

**Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова**

Навчально-науковий інститут автоматики та електротехніки

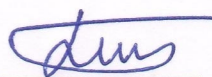
(повна назва інституту/факультету)

Кафедра автоматики

(повна назва кафедри)

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри



І. С. Білюк

(підпис)

« 15 » 12 2025 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття ступеня магістра

зі спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

(код та назва спеціальності)

освітня програма Електромеханічні системи автоматизації та електропривод

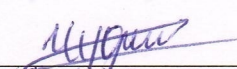
(назва освітньої програми)

на тему: «Цифрова система керування промислового робота»

Виконав: студент групи 6371мз

Чудайкін Ігор Вадимович

(прізвище, ім'я, по батькові)

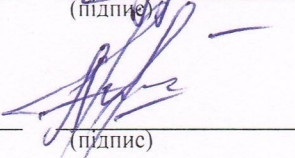

(підпис)

Керівник

доц. каф. автоматики, к.т.н.,

доц. Надточій А.В.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

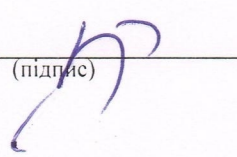

(підпис)

Рецензент

доц. каф. СЕЕС, к.т.н.,

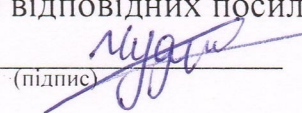
доц. Ставинський Р.А.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)


(підпис)

Засвідчую, що у цій кваліфікаційній
роботі немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.

Студент


(підпис)

м. Миколаїв – 2025 року

АНОТАЦІЯ

Кваліфікаційна робота: 112с., 7 розд., 54 рис., 1 дод., 12 джерело.

Ключові слова: імпульсний регулятор, комплектний електропривод, стійкість, частотні характеристики, квантування, структурна схема, функціональна схема, показники якості керування.

Об'єкт дослідження – процеси, які протікають в електроприводі з імпульсним регулятором.

Мета роботи – на основі існуючих теоретичних досліджень провести аналіз стійкості електропривода з імпульсним регулятором.

Перший розділ присвячений аналізу дискретних регуляторів на аналоговій і цифровій елементній базі і згідно цього зроблена постановка задачі дослідження. У другому розділі наведено методологію магістерського дослідження. У третьому розділі наведені типові динамічні моделі імпульсних систем. Четвертий розділ присвячено синтезу систем автоматичного керування з цифровими обчислювальними машинами. У п'ятому розділі здійснено аналіз моделі електропривода з імпульсним регулятором.

У шостому та сьомому розділах розглянути питання з охорони праці та довкілля.

Додатки містять слайди мультимедійної презентації.

ABSTRACT

Qualification work: 112 p., 7 chapters, 54 figures, 1 appendix, 12 sources.

Keywords: pulse regulator, complete electric drive, stability, frequency characteristics, quantisation, structural diagram, functional diagram, control quality indicators.

The object of study is the processes occurring in an electric drive with a pulse regulator.

The aim of the work is to analyse the stability of an electric drive with a pulse regulator on the basis of existing theoretical studies.

The first section is devoted to the analysis of discrete controllers on analogue and digital element base and, accordingly, the research problem is formulated. The second section describes the methodology of the master's research. The third section presents typical dynamic models of pulse systems. The fourth section is devoted to the synthesis of automatic control systems with digital computers. The fifth chapter analyses the model of an electric drive with a pulse regulator.

In the sixth and seventh chapters, you will consider issues related to labour protection and the environment.

The appendices contain slides of a multimedia presentation.

ЗМІСТ

Вступ.....	6
Розділ 1 Аналіз дискретних регуляторів на аналоговій і цифровій елементній базі.....	8
1.1 Особливості реалізації оптимальних цифрових регуляторів.....	8
1.2 Регулятори, оптимальні при ступеневих вхідних впливах.....	10
1.3 Регулятори, оптимальні при лінійних вхідних впливах.....	29
1.4 Регулятори зі змінним кроком квантування.....	43
1.5 Регулятори зі змінною структурою.....	48
1.6 Постановка задач дослідження.....	54
Розділ 2 Методологія магістерського дослідження.....	55
2.1 Побудова структурно-логічної схеми магістерського дослідження.....	55
2.2 Методи проведення дослідження.....	57
2.3 Методи розрахунку поставленої задачі.....	60
2.4 Висновки по розділу 2.....	61
Розділ 3 Типові динамічні моделі імпульсних систем.....	63
3.1 Застосування цифрових методів обробки інформації.....	63
3.2 Аналіз типових динамічних моделей.....	66
3.3 Висновки по розділу 3.....	74
Розділ 4 Синтез систем автоматичного керування з цифровими обчислювальними машинами.....	75
4.1 Висновки по розділу 4.....	88
Розділ 5 Аналіз моделі електропривода з імпульсним регулятором.....	89
5.1 Побудова моделі електропривода в програмному середовищі Simulink.....	89
5.2 Аналіз перехідних процесів моделі.....	91
5.3 Аналіз впливу періоду повторення на стійкість системи.....	92
5.4 Висновки по розділу 5.....	95
Розділ 6 Охорона праці.....	96
6.1 Небезпечні та шкідливі виробничі фактори, пов'язані з експлуатацією ПК.....	98

6.2 Розрахунок освітлення робочого місця.....	99
6.3 Розробка заходів з техніки безпеки при роботі за комп'ютером.....	101
6.4 Висновки по розділу 6.....	103
Розділ 7 Охорона навколишнього середовища.....	104
7.1 Теоретичні положення.....	104
7.2 Забруднення навколишнього середовища.....	106
7.3 Заходи, по утилізації ЕОМ.....	108
7.4 Заходи, щодо зниження забруднення навколишнього середовища.....	110
Висновки.....	111
Список використаних джерел.....	112

ВСТУП

Актуальність проблеми. Розвиток мікроелектроніки і її широке застосування в приладах і системах автоматичного керування найрізноманітнішими об'єктами і процесами є в даний час одним з основних напрямків науково-технічного прогресу.

Поява і швидке вдосконалення мікропроцесорних засобів призвели до широкого їх використання в різних областях особливо у робототехніці. Функціональна гнучкість, висока надійність, малі габарити і вартість мікропроцесорних засобів обумовили доцільність їх застосування в системах автоматичного керування.

Розвиток засобів обчислювальної техніки послужив основою широкого поширення дискретних систем автоматичного керування. Так як більшість об'єктів керування є аналоговими і описуються неперервними математичними моделями, то зазвичай використовують дискретний регулятор, який надає системі необхідні динамічні властивості. Дискретний регулятор, зокрема імпульсний, як правило, не тільки замінює декілька аналогових регуляторів, але і покращує показники якості системи.

Мета і завдання дослідження. На основі існуючих теоретичних досліджень провести аналіз стійкості електропривода з імпульсним регулятором у схемі робота.

Для досягнення цієї мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Скласти математичну модель імпульсного регулятора в системі автоматичного керування.
2. Провести теоретичні дослідження, щодо поведінки електропривода з різними періодами квантування імпульсого регулятора.
3. Довести доцільність використання імпульсного регулятора та впровадити отримані результати в учбовий процес.

Об'єкт дослідження — процеси, які протікають в електроприводі з імпульсним регулятором.

Предмет дослідження — показники якості, що забезпечують швидкодію та плавність протікання перехідних процесів.

Наукова новизна отриманих результатів.

1.Отримані залежності, що дозволяють моделювати різні типи імпульсних регуляторів.

2.Виявлені закономірності зміни частотних характеристик електроприводу, які відрізняються від відомих більшим запасом стійкості.

3.Подальший розвиток отримав алгоритм синтезу регуляторів в дискретних системах керування.

Практичне значення одержаних результатів.

1.Методика синтезу імпульсних регуляторів.

2.Структурна схема комплектного електроприводу з імпульсним регулятором.

3.Схеми моделювання перехідних процесів у електроприводі з імпульсним регулятором.

Випробувана методологія і схеми моделювання дозволяють підвищити швидкодію електропривода.

Апробація результатів роботи. Основні результати магістерської роботи доповідалися та обговорювалися на XVI Міжнародної науково-технічної конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», у доповіді «Корекція системи керування з використанням перемикаючих сигналів» (м. Миколаїв, 2025 р.).

Структура та обсяг магістерської роботи. Магістерська робота складається з вступу, 6 розділів, загальних висновків та списку використаних джерел. Робота викладена на 112-х сторінках і містить 54 рисунка.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ДИСКРЕТНИХ РЕГУЛЯТОРІВ НА АНАЛОГОВІЙ І ЦИФРОВІЙ
ЕЛЕМЕНТНІЙ БАЗІ

1.1 Особливості реалізації оптимальних цифрових регуляторів

При надходженні впливу $u(t) = U$ на вхід системи керування, що має статичний об'єкт керування, або впливу $u(t) = U + \sigma t$ на вхід системи, що має об'єкт керування з астатизмом першого порядку, або впливу $u(t) = U + \sigma t + \lambda t^2$ на вхід системи, що має об'єкт керування з астатизмом другого порядку, і нульових початкових умовах z -зображення оптимального керуючого впливу (при якому перехідні процеси в системах закінчуються за N кроків квантування тривалістю h) на вході об'єкта керування передавальна функція оптимального цифрового регулятора має вигляд

$$M(z) = m_0 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2} + \dots + m_N z^{-N} (1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots) = \\ = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_N z^{-N}}{1 - z^{-1}},$$

де $b_0 = m_0$; $b_1 = m_1 - m_0$; $\dots$; $b_N = m_N - m_{N-1}$; $m_v = m(vh^+) = u'_2(vh^+)$, а передаточна функція оптимального регулятора

$$W(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_N z^{-N}}{(1 - z^{-1})(U + a_1 z^{-1} + \dots + a_{N-1} z^{-N+1})}.$$

При надходженні впливу $u(t) = U$ на вхід системи, що має астатичний об'єкт керування, або впливу $u(t) = U + \sigma t$ на вхід системи, що має об'єкт керування з астатизмом другого або більш високого порядків, або впливу $u(t) = U + \sigma t + \lambda t^2$ на вхід системи, що має об'єкт керування з астатизмом третього або більш високого порядків, і нульових початкових умовах z -зображення оптимального керуючого впливу на вході об'єкта керування має вигляд

$$M(z) = m_0 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2} + \dots + m_N z^{-N} =$$

$$= b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{N-1} z^{-N+1},$$

де $b_0 = m_0$; $b_1 = m_1$; ...; $b_{N-1} = m_{N-1}$, а передаточна функція оптимального регулятора.

$$W(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{N-1} z^{-N+1}}{(U + a_1 z^{-1} + \dots + a_{N-1} z^{-N+1})}.$$

Величини m_v визначають площі миттєвих імпульсів на виході цифрового регулятора (амплітуди імпульсів тривалістю h на виході фіксатора нульового порядку) і залежать від параметрів об'єкта керування, кроку квантування h і параметрів вхідних впливів U , σ і λ . Наприклад, для об'єкта керування з функцією передачі $G(s) = \alpha/s^2$ при лінійно-квадратичному впливі $u(t) = U + \sigma t + \lambda t^2$ на вході системи оптимальний цифровий регулятор повинен сформувати такий керуючий вплив на вході об'єкта керування, z -зображення якого

$$M(z) = m_0 + m_1 z^{-1} + m_N z^{-2} (1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots),$$

$$\text{де } N = 2; m_0 = \frac{U}{\alpha h^2} + \frac{3}{2\alpha h} \sigma + \frac{2}{\alpha} \lambda; m_1 = -\frac{U}{\alpha h^2} - \frac{1}{2\alpha h} \sigma - \frac{2}{\alpha} \lambda; m_N = \frac{2}{\alpha} \lambda.$$

При надходженні в момент $t = 0$ на вхід системи керування з оптимальним цифровим регулятором відповідного типового впливу помилка системи при $t \geq Nh$ дорівнює нулю, а на виході регулятора в перехідному режимі є послідовність з N імпульсів $m_v = m(vh^+)$, $v = 0, 1, \dots, N-1$. Перехідний режим в системі закінчується за інтервал регулювання $T = Nh$.

Якщо при надходженні на вхід системи довільного вхідного впливу вимірювати його величину, швидкість і прискорення і в дискретні моменти часу $t = nT^+$ подавати на вхід цифрового регулятора, оптимального для лінійно-квадратичного вхідного впливу, прирощування $\Delta u(nT^+) = \Theta(nT^+)$, $\Delta \sigma(nT^+)$ и $\Delta \lambda(nT^+)$, то регулятор на кожному інтервалі керування $T = Nh$ сформує такі керуючі впливи на об'єкт керування, що система відпрацює зазначені прирощування на кожному інтервалі $T = Nh$. Система керування з цифровим регулятором, оптимальним для вхідного впливу, що лінійно змінюється, відпрацює на кожному інтервалі тривалістю $T = Nh$ прирощування $\Delta u(nT^+) = \Theta(nT^+)$, $\Delta \sigma(nT^+)$. Система з цифровим регулятором, оптимальним для ступеневого вхідного впливу, відпрацює на кожному інтервалі $T = Nh$ тільки

помилки $\Theta(nT^+)$, тобто збільшення вхідного впливу $\Delta u(nT^+)$.

Загальна структурна схема системи, що працює при довільних вхідних впливах, зображена на рисунку 1.1. З виходу вимірювача швидкості U_σ і вимірювача прискорення U_λ дискретні значення $\sigma(nT^+)$ і $\lambda(nT^+)$ надходять на ланку затримки з передавальною функцією e^{-Ts} і віднімач. На входи 2 і 3 цифрового регулятора надходять значення $\Delta\sigma(nT^+) = \sigma(nT^+) - \sigma[(n-1)T^+]$ і $\Delta\lambda(nT^+) = \lambda(nT^+) - \lambda[(n-1)T^+]$, $n = 0, 1, 2, \dots$ Дискретні значення помилки $\theta(nT^+)$ надходять на вхід 1 регулятора.

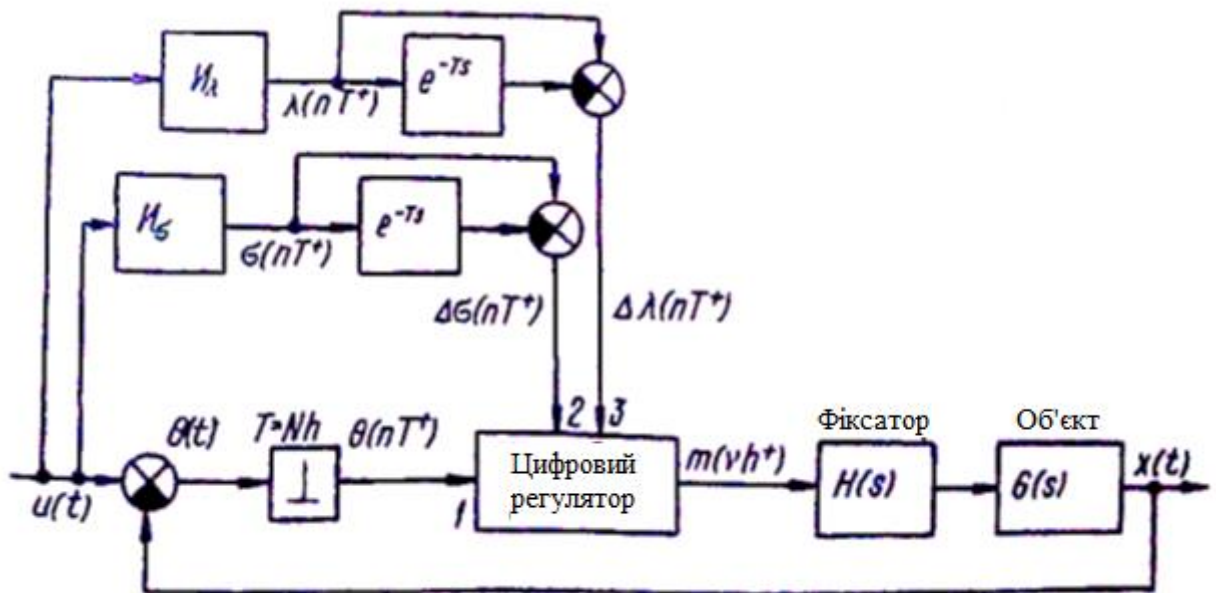


Рисунок 1.1 — Загальна структурна схема системи, що працює при довільних вхідних впливах

Загальна структурна схема цифрового регулятора, побудована на лініях затримки ЛЗ, розмножувальних пристроях і сумматорі, зображена на рисунку 1.2. Кількість елементів в схемі (рисунок 1.2) залежить, в першу чергу, від передавальної функції об'єкта керування. Наприклад, при $G(s) = \alpha/s^2$ потрібно встановити наступні коефіцієнти: $K_0 = 1/(\alpha h^2)$; $K_1 = -1/(\alpha h^2)$; $K'_0 = 3/(2\alpha h)$; $K'_1 = -1/(2\alpha h)$; $K''_0 = 2/\alpha$; $K''_1 = -2/\alpha$; $K''_N = K''_2 = 2/\alpha$, а також по одному елементу затримки в перших двох каналах обробки $\Theta(nT^+)$, і $\sigma(nT^+)$, і

три елементи затримки в третьому каналі обробки $\lambda(nT^+)$. Ланки з елементами затримки в зворотному зв'язку можна замінити додатковими каналами формування «підставок». На основі схеми з рисунка 1.2 можна побудувати велику кількість схем цифрових регуляторів, які забезпечують роботу систем автоматичного керування при довільних вхідних впливах. При цьому якість роботи системи визначається тим, який оптимальний регулятор (оптимальний для ступеневого, лінійного або лінійно-квадратичного вхідного впливу) покладено в основу практичної схеми цифрового регулятора, яка забезпечує роботу системи при довільному вхідному впливі. Регулятори можна реалізувати на аналогових і на цифрових елементах.

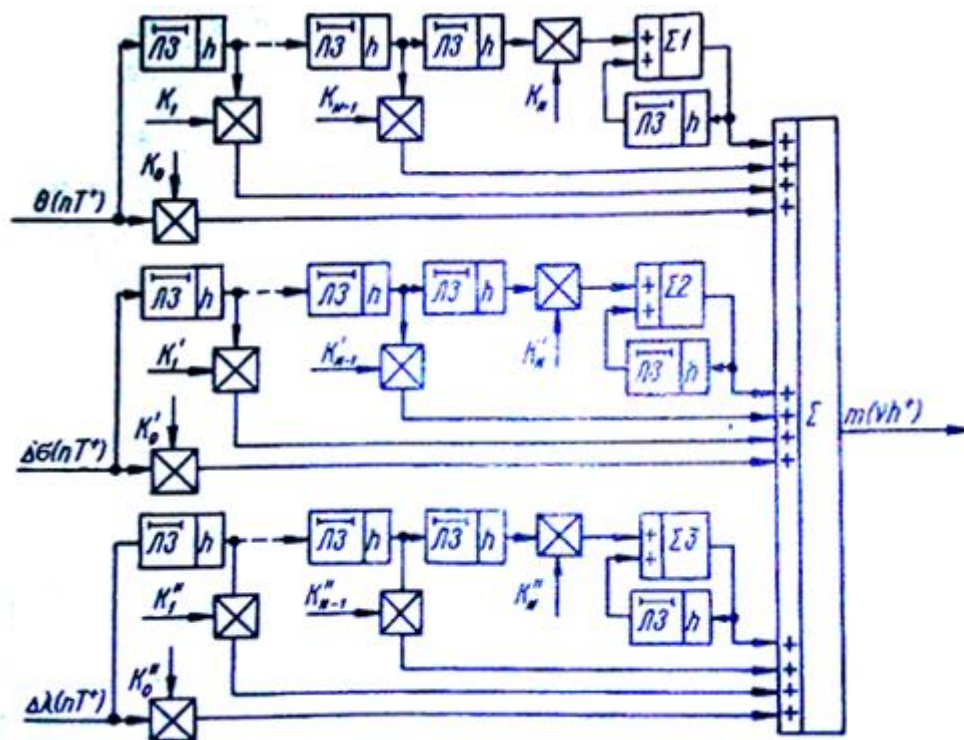


Рисунок 1.2 — Загальна структурна схема цифрового регулятора, побудована на лініях затримки ЛЗ, розмножувальних пристроях і сумматорі

1.2 Регулятори, оптимальні при ступеневих вхідних впливах

У загальному вигляді контур систем автоматичного керування з одним входом і одним виходом можна уявити як послідовне з'єднання регулятора і

об'єкта керування. При такому розгляді регулятор в системі на рисунку 1.1 являє собою послідовне з'єднання миттєвого ключа з кроком квантування $T = Nh$, цифрового регулятора з вимірювальними зв'язками і фіксатора нульового порядку з передавальною функцією $H(s) = (1 - e^{-hs})/s$. Регулятор повинен формувати необхідні керуючі впливи на вході об'єкта керування.

Технічна реалізація регуляторів, оптимальних за ступінчастих вхідних впливах, на основі структурних схем рис. 1.1 і 1.2 буде різною в залежності від того, який об'єкт керування (астатичний або статичний) є в системі. Найбільш простим завданням є побудова регуляторів для систем з астатичними об'єктами керування. Вихідний сигнал таких регуляторів при ступінчастому впливі на вході системи після закінчення перехідних процесів за час $T = Nh$ тотожно дорівнює нулю.

Функціональна схема регулятора, оптимального при ступінчастих вхідних впливах, зображена на рисунку 1.3. Схема складається з чотирьох основних блоків. Перший блок — пристрій вибірки та зберігання ПВЗ — об'єднує квантовач (миттєвий ключ) і фіксатор нульового порядку. Прості схеми ПВЗ показані на рисунку 1.4, а, б [1]. Ключ $VT1$ на польовому транзисторі типу КП103И розмикається і замикається командним сигналом — імпульсами керування ПВЗ (ПВЗ). Коли ключ замкнутий, вихідний сигнал ПВЗ змінюється відповідно до вихідного сигналу помилки $\Theta(t)$. Коли ключ розімкнений, вихідний сигнал визначається напругою на конденсаторі $C1$, яка подається на буферний підсилювач $DA1$ з високим вхідним опором, що зібраний на мікросхемі типу К574УД1. Оскільки час вибірки (часовий інтервал, протягом якого ключ замкнутий) значно менший періоду $T = Nh$, то сигнал на виході ПВЗ $\Theta_n = \Theta(nT^+) = \Theta(t)$ при $t = nT^+$, $T = Nh$, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Другий блок — пристрій синхронізації ПС, який при стрибкоподібній зміні вхідного сигналу $\Theta(t)$ забезпечує негайне відпрацювання цієї зміни. Пристрій синхронізації (рисунк 1.5, а) складається з інвертора (операційний підсилювач $DA1$ типу К140УД7), двох компараторів напруги (операційні підсилювачі $DA2$, $DA3$ типу К140УД7) і формувача синхронізуєчого

імпульсу CI , зібраного на логічних елементах $DD1.1.2$ (мікросхема К176ЛЕ10).

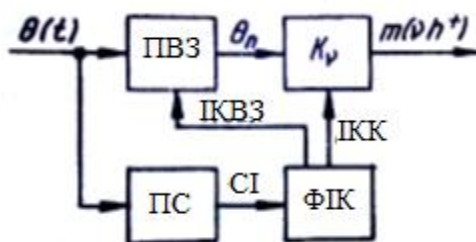


Рисунок 1.3 — Функціональна схема регулятора, оптимального при ступінчастих вхідних впливах

Пристрій синхронізації має релейну характеристику (рисунок 1.6) з регульованою зоною нечутливості: $U_{\text{ком1}}$, $U_{\text{ком2}}$ — вихідні напруги компараторів на операційних підсилювачах $DA2$ і $DA3$ при виході сигналу $\Theta(t)$ за зону нечутливості $2\Delta\Theta$. Величина зони нечутливості встановлюється змінним резистором $R4$ (рисунок 1.5, б). Якщо величина сигналу $\Theta(t)$ перевищить значення $\Delta\Theta$, то на виході ПС сформується синхронізуючий імпульс позитивної полярності амплітудою близько 8 В і тривалістю 100 мкс.

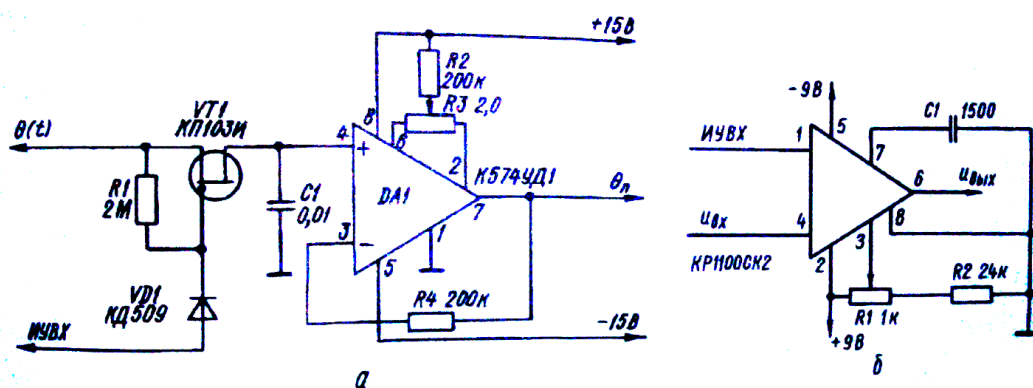


Рисунок 1.4 — Прості схеми ПВЗ

Третій блок — пристрій зі змінним коефіцієнтом передачі K_v — перетворює сигнал Θ_n в послідовність N імпульсів тривалістю h , з амплітудами $m(0^+)$, $m(h^+)$... Пристрій зі змінним коефіцієнтом передачі можна реалізувати,

використовуючи підсилювач з регульованим коефіцієнтом передачі, аналоговий перемножувач, що перемножує цифроаналоговий перетворювач або регульовані ділянки напруги. На рисунках 1.7 і 1.9 показані структурні (а) і принципові (б) схеми двох пристроїв із змінним коефіцієнтом передачі, що забезпечують формування керуючих впливів для об'єктів керування, що описуються диференціальними рівняннями до четвертого порядку включно [1].

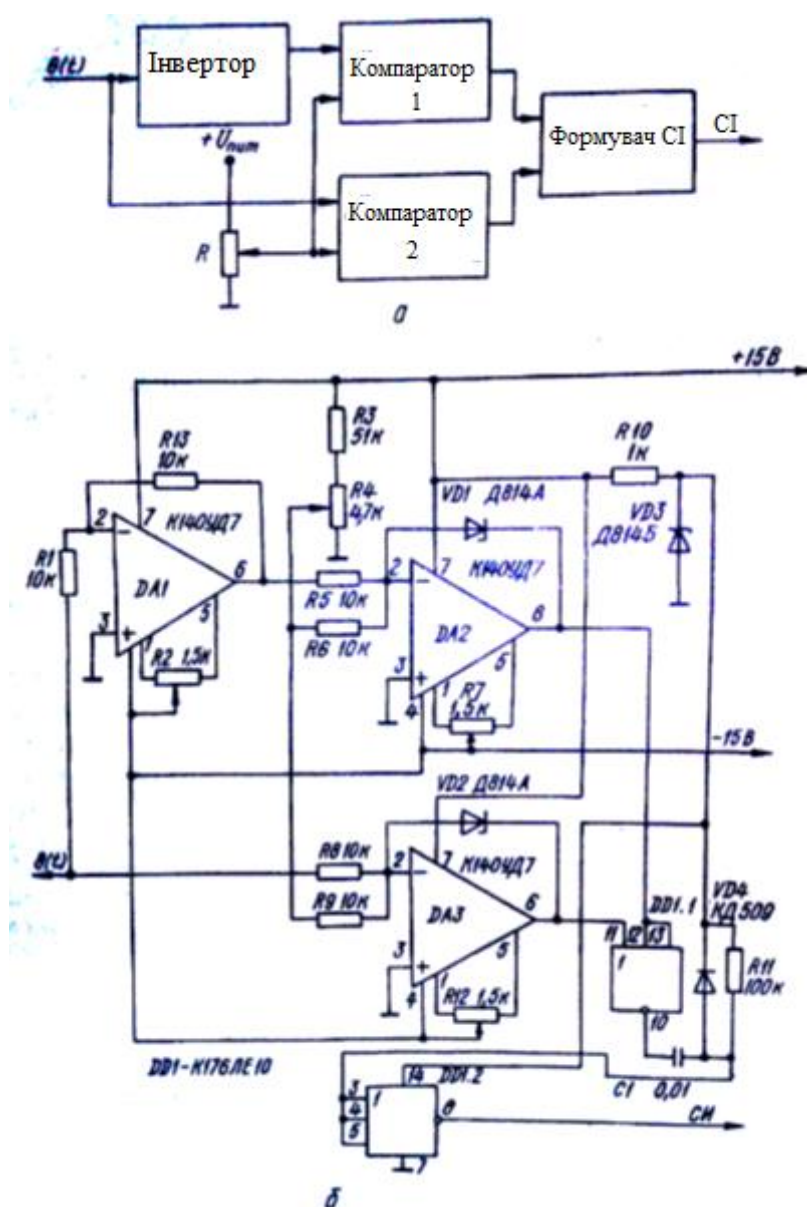


Рисунок 1.5 — Пристрій синхронізації

Перший пристрій (рисунок 1.7, а) складається з аналогового перемножувача напруг (мікросхема DD1 типу K525PC2A), комутатора

аналогових сигналів (мікросхема DA1 типу К564КП1) і блоку установки коефіцієнтів передачі, виконаного у вигляді набору регульованих дільників напруги (змінні резистори $R1 \dots R4$). Постійні напруги $u_{k0}, \dots, u_{kn-1}$, пропорційні коефіцієнтам передачі K_v пристрою на v -му кроці в межах інтервалу керування $T = Nh$, знімаються з змінних резисторів $R1 \dots R4$ і надходять на входи $X1 \dots X4$ комутатора аналогових сигналів.

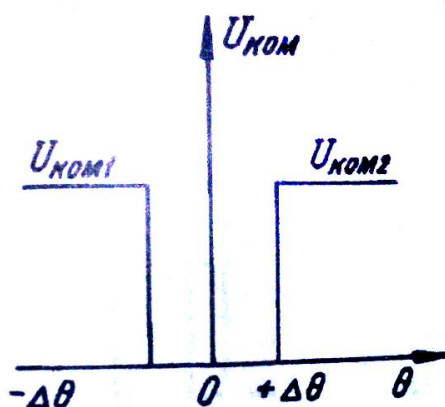


Рисунок 1.6 — Характеристика пристрою синхронізації

Керування комутатором здійснюється паралельним двійковим кодом поточного номера кроку керування — імпульсами керування комутатором ІКК. На виході X комутатора утворюється послідовність імпульсів u_{kv} тривалістю h , амплітуди і полярності яких відповідають необхідним коефіцієнтам передачі K_v .

Отримана послідовність імпульсів надходить на вхід X аналогового перемножувача напруги, на другий вхід якого Y подається сигнал Θ_n . В результаті перемноження сигналів Θ_n і u_{kv} , на виході Z аналогового перемножувача утворюється послідовність імпульсів напруги $m(vh^+)$, що є вихідним сигналом регулятора. Епюри, що пояснюють роботу розглянутого регулятора при обробці системою на рисунку 1.1 довільного вхідного впливу зображені на рисунку 1.8 (при використанні такого регулятора вимірювальні зв'язки в системі відсутні).

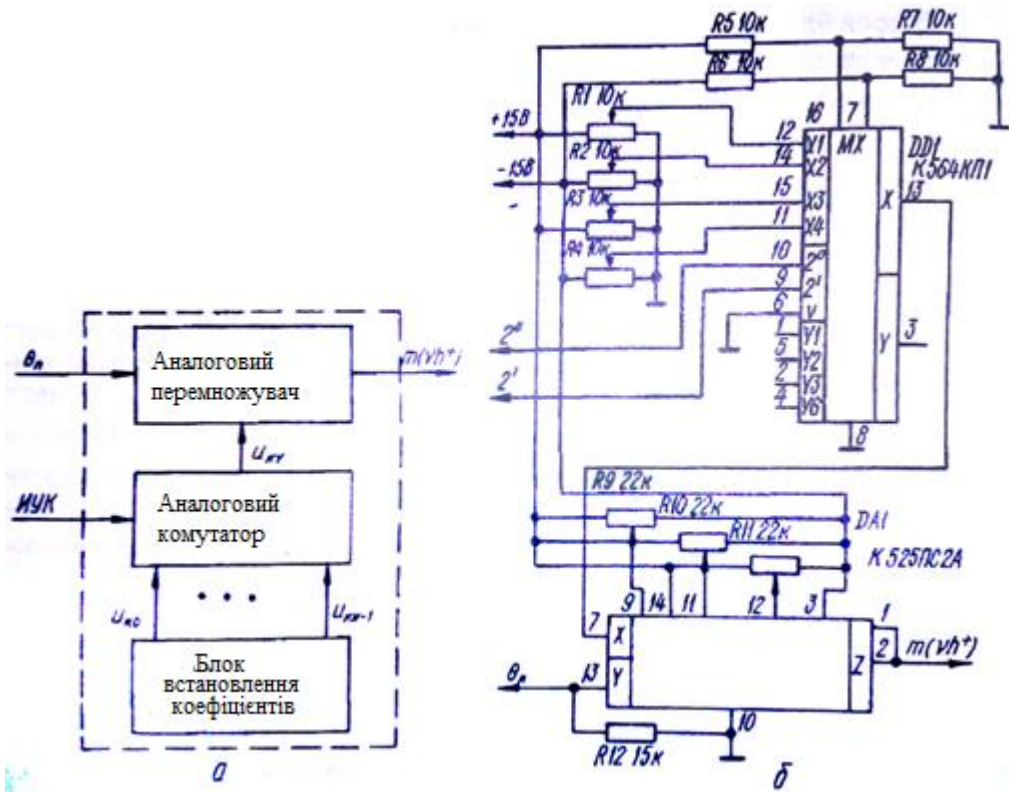


Рисунок 1.7 — Пристрій формування керуючих впливів

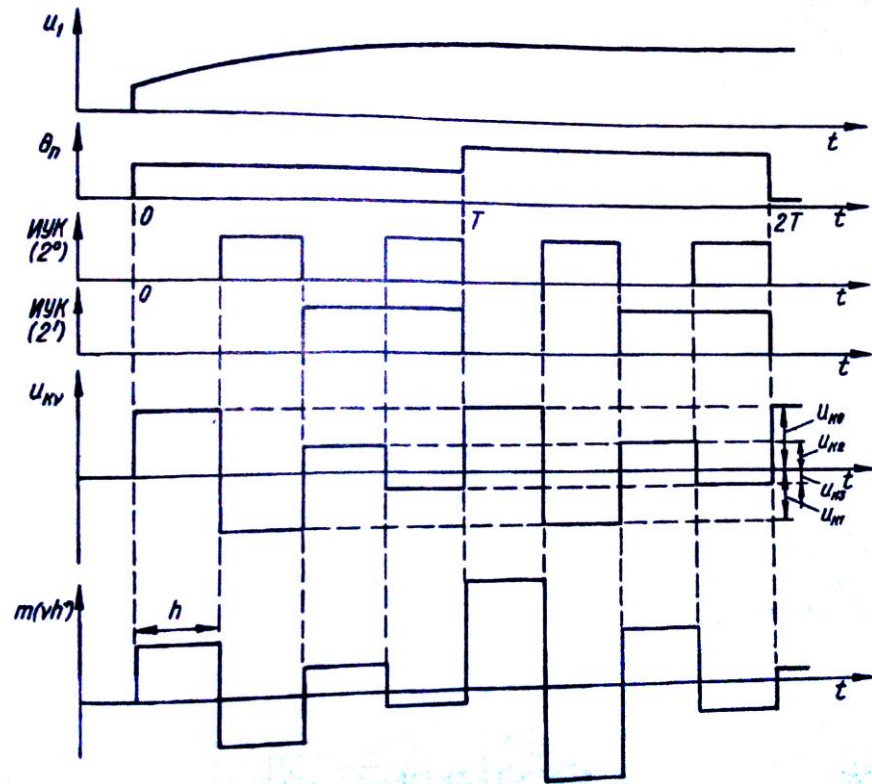


Рисунок 1.8 — Елюри, що пояснюють роботу пристрою рис. 1.7 під час відпрацювання системою на рисунку 1.1 довільного вхідного впливу

Другий пристрій (рисунок 1.9) складається з інвертора на операційному підсилювачі (мікросхема DA1 типу К140УД7), дільників прямого сигналу (змінні резистори $R6, R7$), дільників інвертованого сигналу (змінні резистори $R4, R5$) і комутатора аналогових сигналів MX (мікросхема DD1 типу К564КП1). У цьому пристрої регулюючий вплив (послідовність імпульсів $m(vh^+)$) формується шляхом послідовного підключення на інтервалах часу $(0, h), (h, 2h), (2h, 3h), (3h, 4h)$ до входу об'єкта керування напруг $u_{mv} = \Theta_n K_{\sigma v}$, де $K_{\sigma v} = K_v / K_{max}$ — коефіцієнт передачі пристрою на v -му кроці керування; K_v — розрахункове значення коефіцієнта передачі на v -му кроці керування; K_{max} — максимальний коефіцієнт передачі з числа коефіцієнтів K_v . Епюри, що пояснюють роботу цього пристрою під час відпрацювання системою на рисунку 1.1 довільного вхідного впливу, зображені на рисунку 1.10[1].

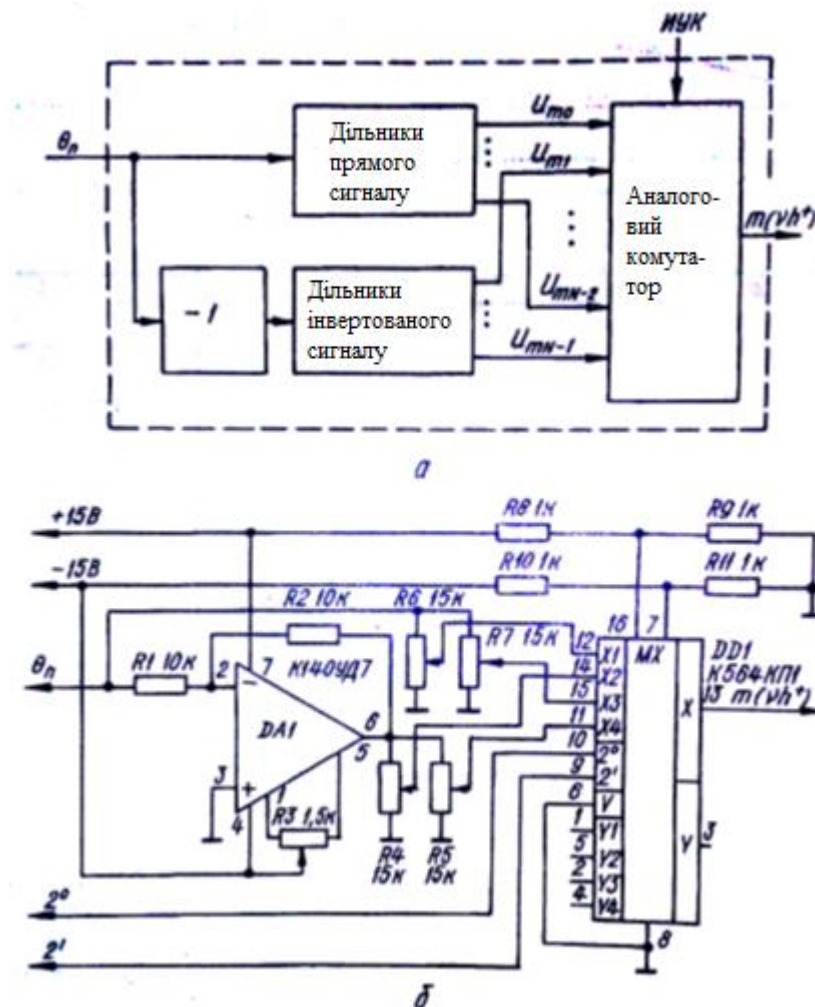


Рисунок 1.9 — Пристрій формування керуючих впливів

Четвертий блок в схемі на рисунку 1.3 — формувач імпульсів керування ФІК. Він забезпечує формування імпульсів керування комутаторів аналогових сигналів ІКК у вигляді паралельного двійкового коду — номер а кроку керування (до 10 кроків в межах інтервалу керування $T = Nh$) і імпульсів керування пристроєм вибірки і зберігання ІКВЗ тривалістю близько 100 мкс і розмахом від +15 до -15 В, що забезпечує вибірку сигналу помилки, що змінюється в діапазоні ± 10 В.

Функціональна схема формувача імпульсів керування ФІК показана на рисунку 1.11, Принципова схема — на рисунку 1.12 [1]. До складу ФІК входять: генератор тактових імпульсів ТІ1 (мікросхеми DD2.3, DD2.4 типу К176ЛА7); лічильник-дільник частоти з коефіцієнтом ділення $K_{\text{справ}} = 256$ (мікросхеми DD4, DD5 типу К564ІЕ11); формувач тактових імпульсів ТІ2 з періодом h (мікросхема DD7.1 типу К561ЛН2); лічильник поточного номера кроку керування v (мікросхема DD3 типу К564ІЕ11); дешифратор поточного номера кроку керування v (мікросхема DD6 типу К176ІД1); схема керування лічильником, що складається з перемикача SA1 — порядку диференціального рівняння, яким описується об'єкт керування, і логічних елементів І-НЕ (мікросхеми DD1.1 ... DD1.4, DD2.1, DD2.2 типу К176ЛА7); формувач імпульсів керування ПБЗ (ІКВЗ) на транзисторах VT1, VT2.

Епюри, що пояснюють роботу схеми ФІК при формуванні імпульсів керування в регуляторі на рисунку 1.3 для об'єкта керування четвертого порядку, зображені на рисунку 1.13, де ТІ1 — тактові імпульси на виведенні 11 мікросхеми DD2.4; ТІ2 — тактові імпульси на виведенні 2 мікросхеми DD7.1; СІ — синхронізуючі імпульси, що формуються пристроєм синхронізації при стрибкоподібній зміні сигналу помилки $\Theta(t)$; ІУ0 — імпульси установки в нульовий стан лічильника поточного номера кроку керування (виведення 3 мікросхеми DD 2.1), ІКВЗ — імпульси керування пристроєм вибірки і зберігання; ІКК — імпульси керування комутатором (двох-розрядний паралельний двійковий код, виведення 6, 11 мікросхеми DD3), ІД — імпульси на виході 3 дешифратора (виведення 15 мікросхеми DD6); ІЛ — імпульси

лічби кроків керування (виведення 4 мікросхеми DD2.2).

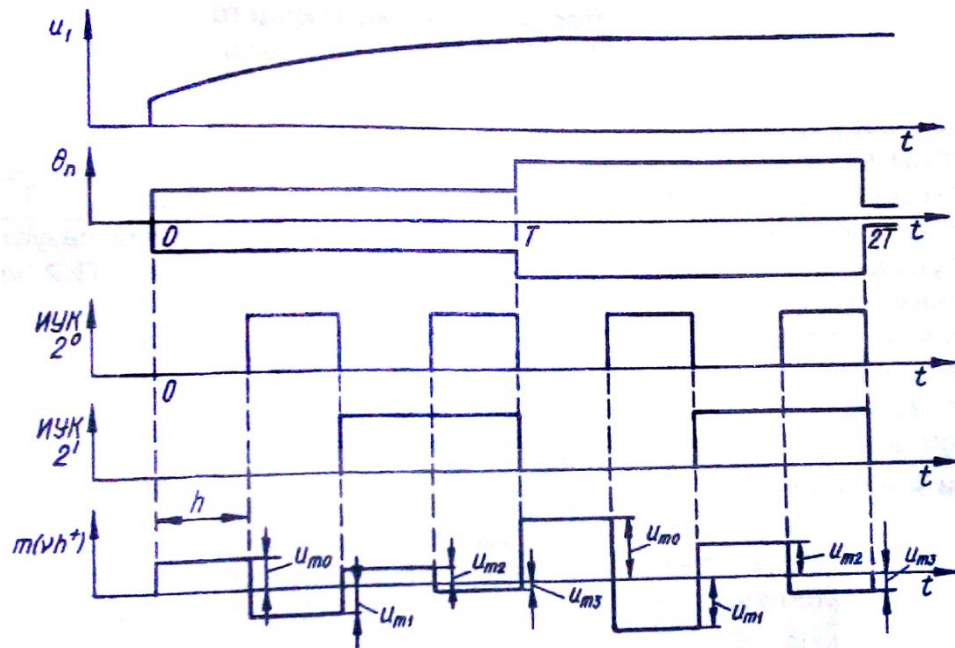


Рисунок 1.10 — Епюри, що пояснюють роботу пристрою рис. 1.9 під час відпрацювання системою на рисунку 1.1 довільного входного впливу

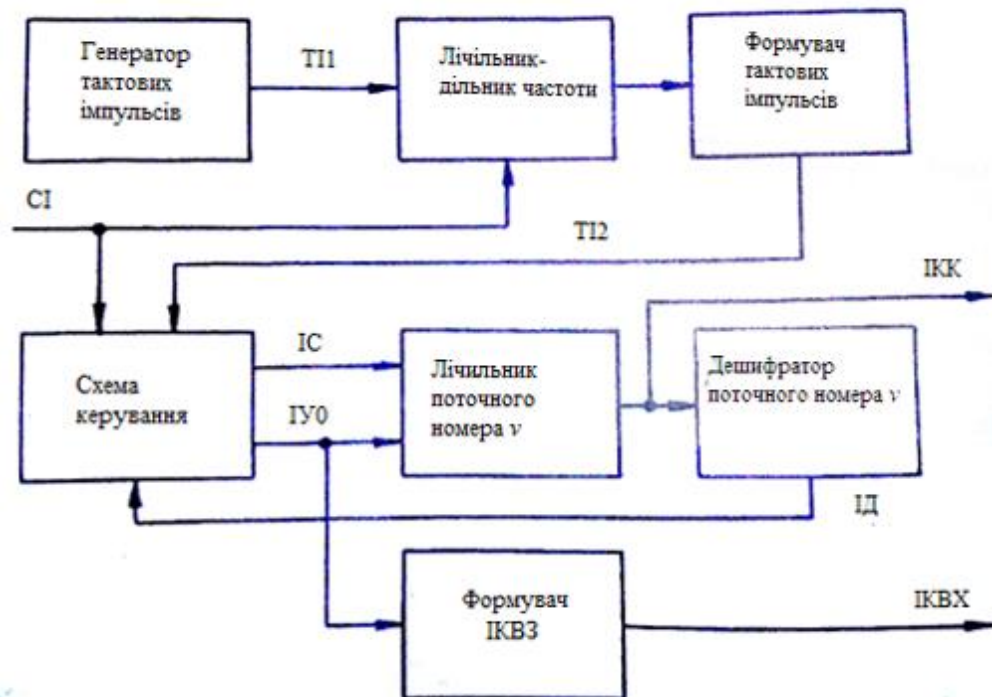


Рисунок 1.11 — Функціональна схема формувача імпульсів керування ФІК

Лічильник-дільник частоти (мікросхеми *DD4*, *DD5*) перетворює тактові імпульси *TI1* в послідовність тактових імпульсів *TI2*, які через схему співпадіння і інвертор (мікросхеми *DD1.2*, *DD2.2*) надходять на вхід лічильника поточного номера кроку керування (виведення 15 мікросхеми *DD3*). Паралельний двійковий код поточного номера кроку керування з виходів лічильника (виведення 6, 11, 14, 2 мікросхеми *DD3*) подається на керування коммутатором аналогових сигналів пристрою зі змінним коефіцієнтом передачі і одночасно на входи дешифратора поточного номера v (виведення 10, 13, 12, 11 мікросхеми *DD6*). Один з виходів дешифратора, номер якого відповідає порядку диференціального рівняння, що описує об'єкт керування, через перемикач *SA1* підключається до схеми керування, завдяки чому цикл формування керуючих сигналів безперервно повторюється. Якщо поточний номер кроку керування $v < N - 1$, де N — порядок диференціального рівняння об'єкта керування, то напруга логічного «0» з обраного виходу дешифратора надходить на інвертор (виведення 12, 13 мікросхеми *DD1.4*), а з виходу інвертора (виведення 11 мікросхеми *DD1.4*) напруга логічної «1» надходить на другий вхід схеми співпадіння (виведення 6 мікросхеми *DD1.2*), дозволяючи проходження чергового тактового імпульсу *TI2* на вхід лічильника. При $v = N - 1$ на обраному за допомогою перемикача *SA1* виході дешифратора з'являється напруга логічної «1» і черговий імпульс *TI2* надходить через схеми співпадіння *DD1.1* і *DD1.2* на вхід установки лічильника поточного номера кроку керування в нульовий стан (виведення 9 мікросхеми *DD3*) і одночасно подається на схему формування *КВЗ* (транзистори *VT1*, *VT2*). Далі весь цикл формування імпульсів керування повторюється.

При надходженні імпульсу синхронізації лічильник-дільник частоти і лічильник поточного номера кроку керування встановлюються в нульове стан, а також формується імпульс керування *ПВЗ*. Тим самим схема ФІК переводиться в режим негайної (з затримкою не більше одного періоду тактової частоти *TI1*) відпрацювання стрибкоподібного вхідного впливу.

Більш складним завданням є побудова цифрових регуляторів,

оптимальних за ступінчастих вхідних впливах для систем зі статичними об'єктами керування. Регулятор при ступінчастому впливі на вході системи керування (див. рис. 1.1), крім основних імпульсів в перехідному режимі, повинен задавати в сталому режимі «підставку» — постійний сигнал на вході об'єкта керування.

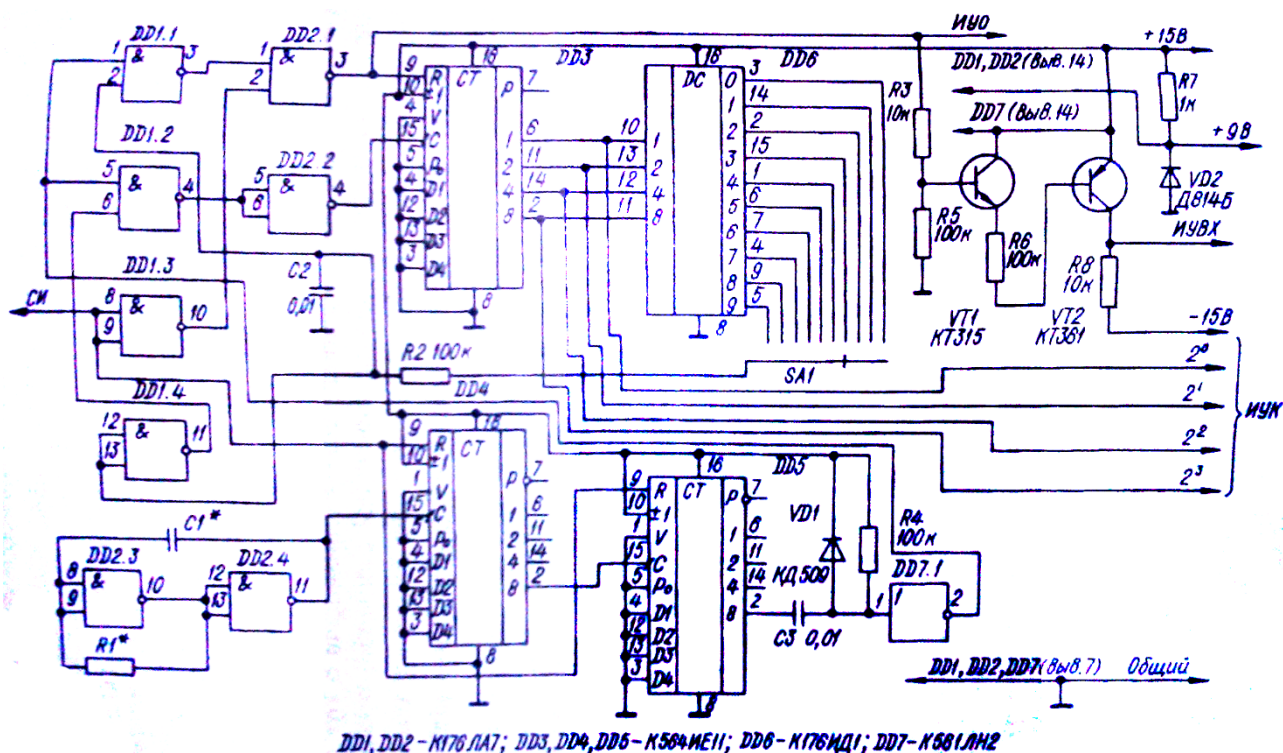


Рисунок 1.12 — Принципова схема формувача імпульсів керування ФІК

Функціональна схема регулятора для систем керування зі статичними об'єктами керування показана на рисунку 1.14. Регулятор складається з тих же чотирьох пристроїв, що і в схемі на рисунку 1.3 (обведені штриховою лінією) основного пристрою вибірки і зберігання ПВЗ, пристроя синхронізації ПС, формувача імпульсів керування ФІК і пристрою з змінним коефіцієнтом передачі K_v , яке забезпечує формування керуючих впливів u_v , $v = 0, \dots, N - 1$ протягом інтервалів керування $T = Nh$. Крім того, в регулятор додатково введені масштабуючий підсилювач з коефіцієнтом K , два послідовно включених пристроя вибірки і зберігання (ПВЗ1 і ПВЗ2), що запам'ятовують значення $u'(t)$ на початку інтервалу регулювання і передають це значення до об'єкта

керування у вигляді сигналу u_N в наприкінці кожного інтервалу регулювання; суматор Σ на виході якого виділяються всі сформовані керуючі впливи на об'єкт керування.

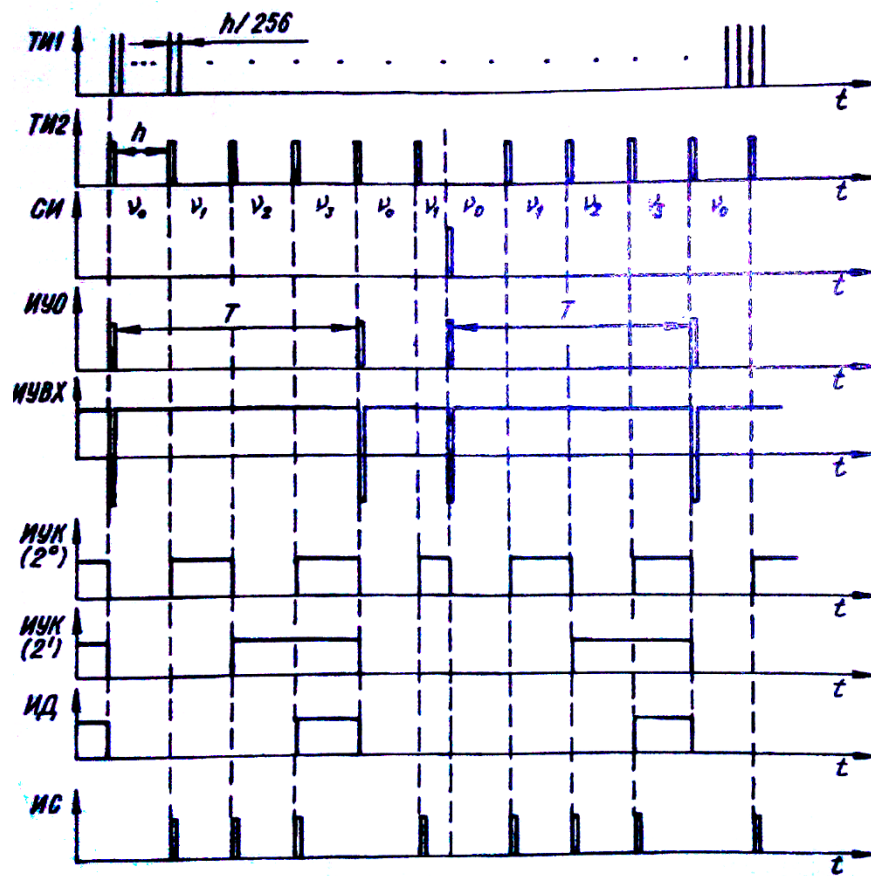


Рисунок 1.13 — Епюри, що пояснюють роботу схеми ФІК при формуванні імпульсів керування для об'єкта керування четвертого порядку

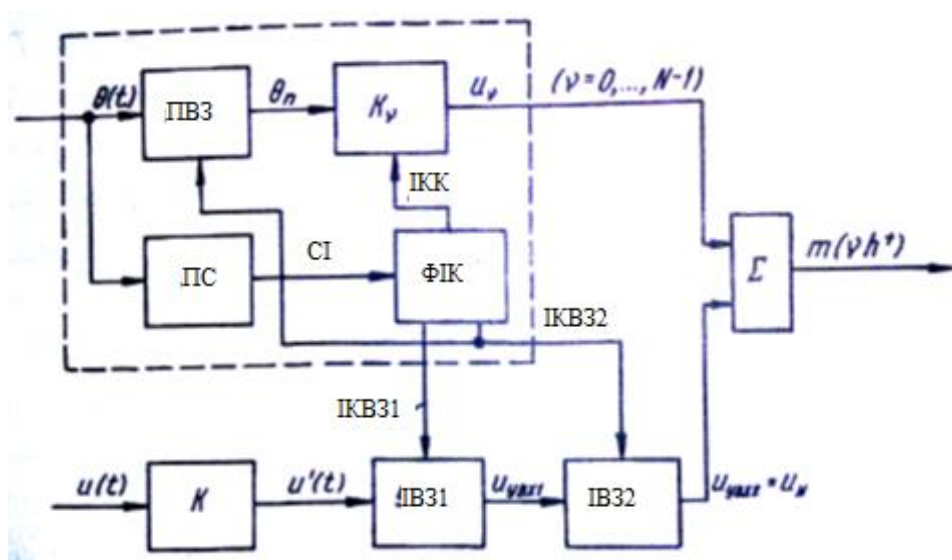


Рисунок 1.14 — Функціональна схема регулятора для систем керування зі статичними об'єктами керування

Принципова схема регулятора на рисунку 1.3 (функціональні блоки якого обведені на рисунку 1.14 штриховою лінією) детально описана. Тому на рисунку 1.15, а зображена принципова схема регулятора рисунку 1.14, за винятком блоків ПВЗ, ПС і ФІК, а на рисунку 1.16 — епюри, що пояснюють роботу цієї схеми при відпрацюванні системою на рисунку 1.1 довільного вхідного впливу [1].

Сигнал неузгодженості Θ_n надходить на пристрій зі змінним коефіцієнтом передачі (рисунок 1.15, а), до складу якого входять: дільники прямого сигналу (змінні резистори R_4 , R_5); інвертор сигналу неузгодженості (мікросхема $DA1$ типу К140УД7); дільники інвертованого сигналу (змінні резистори R_6 , R_7); комутатор аналогових сигналів (мікросхема $DD1$ типу К564КП1), керований імпульсами керування комутатором ІКК, які надходять з формувача імпульсів керування ФІК.

З виходу X комутатора (виведення 13 мікросхеми $DD1$) сформований у вигляді послідовності імпульсів керуючий вплив u_v , $v = 0, \dots, N - 1$ через масштабуючий підсилювач і інвертор (мікросхеми $DA2$, $DA3$ типу К140УД7), які забезпечують необхідну амплітуду і полярність керуючого впливу, надходить на перший вхід (резистор R_{18}) сумматора (мікросхема $DA7$ типу К140УД7), з виходу якого подається на об'єкт керування.

Керуючий вплив в кінці інтервалу керування формується в цьому пристрої наступним чином. Напруга вхідного впливу $U(t)$ надходить на масштабуючий підсилювач, виконаний на мікросхемі $DA4$ типу К140УД7. Напруга $u'(t)$ з виведення 6 мікросхеми $DA4$ надходить на ПВЗ1 (транзистор $VT1$ типу КП103І, мікросхема $DA5$ типу К574УД1). Імпульси керування ПВЗ (ІКВ31, ІКВ32) зрушені в часі відносно один одного таким чином, що фронт ІКВ31 збігається зі спадом ІКВ32. Завдяки цьому запам'ятовування чергового значення $u'(t)$ в ПВЗ1 здійснюється після того, як в ПВЗ2 (транзистор $VT2$, мікросхема $DA6$ типу К574УД1) запам'ятається (в момент надходження ІКВ32) попереднє значення $u'(t)$ забезпечує формування керуючого впливу u_N ,

відповідного закінчення попереднього інтервалу керування. З виходу ПВ32 (виведення 7 мікросхеми DA6) сформований керуючий вплив надходить на вхід 2 (резистор R32) сумматора (мікросхема DA7) і з виходу суматора подається на об'єкт керування.

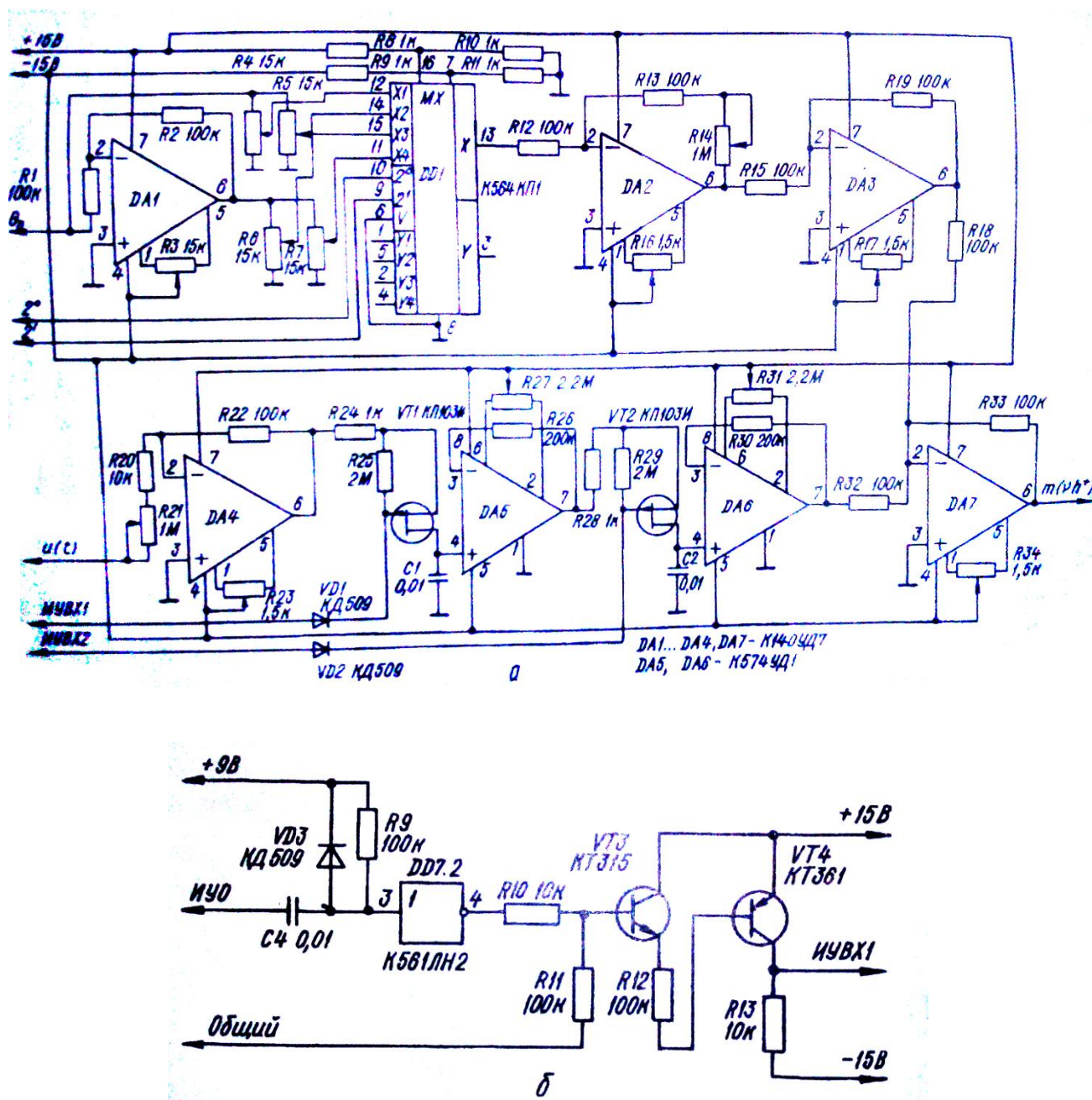


Рисунок 1.15 — Схеми пристроїв зі змінним коефіцієнтом передачі

В якості імпульсів керування ПВ32 (ІКВ32) використовуються імпульси ІКВ3. Для формування імпульсів керування ПВ31 (ІКВ31) формувач імпульсів

керування ФІК (рисунок 1.12) доповнюється схемою на рисунку 1.15, б, що складається з елемента затримки (мікросхема DD7.2 типу К561ЛН2) і формувача імпульсів керування ПВ31 (транзистори VT3, VT4). На вхід схеми на рисунку 1.15, б надходять імпульси установки в нульовий стан лічильника поточного номера кроку керування ІУО (виведення 3 мікросхеми DD2.1 на рисунку 1.12).

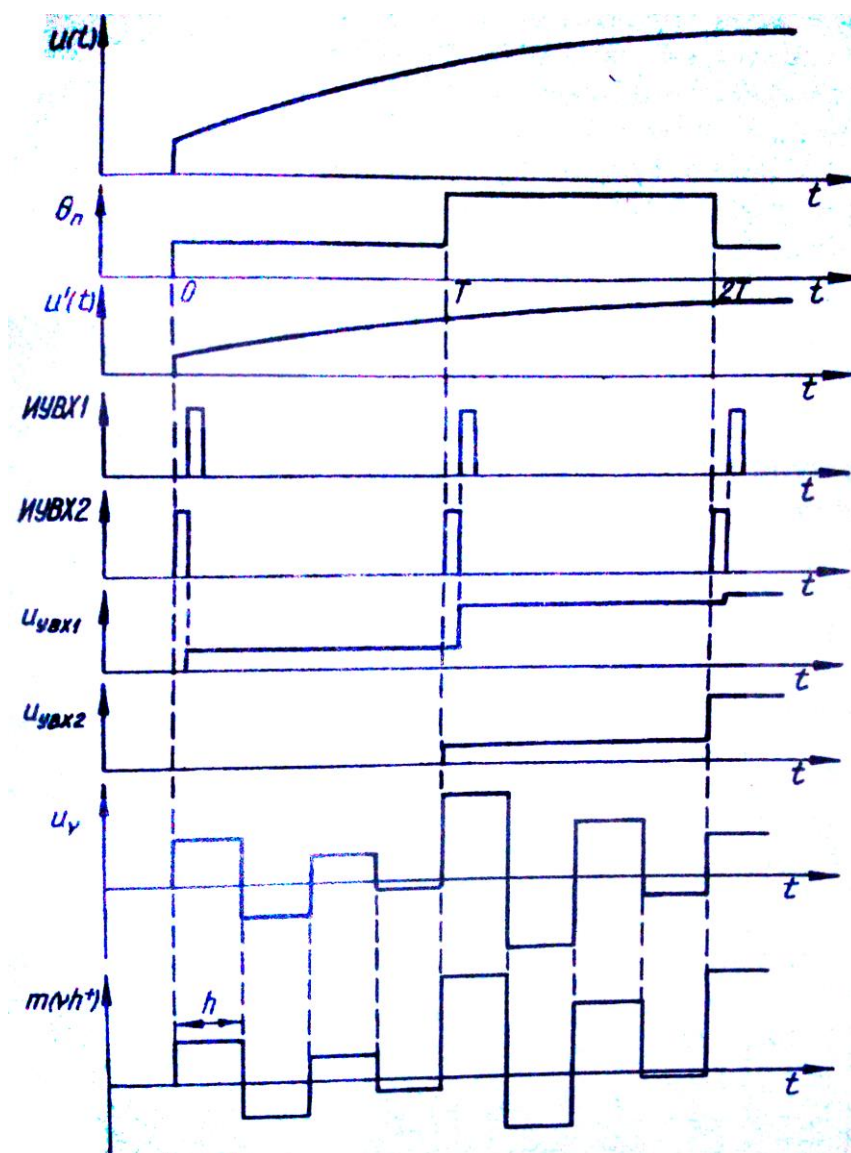


Рисунок 1.16 — Епюри, що пояснюють роботу схеми рис 1.15 при відпрацюванні системою на рисунку 1.1 довільного вхідного впливу

Інша функціональна схема регулятора, що забезпечує формування керуючих впливів $m(vh^+)$ на вході об'єктів керування з астатизмом нульового

порядку, показана на рисунку 1.17. У цьому регуляторі керуючий вплив V на вході об'єкта після закінчення перехідних процесів (сигнал «підставки») формується з сигналу помилки системи, тому цей регулятор можна використовувати і в тому випадку, коли вхід системи керування не є електричною величиною. Регулятор, зібраний за схемою на рисунку 1.17 в порівнянні з регулятором на рисунку 1.14 має додатково другий акумулятор $\Sigma 2$ і пристрій вибірки та зберігання ПВХЗ. На рисунку 1.18 показана принципова схема регулятора рис. 1.17, за винятком блоків ПВЗ, ПС і ФІК, а на рисунку 1.19 — епюри, що пояснюють роботу цієї схеми при відпрацюванні системою на рисунку 1.1, довільного вхідного впливу.

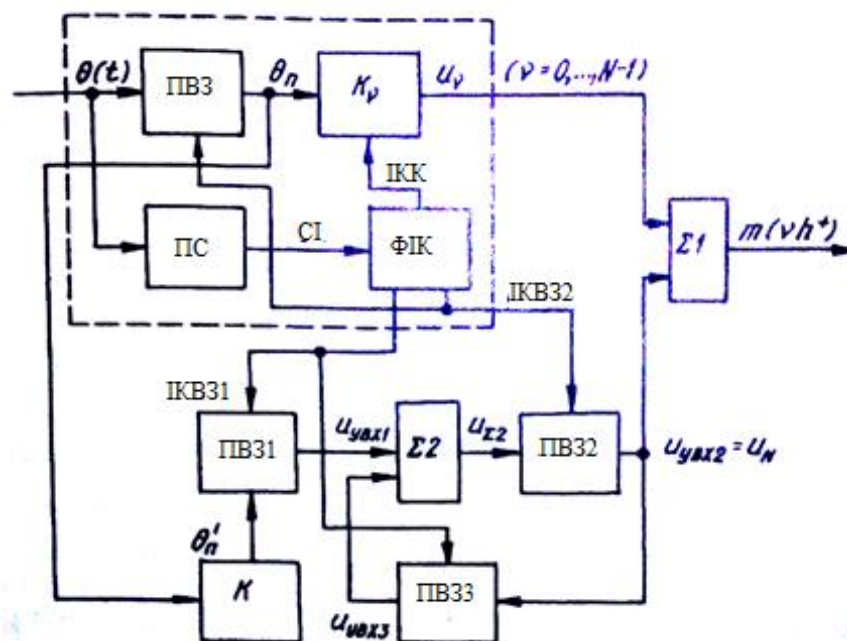


Рисунок 1.17 — Функціональна схема регулятора, що забезпечує формування керуючих впливів $m(vh^+)$ на вході об'єктів керування з астатизмом нульового порядку

Сигнал неузгодженості Θ_n в цьому пристрої (рисунок 1.18) надходить одночасно на вхід пристрою зі змінним коефіцієнтом передачі і на вхід масштабуючого підсилювача для формування напруги Θ'_n [1]. Пристрій зі змінним коефіцієнтом передачі складається з дільників прямого сигналу (змінні

резистори $R4, R5$), інвертора сигналу неузгодженості (мікросхема $DA1$ типу К140УД7), дільників інвертованого сигналу (змінні резистори $R6, R7$) і комутатора аналогових сигналів (мікросхема $DD1$ типу К564КП1).

З виходу X комутатора (виведення 13 мікросхеми $DD1$) сформований у вигляді послідовності імпульсів керуючий вплив $u_v, v = 0, \dots, N - 1$, через масштабуючий підсилювач і інвертор (мікросхеми $DA2, DA3$ типу К140УД7), які забезпечують необхідну амплітуду і полярність керуючого впливу, надходить на перший вхід (резистор $R19$) сумматора $\Sigma 1$ (мікросхема $DA4$ типу К140УД7).

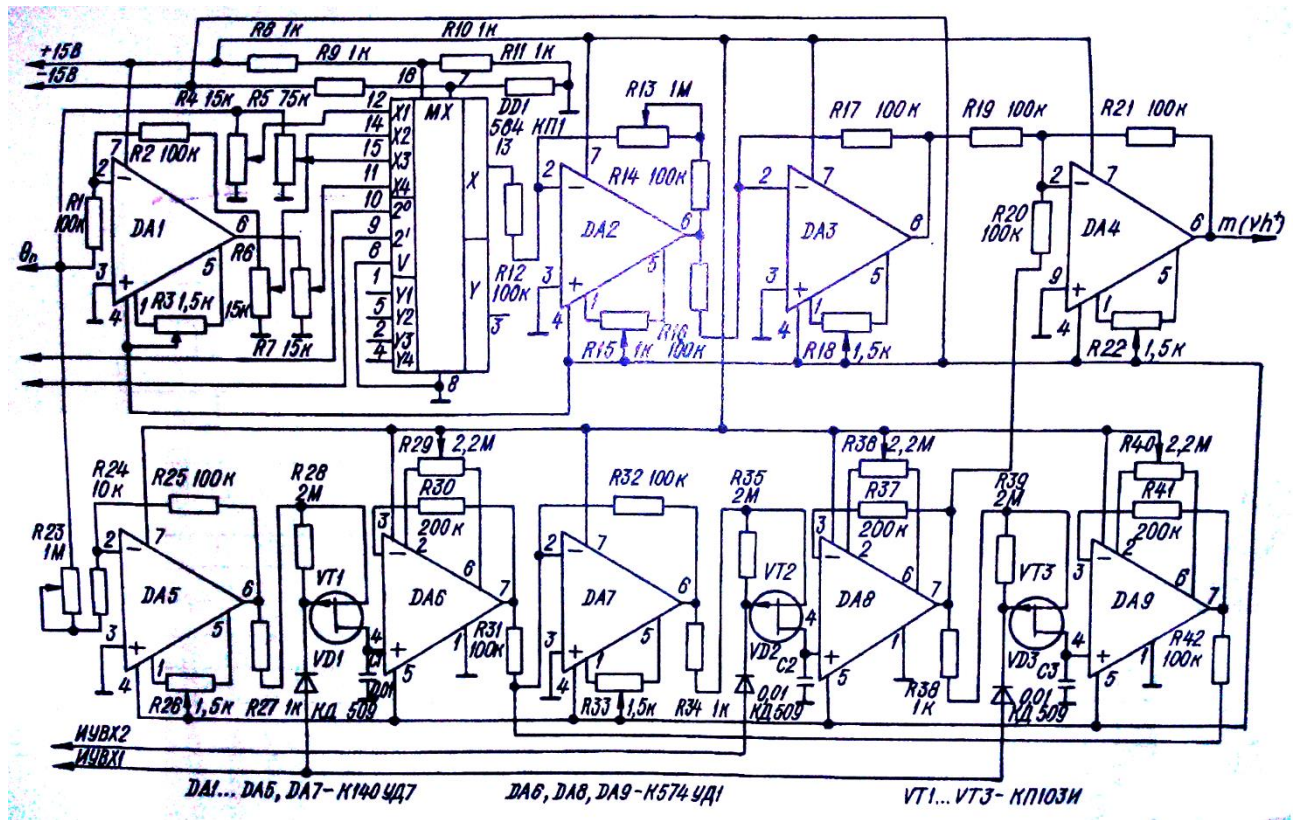


Рисунок 1.18 — Принципова схема регулятора рис. 1.17, за винятком блоків ПВЗ, ПС і ФІК

Пристрій для формування напруги Θ'_n являє собою масштабуючий підсилювач, виконаний на мікросхемі $DA5$ типу К140УД7. Напряга Θ'_n надходить на вхід ПВЗ1 (транзистор $VT1$ типу КП103І, мікросхема $DA6$ типу К574УД7), в якому запам'ятовується на час поточного інтервалу керування $T_i =$

Nh і подається на перший вхід (резистор $R31$) сумматора $\Sigma 2$ (мікросхема $DA7$ типу К140УД7). На другий вхід цього суматора (резистор $R42$) подається запам'ятоване в УВХЗ (транзистор $VT3$ типу КП103И, мікросхема $DA6$ типу К574УД1) значення суми напруг Θ'_n в попередньому T_{i-1} інтервалі керування. Це ж значення суми напруг Θ'_n зберігається в ПБЗ2 (транзистор $VT2$ типу КП103И, мікросхема $DA8$ типу К574УД1) і видається в якості напруги U_N на другий вхід (резистор $R20$) сумматора $\Sigma 1$. Послідовне підсумовування напруг Θ'_n забезпечується тимчасовою розстановкою імпульсів керування ПБЗ (ІКВ31, ІКВ32), які зміщені в часі відносно один одного таким чином, що початок ІКВ31 збігається з закінченням ІКВ32. З виходу суматора $\Sigma 1$ (виведення 6 мікросхеми $DA4$) сформований керуючий вплив $m(vh^+)$ подається на вхід об'єкта керування.

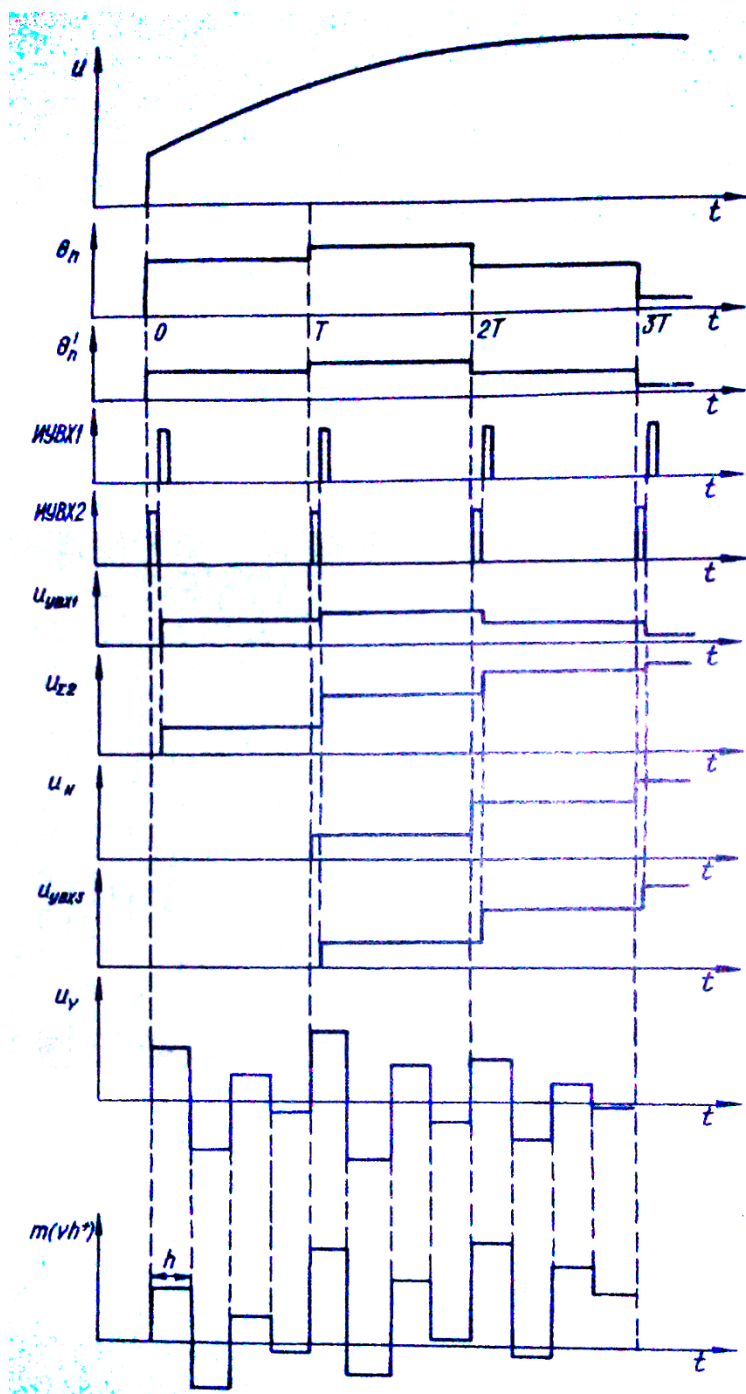


Рисунок 1.19 — Епюри, що пояснюють роботу схеми рис. 1.18 при відпрацюванні системою на рисунку 1.1, довільного вхідного впливу

1.3 Регулятори, оптимальні при лінійних вхідних впливах

Необхідним елементом цифрових регуляторів, оптимальних за впливах, що лінійно змінюються на вході системи на рисунку 1.1 є пристрій вимірювання швидкості вхідного впливу. Функціональна і принципова схеми

простого вимірювача середньої за період вимірювання швидкості зміни вхідного впливу $u(t)$ показані на рисунку 1.20 [1]. Вимірювач швидкості складається з двох пристроїв вибірки та зберігання ПВЗ і ПВЗ1, інвертора, суматора Σ і масштабуючого підсилювача K_M . Епюри, що пояснюють роботу вимірювача швидкості, зображені на рисунку 1.21.

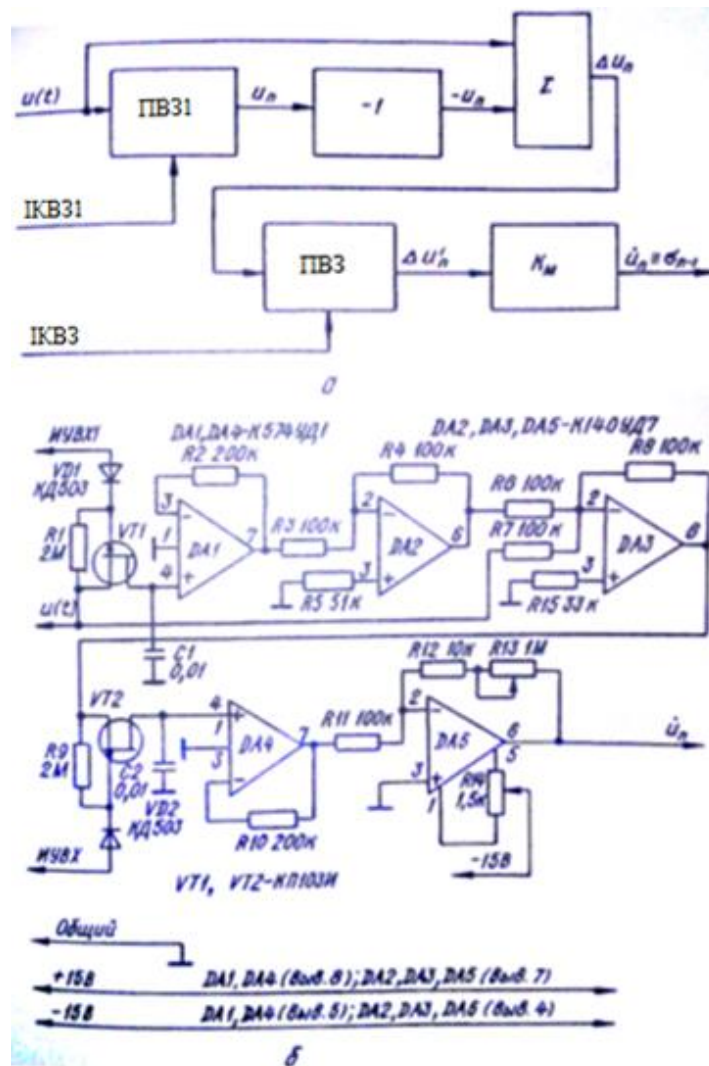


Рисунок 1.20 — Функціональна і принципова схеми простого вимірювача середньої за період вимірювання швидкості зміни вхідного впливу $u(t)$

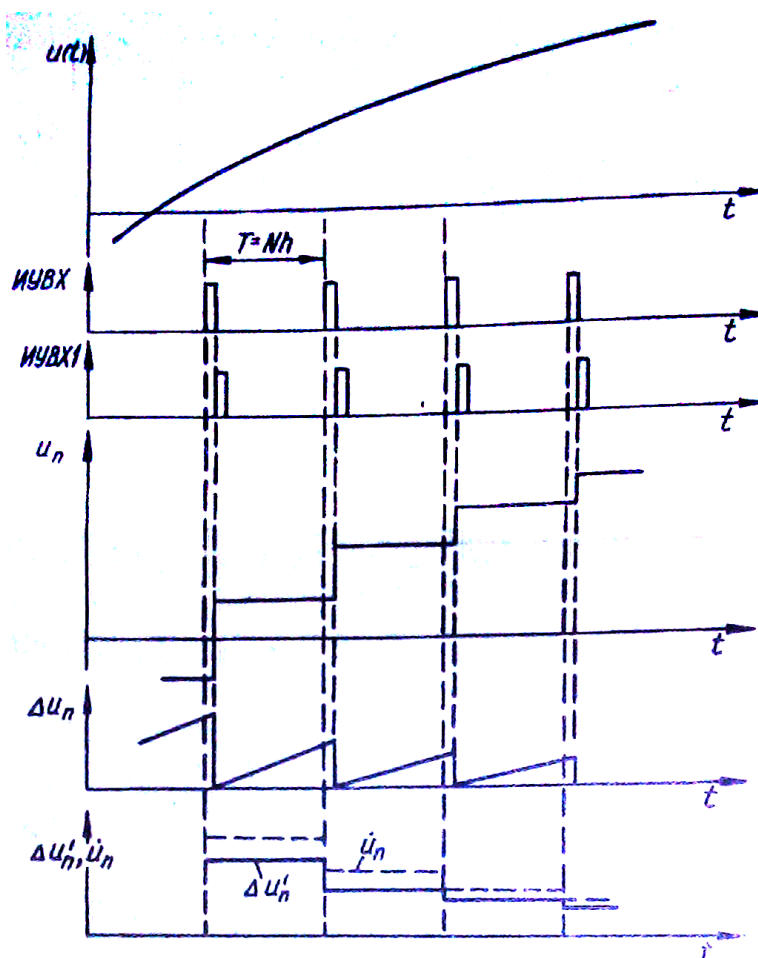


Рисунок 1.21 — Епюри, що пояснюють роботу вимірювача швидкості

Вхідний вплив $u(t)$ подається одночасно на вхід ПБЗ1 (польовий транзистор VT1 типу КП103И, конденсатор C1, мікросхема DA1 типу К574УД1) і на перший вхід (резистор R7) суматора (мікросхема DA3 типу К140УД7). У момент надходження імпульсу ІКВЗ1 (рисунок 1.21) проводиться вибірка (запам'ятовування) поточного значення вхідного впливу. Запомненне значення вхідного впливу u_n зберігається протягом інтервалу вимірювання і з виходу ПБЗ1 (виведення 7 мікросхеми DA1) через інвертор (мікросхема DA2 типу К140УД7) надходить на другий (резистор R6) вхід суматора. На виході суматора (виведення 6 мікросхеми DA3) формується напруга $\Delta u_n = u(t) - u_n$, значення якого в кінці інтервалу вимірювання пропорційно середній швидкості зміни вхідного впливу в даному інтервалі вимірювання. Закінчення інтервалу вимірювання визначається моментом надходження імпульсу ІКВЗ, під дією якого відбувається вибірка поточного значення напруги Δu_n . Запам'ятована в

ПВЗ (польовий транзистор VT2 типу КП103И, конденсатор С2) напруга Δu_n (рисунок 1.21), пропорційна середній швидкості зміни вхідного впливу на даному інтервалі вимірювання, зберігається протягом наступного інтервалу і з виходу ПВЗ виведення 7 мікросхеми DA4) подається на вхід масштабуючого підсилювача (мікросхема DA5 типу К140УД7). Масштабуючий підсилювач забезпечує необхідний масштаб напруги u_n , що відповідає швидкості зміни вхідного впливу σ_{n-1} .

Функціональна схема пристрою, який забезпечує одночасно вимір середньої за інтервал вимірювання швидкості зміни вхідного впливу σ_{n-1} , і збільшення швидкості $\Delta\sigma_{n-1}$, показана на рисунку 1.22.

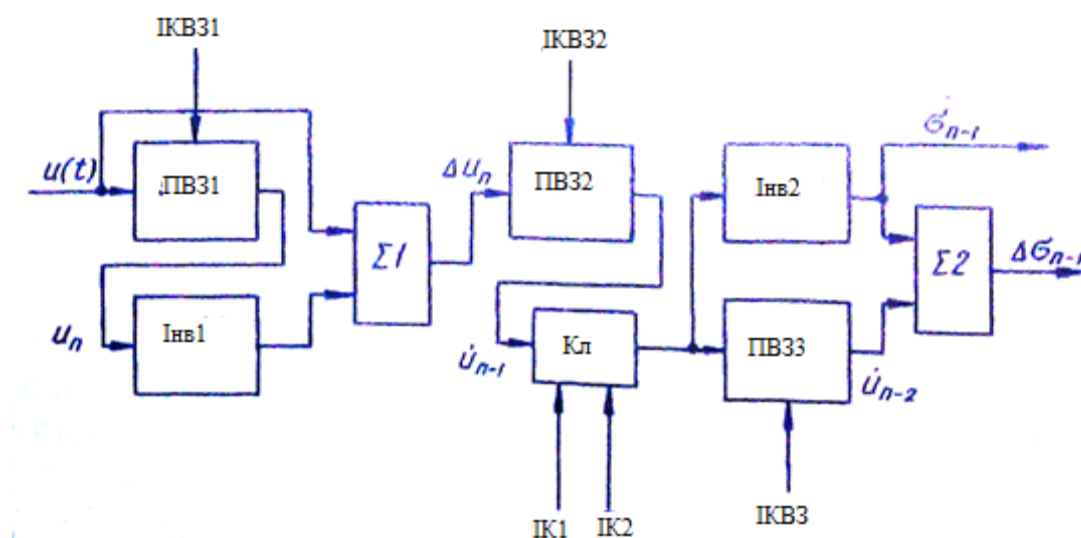


Рисунок 1.22 — Функціональна схема пристрою, який забезпечує одночасно вимір середньої за інтервал вимірювання швидкості зміни вхідного впливу σ_{n-1} , і збільшення швидкості $\Delta\sigma_{n-1}$

Вимірювач швидкості σ_{n-1} і збільшення швидкості $\Delta\sigma_{n-1}$ складається з трьох пристроїв вибірки та зберігання (ПВ31, ПВ32, УВХ3) і електронного ключа КЛ.

Принципова схема вимірювача середньої швидкості і збільшення середньої швидкості зображена на рисунку 1.23, а епюри, що пояснюють

роботу пристрою — на рисунку 1.24 [1].

Вхідний вплив $u(t)$ подається одночасно на вхід ПБЗ1 (перший пристрій вибірки та зберігання зібраний на польовому транзисторі VT1 типу КП103И, конденсаторі C1, мікросхемі DA1 типу К574УД1) і на перший вхід (резистор R7) першого суматора (мікросхема DA3 типу К140УД7). У момент надходження імпульсу ІКВЗ1 (рисунок 1.24) Проводиться вибірка (запам'ятовування) поточного значення вхідного впливу. Запом'ятована напруга u_n зберігається протягом інтервалу вимірювання і з виходу ПБЗ1 (виведення 7 мікросхеми DA1) через перший інвертор (мікросхема DA2 типу К140УД7) надходить на другий вхід (резистор R6) першого суматора. На виході першого суматора (виведення 6 мікросхеми DA3) формується напруга $\Delta u_n = u(t) - u_n$, яке в кінці інтервалу вимірювання пропорційно середній швидкості зміни вхідного впливу в даному інтервалі вимірювання.

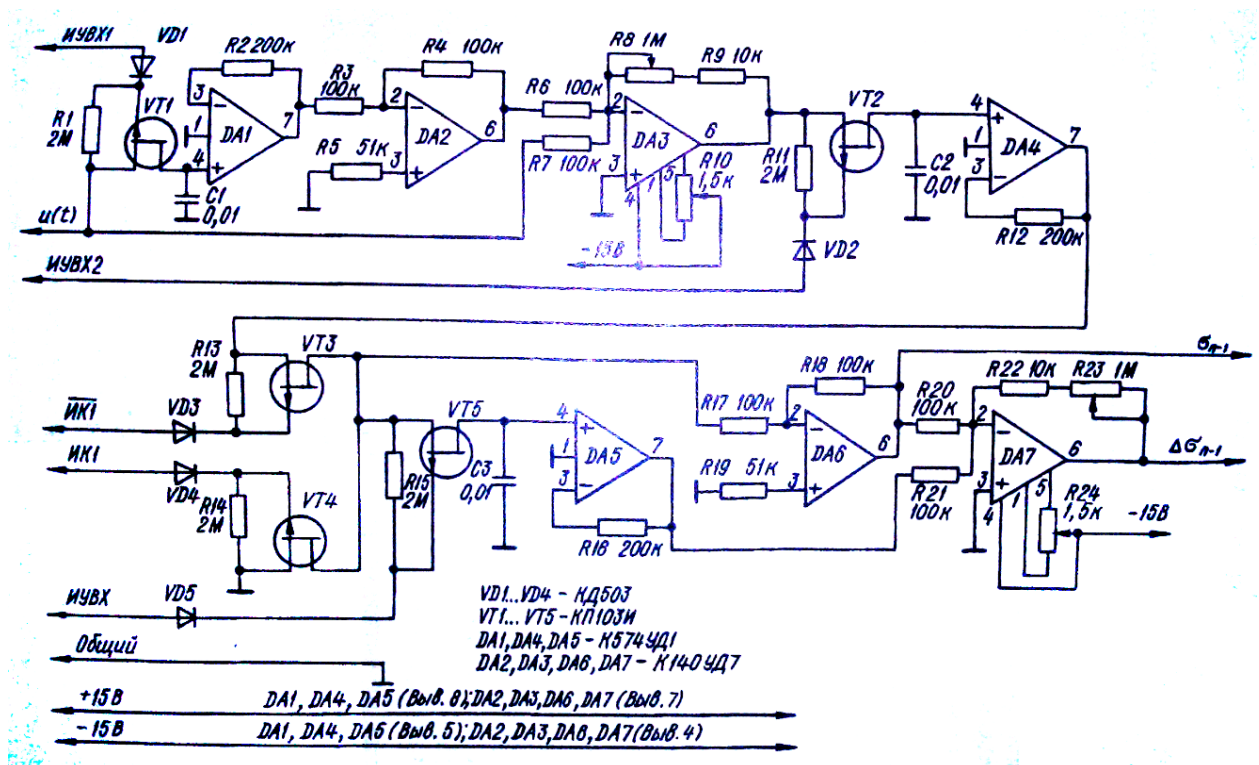


Рисунок 1.23 — Принципова схема вимірювача середньої швидкості і збільшення середньої швидкості

Необхідний масштаб напруги Δu_n встановлюється регулюванням коефіцієнта передачі першого суматора змінним резистором R8. Вибірка

напруги Δu_n в кінці кожного інтервалу вимірювання відбувається під дією імпульсів ІКВ32. Запам'ятоване в ПБ32 (другий пристрій вибірки та зберігання зібраний на польовому транзисторі $VT2$ типу КП103И, конденсаторі $C2$, мікросхемі $DA4$ типу К574УД1) напруга u_{n-1} , пропорційне середньої швидкості зміни вхідного впливу на $(n - 1)$ -му інтервалі, зберігається протягом наступного n -го інтервалу і з виходу ПБ32 (виведення 7 мікросхеми $DA4$) подається на електронний ключ, зібраний на транзисторах $VT3$ і $VT4$ типу КП103И. Електронний ключ керується імпульсами комутації ІК1, ІК2, які надходять з виходу ФІК і служить для виключення проходження на вихід пристрою напруги рівного величині початкового стрибка вхідного впливу (якщо вхідний вплив є безперервною функцією часу, то електронний ключ можна виключити зі схеми вимірювача швидкості). З виходу електронного ключа напруга, пропорційна середній швидкості зміни вхідного впливу, надходить на вхід другого інвертора (мікросхема $DA6$ типу К140УД7) і на вхід УВХ3 (третій пристрій вибірки та зберігання виконаний на польовому транзисторі $VT5$, конденсаторі $C3$, мікросхемі $DA5$ типу К574УД1). На виході другого інвертора (виведення 6 мікросхеми $DA6$) формується напруга σ_{n-1} величина якої на даному інтервалі дорівнює середній швидкості зміни вхідного впливу на попередньому інтервалі. Ця напруга подається на вихід пристрою і на перший вхід другого суматора (мікросхема $DA7$ типу К140УД7).

У УВХ3 під дією імпульсу ІКВ3 проводиться вибірка і зберігання, протягом поточного n -го інтервалу вимірювання напруги, пропорції початкової швидкості зміни вхідного впливу на $(n - 2)$ -му інтервалі вимірювання. Запам'ятована в УВХ3 напруга u_{n-2} з виходу УВХ3 (виведення 7 мікросхеми $DA5$) подається на другий вхід другого суматора (резистор $R21$). На виході другого суматора (виведення 6 мікросхеми $DA7$) формується напруга $\Delta\sigma_{n-1} = u_{n-1} - u_{n-2} = \sigma_{n-1} - \sigma_{n-2}$, що дорівнює збільшенню швидкості зміни вхідного впливу.

Необхідний масштаб напруги $\Delta\sigma_{n-1}$ встановлюється регулюванням коефіцієнта передачі другого суматора резистором $R23$.

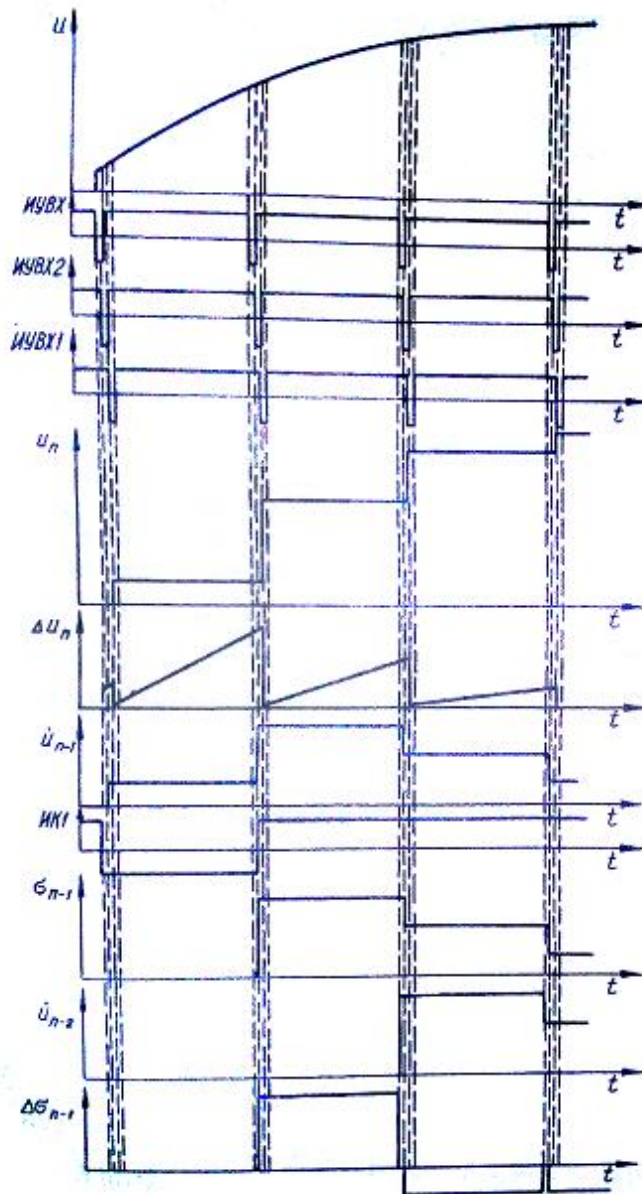


Рисунок 1.24 — Епюри, що пояснюють роботу вимірювача середньої швидкості і збільшення середньої швидкості

Функціональна схема регулятора, оптимального для лінійних впливів на вході системи і працюючого в системі керування при довільних впливах на вході системи, показана на рисунку 1.25. Такий регулятор формує в кожному інтервалі керування $T = Nh$ керуючі впливу на вході об'єкта керування $m_v = u_v + u'_v = K_v U + K'_v \Delta \sigma$, $v = 0, 1, \dots, N - 1$, де N — порядок диференціального рівняння, що описує динаміку лінійного об'єкта керування, і, крім того, для об'єктів з астатизмом першого порядку формує «підставку» $m_N = u_N$,

пропорційну швидкості вхідного впливу, в кінці інтервалу регулювання (ця «підставка» діє в наступному інтервалі керування). Наприклад, для системи керування з об'єктом керування, математична модель якого описується функцією передачі $G(s) = \alpha[s(s + b)]^{-1}$, регулятор в кожному інтервалі $T = Nh$, $N = 2$ формує на вході об'єкта керування два імпульси (див. формулу):

$$m_0 = u_0 + u'_0 = K_0 U + K'_0 \Delta \sigma, \text{ і } m_1 = u_1 + u'_1 = K_1 U + K'_1 \Delta \sigma,$$

де

$$K_0 = \frac{b}{\alpha h(1 - B)}; K'_0 = K_0 \left(2h + \frac{1}{b} - \frac{h}{1 - B} \right); K_1 = -\frac{bB}{\alpha h(1 - B)};$$

$$K'_1 = K_1 \left(2h + \frac{1}{b} - \frac{h}{B(1 - B)} \right); U = \Theta_n; \Delta \sigma = \Delta \sigma_{n-1}, n = 0, 1, 2, \dots,$$

і «підставку»

$$m_N = u_N = \frac{b}{\alpha} \sigma, v \geq 2.$$

До складу регулятора (рис. 1.25) входять: пристрій вибірки та зберігання ПВЗ; два пристрої зі змінними коефіцієнтами передачі і відповідно K_v і K'_v (перший з них формує керуючий вплив на об'єкт керування $u_v = K_v \Theta_n$, $v = 1, 2, \dots$, другий — керуючий вплив $u'_v = K'_v \Delta \sigma_{n-1}$); масштабуючий підсилювач з коефіцієнтом передачі K_N , для формування напруги «підставки» $m_N = u_N$; пристрій синхронізації ПС, що забезпечує формування синхронізуючого імпульсу СІ при стрибкоподібній зміні вхідного впливу; пристрій вимірювання швидкості і збільшення швидкості зміни вхідного впливу ПВШ; електронний ключ Кл; формувач імпульсів керування ФІК, що забезпечує формування всіх сигналів, необхідних для правильної роботи регулятора (імпульсів керування основним пристроєм вибірки і зберігання ІКВЗ, імпульсів керування ПВЗ1 і ПВЗ2 в пристрої вимірювання швидкості і збільшення швидкості зміни вхідного впливу ПВШ — ІКВ31, ІКВ32 імпульсів керування комутаторами аналогових сигналів в пристроях зі змінним коефіцієнтом передачі ІКК, імпульсів комутації електронного ключа в пристрої ПВШ ІК1, ІК2, імпульсів комутації електронного ключа Кл — ІК2), суматор Σ .

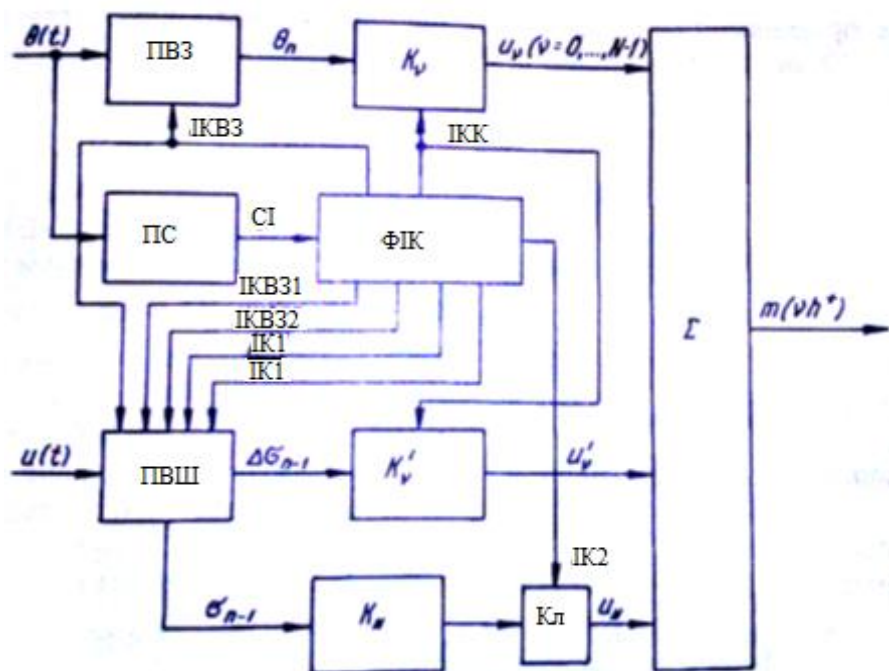


Рисунок 1.25 — Функціональна схема регулятора, оптимального для лінійних впливів на вході системи і працюючого в системі керування при довільних впливах на вході системи

Принципові схеми пристрою вибірки і зберігання ПВЗ, пристрою синхронізації ПС, пристроїв зі змінними коефіцієнтами передачі K_v і K'_v та пристрої вимірювання швидкості і збільшення швидкості вхідного впливу ПВШ описані вище і зображені відповідно на рисунках 1.4, 1.5, 1.9, 1.23.

Пристрій для формування імпульсів керування ФК, що входить до складу даного регулятора, відрізняється від розглянутого вище ФК (див. рис. 1.11 і 1.12), що входить до складу регулятора, оптимального для ступінчастого впливу на вході системи, тим, що крім імпульсів керування ІКВЗ і ДВК додатково формує імпульси ІКВЗ1, ІКВЗ2, ІК1, $\overline{\text{ІК1}}$, ІК2. Імпульси ІКВЗ1, ІКВЗ2, ІК1, $\overline{\text{ІК1}}$ забезпечують роботу пристрою вимірювання швидкості і збільшення швидкості вхідного впливу, а імпульс ІК2 керує електронним ключем Кл, що підключає до виходу регулятора напругу «підставки» u_N після закінчення перехідного процесу в системі керування. Принципова схема цієї частини формувача імпульсів керування, яка здійснює формування зазначених додаткових імпульсів, зображена на рисунку 1.26, а [1].

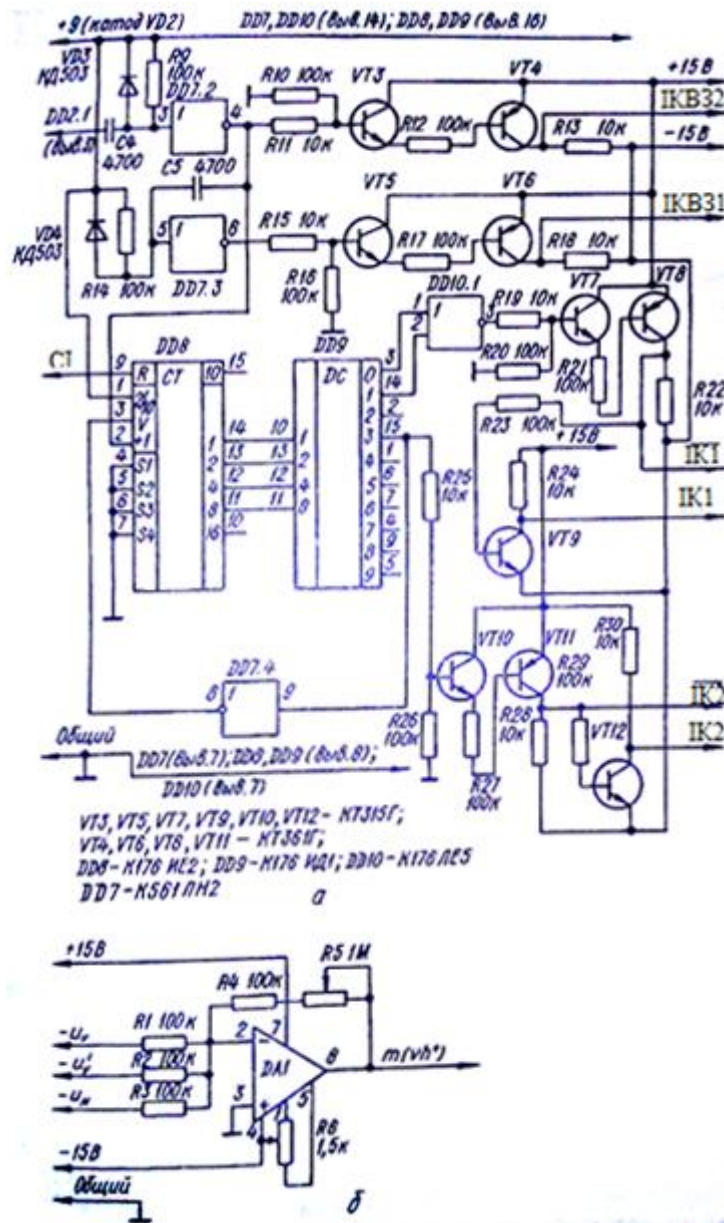


Рисунок 1.26 — Принципова схема частини формувача імпульсів керування, яка здійснює формування зазначених додаткових імпульсів (а) і сумматора Σ (б)

До складу додаткової частини формувача імпульсів керування (рисунок 1.26, а) Входять, формувач імпульсів ІКВ32 (зібраний на логічному елементі DD7.2 зі складу мікросхеми DD7 типу К561ЛІ2 (див. рис. 1.12), транзисторі VT3 типу КТ315Г, транзисторі VT4 типу КТ361Г); формувач імпульсів ІКВ31 (зібраний на логічному елементі DD7.3 зі складу мікросхеми DD7, транзисторі VT5 типу КТ315Г, транзисторі VT6 типу КТ361Г), формувач імпульсів

комутації $IK1$, $\overline{IK1}$, $IK2$ (зібраний на двійковому лічильнику — мікросхема $DD8$ типу $K176IE2$, дешифраторі — мікросхема $DD9$ типу $K176ID1$, логічних елементах $DD7.4$ і $DD10.1$, транзисторах $VT7$ — $VT12$, з яких $VT8$ і $VT11$ типу $KT361Г$, а решта — типу $KT315Г$).

Формувачі імпульсів $IKB31$ і $IKB32$ зібрані за ідентичним схемами. На вхідний диференційний ланцюг формувача $IKB32$, що складається з конденсатора $C4$, резистора $R9$ діода $VD3$ типу $КД503$, надходить імпульс установки в нульовий стан лічильника поточного номера кроку доведення IYO (виведення 3 мікросхеми $DD 2.1$ — див. рис. 1.12), що є сигналом логічної «1» і збігається в часі з імпульсом $IKB3$. Вхід логічного елемента $DD 7.2$ через резистор $R9$ постійно підключений до напруги живлення мікросхем, тобто до рівня логічної «1» (виведення $+9 В$ на рисунку 1.26). Тому негативний перепад продиференційованого імпульсу сформує на вході $DD7.2$ рівень логічного «0», а на виході $DD7.21$ сигнал логічної «1», початок якого збігається з закінченням імпульсу $IKB3$, а тривалість визначається параметрами диференціюючого ланцюга. З виходу логічного елемента $DD7.2$ сформований сигнал надходить на ключові підсилювачі, зібрані на транзисторах $VT3$, $VT4$, які забезпечують формування імпульсу $IKB32$ негативної полярності з розмахом від $+15$ до $-15 В$. На вхідний диференціюючий ланцюг формувача $IKB31$, що складається з конденсатора $C5$, резистора $R14$ і діода $VD4$ типу $КД503$, надходить сигнал логічної «1» з виходу логічного елемента $DD7.2$. На виході цього формувача (колектор транзистора $VT6$) формується імпульс $IKB31$, початок якого збігається з закінченням імпульсу $IKB32$. Це означає, що імпульси керування пристроями вибірки і зберігання в часі розподілені наступним чином (див. рис. 1.24): першим слідує $IKB3$, другим — $IKB32$ третім — $IKB31$, причому початок наступного імпульсу збігається з кінцем попереднього.

Розглянемо роботу формувача імпульсів $IK1$, $\overline{IK1}$ і $IK2$. Тривалість імпульсів комутації $IK1$ і $\overline{IK1}$, призначених для керування електронним ключем $Кл$ у вимірювачі середньої швидкості і збільшення швидкості ПВШ, рівна інтервалу керування $T = Nh$, полярність імпульсу $IK1$ негативна, $\overline{IK1}$ позитивна

при розмаху імпульсів від $+15$ до -15 В. Імпульс ІК2, керуючий електронним ключем КЛ на виході масштабуючого підсилювача (рисунок 1.25), має тривалість $2T$, позитивну полярність і розмах від $+15$ до -15 В. Початок цих імпульсів визначається моментом надходження синхронізуючого імпульсу СІ. Імпульс СІ, що формується пристроєм синхронізації ПС при стрибкоподібному впливі на вході системи регулювання і збігається в часі з імпульсом ІКВ3, встановлює в нульовий стан лічильник числа інтервалів керування, зібраний на мікросхемі DD8. При цьому на виході «0» дешифратора (виведення 3 мікросхеми DD9) встановлюється рівень логічної «1», а на інших виведеннях дешифратора — рівні логічного «0». Це призводить до того, що на вході «V» лічильника (виведення 3 мікросхеми DD8) встановлюється рівень логічної «1», що дозволяє лічбу імпульсів, що надходять на вхід лічильника (виведення 2 мікросхеми DD8) з виходу логічного елемента DD7.2 (ці імпульси в часі збігаються з імпульсами ІКВ32). Рівень логічної «1», який встановився на виході «0» дешифратора в момент надходження імпульсу СІ, подається на перший вхід логічного елемента АБО-НЕ, на виході якого (виведення 3 мікросхеми DD10.1) встановлюється рівень логічного «0», що надходить далі на ключові підсилювачі, зібрані на транзисторах VT7...VT9. При цьому на колекторі транзистора VT9 встановлюється напруга -15 В, що відповідає імпульсу ІМ, а на колекторі транзистора VT8 — напруга $+15$ В, що відповідає імпульсу $\overline{ІК1}$.

Аналогічним чином з моменту встановлення на виході «3» дешифратора (виведення 15 мікросхеми DD9) рівня логічного «0» починає формуватися імпульс ІК2 позитивної полярності (на колекторі транзистора VT12 встановлюється напруга $+15$ В).

Перший імпульс з виходу логічного елемента DD7.2 на вхід лічильника надходить відразу після закінчення імпульсу СІ і зрушує рівень логічної «1» з виходу «0» дешифратора на вихід «1» (виведення 14 мікросхеми DD9), що не змінює стану виходів ключових підсилювачів (напруг на колекторах транзисторів VT8, VT9 і VT12). Другий імпульс з виходу логічного елемента

DD7.2, що надходить на вхід лічильника через інтервал T після першого імпульсу, зрушує рівень логічної «1» з виходу «1» дешифратора на вихід «2» (виведення 2 мікросхеми *DD9*), що призводить до того, що на обох входах логічного елемента АБО-НЕ (мікросхема *DD10.1*) встановлюється рівень логічного «0», а на його виході — рівень логічної «1». Цей момент відповідає закінченню імпульсів $IK1$ і $\overline{IK1}$, так як напруги на колекторах транзисторів *VT8* і *VT9* змінюють свою полярність на протилежну: на колекторі *VT8* встановлюється напруга -15 В, на колекторі *VT9* — $+15$ В. Такий стан зберігається до надходження чергового синхронізуючого імпульсу *CI*.

Імпульс $IK2$ закінчується в момент надходження з виходу логічного елемента *DD7.2* третього імпульсу на вхід лічильника в кінці другого інтервалу керування, під дією якого рівень логічної «1» зсувається з виходу «2» дешифратора на вихід «3» (виведення 15 мікросхеми *DD9*). При цьому на виході логічного елемента НЕ (виведення 8 мікросхеми *DD7.4*) встановлюється рівень логічного «0», який забороняє подальшу лічбу імпульсів, а на колекторі транзистора *VT12* встановлюється напруга -15 В.

Електронний ключ Кл, зображений на функціональній схемі регулятора (рисунок 1.25), виконаний на польовому транзисторі типу КП103И, як в схемі ПВЗ на рисунку 1.4. Масштабуючий підсилювач з коефіцієнтом передачі K_N представляє собою інверсний операційний підсилювач на мікросхемі типу К140УД7.

Принципова схема суматора Σ показана на рисунку 1.26, б. Суматор виконаний на інверсному операційному підсилювачі (мікросхема *DA1* типу К140УД7). Змінний резистор $R5$ ланцюга негативного зворотного зв'язку забезпечує встановлення необхідних коефіцієнтів K_v і K'_v .

Розглянемо роботу регулятора (рисунок 1.25) в системі керування на рисунку 1.1. Нехай об'єкт керування описується передаточною функцією $G(s) = \alpha[s(s + b)]^{-1}$, а на вхід системи надходить довільний вплив $u(t)$, що має початковий стрибок U_0 .

При надходженні початкового стрибка пристрій синхронізації ПС формує

синхронізуючий імпульс СІ. Цей імпульс є імпульсом запуску для формувача імпульсів керування ФІК. Сформовані імпульси керування і комутації в описаній послідовності подаються від блоку ФІК на всі інші блоки регулятора, і регулятор включається в роботу. Епюри, що пояснюють роботу регулятора, зображені на рисунку 1.27.

На першому інтервалі керування $0 < t \leq T$, $T = Nh$, $N = 2$, інформація про швидкість і збільшенні швидкості відсутня ($\sigma = 0$, $\Delta\sigma = 0$), на виході ПВЗ є запам'ятоване значення помилки системи $\Theta(0)$, що дорівнює значенню початкового стрибка вхідного впливу U_0 . Пристрій зі змінним коефіцієнтом передачі K_v формує керуючий вплив на об'єкт керування $m_0 = K_0 U_0$ і $m_1 = K_1 U_0$. Система відпрацьовує вхідний вплив з помилкою, яка дорівнює в кінці інтервалу $\Theta(T) = u(T) - x(t) = u(T) - u(0) = u(T) - U_0$. На другому інтервалі керування $T < t \leq 2T$ з виходу вимірювача швидкості і збільшення швидкості видається інформація про середню швидкість на першому інтервалі σ_0 , а $\Delta\sigma_0 = \sigma_0$, на виході ПВЗ є запам'ятоване значення помилки $\Theta(T) = u(T) - U_0$. Пристрої зі змінними коефіцієнтами передачі K_v і K'_v формують керуючий вплив на об'єкт керування $m_0 = K_0 \Theta(T) + K'_0 \sigma_0$ і $m_1 = K_1 \Theta(T) + K'_1 \sigma_0$. Система відпрацьовує вхідний вплив з помилкою, яка дорівнює в кінці інтервалу $\Theta(2T) = u(2T) - u(T) - \sigma_0 T$.

До кінця другого інтервалу керування перехідний процес в системі закінчується і система переходить в режим стеження за зміною вхідного впливу. При цьому в кожному інтервалі керування $nT < t \leq (n + 1)T$, $n \geq 2$, регулятор формує два імпульси

$$m_0 = u_0 + u'_0 = K_0 \Theta(nT) + K'_0 \Delta\sigma_{n-1};$$

$$m_1 = u_1 + u'_1 = K_1 \Theta(nT) + K'_1 \Delta\sigma_{n-1},$$

які подаються на вхід об'єкта керування разом з «підставкою» $m_N = u_N = b\sigma_{n-1}/a$, що пропорційна швидкості вхідного впливу на попередньому інтервалі.

можливу амплітуду імпульсів. При цьому чим більше величина впливу на вході системи, тим менший коефіцієнт підсилення повинен мати регулятор, а значить, тим більший крок квантування необхідно використовувати (час регулювання $T = Nh$ в цьому випадку може значно зростати). Часто системи керування працюють в двох режимах: відпрацьовують стрибки вхідного впливу і ведуть стеження за зміненням вхідного сигналу. У цьому випадку доцільно використовувати регулятор зі змінним кроком квантування. Стрибки вхідного впливу регулятор відпрацьовує з кроком h_1 за час $T = Nh_1$, а стеження за зміненням вхідного сигналу — з кроком $h_2 \ll h_1$, забезпечуючи високу точність спостереження.

Функціональна схема регулятора зі змінним кроком квантування, побудованого за принципом оптимального для лінійних впливів регулятора, показана на рисунку 1.28. Ця схема відрізняється від схеми на рисунку 1.25 наступним додатковими елементами: регульованим підсилювачем РП, додатковим каналом формування керуючих впливів u_{v2} і u'_{v2} , що складається з двох пристроїв зі змінними коефіцієнтами передачі K_{v2} і K'_{v2} , і електронними ключами Кл1...Кл4.

Регульований підсилювач призначений для збільшення загального коефіцієнта посилення при переході до меншого кроку квантування. Підсилювач (рисунок 1.29, а), виконаний на інверсному операційному підсилювачі (мікросхема DA1 типу К140УД7), коефіцієнт підсилення якого змінюється стрибком за допомогою електронного ключа (на польовому транзисторі VT1 типу КП103И), керованого імпульсом комутації ІК2. При роботі регулятора з кроком h_1 електронний ключ замкнутий і коефіцієнт посилення дорівнює $(R_2 + R_3)/R_1$; при роботі регулятора з кроком h_2 електронний ключ розімкнута і коефіцієнт посилення підсилювача дорівнює $(R_2 + R_3 + R_4)/R_1$.

Пристрої зі змінними коефіцієнтами передачі K_{v1} , K'_{v1} і K_{v2} , K'_{v2} виконані за схемою на рисунку 1.7 (або за схемою рисунку 1.9) і відрізняються тільки значеннями встановлених коефіцієнтів передачі і кроком квантування.

Електронні ключі КЛ1...КЛ4 виконані за звичайною схемою (рисунок 1.29, а, б, в) на польових транзисторах типу КП103И і керуються імпульсами комутації ІК2, ІК2 так, що при роботі регулятора з кроком h_1 , до входів суматора Σ (рисунок 1.28) підключені виходи пристроїв з змінними коефіцієнтами передачі K_{v1} , K'_{v1} , а при роботі регулятора з кроком h_2 — виходи пристроїв зі змінними коефіцієнтами передачі K_{v2} , K'_{v2} . Пристрій вибірки і зберігання ПВЗ і пристрій синхронізації ПС виконані відповідно за схемами на рисунку 1.4 і 1.5, суматор Σ — за схемою на рисунку 1.26, б.

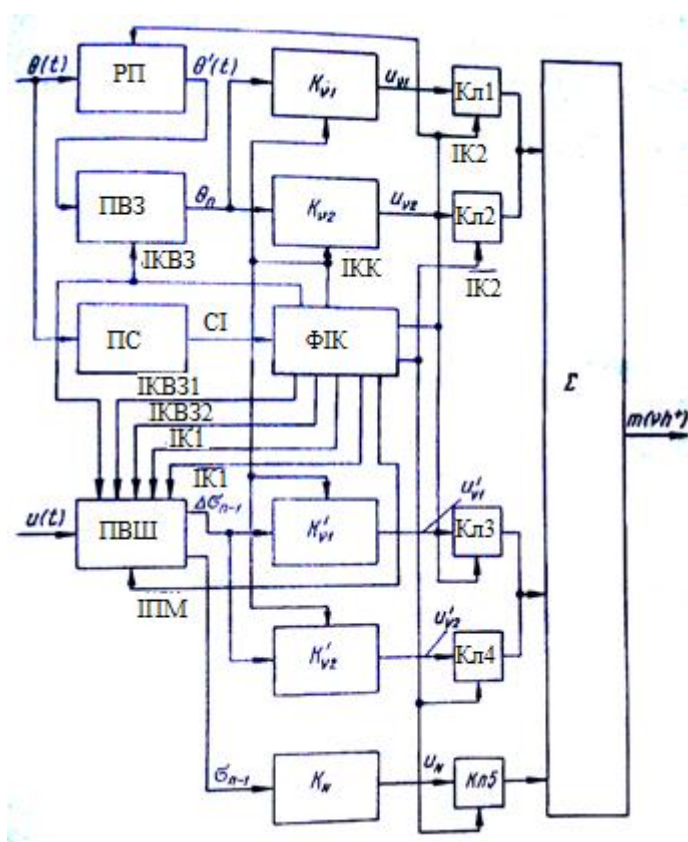


Рисунок 1.28 — Функціональна схема регулятора зі змінним кроком квантування, побудованого за принципом оптимального для лінійних впливів регулятора

Принципова схема пристрою вимірювання швидкості і збільшення швидкості зміни вхідного впливу ПВШ, використовувана в схемі на рисунку 1.28, має невелику відміну від схеми на рисунку 1.23: замість суматора $\Sigma 1$

(див. схеми на рис. 1.22 і 1.23) з постійним коефіцієнтом передачі введений суматор зі змінним коефіцієнтом передачі. Принципова схема цього суматора показана на рисунку 1.29, б. Коефіцієнт передачі суматора змінюється імпульсом перемикавання масштабу ІПМ. Цей імпульс відкриває електронний ключ (на польовому транзисторі VT6 типу КП103И) в режимі роботи регулятора з кроком h_1 , і першого циклу роботи регулятора з кроком h_2 . Після закінчення першого циклу роботи регулятора з кроком h_2 ключ розмикається і коефіцієнт передачі суматора збільшується так, щоб забезпечувалося сталість масштабу напруги, що пропорційна швидкості зміни вхідного впливу при зменшенні тривалості інтервалу вимірювання швидкості.

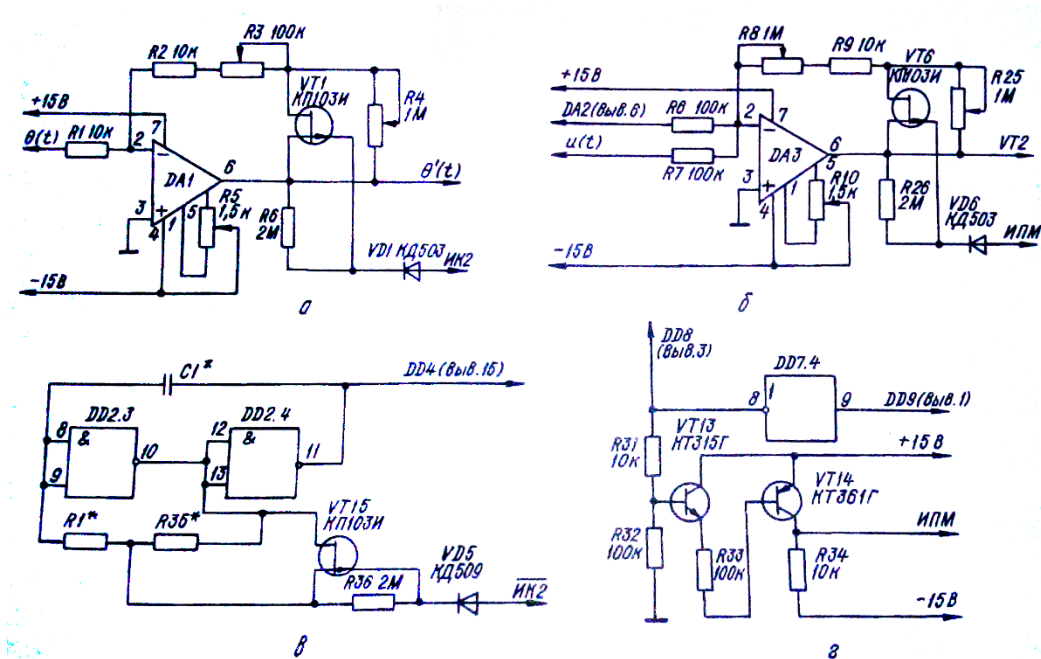


Рисунок 1.29 — Принципові схеми підсилювача (а), суматора (б), генератора токових імпульсів (в), формувача імпульсу перемикавання масштабу ІПМ (г)

Принципова схема формувача імпульсів керування також трохи відрізняється від схем, зображених на рисунках 1.12 і 1.26, а. По-перше, тактовий генератор виконаний так, що частота імпульсів стрибкоподібно змінюється шляхом відповідної комутації. По-друге, в схемі ФІК є додатковий каскад формування імпульсу перемикавання масштабу.

Принципова схема генератора тактових імпульсів із змінною частотою проходження зображена на рисунку 1.29, в. Електронний ключ (на польовому транзисторі VT15 типу КП103И), включений паралельно з резистором R_{35}^* , керується імпульсом ІК2. Початок цього імпульсу збігається з моментом надходження стрибкоподібного входного впливу, а полярність його така, що під час перехідного процесу ключ розімкнутий і частота генератора, а отже, і тривалість кроку h_1 визначаються резисторами R_1^* і R_{35}^* . Після закінчення перехідного процесу імпульс ІК2 змінює полярність на протилежну, ключ замикається і частота генератора стрибком збільшується до величини, що відповідає кроку h_2 (частота генератора в цьому режимі визначається резистором R_1^*).

Принципова схема формувача імпульсу перемикавання масштабу ІПМ показана на рисунку 1.29, г. Пристрій для формування підключається до виходу інвертора (мікросхема DD7.4) в схемі на рисунку 1.26, а, а вхід інвертора підключається до виходу «4» дешифратора (виведення 1 мікросхеми DD9).

Епюри, що пояснюють роботу регулятора з змінним кроком квантування в системі на рисунку 1.1 з об'єктом керування другого порядку, побудовані на рисунку 1.30.

Протягом перших двох циклів регулювання тривалістю $T_1 = 2h_1$ регулятор зі змінним кроком квантування (рисунок 1.28) працює точно так само, як і розглянутий вище регулятор з постійним кроком квантування (див. рис. 1.25).

Після закінчення перехідного процесу імпульс ІК2 змінює свою полярність на протилежну, ключ на транзисторі VT15 в генераторі тактових імпульсів (рисунок 1.29, в) замикається, що призводить до збільшення частоти тактових імпульсів і зменшення тривалості кроку квантування. Одночасно відбувається комутація ключів Кл1...Кл4 (див. рис. 1.28), а також зміна коефіцієнтів передачі регульованого підсилювача РП (рисунок 1.29, а) і суматора (рисунок 1.29, б) в схемі УІС, що забезпечує подальшу роботу генератора з кроком $h_2 < h_1$.

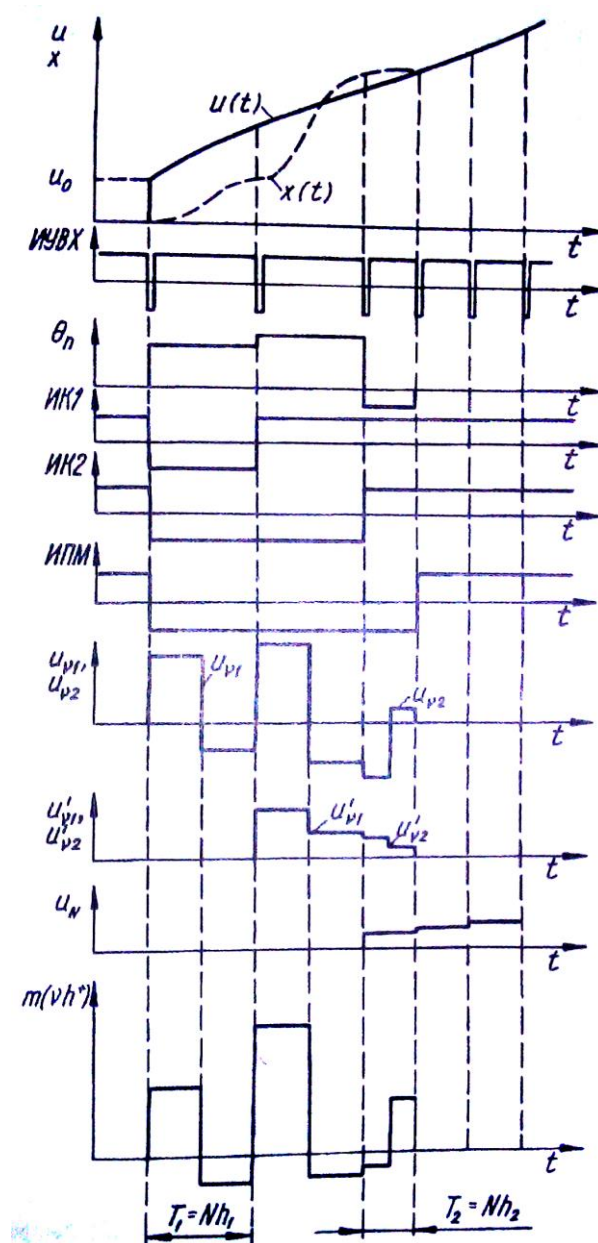


Рисунок 1.30 — Епюри, що пояснюють роботу регулятора з змінним кроком квантування в системі на рисунку 1.1 з об'єктом керування другого порядку

1.5 Регулятори зі змінною структурою

У системах керування, що працюють в двох режимах стеження за зміною вхідного сигналу і відпрацюванням стрибків вхідного впливу, доцільно використовувати регулятори зі змінною структурою. Функціональна схема регулятора зі змінною структурою для системи з об'єктом керування другого порядку показана на рисунку 1.31. Безперервний (лінійний або нелінійний)

корегуючий пристрій КП забезпечує необхідну точність системи в режимі стеження за вхідним сигналом.

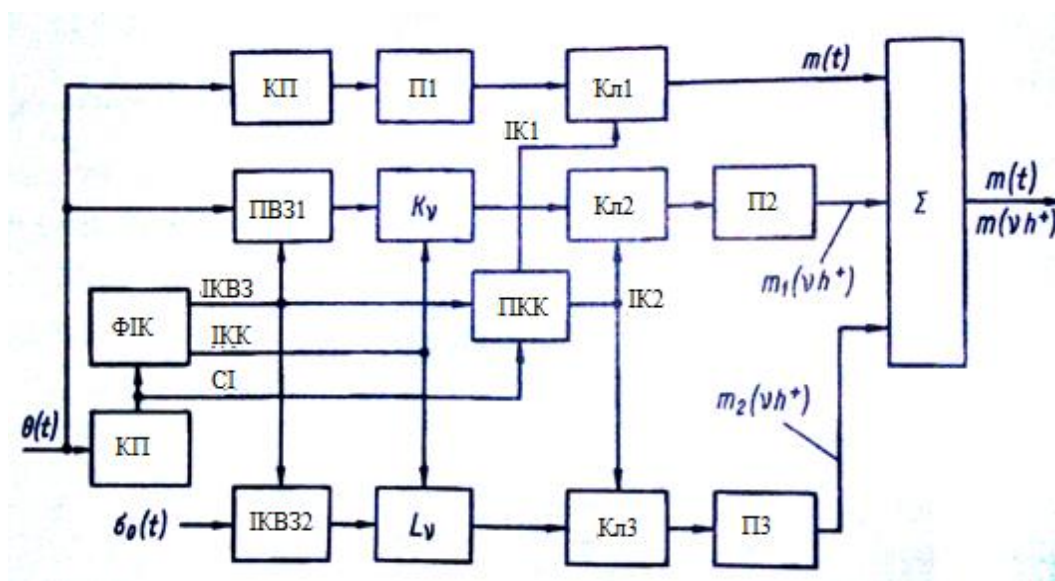


Рисунок 1.31 — Функціональна схема регулятора зі змінною структурою для системи з об'єктом керування другого порядку

Пристрій вибірки і зберігання ПБ31, пристрій синхронізації ПС, пристрій зі змінним коефіцієнтом передачі K_v і формувач імпульсів керування ФІК утворюють схему регулятора (див. рис. 1.3), оптимального при відпрацюванні ступінчастих вхідних впливів і нульових початкових умовах (нульових координатах об'єкта керування). Пристрій вибірки і зберігання ПБ32 і пристрій зі змінним коефіцієнтом підсилення L_v разом з пристроєм синхронізації і формувачем імпульсів керування утворюють регулятор стану, де $\sigma_0(t)$ — яка вимірюється швидкість об'єкта керування другого порядку, а $\Theta(t)$ — помилка системи.

Пристрої вибірки і зберігання, синхронізації, пристрої зі змінним коефіцієнтом підсилення і формувач імпульсів керування виконані відповідно за схемами на рисунках 1.4, 1.5, 1.7 чи 1.9 і 1.12. Крім зазначених пристроїв регулятор зі змінною структурою містить пристрій керування ключами ПКК, ключі КЛ1...КЛ3, підсилювачі П1...П3 і суматор Σ .

Принципова схема ПКК зображена на рисунку 1.32, а, епюри, що пояснюють роботу ПКК, — на рисунку 1.32, б. До складу ПКК входять схема заборони скидання тригера (мікросхема виключає АБО $DD1$ типу К176ЛП2) і тригер (мікросхема $DD2$ типу К176ТВ1). Принципова схема ключа Кл1 зображена на рисунку 1.33, а, схема ключів Кл2 і Кл3 — на рисунку 1.33, б. Ключі виконані на мікросхемах типу К564КП1, підсилювачі П1...П3 — за схемою рисунку 1.34 з використанням мікросхеми $DA1$ типу К140УД7, суматор — за схемою рисунку 1.26, б.

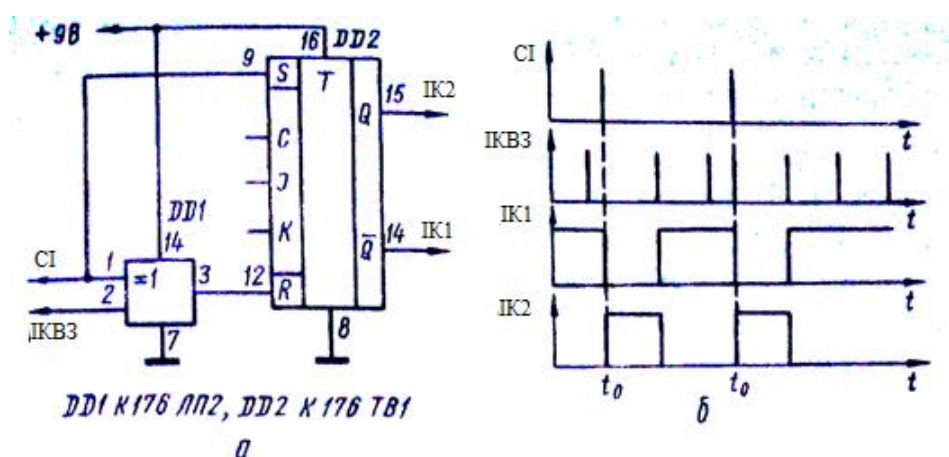


Рисунок 1.32 — Принципова схема ПКК (а), епюри, що пояснюють роботу ПКК (б)

Розглянемо роботу регулятора зі змінною структурою на рисунку 1.31. При спостереженні за вхідним сигналом, коли помилка системи $\Theta(t)$ не перевищує $\pm\Delta\Theta$ (див. рис. 1.6), синхронізуючий імпульс на виході пристрою синхронізації відсутній і на вхід пристрою керування ключами (рисунку 1.32) надходять тільки імпульси $IKB3$. При цьому на виході пристрою ПКК є сигнал $IK1$, при якому ключ Кл1 відкритий, а сигнал $IK2 = 0$ і ключі Кл2, Кл3 закриті. У регуляторі працює канал: коригуючий пристрій — підсилювач — ключ Кл1 — суматор Σ . Вихідна величина регулятора — безперервна функція помилки $m(t)$.

При надходженні на вхід системи в момент t_0 впливу, що стрибкоподібно

змінюється, коли помилка системи $\Theta(t)$ стрибком перевищує $|\Delta\Theta|$ (див. рис. 1.6), на виході пристрою синхронізації з'являється синхронізуючий імпульс, який надходить на блоки ФІК і ПКК. Пристрій для формування імпульсів керування при надходженні на його вхід синхронізуючого імпульсу миттєво видає імпульс керування пристроями вибірки і зберігання ПВ31 і ПВ32 (ІКВ3) і далі генерує N імпульсів керування пристроями зі змінним коефіцієнтом передачі K_v і L_v протягом періоду $T = Nh$. Тригер $DD2$ в пристрої керування ключами (див. рис. 1.32) до приходу імпульсу СІ знаходиться в початковому стані, коли на виведення Q є низький потенціал, а на виведенні Q — високий (при цьому імпульси ІКВ3, що надходять з інтервалами $T = Nh$ через схему заборони скидання тригера $DD1$ постійно підтримують вказаний стан тригера $DD2$). Одночасно з приходом на схему заборони скидання тригера $DD1$ імпульсів СІ і ІКВ3 на виведенні Q тригера $DD2$ з'являється високий потенціал, а на виведенні Q — низький, і такий стан тригера $DD2$ зберігається до приходу наступного через інтервал $T = Nh$ імпульсу ІКВ3 на вхід 2 схеми $DD1$.

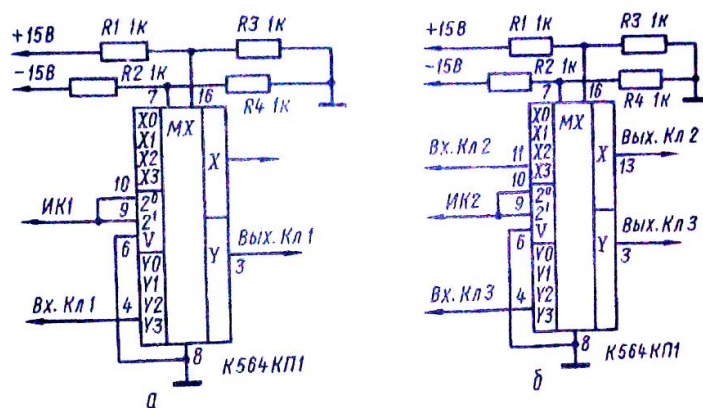


Рисунок 1.33 — Принципова схема ключа Кл1 (а) і ключів Кл2 і Кл3 (б)

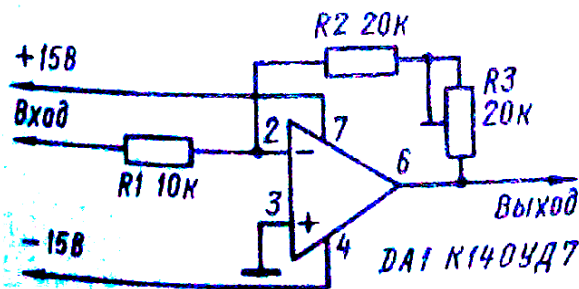


Рисунок 1.34 — Принципова схема підсилювачів П1...П4

Таким чином, з приходом синхронізуючого імпульсу на виході пристрою ПКК з'являється сигнал ІК2, сигнал ІК1 = 0, ключ Кл1 закривається, а ключі Кл2 і Кл3 відкриваються на інтервал часу $T = Nh$. При цьому пристрої зі змінними коефіцієнтами передачі K_v і L_v формують керуючий вплив на вході суматора. Для системи з об'єктом керування, математична модель якого описується функцією передачі $G(s) = \alpha[s(s + b)]^{-1}$, керуючий вплив мають вигляд

$$m_1(0^+) = K_0 \Theta_0, m_1(h^+) = K_1 \Theta_0; m_2(0^+) = L_0 \sigma_0; m_2(h^+) = L_1 \sigma_0,$$

де

$$K_0 = \frac{b}{\alpha h(1 - B)}; K_1 = -\frac{bB}{\alpha h(1 - B)};$$

$$L_0 = -\left(\frac{1}{b} - \frac{hB^2}{1 - B}\right) K_0; L_1 = -\left(\frac{1}{b} - \frac{hB}{1 - B}\right) K_1;$$

Θ_0 — стрибок помилки системи в момент t_0 ;

σ_0 — швидкість вихідної координати об'єкту в момент t_0 .

На виході суматора Σ отримуємо:

$$m(0^+) = m_1(0^+) + m_2(0^+) \text{ при } t_0 < t \leq t_0 + h;$$

$$m(h^+) = m_1(h^+) + m_2(h^+) \text{ при } t_0 + h < t \leq t_0 + 2h.$$

Після відпрацювання стрибкоподібного впливу в момент $t_0 + Nh$ на виході пристрою ПКК виникає сигнал ІК1, при якому ключ Кл1 відкривається, а сигнал ІК2 = 0, ключі Кл2, Кл3 закриваються. Знову підключається канал з коригувальним пристроєм КУ (див. рис. 1.31).

Регулятори зі змінною структурою для об'єктів керування більш високих порядків повинні мати додаткові канали по змінним станам об'єкта, що складаються з пристрою вибірки і зберігання, пристрої з змінним коефіцієнтом передачі, ключа і підсилювача. Крім того, регулятор містить додатковий канал за швидкістю, з якою змінюється вплив на вході системи керування. Цей канал використовується для підвищення точності системи керування в перехідних і сталих режимах.

Функціональна схема регулятора зі змінною структурою для об'єкта

керування, математична модель якого описується функцією передачі $G(s) = \alpha[s^2(s + b)]^{-1}$, $N = 3$ показана на рисунку 1.35.

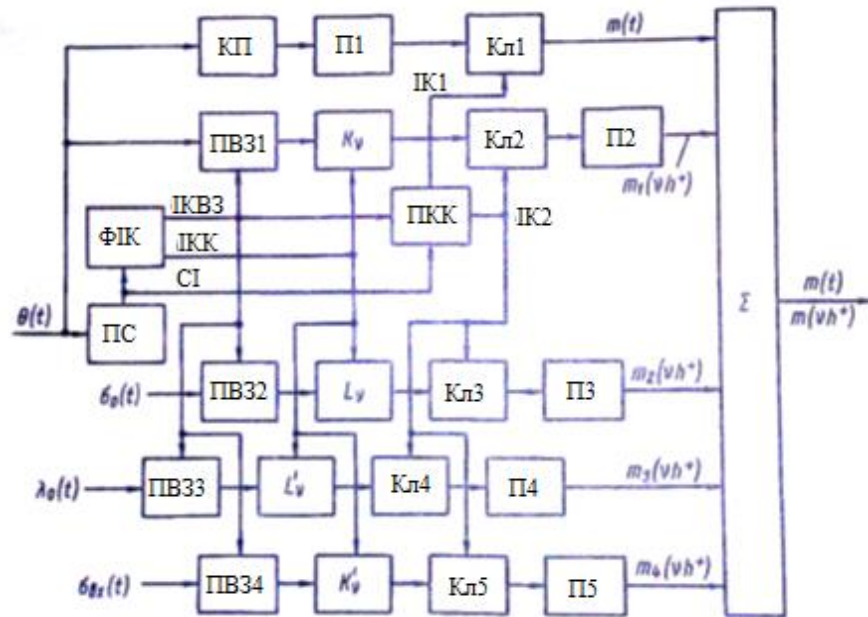


Рисунок 1.35 — Функціональна схема регулятора зі змінною структурою

Керуючі впливи на вході об'єкта керування при відпрацюванні стрибка на вході системи керування мають вигляд:

$$m(0^+) = m_1(0^+) + m_2(0^+) + m_3(0^+) + m_4(0^+) \text{ при } t_0 < t \leq t_0 + h;$$

$$m(h^+) = m_1(h^+) + m_2(h^+) + m_3(h^+) + m_4(h^+) \text{ при } t_0 + h < t \leq t_0 + 2h;$$

$$m(2h^+) = m_1(2h^+) + m_2(2h^+) + m_3(2h^+) + m_4(2h^+) \text{ при } t_0 + 2h < t \leq t_0 + 3h,$$

де

$$m_1(0^+) = K_0 \Theta_0; m_1(h^+) = K_1 \Theta_0; m_1(2h^+) = K_2 \Theta_0;$$

$$K_0 = \frac{b}{\alpha h^2 (1 - B)}; K_1 = -(1 + B)K_0; K_2 = K_0; B = e^{-bh};$$

$$m_2(0^+) = L_0 \sigma_0; m_2(h^+) = L_1 \sigma_0; m_2(2h^+) = L_2 \sigma_0;$$

$$L_0 = -\left(\frac{5}{2}h + \frac{1}{b} - \frac{h}{1 - B}\right)K_0; L_1 = -\left(\frac{5}{2}h + \frac{1}{b} - \frac{2h}{1 - B^2}\right)K_1;$$

$$L_2 = -\left(\frac{3}{2}h + \frac{1}{b} - \frac{h}{1 - B}\right)K_2; m_3(0^+) = L'_0 \lambda_0; m_3(h^+) = L'_1 \lambda_0; m_3(2h^+) = L'_2 \lambda_0;$$

$$\begin{aligned}
L_0^1 &= -\left[\frac{5h}{2b} - \frac{h}{b(1-B)} + \frac{h^2 B^3}{1-B^2}\right] K_0; L_1^1 = -\left[\frac{5h}{2b} - \frac{2h}{b(1-B^2)} \right. \\
&\quad \left. + \frac{2h^2 B^3}{(1+B)(1-B)^2}\right] K_1; L_2^1 = -\left[\frac{3h}{2b} - \frac{h}{b(1-B)} + \frac{h^2 B^2}{(1-B)^2}\right] K_2; \\
m_4(0^+) &= K_0^1 \sigma_{0\text{ВХ}}; m_4(h^+) = K_1^1 \sigma_{0\text{ВХ}}; m_4(2h^+) = K_2^1 \sigma_{0\text{ВХ}}; \\
K_0^1 &= \left(\frac{5}{2}h + \frac{1}{b} - \frac{h}{1-B}\right) K_0; K_1^1 = -\left(\frac{5}{2}h + \frac{1}{b} - \frac{2h}{1-B^2}\right) K_1; \\
K_2^1 &= \left(\frac{3}{2}h + \frac{1}{b} - \frac{h}{1-B}\right) K_2;
\end{aligned}$$

Θ_0 — стрибок помилки системи в момент t_0 ;

σ_0 і λ_0 — відповідно швидкість і прискорення вихідної координати в момент t_0 ;

$\sigma_{0\text{ВХ}}$ — швидкість впливу на вході системи керування в момент t_0 .

У даному регуляторі канал по швидкості вхідного впливу $\sigma_{0\text{ВХ}}(t)$ слугує для підвищення точності системи керування в перехідних режимах.

1.6 Постановка задач дослідження

Задачею магістерської роботи є синтез і аналіз моделі електропривода з імпульсним керуванням. Об'єктом дослідження є вплив параметрів імпульсного регулятора на стійкість системи і її показники якості. Виконання цих задач здійснюється за використанням програмного середовища *Matlab*.

Для реалізації поставленої мети необхідно вирішити наступні завдання:

1. Проаналізувати наявні способи реалізації імпульсних регуляторів, і на основі проведеного аналізу вибрати оптимальний спосіб моделювання системи.
2. Синтезувати модель електропривода з обраним імпульсним регулятором і дослідити його динамічні властивості, а також провести аналіз впливу параметрів регулятора на стійкість системи.
3. На базі проведеного синтезу розробити методику і алгоритм імпульсного керування електроприводом. Впровадити результати проведених досліджень в навчальний процес.

РОЗДІЛ 2

МЕТОДОЛОГІЯ МАГІСТЕРСЬКОГО ДОСЛІДЖЕННЯ

2.1 Побудова структурно-логічної схеми магістерського дослідження

Методологія — це взаємопов'язана сукупність принципів і підходів дослідницької діяльності, на які спирається дослідник в ході здобуття і розробки знань в рамках конкретного розділу науки. Основне завдання методології науки полягає в забезпеченні евристичної форми пізнання системою строго визначених та апробованих принципів, методів, правил та норм. Ця система формується на основі об'єктивних законів і закономірностей дійсності. Методологія включає в себе вивчення законів, теорій, структури наукового знання, критеріїв науковості і системи використовуваних методів дослідження, і пов'язана з аналізом методів дослідження з точки зору логічної структури і формалізованих підходів до побудови теоретичного знання, його істинності і аргументованості.

На підставі головних завдань магістерського дослідження, було складено алгоритм магістерської роботи, відтворений у вигляді структурно-логічної схеми дослідження (рисунок 2.1).

В початковій стадії дослідження проводиться аналіз перших аналогових комплектних електроприводів та сучасних цифрових з метою виявлення особливостей конструкції та їх порівняння. В процесі порівняння виявляються переваги та недоліки конструкції електроприводів. Дається оцінка доцільності використання імпульсних регуляторів в електроприводах.

В дослідженні основним методом обрано метод моделювання (вивчення явищ за допомогою побудови математичних моделей складних об'єктів, що приймаються за певною мірою спрощення внутрішніх процесів) завдяки його безпосереднім перевагам при вирішенні складних фізичних завдань, що

значною мірою зміцнюються зростанням продуктивності комп'ютерної обчислювальної техніки.



Рисунок 2.1 — Структурно-логічна схема магістерського дослідження

За допомогою моделювання проводиться дослідження математичної моделі системи керування, а потім аналіз отриманих даних.

На заключному етапі роботи проводиться впровадження результатів магістерського дослідження у навчальний процес та розробка заходів охорони праці, навколишнього середовища та цивільної оборони.

2.2 Методи проведення дослідження

Метод дослідження (грец. *methodos* – шлях до чого-небудь) – це спосіб досягнення мети, спосіб застосування старого знання про раціональні рішення певних завдань для одержання відомостей про новий об'єкт або предмет дослідження. Багато визначень поняття метод дослідження зводиться до того, що це – шлях пізнання, шлях, що веде до об'єктивного знання.

Сукупність методів, прийомів проведення конкретного дослідження становлять методику дослідження. У свою чергу, сукупність методів і методик досліджень, що застосовуються в якій-небудь науці, визначають методологію цієї науки. Як відомо, методологія наукового пізнання в цілому – це навчання про принципи, форми і способи науково-дослідної діяльності.

У самому загальному виді методи, якими користуються дослідники, можна розділити на три групи: загальнологічні методи пізнання (порівняння, аналіз, синтез, абстрагування, моделювання і т.п.), методи емпіричного дослідження (спостереження, опис, вимір, експеримент) і методи теоретичного дослідження (уявний експеримент, ідеалізація, формалізація і т.п.).

Моделювання – це метод дослідження, що полягає в створенні й вивченні моделі, що замінює досліджуваний об'єкт (оригінал), з наступним переносом отриманої інформації на оригінал, це така мислено уявлювана або матеріально реалізована система, що, відображаючи або відтворюючи об'єкт дослідження, здатна замінювати його так, що її вивчення дає нам нову інформацію про цей об'єкт. Моделювання можна розглядати і як особливий вид експерименту, у якому моделювання одночасно і засіб, і об'єкт дослідження. Його доцільно використовувати в тих випадках, коли важко (або небажано) пряме експериментальне дослідження.

Метод фізичного моделювання передбачає дослідження на моделі, що відтворює основні геометричні, фізичні, динамічні і функціональні властивості "оригіналу" (але не обов'язково всі властивості) і володіє великими

можливостями по визначенню різних якостей електромеханічних систем та їх елементів. Цей метод базується на трьох теоремах аналізу подібності.

Практично не обмеженими можливостями за виявленням ефективно функціональної складної електромеханічної системи має метод математичного моделювання. Цей метод заснований на здатності математично описувати рівняннями різноманітні за природою явища (процеси) і виявляти різні функціональні зв'язки між елементами системи. При математичному моделюванні застосовують аналітичні та статистичні моделі.

Аналітичні моделі більш грубі, враховують менше число чинників, завжди вимагають деяких припущень і спрощень, проте вони більш пристосовані для пошуку оптимальних рішень. Статистичні методи в порівнянні з математичними громоздкіші та погано осяжні.

Імітаційне моделювання використовується найчастіше при дослідженні складних електромеханічних систем і є процесом формування моделі реакції системи і проведення на ній чисельних експериментів з метою виявлення шляхів її створення, вдосконалення і ефективного використання.

Аналогове моделювання базується на однаковому для моделі і натури математичному описі і використовується для імітації на основі аналогової фізичної системи по її елементах, при цьому кожному з фізичних елементів натури в моделі відповідає еквівалент. В якості моделі використовуються елементи ланцюга, складені з активних і пасивних елементів.

Для моделювання електромеханічних процесів в КЕП з різними принципами керування використовуються аналітичні і чисельні методи.

Найпоширенішими серед аналітичних методів є: варіаційні методи Релея-Рітца, Гальоркіна, асимптотичний метод та інші. Однак вони дуже громіздкі і в той же час не враховують багатьох чинників і тому є мало придатними при розрахунках.

Чисельні методи дозволяють отримати практично точне рішення задачі. В основу чисельних методів покладені дискретні розрахункові схеми. В результаті дискретизації континуальна система з незліченною кількістю

ступенів свободи зводиться до системи з кінцевим числом ступенів свободи. Найбільший розвиток отримали метод кінцевих елементів, метод кінцевих різниць, метод кінцевих об'ємів та інші.

Експеримент (лат. *experimentum* – проба, досвід) – це метод дослідження, в основі якого лежить цілеспрямований вплив на об'єкт у заданих контрольованих умовах, опосередкований раціональним (в ідеалі теоретичним) знанням. Експеримент передбачає врахування всіх параметрів при постановці наукового досліду (умов його проведення), він повинен бути достовірним і покликаний підтвердити (або спростувати) висунуті гіпотези, встановити раніше невідомі властивості (характеристики) досліджуваних об'єктів, виявити закономірності протікання явищ і процесів. Експериментом є науково поставлене дослідження або спостереження явища або процесу в умовах, що точно враховуються, дозволяють стежити за ходом експерименту, управляти або відтворювати його кожного разу при повторенні цих умов. Від звичайного, пасивного спостереження експеримент відрізняється активним впливом дослідника на явище, що вивчається. Метою експерименту є перевірка теоретичних положень, а також ширше і глибше вивчення теми наукового дослідження.

Так само, як і теоретичні методи, експерименти поділяються на декілька видів. Експерименти бувають природні і штучні. Природні експерименти характерні при вивченні соціальних явищ в обстановці, наприклад, виробництва, побуту і тому подібне. Штучні експерименти широко застосовують в природничо-наукових дослідженнях.

Інколи виникає необхідність проведення пошукових експериментальних досліджень. Вони потрібні у тому випадку, коли не можна кваліфікувати всі чинники, що роблять помітний вплив на явище, що вивчається, або процес. На підставі такого експерименту будується програма досліджень в повному об'ємі.

Експериментальні дослідження бувають лабораторні і виробничі.

Виробничі експериментальні дослідження передбачають вивчення процесу в реальних умовах з врахуванням випадкового впливу зовнішнього

середовища.

Лабораторні дослідження проводять із застосуванням типових приладів, спеціальних моделюючих установок, стендів, устаткування і так далі. Для підтвердження результатів роботи буде виконано таке дослідження.

2.3 Методи розрахунку поставленої задачі

Математичне моделювання електромеханічних процесів роботи КЕП проводилося на ЕОМ з використанням програмного середовища *Matlab* та його графічної надстройки *Simulink*. Завдяки вбудованим програмним функціям і бібліотечним блокам використання даного програмного продукту дозволяє провести математичне моделювання багатьох складних систем. Окрім того *Simulink* реалізує принцип візуального програмування, що суттєво спрощує процес побудови математичної моделі, а саме складних диференціальних рівнянь що відображають процеси перетворення енергії в КЕП, та впроваджує високий рівень наглядності системи, що розробляється в процесі синтезу.

Найбільш ефективним методом розрахунку характеристик перехідних процесів електромеханічних систем та машин є метод кінцевих елементів. Суть методу кінцевих елементів полягає в тому, що мінімізація функціонала варіаційної задачі здійснюється на сукупності функцій, кожна з яких визначена на своїй під області. Область, в якій шукається вирішення диференціальних рівнянь, розбивається на кінцеву кількість підобластей (елементів). У кожному з елементів довільно вибирається вигляд апроксимуючої функції. У простому випадку це поліном першого ступеня. Поза своїм елементом апроксимуюча функція дорівнює нулю. Значення функцій на кордонах елементів (вузлах) є рішенням задачі і заздалегідь невідомо. Коефіцієнти апроксимуючих функцій зазвичай шукаються з умови рівності значення сусідніх функцій на кордонах між елементами (у вузлах). Потім ці коефіцієнти виражаються через значення функцій у вузлах елементів. Складається система лінійних рівнянь алгебри. Кількість рівнянь дорівнює кількості невідомих значень у вузлах, на яких

шукається вирішення вихідної системи, прямо пропорційно кількості елементів і обмежується лише можливостями обчислювальної техніки. Оскільки кожен з елементів пов'язаний з обмеженою кількістю сусідніх, система лінійних рівнянь алгебри має розряджений вигляд, що істотно спрощує її рішення. Використання систем кінцево-елементного аналізу робить можливим дослідження об'єктів без створення їх матеріального прототипу, шляхом складання та рішення адекватної математичної моделі.

Для чисельного розрахунку диференціальних рівнянь математичних моделей в *Simulink* було використано метод Дормана-Прінца. Цей метод є членом сімейства підходів на базі метода Рунге-Кутта для вирішення звичайних диференціальних рівнянь. Зокрема, він використовує шість оцінок функції для обчислення четвертого і п'ятого порядку точності рішення. Різниця між цими рішеннями, потім приймається за помилку (четвертого порядку) рішення. Ця оцінка похибки є дуже зручною для нелінійних алгоритмів вибору кроку інтегрування, що широко використовуються в сучасних обчислювальних програмах. Метод Дормана-Прінца має сім ступенів, але він використовує тільки шість оцінок функції за кроком, тому що має властивість *FSAL* (*First Same As Last* – перший такий же як останній): останній етап оцінюється в тій же точці, як і перший етап до наступного кроку. Дорман і Прінц вибрали коефіцієнти для методу, щоб мінімізувати помилки п'ятого порядку рішення. Це основна відмінність від методу Фельберг, який було побудовано таким чином, що рішення четвертого порядку має невелику помилку. З цієї причини метод Дормана-Прінца більше підходить, коли вищі рішення використовується для продовження інтеграції, на практиці дані явища відомі як місцеві екстраполяції.

2.4 Висновки по розділу 2

В даному розділі розглядається методологія проведення магістерського дослідження імпульсних систем автоматичного керування. Важливою

пізнавальною процедурою при плануванні й організації дослідницького процесу є визначення методологічних основ дослідження, вибір методів його проведення і перетворення їх потім у конкретні дослідницькі кроки та теоретичні висновки. З метою повного вирішення задачі, діючи на підставі поставленого завдання, була розроблена структурно-логічна схема магістерського дослідження (рисунок 2.1), що відображає всі етапи проведення роботи. Основну увагу було приділено теоретичній частині, до якої віднесено математичне моделювання електромеханічних процесів в КЕП з імпульсним керуванням.

В даному розділі аналізуються найбільш ефективні методи проведення досліджень складних електромеханічних систем. На основі проведеного огляду було прийнято рішення використати метод математичного моделювання систем керування, що з розвитком сучасної обчислювальної техніки дозволяє відносно просто проводити дослідження об'єкта, при якому безпосередньо вивчається не сам об'єкт, а деяка допоміжна штучна система, яка є еквівалентом об'єкта. Вона відображає в математичній формі його найважливіші властивості – закони, яким він підкоряється; зв'язки, властиві його складовим частинам, тощо. Таким чином, на основі дослідження імпульсних систем в математичних моделях комплектних електроприводів можливо отримати характеристики реального об'єкта, що розглядається.

В пункті 2.3 проводиться обґрунтований вибір методів чисельних розрахунків перехідних характеристик математичних моделей. На підставі фактично не обмежених можливостей моделювання було обрано обчислювальне програмне середовище *Matlab*, що за рахунок спеціально розроблених бібліотек впроваджує високий рівень точності, адекватності та наглядності при розгляді математичних моделей складних реальних об'єктів.

РОЗДІЛ 3

ТИПОВІ ДИНАМІЧНІ МОДЕЛІ ІМПУЛЬСНИХ СИСТЕМ

3.1 Застосування цифрових методів обробки інформації

Для цифрових методів обробки інформації в системах керування характерні: 1) можливість створення точних і стабільних задаючих впливів, а також задання вхідної інформації з носія і від цифрової ЕОМ; 2) повна відсутність дрейфу параметрів; 3) висока точність знімання інформації про стан об'єкта з можливістю запам'ятовування і корекції вимірних значень величин; 4) хороша відображеність задаючих і вимірюваних величин; 5) можливості багатократного інтегрування без втрати точності і багаторазового диференціювання без посилення перешкод, а також визначення збоїв збереженої і переданої інформації, помилок в операціях шляхом застосування різних методів контролю, наприклад, перевірки парності інформаційних слів і дублювання окремих обчислювальних операцій; 6) мультиплексування цифрових засобів, тобто їх розподіл на кілька контурів керування без збільшення апаратури; 7) мале збільшення витрат при підвищенні точності так як між довжиною інформаційного слова і точністю зв'язок логарифмічний; 8) можливості реалізації поряд з традиційним і лінійними законами керування (П-, ПІ-, ПІД- закони) складних нелінійних алгоритмів керування: адаптивних, оптимальних за різними критеріями; 9) можливості використання для проектування алгоритмів добре розроблених методів теорій імпульсного керування і цифрової обробки сигналів.

Залежно від складності і різноманіття вирішуваних завдань, а також стану технічних засобів, що є в розпорядженні проектувальників систем керування, рівень і межі проникнення цифрових методів в власне процес керування різні (рисунок 3.1).

Рисунок 3.1, а відображає структуру системи, що використовує в

цифровому вигляді лише сигнали завдання.

При цьому з'являється можливість вироблення завдання узгодженого руху декількох координат робочого органу, істотно підвищується точність задаючих впливів. Вони можуть забезпечити виконання динамічних вимог, що пред'являються до виконавчих і робочих органів об'єкта. Крім того, виникає можливість індикації задаючих впливів.

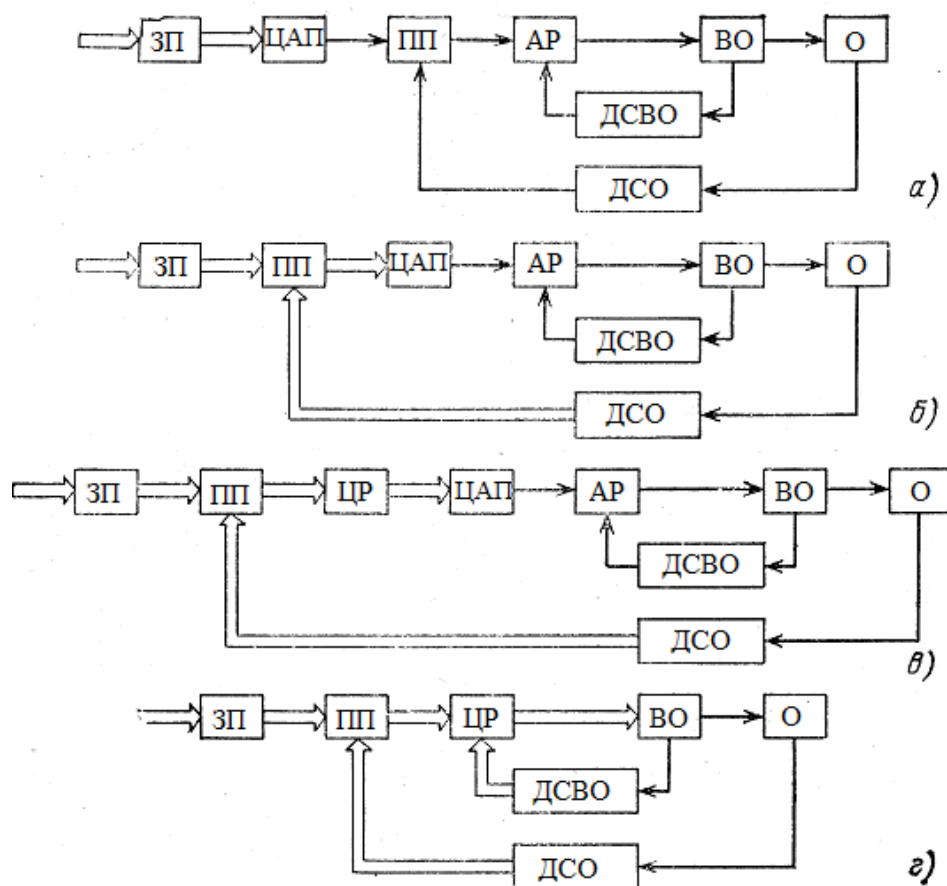


Рисунок 3.1 — Структури систем керування:

⇒ — цифрові сигнали; → — аналогові сигнали; ЗП — задаючий пристрій; ПП — пристрій порівняння; ЦАП — цифроаналоговий перетворювач; АР — аналоговий регулятор; ЦР — цифровий регулятор; ВО — виконавчий орган; О — об'єкт; ДСВО — датчик стану виконавчого органа; ДСО — датчик стану об'єкта.

Перехід до цифрових методів знімання інформації про стан об'єкта і порівняння сигналів завдання і зворотного зв'язку (рис. 3.1,б) дозволяє значно

підвищити точність регулювання в цілому. При цьому виникає найпростіший тип регулятора — пропорційний (П), що працює по неузгодженості. Інші функції регулювання, що забезпечують швидку і точну роботу виконавчих органів, здійснюються в аналогових регуляторах. Знімання інформації про стан об'єкта в цифровому виді дозволяє здійснити індикацію положення робочого органу і неузгодженості. Крім того, з'являється можливість компенсації кінематичних похибок механічних ланок.

На рисунку 3.1, в, г зображені структури, що реалізують всі необхідні для роботи системи функції в цифровому вигляді. Цифроаналогове перетворення виконується або безпосередньо перед виходом на виконавчий орган (рис. 3.1, в), або самим виконавчим органом (рис. 3.1, г). В електромеханічних системах в якості виконавчого органу приймається двигун, який живиться від силового перетворювача. Силкові перетворювачі сучасних електроприводів, будучи елементами дискретної дії, можуть бути легко сполучені з цифровими пристроями. Тому для керування електроприводами може бути застосований будь-який з чотирьох зазначених на рисунку 3.1 варіантів, в тому числі і останній, найбільш повно використовує переваги цифрових методів.

На користь цифрового подання інформації для керування електроприводами можна вказати наступні фактори: 1) в більшості сучасних систем вхідна інформація має цифрову форму і намічена тенденція до розширення кола таких систем; 2) використання для живлення двигуна імпульсних напівпровідникових силових перетворювачів обумовлює через дискретність останніх наявність інтервалів некерованості. Зміна керуючих сигналів під час цих інтервалів не впливає на режим роботи двигуна. Тому дискретне подання інформації про керуючу дію і вихідні координати не тільки можливо, але й доцільно.

Наявність інтервалів некерованості дозволяє виключити вплив кінцівки часу розрахунку алгоритмів (часу запізнювання) на динаміку системи. Для цього необхідно, щоб час розрахунку входив в тривалість інтервалу некерованості. Тим самим виключається додаткове запізнювання; 3) цифрове

представлення сигналів задання в разі програмного руху дає можливість широкого використання похідних задаючого впливу без посилення перешкод в алгоритмі керування; 4) використання методів цифрової фільтрації і цифрових спостерігаючих пристроїв дозволяє виключити датчики проміжних координат (наприклад, тахогенератор, датчики струму) і відповідні аналого-цифрові перетворювачі; 5) алгоритми керування можуть враховувати різні критерії оптимальності та складні функціонали руху електроприводу, що відображають власні потреби комплексу перетворювач — двигун і особливо робочих органів; 6) використання цифрових засобів істотно покращують експлуатаційні якості електроприводу за рахунок підвищення зручності настройки, діагностики, індикації та завдяки можливості ручного керування.

3.2 Аналіз типових динамічних моделей

Контури положення призначені для точного відпрацювання задаючих впливів, що виробляються цифровою частиною системи у вигляді чисельних значень координат. Число контурів положення, що входять до складу системи, визначається числом керованих осей робочих органів об'єкта.

До складу контуру положення входять регулятор положення, реалізований в пристрої керування програмно або апаратно; вимірювальна система, що включає кутові або лінійні датчики положення і електронні пристрої, що обробляють сигнали з цих датчиків і перетворюють їх у вигляд, необхідний для пристрою керування; об'єкт регулювання, що являє собою або силову частину електроприводу перетворювач — двигун, або підлеглий контур швидкості.

Структурна схема контуру положення системи зображена на рисунку 3.2. На першому етапі розгляду нехтуємо ефектами від квантування за часом і рівнієм, що мають місце при цифровому керуванні. Добротність контуру положення по швидкості визначається за формулою

$$K_v = \frac{v}{\varepsilon} = \frac{K_{p,п} K_{д,п} K_{ред}}{K_{тг}}, \quad (3.1)$$

де v, ε — швидкість руху і сигнал неузгодженості контуру положення при цій швидкості, визначається різницею заданого і дійсного значень переміщення s_z і $s_{и}$; $K_{p, п}$, $K_{д, п}$, $K_{ред}$, $K_{тг}$ — коефіцієнти передачі регулятора положення, датчика положення, редуктора і тахогенератора відповідно.

Передавальна функція замкнутого контуру швидкості в загальному вигляді

$$W_{з,с}(p) = \frac{b_m p^m + \dots + b_0}{a_n p^n + \dots + a_0}. \quad (3.2)$$

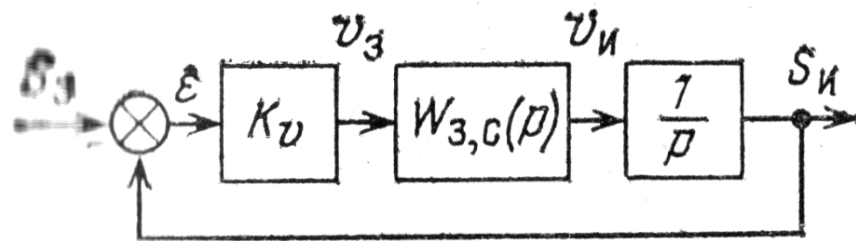


Рисунок 3.2 — Структурна схема контуру положення

Передавальна функція замкнутого контуру положення визначається з структурної схеми рисунок 3.2

$$W_{з,п}(p) = K_v W_{з,с}(p) \frac{1}{p} = \frac{b_m p^m + \dots + b_0}{\frac{a_n}{K_v} p^{n+1} + \dots + \left(\frac{a_{m-1}}{K_v} + b_m\right) p^m + \dots + \left(\frac{a_0}{K_v} + b_1\right) p + b_0} \quad (3.3)$$

Оптимізацію контурів з передавальними функціями виду (3.2) для $n \geq 3$ доцільно проводити за допомогою умов

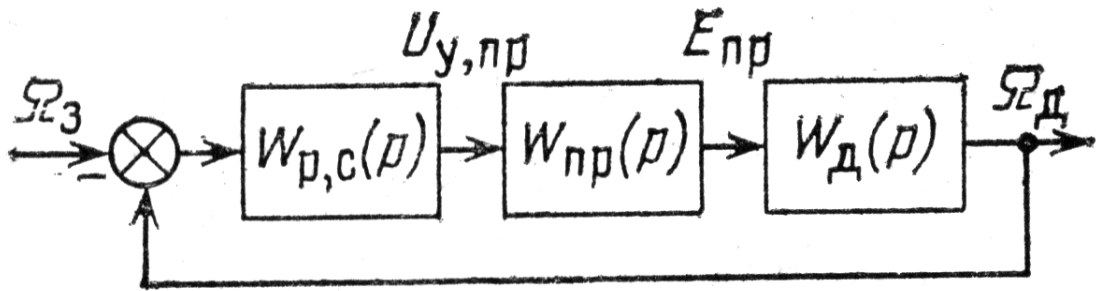
$$a_{i-1} a_{i+1} = 0,5 a_i^2, \quad (3.4)$$

де $i = 1, 2, \dots, n-1$, виконання яких для всіх i , як показано в [7] наближає модуль передавальної функції до одиниці в робочому діапазоні частот. При неможливості виконання всіх $n-1$ умов (3.4) необхідно задовільняти умови для менших i .

З (3.3) видно, що динамічні властивості контуру положення визначаються

властивостями підлеглого контуру швидкості. Як об'єкт регулювання контур швидкості може виступати або безпосередньо перетворювач — двигун, або підлеглий контур струму.

Перший варіант контуру швидкості представлений структурною схемою на рисунку 3.3. Він містить регулятор швидкості, перетворювач і двигун.



Рисуні 3.3 — Структурна схема контуру швидкості

Передавальна функція ПІ-регулятора швидкості

$$W_{p,c}(p) = \frac{K_{p,c}(1 + T_{p,c}p)}{T_{p,c}p},$$

передавальна функція силового перетворювача

$$W_{пр}(p) = \frac{E_{пр}}{U_{пр}} = \frac{K_{пр}}{T_{пр}p + 1},$$

передавальна функція двигуна

$$W_{д}(p) = \frac{\Omega_{д}}{E_{пр}} = \frac{K_{д}\omega_{0д}^2}{p^2 + 2\xi_{д}\omega_{0д}p + \omega_{0д}^2}, \quad (3.5)$$

де $K_{д}$, $\omega_{0д}$, $\xi_{д}$ — коефіцієнт передачі двигуна, частота власних незатухаючих коливань і коефіцієнт демпфірування двигуна, що дорівнюють

$$K_{д} = \frac{I_{ном}}{M_{ном}} = \frac{\Omega_{ном}}{E_{ном}},$$

$$\omega_{0д} = 1/\sqrt{T_{м}T_{е}}; \xi_{д} = \frac{1}{2}\sqrt{T_{м}/T_{е}}, \quad (3.6)$$

де $I_{ном}$, $M_{ном}$, $E_{ном}$, $\Omega_{ном}$ — номінальні значення струму, моменту, проти-ЕРС і кутової швидкості двигуна відповідно;

$T_{м}$, $T_{е}$ — електромеханічна і електромагнітна постійні часу

електроприводу з урахуванням ланцюга якоря двигуна.

Передавальна функція замкнутого контуру швидкості при нехтуванні інерційністю перетворювача $W_{\text{пр}}(p) = K_{\text{пр}}$, а також з урахуванням передавальної функції редуктора $W_{\text{ред}}(p) = K_{\text{ред}}$ має вигляд

$$W_{3,c}(p) = \frac{K_{3,c}(T_{p,c}p + 1)}{\frac{T_{p,c}}{\omega_{0d}^2}p^3 + \frac{2\xi_d T_{p,c}}{\omega_{0d}}p^2 + T_{p,c}(1 + K_{3,c})K_{\text{тг}}p + K_{3,c}K_{\text{тг}}}. \quad (3.7)$$

Так як ПІ-регулятор має два змінних параметра $K_{p,c}$, $T_{p,c}$, то можна в (3.4) застосовувати два значення $i = 1$ і 2 . Параметри регулятора швидкості при цьому визначаються наступними виразами:

$$\begin{cases} K_{p,c} = (2\xi_d^2 - 1)/K_{\text{пр}}K_d = (T_m - 2T_e)/2T_eK_{\text{пр}}K_dK_{\text{тг}}; \\ T_{p,c} = (2\xi_d^2 - 1)/\xi_d^2 = 4T_e(1 - 2T_e/T_m). \end{cases} \quad (3.8)$$

При такому виборі параметрів передавальна функція замкненого контуру швидкості має вигляд

$$W_{3,c}(p) = \frac{T_{p,c}p + 1}{8T_e^3p^3 + 8T_e^2p^2 + 4T_ep + 1}. \quad (3.9)$$

Зазначена оптимізація можлива, як це впливає з (3.8), лише при $\xi_d > 0,707$. Якщо ж $\xi_d \leq 0,707$, то замість ПІ-регулятора швидкості необхідно використовувати ПД-регулятор з передавальною функцією

$$W_{p,c}(p) = K_{p,c} \frac{T_y T_i p^2 + T_i p + 1}{T_i p},$$

де T_y, T_i — постійні часу випередження і інтегрування.

З огляду на інерційність перетворювача $W_{\text{пр}}(p) = K_{\text{пр}}/(T_{\text{пр}}p + 1)$ і вибираючи в якості параметрів регулятора швидкості

$$T_y = T_z, T_i = T_m, T_{p,c} = \frac{1}{2K_d K_{\text{пр}} K_{\text{тг}}} \frac{T_m}{T_{\text{пр}}},$$

можна отримати передавальну функцію замкнутого контуру швидкості

$$W_{3,c}(p) = \frac{1}{2T_{\text{пр}}^2 p^2 + 2T_{\text{пр}}p + 1}. \quad (3.10)$$

Структурна схема контуру швидкості з підлеглим контуром струму представлена на рисунку 3.4.

Тоді передавальна функція замкнутого контуру швидкості набуває вигляду

$$W_{3,c}(p) = \frac{4T_{3,T}p + 1}{8T_{3,T}^3p^3 + 8T_{3,T}^2p^2 + 4T_{3,T}p + 1}. \quad (3.17)$$

Таким чином, замкнутий контур швидкості, будучи об'єктом регулювання контуру положення, в залежності від структури і параметрів двигуна і перетворювача описується в загальному вигляді передавальними функціями двох типів

$$W_{3,c}(p) = \frac{1}{2T^2p^2 + 2Tp + 1} \quad (3.18)$$

або

$$W_{3,c}(p) = \frac{4Tp + 1}{8T^3p^3 + 8T^2p^2 + 4Tp + 1}. \quad (3.19)$$

Передавальна функція (3.18) відповідає налаштуванню контуру швидкості на модульний оптимум, а (3.19) — на симметричний оптимум.

Для подальших міркувань (3.19) можна представити також у вигляді передавальної функції другого порядку

$$W_{3,c}(p) \approx \frac{4Tp + 1}{8T^2p^2 + 4Tp + 1}. \quad (3.20)$$

Для компенсації форсуючої дії ланки з передавальною функцією $4Tp + 1$, що стоїть в чисельнику (3.20), і ланцюги завдання контуру швидкості включають апериодическое ланка з передавальною функцією $1 / (4Tp + 1)$.

У загальному вигляді замкнутий контур швидкості можна представляти в вигляді передавальної функції другого порядку

$$W_{3,c}(p) = \frac{\omega_{0c}^2}{p^2 + 2\xi_c\omega_{0c}p + \omega_{0c}^2}. \quad (3.21)$$

У цьому виразі власна частота незатухаючих коливань ω_{0c} і коефіцієнт демпфування ξ_c визначаються структурою і налаштуванням контуру швидкості. Для контуру швидкості без підлеглого контуру струму (рисунк 3.3) з ПІ-регулятором швидкості $\omega_{0c} = 1/2\sqrt{2T_e}$, $\xi_c = 707$; з ПІД-регулятором $\omega_{0c} =$

$\sqrt{2T_{\text{пр}}}$, $\xi_c = 707$, а для контуру швидкості з підлеглим контуром струму (рисунок 3.4) $\omega_{0c} = 1/8\sqrt{2T_{\text{пр}}}$, $\xi_c = 707$. Тоді з урахуванням (3.3) і (3.21) передавальна функція замкнутого контура положення набуває вигляду

$$W_{3,\text{п}}(p) = \frac{\omega_{0c}^2}{\frac{1}{K_v}p^3 + \frac{2\xi_c\omega_{0c}}{K_v}p^2 + \frac{\omega_{0c}^2}{K_v}p + \omega_{0c}^2}.$$

Так як в цій передавальній функції є лише один параметр для варіювання, а саме добротність K_v , то можна виконати лише одну умову оптимізації (3.4) при $i = 1$. При цьому вираз для добротності

$$K_v = \frac{\omega_{0c}}{4\xi_c} = \frac{\omega_{0c}}{4} \cdot 0,707 = 0,35\omega_{0c}. \quad (3.23)$$

При реальних значеннях параметрів $T_{\text{пр}}$ і T_e значення добротності становить $K_v = 10..75 \text{ л / с}$.

Ці результати по оптимізації контура положення отримані в припущенні, що механічні ланки передавального пристрою (редуктора), що входить в контур швидкості, є абсолютно жорсткими. Однак на практиці це часто не виконується і при оптимізації контура положення необхідно враховувати кінцеву жорсткість механічних ланок.

Контур швидкості, що включає в себе нежорстку механічну частину, може бути представлений структурною схемою рисунку 3.5. Тут J_d , J_n — моменти інерції відповідно двигуна і навантаження; c — коефіцієнт жорсткості; $K_{д,м} = M_{\text{тр}} / \Omega_n$ — коефіцієнт демпфування механічної частини; ω_{0c} , ξ_c — параметри контуру швидкості.

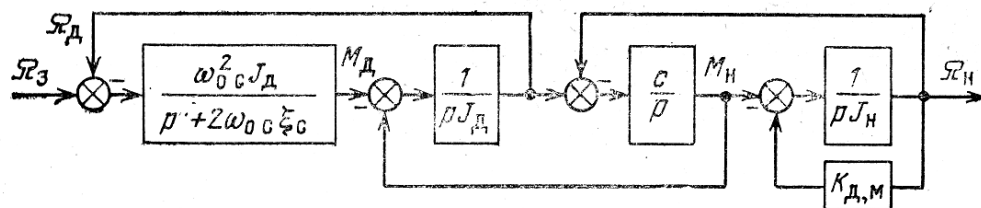


Рисунок 3.5 — Структурна схема контуру швидкості з нежорсткою механічною частиною

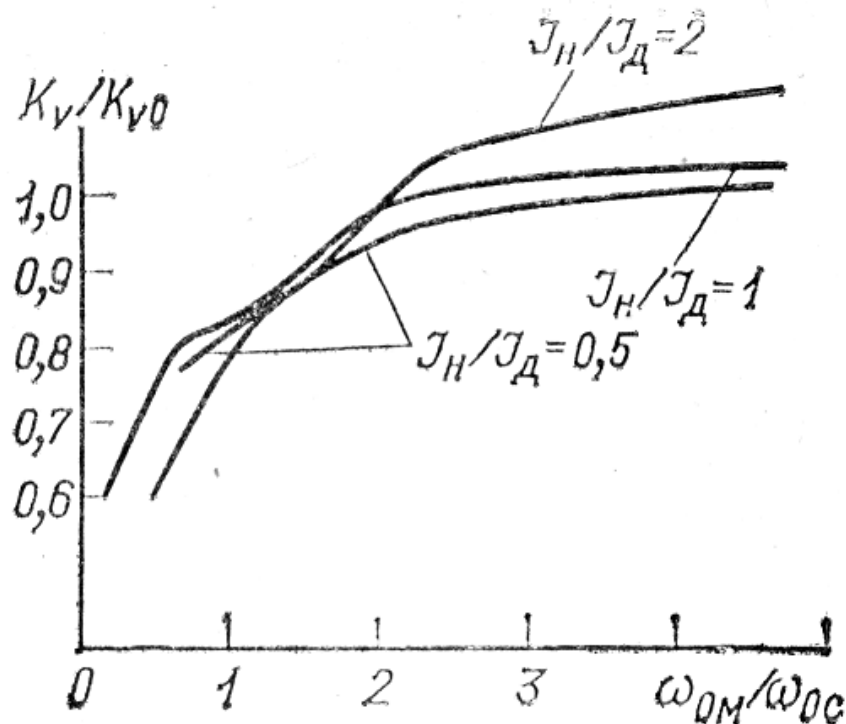
Оптимізація за умовами (3.4) передавальної функції замкнутого контуру положення з нежорсткою механічною частиною дозволяє отримати оцінку для значень добротності, що досягаються в цьому випадку, (3.24)

$$K_v = K_{v0} \frac{\left(1 + 4 \frac{\omega_{0M}}{\omega_{0c}} \xi_c \xi_M \frac{J_H}{J_D}\right)^2}{1 + \frac{\omega_{0c}}{\omega_{0M}} \frac{\xi_M}{\xi_c} + \frac{J_H}{J_D} \left(1 + 2 \frac{\xi_M \omega_{0M}}{\xi_c \omega_{0c}}\right)},$$

де $K_{v0} = \omega_{0c}/4\xi_c$ — добротність контура швидкості з жорсткою механічною частиною;

$$\omega_{0M} = \sqrt{c/J_H}; \quad \xi_M = K_{d,M}/2\sqrt{cJ_H}. \quad (3.25)$$

На рисунку 3.6 представлені залежності гранично досяжної відносної добротності у разі нежорсткої механічної частини при різних співвідношеннях параметрів системи, що розраховані по (3.24). З них видно, що при $\omega_{0M}/\omega_{0c} \geq 5$ $K_v \approx K_{v0}$, тобто нежорсткістю механічної частини можна знехтувати.



Рисуно 3.6 — Відносна добротність контуру положення системи з нежорсткою механічною частиною

3.3 Висновки по розділу 3

В розділі 3 були розглянуті типові динамічні моделі імпульсних систем, їх структурні схеми і передавальні функції. На основі наявних даних були описані можливі методи оптимізації деяких контурів цих моделей.

РОЗДІЛ 4

СИНТЕЗ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ З ЦИФРОВИМИ
ОБЧИСЛЮВАЛЬНИМИ МАШИНАМИ

Стійкість систем автоматичного керування з цифровими обчислювальними машинами (ЦОМ) є необхідною, але недостатньою умовою практичної їх застосовності. Якість роботи будь-якої замкнутої автоматичної системи визначається величиною помилки, що дорівнює різниці необхідного $\theta_1(t)$ і дійсного $\theta_2(t)$ значень вихідної величини: $\theta(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t)$.

На практиці оцінка якості, заснована на прямому обчисленні помилки $\theta(t)$, зазвичай реалізована бути не може. Це пояснюється тим, що через складну структуру встановити зв'язок між величиною помилки і параметрами системи автоматичного керування з ЦОМ, як правило, не вдається. Тому якість системи доводиться оцінювати за деякими її властивостями, що виявляється при різних типових керуючих впливах. Для визначення якісних показників систем автоматичного керування з ЦОМ використовуються так звані критерії якості для безперервних систем.

Однак вибір раціональних оцінок якості, які дозволяли б досить повно визначати поведінку системи з ЦОМ при порівняно невеликому обсязі обчислювальної роботи, має велике значення.

Запас стійкості систем з ЦОМ можна визначити по виду кривої перехідного процесу при типовому керуючому впливі. Тому при виборі типових законів зміни вхідного керуючого впливу доводиться говорити про типові закони зміни гратчастої функції.

При дослідженні систем з ЦОМ найчастіше вважають, що вхідний керуючий сигнал змінюється за законом одиничного стрибка

$$l(n) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } n < 0, \\ 1, & \text{якщо } n \geq 0, \end{cases}$$

або за законом одиничного імпульсу

$$R(n) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } n = 0, \\ 0, & \text{якщо } n \neq 0. \end{cases}$$

Реакцію системи з ЦОМ на одиничний стрибок називають перехідною функцією $h(t)$, а реакцію на одиничний імпульс — функцією ваги $R(t)$. Так як

$$z\{l(n)\} = \frac{z}{z-1} \text{ і } z\{R(n)\} = 1,$$

то величини перехідної функції та функції ваги замкнутої системи з ЦОМ в дискретні моменти часу $t = nT_0 + \Delta T_0$ можуть бути визначені за формулами:

$$h(n, \Delta) = z^{-1} \left\{ \Phi(n, \Delta) \frac{z}{z-1} \right\};$$

$$R(n, \Delta) = z^{-1} \{ \Phi(n, \Delta) \}.$$

Тут $\Phi(n, \Delta)$ є функцією передачі замкнутих системи з запізненням (рисунок 3.1). Передавальна функція $\Phi(n, \Delta)$ являє собою раціональну дріб, тому при відомих параметрах системи з ЦОМ наведені вирази можуть бути обчислені без попереднього визначення полюсів.

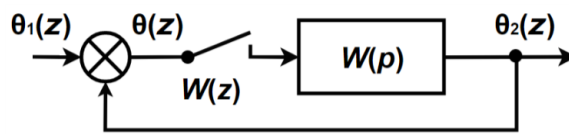


Рисунок 3.1 — Функціональна схема замкнутої системи з запізненням

Перехідна функція і функція ваги в системах з ЦОМ пов'язані між собою співвідношенням:

$$h(n, \Delta) = \sum_{i=0}^n R_i(n, \Delta),$$

отже, можна обмежитися розглядом будь-якої з цих функцій.

Якщо використовувати перехідну функцію, то запас стійкості замкнутої системи з ЦОМ може бути чисельно оцінений максимальним значенням вихідної координати $[h(n, \Delta)]_{\max}$ або величиною перерегулювання, яка визначається за формулою:

$$\sigma = \frac{[h(n, \Delta)_{\max} - h(\infty, \Delta)]}{h(\infty, \Delta)}.$$

Згідно з наведеною формулою, перерегулювання системи з ЦОМ, яке визначається послідовністю чисел $h(n, \Delta)$, залежить від моментів часу Δ , в які ми розглядаємо вихідну величину системи.

Необхідною умовою працездатності систем з ЦОМ є стійкість їх роботи. Систему з ЦОМ називають стійкою, якщо перехідні процеси у ній загасають з плином часу. Таке визначення стійкості для всіх Δ , що лежать в інтервалі $0 < \Delta < 1$, призводить до рівності:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \theta_{2n}(n, \Delta) = 0.$$

Якщо не виконується вимога $0 < \Delta < 1$, хоча б для одного значення Δ , то система з ЦОМ називається нестійкою:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \theta_{2n}(n, \Delta) = \infty.$$

Ці визначення справедливі тільки для лінійних систем з ЦОМ.

Для стійкості системи з ЦОМ необхідно і достатньо, щоб всі корені характеристичного полінома замкнутої системи були розташовані всередині кола одиничного радіуса з центром в початку координат, побудованої на площині z :

$$A(z) = B_0 z^m + B_1 z^{m-1} + \dots + B_m. \quad (3.1)$$

Побудову кола можна виконати шляхом заміни z в рівнянні виразом e^{pT} , що призведе до переходу уявної осі площини комплексної змінної p в одиничну окружність $z = e^{j\omega T}$ в площині змінного z . Один оборот по колу відбувається при зміні ω в межах:

$$\frac{2\pi}{T} m \leq \omega \leq \frac{2\pi}{T} (m + 1),$$

де m — будь-яке ціле число.

Таким чином, дослідження стійкості систем з ЦОМ зводиться до визначення розташування коренів характеристичного полінома щодо одиничному колу $|z| = 1$. Для вирішення цього завдання може бути використаний критерій стійкості, застосовуваний при аналізі безперервних

автоматичних систем (Рауса-Гурвіца).

Застосування критерію Рауса-Гурвіца накладає обмеження на коефіцієнти характеристичного полінома замкнутої системи. Це пояснюється тим, що складність умов стійкості різко зростає з ростом ступеня m характеристичного полінома (3.1). Практично алгебраїчний критерій стійкості має сенс застосовувати при $m \leq 3$.

Умови стійкості систем з ЦОМ для різних значень m зведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1–Умови стійкості, в залежності від ступеня поліному

Ступінь характеристичного поліному m	Умова стійкості
1	$B_0 + B_1 > 0, B_0 - B_1 > 0$
2	$B_0 + B_1 + B_2 > 0, B_0 - B_1 + B_2 > 0, B_0 - B_2 > 0$
3	$B_0 + B_1 + B_2 + B_3 > 0, B_0 - B_1 + B_2 - B_3 > 0,$ $B_0 (B_0 - B_2) - B_3 (B_2 - B_1) > 0,$ $3 (B_0 + B_3) - B_1 - B_2 > 0$

Передавальну функцію замкненої системи з ЦОМ (рисунок 3.2) визначаємо за формулою:

$$\Phi(z) = \frac{\theta_2(z)}{\theta_1(z)} = \frac{W(z)}{1 + W(z)},$$

де $W(z)$ — передавальна функція розімкнутої системи без урахування запізнювання, внесеного ЦОМ.

Передавальна функція розімкнутої системи з урахуванням запізнювання в ЦОМ визначається за формулою:

$$W(z, \Delta) = \frac{z - 1}{z} z_{\Delta} \left\{ \frac{K}{p} \right\} = \mu \frac{\Delta z + 1 - \Delta}{z - 1},$$

де $\mu = KT$.

При практичних розрахунках систем з ЦОМ часто обмежуються випадком $\Delta = 0$, цікавлячись тільки значеннями вихідної величини $\theta_2(t)$ в моменти часу $t = nT$. Тому передавальна функція розімкнутої системи з ЦОМ

визначається рівнянням:

$$W(z) = \frac{\theta_2(z)}{\theta(z)}.$$

Такий підхід значно спростить і полегшить розрахунки, але за рахунок втрати інформації про поведінку системи в проміжках часу $nT < t < (n+1)T$; $n = 0, 1, 2, \dots$

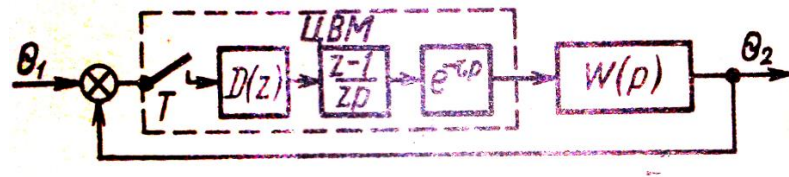


Рисунок 3.2 — Структурна схема замкнутої системи з визначенням помилки

Якщо характеристичні рівняння мають більш високий порядок, то умови стійкості системи застосовують W -перетворення, яке виконується за допомогою наступної підстановки:

$$z = \frac{1 + W}{1 - W}$$

або

$$W = \frac{z - 1}{z + 1}.$$

Якщо зробити підстановку $z = e^{j\omega T}$ то отримаємо:

$$W = \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1} = j \tan \frac{\omega T}{2} = j\bar{\omega},$$

де $\bar{\omega} = \tan \frac{\omega T}{2}$ називають відносною псевдочастотою.

Іноді використовують абсолютну псевдочастоту, яка визначається виразом:

$$\omega_{пч} = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2} = \frac{2\bar{\omega}}{T},$$

при малих частотах $\tan \frac{\omega T}{2} \approx \frac{\omega T}{2}$ і псевдочастоті $\bar{\omega} \approx \omega$.

Отже, при виконанні умов $\omega T < 2$ можна псевдочастоту замінити дійсною частотою, що призводить до значного спрощення розрахунків при визначенні

статичних помилок при гармонійному вхідному сигналі.

При зміні частоти в певних межах $-\frac{\pi}{2} \leq \omega \leq \frac{\pi}{2}$ псевдочастота змінюється в діапазоні $-\infty \leq \bar{\omega} \leq +\infty$, Тому комплексна величина W переміщується по уявній осі від $-j\infty$ до $+j\infty$.

Отже, для дослідження стійкості передавальної функції W -перетворення можна користуватися звичайними критеріями стійкості, застосовуваними для безперервних систем. Слід мати на увазі, що застосування W -перетворення і псевдочастоти $\omega_{пч}$ призводить передавальну функцію розімкнутої імпульсної системи до виду, зручного для застосування методу логарифмічних частотних характеристик. Передавальна функція безперервної частини статичної системи керування в розімкнутому стані може бути виражена рівнянням виду:

$$W(p) = \frac{K(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p) \dots (1 + \tau_m p)}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p) \dots (1 + T_n p)}.$$

Розкладемо цей рівняння на прості дробі:

$$W(p) = \sum_{i=1}^n \frac{N_i}{\alpha_i + p} = \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{1 + T_i p}, \quad (3.2)$$

де $\alpha = 1/T_i$, а N_i і $R_i = N_i T_i$ — коефіцієнти, що визначаються теоремою розкладання.

Передавальна функція (3.2) складається з суми експонент

$$h(t) = \sum_{i=1}^n \frac{N_i}{\alpha_i} (1 - e^{-\alpha_i t}).$$

Знаходимо дискретну передавальну функцію $W(z)$:

$$W(z) = \sum_{i=1}^n \frac{N_i}{\alpha_i} \frac{1 - d_i}{z - d_i} = \sum_{i=1}^n \frac{R_i (1 - d_i)}{z - d_i}.$$

Система автоматичного керування з астатизмом першого порядку може мати передавальну функцію безперервної частини виду:

$$W(p) = \frac{K(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p) \dots (1 + \tau_m p)}{p(1 + T_1 p)(1 + T_2 p) \dots (1 + T_n p)}.$$

Знаходимо дискретну передавальну функцію

$$W(z) = \frac{KT}{z-1} + \sum_{i=1}^n \frac{R_i(1-d_i)}{z-d_i}.$$

Система з астатизмом другого порядку має передавальну функцію безперервної частини

$$W(p) = \frac{K(1+\tau_1 p) \dots (1+\tau_m p)}{p^2(1+T_1 p) \dots (1+T_n p)}.$$

За аналогією знаходиться дискретна передавальна функція $W(z)$:

$$W(z) = \frac{KT^2}{2} \frac{z+1}{(z-1)^2} + \frac{KT_0 T}{z-1} + K \sum_{i=1}^n \frac{N_i(1-d_i)}{z-d_i}, \quad (3.3)$$

де $K_D = KT$ є умовна добротність за швидкістю,

$$K_D = KT = K \left(\sum_{j=1}^m \tau_j - \sum_{j=1}^m T_j \right).$$

В системі автоматичного керування з ЦОМ може міститися елемент, який вносить тимчасове запізнювання. Врахування запізнювання повинно проводитися при визначенні дискретної передавальної функції $W(z)$ розімкнутої системи. В даному випадку z -перетворення перехідної функції безперервної частини виконується за формулою:

$$W(z, \gamma) = z^{-1} W(z, \Delta),$$

де $\gamma = \tau/T$ — відносне запізнювання;

$$\Delta = 1 - \gamma;$$

$W(z, \Delta)$ — модифіковане z -перетворення для перехідної функції $h(t)$.

На підставі викладеного матеріалу можна зобразити структурну схему системи автоматичного керування з ЦОМ для дослідження динамічних процесів. Тут ЦОМ визначає помилку $\theta = \theta_1 - \theta_2$. У контурі керування присутній елемент тимчасового запізнювання, який виділений в окрему ланку з передавальною функцією $e^{-\tau p}$.

Елемент запам'ятовування, на час інтегрування вагової функції, враховується окремою ланкою з передавальною функцією виду:

$$\frac{1 - e^{-\tau p}}{p} = \frac{z - 1}{zp} \text{ при } \tau = T.$$

Якщо ЦОМ виконує, крім визначення помилки, що інтегруючи і дифференціюючи операції, то в контурі повинна бути присутня ланка з передавальною функцією $D(z)$. Ключ, наведений в структурній схемі, виробляє імпульсну функцію відповідно до періоду повторення ЦОМ.

Розглянемо систему автоматичного керування з ЦОМ, яка має астатизм другого порядку і передавальну функцію безперервної частини

$$W(p) = \frac{K(1 + \tau p)}{p^2} = \frac{K}{p^2} + \frac{K\tau}{p}.$$

З огляду на вираз (3.3), отримуємо

$$W(z) = \frac{KT^2}{2} \frac{z + 1}{(z - 1)^2} + \frac{K\tau T}{z - 1}.$$

Розрахунок системи автоматичного керування можна зробити за допомогою логарифмічних частотних характеристик, якщо використовувати підстановку і перейти до ω -перетворення:

$$W(\omega) = \frac{KT^2}{4} \frac{(1 + 2\frac{\tau}{T_0}\omega)(1 - \omega)}{\omega^2}. \quad (3.4)$$

Частотну передавальну функцію можна знайти, якщо провести підстановку $\omega = j\omega_{пч}T/2$ в рівняння (3.4):

$$W(j\omega_{пч}) = \frac{K}{4} \frac{(1 + j\tau\omega_{пч})(1 - j\frac{T}{2}\omega_{пч})}{(j\omega_{пч})^2},$$

де $\omega_{пч}$ — абсолютна псевдочастота.

Модуль цього виразу

$$|W(j\omega_{пч})| = \frac{K\sqrt{1 + \omega_{пч}^2\tau^2}\sqrt{1 + \frac{T^2}{4}\omega_{пч}^2}}{\omega_{пч}^2},$$

фаза

$$\varphi = -180^\circ + \arctg(\omega_{пч}\tau) - \arctg\left(\omega_{пч}\frac{T}{2}\right).$$

На підставі наведених виразів були побудовані асимптотичні ЛАХ і ЛФХ

(рисунок 3.3).

Для розглянутого випадку величину ділянки з нахилом -20 Дб/дек знаходимо за формулою [10]:

$$\frac{2\tau}{T} = \frac{M+1}{M-1}.$$

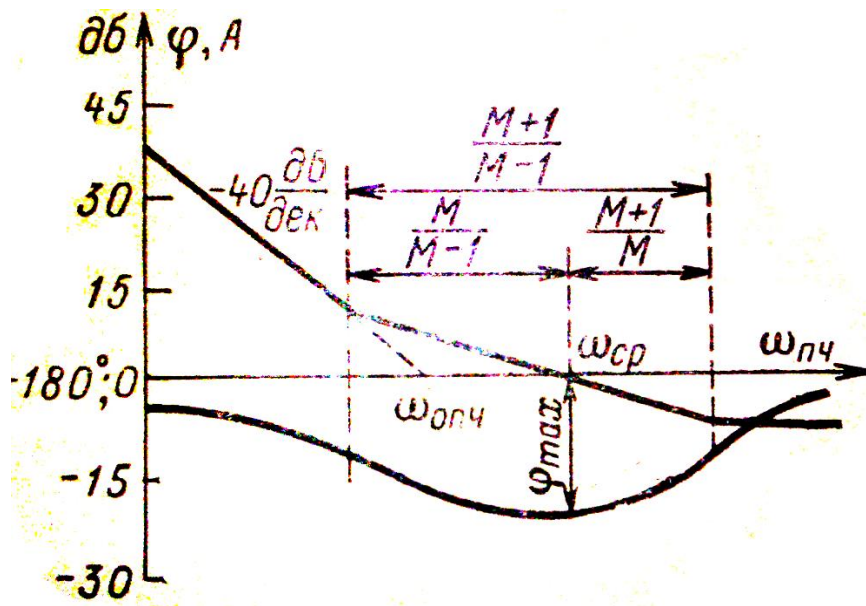


Рисунок 3.3 — ЛАХ і ЛФХ

Базова частота ЛАХ $\omega_{0пч} = \sqrt{K}$. Зв'язок між базовою частотою і постійною часу описується формулою:

$$\tau = \frac{1}{\omega_{0пч}} \sqrt{\frac{M}{M-1}}.$$

Загальний коефіцієнт підсилення

$$K = \omega_{0пч}^2 = \frac{1}{\tau^2} \frac{M}{M-1} = \frac{4}{T^2} \frac{M(M-1)}{(M+1)^2}.$$

Формулу можна записати у вигляді:

$$\frac{KT^2}{4} \leq \frac{M(M-1)}{(M+1)^2}. \quad (3.5)$$

Слід мати на увазі, що в даній системі коефіцієнти помилок C_0 і C_1 дорівнюють нулю, а коефіцієнт посилення $K = D_y$ 1/сек². За допомогою

формули (3.5) є можливість визначити прийнятне співвідношення між добротністю D_y і періодом дискретності T .

Побудова ЛАХ систем автоматичного керування з ЦОМ має виконуватися з урахуванням таких особливостей:

1. Повинно виконуватися нерівність $\omega_{cp}T < 2$, де T — період дискретності.
2. Постійні часу $T_1, \dots, T_n$ слід розділити на дві групи. До першої групи належать всі постійні часу, які мають сполучену частоту менше частоти зрізу ω_{cp} . До другої групи належать постійні часу, що мають сполучену частоту більше частоти зрізу.
3. Постійні часу $\tau_1, \dots, \tau_m$ мають сполучену частоту менше частоти зрізу.
4. ЛАХ повинна перетинати вісь частот з нахилом -20 Дб/дек.

Вважаємо, що система має передавальну функцію безперервної частини в області малих частот, лівіше частоти зрізу, такого вигляду:

$$W(p) = \frac{K(1 + \tau_1 p) \dots (1 + \tau_m p)}{p^2(1 + T_1 p) \dots (1 + T_n p)},$$

де $m = K + 1$.

Використовуючи вираз, дискретну передавальну функцію можна записати:

$$W(p) = \frac{K}{p^2} + \frac{KT_0}{p} + K \sum_{i=1}^K \frac{N_i}{1 + T_1 p}, \quad (3.6)$$

де N_i — коефіцієнт розкладання; $KT = D$ — умовна добротність за швидкістю.

Використовуючи вираз, дискретну передавальну функцію можна записати:

$$W(z) = \frac{KT^2}{2} \frac{z + 1}{(z - 1)^2} + \frac{KT_0 T}{z - 1} + K \sum_{i=1}^K \frac{N_i}{1 + d_i},$$

де $d_i = e^{-T/T_i}$.

Для визначення дискретної частотної передавальної функції

скористаємося ω -перетворенням:

$$W(j\omega_{\text{пч}}) = \left(1 - j\omega_{\text{пч}} \frac{T}{2}\right) \left[\frac{K}{(j\omega_{\text{пч}})^2} + \frac{KT_0}{j\omega_{\text{пч}}} + K \sum_{i=1}^K \frac{N_i}{1 + j\omega_{\text{пч}} \frac{T}{2} \operatorname{cth} \frac{T}{2T_i}} \right],$$

де $\omega_{\text{пч}} = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2}$ — абсолютна псевдочастота.

При розрахунку системи необхідно виконувати нерівність $T_1 > \frac{T}{2}$, тоді

$$\operatorname{cth} \frac{T}{2T_i} = \frac{1}{\operatorname{th} \frac{T}{2T_i}} \approx 2 \frac{T_i}{T}.$$

Остаточний вираз набуває вигляду:

$$W(j\omega_{\text{пч}}) = \left(1 - j\omega_{\text{пч}} \frac{T}{2}\right) \left[\frac{K}{(j\omega_{\text{пч}})^2} + \frac{KT_0}{j\omega_{\text{пч}}} + K \sum_{i=1}^k \frac{N_i}{1 + j\omega_{\text{пч}} T_i} \right]. \quad (3.7)$$

Зіставляючи вирази (3.6) і (3.7), можна бачити, що для низькочастотної частини частотна передаточна функція системи з ЦОМ може бути отримана з передаточної функції безперервної частини шляхом заміни p на $j\omega_{\text{пч}}$. Псевдочастота $\omega_{\text{пч}}$ в низькочастотній області збігається з частотою вхідного впливу, що дає можливість не враховувати множника $1 - j\omega_{\text{пч}} T/2$ при побудові ЛАХ.

Для побудови ЛАХ системи з ЦОМ в області високих частот вважаємо, що передавальна функція безперервної частини

$$W_{\text{в}}(p) = \frac{\omega_{\text{ср}}}{p(1 + T_{k+1}p) \dots (1 + T_n p)},$$

де $\omega_{\text{ср}} = \frac{K\tau_1\tau_2\dots\tau_m}{T_1T_2\dots T_k}$ — частота зрізу ЛАХ.

Розкладемо вираз на прості дробі:

$$W_{\text{в}}(p) = \frac{\omega_{\text{ср}}}{p} - \omega_{\text{ср}} \sum_{i=k+1}^n \frac{N_i}{1 + T_i p}.$$

Знайдемо амплітудно-частотну функцію шляхом переходу до псевдочастоти:

$$W(j\omega_{\text{пч}}) = \left(1 - j\omega_{\text{пч}} \frac{T}{2}\right) \left[\frac{\omega_{\text{ср}}}{j\omega_{\text{пч}}} - \omega_{\text{ср}} \sum_{i=k+1}^n \frac{N_i}{1 + j\omega_{\text{пч}} \frac{T}{2} \operatorname{ctg} \frac{T}{2T_i}} \right].$$

Маючи на увазі, що $T_1 < T/2 \operatorname{cth} \frac{T}{2T_i} \approx 1$, а також що $\sum_{i=k+1}^n N_i = \sum_{i=k+1}^n T_i = T_{\Sigma}$, маємо рівняння:

$$W_{\text{В}}(j\omega_{\text{пч}}) = \frac{\omega_{\text{ср}} \left[1 + j\omega_{\text{пч}} \left(\frac{T}{2} - T_{\Sigma} \right) \right] \left(1 - j\omega_{\text{пч}} \frac{T}{2} \right)}{j\omega_{\text{пч}} \left(1 + j\omega_{\text{пч}} \frac{T}{2} \right)}. \quad (3.8)$$

Знайдений вираз (3.8) може бути використаний для побудови ЛАХ; модуль визначається за формулою:

$$|W_{\text{В}}(j\omega_{\text{пч}})| = \frac{\omega_{\text{ср}} \sqrt{1 + \omega_{\text{пч}}^2 \left(\frac{T}{2} - T_{\Sigma} \right)^2}}{\omega_{\text{пч}}}.$$

Побудова ЛАХ для високочастотної області починається в точці $\omega_{\text{пч}} = \omega_{\text{ср}}$, результуючий фазовий кут [10]:

$$\begin{aligned} \varphi = -180^\circ + \sum_{i=1}^m \operatorname{arctg}(\omega_{\text{пч}} \tau_i) - \sum_{i=1}^k \operatorname{arctg}(\omega_{\text{пч}} T_i) + \operatorname{arctg}(\omega_{\text{пч}}) \left(\frac{T}{2} - T \right) - \\ - 2\operatorname{arctg}(\omega_{\text{пч}}) \frac{T}{2} \end{aligned}$$

В області частоти зрізу при значенні $\omega_{\text{пч}} < T/2$ можна з достатньою для практики точністю визначати фазовий кут за формулою:

$$\varphi = -180^\circ + \sum_{i=1}^m \operatorname{arctg}(\omega_{\text{пч}} \tau_i) - \sum_{i=1}^k \operatorname{arctg}(\omega_{\text{пч}} T_i) + \operatorname{arctg}(\omega_{\text{пч}}) \left(\frac{T}{2} - T \right).$$

При побудові високочастотної області ЛАХ слід враховувати суму малих постійних часу T_{Σ} і додатковий множник $1 - j\omega_{\text{пч}} T/2$, який дає фазовий зсув, рівний $-\operatorname{arctg} \omega_{\text{пч}} T/2$.

Для отримання оптимального показника коливальності високочастотної області необхідно виконання нерівності

$$\frac{T}{2} + \sum_{i=k+1}^n T_i \leq \frac{1}{\omega_{\text{ср}}} \frac{M}{M+1}.$$

Таким же чином можна довести, що і для несиметричних ЛАХ систем автоматичного керування з астатизмом першого порядку вид ЛАХ в низькочастотній області зберігається; необхідний запас стійкості визначається за формулою [10]:

$$\frac{T}{2} + \sum_{i=k+1}^n T_i \leq \frac{1}{K} \frac{M^2 + M\sqrt{M^2 - 1}}{2}, M \leq 1,3.$$

Дана нерівність є достатньою умовою, коли є хоча б одна постійна часу, більша за величину, ніж $T/2$. Якщо $T_i < T/2$ для всіх постійних часу, то необхідно накласти додаткові умови, які запобігають заходження високочастотної ЛАХ в заборонену зону:

$$\frac{T}{2} \leq \frac{1}{K} \frac{M}{M+1} = \frac{1}{\omega_{\text{ср}}} \frac{M}{M+1}.$$

Якщо для всіх постійних часу $T_{k+1}, \dots, T_n$ умова $T_i < T/2$ не виконується, то побудова ЛАХ здійснюється наступним чином. Спочатку будується ЛАХ згідно передавальної функції безперервної частини (рисунок 3.4).

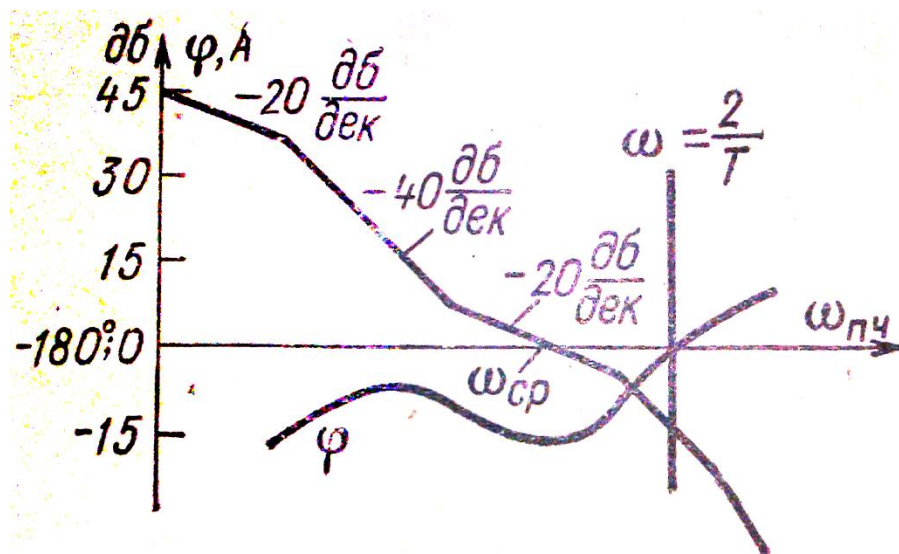


Рисунок 3.4 — Побудова ЛАХ, що знаходиться лівіше граничної частоти

ЛАХ, що знаходиться лівіше граничної частоти, відноситься до

низькочастотної частини і приймається як ЛАХ дискретної системи, так як абсолютна псевдочастота збігається в цій області зі звичайною частотою $\omega_{\text{пч}} = \omega$. Вважаємо, що перетин вертикальної прямої граничної частоти відбувається при нахилі асимптоти -40 Дб/дек. Передавальна функція високочастотної області має вигляд:

$$W(p) = \frac{K}{p^2(1 + T_1 p) \dots (1 + T_n p)}, \quad (3.9)$$

де $\sqrt{K} = \omega_b$ — частота, яка характеризує точку перетину осі частот асимптотою, що має нахил -40 Дб/дек. Розкладаючи праву частину рівняння (3.9) на прості дробби, знаходимо $W_b(z)$ і, замінюючи його на $W_b(j\omega_{\text{пч}})$, отримаємо вираз, аналогічний (3.8) для високочастотної області:

$$W_b(j\omega_{\text{пч}}) = \frac{K \left(1 - j\omega_{\text{пч}} \frac{T}{2}\right) \left[1 + j\omega_{\text{пч}} \left(\frac{T}{2} - T_\Sigma\right) - (j\omega_{\text{пч}})^2 \left(\frac{T}{2} T_\Sigma - T_\sigma^2\right)\right]}{(j\omega_{\text{пч}})^2 \left(1 + j\omega_{\text{пч}} \frac{T}{2}\right)}, \quad (3.10)$$

де $T_\Sigma = T_1 + T_2 + \dots + T_n$; $T_\sigma^2 = T_1^2 + \dots + T_n^2 + T_1 T_2 + T_1 T_3 + \dots + T_1 T_n + T_2 T_3 + \dots$

Якщо виконується умова $T_\sigma^2 \ll \frac{T}{2} T_\Sigma$, то рівність (3.10) значно спрощується:

$$W_b(j\omega_{\text{пч}}) = \frac{K \left(1 - j\omega_{\text{пч}} \frac{T}{2}\right) (1 - j\omega_{\text{пч}} T_\Sigma)}{(j\omega_{\text{пч}})^2}. \quad (3.11)$$

На підставі виразу (3.11) будується високочастотна область ЛАХ.

4.1 Висновки по розділу 4

В розділі 4 були розглянуті умови стійкості дискретних систем керування, а також була проведена оцінка їх якості. На основі проведеного дослідження стійкості дискретних систем була побудована структурна схема системи автоматичного керування з ЦОМ, яку можна використовувати для дослідження динамічних процесів.

РОЗДІЛ 5

АНАЛІЗ МОДЕЛІ ЕЛЕКТРОПРИВОДА З ІМПУЛЬСНИМ РЕГУЛЯТОРОМ

5.1 Побудова моделі електропривода в програмному середовищі *Simulink*

В якості двигуна електропривода обрано асинхронний двигун *Lenze MD 112-22*. Технічні дані двигуна представлені в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1–Технічні дані двигуна *Lenze MD 112-22*

	Позначення	Величина
Номінальна потужність, кВт	P_n	4
Синхронна частота обертання, об/хв	n_0	1500
Номінальна частота обертання ротора, об/хв	$n_{ном}$	1450
Номінальний момент, Н*м	$M_{ном}$	26,3
Номінальний струм статора, А	$I_{ном}$	16,1
Номінальна напруга статора, В	$U_{ном}$	400
Коефіцієнт потужності	$\cos\varphi$	0,84
ККД, %	η	84
Максимальний момент двигуна, Нм	$M_{кр}$	63,12
Пусковий момент двигуна, Нм	$M_{п}$	52,6
Кратність пускового струму	K_I	6
Момент інерції ротора, кг*м	$J_{дв}$	0,011
Маса двигуна, кг	m	31
Кратність максимального моменту	K_{max}	2,4
Номінальне ковзання	$s_{ном}$	0,046
Критичне ковзання	$s_{кр}$	0,315

На рисунку 5.1 представлена модель електропривода з автономним інвертором, що керований імпульсним регулятором, в якості якого виступає широтно-імпульсний регулятор (ШИР).

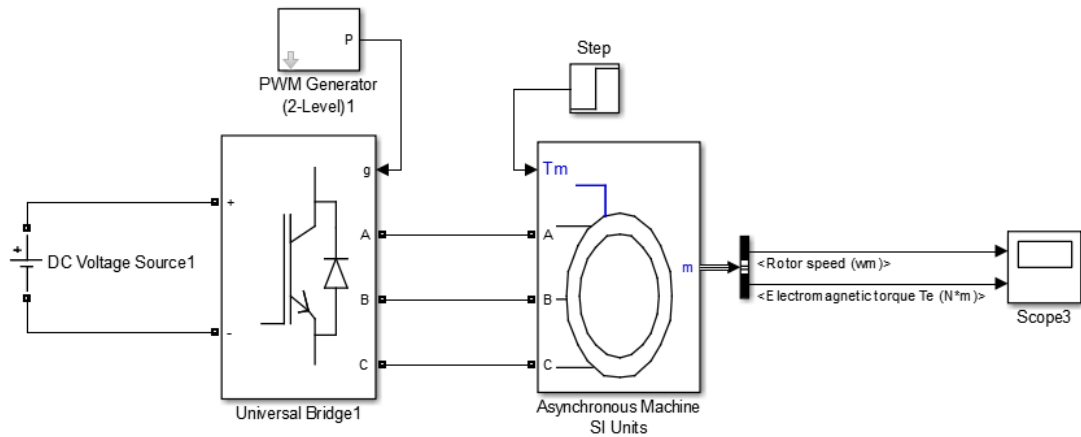


Рисунок 5.1 — Модель електропривода з імпульсним керуванням

Перетворювач частоти виконаний блоком *Universal Bridge*; живлення перетворювач отримує від акумуляторної батареї; керуюча напруга формується в блоці *PWM Generator*. На рисунку 5.2 представлені вікна настройки основних блоків автономного інвертора напруги: *Universal Bridge* і *PWM Generator*.

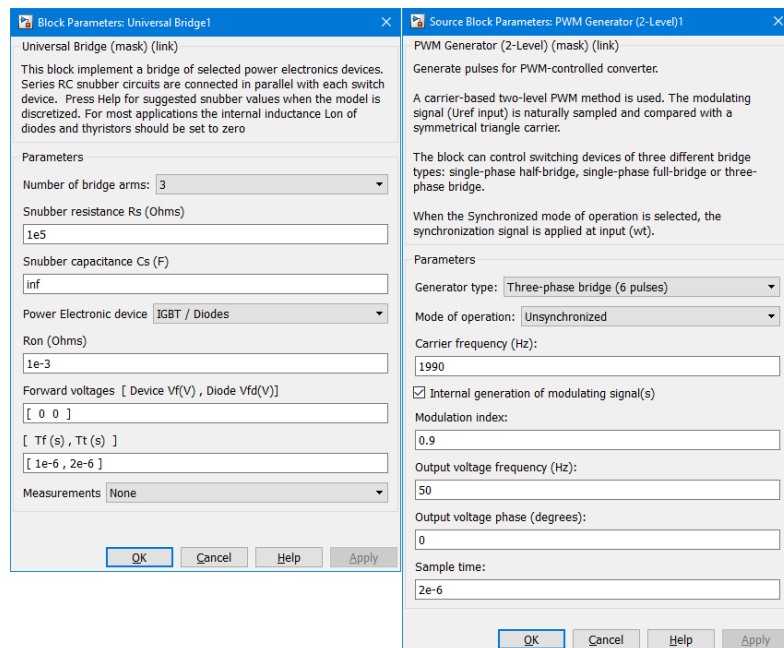


Рисунок 5.2 — Параметри блоків *Universal Bridge* і *PWM Generator*

5.2 Аналіз перехідних процесів моделі

Перехідна характеристика оцінюється сукупністю параметрів, які називаються показниками якості. До них відносяться:

- перерегулювання σ – відношення максимального відхилення керованої змінної щодо її сталого значення в напрямі, протилежному початковому відхиленню;
- коливальність μ – число максимумів або мінімумів перехідної характеристики за час регулювання;
- тривалість перехідного процесу t_n – це час, після закінчення якого відхилення керованої змінної щодо сталого значення стає і залишається по абсолютній величині менше заданого значення Δ , визначуваного вимогами, що пред'являються до САК;
- час встановлення t_{nmax} – проміжок часу після закінчення якого керована змінна вперше досягає свого сталого значення;

Як було зазначено вище, імпульсний елемент, при введенні його в неперервну систему, спотворює її частотну характеристику і може покращити динамічні властивості системи, зокрема показники якості.

На рисунку 5.3 представлені графіки перехідного процесу кутової швидкості і електромагнітного моменту двигуна, з яких видно що перехідний процес займає 0,1 с. Перерегулювання відсутнє. Коливальність по моменту, $\mu = 4$. Час встановлення, $t_{nmax} = 0,09$ с.

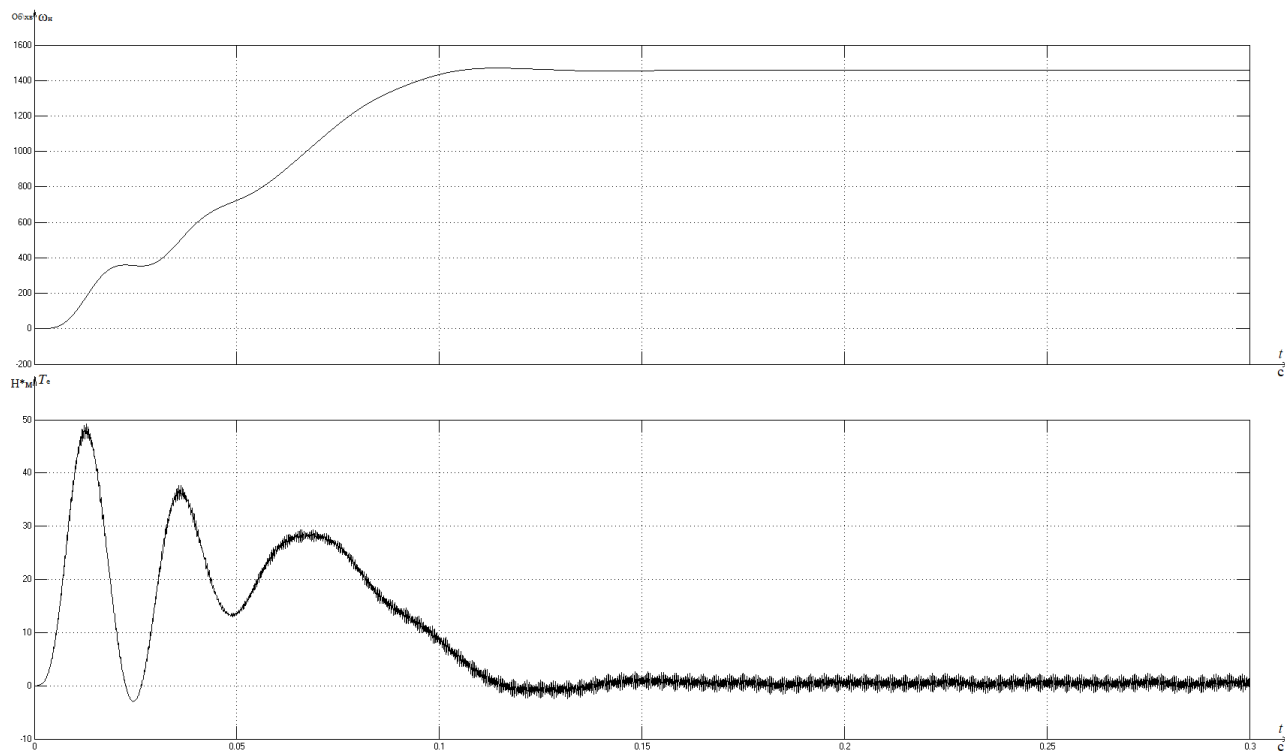


Рисунок 5.3 — Графіки перехідних процесів

5.3 Аналіз впливу періоду повторення на стійкість системи

Для проведення аналізу були побудовані АФЧХ для різних значень періоду повторення (T_0). Вони були розраховані за допомогою програмного середовища *Matlab*, код програми представлений на рисунку 5.4.

```
clear all; clc;
Wn = tf([2],[48.048*10^-6 8.932*10^-2 0.154 0]);
Wo = 1;
W = feedback(Wn, Wo);
Wz = c2d(W, 0.1);
nyquist(Wz);
```

Рисунок 5.4 — Код для побудови АФЧХ дискретної системи

Побудовані АФЧХ представлені на рисунках 5.5 - 5.8.

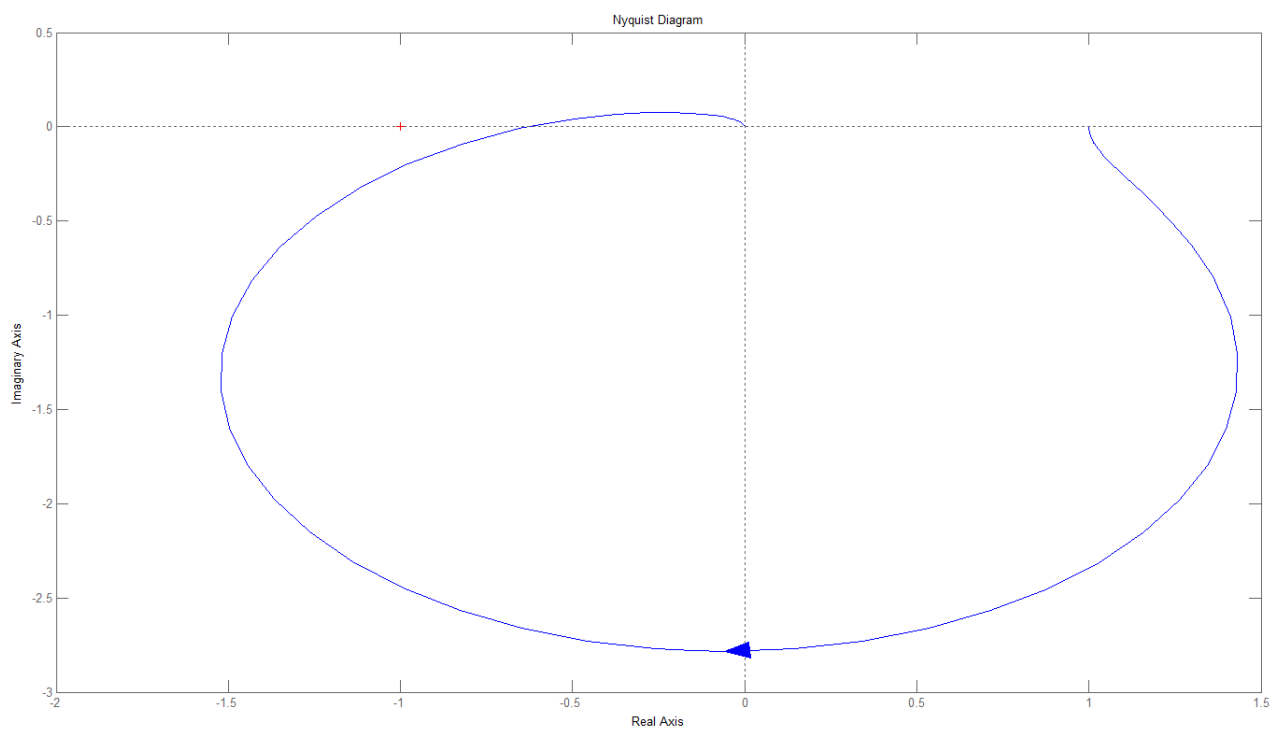


Рисунок 5.5 — АФЧХ для $T_0 = 0,1$

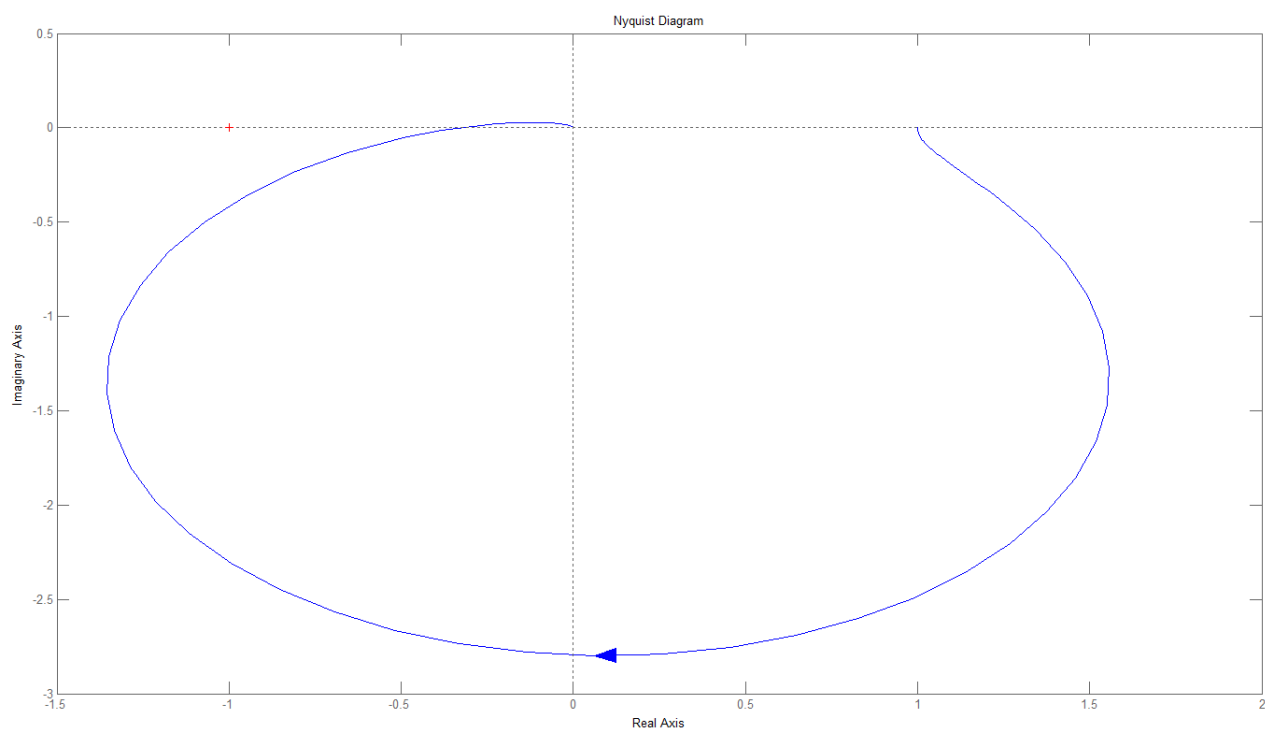


Рисунок 5.6 — АФЧХ для $T_0 = 0,05$

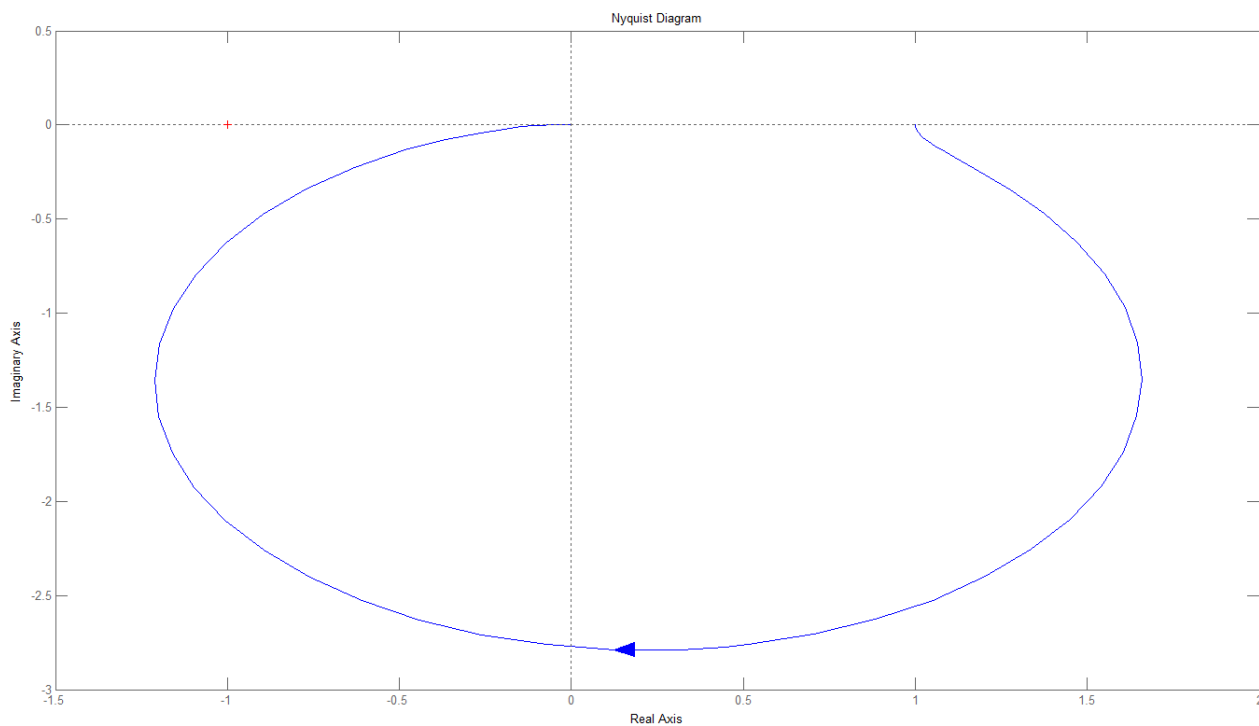


Рисунок 5.7 — АФЧХ для $T_0 = 0,01$

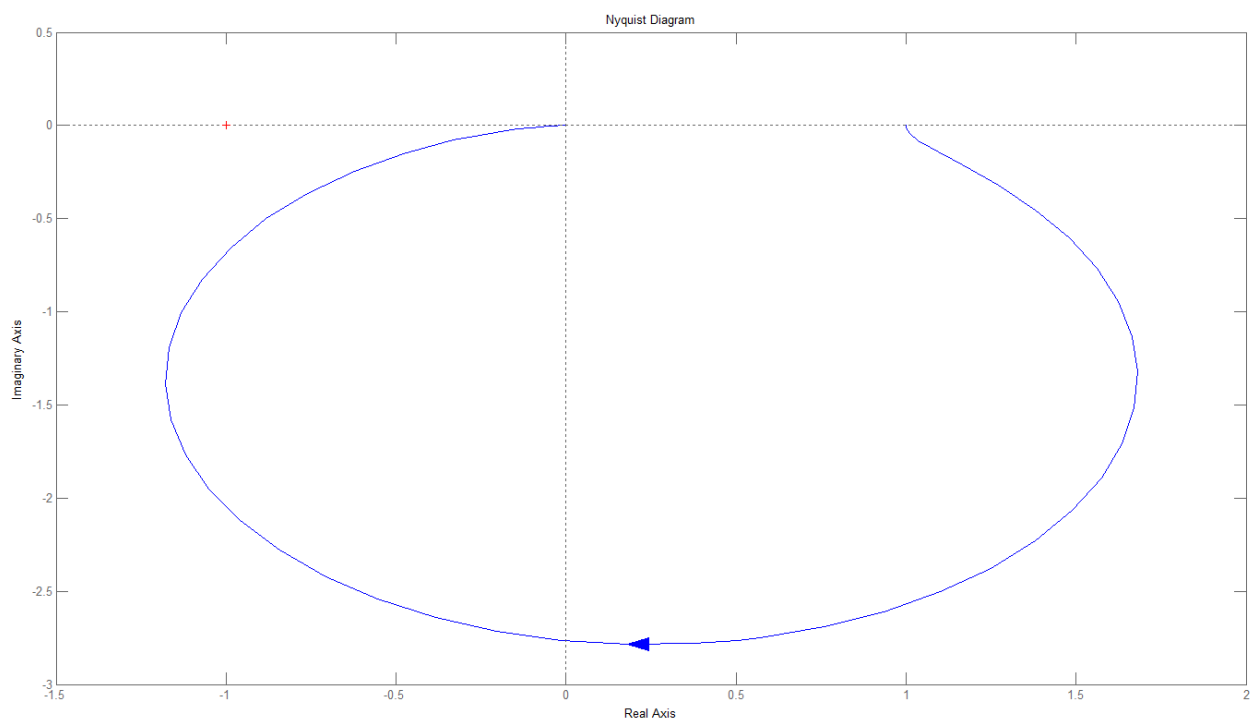


Рисунок 5.8 — АФЧХ для $T_0 = 0,001$

Як видно з АФЧХ, збільшення частоти повторення, в деяких межах, призводить до підвищення запасу стійкості системи. З цього можна зробити

висновок, що введення імпульсного регулятора може слугувати засобом стабілізації системи. Цей висновок важливий тим, що даним видом характеристики володіє велике число об'єктів з розподіленими постійними, запізненням і т. д., безперервне регулювання яких зазвичай представляє труднощі.

5.4 Висновки по розділу 5

В розділі 5 було проведено синтез і аналіз моделі електропривода з імпульсним регулятором. Для цієї моделі були побудовані АФЧХ для різних значень періоду квантування, що дало змогу виявити вплив значення періоду квантування на стійкість системи.

РОЗДІЛ 6

ОХОРОНА ПРАЦІ

Охорона праці — це система правових, соціально-економічних, організаційно-технічних, санітарно-гігієнічних, лікувально-профілактичних заходів і засобів, спрямованих на збереження життя, здоров'я та працездатності людини в процесі трудової діяльності.

Охорона праці містить три основних складових частини: правові норми трудового законодавства, виробничу санітарію, гігієну та техніку безпеки, а також протипожежний захист і електробезпеку.

Мета охорони праці — забезпечення безпечних, нешкідливих і сприятливих умов праці через вирішення багатьох складних завдань, основними з яких є: проектування підприємств, технологічних процесів і конструювання обладнання з обов'язковим виконанням вимог охорони праці; знаходження оптимальних співвідношень між різними факторами виробничого середовища, що дозволяє забезпечити мінімум несприятливого впливу їх на здоров'я працівників; встановлення, законодавче оформлення визначених норм кожного з несприятливих або небезпечних факторів, систематичний контроль за їх застосуванням; розробка конкретних заходів щодо покращення умов праці та забезпечення її безпеки на основі застосування у виробництві новітніх досягнень науки і техніки; застосування раціональних засобів захисту працівників від впливу несприятливих факторів виробничого середовища, а також втілення організаційних заходів, які нейтралізують або послаблюють ступінь їх впливу на організм людини.

Нормативно-правові акти з охорони праці — це правила, норми, регламенти, положення, стандарти, інструкції та інші документи, обов'язкові для виконання.

Законодавство про охорону праці складається з цього Закону, Кодексу

законів про працю України, Закону України "Про загальнообов'язкове державне соціальне страхування від нещасного випадку на виробництві та професійного захворювання, які спричинили втрату працездатності" та прийнятих відповідно до них нормативно-правових актів.

Серед нормативно-правових актів з охорони праці важливе місце посідають державні стандарти України (ДСТУ) та відповідні нормативні акти (правила, норми, інструкції тощо) колишнього Радянського Союзу, які є чинними в Україні на даний час.

Стандарти, технічні умови та інші документи на засоби праці і технологічні процеси повинні включати вимоги щодо охорони праці і погоджуватися з органами державного нагляду за охороною праці.

Органи державного нагляду за охороною праці не залежать від будь-яких господарських органів, суб'єктів підприємництва, об'єднань громадян, політичних формувань, місцевих державних адміністрацій і органів місцевого самоврядування, їм не підзвітні і не підконтрольні.

Діяльність органів державного нагляду за охороною праці регулюється Законом України «Про охорону праці», законами України "Про використання ядерної енергії і радіаційну безпеку", "Про пожежну безпеку", "Про забезпечення санітарного та епідемічного благополуччя населення", іншими нормативно-правовими актами та положеннями про ці органи, що затверджуються Президентом України або Кабінетом Міністрів України.

За порушення законів та інших нормативно-правових актів про охорону праці, створення перешкод у діяльності посадових осіб органів державного нагляду за охороною праці, а також представників профспілок, їх організацій та об'єднань, винні особи притягаються до дисциплінарної, адміністративної, матеріальної, кримінальної відповідальності згідно із законом.

6.1 Небезпечні та шкідливі виробничі фактори, пов'язані з експлуатацією ПК

Шкідливі виробничі фактори — фактори середовища і трудового процесу, які можуть викликати професійну патологію, тимчасове або стійке зниження працездатності, підвищити частоту соматичних та інфекційних захворювань, призвести до порушення здоров'я потомства.

Небезпечний виробничий фактор – виробничий фактор, вплив якого на працюючого, в певних умовах, призводить до травми або іншого раптового погіршення здоров'я.

При виконанні робіт на персональному комп'ютері можуть мати місце такі фактори шкідливі фактори: підвищена температура поверхонь ПК; підвищена або знижена температура повітря робочої зони; підвищена або знижена вологість повітря; підвищений або знижений рівень негативних і позитивних аероіонів; підвищене значення напруги в електричному ланцюзі, замикання; підвищений рівень статичної електрики; підвищений рівень електромагнітних випромінювань; підвищена напруженість електричного поля; відсутність або нестача природного світла; недостатня штучна освітленість робочої зони; підвищена яскравість світла; підвищена контрастність; пряма і відбита блискіть; зорова напруга; монотонність трудового процесу; нервово-емоційні перевантаження.

Тривале сидяче положення призводить до напруження м'язів ший, голови, рук і плечей, остеохондрозу, у дітей — ще й до сколіозу. Остеохондроз виникає при порушенні міжхребцевих дисків, яке призводить до випинання в якусь сторону (грижі міжхребцевого диска). Грижа може зашкодити спинний мозок і нервові відростки.

Навантаження на зір. Людське око реагує на найдрібнішу вібрацію тексту і на мерехтіння екрану. М'язи ока, керуючі кришталиком, знаходяться в постійній напрузі, що обов'язково призводить до втрати гостроти зору. Важливе значення для профілактики зорових дисфункцій надають: правильний або

рекомендований підбір кольору, шрифтів, компоновки вікон у використовуваних додатках, орієнтація дисплея монітора. Тривала робота за комп'ютером — це величезне навантаження на очі, оскільки зображення на моніторі складається не з безперервних ліній, як на папері, а з окремих точок, які світяться і мерехтять. У користувача неминуче погіршується зір, очі починають слізотитися, з'являється головний біль, втома, зображення двоїться і спотворюється.

Робота за комп'ютером і органи дихання. Захворювання органів дихання в даному контексті носять в основному алергічний характер. Це пояснюється тим, що за час довгої роботи комп'ютера корпус і плати останнього виділяють в повітря ряд шкідливих речовин, а так сам комп'ютер створює навколо себе електростатичне поле, яке притягує пил, який осідає в легенях. Так само комп'ютер деіонізує навколишнє середовище і зменшує вологість повітря.

6.2 Розрахунок освітлення робочого місця

Розрахунок системи загального освітлення проводиться методом визначення коефіцієнта використання світлового потоку, який виражається відношенням світлового потоку, що падає на розрахункову поверхню, до сумарного потоку всіх ламп. Його величина залежить від характеристик світильника, розмірів приміщення, фарбування стін і стелі, що характеризується коефіцієнтами відбиття стін і стелі.

Необхідний світловий потік кожної лампи:

$$F_3 = \frac{E \cdot K \cdot S \cdot Z}{\eta},$$

де F_3 — загальний світловий потік, Лм;

E — задана мінімальна освітленість, $E = 500$ Лк;

K — коефіцієнт запасу, що враховує зменшення світлового потоку лампи в результаті забруднення світильників у процесі експлуатації (для люмін. ламп — 1,5);

S — освітлювана площа, $S = 14 \text{ м}^2$;

Z — відношення середньої освітленості до мінімальної (зазвичай приймається рівним 1,1..1,2, для люмін. ламп — 1,1);

η — коефіцієнт використання світлового потоку в частках одиниці (відношення світлового потоку, що падає на розрахункову поверхню, до сумарного потоку всіх ламп).

Коефіцієнт використання η залежить від типу світильника, від коефіцієнтів відбиття стелі $\rho_{\text{п}}$, стін $\rho_{\text{с}}$, розрахункової поверхні $\rho_{\text{р}}$, індекса приміщення

$$i = \frac{S}{h \cdot (a + b)},$$

де h — висота світильника над робочою поверхнею;

a — довжина приміщення, $a = 3,5 \text{ м}$;

b — ширина приміщення $b = 4 \text{ м}$.

Знайдемо h по формулі:

$$h = H - h_p - h_c = 2,5 - 1 - 0,2 = 1,3 \text{ м},$$

де H — висота приміщення, $H = 2,5 \text{ м}$;

h_p — висота робочої поверхні від підлоги, $h_p = 1 \text{ м}$;

h_c — висота схилу світильника від основної стелі, $h_c = 0,2 \text{ м}$.

$$i = \frac{14}{1,3 \cdot (3,5 + 4)} = 1,44.$$

Для світлого фону приймемо: $\rho_{\text{п}} = 70$, $\rho_{\text{с}} = 50$, $\rho_{\text{р}} = 10 \Rightarrow \eta = 51 \%$.

$$F_{\text{л}} = \frac{F_3}{N},$$

де $F_{\text{л}}$ — світловий потік однієї лампи, $F_{\text{л}} = 5240 \text{ Лм}$;

F_3 — загальний світловий потік;

N — число ламп.

$$F_3 = \frac{500 \cdot 1,5 \cdot 14 \cdot 1,1}{0,51} = 22647 \text{ Лм},$$

$$N = \frac{F_3}{F_{\text{л}}} = \frac{22647}{5240} = 4,3$$

Обираємо $N = 4$.

Для освітлення вибираємо лампи Philips *MASTER TL-D Super 80 58W/865 1SL/25*, світловий потік яких $F_{\text{л}} = 5240$ Лм.

При виборі освітлювальних приладів використовуємо світильники типу ЛСПО 2. Кожен світильник комплектується двома лампами.

Для виключення засвічення екранів дисплеїв прямими світловими потоками світильники загального освітлення розташовують збоку від робочого місця, паралельно лінії зору оператора і стіни з вікнами. Таке розміщення світильників дозволяє здійснювати їх послідовне включення в залежності від величини природної освітленості і виключає подразнення очей чередувальними смугами світла і тіні, що виникають при поперечному розташуванні світильників.

6.3 Розробка заходів з техніки безпеки при роботі за комп'ютером

Робоче місце оператора ПК повинно бути атестовано за умовами праці. Оператор повинен бути ознайомлений з результатами атестації його робочого місця, знати параметри наявних шкідливих і небезпечних факторів, плани профілактичних заходів, належні йому пільги і компенсації за роботу в шкідливих умовах праці.

Кліматичні умови на робочому місці оператора повинні відповідати наступним санітарно-гігієнічним нормам: температура навколишнього середовища — від 21 до 25 ° С (в холодний період року), від 23 до 25 ° С (в теплий період року); атмосферний тиск — від 630 до 800 мм рт. ст. ; відносна вологість — 40..60%, але не більше 75%.

Рівень шуму на робочому місці при виконанні оператором основної роботи на ПК не повинен перевищувати 50 дБА.

Режим праці і відпочинку оператора встановлюється роботодавцем за взаємною домовленістю відповідно до Кодексу законів про працю, Галузевою тарифною угодою, колективним договором між працівниками організації та

роботодавцем і закріплюється трудовим договором (контрактом) між роботодавцем і оператором або наказом організації.

Щоб уникнути ураження електричним струмом необхідно твердо знати і виконувати наступні правила безпечного користування електроенергією:

1. Необхідно постійно стежити на своєму робочому місці за справним станом електропроводки, вимикачів, штепсельних розеток, за допомогою яких обладнання включається в мережу, і заземлення (при наявності). При виявленні несправності негайно знеструмити електрообладнання, оповістити адміністрацію. Продовження роботи можливо тільки після усунення несправності.

2. Щоб уникнути пошкодження ізоляції проводів і виникнення коротких замикань не дозволяється:

- а) вішати що-небудь на дроти;
- б) зафарбовувати і білити шнури і дроти;
- в) закладати дроти і шнури за газові і водопровідні труби, за батареї опалювальної системи;
- г) висмикувати вилку з розетки за шнур, зусилля повинне бути прикладене до корпусу вилки.

3. Для виключення ураження електричним струмом забороняється:

- а) часто вмикати і вимикати комп'ютер без необхідності;
- б) торкатися до екрану і до тильної сторони блоків комп'ютера;
- в) працювати на засобах обчислювальної техніки і периферійному обладнанні, що мають порушення цілісності корпусу, порушення ізоляції проводів, несправну індикацію включення живлення, з ознаками електричної напруги на корпусі;
- г) класти на засоби обчислювальної техніки і периферійне обладнання сторонні предмети.

5. Ремонт електроапаратури проводиться тільки фахівцями-техніками з дотриманням необхідних технічних вимог.

6. Неприпустимо під напругою проводити ремонт засобів обчислювальної

техніки і периферійного обладнання.

7. Щоб уникнути ураження електричним струмом, при користуванні електроприладами не можна торкатися одночасно будь-яких трубопроводів, батарей опалення, металевих конструкцій, з'єднаних з землею.

8. При виявленні обірваного проводу необхідно негайно повідомити про це адміністрацію, вжити заходів по виключенню контакту з ним людей. Дотик до проводу небезпечний для життя.

9. Порятунк потерпілого при ураженні електричним струмом головним чином залежить від швидкості звільнення його від дії струмом.

У всіх випадках ураження людини електричним струмом негайно викликають лікаря. До прибуття лікаря потрібно, не гаючи часу, приступити до надання першої допомоги потерпілому.

Вимоги щодо забезпечення пожежної безпеки

На робочому місці забороняється мати вогненебезпечні речовини

У приміщеннях забороняється:

- а) запалювати вогонь;
- б) включати електрообладнання, якщо в приміщенні пахне газом;
- в) курити;
- г) закривати вентиляційні отвори в електроапаратурі

При виникненні пожежонебезпечної ситуації або пожежі персонал повинен негайно вжити необхідних заходів для його ліквідації, одночасно оповістити про пожежу адміністрацію.

6.4 Висновки по розділу 6

У розділі 6 була проведена наступна робота:

1. Проаналізовані небезпечні та шкідливі виробничі фактори, пов'язані з експлуатацією ПК.

2. Розраховані параметри освітлення робочого місця.

Були розроблені заходи з техніки безпеки при роботі за комп'ютером.

РОЗДІЛ 7

ОХОРОНА НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА

7.1 Теоретичні положення

Екологія (грец. οἶκος — будинок, дім; грец. λογος — наука) — один з розділів біології, який досліджує взаємовідносини між біотичними та соціальними цілісностями та їхнім середовищем.

Екологія вивчає взаємовідносини організмів із довкіллям, досліджує структурно-функціональну організацію надорганізмових систем (популяцій, угруповань, екосистем, біосфери), виявляє механізми підтримання їх стійкості у просторі й часі.

Сучасна екологія — складна багатогранна дисципліна, основою якої є біогеографічні знання, але яка поєднує сьогодні всі природничі, точні, гуманітарні і соціальні науки, з метою пошуків шляхів оптимального розвитку людства на максимально далеку перспективу, вироблення нових методів збереження біосфери планети.

Охорона навколишнього природного середовища, раціональне використання природних ресурсів, забезпечення екологічної безпеки життєдіяльності людини - невід'ємна умова сталого економічного та соціального розвитку України.

З цією метою Україна здійснює на своїй території екологічну політику, спрямовану на збереження безпечного для існування живої і неживої природи навколишнього середовища, захисту життя і здоров'я населення від негативного впливу, зумовленого забрудненням навколишнього природного середовища, досягнення гармонійної взаємодії суспільства і природи, охорону, раціональне використання і відтворення природних ресурсів.

Закон України «Про охорону навколишнього природного середовища» був прийнятий 26.06.91 р. і протягом останніх сімнадцятих років систематично

доповнювався й удосконалювався. Крім загальних норм і правил використання природного середовища, даний закон передбачає економічні заходи, які спрямовані на організацію раціонального природокористування і захист навколишнього природного середовища. У Законі також обговорені питання екологічної безпеки визначені природні об'єкти, що підлягають особливій охороні.

Питання охорони навколишнього середовища й раціонального використання природних ресурсів повинні розглядатися з повним обліком проектного підприємства, оцінюватися по його впливі на екологію прилягаючого району, можливості попередження негативних наслідків у найближчій і віддаленій перспективі [16].

Охорона навколишнього середовища прагне вирішити задачу екологічної безпеки, тобто досягнення такої діяльності людини, при якій виключається шкідливий вплив на навколишнє середовище. Вирішенням даної задачі є наступні методи:

- екологічне забезпечення (заходи організаційно-технічного, соціально-економічного і правового регулювання, спрямовані на збереження і відновлення якості природного середовища і забезпечення високого рівня життя людей);
- екологізація природних ресурсів (підвищення ефективності та використання природних ресурсів);
- екологізація виробництв (запобігання негативного впливу виробничих процесів на природне середовище);
- упровадження екологізованих технологій (створення таких виробництв, що мають шкідливі фактори впливу на навколишнє, але надходження їх у біосферу зведено до мінімуму).

Таким чином маємо те, що охорона навколишнього середовища забезпечується спільними рішеннями екологічних і інженерних задач при проектуванні промислових споруд.

7.2. Забруднення навколишнього середовища

Промисловість в процесі своєї діяльності виробляє різні речовини. Ці речовини можна розділити на декілька типів, які складаються як з відновлюваних, так і невідновних ресурсів. До цих типів входять:

- вихідні речовини (сировина);
- проміжні речовини (що виникають або використовуються в процесі виробництва);
- кінцевий продукт;
- побічний продукт (відхід).

В процесі виготовлення кінцевого продукту на всіх стадіях його виробництва виникають відходи. До них можна причислити й деяку частину кінцевого продукт після споживання або використання (тара, упаковка і т.д.).

Всі ці відходи, які залишилися після проходження лінії виробництва та споживача, потрапляють в навколишнє середовище і стають частиною біогеохімічного кругообігу речовин в біосфері. Більша частина біохімічних сполук які включаються в біохімічний кругообіг людиною, набагато перевищують природний кругообіг. Частина ж з них, і зовсім були відсутні в біосфері (різні види пластмас, штучно створені хімічні сполуки і т.д.), тому на розчеплення та розпад цих відходів витрачається досить великий проміжок часу. Наслідком такої діяльності є шкода, яка завдається навколишньому середовищу, та організмам.

Наслідками накопичення глобальних забруднювачів в атмосфері є:

- парниковий ефект;
- руйнування озонового шару;
- кислотні опади.

В данній магістретській роботі розглядається вплив обчислювальної техніки на навколишнє середовище.

На сьогоднішній день (за різними оцінками фахівців), обсяг випущених в

світі персональних комп'ютерів (ПК) становить 1 мільярд. Якщо врахувати, що кожний вищий навчальний заклад має комп'ютерний клас і не один та в містах вищів 5-6 (це близько 600 комп'ютерів), то цілком можна уявити який обсяг все це займає. Це навіть без урахування муніципальних організацій та комерційних фірм. Парк персональних комп'ютерів в дуже величезний. Кількість ПК постійно зростає,

Але будь-яка техніка стрімко застаріває, їй на зміну приходять нові, більш потужні, більш сучасні ПК та оргтехніка. Людство, хоче воно того чи ні, втягнуте в постійний процес модернізації та заміни електронної техніки. Поступово виникає проблема: а що робити зі старою технікою, морально застарілої або з тих чи інших причин, що вийшла з ладу, яка захащує підсобні приміщення та склади.

В період з 1991 року по теперішній час в Україну завезено різними постачальниками близько 10 млн. одиниць (близько 400 000 т.) персональної та оргтехніки (це за найскромнішими підрахунками), мобільних телефонів - 37-40 млн. шт. (близько 4800 т.). І це приблизні дані. Точного підрахунку ніхто не проводить.

Стурбованість громадськості проблемами екології, а також нові, більш жорсткі закони щодо захисту навколишнього середовища змушують великих виробників устаткування створювати мережі по збору техніки, що вийшла з обігу і заводи з її утилізації. Крім того, в конструкції обладнання максимально збільшується частка матеріалів, придатних для переробки. Розміри мережі по утилізації "електронного брухту" залежать від регіону та місцевого законодавства. Так, наприклад, у Західній Європі, де екологічні закони дуже суворі, була створена значна інфраструктура зі збору та переробки застарілих комп'ютерів та оргтехніки. Справедливості заради потрібно відзначити, що ці заводи не є власністю держав.

Вся оргтехніка включає до свого складу як органічні складові (пластик різних видів, матеріали на основі полівінілхлориду, фенолформальдегіда), так і майже повний набір металів.

7.3 Заходи, по утилізації ЕОМ

Нажаль, утилізація оргтехніки фізичними особами проводиться шляхом викидання на смітник, в кращому випадку - розбирання на частини для подальшого застосування, що в кінцевому рахунку закінчується смітником. Іноді керівники підприємств, щоб не зв'язуватися з утилізацією, просто дарують стару техніку своїм підшефним організаціям (дитячі будинки, школи, заклади культури) .Але сама проблема залишається. Цей процес в даний час не хвилює більшу частину населення. Утилізацією в цьому випадку займаються шукачі кольорових і чорних металів. З юридичними особами все набагато складніше. Згідно із законодавством, персональні комп'ютери відносяться до основних засобів і підлягають бухгалтерському обліку на підприємстві із зазначенням кількості дорогоцінних металів, які в них містяться. Мало того, на цю техніку поширюється правило про амортизацію на протязі 10 років.

Іншими словами, списувати і утилізувати дане обладнання можна тільки через 10 років. Однак ми знаємо, що персональна техніка морально застаріває набагато раніше. Це пов'язано зі стрімким розвитком електроніки і програмного забезпечення. У такому випадку юридична особа повинна звернутися до спеціалізованих підприємств, які займаються ремонтом та обслуговуванням персональної техніки для проведення технічної експертизи обладнання з отриманням висновку про те, що персональна техніка морально застаріла, знята з виробництва, ремонтна база відсутня, підлягає списанню та утилізації в установленому порядку . Тільки після цього необхідно укласти договір з підприємством, яке займається роботою з відходами. Як нам відомо, персональний комп'ютер містить всі види відходів. В даному випадку обладнання, яке містить дорогоцінні метали, кольорові, чорні метали, полімери, здаються на підприємства, які мають ліцензію на роботу з дорогоцінними металами. Ці підприємства - переробники дорогоцінних металів, в свою чергу, укладають договори з підприємствами, що мають інші ліцензії і таким чином персональна техніка розбирається і утилізується згідно із законодавством.

При грамотній утилізації близько 95% відходів техніки здатні повернутися до нас в тому чи іншому вигляді, і приблизно 5% відправляються на звалища.

Співвідношення ручної та автоматизованої праці на фабриках по переробці комп'ютерної техніки залежить від її типу. Для монітора це співвідношення приблизно 50 на 50 - розбирання старих кінескопів є досить трудомістким заняттям. Для системних блоків та оргтехніки частка автоматичних операцій вище.

Перший етап завжди проводиться вручну. Це - видалення всіх небезпечних компонентів. В сучасних настільних ПК і принтерах таких компонентів практично немає. Але переробці піддаються, як правило, комп'ютери і техніка, випущені в кінці 90-х - початку 2000-х років, коли плоских рідкокристалічних моніторів просто не існувало. А в кінескопних моніторах міститься чимало сполук свинцю. Інша категорія продукції, що містить небезпечні елементи, - ноутбуки. В акумуляторах і екранах застарілих моделей є певна кількість ртуті, яка також дуже небезпечна для організму. Важливо відзначити, що в нових моделях ноутбуків від цих шкідливих компонентів позбулися.

Потім видаляються всі великі пластикові частини. У більшості випадків ця операція також здійснюється вручну. Пластик сортується в залежності від типу і подрібнюється для того, щоб надалі його можна було використовувати повторно. Решта після розбирання частини відправляють у великій подрібнювач-шредер, і всі подальші операції автоматизовані. Багато в чому технології переробки запозичені з гірничої справи - приблизно таким же способом витягують цінні метали з породи.

Подрібнені в гранули залишки комп'ютерів піддаються сортуванню. Спочатку за допомогою магнітів витягуються всі залізні частини. Потім приступають до виділення кольорових металів, яких в ПК значно більше. Алюміній добувають з брухту допомогою електролізу. В сухому залишку виходить суміш пластика і міді. Мідь виділяють способом флотації - гранули

поміщають в спеціальну рідину, пластик спливає, а мідь залишається на дні. Сама ця рідина не отруйна, проте, робітники на заводі використовують захист органів дихання - щоб не вдихати пил.

7.4 Заходи, щодо зниження забруднення навколишнього середовища

В даний момент можна з упевненістю сказати про те, що державі потрібен закон про утилізацію ЕОМ, так як в дійсності ми не повинні негативно впливати на наше довкілля. Процес утилізації, описаний вище показує, що в обчислювальній техніці багато шкідливих речовин. Ці речовини необхідно перероблювати, а не просто викидати в смітник. Необхідно будувати заводи для утилізації такої техніки, т.я. кількість її постійно зростає.

При наявності юридичної бази буде отримана можливість для застосування фінансових санкції для підприємств, які нехтують утилізацією старого обладнання, що добре вплине на навколишнє середовище.

ВИСНОВКИ

Сутність розв'язаної задачі, якій присвячена магістерська робота полягає в створенні методики аналізу впливу параметрів імпульсного регулятора на стійкості системи автоматичного керування.

1. В результаті проведених теоретичних досліджень розв'язана актуальна задача, яка полягає в стабілізації неперервної системи автоматичного керування за рахунок впровадження імпульсного регулятора.

2. Проведено математичне моделювання перехідних процесів, що відбуваються в системі керування з імпульсним регулятором.

3. Встановлено вплив періоду квантування імпульсного елемента на стійкість системи і на її динамічні властивості.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Гостев В. И., Стеклов В. К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: Справочник. — К.: Радиоаматор, 1998. — 704 с.
2. Каган В. Г., Бери Ю. Д., Акимов Б. И., Хрычев А. А. Цифровые электромеханические системы. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 208 с.
3. Новоселов А. И. Автоматическое управление (техническая кибернетика). Учебное пособие для вузов. — Л.: Энергия, 1973. — 320 с.
4. Попович М. Г., Ковальчук О. В. Теорія автоматичного керування: Підручник. — 2-ге вид., перероб. і доп. — К.: Либідь, 2008. — 656 с.
5. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем. — М.: Наука, 1997. — 560 с.
6. Ту Ю. Цифровые и импульсные системы автоматического управления. — М.: Машиностроение, 1964. — 703 с.
7. Ципкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1963. — 968 с.
8. Ципкин Я. З., Попков Ю. С. Теория нелинейных импульсных систем. — М.: Наука, 1973. — 416 с.
9. Э. Джури Импульсные системы автоматического регулирования. — М.: Физматгиз, 1963. — 456 с.
10. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. — СПб.: КОРОНА принт, 2001. — 320 с.
11. Бедрій Я.І. Охорона праці: Навчальний посібник. — К.: ЦУЛ, 2002. — 322 с.
12. Шарейко Д. Ю., Харченко В.С. Корекція системи керування з використанням перемикаючих сигналів / Інновації в суднобудуванні та океанотехніці : XVI Міжнародна науково-технічна конференція : матеріали. — Миколаїв : НУК, 2025. — С. 550-553.

Магістерська робота

Цифрова система керування промислового
робота

Науковий керівник: к.т.н., доцент Надточій А.В.

Студент магістратури: Чудайкін Ігор Вадимович

Мета дослідження: на основі існуючих теоретичних досліджень провести аналіз стійкості електропривода з імпульсним регулятором.

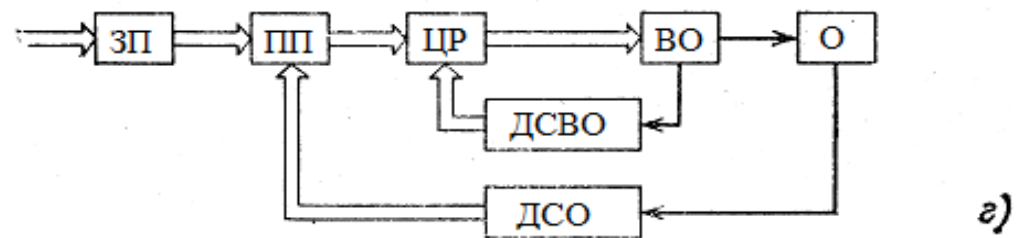
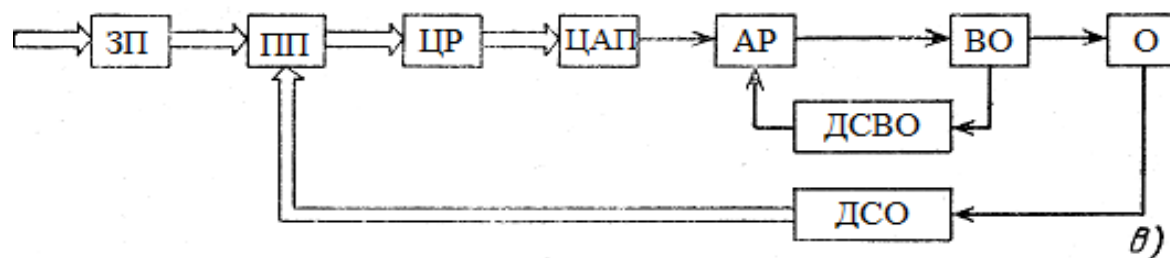
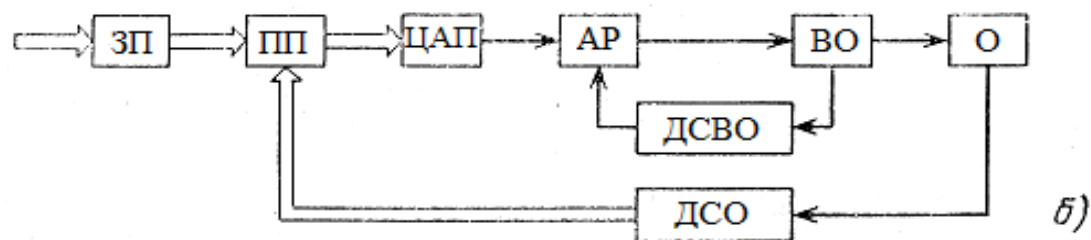
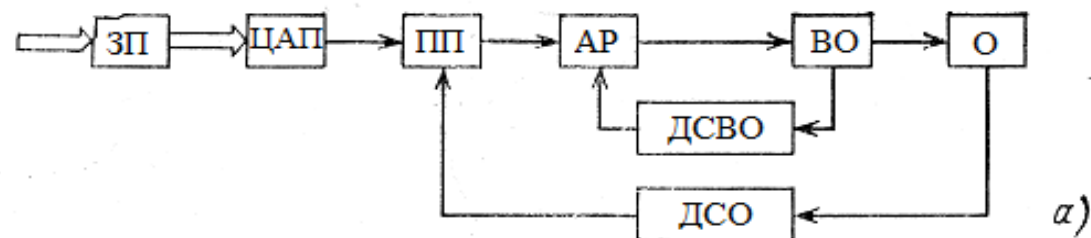
Для досягнення цієї мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Скласти математичну модель імпульсного регулятора в системі автоматичного керування.
2. Провести теоретичні дослідження, щодо поведінки електропривода з різними періодами квантування імпульсного регулятора.
3. Довести доцільність використання імпульсного регулятора та впровадити отримані результати в учбовий процес.

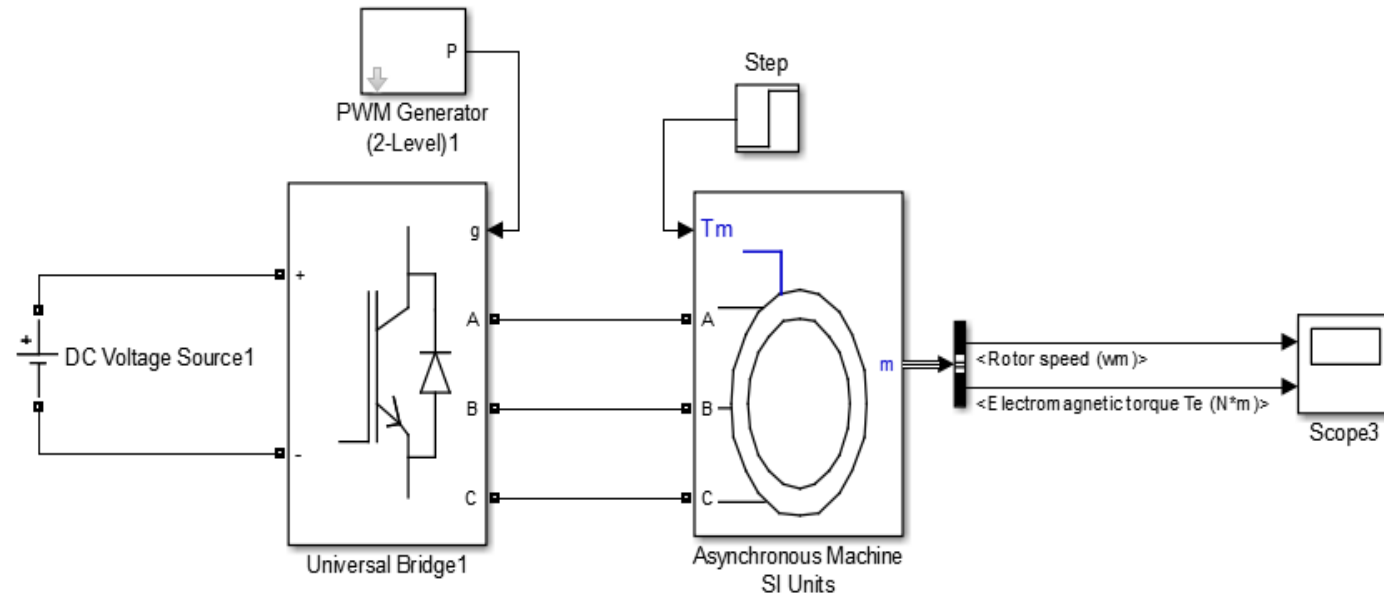
Загальний вид промислового робота



Структури систем керування



Модель електропривода з імпульсним керуванням



Параметри двигуна і основних блоків інвертора

	Позначення	Величина
Номінальна потужність, кВт	P_H	4
Синхронна частота обертання, об/хв	n_0	1500
Номінальна частота обертання ротора, об/хв	$n_{ном}$	1450
Номінальний момент, Н*м	$M_{ном}$	26,3
Номінальний струм статора, А	$I_{ном}$	16,1
Номінальна напруга статора, В	$U_{ном}$	400
Коефіцієнт потужності	$\cos\varphi$	0,84
ККД, %	η	84
Максимальний момент двигуна, Нм	$M_{кр}$	63,12
Пусковий момент двигуна, Нм	$M_{п}$	52,6
Кратність пускового струму	K_I	6
Момент інерції ротора, кг*м	$J_{дв}$	0,011
Маса двигуна, кг	m	31
Кратність максимального моменту	K_{max}	2,4
Номінальне ковзання	$s_{ном}$	0,046
Критичне ковзання	$s_{кр}$	0,315

Block Parameters: Universal Bridge1

Universal Bridge (mask) (link)

This block implement a bridge of selected power electronics devices. Series RC snubber circuits are connected in parallel with each switch device. Press Help for suggested snubber values when the model is discretized. For most applications the internal inductance L_{on} of diodes and thyristors should be set to zero

Parameters

Number of bridge arms: 3

Snubber resistance R_s (Ohms)
1e5

Snubber capacitance C_s (F)
inf

Power Electronic device IGBT / Diodes

Ron (Ohms)
1e-3

Forward voltages [Device $V_f(V)$, Diode $V_{fd}(V)$]
[0 0]

[$T_f(s)$, $T_t(s)$]
[1e-6, 2e-6]

Measurements None

OK Cancel Help Apply

Source Block Parameters: PWM Generator (2-Level)1

PWM Generator (2-Level) (mask) (link)

Generate pulses for PWM-controlled converter.

A carrier-based two-level PWM method is used. The modulating signal (U_{ref} input) is naturally sampled and compared with a symmetrical triangle carrier.

The block can control switching devices of three different bridge types: single-phase half-bridge, single-phase full-bridge or three-phase bridge.

When the Synchronized mode of operation is selected, the synchronization signal is applied at input (wt).

Parameters

Generator type: Three-phase bridge (6 pulses)

Mode of operation: Unsynchronized

Carrier frequency (Hz):
1990

☒ Internal generation of modulating signal(s)

Modulation index:
0.9

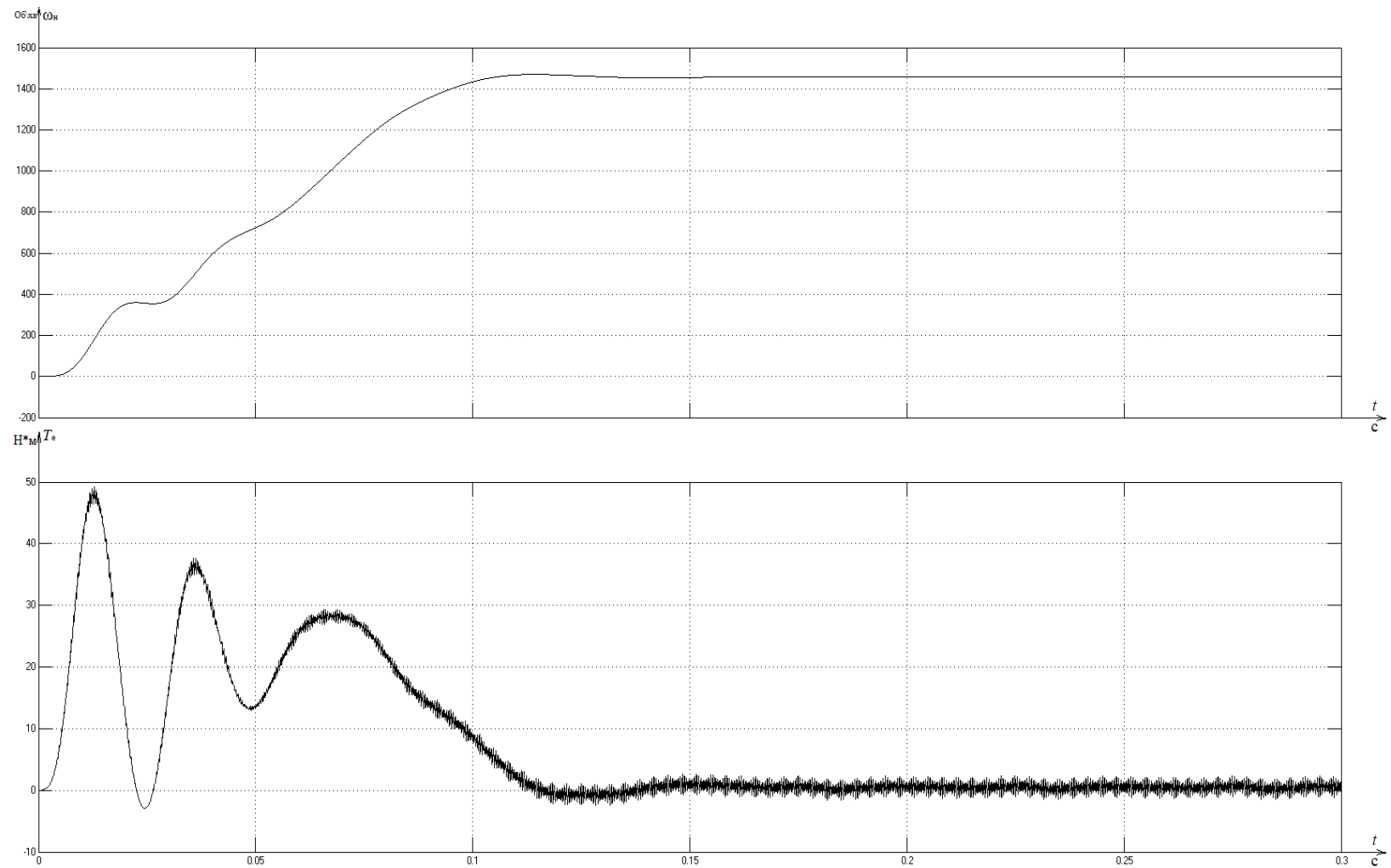
Output voltage frequency (Hz):
50

Output voltage phase (degrees):
0

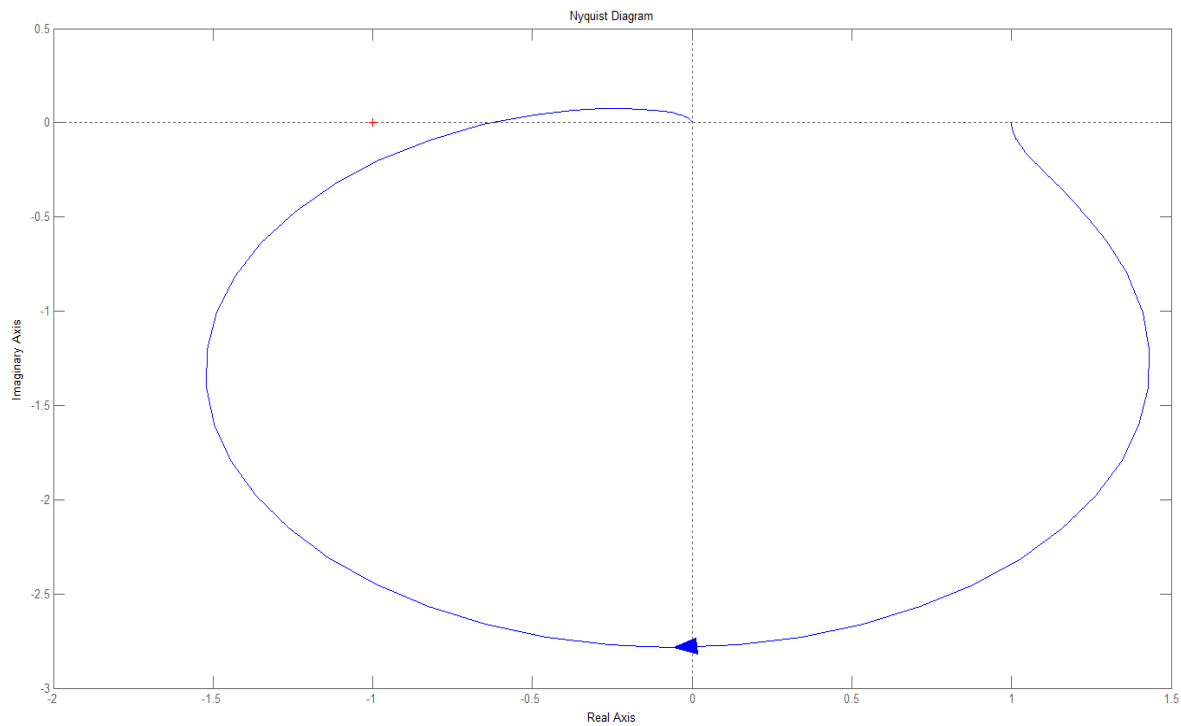
Sample time:
2e-6

OK Cancel Help Apply

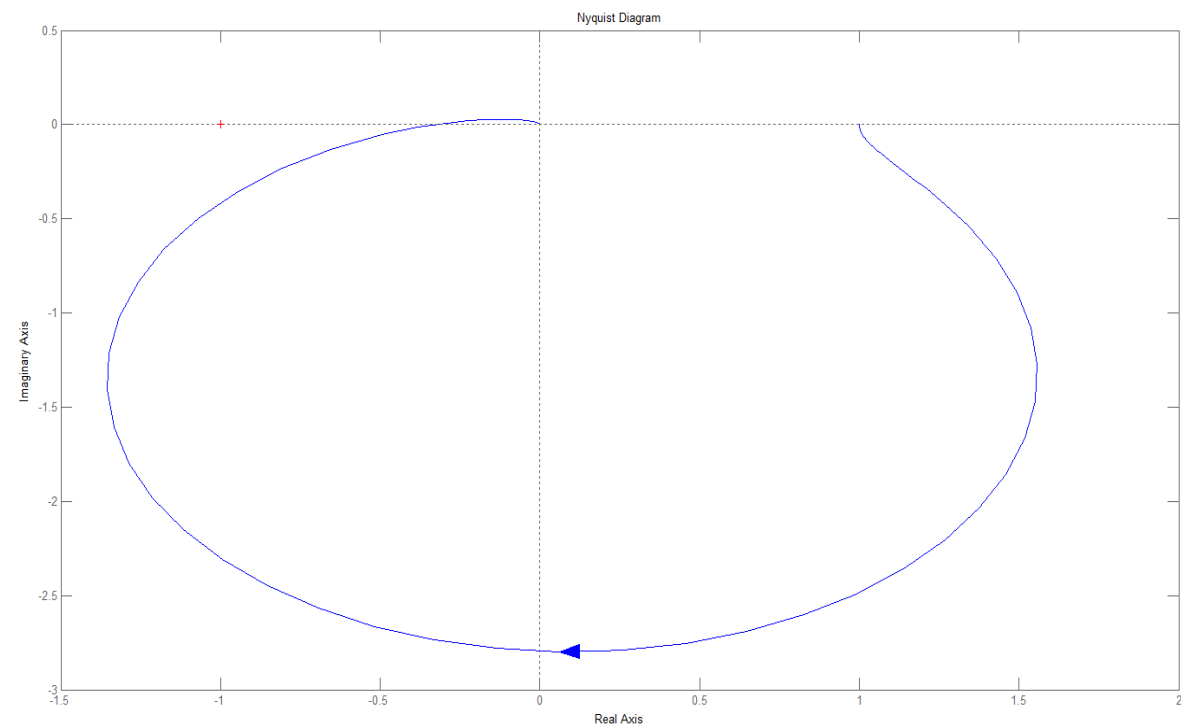
Графіки перехідних процесів моменту і швидкості



АФЧХ для різних значень періоду квантування

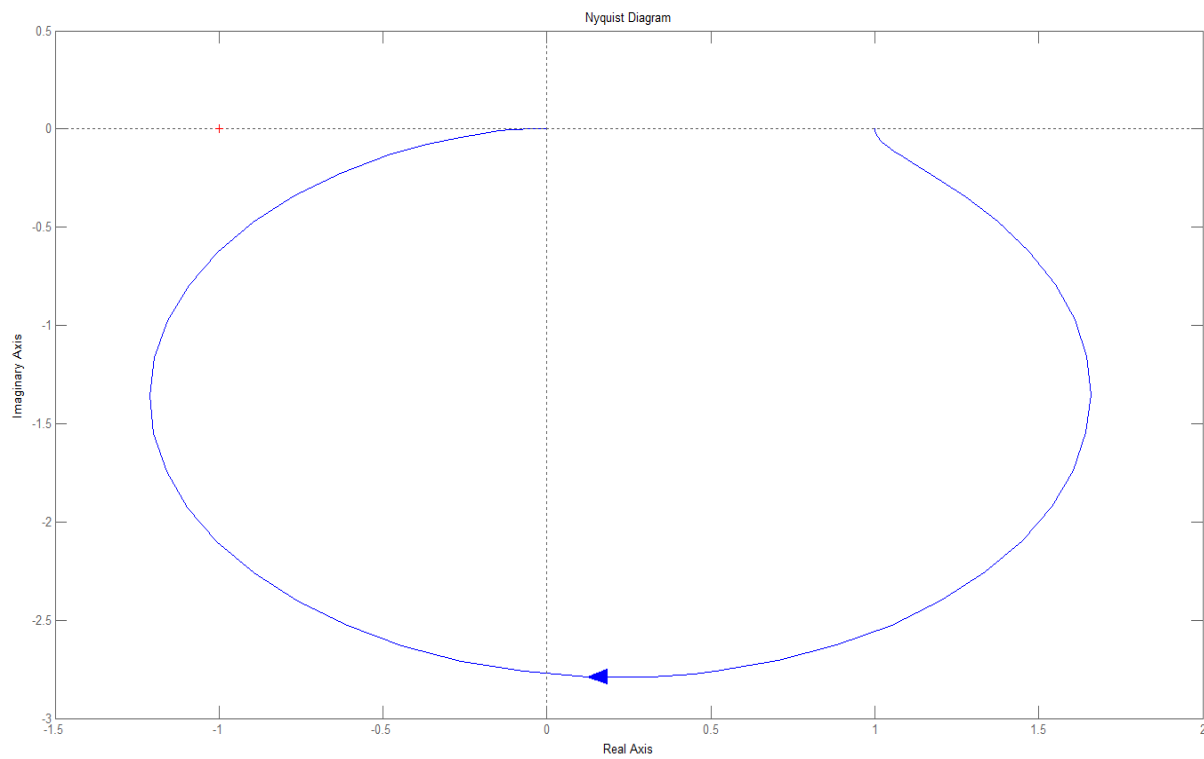


$$T_0 = 0,1$$

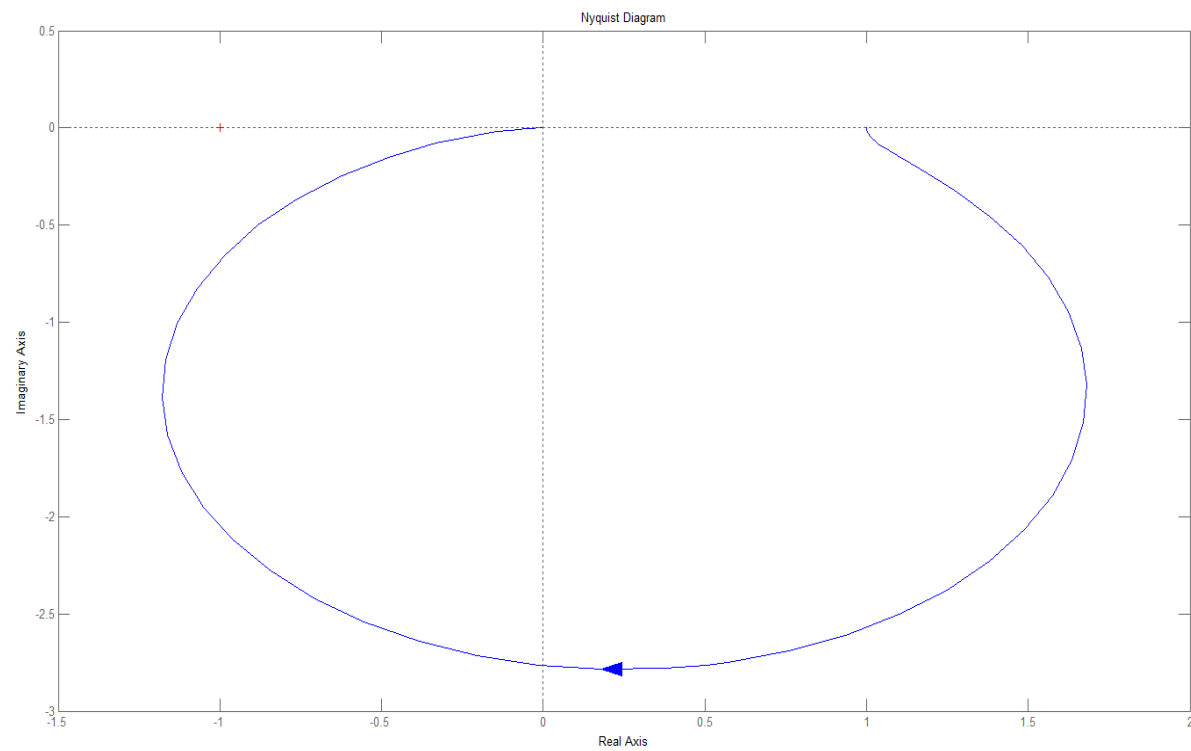


$$T_0 = 0,05$$

АФЧХ для різних значень періоду квантування



$$T_0 = 0,01$$



$$T_0 = 0,001$$

ВИСНОВКИ

- В результаті проведених теоретичних досліджень розв'язана актуальна задача, яка полягає в стабілізації неперервної системи автоматичного керування за рахунок впровадження імпульсного регулятора.
- Проведено математичне моделювання перехідних процесів, що відбуваються в системі керування з імпульсним регулятором.
- Встановлено вплив періоду квантування імпульсного елемента на стійкість системи і на її динамічні властивості.
- Результати проведених досліджень системи автоматичного керування з імпульсним регулятором впроваджені в учбовий процес кафедри автоматики Національного університету кораблебудування.