}, \quad (15.6)$$

H_u – теплотворна здатність палива, (Дж.кг-1);

$\eta_{\text{ПАЛ}}$ – коефіцієнт тепловиділення.

Рівняння матеріального балансу:

$$G_{\text{Г}} = G_{\text{ПОВ}} + G_{\text{ПАЛ}} = G_{\text{ПОВ}}(1 + g_{\text{ПАЛ}}). \quad (15.7)$$

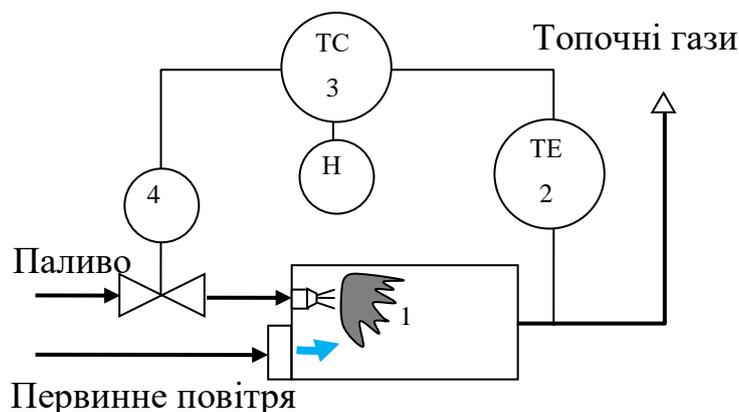
Простим способом зміни теплопровідності печі є зміна витрати палива.

Теплопродуктивність топки визначається питомою витратою палива та витратою повітря.

Типове рішення автоматизації:

- критерій ефективності: $Q_{\text{Т}}$ – теплопродуктивність топки, корисне тепло, (Вт);
- регульований параметр: $T_{\text{Г}}$ – температура топкових газів, (К);
- регулюючий фактор: $G_{\text{ПОВ}}$ – витрата первинного повітря, (кг/с);
- зовнішні збурення:
 - $T_{\text{ПОВ}}$ – температура повітря, (К);
 - $P_{\text{ПОВ}}$ – тиск повітря, (Па);
- контрольовані параметри:
 - $T_{\text{Г}}$ – температура топкових газів, (К);
 - $G_{\text{ПАЛ}}$ – витрата палива, (кг/с);
 - $G_{\text{Г}}$ – витрата топкових газів, (кг/с).

Найбільш простими є топки з інжекційними пальниками. Кількість тепла, що виділяється в топці, регулюється зміною витрат палива. Приплив первинного повітря, необхідний для згоряння палива, саморегулюється з допомогою ежекції. У разі зміни температури в топці регулятор температури змінює подачу палива, рис. 15.11.



1 – топка; 2 – датчик температури; 3 – регулятор температури газів з ручним налаштуванням рівня; 4 – виконавчий механізм

Рисунок 15.11 – Функціональна схема автоматизації топки

Недоліком такого регулювання є те, що продуктивність інжекційних пальників змінюється у вузьких межах. При збільшенні витрати палива необхідно збільшувати витрату первинного повітря, яке обмежується прохідним перетином піддувалу.

Можлива нестійка робота регулятора у сфері «багатих» сумішей. В області «багатих» сумішей температура зі збільшенням витрати палива зменшується. Регулятор додає паливо, температура ще більше зменшується і регулятор знову додає паливо до тих пір, поки не відбудеться «зрив» полум'я, рис. 15.12.

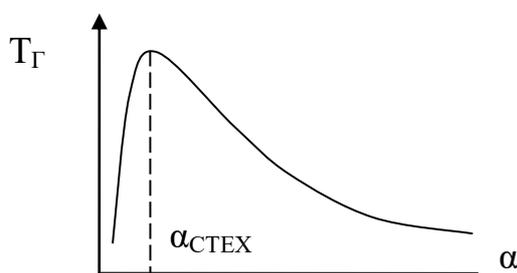
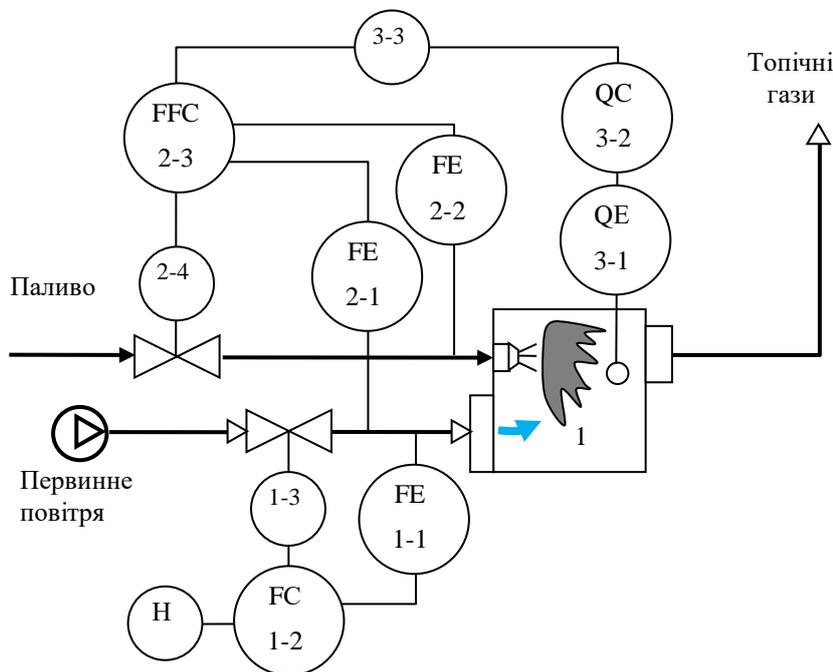


Рисунок 15.12 – Залежність температури газів від коефіцієнта надлишку повітря

Іншим способом зміни теплопродуктивності печі є примусова зміна витрати первинного повітря при постійній питомій витраті палива.

Оптимальна питома витрата палива відповідає стехіометричному співвідношенню «повітря-паливо». При стехіометричному складі паливо-

повітряної суміші повнота згоряння набуває максимального значення. Стехіометричний коефіцієнт залежить від якості палива. Якщо якість палива істотно змінюється, то регулятор співвідношення направляє коригуючий сигнал від регулятора стабілізації вмісту кисню в топкових газах. Це забезпечує повне згоряння палива та високу якість регулювання, рис. 15.13.



1 – топка; 1-1, 2-1, 2-2 – датчики витрати; 3-1 – датчик кисню;
 1-2 – регулятор витрати повітря з ручним налаштуванням;
 2-3 – регулятор співвідношення паливно-повітряної суміші; 3-2 – коректор вільного кисню

Рисунок 15.13 – Функціональна схема автоматизації топки з примусовою подачею первинного повітря

Завдання управління:

Непряме керування теплопродуктивністю топки:

$$Q_{\text{ПАЛ}} = Q_{\text{ПАЛЗАД}}, \quad (15.8)$$

– регулюючий фактор: витрата повітря G_v .

Стабілізація стехіометричного складу паливо-повітряної суміші:

$$\frac{G_{\text{ПАЛ}}}{G_{\text{ПОВ}}} = g_{\text{ПАЛ}} = \text{const}, \quad (15.9)$$

– регулюючий фактор: витрата палива.

Стабілізація подачі первинної витрати повітря: $Q_{\text{пов}} = Q_{\text{повзад}}$,

– регулюючий фактор: положення заслінки повітряної магістралі m .

Корекція налаштування регулятора співвідношення кількості вільного кисню в топці.

Перевага: зміна продуктивності топки в широких межах.

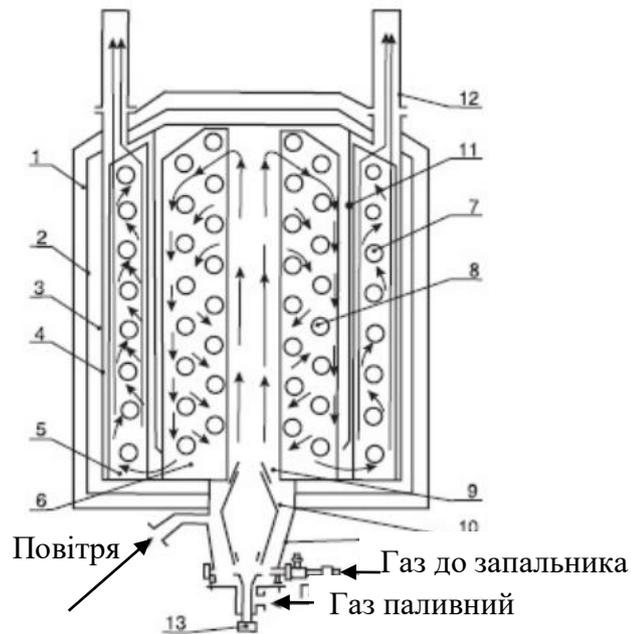
Недолік: для забезпечення високих значень коефіцієнта корисної дії необхідно підтримувати високу температуру газових газів.

15.3 Автоматизація трубчастих печей

У трубчастих печах здійснюється нагрівання проміжного теплоносія або продукту, шляхом прокачування речовини через трубчастий змійовик (трубку), який розташовано всередині печі, рис. 15.14.

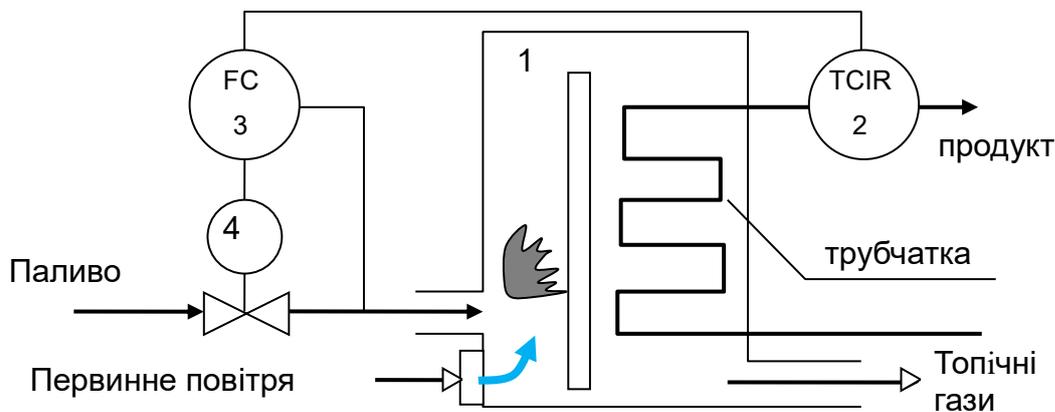
Мета регулювання: підтримання заданої температури речовини, що прокачується.

Параметрами об'єкту є витрата і температура вихідного продукту, теплотворна здатність палива, кількість і температура повітря, що подається для спалювання палива, втрати тепла в навколишнє середовище та інші. Наведені фактори компенсуються системою автоматичного регулювання температури продукту на виході з печі, що управляє подачею палива в піч. Однак трубчасті печі мають запізнення по передачі тепла від димових газів через стінку змійовика до продукту, що проходить по ньому, рис. 15.15.



1 – каркас; 2 – обшивка зовнішня; 3 – теплова ізоляція; 4 – обшивка внутрішня; 5, 6 – дошка трубна; 7 – змійовик однорядний; 8 – змійовик дворядний; 9 – направляюча; 10 – камера згоряння; 11 – перегородка (екран);
12 – труба димова; 13 – пристрій контролю полум'я

Рисунок 15.14 – Трубчаста піч



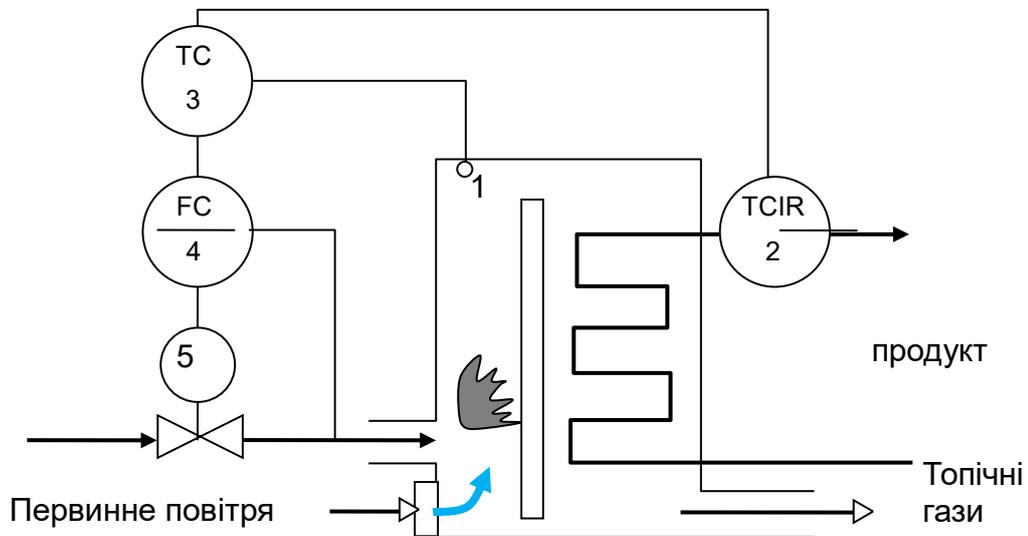
1 – трубчаста піч; 2 – регулятор температури продукту; 3 – регулятор витрати палива з корекцією за температурою продукту; 4 – Виконавчий механізм

Рисунок 15.15 – Функціональна схема автоматизації трубчастої печі

Крім того, перехідний процес по каналу «витрата палива – температура продукту на виході» триває кілька годин. Тому при використанні одноконтурної системи автоматичного регулювання, динамічна помилка та час регулювання досягають більших значень.

Недоліком такої функціональної схеми автоматизації є велика інерційність печі. Для отримання якісного процесу управління необхідна дуже

повільна зміна витрати продукту. Якщо технологічно це зробити неможливо, застосовують іншу схему. Регулюють безпосередньо температуру газів у печі з корекцією за температурою продукту. Таке регулювання дозволяє отримати якісніші динамічні процеси, рис. 15.16.

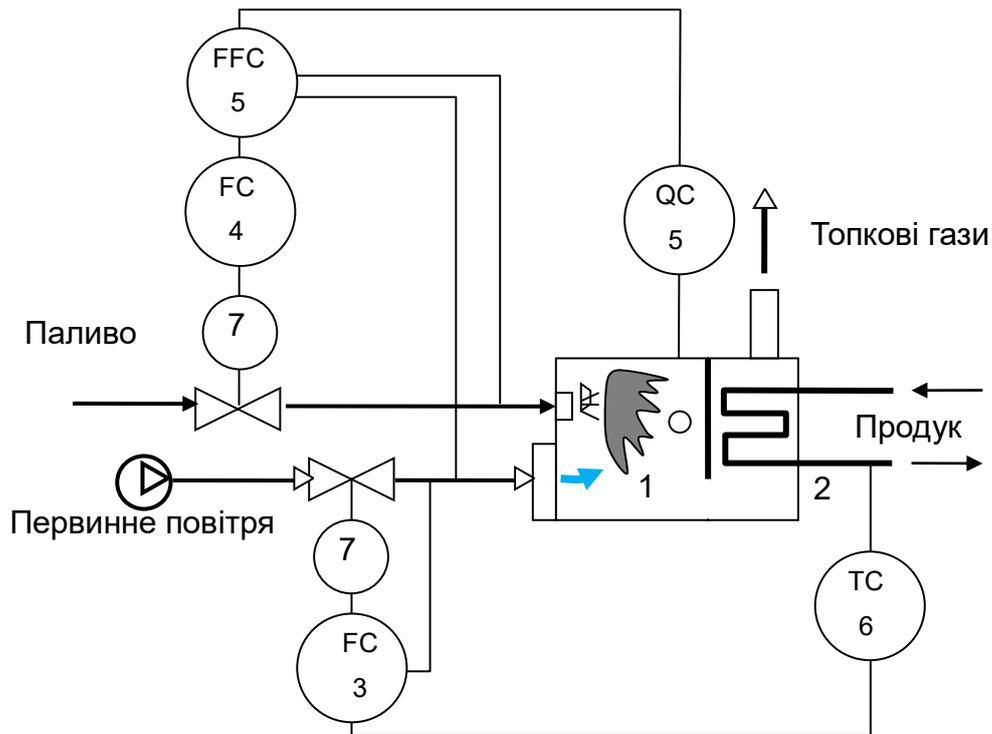


1 – трубчаста піч; 2 – регулятор температури продукту; 3 – регулятор температури топінних газів з корекцією за температурою продукту; 4 – регулятор витрати палива з корекцією за температурою топінних газів; 5 – виконавчий механізм

Рисунок 15.16 – Функціональна схема автоматизації трубчастої печі з покращеною динамікою

Завдання управління:

1. Стабілізація температури продукту в апараті: $T_{ПР} = T_{ПР\text{ зад}}$.
2. Стабілізація витрати первинного повітря, з корекцією за температурою продукту: $G_{ПОВ} = G_{ПОВ\text{ зад}}(T_{ПР})$.
3. Стабілізація питомої витрати палива з корекцією за вільним киснем у топці: $g_{ПАЛ} = g_{ПАЛ\text{ зад}}(\alpha_{ПОВ})$.
4. Стабілізація коефіцієнта надлишку повітря (вільного кисню) у топці: $\alpha_{ПОВ} = \text{const}$, рис. 15.17.



1 – топка; 2 – трубчатка; 3 – регулятор витрати первинного повітря; 4 – регулятор витрати пального; 4 – регулятор співвідношення паливно-повітряної суміші; 5 – регулятор вмісту кисню у топкових газах; 6 – регулятор температури продукту; 7 – виконавчий механізм

Рисунок 15.17 – Функціональна схема автоматизації трубчастої печі

Необхідну температуру топкових газів одержують шляхом охолодження продуктів горіння вторинним потоком повітря в камері змішування, рис. 15.18.

$$G_{\text{СУМ}} = G_1 + G_2, \quad (15.10)$$

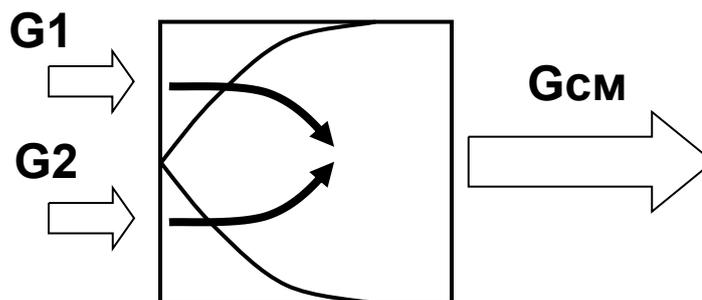


Рисунок 15.18 – Модель змішувача

$$m = \frac{G_2}{G_1}, \quad (15.11)$$

$$T_{\text{сум}} = \frac{T_1 + mT_2}{1 + m}. \quad (15.12)$$

Для зниження температури димових газів їх змішують із холодним повітрям, що дозволяє досить точно регулювати температуру. Але це призводить до збільшення кисню в газах та окислення металів апаратів.

У сучасних печах застосовують рециркуляцію – розведення димових газів охолодженими димовими газами, що вже пройшли через теплообмінний апарат. Застосування рециркуляції дозволяє не лише точно підтримувати температуру, а й підвищити коефіцієнт корисної дії процесу, рис. 15.19, 15.20.

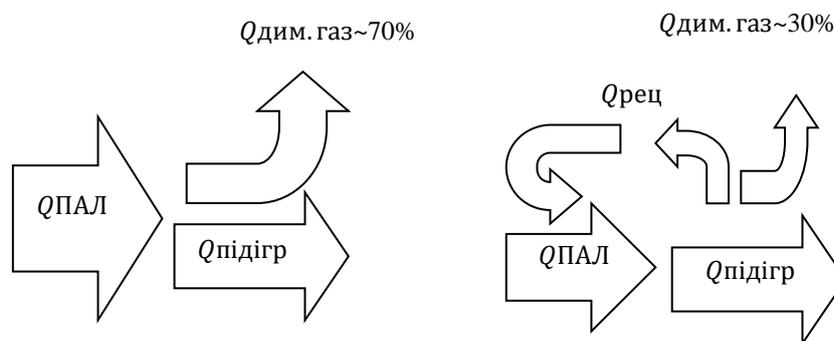
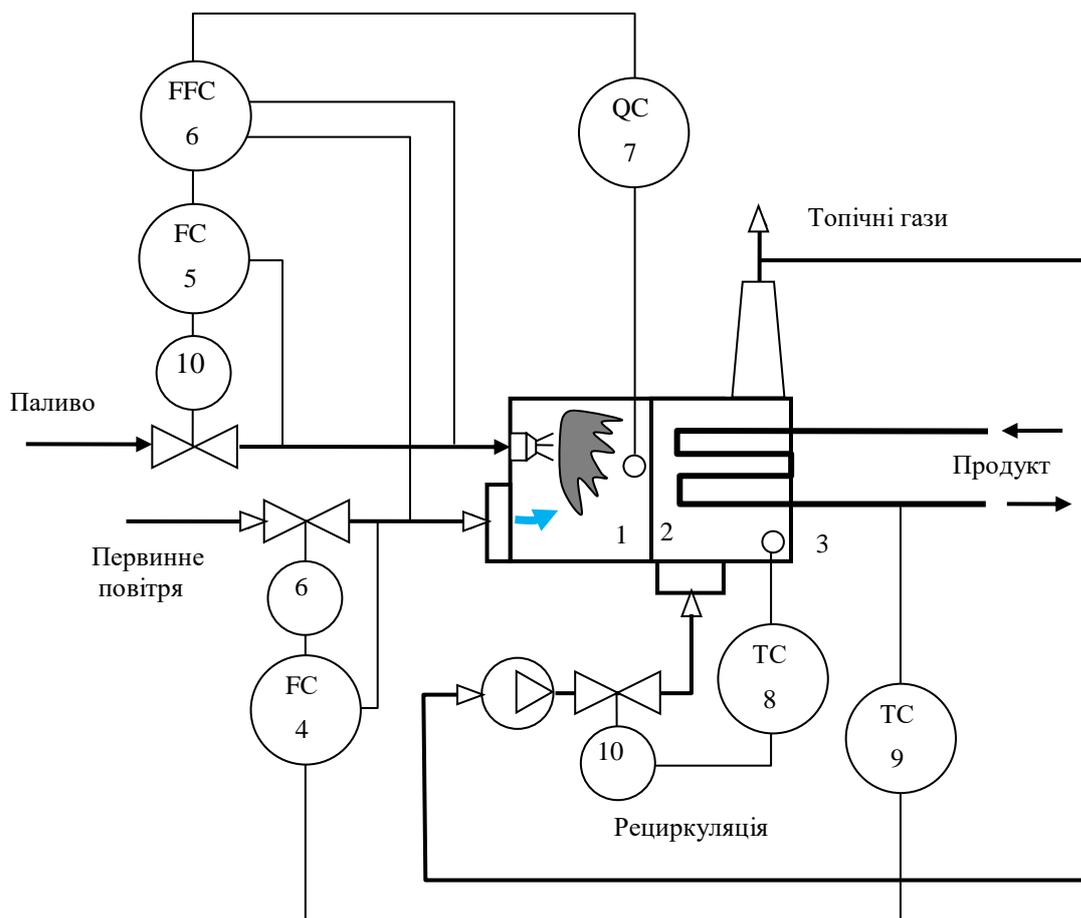


Рисунок 15.19 – Схема теплового балансу в печі без і з рециркуляцією



- 1 – топка; 2 – змішувач; 3 – трубчатка; 4 – регулятор витрати первинного повітря;
 5 – регулятор витрати пального; 6 – регулятор співвідношення паливно-повітряної суміші;
 7 – регулятор вмісту кисню у топкових газах; 8 – регулятор температури у змішувачі;
 9 – регулятор температури продукту; 10 – виконавчий механізм

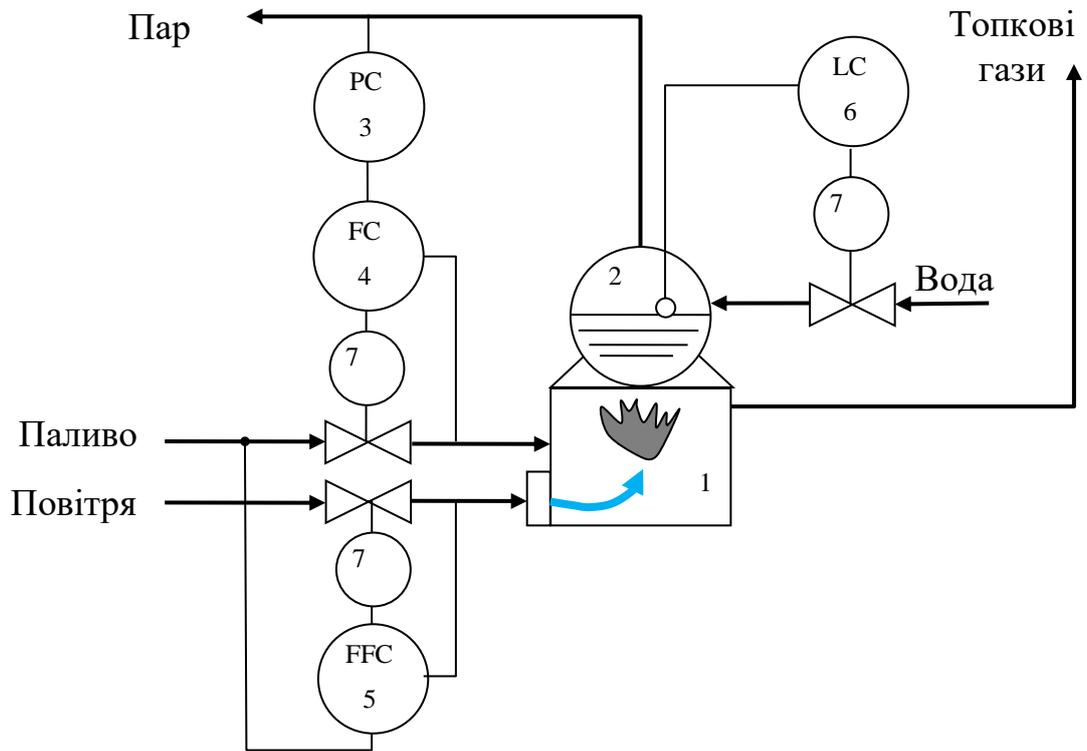
Рисунок 15.20 – Функціональна схема автоматизації топки з рециркуляцією

15.4 Автоматизація парокотельних установок

Парокотельні установки призначені для отримання пари із заданими параметрами. Відомо, що для насиченої пари існує певний зв'язок між тиском та температурою. Тому стабілізація тиску забезпечує стабілізацію температури. Зміна тиску насиченої пари здійснюється зміною кількості тепла, що підводиться в топці. Інжекційних пальників у цьому разі виявляється недостатньо. Для зміни теплового потоку в топці в широких межах необхідна зміна як витрати палива, так і повітря, що подається в топку. При цьому найбільш економічним виходить процес, якщо в топці підтримується стехіометричний склад паливо-повітряної суміші, рис. 15.21.

Мета управління: підтримання постійної температури пари.

Параметр ефективності: тиск перегрітої пари.



- 1 – топка; 2 – котел; 3 – регулятор тиску пари; 4 – регулятор витрати палива;
 5 – регулятор співвідношення паливно-повітряної суміші;
 6 – регулятор рівня води у казані; 7 – виконавчий механізм

Рисунок 15.21 – $G_{\text{СУМ}} = G_1 + G_2$ Функціональна схема автоматизації парокотельної установки

15.4.1 Автоматизація процесів випаровування

Управління процесом випаровування рідини має на меті перевести продукт з рідкого стану в пароподібний із заданими параметрами: температура, тиск, рис. 15.22. Відомо, що температура та тиск пов'язані рівнянням стану:

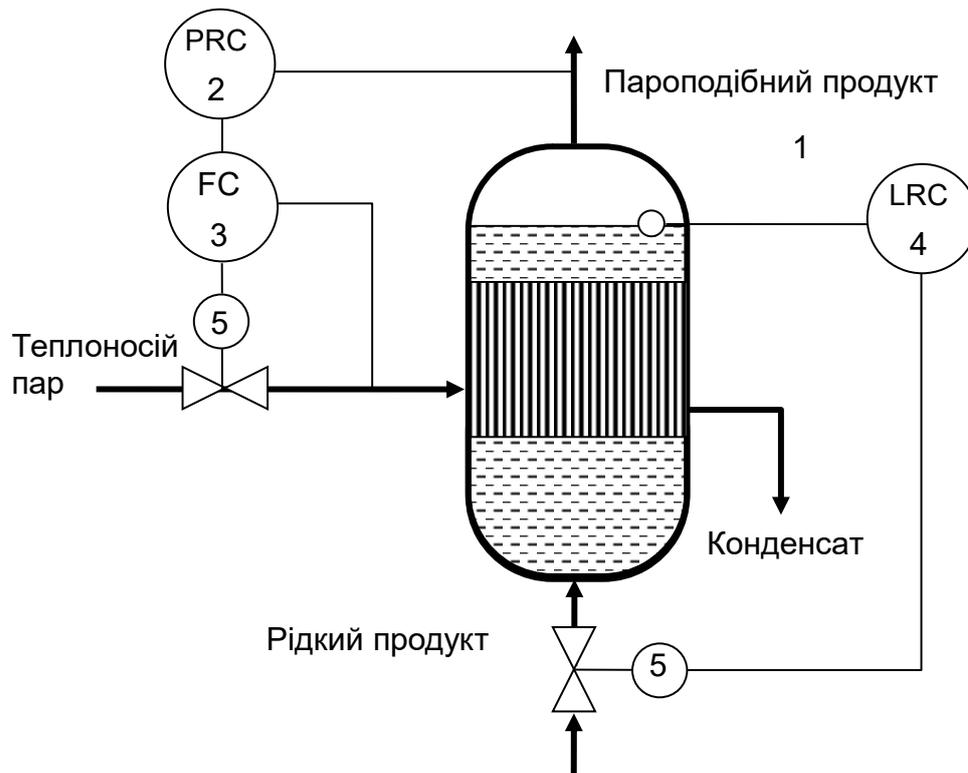
$$pV_{\mu} = RT, \quad (15.13)$$

де: p – тиск (Па);

V_{μ} – молярний обсяг;

R – універсальна газова постійна;

T – абсолютна температура, (К).



1 – випарник; 2 – регулятор тиску; 3 – регулятор витрати пари;
4 – регулятор рівня рідини; 5 – виконавчий механізм

Рисунок 15.22 – Функціональна схема автоматизації випарника

Тому для стабілізації параметрів газу достатньо стабілізувати один параметр – тиск. Основними рівняннями, що описують стан випарника є:

– рівняння теплового балансу. Тепло, що підводиться до випарника витрачається на нагрівання і випаровування продукту, і теплові втрати в апараті;

– рівняння матеріального балансу. Кількість рідини, що підводиться в апарат, дорівнює кількості утвореної пари.

Мета: отримання пароподібного продукту із заданими параметрами.

Параметр ефективності: тиск пари.

15.4.2 Автоматизація процесів випарювання

Метою процесу випарювання є одержання розчину заданої концентрації шляхом кип'ятіння вихідного розчину. При кип'ятінні пари розчинника видаляються, і концентрація випареного розчину збільшується. Так як при кипінні рідини температура і тиск пари однозначно пов'язані, досить

стабілізувати один з цих параметрів. Зазвичай для цього вибирається тиск, як параметр з меншою інерційністю виміру.

Мета: одержання випареного розчину заданої концентрації;

Параметр ефективності – концентрація;

Поліпшення кінетики – стабілізація тиску у випарному апараті.

В однокорпусних випарних апаратах низький тепловий коефіцієнт корисної дії (великі втрати тепла), рис. 15.23, 15.24.

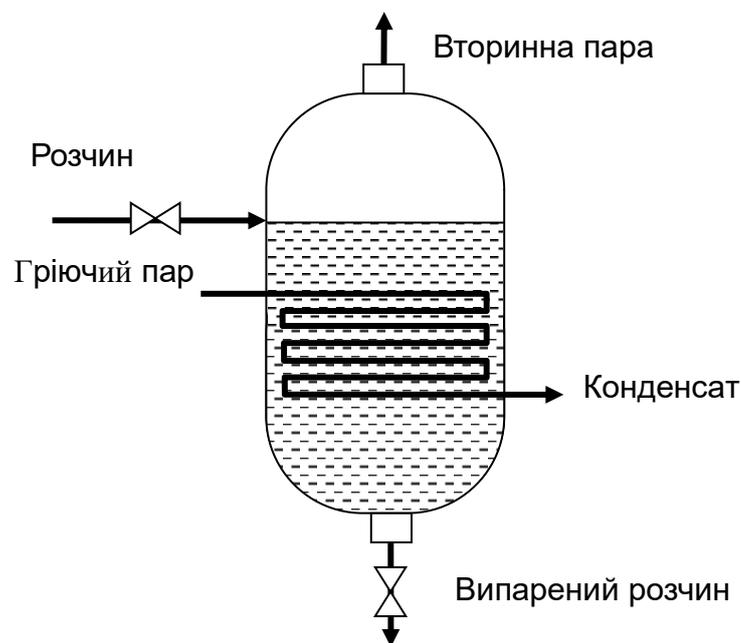


Рисунок 15.23 – Конструктивна схема випарного апарату

Для підвищення теплового коефіцієнту корисної дії застосовують багатокорпусні випарні апарати, у яких тепло пара розчинника (вторинна пара) не викидається, а використовується для нагрівання наступного апарату, рис. 15.25. Пар розчинника на виході з останнього випарного апарату конденсують у конденсаторі, і використовують у подальшому технологічному процесі.

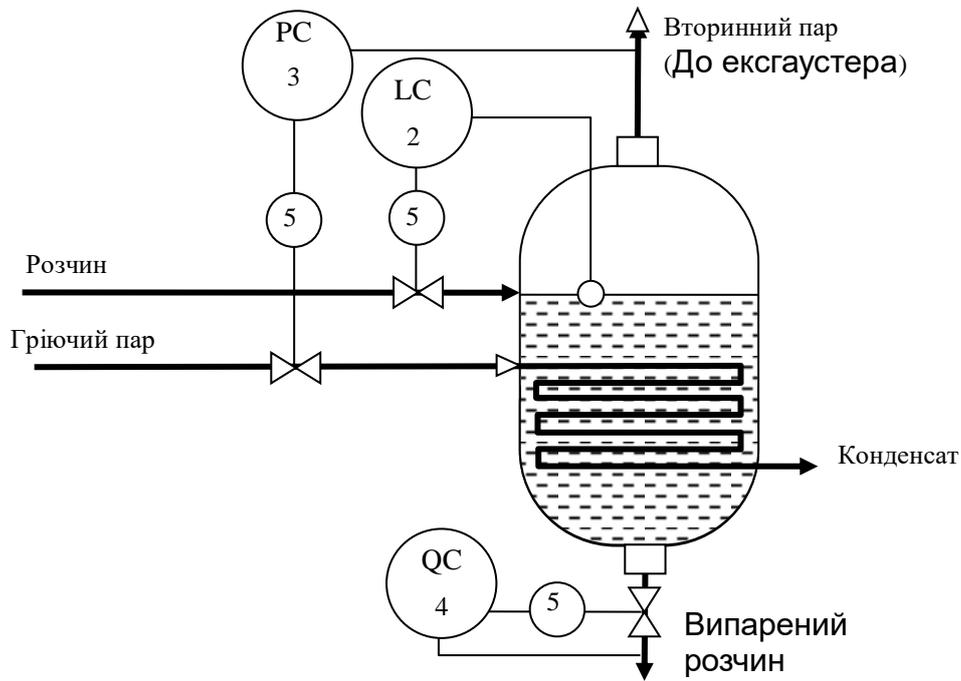
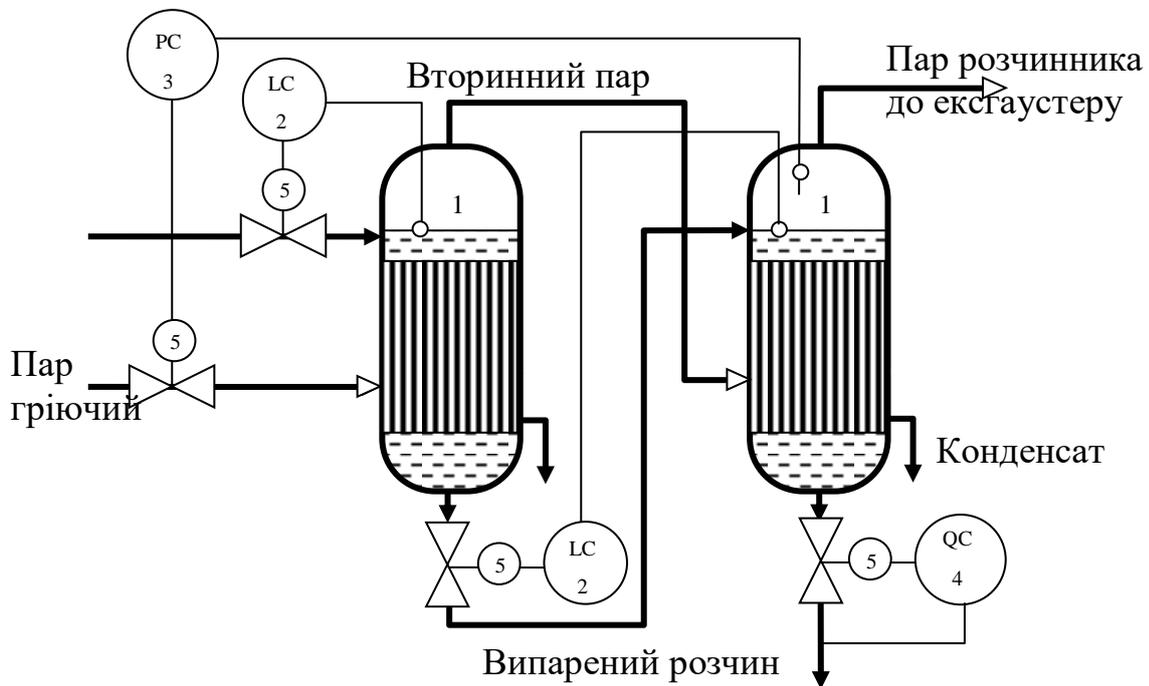


Рисунок 15.24 – Функціональна схема автоматизації однокорпусного випарного апарату



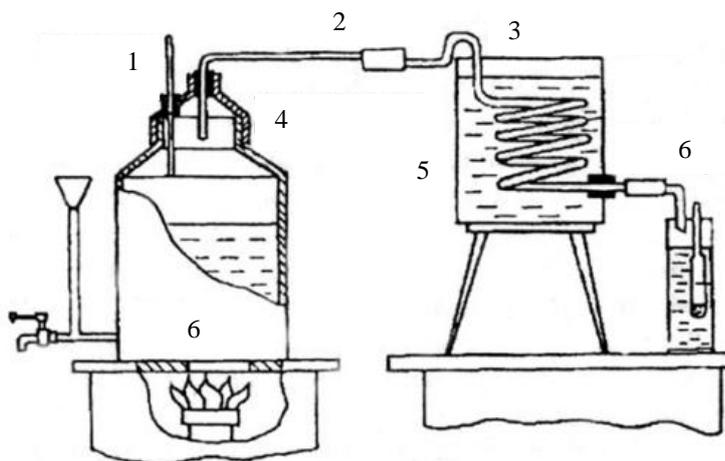
1 – випарний апарат; 2 – регулятор рівня рідини; 3 – регулятор тиску пари; 4 – регулятор концентрації випареного розчину; 5 – виконавчий механізм

Рисунок 15.25 – Функціональна схема автоматизації двокорпусного випарного апарату

Температура кипіння знижується при зниженні тиску. Для зниження температури пару останнього апарату, зменшення теплових втрат та підвищення коефіцієнту корисної дії процесу випарювання в останньому апараті створюється розрідження спеціальним вакуумним насосом.

15.4.3 Автоматизація процесів ректифікації

Ректифікація – спосіб поділу летких рідин цілком або частково розчинних один в одному. Принцип ректифікації полягає у багаторазовому повторенні процесів простої перегонки. Проста перегонка – часткове випаровування рідини та конденсація пари з відведенням конденсату, рис. 15.26.



1 – термометр; 2 – трубопровід; 3 – змійовик-охолоджувач; 4 – кришка ущільнення;
5 – бак з холодною водою; 6 – приймач з ареометром; 6 – паровик

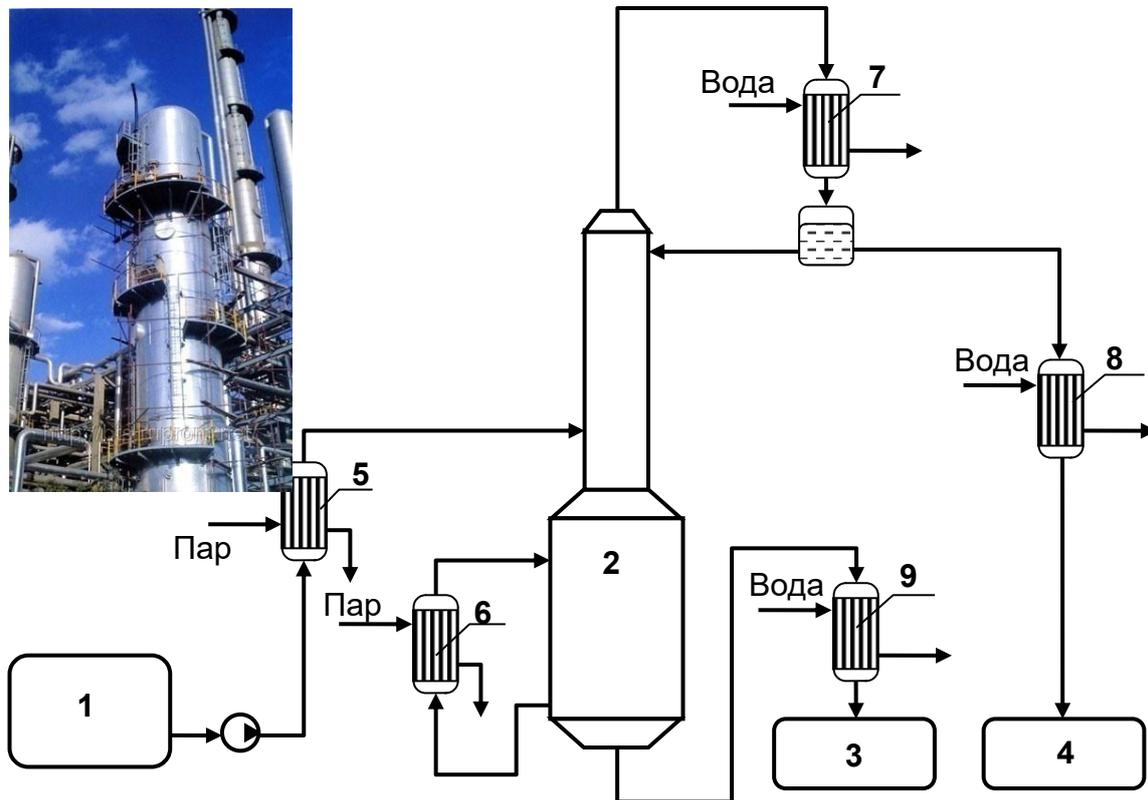
Рисунок 15.26 – Схема простого перегінного кубу

Проста перегонка не дозволяє отримати чистий продукт. Але при багаторазовому повторенні можна одержати продукт бажаної чистоти.

Робота колони ректифікації: пари рідини, що переганяється, піднімаються знизу вгору, а назустріч парам рухається рідка фаза. Між паром та рідиною виникає масообмін, внаслідок чого пар збагачується легколетучим компонентом, а рідина менш летучим компонентом.

Зрештою пар, що виходить з верхньої зміцнюючої частини колони, є досить чистим легколетучим компонентом. Конденсація легколетючого компоненту здійснюється в конденсаторі (дефлегматор). На виході дефлегматора одержують рідку фазу легколетючого компоненту (флегму).

Частина флегми повертається в колону ректифікації, для зрошення і охолодження верхніх тарілок, а частина надходить на охолодження і збірник дистилляту, рис. 15.27.



1 – резервуар із вихідною рідиною; 2 – ректифікаційна колона; 3 – резервуар кубового залишку; 4 – резервуар дистилляту; 5 – підігрівач; 6 – кип'ятильник; 7 – дефлегматор; 8 – дистиллятор; 9 – водяний теплообмінник

Рисунок 15.27 – Схема установки ректифікації

З нижньої вичерпної частини колони впливає менш летючий компонент – кубовий залишок, який може бути кінцевим продуктом перегонки.

Для підтримки процесу ректифікації необхідно, щоб температура в колоні спадала від тарілки до тарілки у напрямку руху парів та зростала у напрямку руху рідини.

Температура низу колони підтримується окропом шляхом підігріву частини кубового залишку.

Температура середньої частини підтримується підігрівом вихідного продукту.

Температура верху колони підтримується охолодженням шляхом відбору тепла на випаровування флегми, що розпиляється.

Тиск верху колони підтримується зміною температури флегми.

Температуру низу колони підтримують введенням до неї певної кількості теплоти. Для цього у відгінній частині встановлюють кип'ятильник.

У середню частину подається підігріта вихідна суміш.

Верхня частина колони охолоджується флегмою.

Критерій ефективності– чистота (концентрація) готового продукту, що оцінюється опосередковано за температурою та тиском верху колони.

Завдання управління:

1. Стабілізація температури тарілки живлення (ТС/8):
 - регулюючий фактор: витрата теплоносія.
2. Стабілізація температури низу колони (ТС/9):
 - регулюючий фактор: витрата теплоносія.
3. Стабілізація температури верху колони (ТС/10):
 - регулюючий фактор: витрата флегми ГФ1.
4. Стабілізація тиску верху колони (РС/11):
 - регулюючий фактор: витрата охолодженої води у дефлегматорі.
5. Стабілізація рівня в дефлегматорі (LC/12):
 - регулюючий фактор: витрата флегми ГФ2.
6. Стабілізація концентрації кубового залишку (QC/13):
 - регулюючий фактор: витрата кубового залишку.
7. Стабілізація рівня низу колони (LS/14):
 - регулюючий фактор: витрата кубового залишку.
8. Стабілізація температури готового продукту (ТС/15):
 - регулюючий фактор: витрата охолодженої води.
9. Стабілізація температури кубового залишку (ТС/16):
 - регулюючий фактор: витрата охолодженої води.

Основні рівняння стану:

- рівняння матеріального балансу по рідкій фазі;

- рівняння матеріального балансу за газовою фазою;
- рівняння теплового балансу колони та теплообмінників.

Регульовані параметри: температура вихідного продукту, температура кубового залишку у колоні, температура кубового залишку у накопичувачі, рівень кубового залишку внизу колони, рівень флегми у дефлегматорі, температура верху колони, тиск у колоні, температура дистилляту.

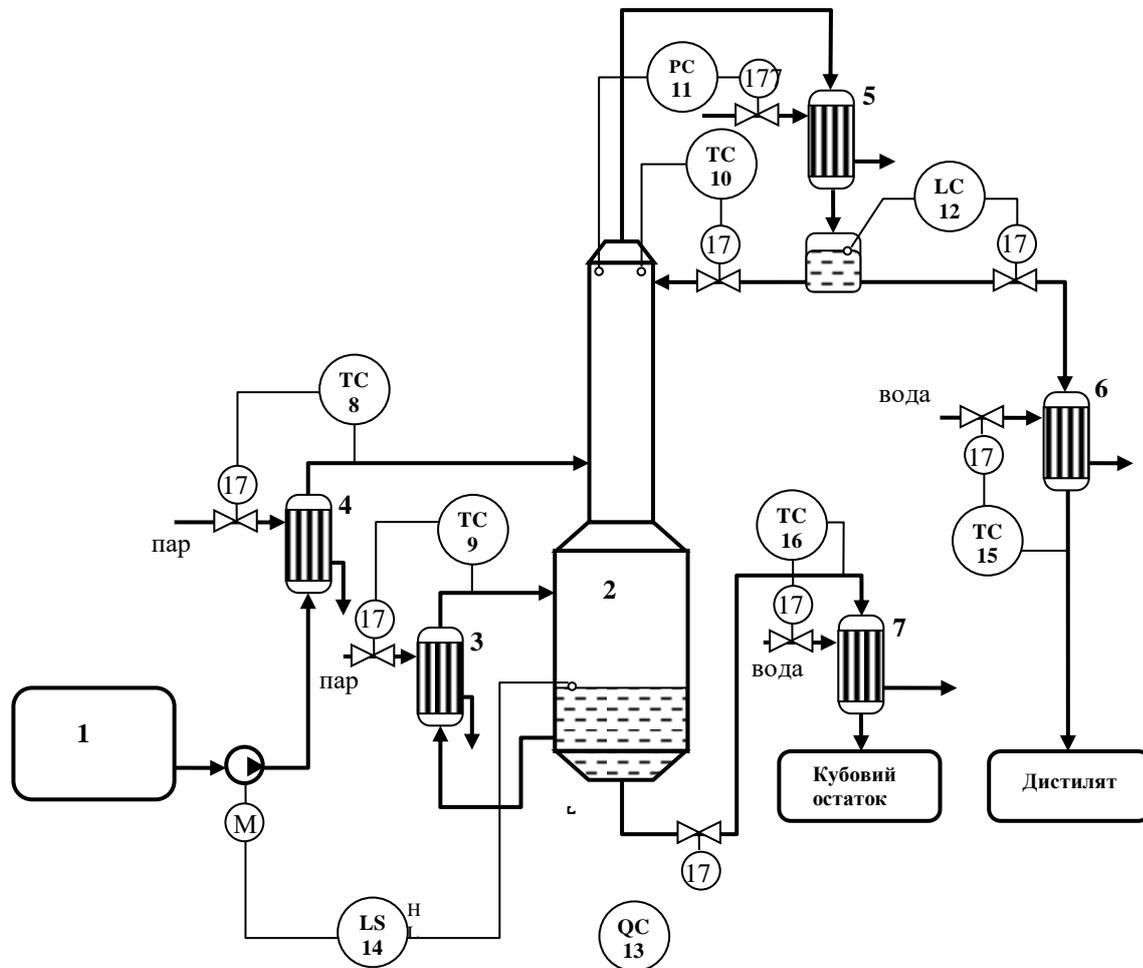


Рисунок 15.28 – Функціональна схема автоматизації ректифікаційної установки

До складу функціональної схеми автоматизації ректифікаційної установки входять: 1 – резервуар із вихідною рідиною, 2 – ректифікаційна колона, 3 – кип'ятильник, 4 – підігрівач, 5 – дефлегматор, 6 – дистиллятор, 7 – водяний теплообмінник, 8 – регулятор температури підігрівача, 9 – регулятор температури окропу, 10 – регулятор температури верху колони, 11 – регулятор тиску колони, 12 – регулятор рівня у дефлегматорі, 13 – регулятор рівня кубового залишку, 14 – регулятор рівня низу колони, 15 – регулятор температури дистиллятора, 16 – регулятор температури кубового залишку, 17 – виконавчий механізм.

Робота установки: вихідна суміш G_p (G_{xf}) нагрівається в нагрівачі потоку живлення до температури кипіння θ_p і подається в колону на тарілку живлення ($i=f$).

Суміш стікає по тарілках нижньої частини колони у вигляді рідинного потоку G_x в куб колони, беручи участь у масообмінному процесі з паровим потоком G_y .

З куба колони виводиться кубовий продукт $G_{куб}$. Частина кубового продукту подається в кип'ятильник де випаровується з утворенням парового потоку G_{y0} який подається в низ колони.

Паровий потік піднімається вгору колони, контактуючи з рідким потоком і збагачуючись цільовим компонентом.

Збагачений цільовим компонентом паровий потік G_{yp} виводиться з верху колони і подається у дефлегматор, де конденсується.

Конденсат збирається у флегмовій ємності. Зі збірки флегми відбирається два потоки: потік дистилляту G_d – цільовий продукт та потік флегми $G_{фл}$ – рідка фаза, що використовується для зрошення верху колони.

РОЗДІЛ 16. АПАРАТНО-ПРОГРАМНИЙ КОМПЛЕКС ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ АВТОМАТИКИ РАНЬОГО ВИЯВЛЕННЯ НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЙ

16.1 Загальні відомості про платформу Arduino UNO

Сучасний рівень розвитку мікроконтролерів та пристроїв на їх основі дозволяє створювати системи управління різноманітними процесами. Arduino – це відкрита програмована апаратна платформа з мікроконтролером для роботи з різними фізичними об'єктами, а також спеціальне середовище розробки для написання програмного забезпечення мікроконтролера [10].

Arduino може використовуватися для розробки інтерактивних систем, керованих різними датчиками та перемикачами. Такі системи, у свою чергу, можуть керувати роботою різних індикаторів, двигунів та інших пристроїв. Проекти Arduino можуть бути як самостійними, так і взаємодіяти з програмним забезпеченням, що працює на персональному комп'ютері. Будь-яку плату Arduino можна зібрати вручну або купити готовий пристрій; середовище розробки для програмування такої плати має відкритий вихідний код і є повністю безкоштовним.

Платформа Arduino спрощує процес роботи з мікроконтролерами і надає низку переваг для викладачів та здобувачів вищої освіти:

Порівняно зі схожими апаратними платформами, плати Arduino мають відносно низьку вартість: готові модулі Arduino коштують не дорожче 50\$, а можливість зібрати плату вручну дозволяє максимально заощадити кошти та отримати Arduino за мінімальну ціну.

Програмне забезпечення Arduino працює на операційних системах Windows, Macintosh OSX і Linux, в той час як більшість подібних систем орієнтовані на роботу тільки в Windows.

Середовище програмування Arduino IDE зрозуміле і просте для початківців, але при цьому досить гнучке для досвідчених користувачів.

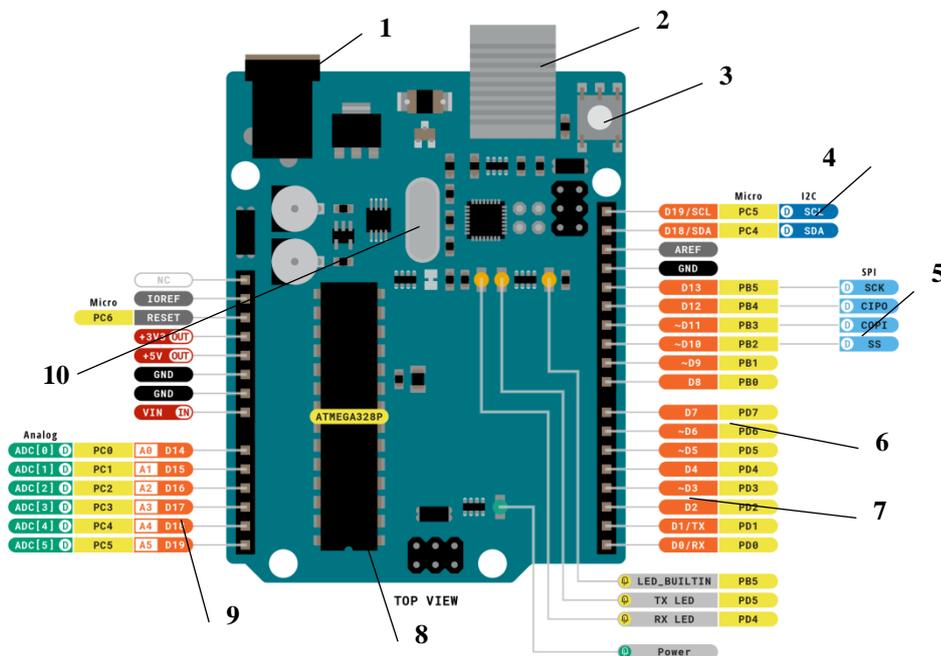
Програмне забезпечення Arduino має відкритий вихідний код, тому

досвідчені програмісти можуть змінювати і доповнювати його. Можливості мови можна також розширювати за допомогою бібліотек C++.

Периферійні пристрої та різноманітні модифікації платформи Arduino, побудовані на базі мікроконтролерів Atmel ATmega8 та ATmega328. Тому досвідчені інженери та розробники можуть створювати свої версії пристроїв на основі існуючих. І навіть звичайні користувачі можуть збирати схеми систем керування на платформі Arduino для кращого розуміння принципів їхньої роботи.

З моменту появи в 2005 році на платформі Arduino з'явилося понад 100 апаратних продуктів – це і плати, і додаткові периферійні пристрої. На сьогоднішній день компанія випускає продукти, які поділяються на три сімейства: Nano, MKR і Classic. Сімейство Nano – це набір мініатюрних плат із безліччю функцій. Він варіюється від недорогого базового Nano Every до багатофункціонального Nano 33 BLE Sense / Nano RP2040 Connect з радіомодулями Bluetooth / Wi-Fi. Сімейство MKR – це серія плат, що базуються на 32-розрядному процесорі Arm Cortex-M0 з низьким енергоспоживанням і оснащені криптографічним чіпом для безпечного зв'язку. У сімействі Classic представлені такі легендарна плати як Arduino UNO та Micro.

Arduino UNO R3 – це плата на основі мікроконтролера ATmega328P, рис. 16.1. Вона має 14 контактів, що можуть використовуватись як цифровий вхід або як вихід. Причому шість виходів можна використовувати як формувачі сигналу з широтно-імпульсною модуляцією (7). Також на платі є шість аналогових входів (9). Для забезпечення автономної роботи присутній керамічний резонатор 16 МГц, конектор (1) зовнішнього живлення 9 В і кнопка скидання. Платформа містить все необхідне для підтримки мікроконтролера, необхідно просто підключити його через USB-порт до ПК або подати живлення на плату за допомогою адаптера змінного струму в постійний струм або акумулятора 12 В.



1 – вхід живлення; 2 – USB; 3 – кнопка скидання; 4 – виводи інтерфейсу I2C; 5 – виводи інтерфейсу SPI; 6 – цифрові входи; 7 – виходи ШІМ; 8 – мікроконтролер ATmega328; 9 – аналогові входи; 10 – керамічний резонатор

Рисунок 16.1 – Зовнішній вигляд плати Arduino UNO R3

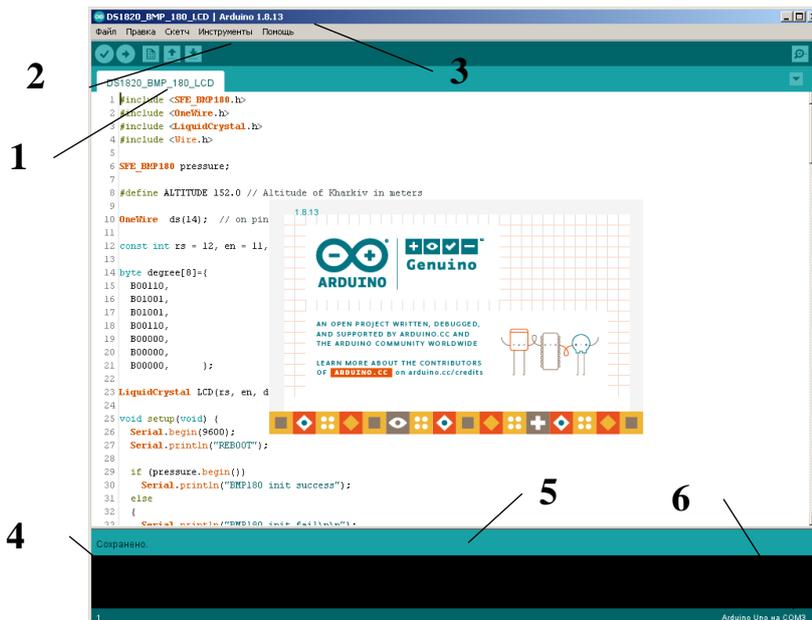
Використовуючи функції `pinMode`, `digitalWrite` і `digitalRead` можна запрограмувати будь-який з 14 цифрових контактів як вхід або як вихід. Напруга, що зчитується з цих контактів, може змінюватись від 0 до 5 (В). Кожен вихід може оперувати зі струмом до 20 (мА) і має внутрішній “підтягуючий” резистор 20÷50 (кОм), який за замовчуванням відключений. Максимальний струм на контактах, щоб уникнути остаточного пошкодження мікроконтролера, не повинен перевищувати 40 (мА). Платформа має шість аналогових входів, позначених від А0 до А5, кожен з яких забезпечує 10 біт роздільної здатності (тобто 1024 різних значення). За замовчуванням вони вимірюють від землі до 5 (В). Решта технічних характеристик платформи Arduino UNO R3 наведено в табл. 16.1.

Таблиця 16.1 Основні характеристики платформи Arduino UNO R3

Технічні характеристики	Значення
Мікроконтролер	ATmega328P
Робоча напруга, В	5
Вхідна напруга блоку живлення, В	6 – 20
Цифрові контакти вхід/вихід	14
Постійний струм на контакт вхід/вихід, мА	20
Постійний струм на контакті 3.3В, мА	50
Флеш-пам'ять, кВ	32
SRAM, кВ	2
EEPROM, кВ	1
Тактова швидкість, МГц	16

Інтегроване середовище розробки (IDE) Arduino IDE – містить текстовий редактор для написання коду, область повідомлень, текстову консоль, панель інструментів із кнопками для загальних функцій і ряд меню (рис. 16.2). Він підключається до апаратного забезпечення Arduino для завантаження програм і обміну даними з ними. Платформа Arduino Uno програмується за допомогою вказаного програмного забезпечення. За допомогою меню «Інструменти» можна обрати пункт «Плата», де вказати «Arduino Uno». Також в цьому пункті треба вказати «Порт» персонального комп'ютера, до якого підключений мікроконтролер, рис. 16.3.

Програми, написані за допомогою програмного забезпечення Arduino IDE, називаються скетчами. Вони написані в текстовому редакторі та збережені з розширенням файлу *.ino. Редактор має функції вирізання/вставки та пошуку/заміни тексту. Область повідомлень надає відгук під час збереження та експорту, а також відображає помилки.



1 – вікно текстового редактору; 2 – кнопки управління; 3 – рядок меню;
 4 – консоль для повідомлень; 5 – область повідомлень; 6 – інформаційний рядок

Рисунок 16.2 – Загальний вигляд програмного забезпечення Arduino IDE

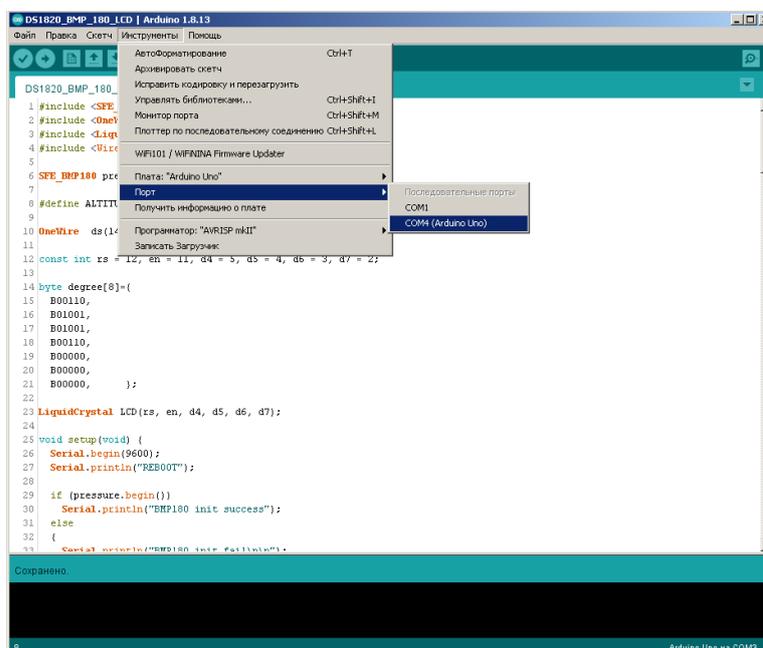


Рисунок 16.3 – Меню підключення платформи Arduino Uno до комп'ютера

На консолі відображається текстовий вихід програмного забезпечення Arduino IDE, включаючи повні повідомлення про помилки та іншу інформацію.

У нижньому правому куті вікна відображається налаштована плата та послідовний порт.

Кнопки 2 на панелі інструментів дозволяють перевіряти та завантажувати програми, створювати, відкривати та зберігати скетчі, а також відкривати серійний монітор.

ATmega328 на Arduino Uno постачається з попередньо запрограмованим завантажувачем, який дозволяє завантажувати в нього новий код без використання зовнішнього апаратного програматора. Він спілкується за допомогою оригінального протоколу STK500.

Завантажувач активний протягом кількох секунд, коли плата перезавантажується; потім починається виконання коду залежно від того, який скетч був останнім завантажений на мікроконтролер. Завантажувач блимає вбудованим світлодіодом (контакт 13) під час запуску (тобто під час скидання плати).

Використання раніш створених бібліотек для існуючих периферійних пристроїв надають додаткову функціональність при створенні нових скетчів, наприклад, робота з обладнанням або маніпулювання даними. Щоб використати бібліотеку в скетчі, виберіть її в меню «Скетч» > «Імпортувати бібліотеку» .

Це вставити один або кілька операторів `#include` у верхній частині скетчу та компілює бібліотеку з новим скетчем.

Оскільки бібліотеки завантажуються на плату разом із новим скетчем, ця процедура збільшує обсяг використаної пам'яті мікроконтролера.

Деякі бібліотеки входять до складу програмного забезпечення Arduino. Інші можна завантажити з різних джерел або через менеджер бібліотеки. Також можна створити власну бібліотеку користувачем.

16.2 Дослідження роботи автоматики раннього виявлення надзвичайних ситуацій

16.2.1 Дослідження часових характеристик

Дослідження часових характеристик елементів автоматичних систем раннього виявлення надзвичайних ситуацій виконується з застосуванням програмно-апаратних засобів: персональний комп'ютер з встановленим пакетом VisSim 5.0 [11], модельна плата, набір постійних резисторів номіналом 1000 (Ом), 2 (кОм), 5.1 (кОм), 10 (кОм), електролітичні конденсатори на максимальну напругу 6.3 (В) ємністю 10 (мкФ) та 100 (мкФ), цифровий осцилограф UNI-T UTD2102CEL, платформа Arduino Uno, нормально розімкнута кнопка, монтажні дроти різного кольору.

Математична модель: рівняння, що описує схему (рис. 16.4) при подачі постійної напруги на вхід.

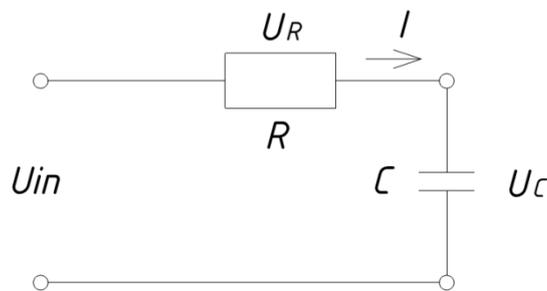


Рисунок 16.4 – Схема інтегруючого RC-ланцюга

При подачі живлення напругою U_{in} згідно другого закону Кірхгофа буде виконуватись рівняння:

$$U_{in} = U_C + U_R = U_C + I \cdot R, \quad (16.1)$$

де: U_C – падіння напруги на конденсаторі C , (В);

U_R – падіння напруги на резисторі R , (В).

Оскільки у колі з конденсатором C через резистор R буде протікати зарядний струм I :

$$I = C \cdot \frac{dU_c}{dt}. \quad (16.2)$$

Тоді:

$$U_{in} = U_c + C \cdot \frac{dU_c}{dt} \cdot R. \quad (16.3)$$

Перепишемо вираз у вигляді диференційного рівняння 1-го порядку:

$$\frac{dU_c(t)}{dt} + \frac{U_c(t)}{R \cdot C} = \frac{U_{in}}{R \cdot C}. \quad (16.4)$$

Рішенням рівняння (3.4) при умові, що вхідним впливом буде одиничний ступінчастий сигнал, буде вираз:

$$U_c(t) = U_{in} \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right). \quad (16.5)$$

Застосуємо до виразу (3.4) пряме перетворення Лапласу за умови, що вхідним сигналом є зміна вхідної напруги $U_{in}(t)$, а вихідним зміна напруги на конденсаторі $U_c(t)$. Передаточна функція RC-ланки має вигляд:

$$W(s) = \frac{k}{T_p + 1}, \quad (16.6)$$

де: k – коефіцієнт передачі:

$$k = U_{in}, \quad (16.7)$$

T – постійна часу:

$$T = R \cdot C. \quad (16.8)$$

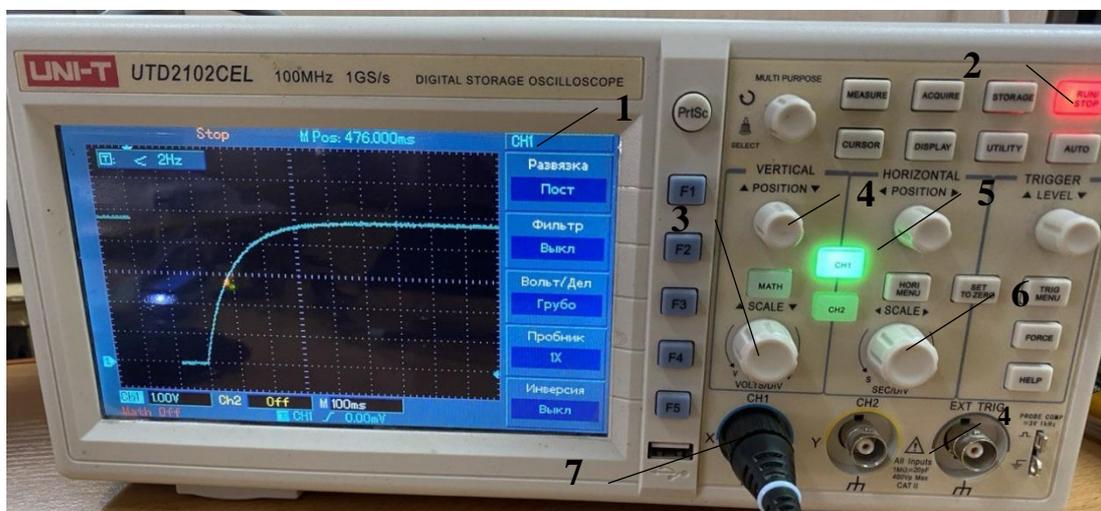
Розрахуємо значення постійної часу за формулою (16.8) з урахуванням номіналів резисторів та конденсаторів, табл. 16.2.

Таблиця 16.2 – Параметри спрацювання

№ досліду	R, Ом	C, мкФ	T, мс	Тривалість розгортки, мс
1	1000	100	100	500
2	2000	100	200	1000
3	5100	10	51	250
4	10000	10	100	500

Хід дослідження.

1. На монтажній платі зібрати схему, RC-ланцюга, рис. 16.4. До входу схеми U_{in} підключити платформу Arduino Uno, а вихід U_c підключити до першого каналу цифрового осцилографа, рис 16.5.

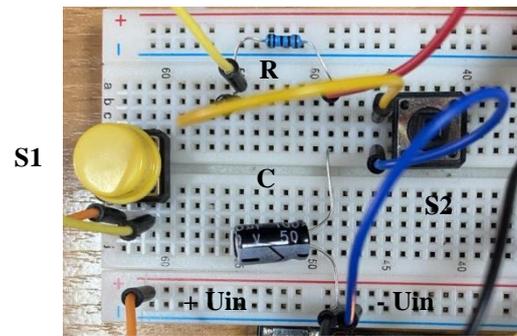
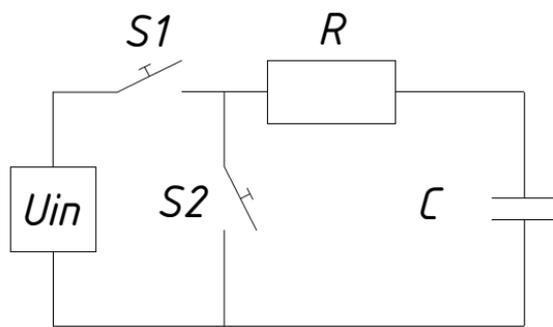


1 – рідко-кристалічний дисплей; 2 – кнопка «Старт/Стоп»; 3 – перемикач вертикальної осі; 4 – регулятори для позиціонування осцилограми; 5 – кнопка вибору вимірювального каналу; 6 – перемикач горизонтальної осі; 7 – роз'єм першого каналу

Рисунок 16.5 – Зовнішній вигляд та розташування органів управління цифрового осцилографа UTD2102CEL

2. На осцилографі за допомогою перемикача 3 встановити ціну ділення по вертикальній осі – 1 (В), перемикачем 6 встановити ціну ділення по горизонтальній осі у відповідності з номіналами резистора та конденсатора згідно табл. 16.2.

3. Подати живлення від джерела постійної напруги на схему, рис. 16.6, натиснувши кнопку S1.



а)

б)

а – принципова електрична схема; б – зовнішній вигляд схеми зібраній на модельній платі

Рисунок 16.6 – Схема системи, що досліджується

4. На екрані 1 осцилографу з'явиться зображення перехідного процесу. Після цього натискається кнопка 2 для фіксації зображення.

5. Використовуючи обраний масштаб визначається постійна часу та сталі значення вихідного сигналу за методикою:

- сталі значення вихідного сигналу помножити на коефіцієнт 0.63;
- відкласти на вертикальній осі отримане значення в вольтах;
- провести умовну горизонтальну лінію до перетину з графіком перехідної характеристики;
- з точки перетину опустити перпендикуляр на горизонтальну вісь;
- знайти різницю між отриманою точкою та моментом початку зростання сигналу. Це постійна часу ланцюга.

6. На персональному комп'ютері активізувати програми VisSim 5.0.

7. На робочому полі побудувати імітаційну модель досліджуваної схеми з передаточною функцією (16.6) та параметрами ланки, що наведені в табл. 16.2, рис.16.7.

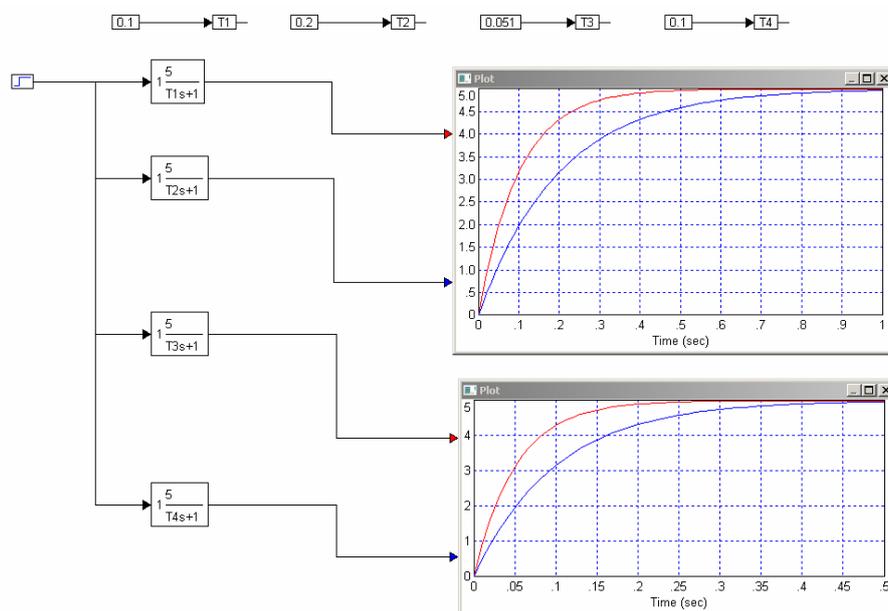


Рисунок 16.7 – Імітаційна моделі в середовищі VisSim 5.0

8. Повторюючи дії п. 5, графічно визначити постійну часу для кожної моделі, а також знайти тривалість перехідного процесу, що дорівнює проміжку часу від початку вхідного впливу до моменту коли вихідний сигнал досягає 95% сталого значення.

9. Порівняти значення тривалості перехідного процесу для всіх моделей. Порівняти значення постійної часу отримані експериментально в п. 5 та по результатам роботи з імітаційною моделлю в п. 8.

16.2.2 Дослідження синтезу систем

Дослідження синтезу систем раннього виявлення надзвичайних ситуацій виконується з застосуванням програмно-апаратних засобів: персональний комп'ютер з VisSim 5.0, модельна плата, цифровий датчик температури DS18B20, тепло-вентилятор, платформа Arduino Uno, цифровий осцилограф UNI-T UTD2102CEL, нормально розімкнута кнопка, монтажні дроти різного кольору.

Структурну схему системи автоматичного управління представимо у вигляді, рис. 16.8.

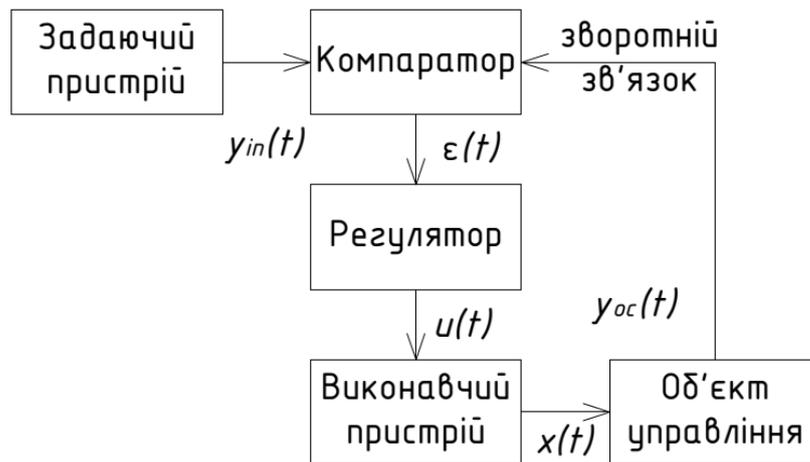


Рисунок 16.8 – Структурна схема системи управління

П-регулятор.

Ідеальний пропорційний регулятор являє собою звичайний підсилювач із передаточною функцією:

$$W_p(p) = K_p, \quad (16.9)$$

де: K_p – коефіцієнт передачі регулятора.

Пропорційний регулятор має гарну швидкодію, але при цьому в самому законі регулювання закладений недолік — обмежена точність, тобто в системі, що реалізує П-закон регулювання завжди буде присутня стала помилка.

ПІ-регулятор.

Пропорційно-інтегруючий регулятор реалізує закон управління згідно рівняння:

$$u_{PI}(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + \frac{K_I}{T_I} \cdot \int_0^t \varepsilon(\tau) \cdot d\tau, \quad (16.10)$$

де: K_I – коефіцієнт передачі І-регулятора;

T_I – постійна часу І-регулятора, (сек);

$\varepsilon(t)$ – поточна помилка системи.

Швидкість зміни регулюючого впливу пропорційна виваженій сумі відхилення та швидкості зміни відхилення регульованої величини в той же час.

Даний тип регуляторів є найбільш поширеним на практиці, в силу наявності таких переваг:

- він може забезпечити нульову статичну помилку регулювання;
- простий в налаштуванні, що обумовлено фактичним налаштуванням двох параметрів: коефіцієнту посилення K_P та постійної часу інтегрування T_I ;
- мала чутливість до шумів у каналі виміру.

У динамічному відношенні ПІ-регулятор складається з двох паралельно включених регуляторів: П-регулятора з коефіцієнтом передачі K_P та І-регулятора з коефіцієнтом передачі $\frac{K_I}{T_I}$.

При цьому, якщо постійну інтегрування спрямувати до нуля, ПІ-регулятор перетворюється на П-регулятор. При спрямуванні до нуля коефіцієнта передачі K_I та постійної інтегрування T_I , при збереженні їхнього постійного відношення, виходить І-регулятор.

Передаточна функція ПІ-регулятора, має вигляд:

$$W_{PI}(p) = \left(K_P + \frac{K_I}{T_I \cdot p} \right). \quad (16.11)$$

ПД-регулятор.

Для поліпшення якості регулювання та підвищення швидкодії, в закон регулювання вводять похідну від сигналу помилки, так що передаточна функція пропорційно-диференціюючого регулятора, що виходить, може бути представлена у вигляді:

$$W_{PD}(p) = (K_P + K_D \cdot T_D \cdot p), \quad (16.12)$$

де: T_D – стала часу, диференціюючої ланки, (сек).

На практиці реалізувати ідеальне диференціювання неможливе оскільки частотна характеристика ланки нескінченно збільшується на високих частотах. Тому використовують диференціюючу ланку з додатковим фільтром:

$$W_{PD}(p) = \left(K_P + K_D \cdot \frac{T_D \cdot p}{1 + \tau \cdot p} \right). \quad (16.13)$$

Тут постійна часу фільтра τ в $3 \div 10$ раз менше, ніж T_D . Надмірне збільшення може призвести до нестійкості системи, а зменшення цієї величини затягує перехідний процес.

ПІД-регулятор.

На відміну від ПД-регулятора, він містить інтегратор і система стає астатичною як по вхідному сигналу, так і по збуренню (тобто, постійне збурення повністю компенсується). Його передаточна функція має вигляд:

$$W_{PID}(p) = \left(K_P + K_D \cdot \frac{T_D \cdot p}{1 + \tau \cdot p} + \frac{K_I}{T_I \cdot p} \right). \quad (16.14)$$

При збільшенні перехідний процес затягується, при зменшенні – зменшується запас стійкості, перехідний процес набуває вираженого коливального характеру, при подальшому зменшенні втрачається стійкість. За допомогою правильно налаштованого ПІД-регулятора у більшості випадків вдається забезпечити виконання всіх вимог до системи. В силу своєї простоти, вони отримали найширше поширення.

Дослідження виконується в два етапи.

На першому відбувається імітаційне моделювання роботи системи раннього виявлення надзвичайної ситуації в середовищі VisSim. Визначаються показники якості управління в динамічному режимі та проводиться пошук оптимальних параметрів ПІД-регулятора.

На другому етапі досліджується реальний регулятор побудований на основі платформи Arduino Uno. На макетній платі збирається схема системи управління. Платформа Arduino Uno за допомогою USB-кабелю підключається до комп'ютера, на якому встановлено застосунок Arduino IDE. За допомогою застосунку відбувається програмування мікроконтролера та задача коефіцієнтів регулятора.

Етап №1.

1. На робочому полі VisSim будується структурно-динамічна схема реального пропорційного регулятора: створюється ланка пропорційного регулятора, надається ім'я P-Reg.

2. Задаються параметри регулятора. Для цього створюється блок за допомогою меню: Блоки → Генератори → Параметр субмоделі. Далі потрібно навести курсор миші на піктограму dialogConstant:0 та натиснути праву клавішу миші. У вікні, що з'явилося в полі Ім'я вказати Коефіцієнт підсилення. В полі Значення задати 1, натиснути кнопку ОК. Створити ще одну dialogConstant:0 з ім'ям Постійна часу і значенням 0.01.

3. Встановлюється на робоче поле блок variable та приєднується до блоку Коефіцієнт підсилення. Вказується ім'я змінної – kr (натиснувши праву клавішу миші на піктограмі блока variable). Далі потрібно встановити на робоче поле блок variable та приєднати його до блоку Постійна часу. Вказати ім'я змінної – T (натиснувши праву клавішу миші на піктограмі блока variable).

4. Повернутися до головного робочого поля Diagram1. Підвести курсор миші до піктограми P-Reg, натиснути та утримувати клавішу Ctrl на клавіатурі, після цього натиснути праву клавішу миші. Встановити позначку на полі Скласти діалог для настройки блоку. Тепер при наведенні на піктограму P-Reg, натиснувши праву клавішу миші отримаємо діалогове вікно, в якому можна задавати параметри регулятора P-Reg.

5. Побудувати на головному робочому полі схему інтегрального регулятора I-Reg з параметром ki.

6. Побудувати на головному робочому полі структурно-динамічну схему системи управління з пропорційно-інтегруючим регулятором. Змінюючи значення коефіцієнтів kr та ki провести моделювання роботи системи та оптимізувати її показники якості за точністю та швидкодією.

Етап №2.

В середовищі Arduino IDE потрібно створити скетч, що моделює роботу ПІ-регулятора.

Управляючий сигнал для пропорційного регулятора задається виразом:

$$\text{err} = \text{setpoint} - \text{input}, \quad (16.15)$$

де: setpoint – значення сигналу заданого користувачем;

input – значення отримане з датчика зворотного зв'язку.

Управляючий сигнал для інтегрального регулятора задається виразом:

$$\text{integral} = \text{prevErr} + \text{err} \cdot \text{dt}, \quad (16.16)$$

де: prevErr – значення різниці між заданим сигналом та сигналом з датчика зворотнього зв'язку, що отримано на попередньому кроці процесу регулювання. Початкове $\text{prevErr} = 0$;

dt – період управління.

Розглянуті вирази програмуються для мікроконтролера у вигляді підпрограми computePI , яка для своєї роботи отримує вхідні аргументи:

- сигнал заданий користувачем;
- сигнал датчика зворотного зв'язку;
- коефіцієнт підсилення пропорційного регулятора k_r ;
- коефіцієнт підсилення інтегрального регулятора k_i ;
- період квантування dt .

В результаті роботи підпрограми буде повернено функцію виду:

$$\text{err} \cdot k_r + \text{integral} \cdot k_i. \quad (16.17)$$

Скетч з програмою ПІ-регулятора представлено в Додатку А.

16.3 Робота засобів автоматики з визначення небезпечних чинників

16.3.1 Засоби виміру температури

Для виміру температури застосовуються наступні засоби автоматики з визначення небезпечних чинників та ознак надзвичайної ситуації: платформа Arduino Uno, USB-кабель, персональний комп'ютер з застосунком Arduino IDE, макетна плата, датчики температури, узгоджувальна плата MAX6675, термопара типу К, постійний резистор 4.7 кОм.

Високоточний аналоговий датчик температури LM35 має такі технічні характеристики:

- напруга живлення: $2,7 \div 5,5$ (V);
- споживаний струм: 50 (мкА);
- роздільна здатність: 10.0 (mV/°C);
- похибка: 2 (°C);
- діапазон робочих температур: $10 \div 125$ (°C);
- розміри: 26.5x18 (мм).

Датчик LM35 виконаний в корпусі ТО-92 та має таке призначення виводів: 1 – позитивний контакт живлення, 2 – вихідний сигнал з датчика, 3 – негативний контакт живлення.

Схема підключення датчиків температури до платформи Arduino Uno наведено на рис. 16.9. Програма для роботи мікроконтролера з датчиком LM35 представлена в Додатку А.

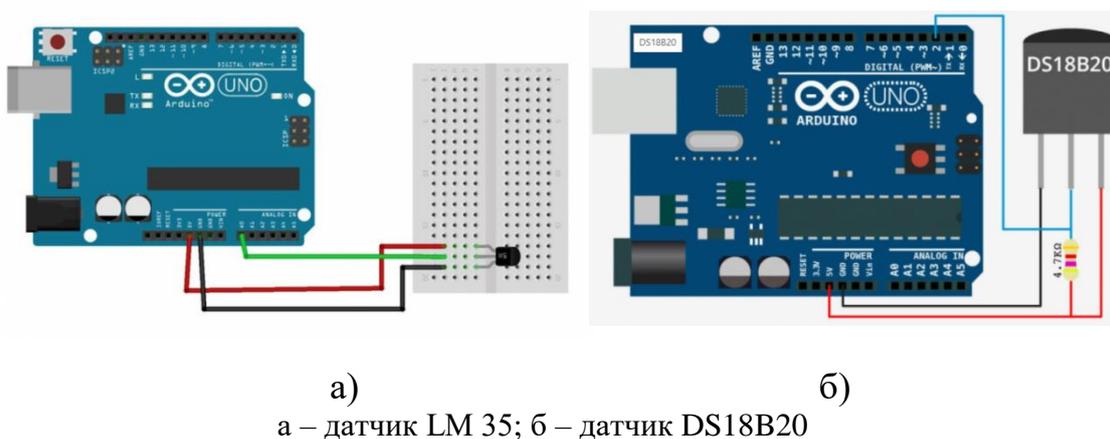
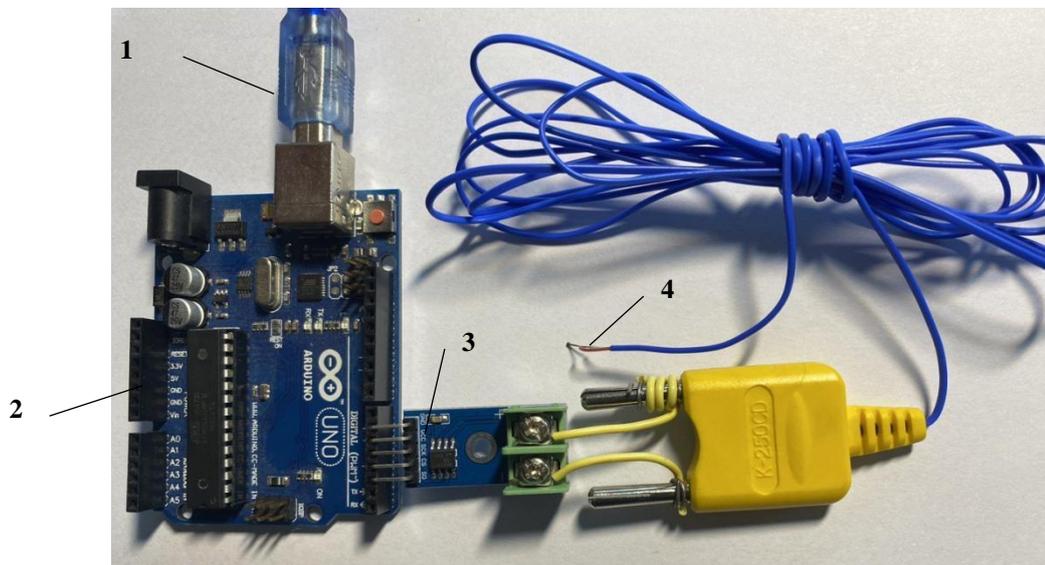


Рисунок 16.9 – Схеми підключення датчиків температури

Цифровий датчик температури DS18B20 теж використовує три лінії для підключенню до контролера, але на відміну від аналогового, 2-й контакт служить для передачі закодованої інформації від 127 датчиків по протоколу OneWire. Для використання цього датчика з мікроконтролером, необхідно у скетчі (Додаток А) підключити бібліотеку OneWire. Для цього її слід завантажити та інсталиувати в папку libraries середовища розробки Arduino IDE.

Термопара К-типу з цифровим підсилювачем на мікросхемі MAX6675 призначена для вимірювання температури в діапазоні від $0 \div 700$ (°C). Застосування цифрового методу відліку та компенсації холодного спаю термопари забезпечують високу точність виміру – 0,25 (°C). Модуль підключається до контролера трьома проводами по шині SPI. Підключення термопари до платформи Arduino за допомогою модуля MAX6675 наведено на рис. 16.10.



1 – USB-кабель; 2 – платформа Arduino Uno; 3 – модуль MAX6675; 4 – термопара К-типу

Рисунок 16.10 – Схема підключення термопари типу К до платформи Arduino

Результати виміру температури виводяться в монітор COM-порту комп'ютера і виводяться по команді Ctrl+Shift+M в Arduino IDE, рис. 16.11.

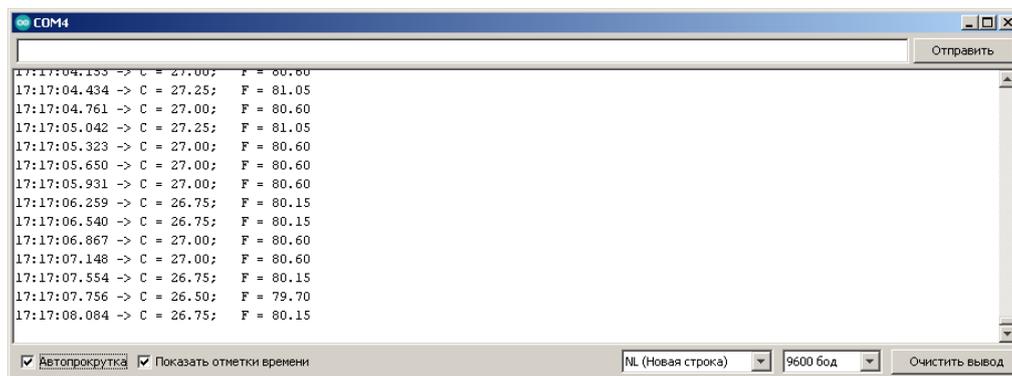


Рисунок 16.11 – Результати виміру температури виведені в монітор COM-порту комп'ютера

Для виміру температури повітря та рідини, застосовується наступна методика:

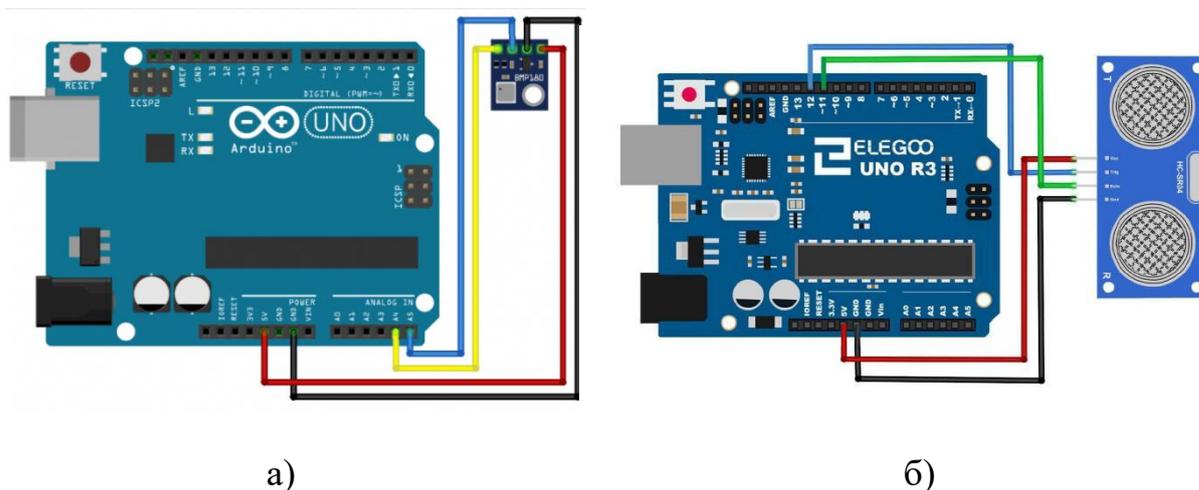
- датчики температури DS18B20, LM 35 та термопару типу К підключити відповідно схеми до платформи Arduino (рис. 16.9, 16.10);
- викликати командою Ctrl+Shift+M в середовищі Arduino IDE монітор COM-порту та дочекатися значень з датчиків;
- взяти п'ять послідовних значень та розрахувати середньо-арифметичну температуру для кожного датчика;
- результат занести в журнал;
- визначити середню температуру від трьох датчиків та розрахувати відхилення кожного датчика відносно середньої температури;
- піднести кожен датчик температури до рідини;
- повторити кроки 2-5 даної методики;
- зробити висновки за результатами вимірів.

16.3.2 Засоби виміру тиску, рівня і витрат

Для виміру тиску, рівня і витрат застосовуються наступні засоби автоматики з визначення небезпечних чинників та ознак надзвичайної ситуації: датчик тиску BMP180, ультразвуковий датчик виміру рівня рідини акустичним методом HC-SR04, датчик атмосферного тиску та температури BMP180. Датчик

BMP180 заснований на п'єзoresистивній технології для високої точності, міцності та тривалої стабільності, рис. 16.12. Керується по шині I2C, та має наступні технічні характеристики:

- діапазон виміру: $300 \div 1100$ (гПа);
- роздільна здатність: 0.03 (гПа/0.25м);
- діапазон виміру температури: $-40 \div +85$ ($^{\circ}\text{C}$);
- напруга живлення: $2 \div 5$ (В);
- споживання в режимі очікування: $0,1$ (мкА).



а) – датчик тиску BMP180; б) – датчик HC-SR04

Рисунок 16.12 – Схеми підключення датчиків до платформи Arduino

Ультразвуковий датчик HC-SR04 дозволяє виміряти відстань до перешкод в діапазоні $2 \div 450$ (см). Він є платою, на якій розміщені випромінювач і приймач ультразвуку, а також електронна керуюча схема.

Принцип дії ультразвукового датчика HC-SR04 ґрунтується на відбитку звуку від перешкоди, його робота складається з 4 етапів:

1. Формується імпульс тривалістю 10 (мкс) на виході Trig.
2. У середині далекоміра вхідний імпульс перетворюється на 8 імпульсів частотою 40 (кГц) і посиляється вперед через T-антену (випромінювач).
3. Послані імпульси доходять та відбиваються від перешкоди і потім приймаються R-антенною. Вихідний сигнал з'являється на виводі Echo.
4. За допомогою програми, що записана до мікроконтролера, отриманий

сигнал перераховується на відстань до об'єкту.

Технічні характеристики датчика HC - SR04:

- робоча напруга постійного струму: 5 (В);
- робочий струм: 15 (mA);
- робоча частота 40 (кГц);
- максимальна дальність 5 (м);
- мінімальний діапазон 2 (см);
- кут виміру 15 (градусів).

З застосуванням ультразвукового датчику HC-SR04 створюється акустичний рівнемір, рис 16.13. Він складається з ємності, в якій знаходиться рідина. На каркасі у верхній частині ємності закріплений модуль датчика, випромінююча та приймальна антени якого дивляться в напрямку поверхні рідини.

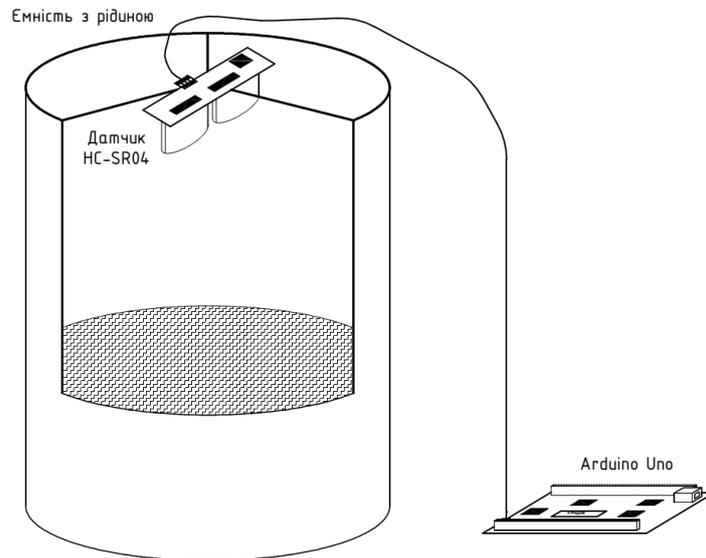


Рисунок 16.13 – Демонстраційна модель акустичного рівнеміра з ультразвуковим датчиком HC-SR04

По герметичному кабелю до датчика подається живлення від платформи Arduino Uno, яка отримує та обробляє вихідний сигнал датчика. Зразок коду для мікроконтролера ATmega328, що реалізує програму виміру рівня речовини, представлено у додатку А.

Для виміру концентрації газу в замкнутому просторі створюється обмежена концентрація контрольованого газу. За допомогою СТХ-17 визначається концентрація газу. Налаштовується чутливість датчика MQ-2. Порогове значення аналогового сигналу від датчика MQ-2, що надходить на аналоговий вхід платформи Arduino, зберігається у вигляді константи програми для мікроконтролера, скетч якої наведено в додатку А.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Вплив воєнного стану. Освітні компоненти «Автоматика раннього виявлення надзвичайних ситуацій», «Системи автоматичного контролю та спостереження». – Черкаси: НУЦЗУ, 2024. – 15 с.
2. Автоматика для запобігання вибухам і пожежам. Посібник./ Дерев'янка О.А. та інш. – Х.: НУЦЗУ, 2024. – 332 с.
3. Дурєєв В. О., Олійник В.В., Бондаренко С. М., Антошкін О.А., Малярів М. В., Мурін М.М. Розробка математичної моделі теплового пожежного сповіщувача з термопарою. Проблеми надзвичайних ситуацій. 2025. № 2(42). С. 87-99 <http://pes.nuczu.edu.ua/images/arhiv/41/4.pdf>.
4. Дурєєв В. О., Христич В. В., Бондаренко С. М., Малярів М. В., Корнієнко Р. В. Математична модель магнітноконтактного теплового пожежного сповіщувача. Проблеми надзвичайних ситуацій. 2023. № 1(37). С. 31-43 <http://pes.nuczu.edu.ua/images/arhiv/37/3.pdf>.
5. Дурєєв В. О., Литвяк О.М., Христич В. В. Математична модель терморезисторного пожежного сповіщувача. Проблеми надзвичайних ситуацій. 2022. № 1(35). С. 286-296 <http://pes.nuczu.edu.ua/images/arhiv/35/21.pdf>.
6. ДСТУ Б А. 2.4-16:2008. Система проектної документації для будівництва. Автоматизація технологічних процесів. Зображення умовних приладів і засобів автоматизації в схемах. – Вид. офіц. Київ, 2009. – 14 с.
7. ДСТУ Б А. 2.4-3:2009. Система проектної документації для будівництва. Правила виконання робочої документації автоматизації технологічних процесів. – Вид. офіц. Київ, 2009. – 53 с.
8. Автоматизовані системи управління технологічного процесу в хімічних виробництвах: курс лекцій / Укладач Л.В. Борисова. – Х.: НУЦЗУ, 2015. – 98 с.
9. Антошкін О.А., Бондаренко С.М., Дерев'янка О.А., Дурєєв В.О., Котов А.Г., Литвяк О.М., Мурін М.М. Сучасні засоби автоматичного пожежогасіння: навч. посібник. – Х.: НУЦЗУ, 2018. – 271 с.
10. Arduino Software (IDE) URL: <https://www.arduino.cc/en/software>.
11. VisualSim is a modeling, simulation, exploration and collaborative platform to develop electronics and semiconductors. URL: https://www.mirabilisdesign.com/visualsim/?s_cid=wiki_VisualSim_2.

Додатки

Додаток А.1

Скетч програми датчика температури DS18B20 та LM35

```
#include <OneWire.h>

OneWire ds(8); // Створюємо об'єкт OneWire для шини 1-Wire, за допомогою якого
здійснюватиметься робота з датчиком
// другий контакт датчика підключаємо до 8 контакту ArduinoUno з
4.7K resistor
void setup() {
  Serial.begin(9600);
}
void loop() {
  // Визначаємо температуру від датчика DS18b20
  byte data[2]; // змінна для значення температури

  ds.reset(); // скидання всіх попередніх команд та параметрів
  ds.write(0xCC); // команда пропустити пошук по адресу, якщо тільки один
пристрій
  ds.write(0x44); // команда виміряти температуру
  delay(1000);

  ds.reset();
  ds.write(0xCC);
  ds.write(0xBE); // передача значення регістрів зі значенням температури

  data[0] = ds.read(); // читаємо молодший байт значення температури
  data[1] = ds.read(); // читаємо старший байт
  // Формуємо підсумкове значення:
  // - спершу "склеюємо" значення,
  // - потім множимо його на коефіцієнт, що відповідає роздільній
  // здатності (для 12 біт за замовчанням - це 0,0625)

  float temperature = ((data[1] << 8) | data[0]) * 0.0625;

  Serial.println("Temperature:");
  Serial.println(temperature); // вивід отриманого значення температури до
монітора порту
}
```

```

int temp; // визначаємо змінну для аналогових показань з датчика
float grad; // визначаємо змінну для показань температури

void setup() {
  pinMode(A0, INPUT); // сенсор LM35 підключимо до аналогового входу A0
  Serial.begin(9600); // підключаємо монітор порту
}

void loop() {
  temp = analogRead(A0);
  grad = ( temp/1023.0 ) * 5.0 * 1000 / 10;
  Serial.println(grad); // виводимо поточну температуру на монітор COM-порту

  delay(500);
}

#include <max6675.h>

int thermoDO = 2; //контакт SO
int thermoCS = 3;
int thermoCLK = 4; //контакт SCK

MAX6675 thermocouple(thermoCLK, thermoCS, thermoDO);

int vccPin = 5; //контакт для +живлення
int gndPin = 6; //контакт для -живлення

void setup() {
  Serial.begin(9600);
  //активуємо + та - живлення
  pinMode(vccPin, OUTPUT); digitalWrite(vccPin, HIGH);
  pinMode(gndPin, OUTPUT); digitalWrite(gndPin, LOW);
  Serial.println("MAX6675 test");

  delay(500);
}

void loop() {
  //виводимо температуру на монітор
  Serial.print("C = ");
  Serial.print(thermocouple.readCelsius());
  Serial.print("; F = ");
  Serial.println(thermocouple.readFahrenheit());
  delay(300);
}

```

Скетч програми ПІ – регулятора

```
void setup() {  
}  
  
void loop() {  
  // analogWrite(pin, computePID(sensorRead, 30, 1.0, 2.0, 3.0, 0.02));  
  delay(20);  
}  
  
int computePID(float input, float setpoint, float kp, float ki, float kd, float  
dt) {  
  float err = setpoint - input;  
  static float integral = 0, prevErr = 0;  
  integral += err * dt;  
  float D = (err - prevErr) / dt;  
  prevErr = err;  
  return (err * kp + integral * ki + D * kd);  
}
```

Скетч програми датчиків тиску BMP180 та рівня HC-SR04

```

#include <SFE_BMP180.h>

#include <Wire.h>

SFE_BMP180 pressure;

void setup() {
  Serial.begin(9600);
  pressure.begin();
}

void loop() {
  double P,T;
  P = getPressure();
  Serial.print("absolute pressure: ");
  Serial.print(P,2);
  Serial.print(" mbar, ");
  Serial.print(P*0.0295333727,2);
  Serial.println(" inHg");
  delay(500);
}

double getPressure() {
  char status;
  double T,P,p0,a;

  status = pressure.startTemperature();
  if (status != 0){

    delay(status);
    status = pressure.getTemperature(T);
    if (status != 0){
      status = pressure.startPressure(2);
      if (status != 0){

        delay(status);
        status = pressure.getPressure(P,T);
        if (status != 0){
          return(P);
        }
      }
    }
  }
}

```

```

int redLed = 12;
int greenLed = 11;
int buzzer = 10;
int smokeA0 = A5; // Підключення аналогового виходу датчика газу до контакту A5
платформи Arduino
int sensorThres = 375; // порогове значення концентрації газу, на яку спрацьовує
датчик

void setup() {
  pinMode(redLed, OUTPUT);
  pinMode(greenLed, OUTPUT);
  pinMode(buzzer, OUTPUT);
  pinMode(smokeA0, INPUT);
  Serial.begin(9600);
}

void loop() {
  int analogSensor = analogRead(smokeA0);

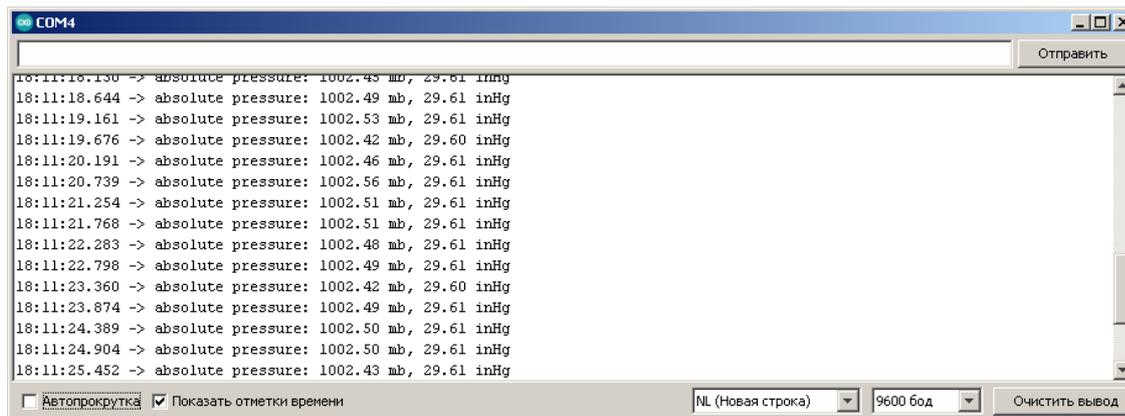
  Serial.print("Pin A0: ");
  Serial.println(analogSensor); //Вивід значення аналогового сигналу з датчику в
COM-порт ПК

  // перевірка, чи не перевищено граничне значення:

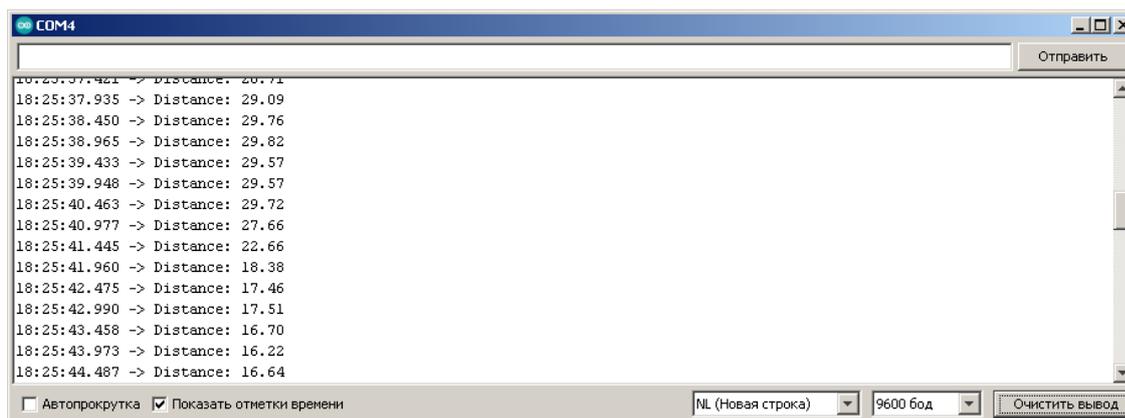
  if (analogSensor > sensorThres)
  {
    digitalWrite(redLed, HIGH);
    digitalWrite(greenLed, LOW);
    tone(buzzer, 1000, 200);
  }
  else
  {
    digitalWrite(redLed, LOW);
    digitalWrite(greenLed, HIGH);
    noTone(buzzer);
  }
  delay(100);
}

```

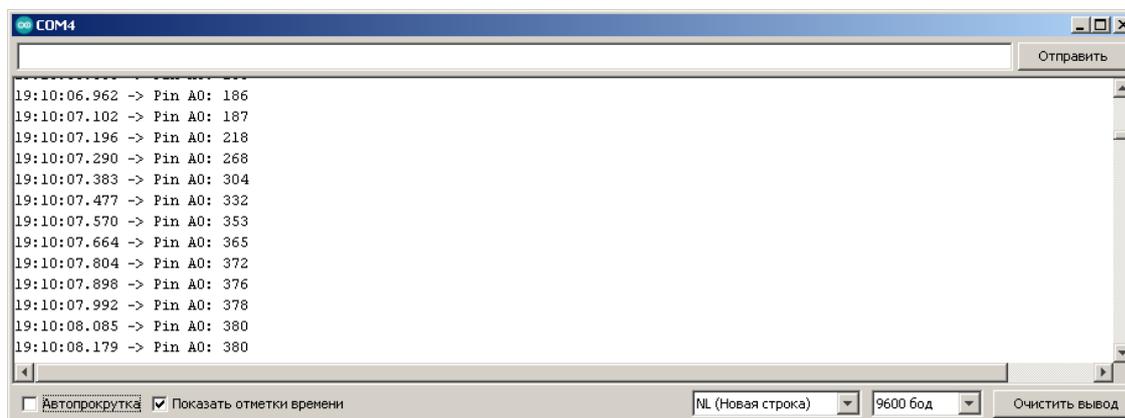
Монітор СОМ-порту з показниками датчика тиску



Монітор СОМ-порту з показниками датчика рівня рідини в ємності



Монітор СОМ-порту з показниками датчика рівня рідини в ємності



Навчальне видання

Антошкін Олексій Анатолійович
Бондаренко Сергій Миколайович
Дурєєв Вячеслав Олександрович
Литвяк Олександр Миколайович
Мурін Михайло Миколайович
Олійник Володимир Вікторович

**ОСНОВИ БУДОВИ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ РАННЬОГО
ВИЯВЛЕННЯ НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЙ**

Навчальний посібник

Формат 60x84 1/16. Ум.друк.арк. 19,7.

