

МЕХАНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ

Кафедра «Автоматизовані системи електричного транспорту»

ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ

з дисципліни

“ТЕОРІЯ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ”

Харків 2012

Лабораторний практикум розглянуто та рекомендовано до друку на засіданні кафедри СЕТ 29 листопада 2010 р., протокол № 6.

Рекомендується для студентів спеціальностей 092201 “Електричні системи і комплекси транспортних засобів” і 092202 “Електричний транспорт” денної та заочної форм навчання, а також для студентів інших спеціальностей, які вивчають курс “Теорія автоматичного керування”.

Укладачі:

проф. Я.В. Щербак,
асист. В.П. Нерубацький

Рецензент

доц. Ю.М. Кутовий

ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ

з дисципліни

“ТЕОРІЯ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ”

Відповідальний за випуск Нерубацький В.П.

Редактор Еткало О.О.

Підписано до друку 25.01.11 р.

Формат паперу 60x84 1/16. Папір писальний.

Умовн.-друк.арк.2,0. Тираж 100. Замовлення №

Видавець та виготовлювач Українська державна академія залізничного транспорту,
61050, Харків-50, майдан Фейсбаха, 7.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 2874 від 12.06.2007 р.

УКРАЇНСЬКА ДЕРЖАВНА АКАДЕМІЯ
ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ

МЕХАНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ

Кафедра “Системи електричної тяги”

ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ

з дисципліни

“ТЕОРІЯ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ”

Харків 2012

Лабораторний практикум розглянуто та рекомендовано до друку на засіданні кафедри СЕТ 29 листопада 2010 р., протокол № 6.

Рекомендується для студентів спеціальностей 092201 “Електричні системи і комплекси транспортних засобів” і 092202 “Електричний транспорт” денної та заочної форм навчання, а також для студентів інших спеціальностей, які вивчають курс “Теорія автоматичного керування”.

Укладачі:

проф. Я.В. Щербак,
асист. В.П. Нерубацький

Рецензент

доц. Ю.М. Кутовий

ЗМІСТ

| | |
|--|-----------|
| ВСТУП..... | 5 |
| ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 1 | |
| Дослідження часових характеристик лінійних ланок..... | 7 |
| 1.1 Часові характеристики лінійних ланок і методи їх дослідження..... | 7 |
| 1.2 Попереднє завдання..... | 11 |
| 1.3 Робоче завдання..... | 11 |
| 1.4 Виконання робочого завдання..... | 11 |
| 1.5 Обробка результатів досліджень..... | 12 |
| 2 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 2 | |
| Дослідження частотних характеристик лінійних ланок..... | 12 |
| 2.1 Частотні характеристики лінійних ланок і методи їх дослідження..... | 12 |
| 2.2 Попереднє завдання..... | 17 |
| 2.3 Робоче завдання..... | 17 |
| 2.4 Виконання робочого завдання..... | 18 |
| 2.5 Обробка результатів досліджень..... | 19 |
| ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 3 | |
| Дослідження стійкості лінійної безперервної системи..... | 20 |
| 3.1 Стійкість лінійної безперервної системи і методи її дослідження..... | 20 |
| 3.2 Попереднє завдання..... | 23 |
| 3.3 Робоче завдання..... | 24 |
| 3.4 Виконання робочого завдання..... | 24 |
| 3.5 Обробка результатів досліджень..... | 25 |
| ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 4 | |
| Дослідження підвищення запасу стійкості та швидкодії лінійних систем..... | 25 |
| 4.1 Корекція безперервної лінійної системи..... | 25 |
| 4.2 Попереднє завдання..... | 29 |
| 4.3 Робоче завдання..... | 29 |

| | |
|---|----|
| 4.4 Виконання робочого завдання..... | 30 |
| 4.5 Обробка результатів досліджень..... | 30 |

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 5

| | |
|---|-----------|
| Дослідження імпульсного елемента..... | 31 |
| 5.1 Розімкнута лінійна імпульсна система і методи її дослідження..... | 31 |
| 5.2 Попереднє завдання..... | 38 |
| 5.3 Робоче завдання..... | 38 |
| 5.4 Виконання робочого завдання..... | 39 |
| 5.5 Обробка результатів досліджень..... | 40 |

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 6

| | |
|---|-----------|
| Дослідження імпульсної системи автоматичного регулювання..... | 40 |
| 6.1 Замкнута імпульсна лінійна система регулювання і методи її дослідження..... | 40 |
| 6.2 Попереднє завдання..... | 51 |
| 6.3 Робоче завдання..... | 51 |
| 6.4 Виконання робочого завдання..... | 51 |
| 6.5 Обробка результатів досліджень..... | 53 |

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 7

| | |
|--|-----------|
| Дослідження нелінійної системи автоматичного регулювання..... | 53 |
| 7.1 Поняття про нелінійні системи і методи їх дослідження..... | 53 |
| 7.2 Попереднє завдання..... | 65 |
| 7.3 Робоче завдання..... | 66 |
| 7.4 Виконання робочого завдання..... | 66 |
| 7.5 Обробка результатів досліджень..... | 67 |

| | |
|------------------------|----|
| СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ..... | 68 |
|------------------------|----|

| | |
|----------------|----|
| ДОДАТОК А..... | 69 |
|----------------|----|

| | |
|----------------|----|
| ДОДАТОК Б..... | 70 |
|----------------|----|

| | |
|----------------|----|
| ДОДАТОК В..... | 76 |
|----------------|----|

ВСТУП

Сучасний технічний рівень у промисловості і транспорті характеризується вдосконаленням застарілих технологічних процесів і повсюдним упровадженням нових високоефективних технологій. Це завдання припускає широке впровадження автоматизації і засобів автоматизації, що базуються на новій елементній базі.

Особливістю автоматизації як наукової дисципліни є спільність математичного опису і практичне застосування закономірностей у системах різної фізичної природи – механічних, пневматичних, гідравлічних, електричних, електронних і т.д. У результаті цього знання основ теорії автоматичного керування необхідне інженерно-технічним працівникам переважної більшості спеціальностей.

Робота будь-яких автоматичних систем, від простих до найскладніших, базується на одних і тих же основних принципах. Чітке розуміння їх суті і знання основ теорії автоматичного керування є необхідною умовою для правильного розуміння принципу дії, особливостей улаштування й експлуатації будь-яких автоматичних пристроїв. Даний підхід покладений в основу побудови лабораторного практикуму.

Лабораторний практикум з курсу “Теорія автоматичного керування” включає роботи з лінійних безперервних, лінійних імпульсних і нелінійних безперервних систем. Кожна з лабораторних робіт містить теоретичний матеріал, необхідний для розуміння завдання дослідження, шляхи її вирішення і формули для виконання попереднього завдання та оформлень результатів роботи.

Роботи побудовані таким чином і пропонується такий порядок їх виконання, щоб результати попередньої можна було використовувати для виконання наступної. Наприклад, частотні характеристики окремих ланок і їх з'єднань, отримані в результаті виконання другої роботи, можуть бути використані для визначення запасів стійкості системи (третя робота) і для корекції системи (четверта робота).

Лабораторні роботи виконуються на лабораторному стенді, у якому передавальні функції досліджуваних ланок змодельовані на операційних підсилювачах. Передавальні функції досліджуваних ланок відповідають реальним об'єктам. Так, наприклад, аперіодичній ланці першого порядку відповідає обмотка збудження двигуна постійного струму, а коливальній ланці – згладжуючий LC -фільтр з навантаженням на виході.

Зовнішній вигляд накладної панелі лабораторного стенда з даного курсу наведений у додатку А. Параметри досліджуваних ланок і їх електричні схеми поміщені в додатках Б і В.

Додаткове устаткування, яке використовується при виконанні лабораторних робіт: осцилограф С1-93, мультиметр Щ4313.2.

Підготовку до лабораторної роботи рекомендується виконувати в такому порядку:

- вивчити літературу з даного розділу;
- виконати попереднє розрахункове завдання, користуючись методичними вказівками;
- вивчити робоче завдання і методичні вказівки до його виконання.

Попереднє розрахункове завдання виконується в окремому зошиті, який відіграє роль лабораторного журналу протягом усього лабораторного практикуму, куди заносяться у вигляді таблиць результати експериментальних досліджень. Графіки і характеристики будуються на міліметровці і вкладаються в журнал. Кожен студент веде журнал індивідуально і подає викладачеві у вигляді звіту про виконану роботу при захисті.

Лабораторна робота 1

ДОСЛІДЖЕННЯ ЧАСОВИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЛІНІЙНИХ ЛАНОК

1.1 Часові характеристики лінійних ланок і методи їх дослідження

Часовою характеристикою ланки називається закон зміни вихідної величини y у функції часу t за певним законом і за умови, що до прикладення зовнішньої дії ланка знаходилася у спокої. Часові характеристики ланки залежать від властивостей ланки і від характеру зовнішньої дії, для якої вони визначаються. Можна розглядати ці характеристики за вхідною величиною $x(t)$, за збуренням $f(t)$ тощо. Зазвичай при визначенні часових характеристик за будь-яким зовнішнім діянням усі інші діяння вважають рівними нулю.

У даній лабораторній роботі розглядаються часові характеристики тільки за вхідною величиною $x(t)$. Найчастіше при отриманні часових характеристик вважають, що зовнішнє діяння змінюється за законом дельта-функції $x(t) = \delta(t)$ або за законом одиничної ступінчастої функції $x(t) = 1(t)$. Часові характеристики ланки при цих законах зміни зовнішніх діянь отримали назву функції ваги і перехідної функції ланки.

Перехідною функцією ланки $h(t)$ називається реакція ланки на вхідне діяння $x(t) = 1(t)$ за умови, що до прикладення вхідного діяння ланка знаходилася у спокої (рисунок 1.1).

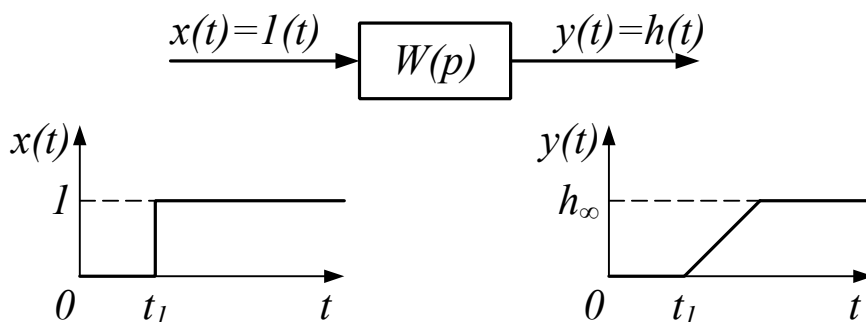


Рисунок 1.1

Перехідна функція може бути визначена експериментально або обчислена теоретично. Якщо досліджувана ланка описується передавальною функцією $W(p)$, то з урахуванням того, що зображення одиничної ступінчастої функції $L\{1(t)\} = \frac{1}{p}$, зображення перехідної функції дорівнює

$$H(p) = \frac{W(p)}{p}. \quad (1.1)$$

Звідси випливає, що

$$h(t) = L^{-1}\left\{\frac{W(p)}{p}\right\}, \quad (1.2)$$

тобто перехідна функція є зворотним перетворенням Лапласа від передавальної функції ланки, що ділиться на p .

Оригінал перехідної функції можна визначити як суму вичитів в особливих точках

$$h(t) = \sum_{i=1}^u \frac{U(p_i)}{V'(p_i)} \cdot e^{p_i \cdot t}, \quad (1.3)$$

де $U(p)$ – поліном чисельника $H(p)$;

$V(p)$ – похідна від полінома знаменника $H(p)$;

p_i – полюси функції $H(p)$.

Результати обчислення перехідної функції подаються у вигляді графіка, побудованого в координатах (h, t) . Конкретні контури функції $h(t)$ (монотонні, коливальні та ін.) залежать від властивостей ланки і можуть бути різноманітними.

Початкове (при $t \rightarrow 0+$) і кінцеве (при $t \rightarrow \infty$) значення перехідної функції у разі потреби можна знайти, не обчислюючи саму функцію $h(t)$.

З теореми про початкове значення

$$h(0+) = \lim_{p \rightarrow \infty} pH(p) = \lim_{p \rightarrow \infty} W(p). \quad (1.4)$$

З теореми про кінцеве значення

$$h(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} pH(p) = \lim_{p \rightarrow 0} W(p). \quad (1.5)$$

Для лінійних ланок при неединичному стрибку вхідної величини $x(t) = A \cdot 1(t)$ вихідна величина ланки змінюватиметься згідно із законом $y(t) = A \cdot h(t)$, де $A = \text{const}$.

Функцією ваги (або імпульсною перехідною функцією) ланки $w(t)$ називається її реакція на вхідний сигнал $x(t) = \delta(t)$ за умови, що до прикладення вхідного діяння ланка знаходилася у спокої (рисунок 1.2).

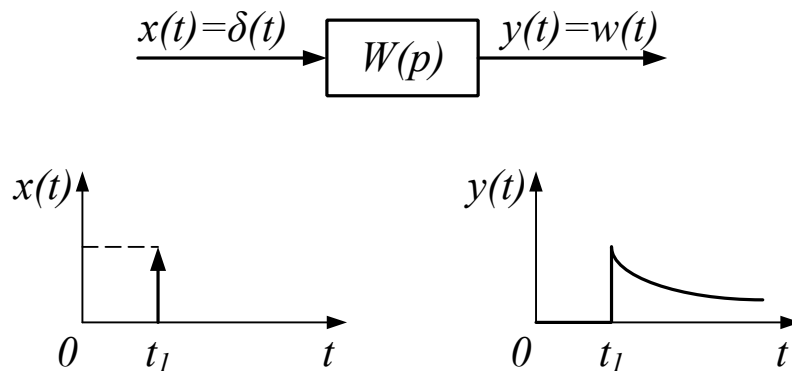


Рисунок 1.2

Функція ваги може бути знайдена теоретично або експериментально. Для експериментального визначення функції ваги осцилографується процес зміни вихідної величини ланки при вхідному діянні у вигляді реального імпульсу довільної форми з одиничною площею. Методична похибка, що виникає при цьому, буде тим менше, чим менше тривалість вхідного імпульсу в порівнянні з часом завдання перехідного процесу в досліджуваній ланці.

Для ланки з передавальною функцією $W(p)$ з урахуванням того, що $L\{\delta(t)\} = 1$, зображення функції ваги дорівнює $L\{w(t)\} = W(p)$.

Звідси випливає, що функція ваги є зворотним перетворенням Лапласа від передавальної функції ланки $w(t) = L^{-1}\{W(p)\}$.

Функцію ваги обчислюють таким же способом, як і оригінал перехідної функції.

Початкове і кінцеве значення функції ваги можуть бути визначені за такими формулами:

$$w(0+) = \lim_{p \rightarrow \infty} pW(p); \quad (1.6)$$

$$w(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} W(p). \quad (1.7)$$

У тому випадку, коли на вхід лінійної ланки надходить неединична дельта-функція $x(t) = A \cdot \delta(t)$, де $A = const$, реакція ланки на цей сигнал дорівнює $y(t) = A(t)$. Графік функції ваги ланки будується в координатах (w, t) . Характер графіка $w(t)$ також як і перехідної функції залежить від властивостей досліджуваної ланки.

Зв'язок між перехідною функцією і функцією ваги ланки можна визначити на підставі теореми про зображення похідної

$$L\{h'(t)\} = pH(p) - h(0+) = W(p) - h(0+), \quad (1.8)$$

звідки

$$W(p) = L\{h'(t)\} + h(0+). \quad (1.9)$$

Перехід від зображень до оригіналів дає шукану залежність

$$w(t) = \frac{dh(t)}{dt} + h(0+) \cdot \delta(t). \quad (1.10)$$

Якщо передавальна функція ланки є правильним раціональним дробом, то $h(0+) = 0$ і зв'язок між двома функціями набуває більш простого вигляду:

$$w(t) = \frac{dh(t)}{dt}. \quad (1.11)$$

1.2 Попереднє завдання

1.2.1 Записати передавальну функцію аперіодичної ланки першого порядку і зарисувати її схемну реалізацію.

1.2.2 Записати передавальну функцію аперіодичної ланки другого порядку і зарисувати її схемну реалізацію.

1.2.3 Записати передавальну функцію коливальної ланки.

1.2.4 Записати вираз для перехідних функцій указаних ланок.

1.2.5 Записати вираз для функцій ваги вказаних ланок.

1.2.6 На підставі теорем про початкове і кінцеве значення знайти початкове і кінцеве значення перехідної функції і функції ваги.

1.2.7 Записати зв'язок між перехідною функцією і функцією ваги.

1.3 Робоче завдання

1.3.1 Зняти осцилограми перехідних функцій досліджуваних ланок.

1.3.2 Зняти осцилограми функцій ваги досліджуваних ланок.

1.3.3 Виміряти амплітудні і часові параметри вхідного і вихідного сигналів.

1.3.4 Порівняти результати експериментальних досліджень з результатами розрахунків часових характеристик.

1.4 Виконання робочого завдання

1.4.1 Дослідження часових характеристик аперіодичних ланок першого і другого порядків здійснюється послідовним підключенням до гнізда $X1$ (додаток А) вхідних діянь $I(t)$ і $\delta(t)$, контрольованих першим входом осцилографа. Осцилографування і вимірювання вихідних сигналів указаних ланок здійснюється підключенням другого входу осцилографа до гнізд $X2$ і $X3$.

1.4.2 Для дослідження часових характеристик коливальної ланки вхідні діяння подавати на гніздо $X5$, а вихідні сигнали контролювати на гнізді $X6$.

1.4.3 Масштаб по осі часу осцилографа 1 мс/поділ.

1.4.4 Масштаб по напрузі осцилографа 5 В/поділ.

1.4.5 Синхронізуючий вхід осцилографа підключити до гнізда "Синхр." на передній панелі стенда.

1.4.6 Для зручності осцилографування перехідних процесів перемикачем полярності другого входу осцилографа встановлювати однакові знаки сигналів, що спостерігаються по обох каналах.

1.5 Обробка результатів досліджень

1.5.1 Побудувати часові характеристики досліджуваних ланок за результатами попереднього завдання і отримані в результаті експерименту.

1.5.2 Порівняти між собою результати теоретичних і експериментальних досліджень.

1.5.3 Пояснити отримані залежності.

Лабораторна робота 2

ДОСЛІДЖЕННЯ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЛІНІЙНИХ ЛАНОК

2.1 Частотні характеристики лінійних ланок і методи їх дослідження

Якщо на вхід лінійної ланки з передавальною функцією $W(p)$ впливає вхідний сигнал $x(t) = A_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1)$ (рисунок 2.1), у якого A_1 – амплітуда вхідного сигналу; ω – колова частота ($0 < \omega < \infty$); φ_1 – початкова фаза вхідного сигналу, на його виході встановлюються гармонійні коливання тієї ж частоти ω , амплітуда яких

$$A_2 = A_1 \cdot |W(j\omega)|, \quad (2.1)$$

а фаза

$$\varphi_2 = \varphi_1 + \arg W(j\omega). \quad (2.2)$$

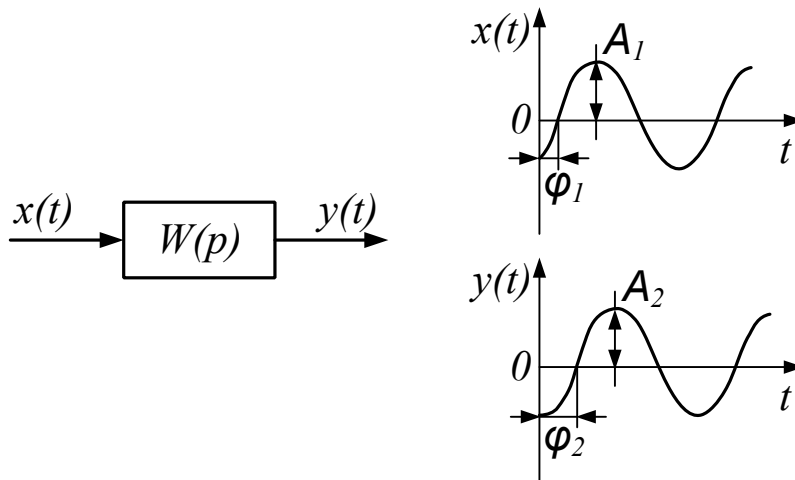


Рисунок 2.1

З формул для A_1 і φ_2 випливає, що при зміні частоти ω вхідного сигналу вихідний сигнал ланки змінює амплітуду і фазовий зсув.

Для визначення сталої реакції ланки на гармонійний вхідний сигнал достатньо знати комплексну функцію $W(j\omega)$ дійсної змінної ω . Функція

$$W(j\omega) = \frac{b_0(j\omega)^m + b_1(j\omega)^{m-1} + \dots + b_m}{c_0(j\omega)^n + c_1(j\omega)^{n-1} + \dots + c_n}, \quad (2.3)$$

що отримується при заміні в передавальній функції P на $j\omega$, називається частотною передавальною функцією ланки і може бути подана в декількох видах. Так, наприклад, в показовій формі

$$W(j\omega) = A(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}, \quad (2.4)$$

де $A(\omega) = |W(j\omega)|$; $\varphi(\omega) = \arg W(j\omega)$ або в такому вигляді:

$$W(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega), \quad (2.5)$$

де $U(\omega) = \operatorname{Re} W(j\omega)$; $V(\omega) = \operatorname{Im} W(j\omega)$.

Функція $A(\omega)$ називається амплітудною частотною характеристикою (а.ч.х.). Функції $U(\omega)$ і $V(\omega)$ називаються дійсними й уявними частотними характеристиками ланки.

Для кожного фіксованого значення $\omega = \omega_i$ частотна передавальна функція на комплексній площині ($U; jV$) може бути зображена вектором $A(j_i)$, відхиленим від позитивного напрямку осі абсцис на кут $\varphi(\omega_i)$. Годограф цього вектора при зміні частоти від 0 до $+\infty$ називається амплітудно-фазовою частотною характеристикою (а.ф.х.) ланки (рисунок 2.2).

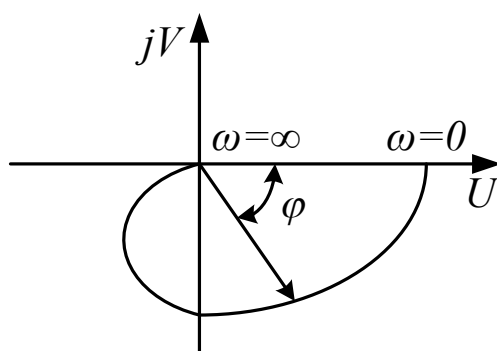


Рисунок 2.2

Побудові частотних характеристик $A(\omega)$, $\varphi(\omega)$, $U(\omega)$ і $V(\omega)$ повинен передувати підготовчий етап деяких перетворень. Подавши частотну передавальну функцію у вигляді

$$W(j\omega) = \frac{U_4(\omega) + jV_4(\omega)}{U_3(\omega) + jV_3(\omega)}, \quad (2.6)$$

де U_4 і U_3 – дійсні частини чисельника і знаменника;
 V_4 і V_3 – уявні частини чисельника і знаменника,

можна записати

$$A(j\omega) = |W(j\omega)| = \sqrt{\frac{U_4^2 + V_4^2}{U_3^2 + V_3^2}}. \quad (2.7)$$

Щоб визначити $U(\omega)$ і $V(\omega)$, достатньо чисельник і знаменник функції домножити на комплексний вираз, спряжений знаменнику:

$$W(j\omega) = \frac{(U_4 + jV_4) \cdot (U_3 + jV_3)}{U_3^2 + V_3^2}. \quad (2.8)$$

З цього виразу отримаємо

$$U(\omega) = \frac{U_4 \cdot U_3 - V_4 \cdot V_3}{U_3^2 + V_3^2}; \quad (2.9)$$

$$V(\omega) = \frac{U_3 \cdot V_3 - U_4 \cdot V_3}{U_3^2 + V_3^2}. \quad (2.10)$$

Характеристики $A(\omega)$ і $\varphi(\omega)$ можуть бути отримані експериментальним шляхом. Для цього на вхід досліджуваної ланки подають гармонійний сигнал. Модуль вектора $W(j\omega)$ дорівнює відношенню амплітуд вихідного і вхідного сигналів. Фазову характеристику отримують шляхом вимірювання фазового зсуву між вхідним і вихідним сигналами. Результати вимірювань подають у вигляді графічних залежностей $A(\omega)$ і $\varphi(\omega)$.

Частотні характеристики, побудовані в логарифмічному масштабі, називають логарифмічними частотними характеристиками. Логарифмічні шкали по одній або обох осях можуть використовуватися при побудові будь-яких частотних характеристик. Найчастіше будуються характеристики $A(\omega)$, $\varphi(\omega)$ і $W(j\omega)$, які називаються відповідно логарифмічною амплітудною характеристикою (л.а.х.), логарифмічною фазовою характеристикою (л.ф.х.) і логарифмічною амплітудно-фазовою характеристикою (л.а.ф.х.).

При побудові логарифмічних характеристик на шкалі частот замість ω відкладається $\lg \omega$. Одиницями вимірювання логарифмічних координат є декада (дек) і децибел (дБ). Декадою називається інтервал частот, який відповідає зміні частоти в 10 разів. На логарифмічній шкалі декада зображається відрізком одиничної довжини, оскільки $\lg 10\omega - \lg \omega = 1$. Тому відносно

величини $\lg \omega$ логарифмічна шкала є рівномірною, а відносно частоти – нерівномірною.

Децибел використовується при введенні логарифмічної шкали по осі ординат а.ч.х., яка показує, у скільки разів амплітуда вихідного сигналу більше або менше амплітуди вхідного сигналу.

Посиленням у децибелах називається величина $L(\omega) = 20 \cdot \lg A(\omega)$. Посиленню відповідають позитивні децибели, а послабленню – негативні.

Щоб отримати л.а.х., необхідно взяти функцію $L(\omega) = 20 \cdot \lg A(\omega)$ і побудувати її графік, використовуючи логарифмічну шкалу частот. При побудові л.ф.х. логарифмічна шкала використовується тільки по осі частот, а по осі ординат використовується натуральний масштаб. На рисунку 2.3 наведений приклад побудови логарифмічних частотних характеристик аперіодичної ланки першого порядку.

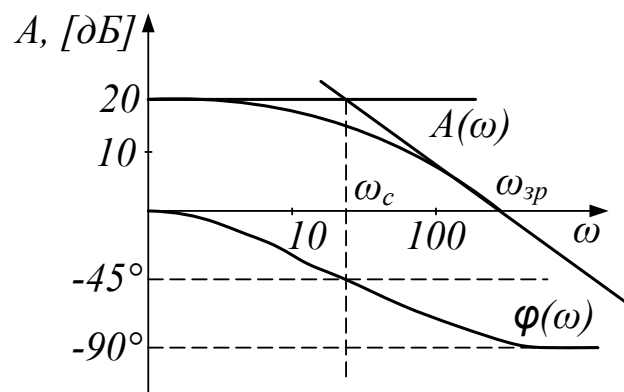


Рисунок 2.3

Для послідовного з'єднання ланок результуючу л.а.х. отримують з умови

$$\lg A(\omega) = \sum_{i=1}^n \lg A_i(\omega), \quad (2.11)$$

де A_i – модуль коефіцієнта передачі i -ї ланки.

2.2 Попереднє завдання

2.2.1 Записати передавальні функції досліджуваних ланок згідно з указаним варіантом завдання.

2.2.2 Отримати формули для розрахунку частотних характеристик досліджуваних ланок $\{A(\omega), \varphi(\omega), U(\omega), V(\omega)\}$.

2.2.3 Побудувати годографи а.ф.х. досліджуваних ланок.

2.2.4 Побудувати асимптотичні л.а.х. досліджуваних ланок.

2.2.5 Визначити спряжену частоту ω_c і частоту зрізу $\omega_{зр}$ за л.а.х. досліджуваних ланок.

2.3 Робоче завдання

2.3.1 Зняти залежності $A = f(\omega)$ і $\varphi = f(\omega)$ досліджуваних ланок.

2.3.2 Побудувати годографи а.ф.х. досліджуваних ланок.

2.3.3 Побудувати л.а.х. досліджуваних ланок.

2.3.4 Визначити сопрягаючу частоту ω_n і частоту $\omega_{сo}$ досліджуваних ланок.

2.3.5 Порівняти результати теоретичних і експериментальних досліджень.

2.4 Виконання робочого завдання

2.4.1 Вхідним сигналом для зняття частотних характеристик служить сигнал вбудованого в лабораторний стенд (додаток А) генератора синусоїдальних коливань. Регулюється частота коливань ручкою "f" при натиснутій одній з клавіш перемикача "кГц". Амплітуда коливань генератора встановлюється ручкою "E₂".

2.4.2 При знятті частотних характеристик установити амплітуду коливань генератора $U_1 = 10$ В. Амплітуда вхідного і вихідного сигналів досліджуваних ланок вимірюється вольтметром, а контролюється за допомогою осцилографа, входи якого підключаються до виходу генератора синусоїдальних коливань і виходу досліджуваної ланки.

2.4.3 Вимірювання поточного значення частоти генератора синусоїдальних коливань вимірюється частотоміром, осцилографом або за допомогою вбудованого в лабораторний стенд функціонального вимірника "IΦ", до виходу "f" якого підключається вольтметр постійної напруги. Зміні частоти в діапазоні $f = 20 \div 2000$ Гц відповідають показання вольтметра в

діапазоні $U = 20 \div 2000$ мВ. Наприклад, показання вольтметра $U = 150$ мВ. Йому відповідає частота коливань $f = 150$ Гц.

2.4.4 Для вимірювання фазового зсуву між вхідним і вихідним сигналами досліджуваної ланки застосовують фазометр, осцилограф або функціональний вимірник лабораторного стенда. В останньому випадку вихід досліджуваної ланки під'єднують до гнізда "вих" функціонального вимірника. Фазовий зсув визначають за показанням вольтметра постійної напруги, що підключається до виходу " φ " функціонального вимірника. Зміні фазового зсуву в діапазоні $\varphi = 0 \div 360^\circ$ відповідають показання вольтметра в діапазоні $U = 0 \div 3600$ мВ. Наприклад, фазовим зсувам $\varphi_1 = 45^\circ$, $\varphi_2 = 90^\circ$, $\varphi_3 = 180^\circ$ відповідають показання вольтметра $U_1 = 450$ мВ, $U_2 = 900$ мВ, $U_3 = 1800$ мВ. Фазовий зсув ланок $H_1(p)$, $H_4(p)$, $H_5(p)$, $Y(p)$ визначається як $\varphi = 180^\circ - \varphi_1$, де φ – поточне значення вимірюваного фазового кута.

2.4.5 Зняття частотних характеристик виконують у діапазоні зміни частоти генератора: для ланок першого порядку $f = 50 \div 1000$ Гц; для ланок другого і третього порядків $f = 50 \div 500$ Гц.

2.4.6 Результати вимірювань частоти вхідного сигналу f досліджуваної ланки, амплітуди його вихідного сигналу U_2 і величину фазового зсуву заносять у таблицю 2.1.

Таблиця 2.1 – Результати вимірювань

| | | | | | | | | | | |
|-------------------|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|
| f , Гц | | | | | | | | | | |
| U_2 , В | | | | | | | | | | |
| φ , град. | | | | | | | | | | |
| A | | | | | | | | | | |
| L , дБ | | | | | | | | | | |

2.4.7 При вимірюваннях синхронізуючий вхід осцилографа підключити до гнізда "Синхр." на боковій панелі стенда.

2.5 Обробка результатів досліджень

2.5.1 Обчислити величини коефіцієнта передачі досліджуваних ланок як $A = \frac{U_2}{U_1}$ і $L = 20 \cdot \lg A$ для відповідних значень частоти.

2.5.2 Доповнити таблицю результатами обчислень коефіцієнта передачі.

2.5.3 Побудувати за результатами експериментів л.а.х. і ф.ч.х. досліджуваних ланок, сполучивши їх із заздалегідь побудованими за наслідками попереднього завдання відповідними характеристиками.

2.5.4 Визначити величину похибки. Пояснити отримані теоретичні та експериментальні залежності.

Лабораторна робота 3

ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ ЛІНІЙНОЇ БЕЗПЕРЕРВНОЇ СИСТЕМИ

3.1 Стійкість лінійної безперервної системи і методи її дослідження

Про стійкість системи можна судити за розв'язанням лінеаризованого диференціального рівняння замкнутої системи, яке можна записати в такому вигляді:

$$Y(t) = Y_n(t) + Y_{ycm}(t). \quad (3.1)$$

Система автоматичного регулювання називається стійкою, якщо перехідна складова з часом затухає, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} Y_n(t) = 0. \quad (3.2)$$

Якщо з часом перехідний процес розходиться, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} Y_n(t) = \infty, \quad (3.3)$$

то система називається нестійкою.

Система, у якій перехідний процес з часом не розходиться і не затухає, називається системою, що знаходиться на границі стійкості.

Визначення стійкості системи полягає у відшукуванні коренів характеристичного рівняння, від виду яких залежить розв'язання однорідного диференціального рівняння. Для того, щоб лінійна система автоматичного регулювання (САР) була стійкою, необхідно і достатньо, щоб дійсні частини коренів характеристичного рівняння

$$a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n = 0 \quad (3.4)$$

були від'ємними, тобто $\text{Re } p_k < 0$, де $k = 1, 2, \dots, n$. Іншими словами, всі корені характеристичного рівняння САР повинні розташовуватися в лівій напівплощині на площині коренів, зображеній на рисунку 3.1.

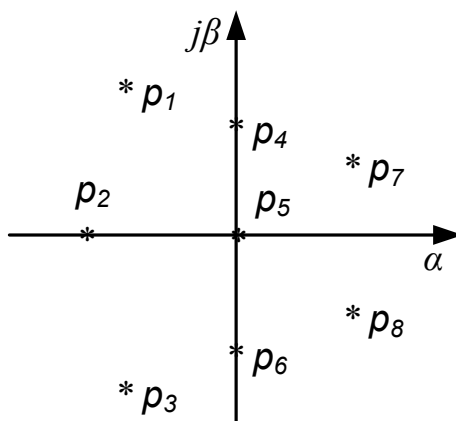


Рисунок 3.1

Система з коренями p_1, p_2, p_3 – стійка. Якщо хоч би один дійсний корінь (p_5) або пара комплексних коренів (p_4, p_6) знаходяться на уявній осі, а всі інші розташовуються в лівій напівплощині, САР знаходиться на границі стійкості. Причому для кореня p_5 – аперіодична границя стійкості. Система з коренями p_7, p_8 – нестійка.

Визначення стійкості за розташуванням коренів характеристичного рівняння досить трудомістке, особливо коли порядок характеристичного рівняння $n \geq 3$. Тому користуються ознаками, які називаються критеріями стійкості, за якими можна судити про стійкість САР. Критерій Рауса-Гурвіця, що відноситься до алгебраїчних критеріїв, накладає обмеження на коефіцієнти характеристичного рівняння.

Якщо характеристичне рівняння системи має вигляд (3.4), то для стійкості лінійної САР необхідно і достатньо, щоб були позитивними n визначників Гурвіця – $\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3, \dots, n$.

Визначники Гурвіця являють собою діагональні визначники квадратної матриці n -го порядку

$$\Gamma = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & \dots & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & \dots & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & a_n \end{vmatrix}, \quad (3.5)$$

складеної з коефіцієнтів характеристичного рівняння так, що

$$\Delta_1 = a_1; \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix}; \quad \Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 \\ a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix}; \quad \Delta_n = |\Gamma|. \quad (3.6)$$

Для рівняння першого і другого ступеня умови стійкості

$$a_0 > 0; \quad a_1 > 0; \quad a_2 > 0. \quad (3.7)$$

Для рівняння третього ступеня

$$\Delta_1 = a_1 > 0; \Delta_2 = a_1 \cdot a_2 - a_0 \cdot a_3 > 0; \Delta_3 = a_3 \cdot \Delta_2 > 0. \quad (3.8)$$

Критерій Найквіста заснований на розгляді а.ф.х. розімкненої системи. А.ф.х. розімкненої ситеми може бути отримана як аналітично, так і експериментально. Для стійкості замкнутої системи потрібно, щоб годограф а.ф.х. розімкненої системи не охоплював точку $(-1; j0)$. На рисунку 3.2 показаний годограф $W(j\omega)$, який відповідає стійкій замкнутій системі.

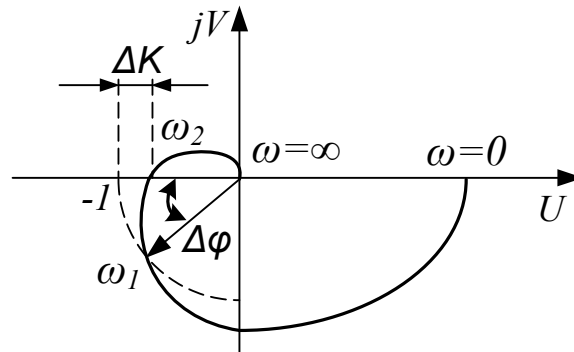


Рисунок 3.2

Запас стійкості замкнутої САР визначається ступенем віддаленості а.ф.х. розімкненої системи від точки $(-1; j0)$. Проходження а.ф.х. через цю точку відповідає знаходженню САР на коливальній границі стійкості. Віддаленість а.ф.х. характеризують двома позитивними числами ΔK і $\Delta\varphi$, які називаються відповідно запасами стійкості САР за коефіцієнтом підсилення і за фазою. Запас за коефіцієнтом підсилення показує, на яку величину повинен змінитися модуль а.ф.х. (рисунку 3.2) розімкненої системи на частоті ω_2 , при якій фазовий зсув $\varphi = -180^\circ$, для того, щоб замкнута САР опинилася на коливальній границі стійкості, тобто

$$\Delta K = 1 - |W(j\omega_2)|. \quad (3.9)$$

Запас стійкості за фазою показує, на яку величину повинен збільшитися фазовий зсув у розімкненій системі на частоті ω_1 , при якій $|W(j\omega)| = 1$, для того, щоб замкнута САР опинилася на коливальній границі стійкості, тобто

$$\Delta\varphi = 180^\circ - \varphi(\omega_1). \quad (3.10)$$

Достатніми запасами стійкості вважаються значення $\Delta K \geq 6 \div 12$ дБ; $\Delta\varphi = 30^\circ$.

Аналогічно запаси стійкості визначаються і за логарифмічними амплітудно-частотними і фазо-частотними характеристикам.

3.2 Попереднє завдання

3.2.1 Нарисувати замкнуту САР з ланок, наведених у вказаному варіанті завдання (див. таблиці Б.1 і В.1). При складанні структурної схеми до її складу як регулятор (коректуючу ланку) включити ланку $Y(p)$. Складена структурна схема повинна мати негативний зворотний зв'язок, для цього використовувати знаки передавальних функцій необхідних ланок, і, при необхідності, інвертуючу ланку $K = -1$ (гнізда $X17, X18$).

3.2.2 Записати передавальну функцію досліджуваної розімкненої системи згідно з указаним варіантом завдання.

3.2.3 Побудувати а.ф.х. або логарифмічні а.ч.х. і ф.ч.х. розімкненої системи.

3.2.4 Визначити значення коефіцієнта підсилення, яке відповідає коливальній границі стійкості.

3.2.5 Визначити частоту зрізу системи і частоту коливань у замкнутій системі.

3.3 Робоче завдання

3.3.1 Зібрати замкнуту САР з ланок $H_1(p)$, $H_2(p)$, $H_3(p)$, $Y(p)$.

3.3.2 Збільшенням контурного коефіцієнта підсилення досягти автоколивань у замкнутій системі.

3.3.3 Виміряти величину коефіцієнта підсилення, що відповідає границі стійкості.

3.3.4 Виміряти частоту автоколивань.

3.3.5 Результати вимірювань порівняти з розрахунковими значеннями вимірюваних величин.

3.4 Виконання робочого завдання

3.4.1 Натиснути клавіші $S2$ і $S5$ перемикача.

3.4.2 До виходу досліджуваної ланки підключити один з входів осцилографа.

3.4.3 Збільшення контурного коефіцієнта підсилення здійснюється зміною величини резистора R_y ланки $Y(p)$ плавним обертанням ручки $U_{до}$, фіксуючи момент виникнення коливань.

3.4.4 Вимірювання частоти коливань виконувати за допомогою осцилографа.

3.4.5 Для визначення контурного коефіцієнта передачі САР, що відповідає границі стійкості, вилучити ланку $Y(p)$ зі складу системи і за допомогою вбудованого генератора і вольтметра виміряти його коефіцієнт підсилення.

3.5 Обробка результатів досліджень

3.5.1 Порівняти частоту коливань у досліджуваній системі з результатом розрахунків.

3.5.2 Порівняти величину коефіцієнта передачі досліджуваної системи з розрахунковим.

3.5.3 Визначити величини похибок.

Лабораторна робота 4

ДОСЛІДЖЕННЯ ПІДВИЩЕННЯ ЗАПАСУ СТІЙКОСТІ ТА ШВИДКОДІ ЛІНІЙНИХ СИСТЕМ

4.1 Корекція безперервної лінійної системи

Підвищення запасу стійкості досягається раціональним вибором параметрів системи і введенням в неї спеціальних пристроїв, що називаються коректуючими. Коректуючі пристрої являють собою динамічні ланки з певними передавальними функціями. Вибір передавальної функції коректуючого пристрою також залежить від необхідної швидкодії САР.

Коректуюча ланка, включена в систему, здійснює такий розподіл нулів і полюсів передавальної функції розімкненої і замкнутої систем, при якому САР задовольняє не тільки критерій стійкості, але й критерії якості.

Графічна інтерпретація дії коректуючого пристрою показана на рисунку 4.1, на якому залежності I відповідає а.ф.х. нестійкої системи, а залежністю 2 позначена а.ф.х. скоректованої системи, тобто системи з введеним коректуючим пристроєм. З рисунка наочно випливає, що розв'язання задачі досягнення необхідних якісних показників полягає в деформації (корекції) а.ф.х. розімкненої системи в потрібному напрямі.

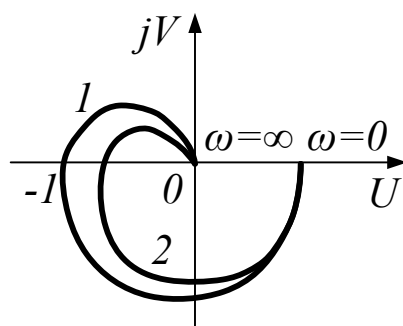


Рисунок 4.1

Зазвичай завдання підвищення запасу стійкості і досягнення необхідної швидкодії тісно пов'язане із завданням підвищення точності. Коректуючі пристрої САР діляться на основні три типи: послідовні (рисунки 4.2, а), паралельні (рисунки 4.2, б) і додаткові зворотні зв'язки (рисунки 4.2, в). У лінійних системах для коректуючого пристрою одного типу завжди можна підібрати еквівалентний пристрій іншого типу. Тому прийняття якогось конкретного типу коректуючого пристрою диктується зручностями технічної реалізації.

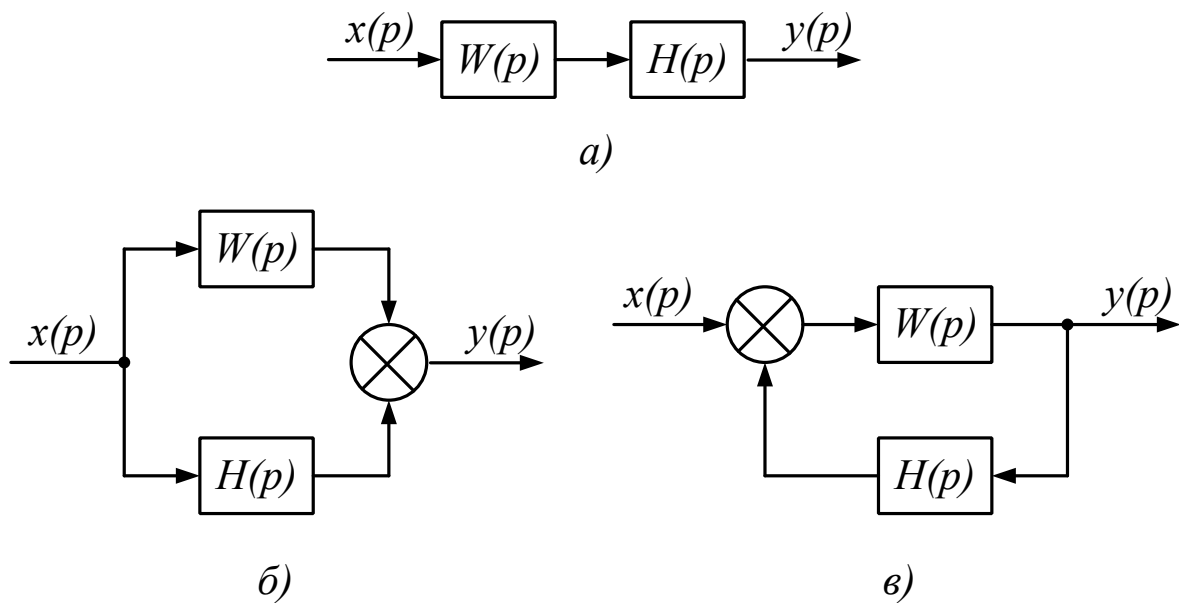


Рисунок 4.2

Найбільш широке застосування отримали послідовні коректуючі пристрої, які являють собою активні та пасивні ланки на $R-C$ елементах.

Вибір передавальної функції коректуючого пристрою, що забезпечує досягнення необхідних показників, є завданням синтезу САР. При цьому виходять з того, що об'єкт регулювання (незмінна частина системи) заданий, а синтезу підлягає коректуючий пристрій (регулятор). Розв'язання цієї задачі особливо ефективно отримують застосуванням логарифмічних частотних характеристик.

Відправними даними служать л.а.х. початкової некоректованої системи L_3 і вимоги, що ставляться до процесу управління або регулювання. На основі цих вимог будується так звана бажана л.а.х. L_6 . Різниця $L_6 - L_3$ дає необхідну л.а.х. послідовно коректуючого пристрою L_k . За виглядом л.а.х. визначається передавальна функція і параметри коректуючого пристрою. При побудові бажаної л.а.х. необхідно враховувати нижченаведені рекомендації.

Низькочастотна область I л.а.х. (рисунок 4.3) визначає головним чином точність САР. Зв'язок між величиною коефіцієнта посилення і величиною похибки для статичної системи має вигляд

$$L(0) = 20 \cdot \lg\left(\frac{x}{\Delta} - 1\right), \quad (4.1)$$

де x – вхідний сигнал САР;

Δ – допустима величина похибки.

Для астатичної системи першого порядку ($\Delta = 0$) нахил л.а.х. в області низьких частот складає -20 дБ/дек.

Середньочастотна область II , прилегла до частоти зрізу $\omega_{зр}$ системи визначає в основному запас стійкості, тобто якість перехідних процесів. У цій частині нахил л.а.х. вибирається рівним 20 дБ/дек, що дозволяє зазвичай забезпечити необхідний запас стійкості. Чим більша протяжність цієї ділянки, тим більший запас стійкості, тобто вище якість перехідного процесу. Величину частоти зрізу $\omega_{зр}$ системи можна визначити за формулою

$$\omega_{зр} = \frac{\pi \cdot \lambda_{\delta}}{t_p}, \quad (4.2)$$

де t_p – час регулювання (час, протягом якого відхилення перехідної функції замкнутої системи стає меншим $\varepsilon = (1 \div 5)\%$ від сталого значення).

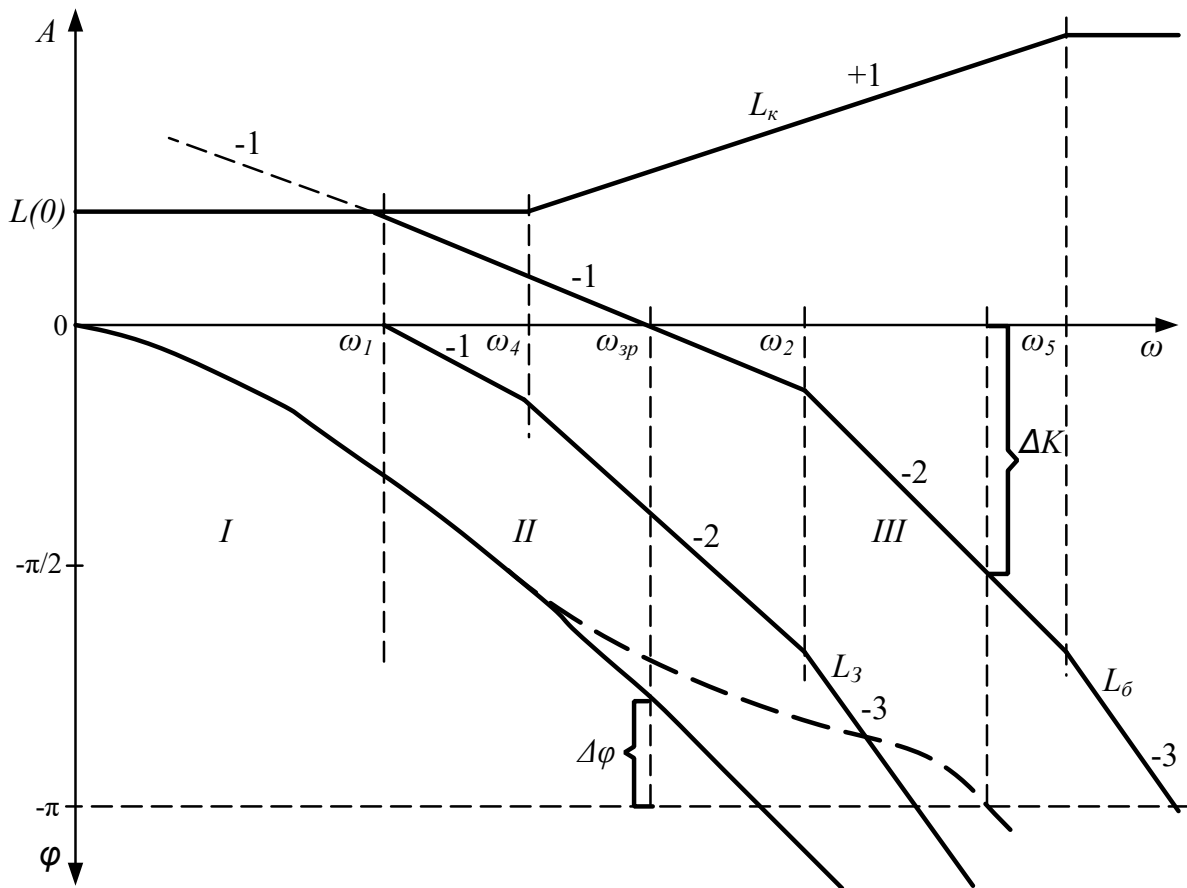


Рисунок 4.3

Залежність коефіцієнта λ_s від перерегулювання δ подана на рисунку 4.4. Частоту спряження середньочастотної ділянки л.а.х. з попередньою і подальшою можна вибрати із співвідношень:

$$\omega_1 = \frac{\omega_{zp}^2}{\omega_2}; \quad \omega_2 = (2 \div 4) \cdot \omega_{zp}. \quad (4.3)$$

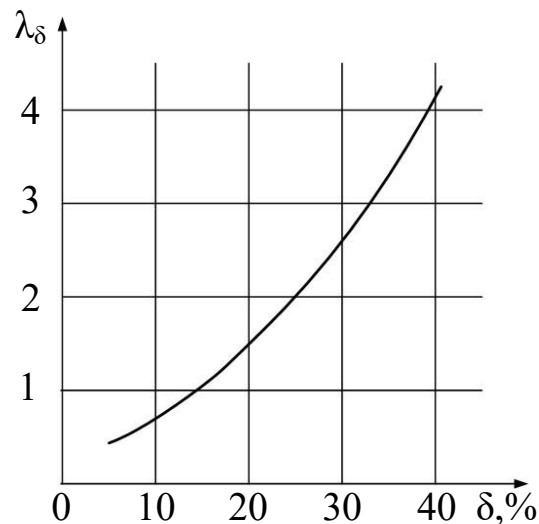


Рисунок 4.4

Високочастотна область *III* л.ч.х. порівняно слабо впливає на вид перехідного процесу, тому її обирають якомога ближчою до л.а.х. початкової системи. Зазвичай нахил л.а.х. у цій області складає -40 дБ/дек або -60 дБ/дек.

4.2 Попереднє завдання

4.2.1 Записати передавальну функцію розімкненої системи вказаного варіанта завдання, використовуючи матеріали додатка Б.

4.2.2 Побудувати асимптотичну л.а.х. і л.ф.х. розімкненої системи.

4.2.3 Побудувати л.а.х. бажаної системи, використовуючи набір ланок стенда.

4.2.4 Побудувати л.а.х. коректуючої ланки, використовуючи набір ланок стенда.

4.2.5 Записати передавальну функцію коректуючої ланки і обчислити її параметри.

4.2.6 Нарисувати структурну схему замкненої САР.

4.3 Робоче завдання

4.3.1 Зібрати замкнуту САР з указаних у варіанті завдання ланок, використовуючи як регулятор ланку $Y(p)$ (вхід X_9)

(додаток А). Зібрана система повинна мати негативний зворотний зв'язок, для цього контролювати знаки передавальних функцій використовуваних ланок і при необхідності включати до складу системи інвертуючу ланку $K = -1$ (гнізда $X17, X18$).

4.3.2 Спостерігати зрив автоколиваний у замкнутій САР при підключенні коректуючої ланки.

4.3.3 Заосцилографувати перехідні функції досліджуваної САР при увімкненій коректуючій ланці (регуляторі) і без неї.

4.3.4 Виміряти величину похибки регулювання для статичної і астатичної систем.

4.4 Виконання робочого завдання

4.4.1 Натиснути клавіші $S2$ і $S5$ перемикача.

4.4.2 Зміною величини опору R ланки $Y(p)$ плавним обертанням ручки отримати автоколивання в системі.

4.4.3 Комутацією перемикачів $S1$ і $S2$ ланки $Y(p)$ отримати необхідну передавальну функцію коректуючої ланки.

4.4.4 Для осцилографування процесу на вхід $X10$ ланки $Y(p)$ подати ступінчасте діяння $x(t) = 1(t)$. При осцилографуванні перехідних процесів ручку $U_{\lambda 0}$ встановити в положення, відповідне одиничному коефіцієнту передачі ланки $Y(p)$ при натиснутій клавіші $S1$ і відтиснутій клавіші $S1$ перемикача.

4.4.5 Вимірювання виконувати при масштабах осцилографа по осі часу – 1 мс/поділ. і по осі напруги – 5 В/поділ.

4.4.6 Синхронізуючий вхід осцилографа підключити до гнізда "Синхр." на передній панелі стенда.

4.4.7 Вимірювання похибки регулювання здійснювати порівнянням за допомогою осцилографа величин сигналів на гніздах $X9$ і $X10$, враховуючи взаємозалежність величин резисторів R_2 і R_3 (таблиця Б.1).

4.5 Обробка результатів досліджень

4.5.1 Зарисувати осцилограми перехідних процесів.

4.5.2 Визначити параметри перехідних процесів.

Лабораторна робота 5

ДОСЛІДЖЕННЯ ІМПУЛЬСНОГО ЕЛЕМЕНТА

5.1 Розімкнута лінійна імпульсна система і методи її дослідження

Спільним для імпульсних і цифрових систем є наявність ефекту квантування сигналів за часом. Імпульсні і цифрові системи регулювання відрізняються від безперервних систем наявністю в каналі управління імпульсного елемента (ІЕ), що перетворює безперервну величину в послідовність імпульсів тієї або іншої форми (рисунок 5.1, а).

Форма імпульсів може бути найрізноманітнішою і характеризується функцією форми $w_\phi(t)$. Функція форми дозволяє просто записати аналітичний вираз для вихідної величини імпульсного елемента. Так, при довільному вхідному сигналі $x(t)$ вихідний сигнал імпульсного елемента для моментів часу $\gamma \cdot T_0 \leq t < (n+1) \cdot T_0$, $n = 0, 1, 2, \dots$, описується рівнянням (рисунок 5.1, б)

$$e(t) = \sum_{n=0}^{\infty} x[nT_0] \cdot w_\phi[t - nT_0], \quad (5.1)$$

де T_0 – період повторення імпульсного елемента, $\gamma \cdot T_0$ – тривалість імпульсів ($0 < \gamma \leq 1$).

З наведеного співвідношення випливає, що в його правій частині фігурує не функція $x(t)$, а її дискретні значення – $x[nT_0]$. Це свідчить про те, що імпульсний елемент реагує не на весь вхідний сигнал, а тільки на його значення в дискретні моменти часу nT_0 . Інформація про поведінку сигналу $x(t)$ в проміжках між моментами часу $t = nT_0$ після проходження через імпульсний елемент втрачається. З цього випливає, що вихідна величина $x(t)$ імпульсного елемента буде однією і тією ж для різних сигналів $x(t)$, якщо значення цих сигналів в моменти часу $t = nT_0$ однакові.

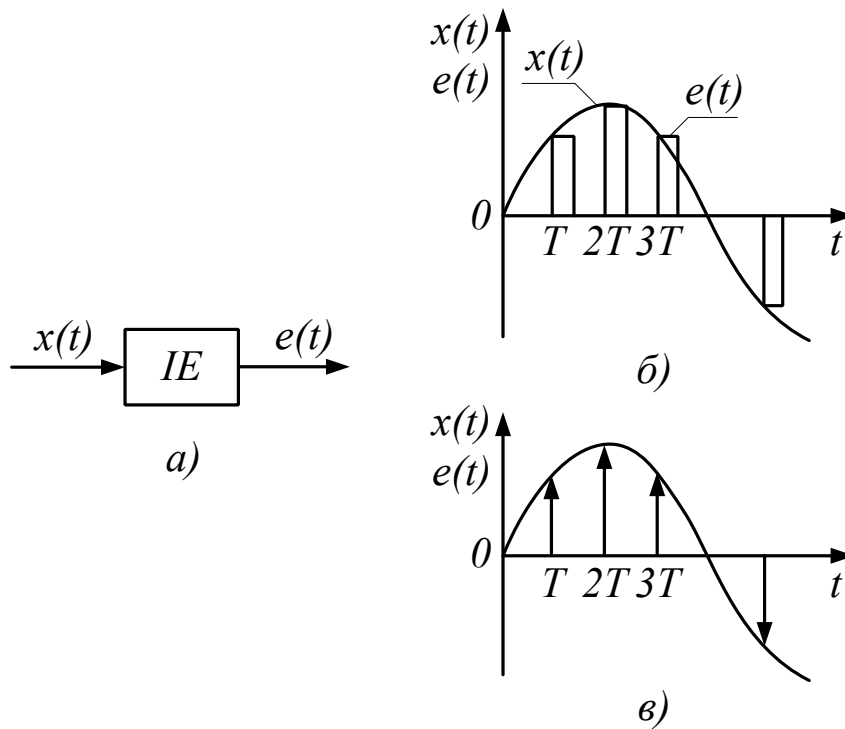


Рисунок 5.1

Імпульсний елемент, у якому функція форми являє собою одиничну δ -функцію, називають ідеальним. Вихідна величина ідеального імпульсного елемента є послідовністю модульованих за "площею" δ -функцій (рисунок 5.1, в)

$$x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} x[nT_0] \cdot \delta[t - nT_0]. \quad (5.2)$$

Реального фізичного сенсу ідеальний імпульсний елемент не має і є математичною абстракцією. Представивши

$$\delta_T(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \delta[t - nT_0], \quad (5.3)$$

отримаємо вираз для вихідного сигналу імпульсного елемента, що здійснює амплітудно-імпульсну модуляцію

$$e^*(t) = x(t) \cdot \delta_T(t). \quad (5.4)$$

Основними параметрами імпульсного елемента є коефіцієнт передачі K_I , період повторення T , тривалість $\gamma \cdot T$ і форма вихідних імпульсів. У залежності від вигляду і роду імпульсної модуляції імпульсні елементи підрозділяються на амплітудні, широтні і тимчасові. Залежність величини модульованого параметра вихідної послідовності від відповідних дискретних значень вхідної величини називається характеристикою імпульсного елемента.

Ця характеристика може бути лінійною і нелінійною. Крутість лінійної характеристики дорівнює коефіцієнту передачі імпульсного елемента

$$K_I = \frac{e[nT]}{x[nT]}, \quad (5.5)$$

де $x[nT]$ – значення вхідної величини в дискретний момент часу;
 $e[nT]$ – відповідна йому амплітуда імпульсу.

Середнє значення напруги на виході імпульсного елемента дорівнює

$$U_{IE} = \frac{U_I \cdot t_I}{T}, \quad (5.6)$$

де U_I – амплітуда імпульсу;
 t_I – тривалість імпульсу;
 T – період проходження імпульсів.

Крутість характеристики широтного імпульсного елемента

$$\lambda = \frac{\gamma \cdot T}{\{x[nT]\}}. \quad (5.7)$$

З розглянутого випливає, що амплітудний імпульсний елемент характеризується постійними параметрами, а широтний – змінними параметрами.

Реальний імпульсний елемент у залежності від параметрів вихідного сигналу здійснює амплітудну імпульсну модуляцію першого або другого роду. Якщо вихідний сигнал імпульсного елемента визначається вхідним у тактові моменти часу і не

змінюється протягом існування імпульсу, то здійснюється амплітудно-імпульсна модуляція першого роду. Коли вихідний сигнал імпульсного елемента змінюється у відповідності до поточного значення модулюючої функції, то здійснюється амплітудно-імпульсна модуляція другого роду.

Реальний імпульсний елемент, що здійснює амплітудно-імпульсну модуляцію першого роду, може бути замінений еквівалентною йому в сенсі проходження сигналу структурною схемою, що складається з послідовного з'єднання ідеального імпульсного і формуючого елементів. Як формуючий елемент застосовують динамічну ланку з передавальною функцією

$$W_{\phi}(p) = L\{w_{\phi}(t)\} = \int_0^{\infty} w_{\phi}(t) \cdot e^{-pt} dt, \quad (5.8)$$

де $w_{\phi}(t)$ в даному випадку являє собою функцію ваги формуючої ланки. Структурна схема системи автоматичного регулювання, що містить такий імпульсний елемент, зображена на рисунку 5.2, де $W_H(p)$ – передавальна функція безперервної частини. Формуючий елемент і безперервна частина спільно утворюють так звану приведену безперервну частину.

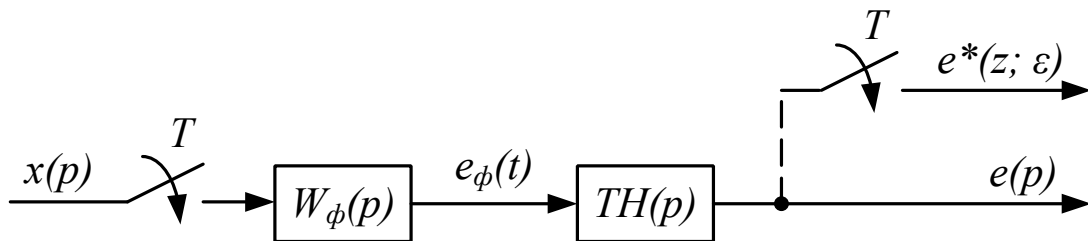


Рисунок 5.2

Коли в системі здійснюється амплітудно-імпульсна модуляція першого роду (рисунок 5.1, б), передавальна функція формуючого елемента має вигляд

$$W_{\phi}(p) = \frac{1 - e^{-\gamma \cdot pT}}{p}. \quad (5.9)$$

Дана передавальна функція формуючого елемента справедлива і для широтно-імпульсної модуляції другого роду, коли тривалість реального імпульсу мала.

Передавальна функція формуючого елемента з фіксацією на період одержується при $\nu = 1$.

$$W_{\phi}(p) = \frac{1 - e^{-pT}}{p}. \quad (5.10)$$

Дану динамічну ланку називають екстраполятором нульового порядку.

Реакцію приведеної безперервної частини $H(p)$ на вихідний сигнал імпульсного елемента визначають, скориставшись структурною схемою розімкненої системи регулювання, зображеною на рисунку 5.2, і застосувавши математичний апарат Z -перетворення.

Для випадку ідеального імпульсного елемента і коли $W_{\phi}(p) = 1$ зв'язок між вхідним і вихідним сигналами має такий вигляд:

$$e(z, \varepsilon) = Tx^*(z) \cdot H^*(z, \varepsilon), \quad (5.11)$$

де $x^*(z)$ являє собою Z -перетворення вхідного сигналу імпульсного елемента; $H^*(z, \varepsilon)$ – модифіковане Z -перетворення передавальної функції приведеної безперервної частини.

Розглянемо процес у системі для випадку, коли вхідний сигнал $x(p) = 1/p$, який являє собою одиничну ступінчасту функцію. У цьому випадку при $\varepsilon = 0$ отримуємо правосторонні значення $(nT +)$ реакції безперервної частини системи на вихідний сигнал $\delta_T(t)$ імпульсного елемента. Коли приведена безперервна частина системи подана у вигляді аперіодичної ланки з передавальною функцією $H(p) = \frac{1}{T_1 p + 1}$, вихідний сигнал дорівнює

$$e^*(z, 0) = \frac{T}{T_1} \cdot \frac{z}{z-1} \cdot \frac{z}{z - e^{-\frac{T}{T_1}}}. \quad (5.12)$$

Коли $\varepsilon = 1$, отримуємо формулу для реакції ланки $H(p)$ на послідовність $\delta(t)$

$$e^*(z, l) = \frac{T}{T_1} \cdot \frac{z}{z-1} \cdot \frac{z \cdot e^{-\frac{T}{T_1}}}{z - e^{-\frac{T}{T_1}}}, \quad (5.13)$$

з якої випливає, що

$$e^*(z, l) = e^*(z, 0) \cdot e^{-\frac{lT}{T_1}}. \quad (5.14)$$

Значення реакції безперервної частини системи $e[nT]$ може бути отримане у вигляді коефіцієнтів при z^{-n} розкладання в степеневий ряд функцій $e^*(z, 0)$ і $e^*(z, 1)$:

$$e^*(z) = C_0 + C_1 \cdot z^{-1} + C_2 \cdot z^{-2} + C_3 \cdot z^{-3} + \dots + C_n \cdot z^{-n}. \quad (5.15)$$

Коефіцієнти $C_0, C_1, C_2, C_3, \dots, C_n$ чисельно дорівнюють при $\varepsilon = 0$ правостороннім значенням реакції ланки $H(p)$ в тактові моменти часу nT , а лівостороннім – зсунутим на один такт вправо значенням при $\varepsilon = 1$. Значення коефіцієнтів степеневого ряду отримують шляхом простого ділення чисельника функції $e^*(z, 0)$ або $e^*(z, 1)$ на її знаменник.

Закон зміни реакції для розглянутої ланки $H(p) = \frac{1}{T_1 p + 1}$ зображений на рисунку 5.3.

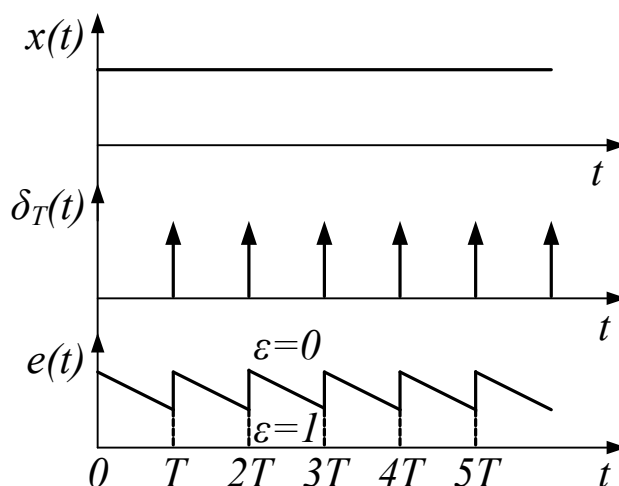


Рисунок 5.3

Початкове і кінцеве значення реакції безперервної приведенної частини на вихідний сигнал імпульсного елемента можна отримати на підставі відповідних теорем Z -перетворення:

$$\lim_{n \rightarrow 0} e(nT) = \lim_{Z \rightarrow \infty} e^*(z); \quad (5.16)$$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} e(nT) = \lim_{Z \rightarrow 1} (z-1) \cdot e^*(z). \quad (5.17)$$

Реакція приведенної безперервної частини на вихідний сигнал реального імпульсного елемента при $W_o(p) = \frac{1 - e^{-\gamma T p}}{p}$ для випадку, коли $\varepsilon \ll 1$, може бути визначена згідно з формулою

$$e^*(z, \varepsilon) = \gamma \cdot T x^*(z) \cdot H^*(z, \varepsilon). \quad (5.18)$$

У випадку, коли $\varepsilon = 0$, одержуємо правосторонні значення реакції в моменти часу $(n + \gamma) \cdot T$. При $\varepsilon = 1$, як і у випадку ідеального елемента, одержуємо лівосторонні значення реакції в кінці такту. Закон зміни реакції для розглянутої як приклад ланки з передавальною функцією $H(p) = \frac{1}{T_1 p + 1}$ зображений на рисунку 5.4.

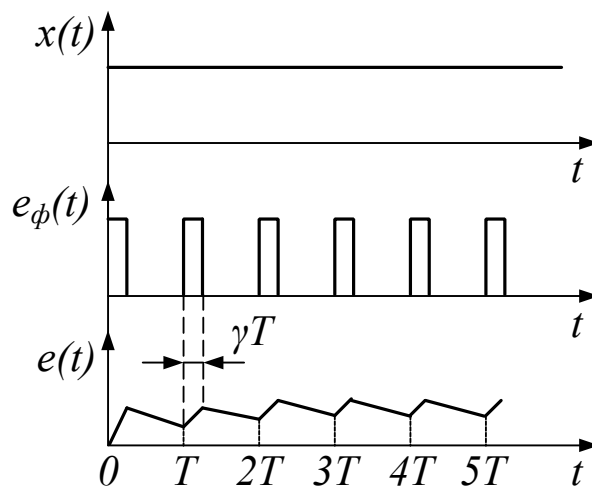


Рисунок 5.4

5.2 Попереднє завдання

5.2.1 Нарисувати структурну схему розімкненої імпульсної системи.

5.2.2 Отримати аналітичний вираз для реакції безперервної частини з передавальною функцією вказаного варіанта на вихідні сигнали ідеального і реального імпульсного елемента $T = \frac{1}{f_{I.E.}}$. У лабораторному макеті частота модуляції імпульсного елемента $f_{I.E.} = 400$ Гц.

5.2.3 Побудувати графіки тимчасових залежностей вихідних сигналів безперервної частини.

5.3 Робоче завдання

5.3.1 Виміряти параметри вихідного сигналу реального імпульсного елемента при вхідному $x(t) = 1(t)$.

5.3.2 Дослідити реакцію безперервної частини імпульсної системи на вихідний сигнал реального імпульсного елемента.

5.3.3 Дослідити вихідний сигнал імпульсного елемента при вхідному синусоїдальному сигналі.

5.3.4 Дослідити вихідний сигнал формуючого елемента і за його виглядом записати передавальну функцію.

5.3.5 Обчислити коефіцієнт передачі імпульсного елемента при амплітудній модуляції.

5.4 Виконання робочого завдання

5.4.1 Контроль форми сигналів і вимірювання їх параметрів у даній роботі здійснюється за допомогою осцилографа, синхронізуючий вхід якого підключений до виходу "Синхр.", розташованого на передній панелі стенда (додаток А). Масштаб за віссю часу осцилографа 1 мВ/поділ.

5.4.2 Подати на вхід X13 імпульсного елемента IE вхідний сигнал $1(t)$. Вхідний сигнал $1(t)$ контролювати першим каналом осцилографа, домігшись органами його управління стійкого зображення ступінчастого сигналу.

5.4.3 Підключити вхід X14 широкоімпульсного модулятора (ШМ) до виходу джерела живлення E_1 .

5.4.4 Вихідний сигнал імпульсного елемента контролювати на виході *X16* другим виходом осцилографа.

5.4.5 Зміною величини і знака напруги джерела живлення E_1 шляхом обертання ручки " E_1 " стенда отримати на виході *X16* імпульсного елемента послідовність прямокутних імпульсів. Встановити відносну тривалість імпульсів імпульсного елемента $\gamma = \frac{t_i}{T} = 0,1$, де t_i – тривалість імпульсів, T – період проходження імпульсів.

5.4.6 За допомогою осцилографа виміряти параметри імпульсів ($t_i; U_i$). Результати вимірювань занести в робочий журнал.

5.4.7 Підключити вихідний сигнал імпульсного елемента (вихід *X16*) до входу вказаної у варіанті завдання ланки приведеної безперервної частини системи.

5.4.8 Контролювати реакцію вибраної ланки на вихідний сигнал імпульсного елемента другим входом осцилографа. Для зручності осцилографування реакції досліджуваних ланок перемикачем полярності другого входу осцилографа встановлювати спостережувані сигнали по обох каналах одного знака.

5.4.9 Зарисувати в робочий журнал осцилограми спостережуваних на осцилографі сигналів для кожної з указаних ланок, вимірявши їх величини на початку і в кінці тактового інтервалу. Для підвищення точності вимірювань змінювати коефіцієнт вхідного дільника осцилографа. При вимірюванні користуватися результатами виконання розрахунків попереднього завдання.

5.4.10 Підключити до входу *X13* імпульсного елемента вихід генератора синусоїдальних коливань, встановивши на його виході сигнал мінімальної частоти і амплітудою $U = 5$ В.

5.4.11 Зняти осцилограму вихідного сигналу на гнізді *X16* імпульсного елемента.

5.4.12 Зняти осцилограму вихідного сигналу формуючого елемента ΦE (вихід *X15*).

5.5 Обробка результатів досліджень

5.5.1 Зарисувати осцилограми досліджуваних сигналів.

5.5.2 За осцилограмою вихідного сигналу формуючого елемента записати його передавальну функцію.

5.5.3 За осцилограмою вихідного сигналу імпульсного елемента при гармонійному вхідному сигналі визначити рід амплітудно-імпульсної модуляції.

5.5.4 Порівняти результати теоретичних і експериментальних досліджень реакції лінійних ланок на вихідний сигнал реального імпульсного елемента.

Лабораторна робота 6

ДОСЛІДЖЕННЯ ІМПУЛЬСНОЇ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ

6.1 Замкнута імпульсна лінійна система регулювання і методи її дослідження

Структурна схема замкнутої імпульсної системи автоматичного регулювання зображена на рисунку 6.1.

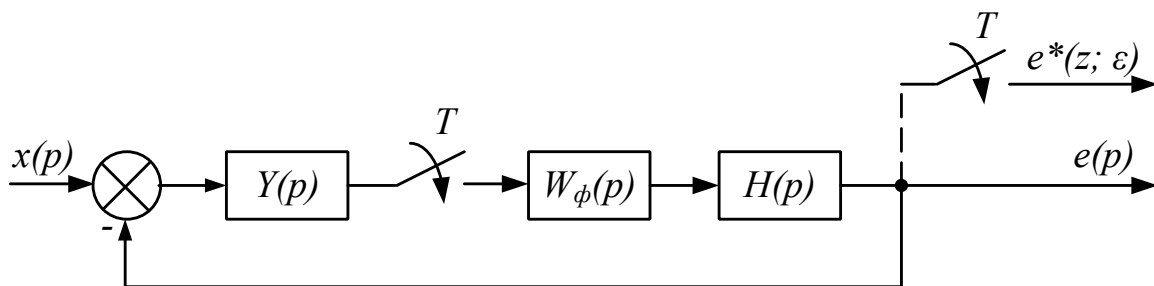


Рисунок 6.1

До даної структурної схеми може бути приведені велике число конкретних систем імпульсного регулювання. Залежно від виду передавальної функції формуючої ланки можемо отримувати систему з ідеальними, коли $W_\phi(p) = 1$, і реальними імпульсними елементами. Наприклад, при аналізі динамічних процесів автоматичного регулювання струму і напруги навантаження керованого випрямляча або широтного

перетворювача користуються поняттям ідеального імпульсного елемента. В імпульсній системі регулювання температури використовується елемент з прямокутними імпульсами, передавальна функція формуючої ланки якого $W_{\phi}(p) = \frac{1 - e^{-\gamma T}}{p}$. Математичний опис системи з реальним імпульсним елементом дещо складніший в порівнянні з ідеальним. Коли реальний імпульсний елемент формує прямокутні імпульси малої тривалості у порівнянні з періодом дискретності, тобто $\gamma \ll 1$, можна приблизно прийняти $e^{-\gamma p T} \approx 1 - \gamma \cdot p T$. Дане допущення дозволяє з достатньо високою точністю аналізувати системи, що містять реальний імпульсний елемент, користуючись поняттям ідеального імпульсного елемента. У результаті прийнятого допущення і виконаних на його підставі перетворень структурна схема, зображена на рисунку 6.1, трансформується до вигляду, зображеного на рисунку 6.2. Лінійні ланки з передавальними функціями $Y(p)$ і $H(p)$ являють собою безперервну частину системи. Залежно від призначення імпульсної системи автоматичного регулювання передавальні функції ланок безперервної частини системи можуть бути різними.

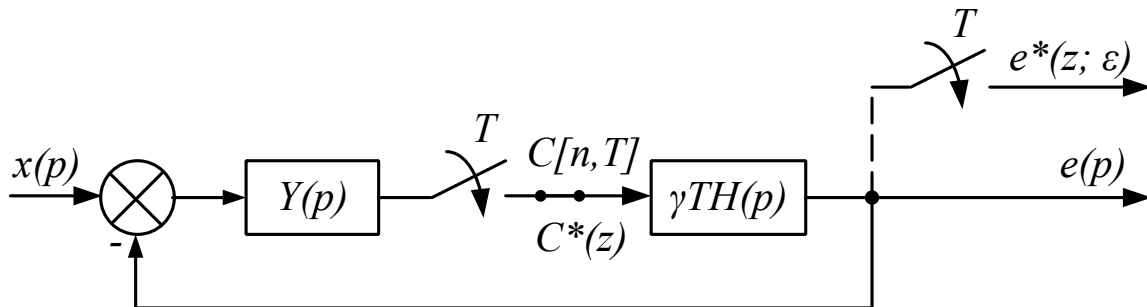


Рисунок 6.2

В імпульсній системі безперервний сигнал ланки $Y(p)$ квантується в тактові моменти часу T імпульсним елементом. Вихідний сигнал $C[nT]$ імпульсного елемента є послідовністю одиничних імпульсів, промодульованих за амплітудою вихідним сигналом ланки $Y(p)$.

$$C[nT] = \sum_{n=0}^{\infty} Y(nT) \cdot \delta[t - nT]. \quad (6.1)$$

Унаслідок того, що ланка $H(p)$ характеризується фільтруючими властивостями, її реакція $e(p)$ на послідовність одиничних імпульсів імпульсного елемента є безперервною функцією часу. Часто при аналізі динамічних процесів в імпульсній системі автоматичного регулювання досить мати інформацію про поведінку вихідної координати в тактові моменти часу. У такому разі до виходу системи підключається фіктивний імпульсний елемент, синхронізований з основним. У наведених на рисунках 6.1 і 6.2 структурних схемах підключення фіктивних імпульсних елементів показано пунктирними лініями. Вихідний сигнал фіктивного імпульсного елемента являє собою послідовність одиничних імпульсів, величини яких дорівнюють значенням вихідного сигналу системи в тактові моменти часу.

За аналогією з безперервною лінійною системою регулювання імпульсна система може описуватися передавальною функцією, яка пов'язує Z -перетворення вихідної величини фіктивного імпульсного елемента з Z -перетворенням вхідної величини системи

$$G^*(z) = \frac{e^*(z)}{x^*(z)}. \quad (6.2)$$

Даній передавальній функції відповідає структурна схема імпульсної системи регулювання, яка не містить безпосередньо перед імпульсним елементом динамічних ланок. Для структурних схем, зображених на рисунках 6.1 і 6.2, це відповідає випадку, коли $Y(p) = K$. Коли наведена умова не виконується, тобто перед імпульсним елементом у системі регулювання міститься динамічна ланка, то передавальна функція в явному вигляді для такої системи відсутня. У такому разі при аналізі такої імпульсної системи автоматичного регулювання користуються аналітичною залежністю, що визначає зв'язок між вхідним і вихідним сигналами.

Для отримання передавальної функції або залежності між вхідним і вихідним сигналами застосовують різні прийоми. Один з них полягає ось у чому. Виходячи з того, що аналоговий сигнал імпульсним елементом перетворюється в амплітудно-модульовану послідовність одиничних імпульсів, що піддаються Z -перетворенню, можемо записати (рисунок 6.2), що

$$e^*(z) = \gamma \cdot T \cdot H^*(z) \cdot C^*(z). \quad (6.3)$$

У свою чергу для вихідного сигналу імпульсного елемента одержимо

$$C^*(z) = x \cdot Y^*(z) - C^*(z) \cdot \gamma \cdot T \cdot H \cdot Y^*(z), \quad (6.4)$$

звідки

$$C^*(z) = \frac{x \cdot Y^*(z)}{1 + \gamma \cdot T \cdot H \cdot Y^*(z)}. \quad (6.5)$$

Підставивши формулу для вихідного сигналу імпульсного елемента у формулу для вихідного сигналу системи, отримаємо

$$e^*(z) = \frac{\gamma \cdot T \cdot x \cdot Y^*(z) \cdot H^*(z)}{1 + \gamma \cdot T \cdot H \cdot Y^*(z)}, \quad (6.6)$$

де

$$x \cdot Y^*(z) = Z(x(p) \cdot Y(p)), \quad (6.7)$$

а

$$H \cdot Y^*(z) = Z(H(p) \cdot Y(p)). \quad (6.8)$$

Отриманий аналітичний вираз визначає зв'язок між вхідним і вихідним сигналами досліджуваної системи. З наведеного виразу випливає, що в даній системі регулювання імпульсний елемент здійснює амплітудно-імпульсну модуляцію реакції ланки $Y(p)$ на вхідне діяння $x(p)$. А оскільки

$$x \cdot Y^*(z) = x^*(p) \cdot Y^*(p), \quad (6.9)$$

то для даної структурної схеми не можна отримати вираз для передавальної функції.

Динамічні процеси, що протікають в імпульсній системі, так само, як і в безперервній системі, визначаються властивостями коренів характеристичного рівняння. Тому аналітичний вираз зв'язку між вхідним і вихідним сигналами дає повну інформацію про досліджувану систему.

За аналогією з безперервними системами вираз для реакції імпульсної системи регулювання на вхідний сигнал $x(t)$ може бути поданий у вигляді суми перехідної і сталої складових.

$$e[nT] = e_n(nT) + e_{cm}[nT]. \quad (6.10)$$

Система буде стійкою, якщо перехідна складова має затухаючий у часі характер

$$\lim_{n \rightarrow \infty} e_n(nT) = 0. \quad (6.11)$$

Дана умова виконується, коли корені характеристичного рівняння лежать у лівій напівплощині коренів в p -області. Границею стійкості є уявна вісь (рисунок 6.3, а).

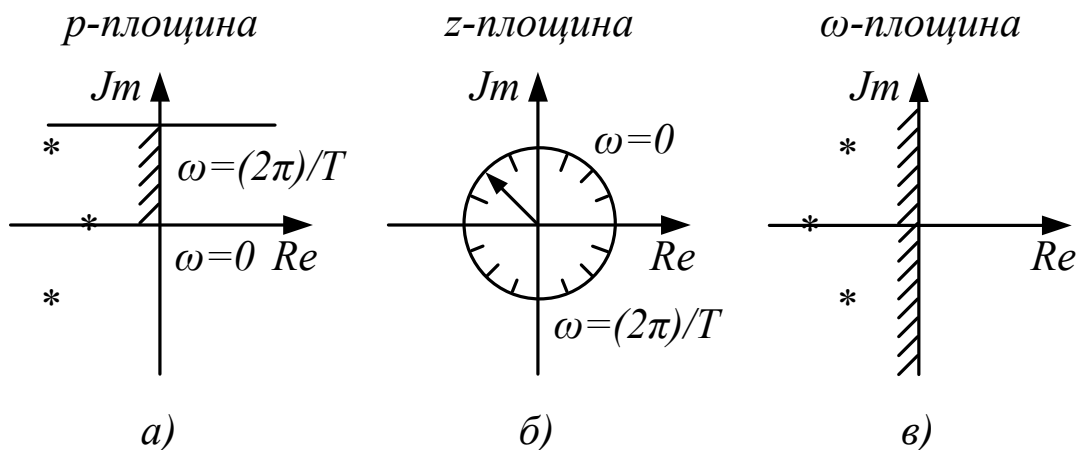


Рисунок 6.3

Для побудови області стійкості в Z -площині відобразимо уявну вісь p -площини на Z -площину. Для цього у виразі $z = e^{pT}$ замінимо p на $j\omega$, внаслідок чого отримаємо

$$z = e^{j\omega T} = \cos \omega T + j \sin \omega T. \quad (6.12)$$

При зміні частоти ω від 0 до $\frac{2 \cdot \pi}{T}$ на Z -площині вийде коло одиничного радіуса, що обмежує область стійкості (рисунок 6.3, б). Умовою стійкості буде знаходження коренів характеристичного рівняння

$$a_0 \cdot z^n + a_1 \cdot z^{n-1} + a_2 \cdot z^{n-2} + \dots + a_n = 0 \quad (6.13)$$

імпульсної системи всередині цього кола. Отже, корені повинні бути обмежені за модулем $|z_i| < 1$. Якщо в характеристичному рівнянні виконати підстановку $z = \frac{1+w}{1-w}$, то коло одиничного радіуса в площині Z перетвориться в уявну вісь на площині w . При цьому внутрішній частині кола Z -площини відповідає ліва напівплощина w (рисунок 6.3, в).

У результаті підстановки характеристичне рівняння набуває вигляду

$$a_0 \cdot \left(\frac{1+w}{1-w}\right)^n + a_1 \cdot \left(\frac{1+w}{1-w}\right)^{n-1} + a_2 \cdot \left(\frac{1+w}{1-w}\right)^{n-2} + \dots + a_n = 0, \quad (6.14)$$

або

$$a_0 \cdot (1+w)^n + a_1 \cdot (1+w)^{n-1} \cdot (1-w) + \dots + a_n \cdot (1-w)^n = 0, \quad (6.15)$$

або

$$a'_0 \cdot w^n + a'_1 \cdot w^{n-1} + \dots + a'_n = 0, \quad (6.16)$$

де a'_i – нові коефіцієнти рівняння.

Для перетвореного характеристичного рівняння можна використовувати критерій Гурвіця. Так, для характеристичного рівняння другого порядку $a_0 \cdot z^2 + a_1 \cdot z + a_2 = 0$ умови стійкості записуються таким чином:

$$a_0 + a_1 + a_2 > 0; \quad a_0 - a_2 > 0; \quad a_0 - a_1 + a_2 > 0. \quad (6.17)$$

Скориставшись наведеною методикою, визначимо умови стійкості для системи, зображеної на рисунку 6.2, коли передавальні функції вхідних в неї ланок мають вигляд

$$Y(p) = K \cdot \frac{T_6 p + 1}{T_7 p}; \quad (6.18)$$

$$H(p) = \frac{1}{(T_1 p + 1)^2}. \quad (6.19)$$

Для цього випадку передавальна функція наведеної безперервної частини системи

$$W(p) = Y(p) \cdot H_1(p) \cdot H_2(p), \quad (6.20)$$

а характеристичне рівняння має вигляд

$$1 + \gamma \cdot T \cdot W^*(z) = 0. \quad (6.21)$$

Виконавши Z -перетворення передавальної функції наведеної безперервної частини системи і підставивши в характеристичне рівняння, отримаємо

$$1 + \gamma \cdot K \cdot \frac{T}{T_7} \cdot \left[\frac{1}{z-1} - \frac{\left(1 - \frac{T_6}{T_1}\right) \cdot e^{-\frac{T}{T_1}}}{z - e^{-\frac{T}{T_1}}} \right] = 0. \quad (6.22)$$

Перетворене до канонічної форми характеристичне рівняння має вигляд

$$z^2 + z \cdot a_1 + a_2 = 0, \quad (6.23)$$

де

$$a_1 = \gamma \cdot K \cdot \frac{T}{T_7} \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{T_6}{T_1}\right) \cdot e^{-\frac{T}{T_1}} \right] - 1 - e^{-\frac{T}{T_1}}; \quad (6.24)$$

$$a_2 = e^{-\frac{T}{T_1}} \cdot \left(1 - \gamma \cdot K \cdot \frac{T}{T_7} \cdot \frac{T_6}{T_1} \right). \quad (6.25)$$

З отриманих коефіцієнтів характеристичних рівнянь складемо систему нерівностей, що визначають умови стійкості системи. Розв'язання рівнянь показує, що перші дві умови

виконуються для будь-яких значень параметрів системи регулювання, а з третьої випливає умова її стійкості

$$K < 2 \cdot \frac{T_7}{\gamma \cdot T} \cdot \frac{1 + e^{-\frac{T}{T_1}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_1}} + 2 \cdot \frac{T_6}{T_1} \cdot e^{-\frac{T}{T_1}}}. \quad (6.26)$$

Динамічні властивості імпульсних систем (як замкнених, так і розімкнених) можна характеризувати за допомогою перехідної функції $h(t)$ і функції ваги $w(t)$, які мають той же сенс, що і у разі безперервних систем. Найпростіше можна визначити їх дискретні значення $h[nT]$ і $w[nT]$, скориставшись формулою зворотного

$$h[nT] = \sum_{i=1}^n \text{Res}[H^*(z) \cdot z^{n-1}], \quad (6.27)$$

де $H^*(z)$ – зображення перехідної функції.

Вирахування в полюсі першого порядку

$$\text{Res}[H^*(z) \cdot z^{n-1}] = \lim_{z \rightarrow z_i} \frac{N^*(z) \cdot z^{n-1}}{M^*(z)} \cdot z^{n-1}, \quad (6.28)$$

де z_i – корінь порядку m .

У разі полюса порядку m

$$\text{Res}[H^*(z) \cdot z^{n-1}] = \frac{1}{(m-1)!} \cdot \lim_{z \rightarrow z_i} \frac{a^{m-1}}{a_z^{m-1}} \cdot [H^*(z) \cdot (z - z_i)^m]. \quad (6.29)$$

Перехідна характеристика $h[nT]$ і функція ваги $w[nT]$ складаються із суми сталих і перехідних складових.

Коли корені характеристичного рівняння $M^*(z) = 0$ обмежені за модулем $|z_i| < 1$, тобто імпульсна система стійка, перехідна складова в часі затухає. Швидкість її затухання залежить від виду коренів характеристичного рівняння.

Якщо сумістити корені характеристичного рівняння з початком координат Z -площини, що досягається вибором

параметрів системи, у результаті якого $a_1 = a_2 = \dots = a_n$, то перехідна складова затухає за кінцеве число періодів T імпульсного елемента. При цьому число періодів перехідного процесу дорівнює порядку характеристичного рівняння. Такий перехідний процес називається процесом кінцевої тривалості (ПКТ), а умови його отримання – умовами процесу кінцевої тривалості.

Подібне явище не зустрічається в безперервних системах автоматичного регулювання, у яких перехідні процеси затухають лише при $t \rightarrow \infty$.

Виконання умов кінцевої тривалості робить імпульсну систему оптимальною за швидкодією, оскільки в будь-якому іншому випадку тривалість перехідних процесів буде більша.

Визначимо умови кінцевої тривалості для наведеної на рисунку 6.3 імпульсної системи автоматичного регулювання з передавальними функціями ланок

$$Y(p) = K \cdot \frac{T_6 p + 1}{T_7 p}; \quad H(p) = \frac{1}{T_1 p + 1}.$$

У даному випадку передавальна функція наведеної безперервної частини системи матиме різницю порядків поліномів чисельника і знаменника, рівну одиниці. Це говорить про те, що реакція наведеної безперервної частини на вихідний сигнал імпульсного елемента має розриви першого роду. Розриви в реакції в часі збігаються з тактовими моментами імпульсного елемента. Інформацію для імпульсного елемента про динамічні процеси в системі несуть лівосторонні значення реакції. Тому для модуляції імпульсним елементом лівосторонніх значень реакції безперервної частини перетворимо характеристичне рівняння до вигляду

$$1 + z^{-1} \cdot \gamma \cdot T \cdot Y \cdot H^*(z, 1) = 0. \quad (6.30)$$

Виконавши модифіковане Z -перетворення при $\varepsilon = 1$ передавальної функції приведеної безперервної частини системи, підставимо (6.30) в характеристичне рівняння. Прирівнявши нулю коефіцієнти a_1 і a_2 характеристичного рівняння, отримаємо умову процесу кінцевої тривалості

$$T_6 = T_1 \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{T_1}}\right); \quad (6.31)$$

$$K = \frac{T_7}{\gamma \cdot T \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{T_1}}\right)}. \quad (6.32)$$

Для перевірки достовірності вибору параметрів аналізованої системи автоматичного регулювання визначимо її реакцію на ступінчасте вхідне діяння $x(p) = \frac{1}{p}$. Для цього виконаємо додаткові перетворення, пов'язані з отриманням Z -перетворення полінома чисельника аналітичного виразу, що визначає зв'язок між вхідним і вихідним сигналами системи. Потім, підставивши в поліноми чисельника і знаменника умови процесу кінцевої тривалості і виконавши перетворення, отримаємо вираз для вихідного сигналу системи

$$e^*(z) = \frac{z^2 + z \cdot \left(\frac{T}{T_1} \cdot \frac{1}{1 - e^{-\frac{T}{T_1}}} - 1 \right)}{z^2 - z}. \quad (6.33)$$

Значення перехідного процесу $e[nT]$ системи можуть бути отримані у вигляді коефіцієнтів при z^{-n} розкладанням у степеневий ряд функції $e^*(z)$:

$$e^*(z) = C_0 + C_1 \cdot z^{-1} + C_2 \cdot z^{-2} + \dots + C_n \cdot z^{-n}. \quad (6.34)$$

Коефіцієнти $C_0, C_1, C_2, \dots, C_n$ чисельно дорівнюють значенням перехідного процесу системи в тактові моменти часу. Значення коефіцієнтів одержуємо шляхом ділення полінома чисельника функції $e^*(z)$ на поліном знаменника.

Початкове і кінцеве значення перехідного процесу в системі можна отримати на підставі відповідних теорем Z -перетворення:

$$\lim_{n \rightarrow 0} e[nT] = \lim_{Z \rightarrow \infty} e^*(Z); \quad (6.35)$$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} e[nT] = \lim_{Z \rightarrow 1} (Z - 1) \cdot e^*(Z). \quad (6.36)$$

6.2 Попереднє завдання

6.2.1 Нарисувати структурну схему замкненої імпульсної системи регулювання згідно з рисунком 6.3. Як регулятор $Y(p)$ застосована ланка $H_c(p)$. Передавальні функція і параметри вказаних ланок наведені в таблиці Б.1.

6.2.2 Користуючись умовою стійкості досліджуваної системи, обчислити критичну величину коефіцієнта підсилення K , враховуючи, що період дискретності імпульсного елемента $T = 2,5 \cdot 10^{-3}$ с, а $\gamma = 0,1$.

6.2.3 Обчислити величину коефіцієнта підсилення K , необхідну для реалізації процесу кінцевої тривалості.

6.2.4 Виконати розрахунок перехідного процесу в досліджуваній системі, користуючись виразом для $e^*(z)$ з урахуванням умов ПКТ.

6.3 Робоче завдання

6.3.1 Зібрати на лабораторному стенді досліджувану систему згідно зі структурною схемою.

6.3.2 Виміряти значення коефіцієнта підсилення K , який відповідає границі стійкості для $W(p) = H_1(p) \cdot H_2(p)$.

6.3.3 Вивчити характер коливань у нестійкій імпульсній системі автоматичного регулювання. Заосцилографувати автоколивання.

6.3.4 Реалізувати в досліджуваній системі умови ПКТ для $W(p) = H_1(p)$. Заосцилографувати перехідний процес при ступінчастому вхідному діянні.

6.4 Виконання робочого завдання

6.4.1 Контроль форми сигналів і вимірювання їх параметрів у даній роботі здійснюється за допомогою осцилографа, синхронізуючий вхід якого підключений до виходу "Синхр.", розташованого на передній панелі стенда. Масштаб за віссю часу осцилографа 1 мс/поділ., за віссю напруги 5 В/поділ.

6.4.2 Подати на вхід $X13$ імпульсного елемента IE вхідний сигнал $1(t)$.

6.4.3 Підключити вхід $X14$ широкоімпульсного модулятора (ШІМ) до виходу джерела живлення E_1 .

6.4.4 Вихідний сигнал імпульсного елемента контролювати осцилографом на виході $X16$.

6.4.5 Зміною величини і знака напруги джерела живлення E_1 обертанням ручки стенда " E_1 " отримати на виході $X16$ імпульсного елемента послідовність прямокутних імпульсів. Встановити відносну тривалість імпульсів $\gamma = t_i/T = 0,1$, де t_i – тривалість імпульсу, T – період їх проходження.

6.4.6 Звільнити вхід $X13$ і вихід $X16$ імпульсного елемента. Зібрати замкнуту імпульсну систему регулювання згідно зі структурною схемою. Регулятор $H_c(p)$ реалізується на ланці $Y(p)$ шляхом указаних у таблиці Б.1 комбінацій комутацій перемикачів $S1$ і $S2$ при натиснутій клавіші перемикача $S5$. При з'єднанні ланок ураховувати знаки їх передавальних функцій. При необхідності, для отримання негативного зворотного зв'язку, застосовувати ланку $K = -1$. Сигнал зворотного зв'язку подавати на вхід $X9$ ланки $Y(p)$.

6.4.7 Вхід $X10$ ланки $Y(p)$ під'єднати до виходу джерела живлення E_1 , заздалегідь встановивши на ньому $+2$ В.

6.4.8 Збільшенням коефіцієнта підсилення K домогтися виникнення коливань у системі.

6.4.9 Регулювання величини K здійснюється зміною резистора R_v ланки $Y(p)$ плавним обертанням ручки $U_{\text{дб}}$.

6.4.10 Зафіксувавши момент виникнення коливань, ланку $Y(p)$ вимкнути із системи і за допомогою генератора і вольтметра виміряти величину K .

6.4.11 Для дослідження ПКТ необхідно заздалегідь установити розрахункове значення величини K , ланку $Y(p)$ знову увімкнути в контур регулювання. На вхід $X10$ подати вхідну дію $1(t)$.

6.4.12 Вхідний сигнал $1(t)$ контролювати першим входом осцилографа, а сигнал на виході ланки $H_1(p)$ – другим входом.

6.5 Обробка результатів досліджень

6.5.1 Порівняти розрахункову та експериментальну величини коефіцієнта підсилення K , який відповідає границі стійкості.

6.5.2 Обчислити відношення частоти автоколивань і частоти модуляції імпульсного елемента.

6.5.3 Порівняти розрахунковий і експериментальний перехідні процеси при вхідному діянні $1(t)$.

6.5.4 Визначити число тактів перехідного процесу і порівняти з порядком характеристичного рівняння.

Лабораторна робота 7

ДОСЛІДЖЕННЯ НЕЛІНІЙНОЇ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ

7.1 Поняття про нелінійні системи і методи їх дослідження

У попередніх лабораторних роботах досліджувалися лінійні системи автоматичного регулювання, які описуються лінійними диференціальними рівняннями. У цих рівняннях залежні змінні і їх похідні зустрічаються лише в першому ступені і відсутні взаємні добутки змінних і їх добутки з похідними. На практиці строго лінійних систем не існує, оскільки характеристики більшості їх елементів (наприклад, підсилювачів, виконавчих двигунів, вимірювальних елементів і ін.) лінійні лише на певній ділянці. Точні диференціальні рівняння систем автоматичного регулювання є нелійними. Дослідження нелінійних диференціальних рівнянь є складним завданням, тому в тих випадках, коли заміна нелінійних характеристик лінійними не приводить до втрати якісних особливостей і помітної зміни кількісних оцінок системи, удаються до їх лінеаризації. Лінійна теорія автоматичного регулювання по суті використовується для дослідження нелінійних систем, що описуються лінеаризованими рівняннями. Проте в тих випадках, коли потрібна висока точність аналізу динамічних процесів у системах з широким діапазоном

зміни керуючої дії, лінійна теорія може дати велику кількісну похибку. Крім того, зустрічаються такі нелінійні елементи, що називаються істотно нелійними, для яких не допускається заміна характеристик лійними, оскільки при такій заміні спотворюється не тільки кількісна оцінка, але змінюється і якість динамічних процесів.

Нелінійною системою регулювання називається система, у яку входить один або декілька нелінійних елементів. Нелінійний елемент характеризується непропорційною залежністю між вхідними і вихідними сигналами. Статичну характеристику нелінійного елемента не можна подати однією прямою лінією.

Нелінійності діляться на природні і штучні. Природні нелінійності виникають у системі як результат її конструктивних особливостей (наприклад, люфт, мертвий хід, нелінійність, пов'язана з насиченням, і ін.). Штучні нелінійності вводяться в систему з метою досягнення певних властивостей. Найбільш поширеними нелійними системами є релейні системи. Статичні характеристики найбільш поширених нелінійних елементів наведені в таблиці Б.3. Перша з них належить ідеальній релейній ланці. Статична характеристика такої ланки описується такою системою рівнянь:

$$y = \begin{cases} y_a, & \text{при } x \geq 0; \\ -y_a, & \text{при } x < 0. \end{cases} \quad (7.1)$$

Друга характеристика належить ланці типу "обмеження" (або "насичення"). Подібними характеристиками володіють усі реальні підсилювачі (електронні, магнітні, пневматичні, гідравлічні), обмежені за вихідним параметром при великих вхідних сигналах. Математично статична характеристика даної ланки описується таким чином:

$$y = \begin{cases} kx, & \text{при } |x| \leq x_a; \\ y_a \operatorname{sign} x, & \text{при } |x| > x_a. \end{cases} \quad (7.2)$$

Перший і другий елементи відносяться до нелінійних ланок з однозначними статичними характеристиками.

Третя характеристика належить двопозиційному релейному елементу. Даною характеристикою володіють охоплені позитивним зворотним зв'язком підсилювачі з характеристикою

типу обмеження. Дана характеристика дещо ідеалізується. У реальній ланці зазвичай величина вхідного сигналу, при якій спостерігається стрибок вихідної величини y , буває різною для перемикачів у прямому і у зворотному напрямках. Математично статична характеристика даної ланки описується такою системою рівнянь:

$$y = \begin{cases} y_a, & \text{при } x_a \leq x \leq \infty; \\ -y_a, & \text{при } -\infty < x \leq x_a. \end{cases} \quad (7.3)$$

Остання характеристика таблиці належить ланці з гістерезисною петлею. Даною характеристикою, наприклад, володіють механічні системи із зазором. Аналітично наведена статична характеристика описується таким чином:

$$y = \begin{cases} kx, & \text{при } x - x_0 \leq \infty; \\ kx, & \text{при } -x + x_0 \leq -x_0; \\ y_a \cdot \text{sign} x, & \text{при } |x| = x_0. \end{cases} \quad (7.4)$$

Елементи, які мають третю і четверту характеристики таблиці, відносяться до нелінійних ланок з двозначними статичними характеристиками.

Щоб з'ясувати дію й особливості одно- і двозначного релейних елементів, подамо на їх вхід сигнал синусоїдальної форми $x(t) = A \cdot \sin \omega t$.

При подачі на вхід нелінійної ланки з ідеальною релейною характеристикою гармонійного сигналу на її виході збуджуються прямокутні знакозмінні коливання з амплітудою y_a і частотою вхідного сигналу $x(t)$. Перемикач ідеального релейного елемента відбувається в моменти переходу вхідного сигналу через нуль, тобто фазовий зсув між вхідними і вихідними сигналами дорівнює нулю (рисунок 7.1).

При подачі синусоїдального сигналу на вхід двоопераційного релейного елемента (рисунок 7.2) перемикач в схемі мають складніший характер. При збільшенні вхідного сигналу на інтервалі від 0 до t_1 , перемикач релейного елемента відбувається в точці 1. Робоча точка за статичною характеристикою переміщається із стану 1 в стан 2.

Подальше збільшення вхідного сигналу на тимчасовому інтервалі $t_1 - t_2$ не супроводжується перемикачними релейного

елемента. На інтервалі $t_2 - t_3$ відбувається зміна знака вхідного сигналу, що не викликає зміни стану релейного елемента.

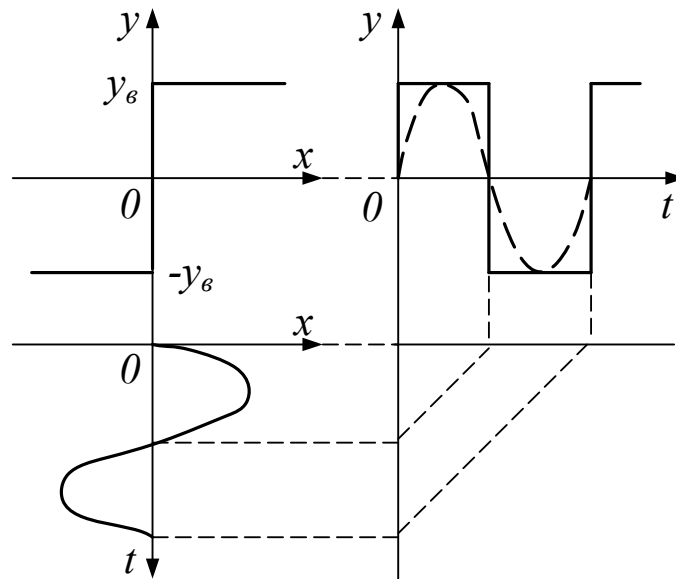


Рисунок 7.1

Чергове перемикання відбувається в моменти часу t_3 і t_4 , внаслідок чого цикл формування вихідного сигналу $y(t)$ закінчується. Аналіз діаграми перемикань двопозиційного релейного елемента показує, що в результаті наявності петлі гістерезису фазовий зсув φ між вхідним $x(t)$ і вихідним $y(t)$ сигналами відмінний від нуля. Величина фазового зсуву залежить від ширини петлі гістерезису й амплітуди вхідного сигналу.

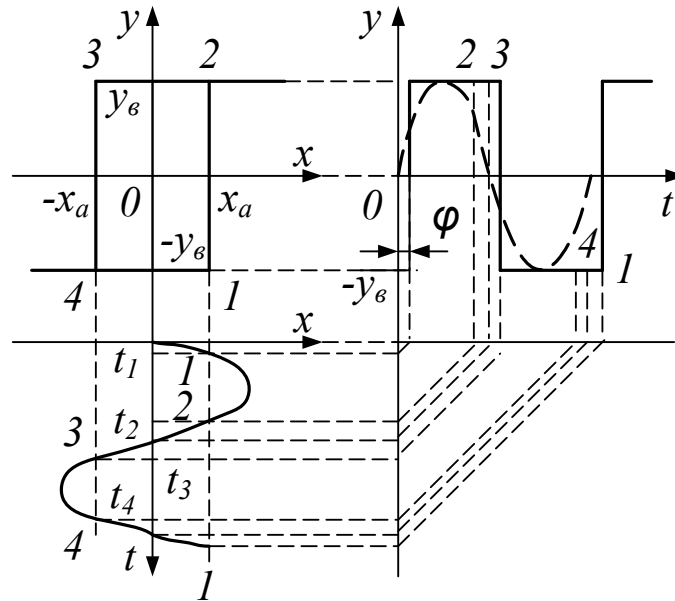


Рисунок 7.2

Як видно з розгляду роботи релейних елементів, параметри систем, що містять нелінійні ланки, залежать від величини їх вхідних сигналів. Тому до нелінійних систем непридатні методи дослідження лінійних систем. Так, у даних системах не діє принцип суперпозиції, оскільки реакція нелінійної системи не дорівнює сумі діянь на окремі діяння. До нелінійних систем непридатна властивість комутативності, тобто в системі не можна міняти місцями між собою нелінійні елементи, а також нелінійні і лінійні елементи.

Для дослідження нелінійних систем не можна застосовувати перетворення Лапласа й отримані на його основі передавальні функції, як це робилося в лінійних системах.

З розглянутих релейних елементів (рисунки 7.1, 7.2) випливає, що в нелінійній системі можливі стійкі коливання певної амплітуди і частоти. Режим автоколивань часто не тільки допустимий, але й бажаний.

Стійкість нелінійних систем визначається не тільки структурою і параметрами системи (як у лінійних системах), але і залежить від початкових відхилень від початкової рівноваги. Тому поняття стійкості для нелінійних систем значно складніше, ніж для лінійних. Якщо лінійні системи мають єдиний стан рівноваги, який може бути стійким або нестійким, то в нелінійній системі їх може бути декілька.

Як уже наголошувалося, у нелінійній системі можуть існувати стійкі автоколивання, обумовлені принципом її роботи. Таким чином, у нелінійних системах розрізняють два поняття стійкості: стійкість стану рівноваги і стійкість автоколивань. Обидва ці стани залежать не тільки від структури системи і її параметрів, але і від початкових відхилень системи відносно стану рівноваги. Якщо початкові відхилення $x(t)$ не перевищують деякої величини a і процес затухає (крива 1 на рисунку 7.3), то стан $x=0$ стійкий. Якщо початкове значення $x(t)$ перевищує a і процес розходиться (крива 2), то стан $x=0$ нестійкий.

Параметр a є свого роду границею стійкості за початковим відхиленням. Залежно від його величини розрізняють:

- стійкість "у малому". Система стійка "в малому", якщо вона стійка тільки при малих початкових відхиленнях (крива 1);
- стійкість "у великому". Система стійка "у великому", якщо вона стійка в кінцево великих початкових відхиленнях (крива 3);
- стійкість "у цілому". Система стійка "в цілому", якщо вона стійка при будь-яких необмежено великих початкових відхиленнях.

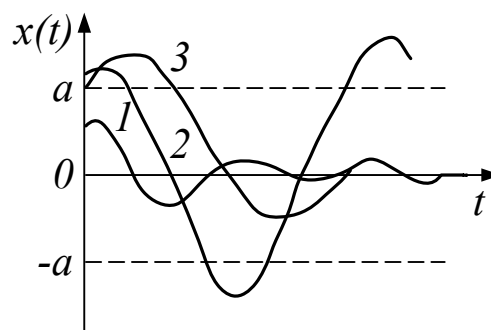


Рисунок 7.3

Як видно з рисунка 7.3, стан рівноваги нелінійної системи може бути стійким "у малому" і нестійким "у великому" (криві 1; 2).

Стійка система після зняття зовнішньої дії повертається в початковий стан. Така стійкість називається асимптотичною (стійкістю в точці). Крім того, в нелінійних системах може бути стійкість у деякій області (неасимптотична стійкість), що

характеризується поверненням системи в певну область після зняття дії.

Розв'язання задачі про абсолютну стійкість системи з однією однозначною нелінійною ланкою (тобто стійкості при будь-якій формі нелінійності із слабким обмеженням) може бути виконане за частотним методом В.М. Попова.

Нехай система (рисунок 7.4) містить однозначну нелінійність

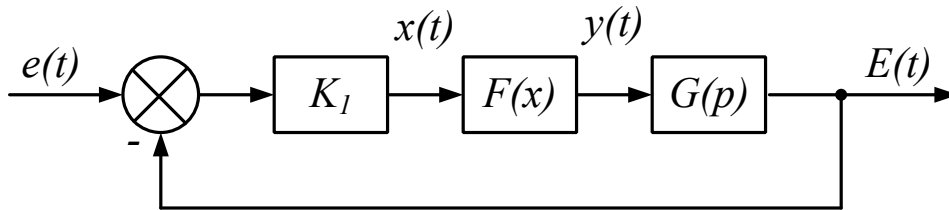


Рисунок 7.4

$y = F(x)$, яка має будь-який контур, що не виходить із заданого кута $\arctg K$ (рисунок 7.5).

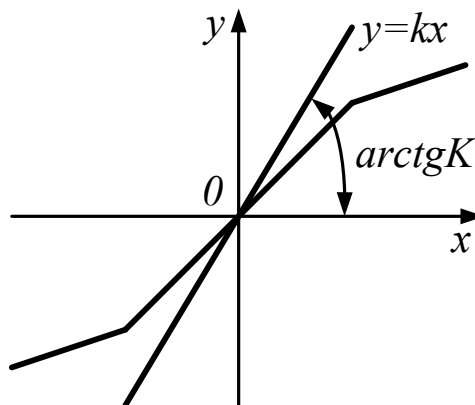


Рисунок 7.5

Передавальна функція лінійної частини системи

$$G(p) = \frac{N(p)}{M(p)}, \quad (7.5)$$

де $N(p) = a_0 \cdot p^n + a_1 \cdot p^{n+1} + \dots + a_n$; $M(p) = b_0 \cdot p^m + b_1 \cdot p^{m-1} + \dots + b_m$; причому $m > n$.

Корені характеристичного рівняння $M(p) = 0$ лежать у лівій напівплощині або ж окрім них є ще не більше двох нульових коренів. Даним вимогам відповідає лінійна частина, складена з лінійних ланок, указаних в таблиці Б.1.

$$G(p) = H_1(p) \cdot H_2(p) \cdot H_3(p) = \frac{1}{(T_1 p + 1)^2 \cdot (T_3 p + 1)}. \quad (7.6)$$

Подамо комплексну передавальну функцію лінійної частини в алгебраїчній формі:

$$\begin{aligned} G(j\omega) &= U(j\omega) + jV(j\omega) = \\ &= \frac{1 - \omega^2 \cdot T_1 \cdot (T_1 + 2 \cdot T_3)}{(1 + \omega^2 \cdot T_1^2)^2 \cdot (1 + \omega^2 \cdot T_3^2)} - j\omega \frac{2 \cdot T_1 - T_3 \cdot (1 - \omega^2 \cdot T_1^2)}{(1 + \omega^2 \cdot T_1^2)^2 \cdot (1 + \omega^2 \cdot T_3^2)}. \end{aligned} \quad (7.7)$$

Спочатку вважатимемо, що замість нелінійного елемента увімкнений лінійний елемент з коефіцієнтом підсилення K_0 . У цьому випадку комплексна передавальна функція розімкненої системи набуде такого вигляду:

$$W_p(j\omega) = K_0 \cdot K_1 \cdot [U(\omega) + jV(\omega)]. \quad (7.8)$$

Згідно з критерієм стійкості Найквіста для стійкості замкнутої системи необхідно, щоб годограф а.ф.х. передавальної функції $W_p(j\omega)$ не охоплював точку $(-1; j0)$. Цей критерій можна сформулювати по-іншому: для стійкості замкнутої системи необхідно, щоб годограф а.ф.х. передавальної функції

$$G(j\omega) = K_1 \cdot [U(\omega) + jV(\omega)] \quad (7.9)$$

не охоплював точку з координатами $\left(-\frac{1}{K_0}; j0\right)$.

Введемо тепер перетворену комплексну передавальну функцію

$$G^*(j\omega) = K_1 \cdot [U^*(\omega) + jV^*(\omega)], \quad (7.10)$$

де $U^*(\omega) = U(\omega)$; $V^*(\omega) = \omega \cdot V(\omega)$.

Для вибраної передавальної функції лінійної частини системи отримаємо

$$G^*(j\omega) = K_1 \cdot \frac{1 - \omega^2 \cdot T_1 \cdot (T_1 + 2 \cdot T_3)}{(1 + \omega^2 \cdot T_1^2)^2 \cdot (1 + \omega^2 \cdot T_3^2)} - jK_1 \cdot \omega^2 \cdot \frac{2 \cdot T_1 - T_3 \cdot (1 - \omega^2 \cdot T_1^2)}{(1 + \omega^2 \cdot T_1^2)^2 \cdot (1 + \omega^2 \cdot T_3^2)}. \quad (7.11)$$

На рисунку 7.6 подамо сімейство годографів досліджуваної системи для різних величин K_1 .

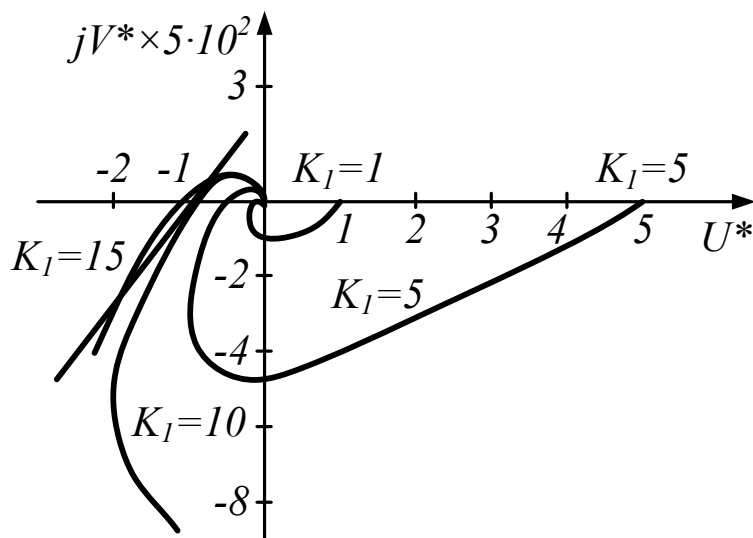


Рисунок 7.6

Згідно з критерієм стійкості В.М. Попова система характеризуватиметься абсолютною стійкістю тоді, коли годограф а.ф.х. лежить правіше від прямої, проведеної через точку $\left(-\frac{1}{K_0}; j0\right)$.

Широке застосування для дослідження нелінійних систем автоматичного управління високого порядку ($n > 2$) отримав наближений метод гармонійної лінеаризації (або гармонійного балансу).

Суть методу полягає в заміні нелінійної ланки лінійною, що здійснює такі ж перетворення гармонійних коливань, як і нелінійна. Така заміна дозволяє досліджувати нелінійні системи частотними методами, що застосовуються в лінійних системах, тобто проводити аналіз стійкості, виявляти наявність автоколивань з визначенням їх амплітуди і частоти, розв'язувати задачу корекції.

Для пояснення принципу гармонійної лінеаризації скористаємося структурною схемою нелінійної системи автоматичного регулювання, зображеною на рисунку 7.4.

Припустимо, що в даній системі при $e(t) = 0$ на виході нелінійної ланки $F(x)$ існують симетричні полігармонійні коливання

$$y(t) = \sum_{i=1}^{\infty} y_i \cdot e^{j(\omega t + \varphi_i)}, \quad (7.12)$$

де y_i і φ_i – амплітуда і фаза i -ї гармонійної складової.

Вихідний сигнал нелінійного елемента, проходячи через лінійну частину $W(p)$, фільтрується в такому ступені, що в сигналі $E(t)$ на виході лінійної частини можна нехтувати всіма гармоніками, починаючи з $i = 2$. У такому разі вихідний сигнал лінійної частини пропорційний першій гармоніці вихідного сигналу нелінійної ланки

$$E(t) = A_1 \cdot y_1 \cdot e^{j(\omega t + \varphi_1)}, \quad (7.13)$$

де A_1 – модуль коефіцієнта передачі лінійній частині на частоті першої гармоніки.

Дане припущення носить назву гіпотези фільтра і є необхідною умовою гармонійної лінеаризації. З нього випливає, що чим більша різниця порядків поліномів чисельника і знаменника $W(p)$, тим менша розбіжність між нелінійною і лінеаризованою системами.

Відомо, що гармонійне коливання $E(t)$ можна подати в такому вигляді:

$$E(t) = q' \cdot \sin \omega t + b' \cdot \cos \omega t, \quad (7.14)$$

де q' і b' – коефіцієнти першої гармоніки ряду Фур'є:

$$q' = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(A \sin \omega t) \cdot \sin \omega t d\omega t; \quad (7.15)$$

$$b' = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(A \sin \omega t) \cdot \cos \omega t d\omega t. \quad (7.16)$$

Тоді комплексне зображення вхідної $x(t)$ і вихідної $y(t)$ величин нелінійної ланки мають вигляд (для їх першої гармоніки)

$$x(t) = A \cdot e^{j\omega t}; \quad (7.17)$$

$$y(t) = q' \cdot e^{j\omega t} + jb' \cdot e^{j\omega t}. \quad (7.18)$$

Відношення комплексних зображень першої гармоніки вихідного сигналу до вхідного називається еквівалентним комплексним коефіцієнтом підсилення нелінійного елемента

$$K_{i.\dot{a}} = \frac{y(t)}{x(t)} = \frac{q' \cdot e^{j\omega t} + jb' \cdot e^{j\omega t}}{A \cdot e^{j\omega t}} = q(A) + jb(A), \quad (7.19)$$

де $q(A) = \frac{q'}{A}$, $b(A) = \frac{b'}{A}$ – коефіцієнти гармонійної лінеаризації.

У показовій формі

$$K_{н.е} = N(A) \cdot e^{j\varphi(A)}, \quad (7.20)$$

де $N(A) = \sqrt{q^2(A) + b^2(A)}$ – модуль еквівалентного коефіцієнта підсилення; $\varphi(A) = \arctg \frac{b(A)}{q(A)}$ – аргумент.

З виразів для $N(A)$ і $\varphi(A)$ випливає, що модуль і аргумент еквівалентного комплексного коефіцієнта підсилення залежать від амплітуди A вхідного коливання і не залежать від частоти.

Методику визначення $K_{i.a}$ розглянемо на прикладі статичної характеристики ідеального релейного елемента (рисунок 7.5).

При подачі на його вхід сигналу $x(A) = A \cdot \sin \omega t$ на виході отримаємо послідовність прямокутних імпульсів. Внаслідок того, що вихідний сигнал релейного елемента є непарною функцією (симетрія II-роду), то коефіцієнт ряду Фур'є $b' = 0$, а коефіцієнт a' обчислимо як

$$a' = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} y_a \cdot \sin \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} \cdot y_a \cdot (-\cos \omega t) \Big|_0^{\pi} = \frac{4}{\pi} \cdot y_a. \quad (7.21)$$

Еквівалентний коефіцієнт підсилення ідеального релейного елемента дорівнює

$$K_{i.a} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{y \cdot b}{A}. \quad (7.22)$$

У таблиці Б.3 наведені формули для еквівалентних коефіцієнтів підсилення нелінійних ланок, що розглядаються в даній лабораторній роботі.

Для випадку стійкої лінійної частини системи коливання в системі виникають завдяки нелінійному елементу. Тому згідно з критерієм Найквіста для граничного випадку стійкості отримаємо

$$K_{n.e} \cdot A_n(f_{кр}) = 1. \quad (7.23)$$

Критичне значення частоти відповідає фазовому зсуву. Звідси умови автоколивального процесу будуть характеризуватися двома станами:

$$\begin{cases} K_{n.e} \cdot A_n(f_{кр}) = 1; \\ \varphi_n(f_{кр}) + \varphi_{n.e} = -\pi. \end{cases} \quad (7.24)$$

Перший стан системи називають рівнянням балансу амплітуд, а друге – рівнянням балансу фаз. Рівняння гармонійного балансу дозволяє отримати параметри автоколивального режиму, до яких відносяться частота коливань $f_{кр}$, еквівалентний коефіцієнт підсилення нелінійного елемента $K_{n.e}$ і амплітуда вхідного сигналу $x(t)$.

7.2 Попереднє завдання

7.2.1 Нарисувати структурну схему замкненої нелінійної системи регулювання згідно з рисунком 7.4.

7.2.2 Як лінійну частину системи $W(p)$ застосувати послідовне з'єднання ланок $H_1(p)$, $H_2(p)$, $H_3(p)$.

7.2.3 Обчислити значення критичної частоти автоколивань у системі за формулою

$$f_{кр} = \frac{I}{2 \cdot T_l} \cdot \sqrt{1 + \frac{2 \cdot T_l}{T_3}}. \quad (7.25)$$

Величини постійних часу, що входять у наведену формулу, визначити на підставі таблиці Б.1.

7.2.4 Обчислити коефіцієнт передачі лінійної частини системи на критичній частоті

$$A_l(f_{кр}) = \frac{I}{2 \cdot \left(\frac{T_3}{T_l} + \frac{T_l}{T_3} \right) + 4}. \quad (7.26)$$

7.2.5 За годографом (рисунок 7.5) визначити критичні значення коефіцієнта підсилення K_1 , що відповідають границі стійкості системи.

7.2.6 Застосувавши умови стійкості, отримані на підставі методу гармонійної лінеаризації, обчислити величину коефіцієнта передачі ідеального релейного елемента на критичній частоті

$$K_{н.е} = \frac{I}{A_l(f_{кр})}. \quad (7.27)$$

7.2.7 Обчислити амплітуду вхідного сигналу релейного елемента за формулою

$$A = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{y_e}{K_{н.е}}, \quad (7.28)$$

у якій u_e визначити зі статичної характеристики.

7.3 Робоче завдання

7.3.1 Зняти статичні характеристики нелінійних елементів згідно з таблицею Б.3.

7.3.2 Дослідити стійкість замкнутої нелінійної системи автоматичного регулювання за критерієм В.М. Попова.

7.3.3 Дослідити автоколивання в нелінійній системі з релейним елементом.

7.4 Виконання робочого завдання

7.4.1 Зняття статичних характеристик нелінійних ланок виконати подачею на вхід (гніздо $X11$) напруги джерела живлення E_1 . Зміну знаків і величин вхідної і вихідної напруг досліджуваної нелінійної ланки контролювати і вимірювати електронним вольтметром постійного струму. Особливо ретельно вимірювати значення x_a і відповідні їм значення u_a . Результати вимірювань занести в лабораторний журнал.

7.4.2 Для дослідження стійкості за критерієм В.М. Попова зібрати замкнуту нелінійну систему автоматичного регулювання згідно з рисунком 7.4. Як нелінійний елемент $F(x)$ застосувати ланку з обмеженням (варіант 2 таблиці Б.3). Як елемент з передавальною функцією K_1 застосувати ланку $Y(p)$. Перемикач $S1$ розімкнути, $S2$ замкнути. Як вхід використовувати гніздо $X2$. Для отримання негативного зворотного зв'язку до складу системи регулювання включити ланку $K = -1$. Обертанням ручки U_{BX} змінити величину K_1 , отримати в системі автоколивання і виміряти їх частоту. Після цього ланку $Y(p)$ виключити зі складу системи регулювання і за допомогою генератора і вольтметра виміряти величину K_1 .

7.4.3 Для дослідження автоколивань з ідеальним релейним елементом його вхід (гніздо $X11$) під'єднати до виходу ланки $H_2(p)$, а вихід (гніздо $X12$) до входу ланки $H_1(p)$.

7.4.4 Заосцилографувати сигнали на вході і виході релейного елемента, вимірявши їх амплітуду і частоту.

7.5 Обробка результатів досліджень

7.5.1 Побудувати статичні характеристики нелінійних ланок.

7.5.2 Порівняти експериментально отримане значення K_1 з його значенням за годографом В.М. Попова.

7.5.3 Порівняти параметри автоколивань з результатами розрахунку.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1 Теория автоматического управления. Ч. 1. Теория линейных систем автоматического регулирования / А.А. Воронов, Д.П. Ким, В.М. Локин и др., Под ред. А.А. Воронова. – М.: Высш. шк., 1986. – 367 с.

2 Теория автоматического управления. Ч. 2. Теория нелинейных и специальных систем автоматического управления. / А.А. Воронов, Д.П. Ким, В.М. Локин и др.; Под ред. А.А. Воронова. – М.: Высш. шк., 1986. – 504 с.

3 Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления и регулирования. – К.: Виц. шк., 1988. – 431 с.

4 Гольдфарб Л.С. Теория автоматического управления / Под ред. А.В. Нетушила. – М.: Высш. шк., 1976. – Ч. 1. – 400 с; 1982. – Ч. 2. – 432 с.

5 Теория автоматического управления: Нелинейные системы управления при случайных воздействиях / Нетушил А.В., Балтрушевич А.В., Бурляев В.В. и др. / Под ред. А.В. Нетушила. – М.: Высш. шк., 1983. – 432 с.

6 Джури Э.В. Импульсные системы автоматического регулирования. – М.: Госфизматиздат, 1963. – 455 с.

ДОДАТОК А

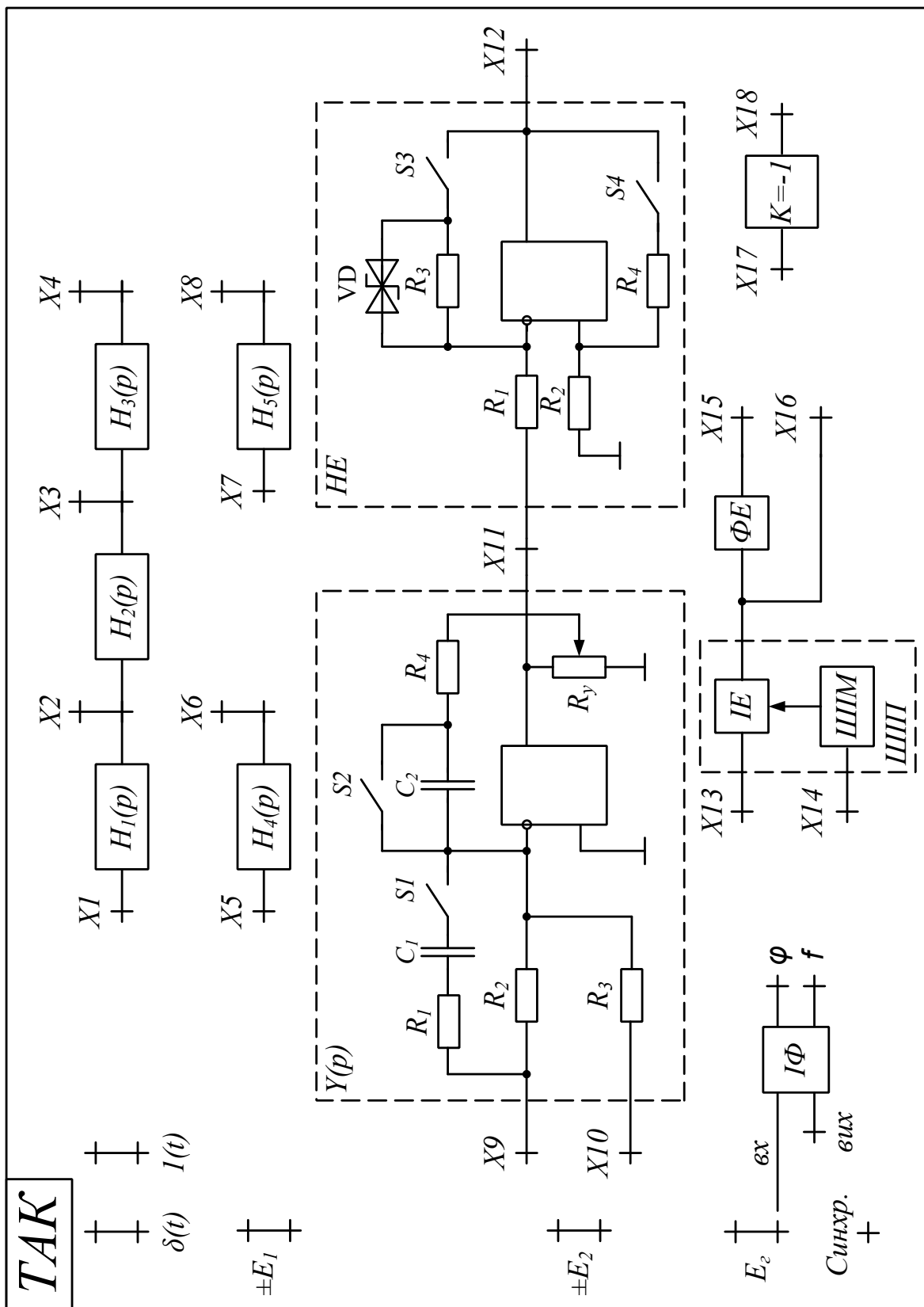


Рисунок А.1 – Зовнішній вигляд накладної панелі лабораторного
стенда
ДОДАТОК Б

Таблиця Б.1 – Передавальні функції досліджуваних ланок

| Варіант | Контр. точки | | Передавальна функція ланок | Параметри |
|---------|--------------|-------|---|---|
| | вхід | вихід | | |
| 1 | 2 | | 3 | 4 |
| 1 | X1 | X2 | $H_1(p) = -\frac{1}{T_1 p + 1}$ | $T_1 = R_1 \cdot C_1$ $R_1 = 22 \text{ кОМ}$ $C_1 = 0,047 \text{ мкФ}$ |
| 2 | X2 | X3 | $H_2(p) = -\frac{1}{T_2 p + 1}$ | $T_2 = R_2 \cdot C_2$ $R_2 = 22 \text{ кОМ}$ $C_2 = 0,047 \text{ мкФ}$ |
| 3 | X3 | X4 | $H_3(p) = -\frac{1}{T_3 p + 1}$ | $T_3 = R_3 \cdot C_3$ $R_3 = 5,6 \text{ кОМ}$ $C_3 = 0,1 \text{ мкФ}$ |
| 4 | X5 | X6 | $H_4(p) = -\frac{1}{T_4^2 p^2 + 2\xi T_4 p + 1}$ | $T_4 = R \cdot C$ $R = 20 \text{ кОМ}$ $C = 0,047 \text{ мкФ}$ $\xi = \frac{R_2}{R_2 + R_4}$ $R_2 = 2 \text{ кОМ}$ $R_1 = 5,6 \text{ кОМ}$ |
| 5 | X7 | X8 | $H_5(p) = -\frac{K \xi T_5 p}{T_5^2 p^2 + 2\xi T_5 p + 1}$ | $T_5 = T_4$ $K = \frac{R_4}{R_2}$ |
| | X9 | X11 | S1 – розімкнений, S2 – розімкнений, $H_6(p) = -\frac{T_6 p + 1}{T_7 p}$; S1 – замкнений, S2 – замкнений, | $T_6 = R_4 \cdot C_2$ $T_7 = R_2 \cdot C_2$ $R_1 = 2 \text{ кОМ}$ $R_2 = 22 \text{ кОМ}$ $R_3 = 110 \text{ кОМ}$ $R_4 = 22 \text{ кОМ}$ |

Продовження таблиці Б.1

| 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|--|
| | | $H_7(p) = -\frac{T_8 p + 1}{T_9 p + 1}$; S1 – замкнений, S2 – розімкнений, | $C_1 = 0,047 \text{ мкФ}$ $C_2 = 0,047 \text{ мкФ}$ $T_8 = (R_1 + R_2) C_1$ $T_9 = R_1 \cdot C_1$ |

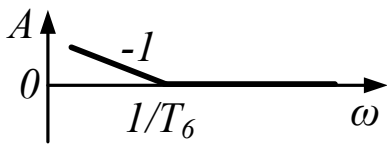
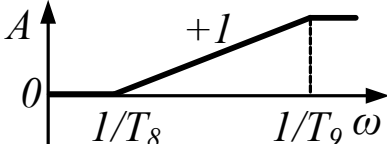
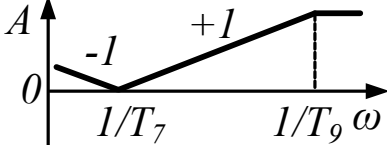
| | | | |
|--|--|---|--|
| | | $H_8(p) = -\frac{(T_6 p + 1) \cdot (T_8 p + 1)}{T_7 p \cdot (T_9 p + 1)} S1 -$ <p style="text-align: center;">розімкнений, S2 – замкнений,</p> $K = -\frac{R_4}{R_2} \cdot n, \text{ де } n = f(R)$ | |
|--|--|---|--|

Таблиця Б.2 – Логарифмічні частотні характеристики досліджуван-
них ланок

| Ланка | Л.А.Х. |
|----------|--------|
| 1 | 2 |
| $H_1(p)$ | |
| $H_2(p)$ | |
| $H_3(p)$ | |
| $H_4(p)$ | |

Продовження таблиці Б.2

| | |
|----------|---|
| 1 | 2 |
| $H_5(p)$ | |

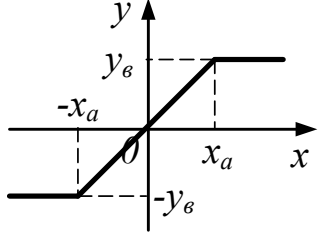
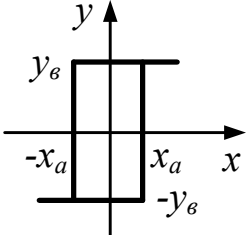
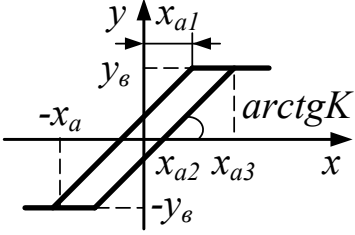
| | |
|----------|--|
| $H_6(p)$ |  |
| $H_7(p)$ |  |
| $H_8(p)$ |  |

Таблиця Б.3 – Статичні характеристики нелінійного елемента

| Варіант | Стан перемикачів | Статичні характеристики | Параметри |
|---------|--------------------------------------|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 |
| 1 | S3 – розімкнений S4 – розімкнений |  $K_{н.е.} = \frac{4 \cdot y_v}{\pi \cdot A}$ | $R_1 = 10 \text{ кОм}$ $R_2 = 10 \text{ кОм}$ $R_3 = 10 \text{ кОм}$ $R_4 = 100 \text{ кОм}$ $U_{cm} = 8,2 \text{ В}$ |

Продовження таблиці Б.3

| | | | |
|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|

| | | | |
|---|--|--|--|
| 2 | S3 – замкнений S4 – розімкнений |  $K_{н.е.} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{y_\epsilon}{x_a} \cdot \left(\frac{x_a}{2} - \frac{\sin 2x_a}{4} + \frac{x_a \cos x_a}{A} \right)$ | |
| 3 | S3 – розімкнений S4 – замкнений |  $q' = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{y_\epsilon}{x_a} \cdot \sqrt{1 - \frac{x_a^2}{A^2}};$ $A \geq x_a; b' = -\frac{4 \cdot y_\epsilon \cdot x_a}{\pi \cdot A^2}$ | |
| 4 | S3 – замкнений S4 – замкнений |  $q' = \frac{K}{\pi} \cdot \left(\varphi_2 + \frac{\sin 2\varphi_2}{2} + \varphi_1 + \frac{\sin 2\varphi_1}{2} \right)$ $b' = -\frac{K}{\pi} \cdot (\sin^2 \varphi_2 - \sin^2 \varphi_1)$ $\varphi_{2,1} = \arcsin \frac{y_\epsilon \pm x_{a2} \cdot K}{A \cdot K}$ | |

Таблиця Б.4 – Тимчасові характеристики лінійних ланок

| Передавальна функція ланки | $h(t)$ | $\omega(t)$ |
|----------------------------|--------------------------|---|
| $\frac{1}{T_1 p + 1}$ | $1 - e^{-\frac{t}{T_1}}$ | $\frac{1(t)}{T_1} - e^{-\frac{t}{T_1}}$ |

| | | |
|---|---|---|
| $\frac{1}{(T_1 p + 1) \cdot (T_2 p + 1)}$ | $1 - \frac{T_1 \cdot e^{-\frac{t}{T_1}} - T_2 \cdot e^{-\frac{t}{T_2}}}{T_1 - T_2}$ | $l(t) \cdot \frac{e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}}}{T_1 - T_2}$ |
| $\frac{1}{(T_1 p + 1)^2}$ | $1 - \frac{T_1 + t}{T_1} \cdot e^{-\frac{t}{T_1}}$ | $l(t) \cdot \frac{t}{T_1^2} \cdot e^{-\frac{t}{T_1}}$ |
| $\frac{1}{(T_1 p + 1)} \cdot \frac{1}{(T_2 p + 1)} \cdot \frac{1}{(T_3 p + 1)}$ | $1 - \frac{T_1^2 \cdot e^{-\frac{t}{T_1}}}{T_2 T_3 - T_1(T_2 + T_3) + T_1^2} - \frac{T_2^2 \cdot e^{-\frac{t}{T_2}}}{T_1 T_3 - T_2(T_1 + T_3) + T_2^2} - \frac{T_3^2 \cdot e^{-\frac{t}{T_3}}}{T_1 T_2 - T_3(T_1 + T_2) + T_3^2}$ | $l(t) \cdot \left[\frac{T_1^2 \cdot e^{-\frac{t}{T_1}}}{T_2 T_3 - T_1(T_2 + T_3) + T_1^2} + \frac{T_2^2 \cdot e^{-\frac{t}{T_2}}}{T_1 T_3 - T_2(T_1 + T_3) + T_2^2} + \frac{T_3^2 \cdot e^{-\frac{t}{T_3}}}{T_1 T_2 - T_3(T_1 + T_2) + T_3^2} \right]$ |
| $\frac{1}{T_4^2 p^2 + 2\xi T_4 p + 1}$ | $1 - \frac{e^{-\xi \frac{t}{T_4}}}{a} \cdot \left(\xi \sin a \frac{t}{T_4} + a \cos a \frac{t}{T_4} \right)$ | $l(t) \cdot \frac{e^{-\xi \frac{t}{T_4}}}{a \cdot T_4} \cdot \sin a \frac{t}{T_4}$ $a = \sqrt{1 - \xi^2}$ |
| $\frac{1}{T_5^2 p^2 + 2\xi T_5 p + 1}$ | $\frac{2}{a} \cdot e^{-\xi \frac{t}{T_5}} \cdot \sin a \frac{t}{T_5}$ | $\frac{2}{T_5} \cdot e^{-\xi \frac{t}{T_5}} \cdot \left(\cos a \frac{t}{T_5} - \frac{\xi}{a} \sin a \frac{t}{T_5} \right)$ |

Таблиця Б.5 – Z-перетворення найбільш розповсюджених функцій

| $W(p)$ | $W^*(z, \varepsilon)$ |
|-----------------------|---|
| $\frac{1}{p}$ | $\frac{z}{z - 1}$ |
| $\frac{1}{p + a}$ | $\frac{z \cdot e^{-\varepsilon \cdot a \cdot T}}{z - e^{-a \cdot T}}$ |
| $\frac{1}{(p + a)^2}$ | $zT \cdot e^{-\varepsilon \cdot a \cdot T} \cdot \left[\frac{\varepsilon}{z - e^{-a \cdot T}} + \frac{e^{-a \cdot T}}{(z - e^{-a \cdot T})^2} \right]$ |

| | |
|---------------------------------|---|
| $\frac{1}{(p+a) \cdot p}$ | $\frac{z}{a} \cdot \left[\frac{1}{z-1} - \frac{e^{-\varepsilon \cdot a \cdot T}}{z - e^{-a \cdot T}} \right]$ |
| $\frac{p+c}{(p+a) \cdot (p+b)}$ | $\frac{z}{b-a} \cdot \left[\frac{(c-a) \cdot e^{-\varepsilon \cdot a \cdot T}}{z - e^{-a \cdot T}} - \frac{(c-b) \cdot e^{-\varepsilon \cdot b \cdot T}}{z - e^{-b \cdot T}} \right]$ |
| $\frac{1}{(p+a)^2 + \beta^2}$ | $z \cdot \frac{e^{-\varepsilon \cdot a \cdot T}}{\beta} \cdot \frac{z \sin \varepsilon \beta T + e^{-a \cdot T} \sin[(1-\varepsilon)\beta T]}{z^2 - 2ze^{-a \cdot T} \cos \beta T + e^{-2 \cdot a \cdot T}}$ |
| $\frac{p+c}{(p+a)^2 + \beta^2}$ | $z \cdot e^{-\varepsilon \cdot a \cdot T} \cdot \sec \varphi \frac{z \cos(\varepsilon \beta T + \varphi) - e^{-a \cdot T} \cos[(1-\varepsilon)\beta T]}{z^2 - 2ze^{-a \cdot T} \cos \beta T + e^{-2 \cdot a \cdot T}}$ $\operatorname{tg} \varphi = \frac{a-c}{\beta}$ |

ДОДАТОК В

Таблиця В.1 – Електричні схеми досліджуваних ланок

| | |
|---|---|
| 1 | 2 |
|---|---|

| | |
|----------|--|
| $H_1(p)$ | <p>The diagram shows a block with input $X1$ and output $X2$. A resistor R_1 is connected between $X1$ and the block's input. A resistor R is connected between the block's output and ground ($0V$). A parallel combination of a capacitor C_1 and a resistor R_1 is connected between the block's output and ground.</p> |
| $H_2(p)$ | <p>The diagram shows a block with input $X2$ and output $X3$. A resistor R_2 is connected between $X2$ and the block's input. A resistor R is connected between the block's output and ground ($0V$). A parallel combination of a capacitor C_2 and a resistor R_2 is connected between the block's output and ground.</p> |
| $H_3(p)$ | <p>The diagram shows a block with input $X3$ and output $X4$. A resistor R_3 is connected between $X3$ and the block's input. A capacitor C_3 is connected between the block's output and ground ($0V$).</p> |

Продовження таблиці В.1

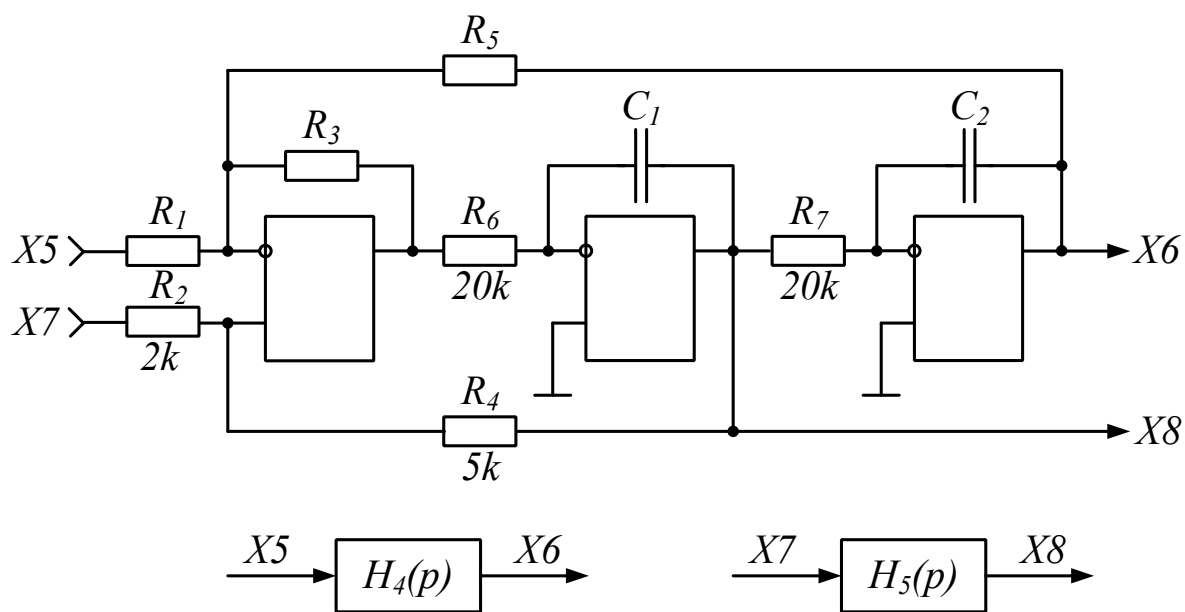
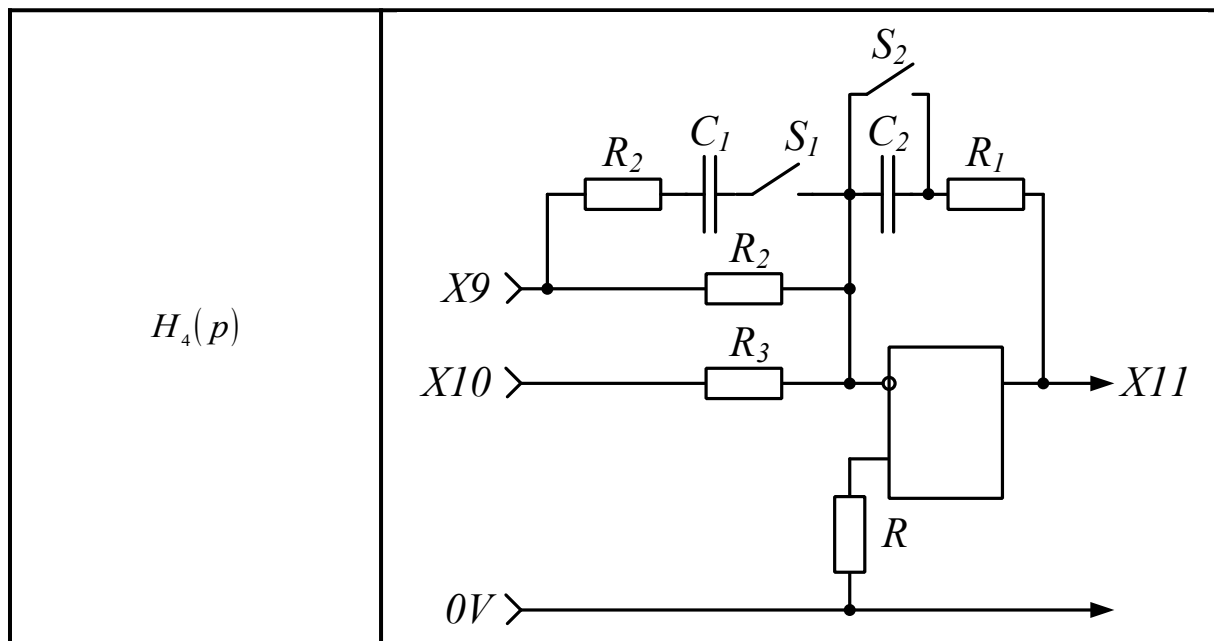


Рисунок В.1 – Коливальна ланка

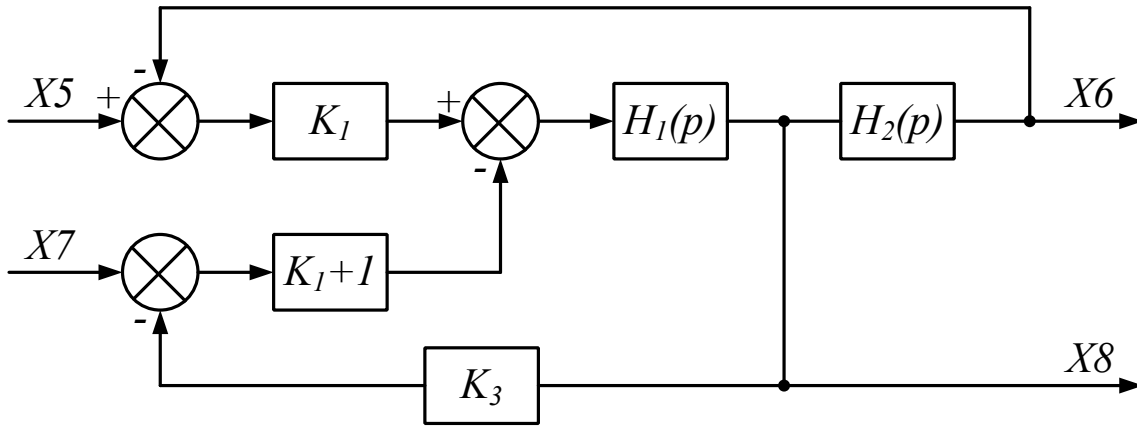


Рисунок В.2 – Узагальнена структурна схема

$$K_2 = \frac{R_4}{R_2 + R_4}; \quad K_3 = \frac{R_2}{R_2 + R_4}.$$

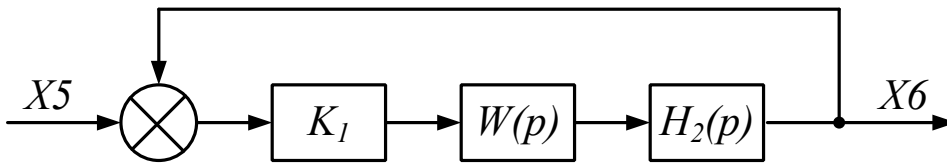


Рисунок В.3 – Структурна схема відносно входу X5 і виходу X6

$$W(p) = \frac{H_1(p)}{1 + (K_1 + 1) \cdot K_3 \cdot H_1(p)}.$$

$$G(p) = \frac{x_1 \cdot H_1(p) \cdot H_2(p)}{1 + K_1 \cdot W(p) \cdot H_2(p)} =$$

$$= \frac{K_1 \cdot H_2(p) \cdot H_1(p)}{[1 + (K_1 + 1) \cdot K_3 \cdot H_1(p)] \cdot \left[1 + K_1 \cdot H_2(p) \cdot \frac{H_1(p)}{1 + (K_1 + 1) \cdot K_3 \cdot H_1(p)} \right]} =$$

$$= \frac{K_1 \cdot H_1(p) \cdot H_2(p)}{1 + (K_1 + 1) \cdot K_3 \cdot H_1(p) + K_1 \cdot H_1(p) \cdot H_2(p)}.$$

$$K_1 = 1, \quad H_1(p) = H_2(p) = \frac{1}{Tp}.$$

$$G(p) = \frac{1}{T^2 p^2 \cdot \left[1 + 2 \cdot K_3 \cdot \frac{1}{Tp} + \frac{1}{T^2 p^2} \right]} = \frac{1}{T^2 p^2 + 2 \cdot K_3 \cdot Tp + 1}.$$

$$K_3 = \xi. \quad \xi = \frac{R_2}{R_2 + R_4} = 0,26.$$

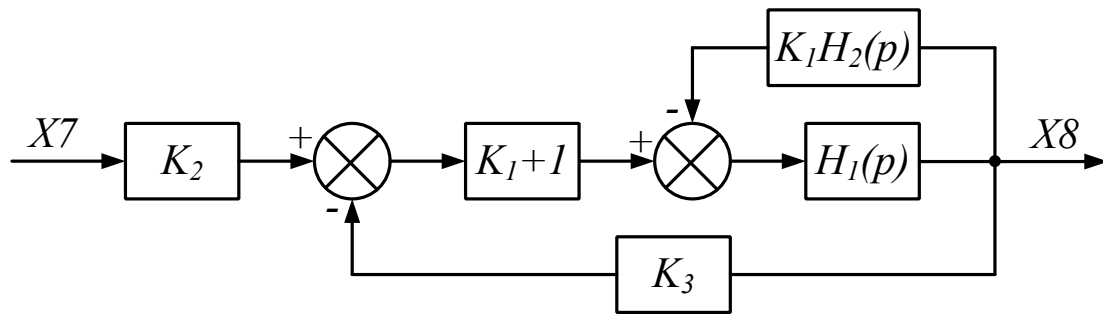


Рисунок В.4 – Структурна схема відносно входу $X7$ і виходу $X8$

$$W(p) = \frac{H_1(p)}{1 + K_1 \cdot H_1(p) \cdot H_2(p)}.$$

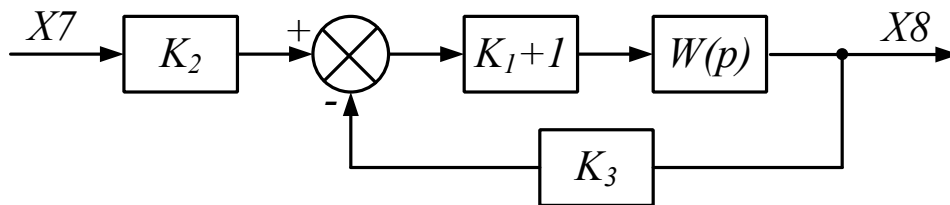


Рисунок В.5

$$\begin{aligned} G(p) &= \frac{K_2 \cdot (K_1 + 1) \cdot W(p)}{1 + K_3 \cdot (K_1 + 1) \cdot W(p)} = \\ &= \frac{K_2 \cdot (K_1 + 1) \cdot H_1(p)}{\left[1 + K_1 \cdot H_1(p) \cdot H_2(p) \right] \cdot \left[1 + K_3 \cdot (K_1 + 1) \cdot \frac{H_1(p)}{1 + K_1 \cdot H_1(p) \cdot H_2(p)} \right]} = \\ &= \frac{K_2 \cdot (K_1 + 1) \cdot H_1(p)}{1 + K_1 \cdot H_1(p) \cdot H_2(p) + K_3 \cdot (K_1 + 1) \cdot H_2(p)} = \end{aligned}$$

$$= \frac{2 \cdot K_2}{Tp \cdot \left[1 + T^2 p^2 + 2 \cdot K_3 \cdot \frac{1}{Tp} \right]} = \frac{2 \cdot K_2 \cdot Tp}{T^2 p^2 + 2 \cdot K_3 \cdot Tp + 1}.$$

