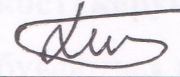


Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова

Навчально-науковий інститут автоматики та електротехніки
(повна назва інституту/факультету)

Кафедра автоматики
(повна назва кафедри)

«До захисту допущено»
Завідувач кафедри


(підпис)

І. С. Білюк

«20» 12 2024 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: Розробка стенда для тестування комплектних електроприводів

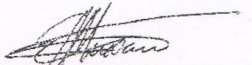
Виконав: студент групи 6371мз

Данілов Віктор Олегович
(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)

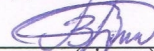
Рецензент доцент кафедри СЕЕС,
к.т.н., доцент Ставинський Р.А.

(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 – 2024 року

АНОТАЦІЯ

Кваліфікаційна робота: 161с., 5 р., 81 рис., 14 табл., 1 дод., 11 джерел.

Ключові слова: комплектний електропривод, лабораторний стенд, асинхронний електропривод, скалярна система керування, векторна система керування, перехідна характеристика, показники якості керування.

Об'єкт дослідження – робочі процеси, що відбуваються в суднових електроприводах.

Мета роботи полягає у створенні тестового стенду для налагодження комплектного електропривода.

Перший розділ присвячений аналізу відомих тестуючих пристроїв і згідно цього зроблена постановка задачі дослідження. У другому розділі наведені математичні моделі для розрахунку параметрів комплектних електроприводів. У третьому розділі описані експериментальні дослідження.

У четвертому та п'ятому розділах розглянути питання з охорони праці та довкілля.

Додатки містять лістингі розрахункових програм та слайди мультимедійної презентації (додаток А).

ANNOTATION

Qualification work: 161 p., 5 chapters, 81 figures, 14 tables, 1 appendix, 11 sources.

Key words: complete electric drive, laboratory bench, asynchronous electric drive, scalar control system, vector control system, transient response, control quality indicators.

The object of study is the work processes occurring in ship electric drives.

The aim of the work is to create a test bench for debugging a complete electric drive.

The first section is devoted to the analysis of known testing devices and, accordingly, the research problem is formulated. The second section presents mathematical models for calculating the parameters of complete electric drives. The third and fourth sections describe the experimental studies.

The fourth and fifth chapters consider issues related to labor protection and the environment.

The appendices contain listings of calculation programs and slides of a multimedia presentation (Appendix A).

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
РОЗДІЛ 1 СТАН ПИТАННЯ ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ.....	9
1.1 Аналіз відомих тестуючих пристроїв.....	9
1.1.1 Автоматизована система діагностики "ТЕСТ-Д".....	9
1.1.2 Сервісний модуль PV 788 В.....	23
1.1.3 Мобільний випробувальний стенд PV 1236.....	24
1.1.4 Сучасні системи зондової діагностики електроприводів.....	24
1.1.5 Переваги і недоліки сучасних систем діагностики.....	28
1.2 Шляхи поліпшення характеристик пристроїв.....	28
1.3 Постановка задачі.....	31
РОЗДІЛ 2 МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ДЛЯ РОЗРАХУНКУ ПАРАМЕТРІВ СУДНОВИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ.....	33
2.1 Моделювання електропривода «РАЗМЕР 2М».....	33
2.2 Синтез системи керування асинхронного комплектного електропривода змінного струму.....	36
2.2.1 Розробка системи векторного управління асинхронним електроприво- дом.....	36
2.2.2 Побудова математичної моделі частотної системи керування асинхронним двигуном.....	48
2.2.3 Синтез регуляторів з нелінійним інтегральним каналом для стежачих си- стем.....	55
2.3. Синтез системи керування електроприводом постійного струму типу ЭПУ1М – 2 – 4027ДУХЛ4.....	62

2.3.1	Математичне моделювання привода постійного струму.....	63
2.3.2	Моделювання реактивного моменту опору електропривода з викорис- танням бібліотеки Simulink моделюючого пакету Math Lab.....	72
2.3.3	Моделювання електропривода постійного струму з двозонним регулю- ванням ЭПУ1М-2-4027ДУХЛ4 у складі токарного верстата 16Б16Т1С1.....	78
2.3.4	Аналіз і синтез оптимальної одноконтурної САР при використанні без- перервного і цифрового регуляторів.....	88
РОЗДІЛ 3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ.....		121
3.1	Розробка емуляційного пристрою об'єкта	121
3.2	Експериментальні дослідження розробленого стенду з комплектним елек- троприводом «Размер 2М».....	127
3.3	Експериментальні дослідження розробленого стенду з електроприводом постійного струму «Кемек».....	129
РОЗДІЛ 4 ОХОРОНА ПРАЦІ.....		132
4.1	Аналіз небезпечних і шкідливих факторів.....	133
4.2	Розрахунок загального освітлення.....	139
4.3	Заходи безпеки та охорони праці.....	142
РОЗДІЛ 5 ОБМЕЖЕННЯ СКИДАННЯ НАФТИ		146
5.1	Правило 9.....	146
5.2	Правило 10.....	148
5.3	Правило 11.....	154
ВИСНОВОК.....		155
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....		157
ДОДАТКИ.....		159

ВСТУП

Актуальність роботи. В сучасному судновому електрообладнанні широке використання отримали мікропроцесорні електроприводи з програмним керуванням. Вони характеризуються високою швидкістю, надійністю, точністю виготовлення широкої номенклатури заготовок.

Їх налагодження здійснюється, як правило, в ручну. Використовуються методи точечних діаграм, пошуку оптимуму, кореляційно-регресивного аналізу.

До недоліків даного підходу можна віднести великий час налагодження, необхідність проведення трудомістких робіт, відсутність автоматизації.

Використання тестового стенда дозволить автоматизувати процес налагодження, полегшити та прискорити тестування обладнання.

В літературі відсутні данні по розробці тестового стенда для налагодження подібних електроприводів, а існуючі пристрої діагностики є малоефективними та не забезпечують повного циклу проведення робіт.

Тому актуальною є розробка тестового стенда для налагодження комплектних електроприводів з мікропроцесорною системою керування.

Мета і задачі досліджень. Мета досліджень полягає у створенні тестового стенду для налагодження комплектного електропривода.

Досягнення цієї мети зумовило необхідність розв'язання наступних задач:

- Проаналізувати сучасний стан тестування електроприводів;
- Виконати синтез системи керування комплектним електроприводом постійного та змінного струмів для визначення параметрів тестування;
- Розробити емуляційний пристрій об'єкту керування;
- Створити експериментальний зразок тестового стенду.

Об'єктом дослідження в роботі є робочі процеси, що відбуваються в суднових електроприводах.

Предмет дослідження – тестовий стенд для налагодження суднового електропривода, який забезпечує проведення робіт по діагностиці, ремонту та підготовці керуючих програм.

Методи досліджень. Теоретичні дослідження системи керування електроприводом виконані на основі відомих рівнянь теорії керування. Чисельне рішення рівнянь частотного керування електроприводом змінного струму виконано на персональному комп'ютері за розробленою програмою, яка написана для моделюючого пакету Math Cad. Для реалізації моделі векторного керування електроприводом постійного струму було вибрано програмне забезпечення Mat Lab.

Характеристики системи керування розраховувалися за відомими методами теорії автоматичного керування.

Експериментальні дослідження, призначення яких полягало в перевірці вірогідності розроблених методик і працездатності системи керування, здійснені на стенді, сконструйованому за зразком реального об'єкту.

Вірогідність розроблених і теоретично обґрунтованих методик підтверджується отриманими графіками робочих та перехідних характеристик об'єкту керування, вимірами основних робочих величин, а також натурними випробуваннями електроприводів змінного та постійного струму.

Робочі характеристики спроектованого й виготовленого тестового стенду одержані в процесі його відпрацювання в лабораторії кафедри автоматики ІАЕ НУК.

Наукова новизна:

- На базі проведеного аналізу сучасного стану тестуючих стендів вперше встановлено, що одночасне тестування декількох величин значним чином впливає на точність діагностування робочих параметрів електроприводу;

- Науково обґрунтовано положення, що необхідних показників якості регулювання всіх верстатів можна досягти завдяки двоконтурному підпорядкованому регулюванню, що реалізує П та ПІ закони управління;
- Синтезований спостерігач стану з модальним регулятором для електроприводу змінного струму, забезпечуючий оптимальні процеси, що протікають в контурах регулювання;
- На базі теоретичних досліджень сконструйований, виготовлений та відпрацьований експериментальний зразок тестового стенду для налагодження суднового електропривода.

Особистий внесок здобувача полягає в систематизації, аналізі та узагальненні можливостей сучасних тестуючих пристроїв; розробці тестового стенду; синтезі системи керування асинхронного комплектного електроприводу змінного струму та електроприводу постійного струму; розробці емуляційного пристрою верстату.

Апробація роботи. Основні результати магістерської роботи доповідалися та обговорювалися на XV Міжнародної науково-технічної конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», у доповіді «Лабораторний стенд електроприводу» (м. Миколаїв, 2024 р.).

Структура й обсяг роботи. Магістерська робота складається з вступу, 5 розділів, висновків, списку використаних джерел і додатків. Загальний об'єм роботи складає 161 сторінок, з яких 3 сторінки – додатки. Робота також містить 14 таблиць, 81 рисунок, список використаних джерел з 11 найменувань.

РОЗДІЛ 1

СТАН ПИТАННЯ ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Аналіз відомих тестуючих пристроїв

Ремонтна служба сучасного підприємства для успішного вирішення всього спектру завдань, що виникають перед нею, повинна бути оснащена найсучаснішими діагностичними пристроями і приладами, тим паче, що з'явилося багато вітчизняних і зарубіжних розробок, орієнтованих на ремонт верстатного устаткування. Розглянемо автоматизовану систему діагностики "ТЕСТ-Д", сервісний модуль PV 788 В, мобільний випробувальний стенд PV 1236 [9, 11], системи промислового виробничого контролю Javelin 1004, TestStation 12X, Pilot LX, AutoPoint II.

1.1.1 Автоматизована система діагностики "ТЕСТ-Д" для ремонту електронних промислових пристроїв

Автоматизована система діагностики електронних пристроїв є комплексом апаратних і програмних засобів на базі персонального комп'ютера і є автоматизованим робочим місцем інженера-електронщика (налагоджувальника електронної апаратури, ремонтника КВП).

Володіючи всіма властивостями сервісних приладів (надійність, малі габарити, простота обслуговування) і використовуючи можливості сучасного комп'ютера, є гнучкою і універсальною, що дозволяє автоматизувати ремонт і наладку різних типів промислових електронних пристроїв. Витрати на придбання системи швидко окупаються за рахунок її універсальності і продуктивності, як при експлуатації у великих сервісних центрах, так і на невеликих підприємствах. Впровадження системи діагностики, що використовує сучасні комп'ютерні технології, дозволяє привертати в ремонтні служби молодих фахівців і забезпечить швидке освоєння ними устаткування в процесі ремонту.

1. Область застосування: ремонт і налагодження вітчизняних і імпортованих електронних пристроїв управління промисловим устаткуванням, зокрема : систем ЧПК,

МІКРО-ЕВМ, контролерів, електроприводів, приладів КВП; ремонт і наладка засобів зв'язку і електронних АТС; на базі комплексу може бути виготовлене спеціальне діагностичне устаткування; комплекс може бути використаний для навчання студентів і обслуговуючого персоналу на промислових підприємствах.

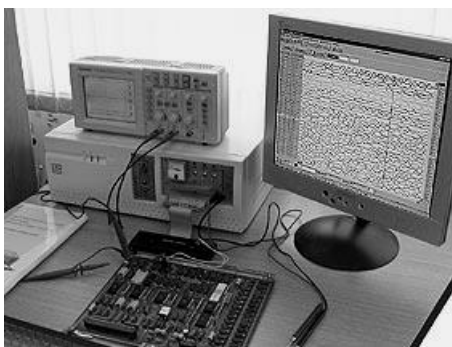


Рисунок 1.1– Автоматизована система діагностики "ТЕСТ-Д"

2. Склад і технічні характеристики

Склад діагностичного комплексу: блок діагностики; плата зв'язку з ПЕВМ; універсальні і спеціальні адаптери; апаратно-програмні комплекти для ремонту електронних плат; програмне забезпечення; технічна документація.

Додаткове устаткування: VI-ZOND-аналізатор вольтамперних характеристик (зовнішнього виконання); логічний аналізатор даних (Лад03); функціональний тестер мікросхем (ВЦТМ-32); емулятор ПЗП; програматори EPROM і PROM.

Блок діагностики працює з будь-якою ПЕВМ типу IBM, що має ОЗУ не менше 32 Мбайт і VGA монітор.

Блок діагностики. До складу блоку діагностики входять: програмований контролер; число ланок каналу введення-виведення - 192 (144, 96): рівні сигналів ТТЛ, КМОП, максимальний рівень логічної одиниці 15V, максимальний рівень логічного нуля (у режимі виводу: 0,4V; у режимі введення: 0,8V), максимальний струм при рівні логічного нуля (у режимі виводу: 40 mA; у режимі введення: 0,8 mA); зонд логічний (IN-ZOND) - одноканальний логічний аналізатор; зонд генератор (OUT-ZOND), що реалізовує метод внутрішньосхемного тестування; зонд аналоговий (VI-

ZOND) - аналізатор вольтамперних характеристик; блок живлення (+5V -20A, ..+12V - 8A ..-5V - 0,5A -12V - 0,5A).

Плата зв'язку з ПВЕМ. Плата працює по стандартному протоколу зв'язку із зовнішніми пристроями для шини ISA. Вона перетворює сигнали шини ISA в сигнали внутрішньої шини блоку діагностики. Вони виведені на зовнішній роз'єм, до якого підключається кабель зв'язку з блоком діагностики. На платі є додатковий інтерфейс для обміну із зовнішніми пристроями 16-ти розрядними даними. До нього підключається, зокрема, емулятор ПЗП.

Адаптери спеціальні і універсальні. Підключення тестованої електронної плати здійснюється за допомогою адаптера. Зазвичай адаптером є джгут з роз'ємами, які підключаються до вихідного роз'єму блоку діагностики, блоку живлення і плати, що діагностується. В деяких випадках необхідні спеціальні адаптери, які окрім роз'ємів містять інтерфейсну схему підключення. Таким чином, не міняючи програмного забезпечення, користувач самостійно може значно розширити можливості системи діагностики, виготовивши необхідний йому спеціальний адаптер.

Для визначення відповідності контактів вихідних роз'ємів адаптера і каналів введення-виводу блоку діагностики користувачем складається файл опису конфігурації адаптера, шляхом заповнення відповідного шаблону.

Якщо різні електронні плати мають однотипні роз'єми підключення, для їх тестування можна використовувати один і той же адаптер, необхідно тільки для кожної плати скласти свій файл конфігурації адаптера. У той же час у файлі конфігурації адаптера є можливість задати контакти ідентифікації, що виключить помилкове підключення плати. Для зручності користувачів до складу системи входять універсальні адаптери. Це друкована плата, на якій встановлені роз'єми підключення до комплексу і блоку живлення. Користувачеві тільки залишається припаяти роз'єм для підключення до тестованої плати і скласти файл конфігурації адаптера. Крім того,

на платі адаптера є місця для установки опорів навантажень, якщо це потрібно для проведення ремонту.

Додакове устаткування

VI-ЗОНД (Аналізатор вольтамперних характеристик). Система діагностики «ТЕСТ-Д» включає аналоговий VI-зонд, що дозволяє реалізувати метод аналізу вольтамперних характеристик двополюсника (англійська аббревіатура VI-Traces – метод вольтамперного сліду). Принцип роботи VI-зонда припускає поконтактне тестування компонентів (режим Pin by Pin). Програмне забезпечення дозволяє записати у файл послідовне практично необмежене число ВАХ (до 32000) справного пристрою і потім порівняти їх з характеристиками несправної плати.

VI-зонд рекомендується використовувати для локалізації несправності (пошуку несправного цифрового або аналогового компоненту) після визначення несправного вузла пристрою за допомогою функціонального тесту. Є вбудоване і зовнішнє (на рисунку) виконання VI-зонда.

Емулятор ПЗП. Емулятор ПЗП призначений для проведення робіт по відладці і ремонту 8 і 16 розрядних мікропроцесорних пристроїв, що мають в своєму складі пам'ять програм на мікросхемах ПЗП різного типу. Діагностика здійснюється за допомогою виконання тестових програм, записаних в ОЗУ емулятора, з виведенням результатів тестування на екран монітора. Наявність входу WR(запис) розширює область застосування емулятора. З'єднавши зовнішнім провідником цей вхід з відповідними виведенням МІКРО-ЕВМ відладжуваного пристрою, є можливість проводити запис в ОЗУ емулятора інформації, по якій можна надалі судити про працездатність окремих частин пристрою, що діагностується.

Логічний аналізатор даних (ЛАД 03). За допомогою логічного аналізатора даних є можливість перевірити правильність виконання реальної програми мікропроцесорного пристрою або тестової програми при сумісному використанні з емулятором ПЗП.

Окрім функцій властивих стандартним логічним аналізаторам, "ЛАД" може дійсно проаналізувати зняті дані, порівняти їх з еталоном і видати результат тестування.

Програмне забезпечення аналізатора, написане під WINDOWS, дозволяє представити зняті дані в зручній для користувача формі. Сигнали можуть бути згруповані в слова даних (наприклад, шини адреси, даних, команд, мікрокоманд). Програма порівнює слова даних з еталоном і в заданому коді виводить на дисплей. Причому аналізувати можна не тільки паралельні, але і послідовні дані. Тим самим користувач може швидко і точно визначити адресу, команду, мікрокоманду або сигнал управління, після яких процесор перестав працювати або почав працювати неправильно. Далі, використовуючи запуск 2-го порядку, є можливість проаналізувати роботу процесора з моменту відмови (або ще раніше) і визначити несправний елемент.

Досвід роботи з аналізатором дозволяє стверджувати, що в порівнянні з наявними стандартними логічними аналізаторами, швидкість виявлення несправності в таких складних пристроях, як процесора УЧПУ Нц31, Мс1201, Мс2101 зросла у декілька разів.

Функціональний тестер мікросхем ВЦТМ-32. Тестер мікросхем реалізує метод цифрового внутрішньосхемного тестування. Тестована мікросхема підключається за допомогою тестового затиску (кліпси), причому затиск може бути розміщений на мікросхемі довільним чином. Програма сама визначить розташування мікросхеми в затиску, не можливий контакт виводів мікросхеми із затиском, виводи, підключені до напруги живлення і 'землі', до генератора імпульсів, сполучені між собою контакти.

Результати тестування виводяться у вигляді таблиць і тимчасових діаграм. Для детальнішого аналізу результату є можливість за допомогою логічного зонда (ІН-ЗОНД) в циклічному режимі перевірити динаміку роботи мікросхеми. В деяких випадках стандартний тест мікросхеми не дає можливість для даного включення мік-

росхеми перевірити її роботу. В цьому випадку за допомогою вбудованого редактора користувач має можливість видозмінити алгоритм тестування. Методика складання тестів на мікросхеми така ж, як і при створенні діагностичних тестів.

Програматори мікросхем EPROM і PROM. Програматором є адаптер з колодами для установки мікросхем ППЗУ.

Поставляються програматори:

- для мікросхем EPROM: K573рф1, Рф2, Рф4, Рф5, Рф6, Рф8, 2716, 2532, 2732, 2764, 27128, 27256, 27512 і аналогів;
- для мікросхем PROM: K155ре3, K556рт4, K556рт5 і їх аналогів.

Відмінність програматора від стандартних полягає в тому, що користувач по приведеній методиці може самостійно виготовити програматор для необхідних мікросхем ППЗУ. Для цього треба розпаяти адаптер для установки заданих мікросхем і для програми ROMTEST.EXE сформувати файл для їх програмування, задавши тимчасові діаграми запису і читання даних, необхідні тимчасові затримки і алгоритм програмування.

Програмне забезпечення (ПО) системи діагностики. Програмне забезпечення (ПО) складається з: базового ПО - пакету програм "ТЕСТ"; тестових програм самодіагностики комплексу; бібліотек тестових програм для різних електронних пристроїв; пакет програм розробника тестів "ППРТ".

Пакет програм розробника тестів "ППРТ". Однією з відмінностей системи діагностики «ТЕСТ-Д» є те, що всі тести, що поставляються з системою, відкриті для користувача. Їх можна допрацьовувати, змінювати, доповнювати коментарями. Більш того, методика створення тестів, що дозволяє задавати алгоритм тестування у вигляді зрозумілому будь-якому електронщику, дає можливість користувачеві створювати тести самостійно. Для цього до складу програмного забезпечення системи входить редактор тестів. У перших версіях ПО це був текстовий редактор, потім був розроблений графічний редактор тестів.

Пакет програм розробника тестів «ППРТ» призначений для створення функціональних тестів для ремонту електронних пристроїв. Користувачеві надається можливість після написання тесту або його частини тут же відпрацювати тест на платі, що перевіряється.

Основою пакету є програма EWTEST.EXE, що працює під WINDOWS.

Програма має стандартний WINDOWS - інтерфейс, всі сервісні функції, властиві подібним програмам. Вона надає користувачеві чотири редактори, що викликаються за допомогою вкладок програми або меню:

1. Графічний редактор тестів (вкладка ДІАГРАМА) – основний режим роботи. Графічний редактор надає користувачеві зручне середовище для завдання алгоритму тестування електронного пристрою. Програма контролює можливі помилки користувача безпосередньо при написанні тесту. Пропонована система допомоги (HELP) відповість користувачеві практично на всі питання.

2. Текстовий редактор тестів (вкладка КОД). Надає можливість перегляду і редагування тестів в текстовому вигляді. Використовується для підтримки сумісності з ранішою DOS – версією редактора. Є містком між новим графічним редактором і старим ПО. Може бути цікавим користувачеві звиклому працювати з тестами в текстовому вигляді.

3. Редактор створення файлу контактів конфігурації адаптера (вкладка ФАЙЛ АДАПТЕРА). У цьому редакторі користувач заповнює таблицю представлену у вигляді вихідного роз'єму блоку діагностики, що автоматично задає відповідність каналів введення-виводу системи діагностики і контактів тестованого пристрою.

4. Редактор файлу коментарів (вкладка КОМЕНТАР). Програма DIATESTW.EXE, що входить до складу пакету і є аналогом програми DIATEST.EXE, дозволяє відпрацювати створений користувачем тест. Вона викликається прямо з програми EWTEST.EXE. Після відробітку тесту є можливість повернутися в редактор для подальшої роботи над тестом.

Методи діагностики. Гнучкість і універсальність діагностичної системи "ТЕСТ-Д", можливість ремонту звичайних цифрових плат, процесорів, плат електроприводів досягається за рахунок використання різних методів діагностики електронних пристроїв, що реалізує базове програмне забезпечення. Основним методом, вживаним як для діагностики електронних пристроїв, так і локалізації несправності, є функціональне тестування.

При функціональному тестуванні контакт з блоком, що перевіряється, як правило здійснюється через краєвий роз'єм і система діагностики перевіряє працездатність пристрою, емулюючи його роботу у складі працюючого устаткування. Метод реалізується за допомогою програми "Діагностичний тест" (diatest.exe) і програм тестування модулів пам'яті "Тест ОЗУ" (ramtest.exe) і "Тест ПЗП" (romtest.exe). Алгоритм тестування, що задається цими програмами, дозволяє діагностувати електронні пристрої на режимах близьких або навіть жорсткіших, ніж робота у складі працюючого устаткування.

Програма "Діагностичний тест" - найбільш могутній засіб діагностики електронних пристроїв. Алгоритм тестування задається в тестовому файлі, що дає можливість проводити діагностику практично будь-якої електронної плати. Програма дозволяє створювати в одному тестовому файлі до 5 тестів, за рахунок чого тестування плати можна проводити в різних режимах або здійснювати послідовні перевірки логічних вузлів електронних плат. Використання циклічного режиму тестування надає можливість визначення "плаваючих" дефектів і несправностей, пов'язаних з прогріванням пристрою. Локалізація несправності виконується в режимі "Наладка" за допомогою логічного зонда.

Методика створення тестового файлу дозволяє у вигляді зрозумілому будь-якому фахівцеві описати параметри електронної плати і задати алгоритм її тестування у вигляді тимчасових діаграм. Для цього використовується спеціальний графічний редактор або заповнюється заданий програмою шаблон.

Програма "ТЕСТ ОЗУ" - здійснює діагностику різних типів оперативних пристроїв, що запам'ятовують. Модуль ОЗУ перевіряється за допомогою тестів шини адреси, рядок, що біжить, "1", що біжить, і "0", діагональ, що біжить. Для статичних ОЗУ з підживленням є можливість зберегти вміст ОЗУ у файлі, записати дані з файлу в ОЗУ, перевірити ОЗУ на збереження інформації.

Програма "ТЕСТ ПЗП" - надає повний набір засобів для ремонту плат, що містять мікросхеми ПЗП. Це - порівняння даних ПЗП з еталоном і пошук несправної мікросхеми пам'яті, запис вмісту мікросхем ПЗП у файл, перегляд, редагування даних ПЗП, формування із загального масиву даних файл для запису в мікросхему ПЗП, програмування мікросхем ПЗП. Програма підтримує ряд алгоритмів для програмування мікросхем PROM і EPROM.

Метод цифрового сигнатурного аналізу реалізує програма "Сигнатурний тест" (sigtest.exe). Програма застосовується в основному для тестування нескладних цифрових плат з однорідною структурою, хоча іноді буває ефективна навіть для ремонту мікропроцесорних пристроїв. При використанні цього методу тестова програма багато разів проганяється по кільцю, визначаючи сигнатури на вихідних роз'ємах тестованої плати і порівнюючи їх з еталоном. Якщо знаходиться невідповідність, подальша локалізація відбувається за допомогою ЗОНДА, шляхом зняття сигнатур з контрольних точок плати.

При використанні сигнатурного тесту навіть недосвідчений користувач може достатньо швидко скласти тестовий файл для різних типів цифрових пристроїв. Проте даний метод має ряд недоліків, які обмежують його використання.

Діагностика електронних плат в статичному і псевдодинамічному режимах виконується за допомогою програми "Тест контактів" (contest.exe).

Програма дозволяє встановлювати логічні сигнали ("0" або "1") і подавати циклічну послідовність сигналів на входні контакти плати, що перевіряється, зчитувати інформацію з вихідних контактів плати одноразово і циклічно. За допомогою логіч-

ного зонда (IN-ZOND) читання логічних сигналів можна проводити в будь-якій точці електронної плати. Використовуючи режим подачі циклічної послідовності імпульсів із Зонда - генератора і синхронне читання за допомогою логічного Зонда, програма реалізує метод **цифрового внутрішньосхемного тестування**.

Метод цифрового внутрішньосхемного тестування (англійська аббревіатура – ICFT) дозволяє не випаюючи цифрові мікросхеми з плати перевірити їх на правильність функціонування.. Для виключення впливу паралельних ланцюгів на контакти тестованої мікросхеми подаються могутні імпульси, здатні встановити заданий рівень логічного сигналу незалежно від логічного стану пов'язаного з контактом логічних компонентів, що перевіряється (метод придушення логічних рівнів пристрою - ‘backdriving’).

Максимальний підтримуваний струм є достатнім для примусової установки виходу мікросхеми в потрібний стан і в той же час не виводить її з ладу. Для того, щоб обмежити розсіювану потужність елементу мікросхеми, час в перебігу якого подається дія обмежена.

Даний метод лежить в основі пристроїв зонда-генератора і функціонального тестера мікросхем.

Метод аналізу вольтамперних характеристик двополюсника (англійська аббревіатура VI-Traces – метод вольтамперного сліду) є методом аналогового внутрішньосхемного тестування електронних пристроїв. Даний метод може використовуватися однаково добре для тестування як цифрових, так і аналогових електронних пристроїв. Відмови компонентів в складних електричних ланцюгах можуть бути локалізовані навіть за відсутності детальних знань про функціонування пристрою і документації на нього. Тестування електронного пристрою виконується без подачі на плату напруги живлення, завдяки чому компоненти, що перевіряються, не можуть бути пошкоджені.

Суть даного методу тестування полягає в наступному. До тестованого компоненту прикладається обмежена по струму змінна напруга з метою зняття вольтамперної характеристики (ВАХ) двополюсника.

Вольтамперна характеристика індивідуальна для кожного компоненту і може швидко ідентифікувати його тип і правильність функціонування. ВАХ відображається на екрані монітора і визначення несправності полягає в простому розпізнаванні ВАХ або порівнянні її з еталоном, що зберігається в пам'яті комп'ютера.

Таким чином, легко здійснити перевірку мікросхем, діодів, транзисторів, тиристорів, операційних підсилювачів і інших компонентів не випаюючи їх з плати. Є можливість якісно заміряти номінал резистора, конденсатора, індуктивності. Більшість цифрових мікросхем, у тому числі і БІС, виходять з ладу із-за пошкодження вхідних або вихідних ланцюгів, несправність яких легко виявити даним методом.

Система діагностики «ТЕСТ-Д» включає **аналоговий VI-зонд**, що дозволяє реалізувати даний метод діагностики. Принцип роботи VI-зонда припускає поконтактне тестування компонентів (режим Pin by Pin). Програмне забезпечення дозволяє записати у файл послідовне практично необмежене число ВАХ (до 32000) справного пристрою і потім порівняти їх з характеристиками несправної плати.

Функціонування системи діагностики. Ремонт систем ЧПК, контролерів.

Сьогодні в комплекті з системою діагностики <ТЕСТ-Д> поставляються апаратно-програмні комплекти для найбільш поширених на промислових підприємствах систем ЧПК і контролерів: ПЧПК 2С42, 2Р22, 2У22, Нц31, Мс2101, Мс2109, CNC600, 2Р32М, МІКРОДАТ. Ведуться роботи над тестами для ремонту вітчизняних і імпорتنих ПЧПК, 2У32, "SINUMERIK 8E", "BOSCH мікро 8", "Рс2000", "SIMATIK", "TESLA"и інших.

Всі тести, що поставляються, відкриті для користувача, їх можна змінювати, дорацьовувати, доповнювати коментарями. Якщо на підприємстві користувача експлуатуються системи ЧПК, тести на які, не входять в комплект стандартного поста-

чання, то, вивчивши структуру наявних тестів на функціонально схожі плати, користувач самостійно без особливих зусиль створить тести для цих систем. Тим паче, що для цього надається зручний графічний редактор, що не вимагає від користувача знання мов програмування.

Особливо слід зазначити можливість виконання ремонту плат сучасних систем ЧПК. Сучасна система ЧПК є, як правило, промисловий комп'ютер, що має шину ISA, оснащений додатково платами входів-виходів, ЦАП, оцифрування. З ПЧПК не поставляються електричні принципові схеми і існує думка, що ці системи неремонтпридатні, принаймні своїми силами їх відремонтувати неможливо. Насправді це далеко не так. Зазвичай на всі плати поставляється документація, де дані фізичні адреси для звернення до даних пристроїв. Плати мають регулярну структуру. Практично на всі мікросхеми, що входять до складу цих плат, особливо на тих, які потенційно можуть вийти з ладу, є технічні описи.

Все вищесказане, а також знання алгоритму роботи шини ISA і можливості діагностичної системи <ТЕСТ-Д> дозволяють створити для всіх цих плат функціональні тести і виконати їх ремонт. Додатково для тестування мікропроцесорних пристроїв, процесорів систем ЧПК до складу діагностичної системи входять два додаткові пристрої: логічний аналізатор даних (ЛАД); емулятор ПЗП.

Ремонт електроприводів. Для ремонту плат електроприводів створені пристрої сполучення, що дозволяють видати на плату, що перевіряється, необхідні по рівню і знаку сигнали і контролювати у відповідь реакцію плати на задану дію.

При всій здавалося б складності завдання, пропоновані пристрої сполучення достатньо прості і надійні в експлуатації. Вони виконують наступні функції: перетворення вихідних логічних сигналів системи в двополярний сигнал, що формується комбінацією сигналів двох вихідних каналів; перетворення вихідних сигналів різної полярності в комбінацію логічних сигналів; гальванічну розв'язку високовольтних сигналів (+24V, +30V і ін.) за допомогою оптронних ключів. Застосування пристроїв

сполучення, що реалізують ці три функції, дозволяє проводити ремонт і наладку електронних плат різних типів електроприводів.

У комплекті з системою діагностики <ТЕСТ-Д> поставляються апаратно-програмні комплекти для найбільш поширених на промислових підприємствах електроприводів: Епу1-2, Епу2-2, ЦЮ, Епу3601, "КЕМРОН", "КЕМТОК", "Кемтор", "Кемрос", "Кемек", "АРЕНА", "МЕЗОМАТИК-К", "Мезоматик-v", TR40/170, Епб2, "Размер 2М-5-21", "Размер 2М-5-2", "Размер 2М-5-21/11" та ін.

До пристроїв сполучення додається комплект документації, що включає принципові електричні схеми, а розроблені тести супроводжуються описами.

Розроблена методика тестування плат приводів, реалізована в діагностичних тестах, і простота виконання пристрою сполучення дозволяє користувачеві самостійно створювати тести для аналогічних електроприводів. Тенденція розвитку сучасних електроприводів, обов'язковим атрибутом яких є мікропроцесор, дозволяє відмовитися від додаткових пристроїв сполучення і застосовувати для їх ремонту вищепи-сані методи тестування мікропроцесорних пристроїв.

Ремонт фотоімпульсних датчиків. Досліджуваний фотоімпульсний датчик підключається до системи за допомогою адаптера, побудованого на основі БІС Кр1801вп1-015. Адаптер і пов'язане з ним програмне забезпечення розроблені для фотоімпульсних датчиків, що мають сигнал нуль-мітка.

Апаратно-програмний комплект дозволяє: перевіряти наявність імпульсних вихідних сигналів ФІД; вимірювати тривалість імпульсу і паузи вихідних сигналів ФІД; спостерігати зміну тривалості імпульсу і паузи при настройці основного і зміщеного сигналів; визначати наявність помилкового сигналу нуль-мітки в процесі її настройки; перевіряти точність ФІД шляхом підрахунку кількості фронтів рахункових імпульсів, що з'являються між двома послідовними сигналами нуль-мітки, порівнювати отримане число з еталоном і видавати повідомлення про помилку у разі неспівпадання; проводити контроль вихідних ланцюгів ФІД на наявність обривів і за-

микань; здійснювати тривалий прогін ФІД з автоматичним контролем вихідних сигналів і видавати повідомлення про виявлені помилки.

Апаратно-програмні комплекти для ремонту електронних пристроїв

У склад входять: комплект адаптерів підключення; бібліотека тестових програм.

Самодіагностика комплексу. Контроль функціонування системи діагностики виконується: автоматично при запуску діагностичних програм пакету "Тест" (перевіряється справність плати інтерфейсу, зонда і каналів введення-виведення); за допомогою програми "Тест" і нуль-адаптера (тест працює в циклічному режимі і визначає все, навіть одноразові помилки каналів введення-виведення).

Ремонт контролерів системи діагностики. Вихід з ладу контролерів відбувається в основному із-за помилок користувачів (це подача на вході підвищеної (вище 15 В) або негативної напруги). Але і в цьому випадку сам користувач може без особливих зусиль відремонтувати блок, що вийшов з ладу. Для цього поставляється повний комплект технічної документації, включаючи принципові електричні схеми, набір тестів і адаптер IBM-ISA.

Персональний діагностичний комплекс «ТДК 3»

Діагностичний комплекс дозволяє реалізувати різні методи діагностики електронних пристроїв: перевірку в статичному режимі; сигнатурний аналіз; логічний аналіз; функціональне тестування. Технічні характеристики комплексу представлені в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1– Технічні характеристики комплексу «ТДК-3»

Параметр	Значення
Число каналів введення-виводу	96, 144, 192 і більш
Рівні сигналів	ТТЛ, КМОП
Виконання	вбудоване в ПЕВМ або у вигляді окремого блоку
Зонд логічний	Одноканальний логічний аналізатор-генератор для діагностики і наладки мікропроцесорних пристроїв.

Автоматизовані системи діагностики «ТЕСТ-Д» і «ТДК-3» - це системи призначені для мало- і середньосерійного виробництва. Перевагами даних систем є: невеликі габарити; невелика вартість; простота в роботі і обслуговуванні; відвертість систем; великий діапазон застосування.

До недоліків даних систем можна віднести: сильна прив'язка до топології, тестованої плати; повна залежність від ЕОМ (комплекс не може працювати окремо від ЕОМ); невелика кількість рівнів цифрових сигналів: ТТЛ, КМОП; слабка мобільність.

1.1.2 Сервісний модуль PV 788 В для випробування встановлених багатооборотних приводів SA(R) або неповнооборотних приводів SG

Сервісний модуль PV 788 В призначений для контролю і настройки промислового устаткування. У разі несправностей, PV 788 В також можна використовувати для діагностики. Попередня умова при роботі пристрою - це використання багатооборотних приводів від джерела з 3-ф змінним струмом.

Функції: тестоване джерело струму приводу; випробування основних функцій приводу (ВІДКРИТИ-СТОП-ЗАКРИТИ); меню-контроль всіх електричних даних таких як: датчик електронного положення RWG, датчик індуктивного положення IWG, потенціометр, тандемний потенціометр, регулююча плата для дистанційного індикатора положення, струм двигуна; реєстрація вимірювань.

Особливості конструкції: кінцевий індикатор положення через LEDs; цифровий дисплей для вимірюваних значень; АУМА штекерне з'єднання - джерело контролю і під'єднування енергії; електричний роз'єм (CE 3 + N + PE, 32 A); вимикач «АВАРІЙНА ЗУПИНКА».

Опції: вибір напруги через селекторний перемикач; передня плата захищена Perspex; дистанційний контроль; спеціальний адаптер для приводів з управлінням АУМА МАТІК; спеціальний адаптер для приводів без штекерних роз'ємів АУМА або для продукції, не виготовленої заводом АУМА.

Інтерфейси. Роз'єм 25 контактний SUB-D для подальшої обробки отриманих даних (комп'ютер, принтер.).

1.1.3 Мобільний випробувальний стенд PV 1236

Призначений для випробування і калібрування механічних і електричних багатооборотних приводів SA(R) або неповнооборотних приводів SG.

Випробування, яке раніше було доступне тільки на заводі виготівнику, тепер, використовуючи мобільний випробувальний стенд PV 1236, можна здійснювати на місці. За допомогою випробувального стенду можна протестувати електричні приводи з максимальним моментом обертання до 500Нм (опціонально: 1,000Нм).

Випробувальний стенд складається з 3 окремих модулів: сервісний модуль PV 788 В, для джерела енергії і роботи приводу також для вимірювання електричних даних; вимірювання модульної одиниці, для оцінки датчиків вимірника стенда, а також для вимірів механічних величин; стендові виміри: система гальмування; круговий датчик положення валу; монтажний фланець.

Переваги **сервісного модуля PV 788 В та мобільного випробувального стенда PV 1236:** невеликі габарити; невелика вартість; невисокі вимоги до обслуговуючого персоналу.

Недоліки: низька мобільність; залежність від ЕОМ та принтера (для подальшої обробки сигналів); використання багатооборотних приводів від джерела з 3-ф змінним струмом.

1.1.4 Сучасні системи зондової діагностики електроприводів

Система автоматизованої діагностики Javelin 1004 з роботизованими зондами фірми Teradyne

Система автоматизованої діагностики для плат з поверхневим монтажем. Використовує чотири керовані зонди однієї довжини. Незалежний рух зондів відбувається

ся в одній площині, що підвищує точність їх позиціонування і відтворюваність результатів. Автоматичний конвеєр оптимізує пересування друкарського вузла (ДВ) через тестер. Час вимірювання – менше 50 мс на один етап тесту.

Javelin 1004 задовольняє умовам дрібносерійного виробництва і виробництва великих ДВ. Швидка адаптація до нових умов контролю і нової конфігурації ДП складає одну з найбільш важливих властивостей системи. Малий час програмування, гнучкість і простота установки роблять її відповідним приладом для контролю дослідних зразків. Модулі так званого безвекторного контролю (рис. 1.2) розширюють покриття несправностей для будь-якої ІС, зокрема з BGA і тепловідводами, а також з'єднувачів. Система технічного зору з відеокамерою автоматично перевіряє присутність і орієнтацію ІС.

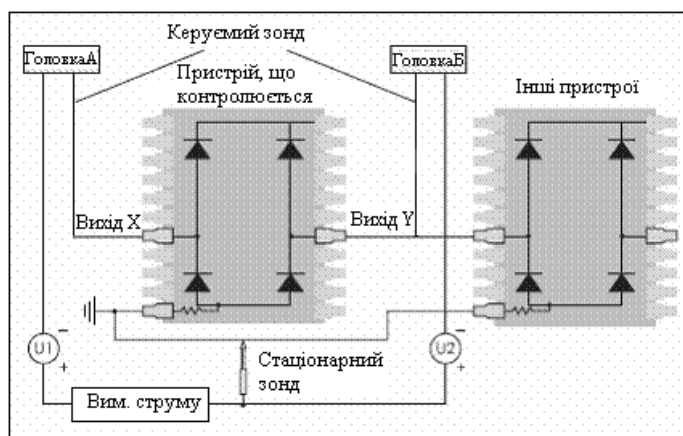


Рисунок 1.2– Безвекторний контроль

Система внутрішньосхемного контролю TestStation 12X фірми GenRad

Вдосконалена система сімейства TestStation виконує всі функції контролю ДВ сімейства: визначення розривів і коротких замикань; безвекторний контроль; контроль дискретних аналогових компонентів; цифровий векторний контроль; периферійне сканування при скороченому доступі; контроль компонентів із змішаними сигналами; функціональний контроль в сучасних виробничих умовах. Аналогова і цифрова підсистеми синхронізовані. Аналогова підсистема забезпечує вимірювання напруги від 0 до +200 В, струму від 0 до +160 мА, містить модуль з програмованою частотою від 15 Гц до 100 кГц, високовольтне джерело живлення. Цифрова підси-

стема характеризується 26 програмованими запускаючими рівнями від +5,5 до -2,5 В, автоматичною верифікацією управління на кожному контакті (див. табл. 1.2).

Таблиця 1.2– Технічні характеристики системи TestStation 12X

Параметр	Значення
Зонди	чотири вгорі, стаціонарний зонд під ДВ
Швидкість вимірювання	до 20 тестів в секунду
Мінімальний дозвіл позиціонування	10 мкм
Повторюваність позиціонування	±10 мкм
Мінімальний крок зонда	0,2 мм
Хід зонда	6–30 мм залежно від програми
Діапазон вимірювань:	
резисторів	4 Ом–40 Мом, 10 мОм–100 Ом
конденсаторів	10 пФ–400 мФ
катушок індуктивності	10 мкГн–400 Гн
коротких замикань/розривів	5 Ом–4 Мом
Максимальні розміри контрольованої ДП	600x510 мм
Товщина плати	0,8–3,2 мм
Висота компоненту:	
на верхній стороні ДП	30 мм
на нижній стороні ДП	100 мм
Електроживлення	200–240 В змінного струму
Габарити	1690x1430x1670 мм
Зонди	чотири вгорі, стаціонарний зонд під ДВ

Зондова система Pilot LX фірми GenRad

Система виробничого контролю призначена для гнучкого, повного і економічно ефективного тестування великих ДВ з обмеженим доступом малих серій, а також дослідних зразків. Містить чотири керовані зонди для верхньої сторони ДВ і шість фіксованих зондів для нижньої сторони. Підсистема технічного зору має дві камери,

одна з яких проводить оптичний контроль і оцифрування ДП, а друга використовується під час розробки тесту, наладки і виробництва.

Система здатна: проводити периферійне сканування; цифровий і безвекторний контроль ІС.

Таблиця 1.3– Технічні характеристики системи Pilot LX

Параметр	Значення
Дозвіл позиціонування зондів по X і Y	2,5 мкм
Максимальні розміри контрольованої ДП	610х610 мм
Максимальна товщина контрольованої ДП	5 мм
Максимальна висота компонентів:	
на верхній стороні ДП	44 мм
на нижній стороні ДП	100 мм
Вимірювана напруга постійного струму	±50 У
Діапазон вимірювання:	
резисторів	0,1 Ом–200 Мом
конденсаторів	10 пФ–1000мкФ
катушок індуктивності	10 мкГн–1 Гн
частоти	до 1 МГц
Габарити системи	1700х1680х1240 мм
Електроживлення	110/220 В змінного струму (2500 Вт)

Зондова система AutoPoint II фірми DIAGNOSYS Systems

Система AutoPoint II (див. табл. 1.4) може сполучатися з широким спектром контрольно-вимірювальних приладів. Варіанти системи використовують один або два керовані зонди і максимальне число (16) опорних зондів. Система представляє ідеальне рішення для відбракування і контролю ДВ малих серій. Програмні засоби сигнатурного аналізу Interv3 дозволяють проводити аналіз на тому, що не живить ДВ, що забезпечує неруйнуючий контроль будь-якого компоненту на ДП.

Таблиця 1.4– Технічні характеристики AutoPoint II

Параметр	Значення
Число керованих зондів	1
Швидкість переміщення зонда	25 мм/с
Роздільна здатність	1 мкм
Точність позиціонування	±25 мкм
Максимальні розміри контрольованої ДП	600х600 мм
Максимальна висота контрольованого ДВ	100 мм
Споживана потужність системи	500 Вт

1.1.5 Переваги і недоліки сучасних систем діагностики

Системи Javelin 1004, TestStation 12X, Pilot LX, AutoPoint II – це системи промислового виробничого контролю. Дані системи володіють величезною кількістю переваг: висока швидкість перевірки, висока точність, велика кількість методів перевірки і тому подібне. Але в той же час орієнтованість даних систем на промислове виробництво наділяє їх рядом недоліків: велика вартість (від 15 000 доларів); великі габарити; низька мобільність; великий час розробки тесту для нової плати.

Всі перераховані недоліки неістотні для виробництва ДВ у великих об'ємах, оскільки тоді ні габарити, ні вартість, ні мобільність, ні великий час розробки тесту сильно не впливають на рентабельність виробництва. Що ж до невеликих виробництв, то для них дані системи неприйнятні у зв'язку з їх недоліками.

1.2 Шляхи поліпшення характеристик тестуючих пристроїв

Усунення дефектів і поломок в досліджуваних схемах можна досягти за допомогою автоматизованих систем діагностики. Кількість таких систем постійно росте. Найбільш відомими виробниками таких систем є Teradyne, Agilent, World Test Systems, DMT та інші. Важливо відмітити, що систем діагностики цифрових схем на ринку устаткування існує величезна кількість. Системи ж тестування аналогових схем представлені не так широко. Сучасна система діагностики повинна вирішувати наступні завдання: перевірка справності аналогового блоку; вимірювання парамет-

рів досліджуваної схеми (вхідних, вихідних, передавальних характеристик); пошук і локалізація несправності в схемі.

По аналогії з цифровими схемами тут повинна застосовуватися технологія «зондової діагностики». Проте, на відміну від цифрових схем, необхідність генерації тестових реакцій і дослідження їх в контрольних крапках не є всеосяжним підходом. Для діагностики аналогової частини схеми необхідна наявність універсального генератора аналогових сигналів з різною амплітудою, частотою, формою імпульсу і так далі. Крім того, діагностичний комплекс повинен володіти могутніми засобами для вимірювання і візуалізації отриманих на виходах схеми реакцій. Всіма цими якостями володіє сучасна ЕОМ. Прикладами систем діагностики, що відповідають всім запропонованим вимогам є: автоматизована система діагностики «ТЕСТ-Д» та персональний діагностичний комплекс «ТДК-3».

Основними шляхами поліпшення характеристик тестуючих пристроїв є розробка структури універсальної системи діагностики аналогових і аналогово-цифрових схем. До складу універсальної системи діагностики повинні входити: пристрій зондування; пристрій видачі і збору зондської інформації; програмне забезпечення ЕОМ; пристрої перетворення АЦП і ЦАП.

Пристрій зондування повинен забезпечувати можливість подачі аналогового сигналу на входи пристрою і зняття реакцій з його виходів, а також контрольних точок. Пристрій видачі і збору зондської інформації повинен виконувати наступні функції: видача тестових сигналів на об'єкт діагностування; збір тестових реакцій на виходах об'єкту або в його контрольних точках; побудова вхідних, вихідних і передавальних характеристик об'єкту діагностики; обмін інформацією з ЕОМ.

Пристрої перетворення ЦАП і АЦП повинні забезпечувати перетворення видаваних ЕОМ сигналів в аналогові і оцифрування даних, зібраних з об'єкту.

Програмне забезпечення ЕОМ повинне виконувати функції: генерація і видача на об'єкт тестових сигналів; управління перестановками зонда; аналіз реакцій, отриманих в точках тестування; визначення несправності.

Таким чином вдасться створити портативний і зручний в експлуатації пост контролю зондської діагностики для діагностування плат що працюють на частоті до 40 МГц. Під портативністю мається на увазі можливість функціонування без стаціонарної ЕОМ або функціонування в комплексі з ноутбуком. Для досягнення поставленої мети необхідне використання наступних засобів і технологій: мови опису апаратури (HDL); стандартний високошвидкісний інтерфейс обміну даними (USB); технологія програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС).

Інтерфейс USB вибраний унаслідок його поширеності, мініатюрності і доступності. Практично всі сучасні персональні комп'ютери, які випускаються зараз, оснащені цим інтерфейсом. Технологія ПЛІС дозволяє забезпечити підтримку різних логічних рівнів, оскільки мікросхеми ПЛІС можуть працювати з різними рівнями одночасно, для цього необхідно лише подача різної напруги живлення на блоки введення/виведення. Мови опису апаратури дозволяють здійснити моделювання спроектованої системи, а також розробити прошивку для мікросхеми ПЛІС, яка реалізовуватиме основні функції пристрою.

Моделювання системи описаної за допомогою HDL-мов здійснюється в САПР ACTIVE-HDL фірми Aldec. Для синтезу прошивки FPGA мікросхеми використовується САПР ISE фірми Xilinx.

Що ж до автоматизованих систем діагностики «ТЕСТ-Д» і «ТДК-3», то поліпшення характеристик цих пристроїв залежить від можливості управління від порту USB персонального комп'ютера, можливості роботи програмного забезпечення під WINDOWS 98, 2000, XP, VISTA. Функціональні можливості систем можуть бути істотно розширені за рахунок зміни інтерфейсу програм діагностики, спрощення процесу створення нових тестів.

1.3 Постановка задачі дослідження

Для підтримки тенденцій у застосуванні автоматизованих систем діагностики, що включають сучасні комп'ютерні технології, пропонується провести розробку тестового стенду на базі системи програмного керування типу 2P22, який дозволить вирішити велику кількість питань з діагностики, ремонту та навчання спеціалістів відповідним навичкам.

На розробленому тестовому стенді також пропонується використати систему керування приводом змінного струму «Размер 2М», який застосовує метод частотного керування асинхронними двигунами. Необхідно розрахувати та побудувати відповідні графіки режимів роботи та перехідних процесів системи керування. Для більш ефективного використання системи програмного керування пропонується приєднати до неї персональний комп'ютер для проведення автоматизованої підготовки технологічних керуючих програм. А також передбачити роботу тестового стенда на комплектний електропривод постійного струму, наприклад КЕМЕК.

Тому в роботі ставляться наступні задачі: проаналізувати можливості сучасних тестуючих пристроїв; провести розробку тестового стенда; провести синтез систем керування асинхронного комплектного електропривода змінного струму та електропривода постійного струму; побудувати графіки режимів роботи та перехідних процесів системи керування; забезпечити зв'язок тестового стенда з персональним комп'ютером; розробити необхідне програмне забезпечення; розробити емуляційний пристрій верстата; провести натурний експеримент та співставити розрахункові та експериментальні результати.

Висновок до першого розділу

Проведений аналіз відомих тестуючих пристроїв в якому розглянуто: автоматичну систему діагностики «ТЕСТ-Д», сервісний модуль PV 788В, мобільний випробу-

вальний стенд PV 1236, системи промислового виробничого контролю Javelin 1004, Test Station 12X, Pilot LX, Auto Point II.

Аналіз автоматизованих систем діагностики «ТЕСТ-Д» та «ТДК-3» виявив їх переваги та недоліки. І показав, що ці системи найбільш прийнятні для мало- та середньосерійного виробництва.

Системи промислового виробничого контролю, такі як Javelin 1004, Test Station 12X, Pilot LX, Auto Point II, належать до сучасних систем діагностики. І орієнтовані для великосерійного виробництва.

Розглянуті шляхи поліпшення характеристик тестуючих пристроїв. Зроблена постановка задачі дослідження.

РОЗДІЛ 2

МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ДЛЯ РОЗРАХУНКУ ПАРАМЕТРІВ СУДНОВИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

2.1 Моделювання електропривода «Размер 2М»

Моделювання електропривода «Размер 2М» будемо проводити у програмі Mathcad2000i.

Для відповідності математичного опису блокам електропривода та проведення моделювання складемо структурну схему електропривода «Размер 2М» відповідно опису, наведеного у літературі [1, 2].

Текст моделюючої програми з використанням Mathcad2000i приведенний у додатку А.

Побудова графіків математичної моделі системи керування

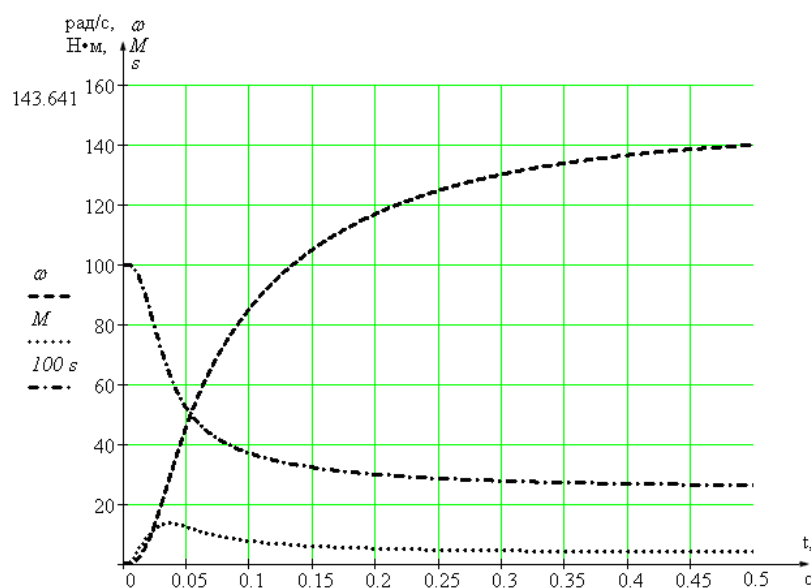


Рисунок 2.1– Залежність кутової швидкості, моменту та ковзання двигуна

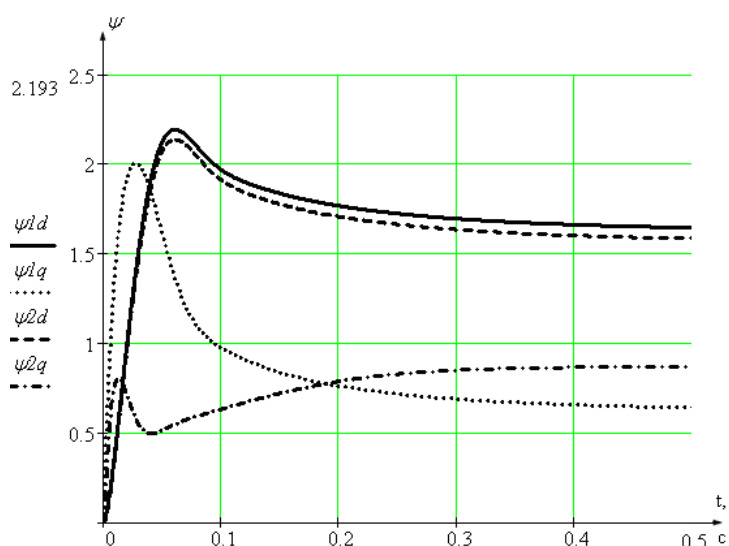


Рисунок 2.2– Графіки потокозчеплення статора та ротора по осям q і d

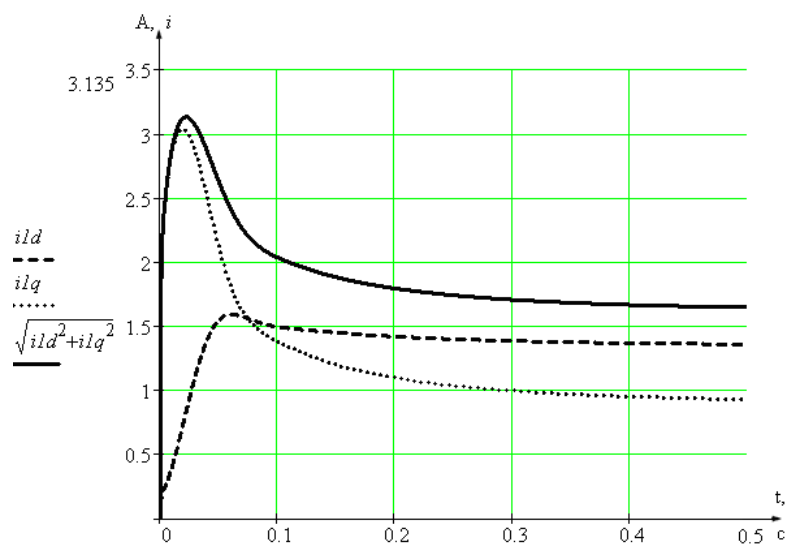


Рисунок 2.3– Графіки струму статора по осям q і d та повного струму статора

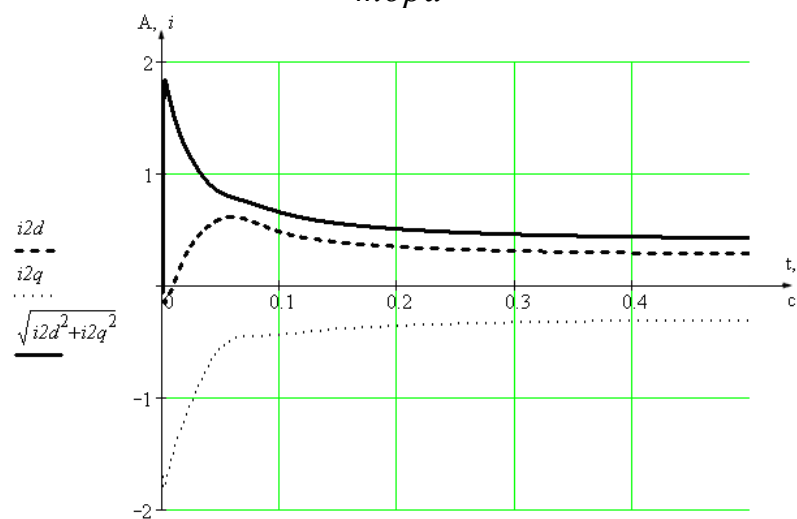


Рисунок 2.4– Графіки струму ротора по осям q і d та повного струму ротора

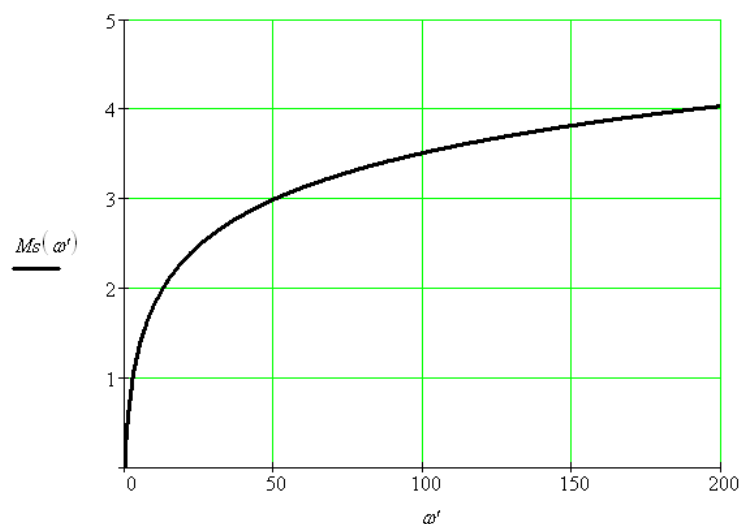


Рисунок 2.5– Графік заданої функції моменту опору навантаження

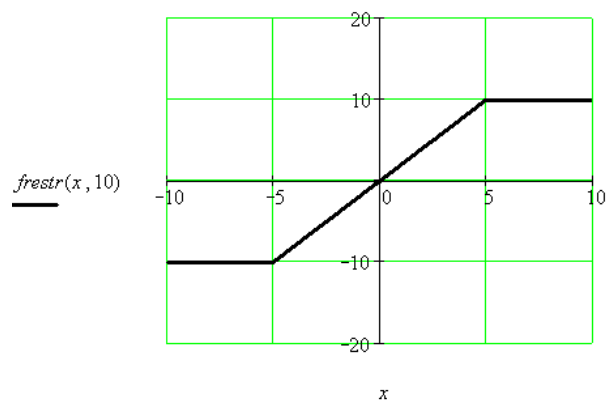


Рисунок 2.6– Графік функції обмеження вихідної напруги підсилювача регулятора швидкості

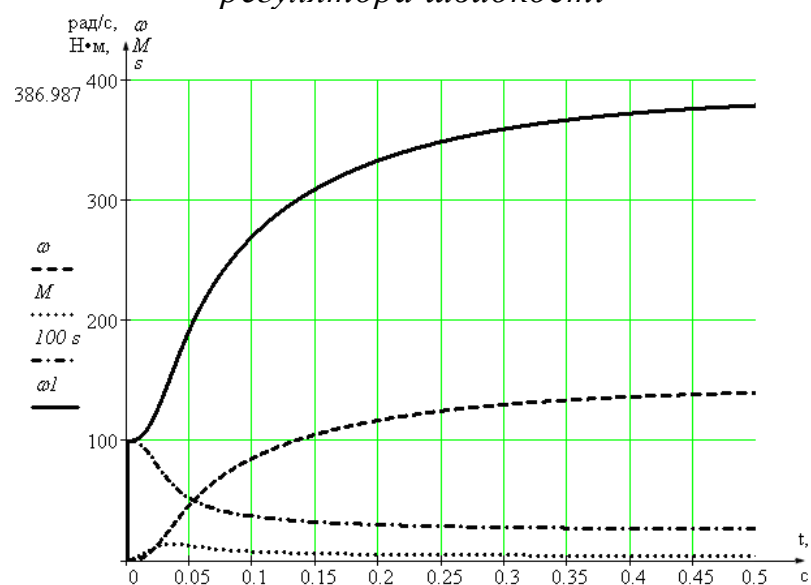


Рисунок 2.7– Графіки залежності кутової швидкості, моменту, ковзання двигуна та кутової швидкості електропривода

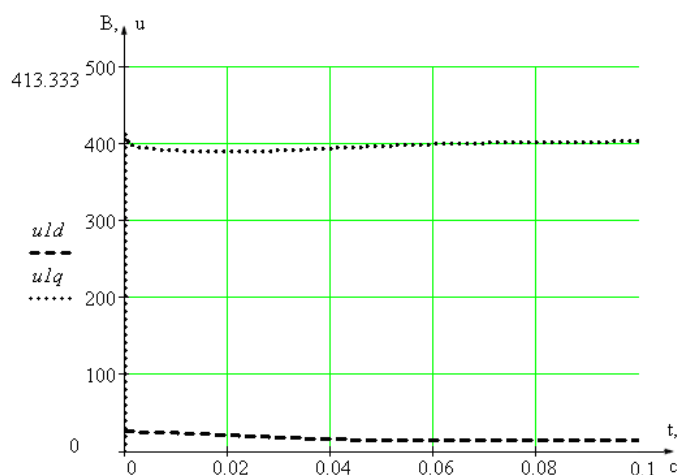


Рисунок 2.8– Графіки напруги намагнічування та активної напруги на статорі двигуна

2.2 Синтез системи керування асинхронного комплектного електропривода змінного струму

2.2.1 Система векторного управління асинхронним електроприводом із спостерігачами стану

Структурна схема системи адаптивно-векторного управління в загальному вигляді зображена на рис. 2.9.

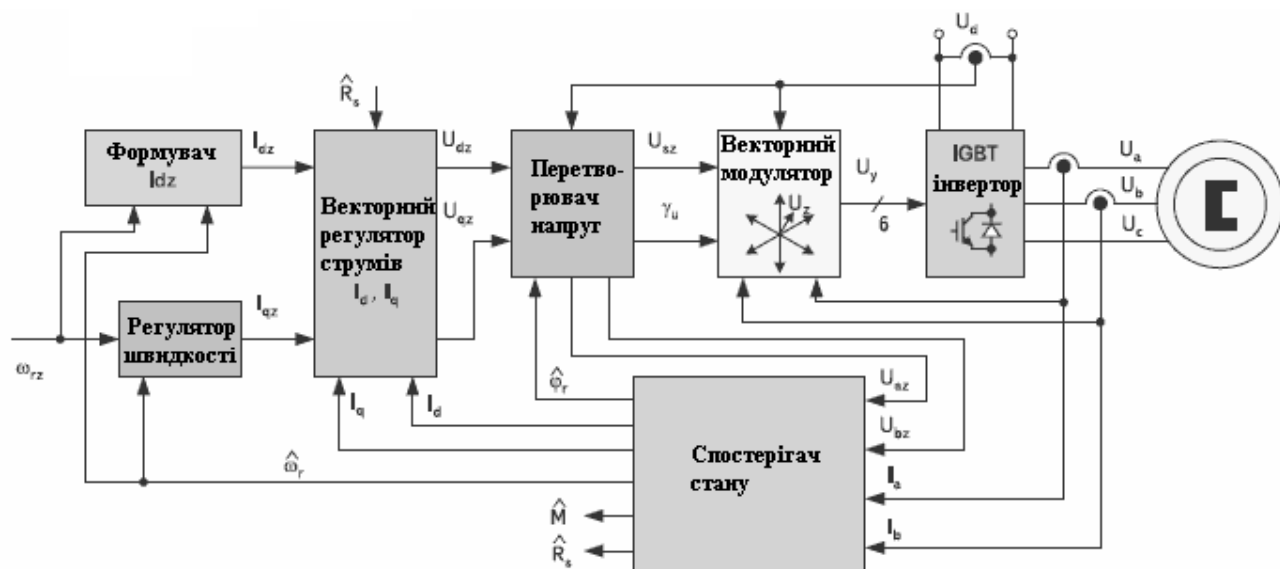


Рисунок 2.9– Структурна схема системи адаптивно-векторного управління

Модель АД в системі координат, орієнтована по вектору потокозчеплення ротора (d, q)

Синтез алгоритму управління АД може проводитися в будь-якій системі координат. Але концепція управління АД з орієнтацією по полю двигуна [3, 4, 5] як метод вирішення процесів управління потоком і моментом АД, наочніше представляється в системі координат, яка обертається синхронно з вектором потокозчеплення ротора (d, q). Якщо визначити як кут, який задає просторове положення системи координат (d, q) щодо стаціонарної системи координат статора (α, β), отримаємо перетворення, які встановлюють зв'язок між природними і перетвореними змінними, у вигляді:

$$\left. \begin{aligned} X_{dq} &= e^{-j\gamma_k} \cdot X_{\alpha\beta} \\ X_{\alpha\beta} &= e^{j\gamma_k} \cdot X_{dq} \\ e^{-j\gamma_k} &= \begin{bmatrix} \cos \gamma_k & \sin \gamma_k \\ -\sin \gamma_k & \cos \gamma_k \end{bmatrix} \end{aligned} \right\}, \quad (2.1)$$

де X - будь-який двомірний вектор змінних електричного двигуна.

Структурна схема функціонального перетворювача $\alpha, \beta - d, q$ побудована за цим принципом, показана на рис. 2.10.

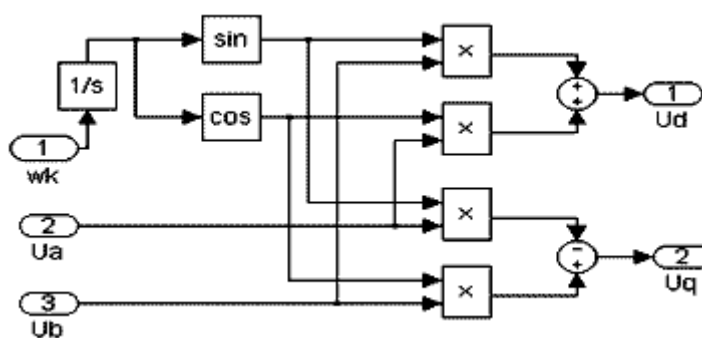


Рисунок 2.10– Структурна схема функціонального перетворювача $\alpha, \beta - d, q$

Для того, щоб напрям дійсної вісі ортогональної системи координат у будь-який час співпадав з напрямом узагальненого вектора потокозчеплення ротора, система координат повинна обертатися синхронно з цим вектором. Вектор потокозчеплення

ротора в ній матиме тільки дійсну складову. Позначимо дійсну вісь цієї системи координат d , а уявну - q . Тоді математичний опис АД в цих координатах матиме вигляд

$$\omega_k = \omega_{\psi_r}, \psi_{rq} = 0, \psi_{rd} = |\tilde{\psi}_r| = \psi_r = \psi_{rm}. \quad (2.2)$$

Модель в системі координат (d, q) стала основною для розробки системи векторного управління короткозамкнутим АД. Тому на додаток до передумов (2.2) додамо

$$U_{rd} = U_{rq} = 0 \quad (2.3)$$

При живленні обмоток статора АД від джерела напруги система векторного управління має зворотні зв'язки по складовим струму статора і по потокозчепленням ротора. Тому ще однією умовою для розробки цієї моделі буде наявність в ній перерахованих сигналів.

Запишемо рівняння в узагальнених векторах з урахуванням рівнянь (2.2) і (2.3)

$$\begin{cases} U_s = i_s R_s + \frac{d\psi_s}{dt} + j\omega_k \psi_k, \\ 0 = i_r R_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega_k - Z_p \omega) \psi_r; \end{cases} \quad (2.4)$$

Для того, щоб забезпечити обумовлений раніше склад сигналів моделі, знайдемо узагальнений вектор струму ротора (2.1):

$$i_r = \frac{1}{L_r} \psi_r - \frac{L_m}{L_r} i_s = \frac{1}{L_r} \psi_r - k_r i_s \quad (2.5)$$

$$\psi_s = L_s i_s + \frac{L_m}{L_r} \psi_r - \frac{L_m^2}{L_r} i_s = \sigma L_s i_s + k_r \psi_r \quad (2.6)$$

Після підстановки рівнянь (2.5), (2.6) в систему (2.4) отримаємо

$$\begin{cases} U_s = \tilde{i}_s R_s + \sigma L_s \frac{d\tilde{i}_s}{dt} + k_r \frac{d\psi_r}{dt} + j\omega_k (\sigma L_s \tilde{i}_s + k_r \psi_r), \\ 0 = \frac{1}{T_r} \psi_r - \frac{L_m}{T_r} \tilde{i}_s + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega_k - Z_p \omega) \psi_r. \end{cases} \quad (2.7)$$

У останньому рівнянні позначено

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.8)$$

Для того, щоб перше рівняння останньої системи утримувало похідну тільки від одного сигналу, виразимо похідну від потокозчеплення ротора з другого рівняння цієї ж системи і підставимо отриманий вираз в перший

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_s - \frac{1}{T_r} \psi_r - j(\omega_k - Z_p \omega) \psi_r = k_r R_r i_s - \frac{1}{T_r} \psi_r - j(\omega_k - Z_p \omega) \psi_r, \quad (2.9)$$

$$U_s = (R_s + k_r^2 R_r) i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} - \frac{k_r}{T_r} \psi_r + j\omega_k \sigma L_s i_s - jZ_p \omega k_r \psi_r. \quad (2.10)$$

Перетворимо (2.9) і (2.10) з обліком (2.2) в систему

$$\begin{cases} U_{sd} = (R_s + k_r^2 R_r) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{k_r}{T_r} \psi_r - \omega_{\psi_r} \sigma L_s i_{sq}, \\ U_{sq} = (R_s + k_r^2 R_r) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_{\psi_r} \sigma L_s i_{sd} - Z_p \omega k_r \psi_r, \\ \frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_r, \\ 0 = k_r R_r i_{sq} - (\omega_{\psi_r} - Z_p \omega) \psi_r. \end{cases} \quad (2.11)$$

Позначимо

$$R_{sr} = R_s + k_r^2 R_r, \quad T_{sr} = \frac{\sigma L_s}{R_{sr}}, \quad (2.12)$$

і перепишемо диференціальні рівняння в операторній формі

$$\begin{cases} U_{sd} + \frac{k_r}{T_r} \psi_r + \omega_{\psi_r} \sigma L_s i_{sq} = i_{sd} R_{sr} (T_{sr} p + 1), \\ U_{sq} - \omega_{\psi_r} \sigma L_s i_{sd} - Z_p \omega k_r \psi_r = i_{sq} R_{sr} (T_{sr} p + 1), \\ L_m i_{sd} = \psi_r (T_r p + 1), \\ \omega_{\psi_r} = k_r R_r \frac{i_{sq}}{\psi_r} + Z_p \omega. \end{cases} \quad (2.13)$$

Приєднавши до системи (2.13) рівняння формування електромагнітного моменту

$$M = \frac{3}{2} Z_p k_r \psi_r i_{sq}, \quad (2.14)$$

і рівняння руху (2.7), отримаємо модель короткозамкнутого АД, що представлена на рис. 2.11.

Саме ця модель може бути застосована для полеорієнтованного векторного управління, оскільки, якщо не враховувати внутрішніх зворотних зв'язків двигуна, вона дуже схожа на модель двигуна постійного струму з незалежним збудженням. Виходячи з цього, модель АД, яка орієнтована по вектору потокозчеплення ротора, зручно оптимізувати за принципом модульного оптимуму (МО).

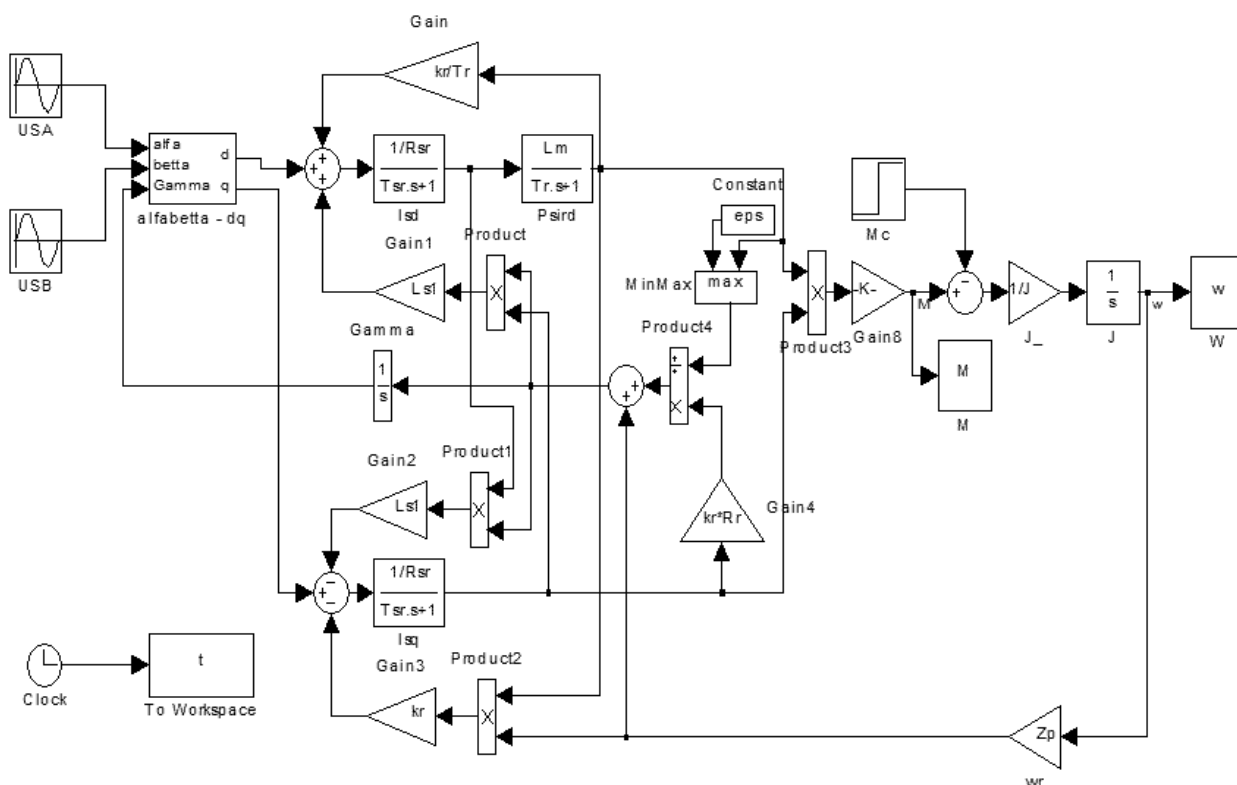


Рисунок 2.11– Модель короткозамкнутого АД в ортогональній системі координат, орієнтованій по потокозчепленню ротора

На рис. 2.12 приведені результати моделювання при прямому пуску машини від мережі. Вони показують, що при прямому пуску спочатку спостерігаються значні коливання моменту. Крім того, вони показують, що при додатку моменту навантаження спостерігається зменшення швидкості.

Моделювання асинхронного двигуна в системах координат (α, β) і (d, q) по моделях, представлений рис. 2.12 відповідно, дає абсолютно ідентичні результати. Це доводить, що для аналізу власне електричного двигуна вибір системи координат не грає ролі. Проте для синтезу і аналізу електроприводу вибір системи координат є вирішальним. Ця обставина особливо позначається при синтезі параметрів регуляторів і при моделюванні всієї системи електроприводу (наприклад, в пакеті Simulink), оскільки при структурному моделюванні існують обмеження, які можна обійти тільки при правильному виборі системи координат.

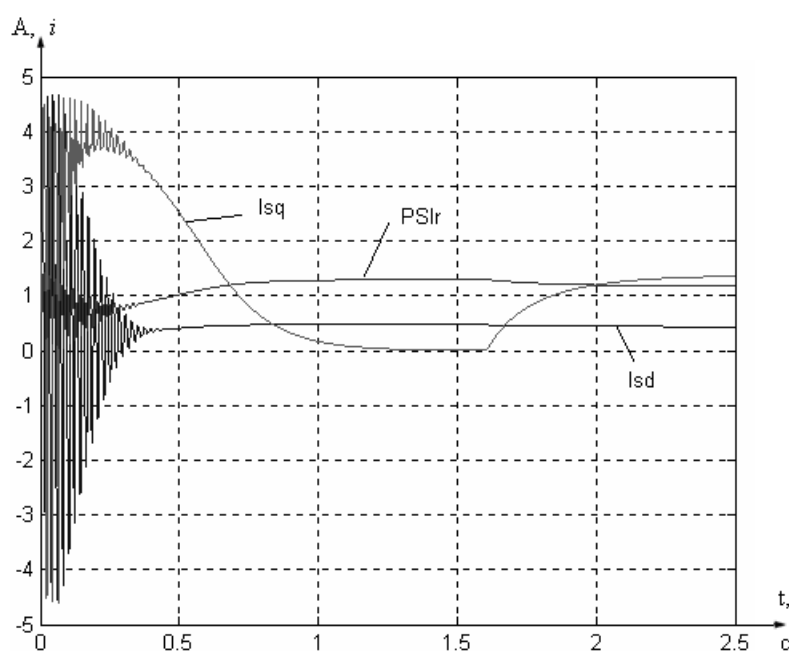


Рисунок 2.12– Результати моделювання АД з короткозамкнутим ротором при прямому пуску

Синтез спостерігачів стану повного порядку

Синтез спостерігача стану першого порядку

Як об'єкт спостереження (ОС) (рис. 2.13) приймемо об'єкт, який є частиною моделі АД в системі координат d, q .

На схемі показані початкові змінні - динамічний момент M_j і кутова швидкість обертання валу двигуна. Така система має порядок $n=1$.

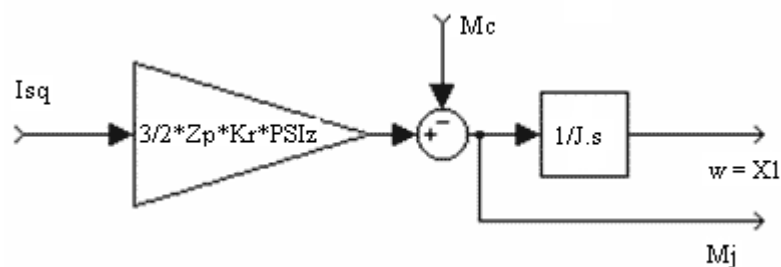


Рисунок 2.13– Об'єкт спостереження для побудови СС першого порядку

Вектор змінних стану приймається у вигляді:

$$x = [\omega]. \quad (2.15)$$

Матриці А, В, и

$$A = \left[\frac{3I_{sq}Z_pK_r}{2J} \right]; B = \left[\frac{1}{T_i} \right]; u = I_{sq}. \quad (2.16)$$

Матриця початкового сигналу має вигляд:

$$C = [I]. \quad (2.17)$$

Для вибраного об'єкту ранг матриці спостереження $\text{rang}(Q_n)=1$, тобто вибраний ОС є цілком спостережуваним.

Для синтезу СС першого порядку введемо матрицю модального зворотного зв'язку в спостерігачі

$$K = [k_1]. \quad (2.18)$$

Визначимо характеристичний поліном спостерігача по формулі

$$H_2(p) = \left[p - \frac{3\psi_3 Z_p K_r}{2J} + k_1 \right]. \quad (2.19)$$

Значення елементів матриці модального зворотного зв'язку в спостерігачі знайдемо з виразу

$$p - \frac{3I_{sq}Z_pK_r}{2J} + k_1 = 0. \quad (2.20)$$

Характеристичний поліном Баттерворта 1- го порядку

$$H_2(p) = p + \omega, \quad (2.21)$$

де ω_0 - середньгеометричний корінь характеристичного рівняння НС

$$\frac{4}{T_\mu} \leq \omega_0 \leq \frac{1}{T_\mu}, \quad (2.22)$$

Прирівнюючи коефіцієнти при однакових ступенях p в рівняннях, набудемо значення елемента матриці зворотного зв'язку в спостерігачі

$$k_1 = \omega - \frac{3I_{sq}Z_pK_r}{2J}. \quad (2.23)$$

На основі рис. 2.13 представимо синтезований СС першого порядку, схема якого представлена в Matlab на рис. 2.14.

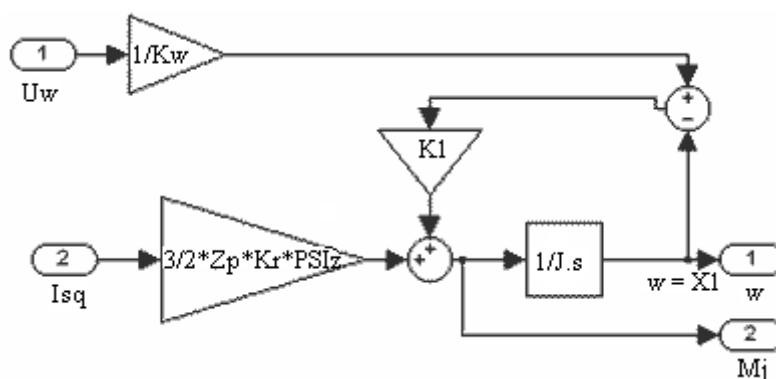


Рисунок 2.14– Спостерігач стану першого порядку

Синтез спостерігача стану другого порядку

Як об'єкт спостереження (рис. 2.15) приймемо об'єкт, який є частиною моделі АД в системі координат d, q з вхідним сигналом U_{sq} .

На схемі показані початкові змінні - динамічний момент M_j і кутова швидкість обертання валу двигуна ω . Така система має порядок $n = 2$.

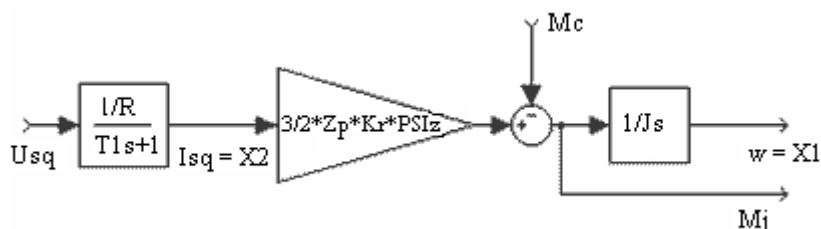


Рисунок 2.15– Об'єкт спостереження для побудови НС другого порядку

Вектор змінних стану приймається у вигляді

$$x = \begin{bmatrix} I_{sq} & \omega \end{bmatrix}^T. \quad (2.24)$$

Система рівнянь в матричній формі, яка описує вибраний ОС визначається по формулі

$$y = Cx$$

де

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_i} & \frac{1}{T_i R} \\ \frac{3Z_p K_r \psi_3}{2J} & 0 \end{pmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{k_\mu}{T_\mu} \\ 0 \end{bmatrix}; u = U_{sq}. \quad (2.25)$$

Нехай єдиною координатою, яка вимірюється, у ОС буде швидкість обертання валу двигуна $x_1 = \omega$. Отже, матриця задаючого сигналу матиме вигляд

$$C = [I \ 0]. \quad (2.26)$$

Для вибраного об'єкту ранг матриці спостереження $\text{rang}(Q_n)=1$, тобто вибраний ОС є повністю спостережуваним.

Для синтезу СС другого порядку введемо матрицю модального зворотного зв'язку в спостерігачі

$$K = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

Визначимо характеристичний поліном спостерігача по формулі

$$H_2(p) = \det \begin{pmatrix} p + \frac{1}{T_i} & -\frac{1}{T_i R} + k_1 \\ -\frac{3Z_p K_r \psi_3}{2J} & p \end{pmatrix}. \quad (2.28)$$

Значення елементів матриці модального зворотного зв'язку в спостерігачі, які визначають динаміку роботи спостерігача, знайдемо з виразу для визначника $H_2(p)$.

Бажаний поліном Баттерворта другого порядку має вигляд

$$H_2(p) = p^2 + 1.4\omega_0 + \omega_0^2, \quad (2.29)$$

Прирівнюючи коефіцієнти при однакових ступенях p в рівняннях, набудемо значення елементів матриці зворотного зв'язку в спостерігачі:

$$k_1 = \omega - \frac{I_r}{T_i}; \quad k_2 = \frac{\omega_0^2 - \frac{k_1}{T_i}}{3/3Z_p K_r \psi_3 / J}; \quad (2.30)$$

На основі рис. 2.15 представимо синтезований СС другого порядку, схема якого представлена в Matlab на рис. 2.16.

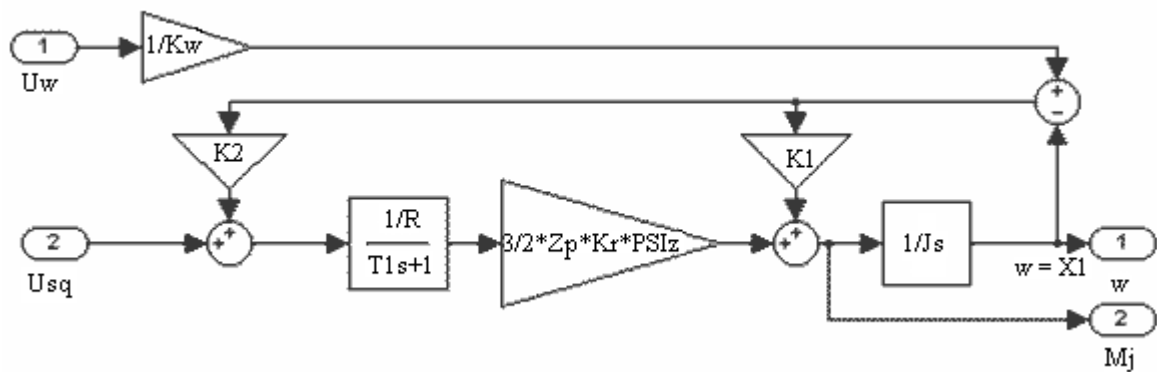


Рисунок 2.16– Спостерігач стану другого порядку

Синтез спостерігача стану третього порядку

Як об'єкт спостереження (рис. 2.17) приймемо об'єкт, який є частиною моделі АД в системі координат d, q з вхідним сигналом U_{zt} .

На схемі показанні початкові змінні - динамічний момент M_j і кутова швидкість обертання валу двигуна ω . Така система має порядок $n = 3$.

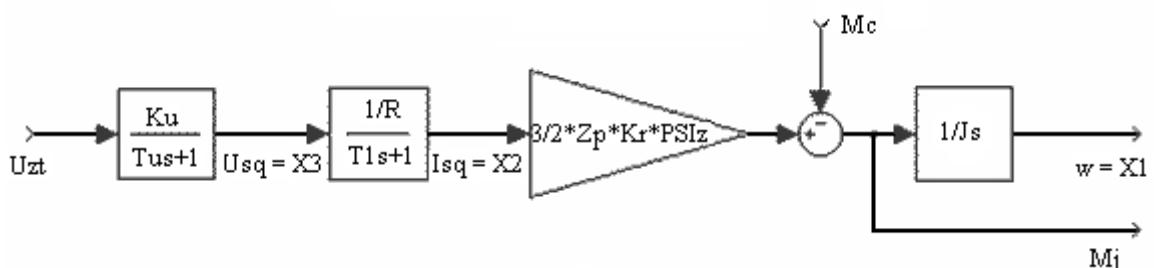


Рисунок 2.17– Об'єкт спостереження для побудови НС третього порядку.

Вектор змінних стану x приймається у вигляді:

$$x = [U_{sd} \ I_{sq} \ \omega]^T. \quad (2.31)$$

Система рівнянь в матричній формі, яка описує вибраний ОС визначається по формулі:

$$y = Cx$$

де

$$A = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{3Z_p K_r \psi_3}{2J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & -\frac{1}{RT_i} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_\mu} \end{pmatrix}; \quad u = U_y. \quad (2.32)$$

Нехай єдиною координатою, яка вимірюється, у ОС є швидкість обертання валу двигуна $x_1 = \omega$. Отже, матриця початкового сигналу матиме вигляд

$$C = [100]. \quad (2.33)$$

Для вибраного об'єкту ранг матриці спостереження $\text{rang}(Q_n)=3$, тобто вибраний ОС є повністю спостережуваним.

Для синтезу СС 3-го порядку введемо матрицю модального зворотного зв'язку в спостерігачі

$$K = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix}. \quad (2.34)$$

Визначимо характеристичний поліном спостерігача

$$H_2(p) = \det \begin{pmatrix} p + k_1 & -\frac{3Z_p K_r \psi_3}{2J} & 0 \\ k_2 & p + \frac{1}{T_i} & -\frac{1}{RT_i} \\ k_3 & 0 & p + \frac{1}{T_\mu} \end{pmatrix}. \quad (2.35)$$

Значення елементів матриці модального зворотного зв'язку в спостерігачі, що визначають динаміку роботи спостерігача, знайдемо з виразу для визначника $H_2(p) = 0$.

Бажаний поліном Баттерворта 3- го порядку має вигляд

$$H_2(p) = p^3 + 2\omega_0 p^2 + 2\omega_0^2 p + \omega_0^3, \quad (2.36)$$

Прирівнюючи коефіцієнти при однакових ступенях p в рівняннях, набудемо значення елементів матриці зворотного зв'язку в спостерігачі

$$\begin{aligned} k_1 &= 2\omega_0 - \frac{1}{T_i} - \frac{1}{T_\mu}; \\ k_2 &= \frac{2J(2\omega_0^2 - k_1/T_i - k_1/T_\mu - 1/T_\mu T_i)}{3Z_p K_r \psi_3}; \\ k_3 &= \frac{2J\sigma L_s(\omega_0^3 - k_1/T_\mu T_i - 3Z_p K_r \psi_3 k_2/(2JT_\mu))}{3Z_p K_r \psi_3}. \end{aligned} \quad (2.37)$$

На основі рис. 2.17 представимо синтезований СС третього порядку, схема якого представлена в Matlab на рис. 2.18.

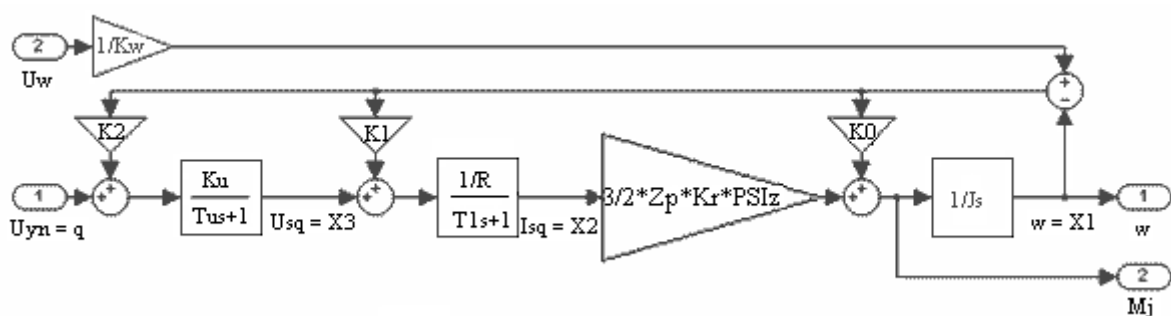


Рисунок 2.18–Спостерігач стану третього порядку

Отже, в ході виконання розділу була досліджена система векторного управління асинхронного двигуна із спостерігачами стану, яка дозволяє забезпечити астатизм системи по навантаженню без зменшення її швидкодії.

2.2.2 Побудова математичної моделі частотної системи керування асинхронним двигуном

Побудова математичної моделі асинхронного двигуна при керуванні частотою й напругою статора.

При дослідженні перехідних процесів у трифазних асинхронних електродвигунах доцільно прийняти наступні допущення: сили намагнічування обмоток двигуна розподілені синусоїдально уздовж окружності повітряного зазору; втрати в сталі статора і ротора відсутні; обмотки статора і ротора строго симетричні зі зрушенням осей обмоток на 120° ; насичення магнітного кола відсутнє. Система диференціальних рівнянь автоматичної системи керування описана у літературі [6], на підставі якої може бути складена структурна схема асинхронного двигуна при керуванні кутовою частотою напруги статора й за умови сталості потокозчеплення статора. Представимо координати двигуна у в.о., прийнявши за базові значення координат їхнього значення в номінальному режимі: $M_{п.ф.н.}$, Ω_{1H} , U_{1aH} , $\Omega_{0H} = \frac{\Omega_{1H}}{p_{п}}$, де Ω_{0H} - синхронна

кутова швидкість двигуна. Тоді $(\frac{\Delta\omega}{\Omega_{0H}}) = \Delta\bar{\omega}$, $(\frac{\Delta\omega_1}{\Omega_{1H}}) = \Delta\bar{\omega}_1$, $(\frac{\Delta M}{M_{п.ф.н.}}) = \Delta\bar{M}$,

$(\frac{\Delta M_C}{M_{п.ф.н.}}) = \Delta\bar{M}_C$, $(\frac{\Delta u_{1a}}{U_{1aH}}) = \Delta u_{1a}$. Передатна функція запишеться так

$$\frac{\Delta\bar{M}(p)}{\Delta\bar{\omega}_1(p) - \Delta\bar{\omega}(p)} = \left(\frac{\gamma}{\nu}\right)^2 \frac{(T_{эл}p + 1) - \frac{(\frac{S}{S_{кр}})^2}{1 + (\frac{S}{S_{кр}})^2} (T_{эл}p + 2)}{(T_{эл}p + 1)^2 + (\frac{S}{S_{кр}})^2}, \quad (2.38)$$

де $\gamma = \frac{U_{1a}}{U_{1aH}}$ - відносна напруга статора; $\nu = \frac{\Omega_1}{\Omega_{1H}}$ - відносна частота напруги статора.

Або в спрощеному вигляді

$$\frac{\overline{\Delta M}(p)}{\Delta \omega_1(p) - \Delta \omega(p)} = \left(\frac{\gamma}{\nu}\right)^2 \frac{1}{T_{эл}p + 1}. \quad (2.39)$$

Відповідно маємо

$$\frac{\overline{\Delta M}(p)}{\Delta \omega_1(p) - \Delta \omega(p)} = \left(\frac{\gamma}{\nu}\right)^2 \frac{1}{T_M p}. \quad (2.40)$$

де $T_M = \frac{J\Omega_{OH}}{M_{П.Ф.Н}}$ - механічна постійна часу двигуна.

Спрощена структурна схема асинхронного двигуна при керуванні кутовою частотою напруги статора, побудована на підставі виразів (2.78), (2.79), показана на рис. 2.19.

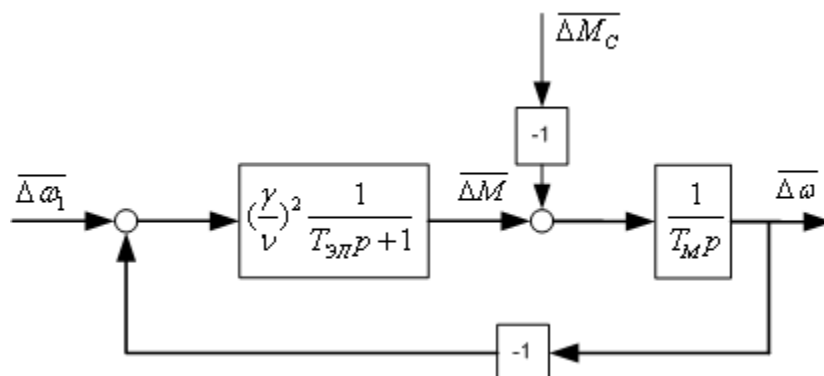


Рисунок 2.1— Структурна схема асинхронного двигуна при частотному керуванні

Використовуючи такий підхід можна отримати структурну схему асинхронного двигуна при керуванні, коли зміна частоти відбувається пропорційно зміні напруги за законом $U/f = \text{const}$. Структурна схема системи керування представлена на рис. 2.20.

Зробимо підстановку коефіцієнтів в отримані формули для передатних функцій регуляторів. Для регуляторів струму

$$W_{PC1}(p) = W_{PC2}(p) = \frac{T_{el1}}{2T_{IP}(\frac{\gamma}{\nu})k_{IP}k_{DC}} \cdot \frac{T_{el1}p+1}{T_{el1}p} = \frac{0,742}{2 \cdot 0,005 \cdot 1000 \cdot 1} \cdot \frac{0,742p+1}{0,742p} = 0,0742 \cdot \frac{0,742p+1}{0,742p}$$

Для регулятора напруги

$$W_{PH}(p) = \frac{(1/k_{Д.Н.})}{8 \cdot T_{IP}^2 \cdot p^2 + 4 \cdot T_{IP}p + 1} = \frac{1/1}{8 \cdot 0,005^2 \cdot p^2 + 4 \cdot 0,005p + 1} = \frac{1}{0,0002p^2 + 0,02p + 1}$$

Для регулятора швидкості

$$W_{PII}(p) = \frac{J}{4T_{IP} \cdot \frac{3}{2} \cdot p \cdot k_2 \cdot \frac{1}{k_{DC}} k_{ДШ}} \cdot \frac{8T_{IP}p+1}{8T_{IP}p} = \frac{J}{4 \cdot 0,005 \cdot \frac{3}{2} \cdot 4 \cdot 0,7183 \cdot 1} \cdot \frac{8 \cdot 0,005p+1}{8 \cdot 0,005p} = 77,3 \cdot \frac{0,04p+1}{0,04p}$$

Задатчик інтенсивності для каналу швидкості

$$W_{3I}(p) = \frac{1}{8T_{IP}p+1} = \frac{1}{8 \cdot 0,005p+1} = \frac{1}{0,04p+1}.$$

Параметри системи керування й двигуна відомі, відповідно можна провести моделювання системи.

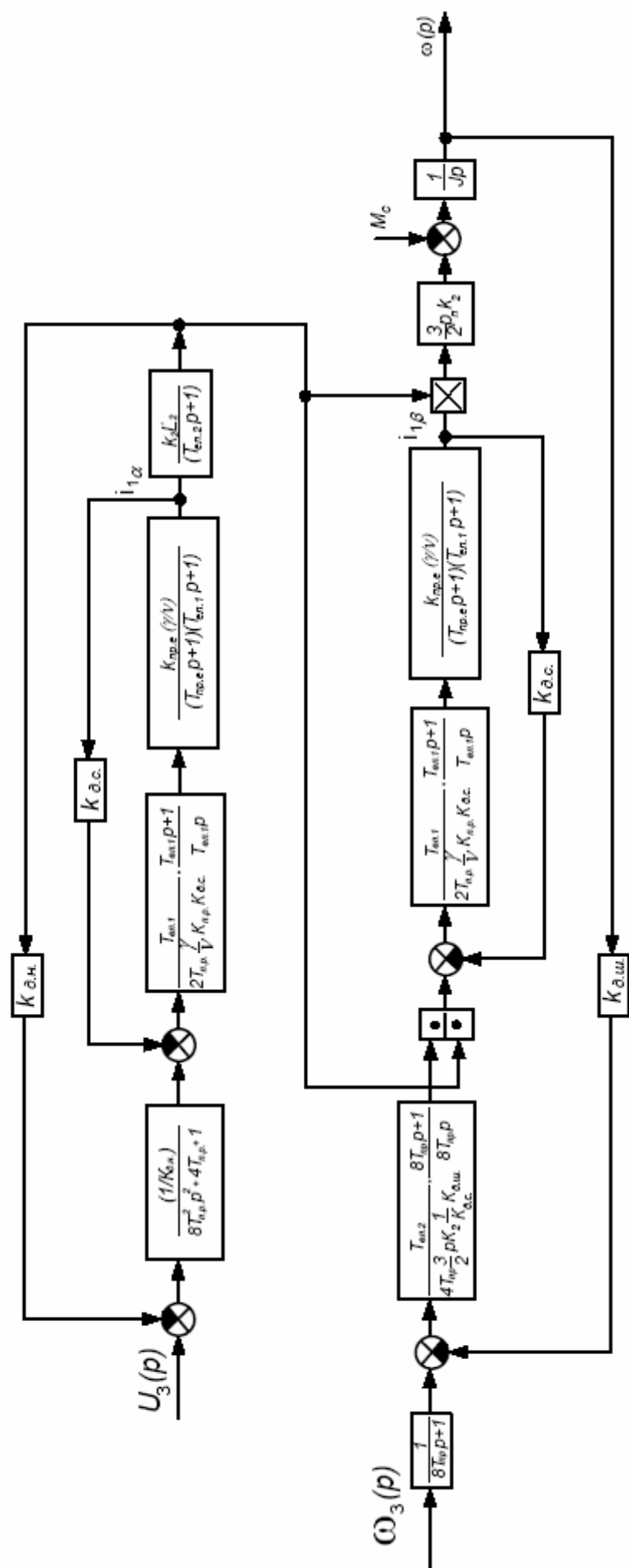


Рисунок 2.21 – Розгорнута структура керування асинхронним двигуном

Побудова перехідних процесів системи

Для оцінки показників якості керування, за результатами побудови математичних моделей, проведемо моделювання за допомогою математичної обробки «MathCAD 2001», а також програми VisSim 5.0F.

За результатами розрахунку отримані перехідні процеси при холостому ході, перехідні процеси при пуску під навантаженням і при стрибкоподібній зміні навантаження. Графіки перехідних процесів показані на рис.2.22 – 2.26.

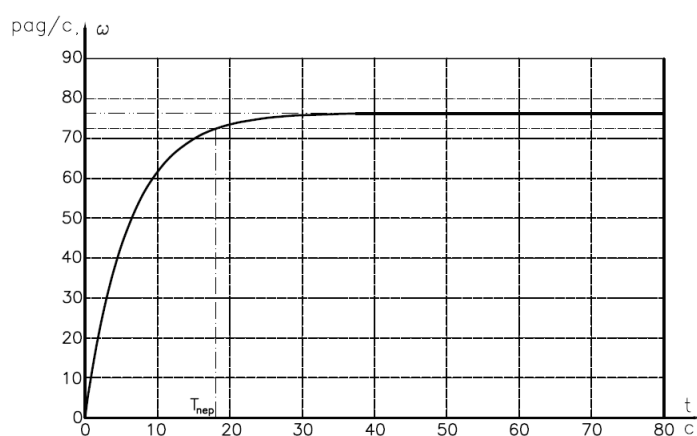


Рисунок 2.22–Перехідний процес без навантаження

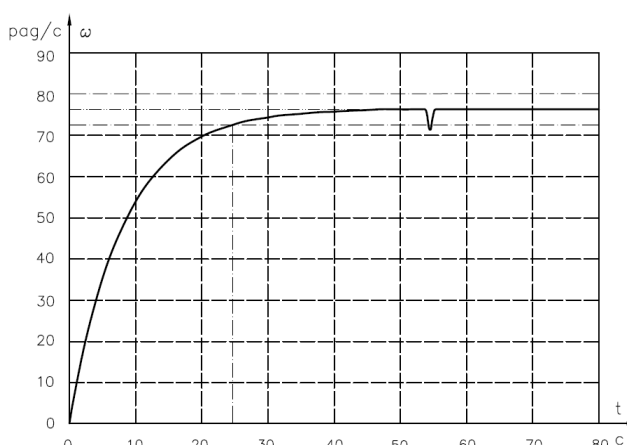


Рисунок 2.23–Перехідний процес при зміні навантаження 15% $M_{\text{ном}}$

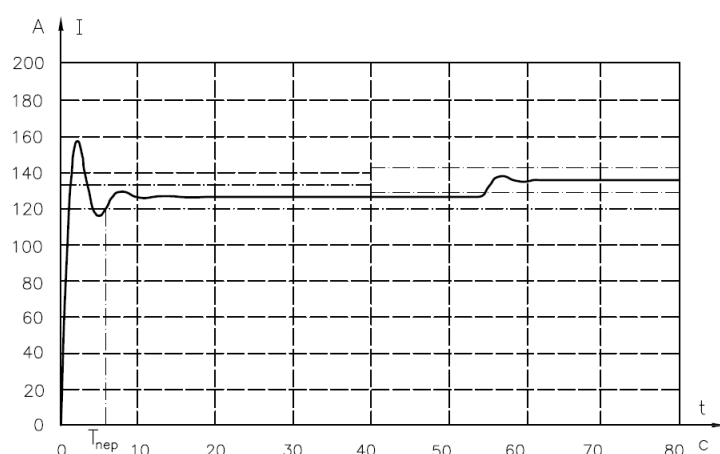


Рисунок 2.24–Перехідний процес при зміні навантаження 50% $M_{\text{ном}}$

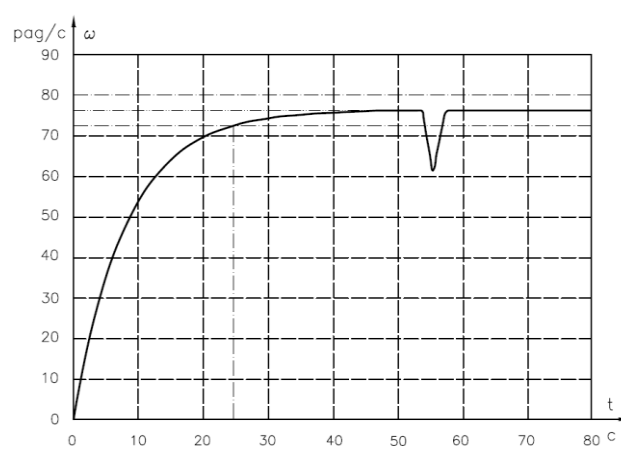


Рисунок 2.25–Перехідний процес при зміні навантаження 15% $M_{\text{ном}}$

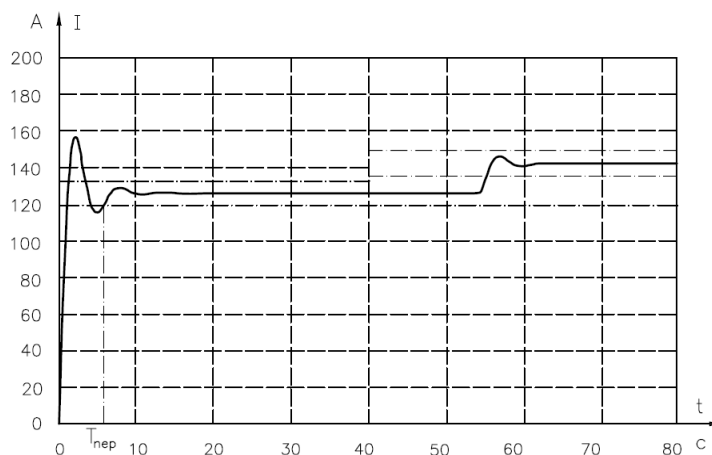


Рисунок 2.26–Перехідний процес струму при стрибкоподібній зміні навантаження 50 % $M_{НОМ}$

На рис.2.22 показані перехідні процеси системи при пуску на холостому ході, перехідний процес системи триває 18 с, але перерегулювання $\sigma_{max} = 0$, статична похибка $\Delta = 0$. Зменшувати час перехідного процесу не потрібно, щоб не було занадто великих стрибків струму.

На рис.2.23, стрибкоподібна зміна моменту навантаження дорівнює значенню 15% $M_{НОМ}$, вплинула на кутову швидкість незначно. Час перехідного процесу $T_{пер} = 25$ с, статична помилка $\Delta = 0$, і при $t = 54$ с, спостерігається невелике зменшення ω , що за малий проміжок часу зникає, і ω приймає заданого значення. Цей процес затягується на час до $t = 57$ с, перерегулювання $\sigma_{max} = 6\%$.

На рис.2.24, стрибкоподібна зміна моменту навантаження дорівнює значенню 50% $M_{НОМ}$, вплив на кутову швидкість середній. При $t=54$ с, спостерігається зменшення кутової швидкості від $\omega_1 = 76$ рад/с до $\omega_2 = 62$ рад/с, що зникає за проміжок часу $t = 3$ с зникає, і ω приймає заданого значення. Цей процес затягується на час до $t = 58$ с, перерегулювання $\sigma_{max} = 19,2$ %.

На рис.2.25 перехідні характеристики струму при стрибкоподібній зміні навантаження 15%. Час перехідного процесу $T_{пер}=7$ с. При $t = 54$ с спостерігається незначне збільшення струму. Перерегулювання $\sigma_{max} = 3,77$ %.

На рис. 2.26 перехідні характеристики струму при стрибкоподібній зміні навантаження 50%. Час перехідного процесу $T_{пер}=7$ с. При $t = 54$ с спостерігається значне збільшення струму. Перерегулювання $\sigma_{max} = 7$ %.

2.2.3 Синтез регуляторів з нелінійним інтегральним каналом для стежачих систем

Як базову для подальшого розгляду приймемо систему [3, 7], структурна схема якої представлена на рис.2.27.

Дана система включає об'єкт регулювання, що складається з послідовно сполучених коливальної і інтегруючої ланок, а також ПІ-регулятор з коефіцієнтами передачі k_{II} і k_{II} відповідно. На рис. 2.27 використовуються наступні позначення: x , x_3 , e - вихідна координата, її завдання і помилка регулювання, f_B - обурююча дія.

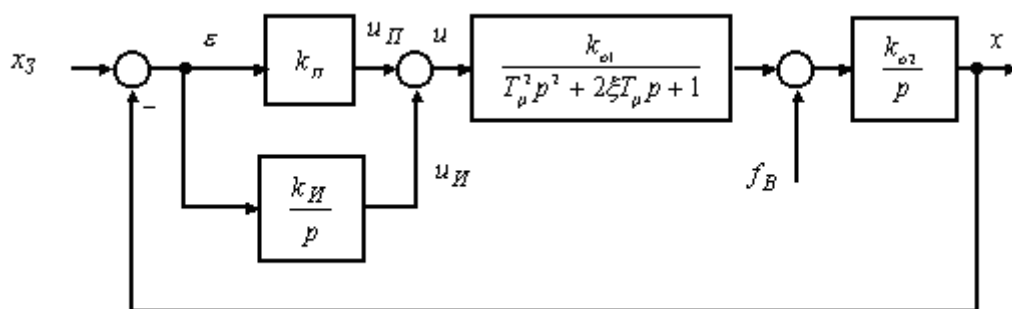


Рисунок 2.27– Структурна схема системи управління з пропорційно-інтегральним регулятором

Алгоритм управління даної системи має вигляд

$$u = u_{II} + u_{II} = e \cdot \left(\frac{k_{II}}{p} + k_{II} \right). \quad (2.42)$$

Характерний вид перехідного процесу в такій системі при

$$x_3(t) = a \cdot 1(t), f_B = 0 \quad (2.43)$$

представлений на рис. 2.28, де введені наступні позначення: t_C , t_0 , t_K - відповідно моменти часу першого узгодження, початок і закінчення перехідного процесу; S_1 , S_2 - площі, охоплені графіком розузгодження відповідно для проміжків часу $[t_0, t_C]$ і $[t_C, t_K]$.

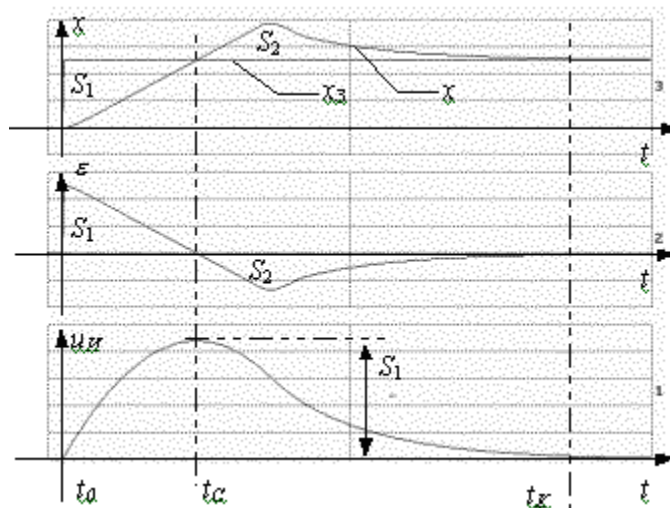


Рисунок 2.28– Перехідний процес при стрибкоподібній зміні сигналу завдання

Приймемо початкові умови нульовими. У момент часу t_0 стрибкоподібний додаток задаючого сигналу x_3 викликає миттєва зміна значення сигналу на вході інтегратора (сигнал помилки e) від значення $e = 0$ до $e = x_3$. В результаті цього на виході інтегрального каналу відбувається зростання інтегральної складової u_i управляючої функції, і

$$u_H(t) = k_H \int_0^t \varepsilon dt, \quad (2.44)$$

величина якої до моменту першого узгодження t_C досягає значення

$$u_H(t_C) = k_H \int_{t_0}^{t_C} \varepsilon dt = k_H S_1 \neq 0. \quad (2.45)$$

Цей сигнал виявляється в даному випадку зайвим: хоча помилка і ліквідована, він не дозволяє системі перейти в сталий режим. Можна показати, що для закінчення даного перехідного процесу необхідно, щоб сигнал u_i став нульовим. Використовуючи передавальну функцію замкнутої системи по помилці

$$W_\varepsilon(p) = \frac{(T_\mu p^2 + 2\xi T_\mu p + 1)p^2}{T_\mu^2 p^4 + 2\xi T_\mu p^3 + p^2 k_{01} k_{02} k_{II} p + k_{01} k_{02} k_{II}} \quad (2.46)$$

і теорему операційного числення про кінцеве значення функції, знайдемо стале значення помилки по задаючій дії

$$\begin{aligned}\varepsilon_{ycm} = \varepsilon(0) &= \lim_{F \rightarrow 0} [pW_\varepsilon(p)x_3(p)] = \\ &= \lim_{F \rightarrow 0} \left[p^3 \frac{T_\mu^2 p^2 + 2\xi T_\mu p + 1}{T_\mu^2 p^4 + 2\xi T_\mu p^3 + p^2 + k_{01}k_{02}k_{II}p + k_{01}k_{02}k_{II}} x_3(p) \right].\end{aligned}\quad (2.47)$$

Враховуючи, що

$$u_{II}(p) = \frac{k_{II}}{p} \varepsilon(p), \quad x_3(p) = \frac{a}{p}. \quad (2.48)$$

Отримаємо

$$u_{II}^{ycm} = u_{II}(0) = \lim_{p \rightarrow 0} \left[p \frac{k_{II}(T_\mu^2 p^2 + 2\xi T_\mu p + 1)}{T_\mu^2 p^4 + 2\xi T_\mu p^3 + p^2 + k_{01}k_{02}k_{II}p + k_{01}k_{02}k_{II}} a \right]. \quad (2.49)$$

Звідки витікає, що сталі значення сигналу на виході інтегрального каналу регулювання

$$u_{II}^{ycm} = u_{II}(0) = 0. \quad (2.50)$$

Компенсація зайвого сигналу $u_u(t_C)$, накопиченого до моменту першого узгодження (2.45), можлива тільки за рахунок підтримки регулятором на деякому проміжку дотягування $[t_C, t_K]$ відхилення регульованої координати зворотного знаку

$$u_{II}^{ycm} = u_{II}(t_C) - k_{II} \int_{t_C}^{t_K} \varepsilon dt = 0. \quad (2.51)$$

З нього з обліком (2.49) слідує

$$k_{II} \left(\int_{t_0}^{t_C} \varepsilon dt - \int_{t_C}^{t_K} \varepsilon dt \right) = k_{II} (S_1 - S_2) = 0 \Rightarrow S_1 = S_2. \quad (2.52)$$

Таким чином, наявність в законі управління інтегральної складової є достатньою умовою перерегулювання в перехідному процесі при стрибкоподібному додатку задаючої дії. Причому площі, охоплені графіком помилки на етапі дотягування $[t_C, t_K]$ і етапі, передуванні першому узгодженню $[t_0, t_C]$, виявляються рівними незалежно від вибраних коефіцієнтів ПІ-регулятора.

Звідси витікає, що в цілях набуття високих динамічних і статичних властивостей замкнутої системи управління можливість корекції алгоритму управління необхідно шукати не стільки в зміні коефіцієнтів регулятора, скільки в можливості обмеження рівня інтегральною складовою закону управління так, щоб при цьому не змінилися астатичні властивості системи.

Щоб визначити здійсненність останнього, розглянемо перехідні процеси, викликані стрибкоподібною зміною обурюючої дії f_B і лінійною зміною задаючої дії x_3 (рис. 2.29), тобто при

$$x_3 = 1(t) \cdot v_3 t, f_B = 0, \text{ або} \quad (2.53)$$

$$f_B(t) = 1(t) \cdot b, x_3 = 0. \quad (2.54)$$

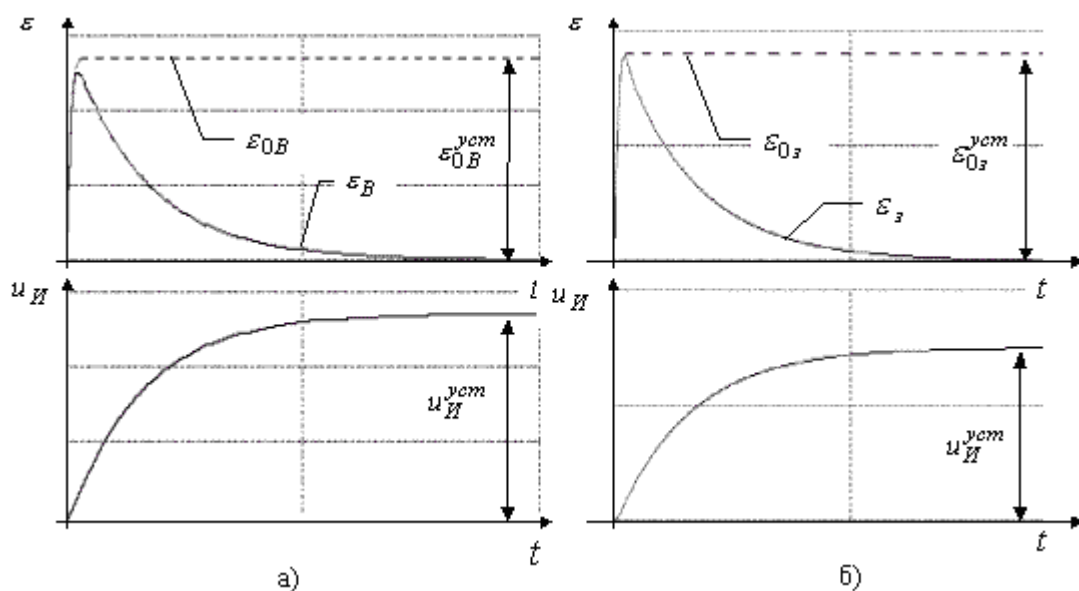


Рисунок 2.29— Перехідні процеси в астатичній системі управління при стрибкоподібній зміні обурюючого (а) та лінійній зміні задаючого (б) впливів

Тут u_3 - швидкість зміни сигналу завдання. Даний підбір сигналів відповідає порядку астатизму даної системи за завданням і обуренням відповідно.

Як видно з рис. 2.29, додаток дій (2.53) або (2.54) приводить до виходу системи управління із стійкого стану і наростання відхилення $e(t)$, причому воно спрямовується до значення динамічної помилки e_0 , яку мала б та ж система, але без інтегратора. Відповідні траєкторії представлені на рис. 2.29 штриховими лініями. Знайдемо

значення e_{0ycm} для даних процесів. Враховуючи передавальні функції даної системи по помилці (2.46) і обуренню

$$W_B(p) = \frac{k_{02}(T_\mu p^2 + 2\xi T_\mu p + 1)p}{T_\mu^2 p^4 + 2\xi T_\mu p^3 + p^2 + k_{01}k_{02}k_{II}p + k_{01}k_{02}k_{II}} \quad (2.55)$$

і задавшись $k_{II} = 0$, можна записати (2.56), (2.57)

$$\varepsilon_{03}^{ycm} = \varepsilon_{03}(0) = \lim_{p \rightarrow 0} \left[p x_3(p) W_\varepsilon(p) \right]_{k_{II}=0} = \lim_{p \rightarrow 0} \left[p^2 \frac{(T_\mu p^2 + 2\xi T_\mu p + 1)}{T_\mu^2 p^3 + 2\xi T_\mu p^2 + p + k_{01}k_{02}k_{II}} x_3(p) \right].$$

$$\varepsilon_{0B}^{ycm} = \varepsilon_{0B}(0) = \lim_{p \rightarrow 0} \left[p f_B(p) W_B(p) \right]_{k_{II}=0} = \lim_{p \rightarrow 0} \left[p \frac{k_{02}(T_\mu p^2 + 2\xi T_\mu p + 1)}{T_\mu^2 p^3 + 2\xi T_\mu p^2 + p + k_{01}k_{02}k_{II}} f_B(p) \right].$$

Підставивши в дані вирази зображення по Лапласу задаючої (2.53) і обурюючої (2.54) дій

$$x_3(p) = \frac{v_3}{p^2}, \quad f_B(p) = \frac{b}{p}, \quad (2.58)$$

Отримаємо

$$\varepsilon_{03}^{ycm} = \varepsilon_{03}(0) = \frac{1}{k_{01}k_{02}k_{II}} v_3, \quad \varepsilon_{0B}^{ycm} = \varepsilon_{0B}(0) = \frac{1}{k_{01}k_{II}} b. \quad (2.59)$$

Інтегруючий канал регулятора реагує на появу помилки регулювання поступовим збільшенням сигналу на своєму виході (2.44). У свою чергу, зміна дії з боку системи управління на керований об'єкт уповільнює зростання помилки регулювання e , а потім обумовлює і поступове її зменшення. Перехідний процес завершується при усуненні помилки регулювання, тобто при $e = 0$.

Таким чином, компенсація розузгодження в даній астатичній системі відбувається за рахунок появи до кінця перехідного процесу додаткового сигналу, що управляє, на виході інтегрального каналу регулювання, який можна представити у вигляді

$$u_{II}^{ycm} = k_{II} \int_0^{t_k} \varepsilon dt. \quad (2.60)$$

Знайдемо значення e_{0ycm} для перехідних процесів, що розглядаються на рис. 2.29. Використовуючи передавальні функції замкнутої системи по помилці (2.46) і обуренню (2.55), можна записати: (2.61), (2.62)

$$\begin{aligned} u_{I3}^{ycm} &= \lim_{p \rightarrow 0} \left[\frac{k_{II}}{p} W_{\varepsilon}(p) x_3(p) p \right] = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \left[\frac{k_{II} (T_{\mu}^2 p^2 + 2\xi T_{\mu} p + 1) p^2}{T_{\mu}^2 p^4 + 2\xi T_{\mu} p^3 + p^2 + k_{01} k_{02} k_{II} p + k_{01} k_{02} k_{II}} x_3(p) \right], \\ u_{IB}^{ycm} &= \lim_{p \rightarrow 0} \left[\frac{k_{II}}{p} W_B(p) f_B(p) p \right] = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \left[p \frac{k_{II} k_{02} (T_{\mu}^2 p^2 + 2\xi T_{\mu} p + 1)}{T_{\mu}^2 p^4 + 2\xi T_{\mu} p^3 + p^2 + k_{01} k_{02} k_{II} p + k_{01} k_{02} k_{II}} f_B(p) \right] \end{aligned}$$

Підставивши в дані вирази зображення задаючої і обурюючої дій (2.58), отримаємо

$$u_{I3}^{ycm} = \frac{1}{k_{01} k_{02}} v_3, \quad u_{IB}^{ycm} = \frac{1}{k_{01}} b \quad (2.63)$$

Відмітимо, що приведення сигналів (2.59) до виходу регулятора

$$\varepsilon_{03}^{ycm} k_{II} = \frac{1}{k_{01} k_{02}} v_3, \quad \varepsilon_{0B}^{ycm} k_{II} = \frac{1}{k_{01}} b \quad (2.64)$$

дає результат ідентичний (2.63).

Таким чином, функція інтегральної частини регулятора полягає в тому, щоб створити в сталому режимі на своєму виході сигнал, рівний приведеній до виходу регулятора сталій помилці в аналогічній системі без інтегратора, тобто

$$u_{II}^{ycm} = \varepsilon_0^{ycm} k_{II}. \quad (2.65)$$

У всякій реальній системі управління максимальні значення амплітуди обурюючої дії $f_{Bmax} = b_{max}$ і швидкості зміни задаючого сигналу $(dx_3 / dt)_{max} = u_{3max}$ є обмеженими величинами. Тому використовуючи вирази (2.59) і (2.65), можна знайти та-

кож максимально необхідне значення сигналу на вході і виході інтегрального каналу регулятора

$$\varepsilon_0^{\max} = \left| \frac{1}{k_{01}k_{II}} b_{\max} \right| + \left| \frac{1}{k_{01}k_{02}k_{II}} v_{3\max} \right|, \quad u_{II}^{\max} = \left| \frac{1}{k_{01}} b_{\max} \right| + \left| \frac{1}{k_{01}k_{02}} v_{3\max} \right|. \quad (2.66)$$

Таким чином, не змінюючи властивостей системи управління в сталому режимі, можна відповідно до (2.66) обмежити вхідний і вихідний сигнали інтегрального каналу регулятора (рис. 2.31) і тим самим понизити перерегулювання в перехідному процесі, при стрибкоподібній зміні сигналу завдання.

Скорегований таким чином алгоритм управління (2.42) запишеться у вигляді

$$u = k_{II}\varepsilon(t) + u_{II}, \quad (2.67)$$

$$u_{II} = k_{II} \int \varepsilon(t) dt, \quad \text{при } \varepsilon(t) < \varepsilon_0^{\max}, \quad k_{II} \int \varepsilon(t) dt < u_{II}^{\max},$$

$$u_{II} = k_{II} \int \varepsilon_0^{\max} dt, \quad \text{при } \varepsilon(t) \geq \varepsilon_0^{\max}, \quad k_{II} \int \varepsilon_0^{\max} dt < u_{II}^{\max}, \quad (2.68)$$

$$u_{II} = u_{II}^{\max}, \quad \text{при } k_{II} \int \varepsilon(t) dt \geq u_{II}^{\max}, \quad \text{або } k_{II} \int \varepsilon_0^{\max} dt \geq u_{II}^{\max}.$$

Дослідження систем електроприводу показали, що застосування нелінійного алгоритму управління вигляду (2.67), (2.68) дозволяє забезпечити в астатичних системах управління з високими коефіцієнтами добротності перехідні процеси по управлінню з невеликими перерегулюваннями, порівнянними по величині із значеннями сталої помилки аналогічних систем без інтегрального зв'язку.

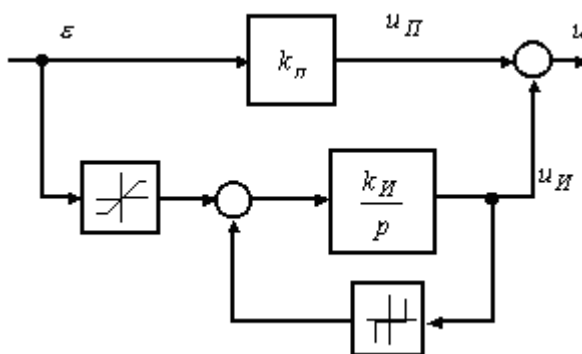


Рисунок 2.30– Структурна схема нелінійного пропорційно-інтегрального регулятора

2.3 Синтез системи керування електропривода постійного струму типу ЭПУ1М – 2 – 4027ДУХЛ4

Даний синтез проводиться стосовно можливості застосування електропривода постійного струму типу ЭПУ 1 – 1 – 3727Д у якості електропривода головного руху токарно-гвинторізного верстата 16К20. Даний привод здійснює управління двигуном постійного струму з незалежним збудженням типу ДПМ – 25. Данні верстата, електропривода, двигуна приведені в табл. 2.1, 2.2.

Таблиця 2.1– Верстат токарно-гвинторізний 16К20. Технічна характеристика

Найбільша довжина оброблюваного виробу, мм	1000
Висота вісі центрів над плоскими направляючими станини, мм	215
Межі обертів, об/хв	12,5-1600
Межі подач, мм/об:	
Поздовжніх	0,05-2,8
Поперечних	0,002-0,11
Потужність електродвигуна головного привода, кВт	11
Найбільший діаметр виробу, встановлюваного над станиною, мм	400
Найбільший діаметр обробки над поперечними салазками супорта, мм	220
Найбільший діаметр прутка, що проходить через отвір в шпинделі, мм	50
Габаритні розміри верстата, мм	

Таблиця 2.1– Продовження

Довжина	2995
Ширина	1190
Висота	1500
Маса верстата, кг	3005

Таблиця 2.2– Основні параметри електроприводів серії ЕПУ1

Тип	Призначення	Зворотній зв'язок	Перегрузка	Напруга мережі, В	Діапазон регулювання
ЭПУ1-1-3727Д ЭПУ1-1-3747Д	для реверсивних приводов, двозонний, з реверсом по полю	по частоті обертання	по струму 2-4	380 440	до 1000 в т.ч. по полю до 5

Таблиця 2.2– Продовження

Тип	Комплектність						
	Блок управління			Електродвигун			
	Струм, А	Габаритні розміри, мм	Маса, кг	Тип	Потужність, кВт	Тривалий момент, Н.м	Напруга, В
ЭПУ1-1-3727Д ЭПУ1-1-3747Д	50	268x242x280	12,5	4ПБМ 4ПФ	1,12-13,2	-	220 440

Таблиця 2.2–Продовження

Тип	Комплектность				
	Трансформатор	Реактор сглаживающий	Реактор коммутационный	Аппаратура защиты	Задатчик частоты обертання
				Автоматичний вимикач АЕ2053М. Запобіжник (3 шт)	ППБ-15Г 1кОм ±5%
ЭПУ1-1-3727Д ЭПУ1-1-3747Д	-	РТП (при необходимости)	РК		

Технічні характеристики двигуна постійного струму:

$$J=6,2 \cdot 10^{-6} \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2; \quad k_m=0,023 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{а}^{-1}; \quad R=3,8 \text{ Ом}; \quad L=0,0057 \text{ Гн};$$

$$k_w=0,098 \text{ в} \cdot \text{с} \cdot \text{рад}^{-1}.$$

2.3.1 Математичне моделювання привода постійного струму

Фізичний опис привода постійного струму описано в літературі [8].

Побудова рівняння. Синтезуємо алгоритм управління по лінійній моделі.

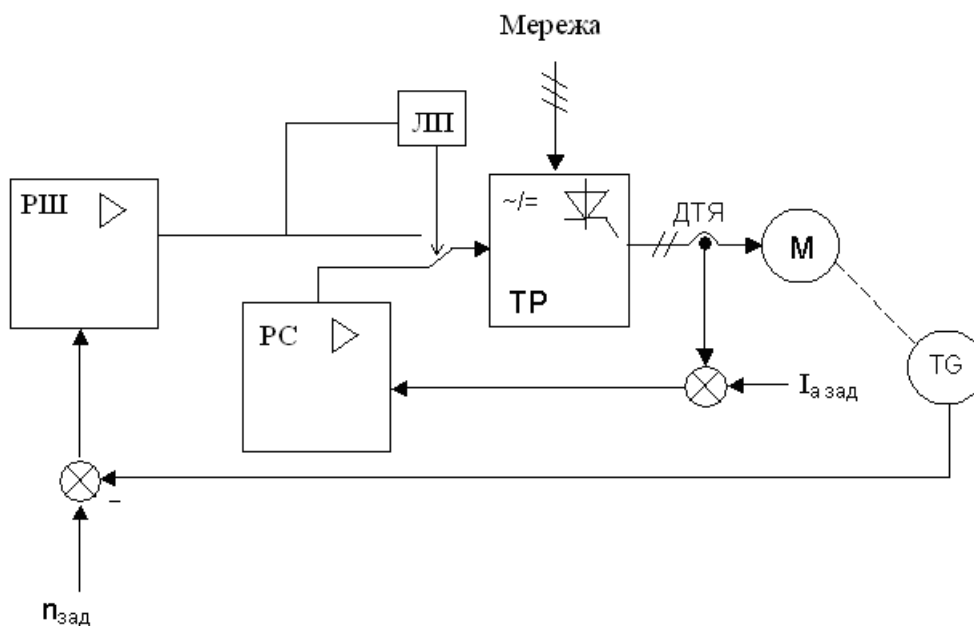


Рисунок 2.31– Структурна схема електропривода

Загальноприйняті рівняння виконавчого двигуна мають вигляд

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_m I + M_c, \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega, \quad L \frac{dI}{dt} + RI = u - k_\omega \omega, \quad (2.69)$$

де I - струм L - індуктивність якірного ланцюга.

Процеси в електричних ланцюгах двигуна протікають істотно швидше, ніж в механічних. Тому зазвичай нехтують впливом ланцюга з передавальною функцією

$W_\omega(p) = \frac{1}{Lp + R}$ і розглядають наступні рівняння динаміки

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_m I + M_c, \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega, \quad RI = u - k_\omega \omega. \quad (2.70)$$

Ця модель використовуватиметься для побудови алгоритмів управління кутовою швидкістю обертання і кутом повороту валу двигуна.

Виключимо з (2.133) змінну I . Маємо

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{k_m}{JR} u - \frac{k_m k_\omega}{JR} \omega + \frac{1}{J} M_c, \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega \quad (2.71)$$

Отже, прискорення по управлінню, прийме вигляд

$$\varepsilon(u, \omega, M_c) = \frac{k_m}{JR} u - \frac{k_m k_\omega}{JR} \omega + \frac{1}{J} M_c \quad (2.72)$$

Задаючою дією для контура кутової швидкості є величина ω^0 . У сталому режимі забезпечується $\omega(\infty) = \omega^0$ якщо $\lambda > 0$ і коефіцієнт посилення $\rho > 0$. Ці параметри повинні бути розраховані з урахуванням електромеханічних характеристик двигуна. Параметр λ характеризує швидкість зменшення помилки $\delta_\omega = \omega^0 - \omega(t)$ відповідно до експоненціального закону $\omega^0 - \omega(t) = c_\omega e^{-\lambda t}$, $\lambda > 0$, де $c_\omega = \omega^0 - \omega(0)$. Величина $1/\lambda = \tau_\omega$ є постійна часу контура кутової швидкості. Вона повинна бути не менше механічної постійної τ_ω двигуна. Отже

$$\lambda \leq \frac{k_m k_\omega}{JR} = \tau_\omega \quad (2.73)$$

Звідси видно, що швидкодія контура кутової швидкості зменшується із зменшенням величини λ . При $\lambda = \tau_\omega^{-1}$ швидкодія контура гранична.

Після визначення параметра λ слід розрахувати значення коефіцієнта посилення ρ контура прискорення. Виходимо з рівняння керованого процесу по кутовій швидкості, при $M_c = 0$

$$\dot{\omega} = \frac{k_m}{JR} u - \frac{k_m k_\omega}{JR} \omega, \quad \dot{u} = \rho(\varepsilon^* - \dot{\omega}). \quad (2.74)$$

$$M(u, \omega, M_c) = \frac{k_m}{R} u - \frac{k_m k_\omega}{R} \omega + M_c, \text{ тому часні похідні}$$

$$m^\omega = J^{-1} \frac{\partial M}{\partial \omega} = -\frac{k_m k_\omega}{JR}, \quad m^u = J^{-1} \frac{\partial M}{\partial u} = \frac{k_m}{JR}. \quad (2.75)$$

Розрахункове співвідношення для ρ можна вивести, аналізуючи динаміку контура прискорення. Диференціюючи перше рівняння (2.74) за часом і підставляючи потім в нього вираз для u з другого рівняння, матимемо

$$\dot{\varepsilon} + \frac{k_m}{JR}(\rho + k_\omega)\varepsilon = \frac{k_m}{JR}\rho\varepsilon^*, \quad (2.76)$$

де $\varepsilon = \dot{\omega}$. Це рівняння описує процеси в контурі прискорення. Постійна часу τ_ε підставляючи вирази для приватних похідних з (2.75), цього контура рівна

$$\tau_\varepsilon = \frac{1}{\rho m^u - m^\omega} = \frac{JR}{k_m(\rho + k_\omega)} = \frac{\tau_m}{1 + \tau_m \frac{k_m}{JR}\rho}. \quad (2.77)$$

Процес управління кутовою швидкістю відповідатиме призначеному закону, якщо швидкодія контура прискорення істотно вище контура ω тобто $\tau_\varepsilon \ll \tau_\omega$. У свою чергу, величина τ_ε не може бути призначена довільно, оскільки керований двигун володіє інерційністю. Нижня межа постійної часу τ_ε визначається електричними властивостями якірного ланцюга. Дійсно з рівняння (2.69) можна знайти

$$L \frac{\partial \varepsilon}{\partial y} + R\varepsilon = \frac{k_m}{J}(u - k_\omega \omega), \quad \varepsilon = \dot{\omega}.$$

Як видно, швидкість зміни прискорення визначається електричною постійною часу $\tau_y = L/R$. Звідси щоб вимоги, що пред'являються, по швидкодії контура прискорення були такими, що фізично реалізуються, величина τ_ε не може бути менше τ_y . З (2.77) маємо

$$\rho = \frac{JR}{k_m} \frac{\tau_m - \tau_\varepsilon}{\tau_\varepsilon \tau_m}, \quad \tau_\varepsilon \geq \tau_y. \quad (2.78)$$

Оскільки $\tau_\varepsilon < \tau_m$, то формула (2.77) завжди дає $\rho > 0$. У випадку $\tau_\varepsilon = \tau_y$ реалізується найбільша швидкодія контура прискорення. Якщо разом з цим згідно (2.78) приймається $\tau_\omega = \tau_m$ то знайдені параметри λ , ρ забезпечують граничну (по фізичних можливостях) швидкодію контура обробки кутової швидкості. У такому разі по (2.73) і (2.78) маємо

$$\rho = \frac{JR}{k_m} \frac{\tau_m - \tau_{\dot{\gamma}}}{\tau_{\dot{\gamma}} \tau_m}, \quad \lambda = \tau_m^{-1}. \quad (2.79)$$

Отже, параметри алгоритму управління кутовою швидкістю обертання валу двигуна розраховуються по формулах (2.78) і (2.79). У нашому випадку контур управління кутовою швидкістю може бути побудований без вимірювання прискорення $\varepsilon = \dot{\omega}$. Функцію, що для цього управляє $u(t)$ необхідно формувати не по (2.79), а враховуючи що

$$\varepsilon^*(\omega) = \lambda(\omega^0 - \omega) \quad (2.80)$$

і інтегруючи обидві частини рівності за часом. В цьому випадку рівняння замкнутого контура будуть

$$\dot{\omega} = \frac{k_m}{JR} u - \frac{k_m k_\omega}{JR} \omega, \quad u = \rho \lambda \int (\omega^0 - \omega) dt - \rho \omega. \quad (2.81)$$

Побудуємо тепер алгоритм управління кутом повороту валу двигуна (кутовим положенням). Приймемо, що контур управління кутовою швидкістю синтезований і його параметри ρ, λ розраховуються з умови, щоб процес зміни $\omega(t)$ підкорявся (2.80). Отримуємо, що початковими рівняннями керованого процесу будуть

$$\dot{\omega} + \lambda \omega = \lambda \omega^0, \quad \dot{\varphi} = \frac{1}{i} \omega, \quad (2.82)$$

де φ - кут повороту валу системи, пов'язаного з валом двигуна через редуктор з передавальним відношенням i . Потрібно синтезувати алгоритм управління, який забезпечує поворот валу двигуна на кут $\varphi^0 = \text{const}$ так, щоб помилка розузгодження $\delta_\varphi = \varphi^0 - \varphi(t)$ підкорялася кінематичному закону

$$\varphi(t) = \varphi^*(t), \quad \varphi^0 - \varphi^*(t) = c_1 e^{-r_1 t} + c_2 e^{-r_2 t}, \quad (2.82.1)$$

Функцією, що управляє, в даному випадку виступає величина ω^0 яка є задаючою дією для контура кутової швидкості. Запишемо рівняння (2.82) у вигляді

$$\ddot{\varphi} + \lambda \dot{\varphi} = \frac{1}{i} \lambda \omega^0 \quad (2.83)$$

Підставимо замість $\varphi(t)$ вираз для $\varphi^*(t)$ з (2.82.1). Отримаємо програмну функцію управління $\omega^0(t) = \frac{1}{i^{-1}\lambda} [r_1(\lambda - r_1)c_1 e^{-r_1 t} + r_2(\lambda - r_2)c_2 e^{-r_2 t}]$ і закон управління із зворотним зв'язком

$$\omega^0(\varphi, \dot{\varphi}) = \frac{i}{\lambda} [r_1 r_2 (\varphi^0 - \varphi) - (r_1 + r_2 - \lambda) \dot{\varphi}]. \quad (2.84)$$

Підставляючи (2.80) в (2.82) отримаємо

$$\ddot{\varphi} + (r_1 + r_2) \dot{\varphi} + r_1 r_2 \varphi = r_1 r_2 \varphi^0. \quad (2.85)$$

Зажадаємо, щоб вирішення цього рівняння відповідало процесу в еталонній системі

$$\tau_\varphi^2 \ddot{\varphi} + 2\zeta \tau_\varphi \dot{\varphi} + \varphi = \varphi^0 \quad (2.86)$$

де τ_φ - постійна часу по регульованій змінній. Ця величина при проектуванні задається. Для якнайкращого перехідного процесу ($\zeta = \sqrt{2}/2$) постійна часу τ_φ приблизно у 3 рази перевершує величину τ_ω . Тому для розрахунку параметрів r_1 , r_2 враховуючи (2.83) і (2.86) будуть справедливі співвідношення

$$r_1 + r_2 = \frac{\sqrt{2}}{\tau_\varphi}, \quad r_1 r_2 = \frac{1}{\tau_\varphi^2}, \quad \tau_\varphi = 3\tau_\omega, \quad (2.87)$$

які є рівняннями відносно r_1 , r_2 . Отже, на підставі (2.84) можна записати

$$\omega^0(\varphi, \dot{\varphi}) = \frac{i}{\lambda} \left[\frac{1}{\tau_\varphi^2} (\varphi^0 - \varphi) - \left(\frac{\sqrt{2}}{\tau_\varphi} - \lambda \right) \dot{\varphi} \right]. \quad (2.88)$$

Проведений розгляд вичерпує завдання побудови алгоритмів управління кутовою швидкістю і кутом повороту валу двигуна. Всі необхідні рівняння для подальшої роботи були побудовані.

Визначення властивостей системи

Знайдемо положення рівноваги $\omega^0(\varphi, \dot{\varphi}) = \frac{i}{\lambda} [\frac{1}{\tau_\varphi^2} (\varphi^0 - \varphi) - (\frac{\sqrt{2}}{\tau_\varphi} - \lambda) \dot{\varphi}]$.

Прирівняємо нулю $\frac{d\varphi}{dt} = 0$ і підставимо в наше рівняння, отримаємо

$$\omega^0(\varphi, \dot{\varphi}) = \frac{i}{\lambda} [\frac{1}{\tau_\varphi^2} (\varphi^0 - \varphi)].$$

Це рівняння підставимо у формулу $u = \rho\lambda \int (\omega^0 - \omega) dt - \rho\omega$. Результат, що ви-
йшов, підставимо в $\dot{\omega} = \frac{k_m}{JR} u - \frac{k_m k_\omega}{JR} \omega$. У результаті маємо

$$0 = \frac{k_m}{JR} \rho\lambda \int \frac{i}{\lambda} \frac{1}{\tau_\varphi^2} (\varphi^0 - \varphi) dt.$$

З чого отримуємо $\varphi^0 = \varphi$.

Цю рівність визначає кут повороту валу двигуна, на якому зупиняється система. Для нашого завдання очевидно, що вал двигуна обернеться на кут, що задається нами, що підтверджується викладеним вище. Оскільки $\varphi^* \geq 0$ для будь-яких значень параметрів системи, положення рівноваги не є стійким.

Побудова імітаційної моделі

Побудова імітаційної моделі з використанням бібліотеки Simulink моделюючого пакету Mat Lab. Реалізуємо імітацію нашої математичної моделі. Для чого використовуємо параметри моделі як у двигуна постійного струму з незалежним збудженням типу ДПМ-25.

Механічна постійна часу даного об'єкту управління $\tau_m = \frac{JR}{k_m k_\omega} = 0.0105$ с.

Постійна часу електричного ланцюга $\tau_y = L/R = 1.5 \cdot 10^{-3}$ с. Тут відношення $\tau_m / \tau_\omega \approx 15$. Що дозволяє не враховувати електричні процеси при синтезі алгоритмів, оскільки вони протікають істотно швидше механічних.

Рівняння досліджуваної системи:

$$\begin{aligned} J \frac{d\omega}{dt} &= k_m I + M_c, \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega, \\ L \frac{dI}{dt} + RI &= u - k_\omega \omega, \\ u &= \rho \lambda \int (\omega^0 - \omega) dt - \rho \omega, \\ \omega^0(\varphi, \dot{\varphi}) &= \frac{i}{\lambda} \left[\frac{1}{\tau_\varphi^2} (\varphi^0 - \varphi) - \left(\frac{\sqrt{2}}{\tau_\varphi} - \lambda \right) \dot{\varphi} \right]. \end{aligned}$$

Законами управління по кутовій швидкості і кутовому положенню є останні два співвідношення. Розрахуємо інші параметри λ , ρ і τ_φ . Прийmemo постійну часу по кутовій швидкості $\tau_\omega \approx 6.6 \tau_m = 0.07$ с. Таким чином ми реалізуємо не найбільш швидкі перехідні процеси. В цьому випадку $\lambda = \tau_\omega^{-1} \approx 14.3$.

Знайdemo постійну часу $\tau_\varepsilon = \tau_y = 1.5 \cdot 10^{-3}$ с. Тепер можемо знайти $\rho = \frac{JR}{k_m} \frac{\tau_m - \tau_\varepsilon}{\tau_\varepsilon \tau_m} = 0.566$. Прийmemo постійну часу $\tau_\varphi = 3 \tau_\omega = 0.21$ с. Коефіцієнт передачі редуктора прийнятий рівним $i = 10^3$.

На нижче приведеному малюнку зображена модель електроприводу, реалізована в MATLAB за допомогою програми Simulink.

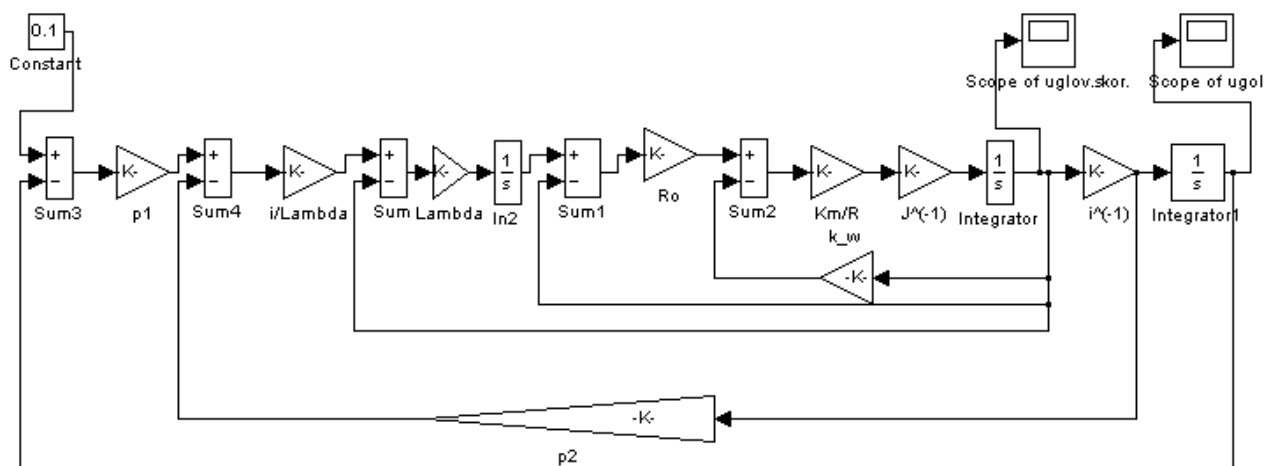


Рисунок 2.32– Імітаційна модель в Simulink

На рис. 2.33, 2.34 приведені результати моделювання здійсненого за допомогою системи зображеною на рис. 2.32.

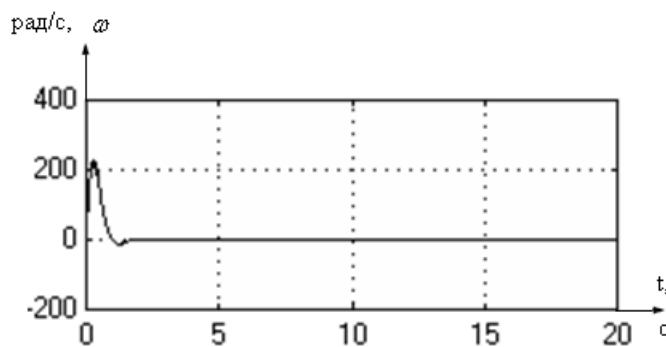


Рисунок 2.33–Залежність кутової швидкості від часу

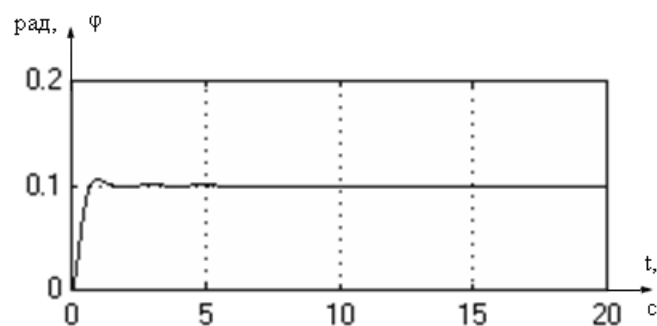


Рисунок 2.34–Залежність кута повороту від часу

Математична модель електроприводу по загальній методиці. Для цього застосовувалися формули

$$u(t) = \frac{\rho_{\varphi}}{\tau_{\varphi}^2} \int (\varphi^0 - \varphi) dt - 2\rho_{\varphi} \frac{\zeta}{\tau_{\varphi}} \varphi - \rho_{\varphi} \dot{\varphi}, \quad \ddot{\varphi} = \frac{k_m}{JR} (i^{-1}u - k_{\omega} \dot{\varphi}).$$

Нижче приводиться описана модель

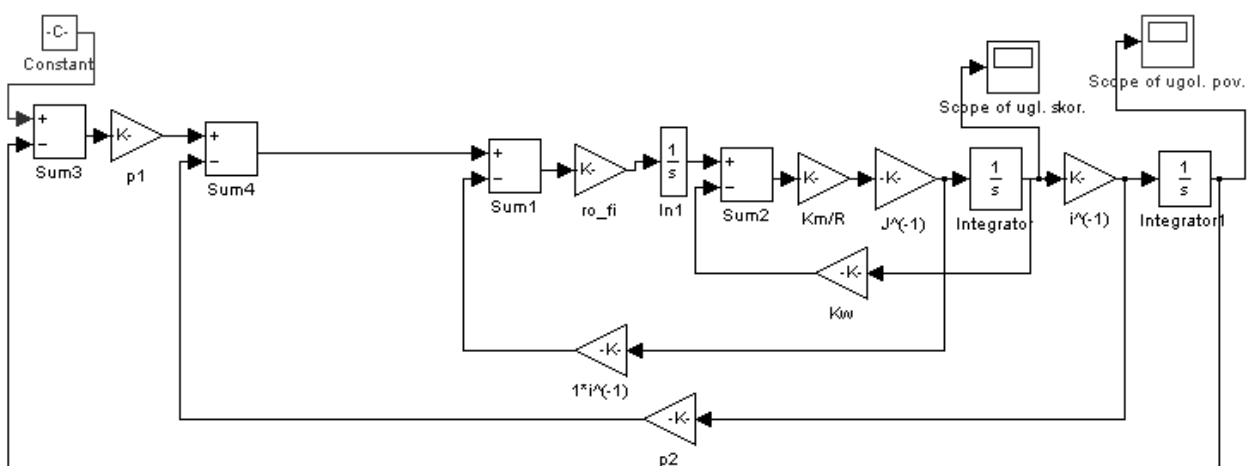


Рисунок 2.35– Імітаційна модель в Simulink, побудована по загальній методиці

Результати роботи даної моделі:

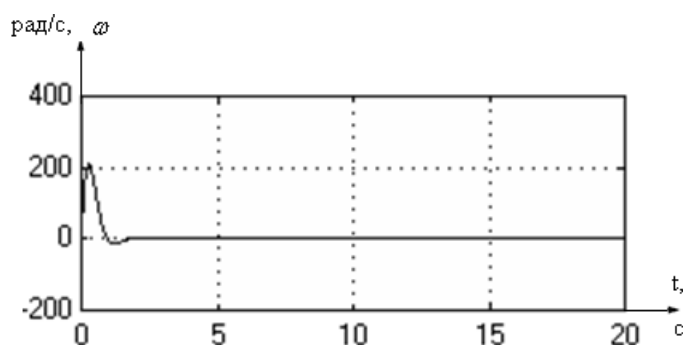


Рисунок 2.36–Залежність кутової швидкості від часу

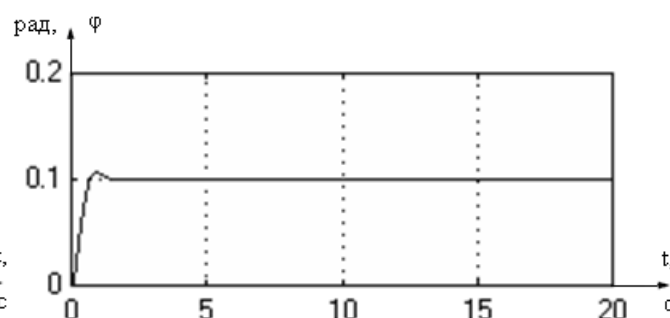


Рисунок 2.37–Залежність кута повороту від часу

2.3.2 Моделювання реактивного моменту опору електропривода з використанням бібліотеки Simulink моделюючого пакету Mat Lab

Моделювання проводиться стосовно можливості застосування електропривода постійного струму в якості привода головного руху координатно-розточного верстата 2E450AMФ4.

За базовий візьмемо електропривод ЕП1 – 2 – 3727Д. Даний привод здійснює управління двигуном постійного струму 4ПО112М2. Технічна характеристика верстата, електропривода та електродвигуна приведенні відповідно в табл. 2.3, 2.4.

Таблиця 2.3– Технічна характеристика координатно-розточного верстата.

Клас точності верстата по ГОСТ	8-82 А
Розміри робочої поверхні стола (довжина х ширина), мм	1120 х 630
Грузопідйомність стола, кг	600
Найбільші переміщення стола (поздовжні/поперечні), мм	1000 / 630
Найбільший хід гільзи шпинделя, мм	260
Виліт шпинделя, мм	710
Відстань від торця шпинделя до робочої поверхні стола, мм	200-750
Конус шпинделя по ГОСТ 15945-70	45
Частота обертання шпинделя, об/хв	10-2500 (по зак. 3150)
Найбільший крутящий момент на шпинделі, Нм	200
Робочі подачі по вісям X, Y, Z, мм/хв	1-1000
Найбільше зусилля подачі по вісям X, Y, Z, Н	10000
Прискорений хід, мм/хв:	
стола та салазок	8000
шпинделя	6000
Найбільший діаметр при розточуванні, мм	250
Найбільший діаметр при свердлінні, мм	30
Потужність головного привода, кВт	7,2
Габарити верстата, мм	2800 х 3280 х 3200
Маса верстата, кг	8000

Основні параметри електропривода серії ЕПУ1 приведені в підпункті 2.3., таблиця 2.2.

Таблиця 2.4– Технічні характеристики двигуна постійного струму

Тип двигуна	Потужність, кВт	Частота обертання, об/хв	Номинальна напруга	Струм якоря, А	Маса, кг
4ПО112М2	5,0	3000	220	26,1	56

Електропривод (рис. 2.38) представляє електромеханічний комплекс.

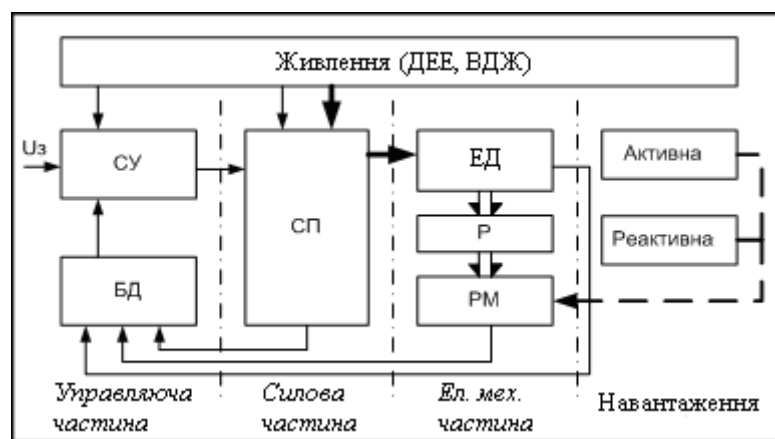


Рисунок 2.38– Блок-схема електропривода

Особливість вирішення рівняння руху електроприводу при роботі з реактивним моментом опору описана в літературі [9]. Працездатність модернізованої моделі двигуна перевірена у складі автоматизованого електроприводу з широтно-імпульсним перетворювачем, модель якого представлена на рис. 2.39.

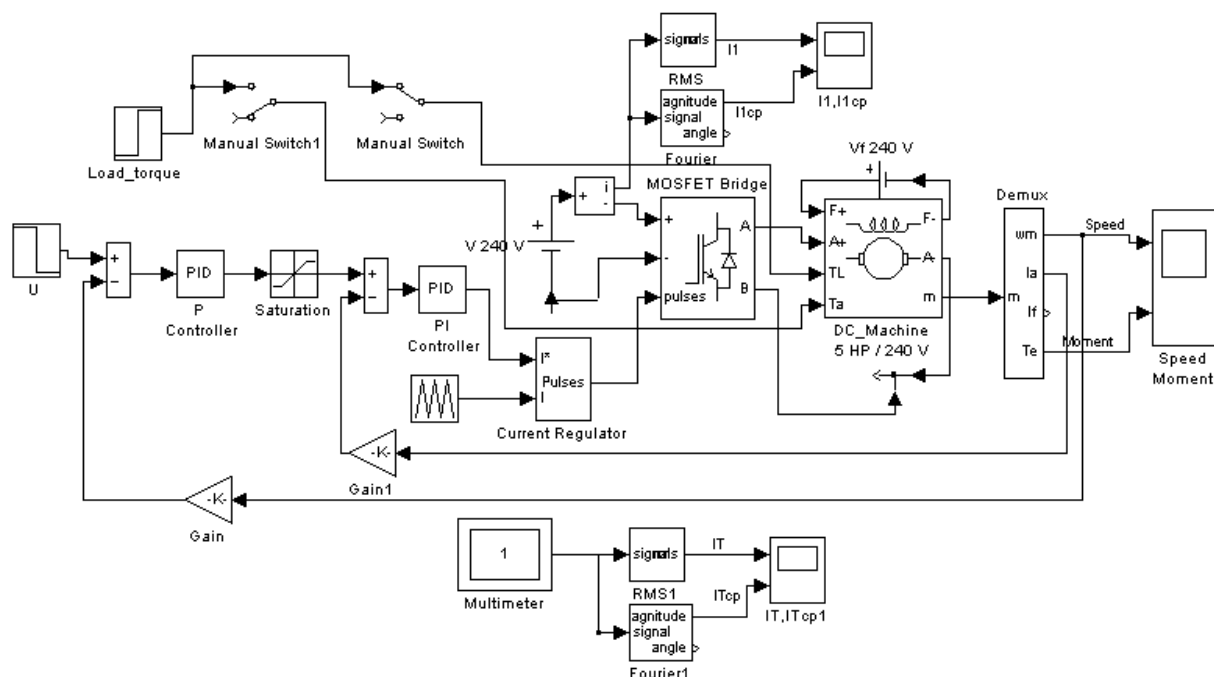


Рисунок. 2.39– Схема моделі автоматизованого електропривода постійного струму в Matlab (Simulink)

На рис. 2.40 показані результати моделювання процесу пуску і реверсу двигуна постійного струму з активним моментом опору $T_a=50$ Нм (рис. 2.40, а) і реактивним $T_L=50$ Нм (рис. 2.40, б).

При роботі з позитивною швидкістю відмінності в діаграмах і по частоті обертання, і по моменту немає. Істотні відмінності з'явилися при зміні знаку частоти обертання. Знак активного моменту навантаження залишився колишнього значення, а знак реактивного моменту змінився на протилежний. Тому інтенсивність розгону на негативну частоту обертання при активному моменті навантаження залишилася незмінною. Інтенсивність гальмування в обох випадках однакова, проте в разі реактивного навантаження із зміною знаку частоти обертання автоматично змінився знак моменту опору і пуск на негативну швидкість йде з тією ж інтенсивністю, що при пуску на позитивну швидкість.

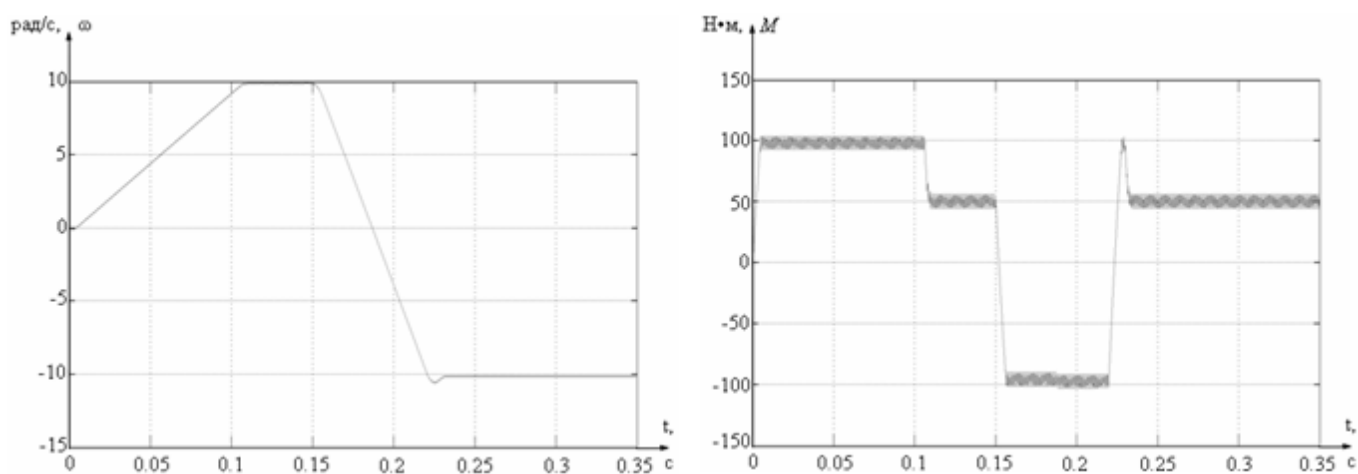


Рисунок 2.40, а– Результати моделювання процесу пуску і реверсу двигуна постійного струму з активним моментом опору $T_a = 50$ Нм

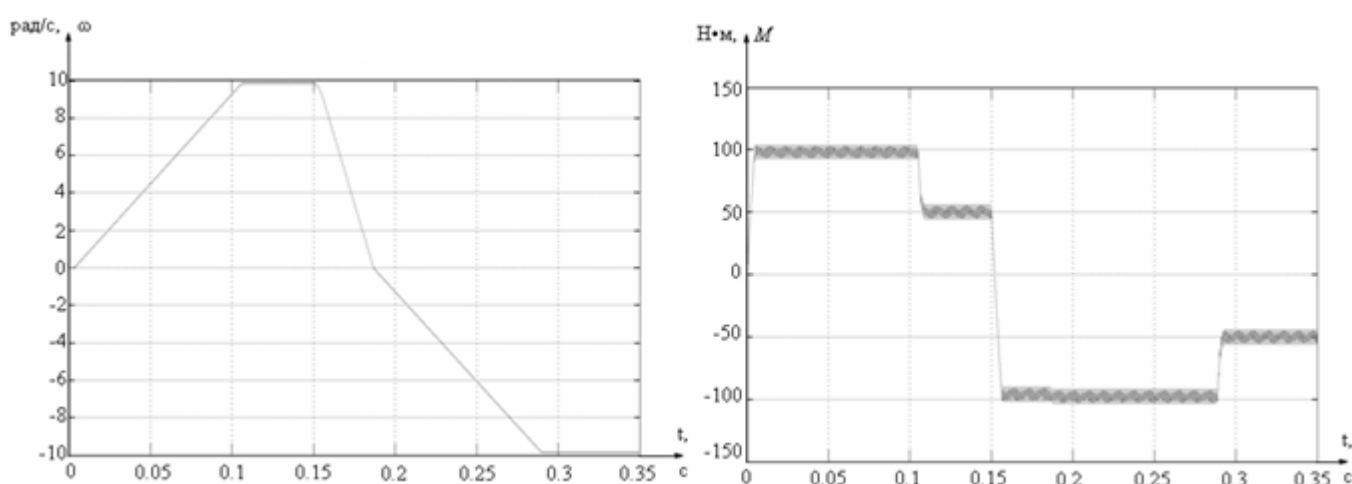


Рис. 2.40, б. Результати моделювання процесу пуску і реверсу двигуна постійного струму з реактивним моментом опору $T_L = 50$ Нм

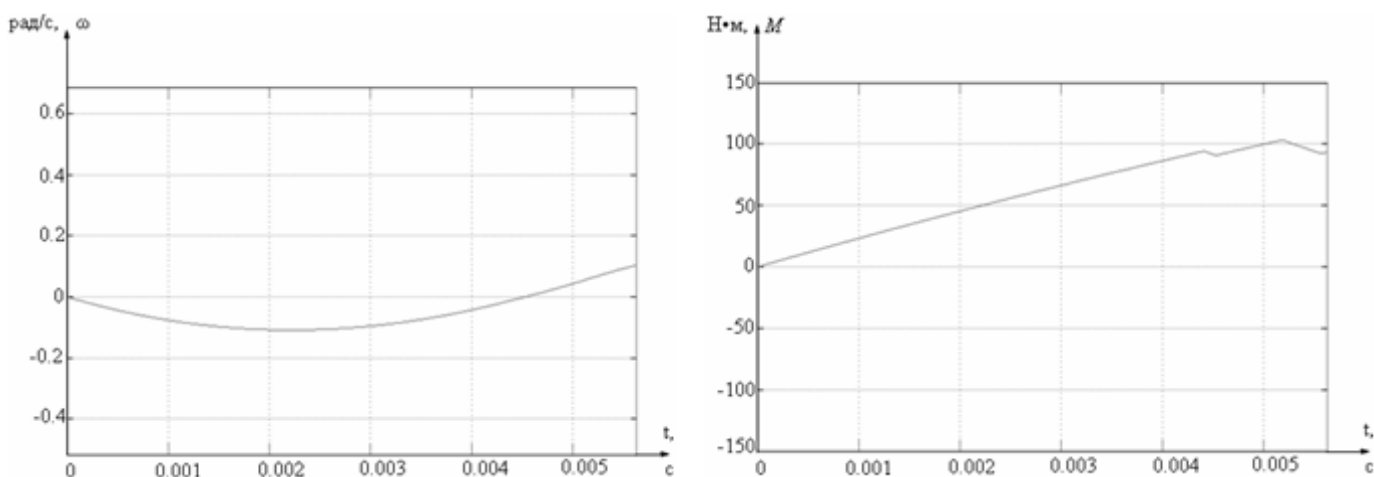


Рисунок 2.40, в– Результати моделювання процесу пуску і реверсу двигуна постійного струму з активним моментом опору $T_a = 50$ Нм

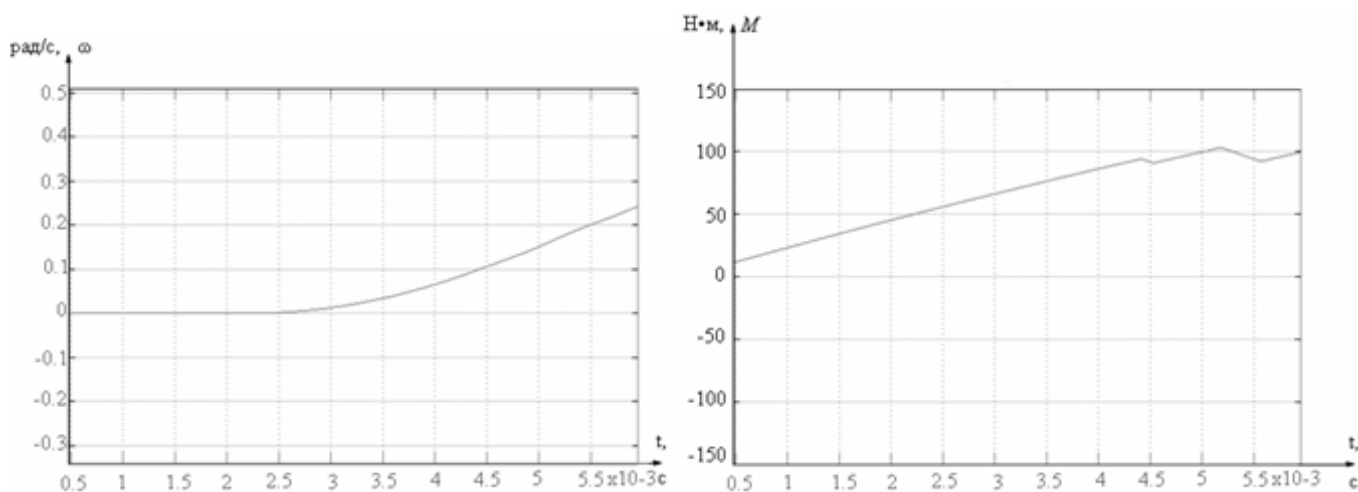


Рисунок 2.40, з– Процес пуску і реверсу ДПС з M_p опору $T_L = 50$ Нм

Розглянемо ретельніше початок пуску. При активному моменті опору (рис. 2.40, в) до тих пір, поки момент двигуна не досягне значення, рівного моменту опору, активний момент розганяє електропривод у зворотному напрямі (на негативну частоту). При перевищенні моменту навантаження починається процес наростання швидкості в позитивному напрямі. При реактивному моменті навантаження частота обертання не змінюється і зберігає нульове значення, поки момент двигуна не перевищить момент навантаження (рис. 2.40, з).

Перевіримо працездатність модернізованої моделі асинхронного двигуна у складі автоматизованого електроприводу з векторним частотно-струмовим управлінням.

Модель автоматизованого електропривода змінного струму з векторним управлінням взята з літератури [9].

Результати моделювання роботи електропривода з реактивним навантаженням представлені на рис. 2.41.

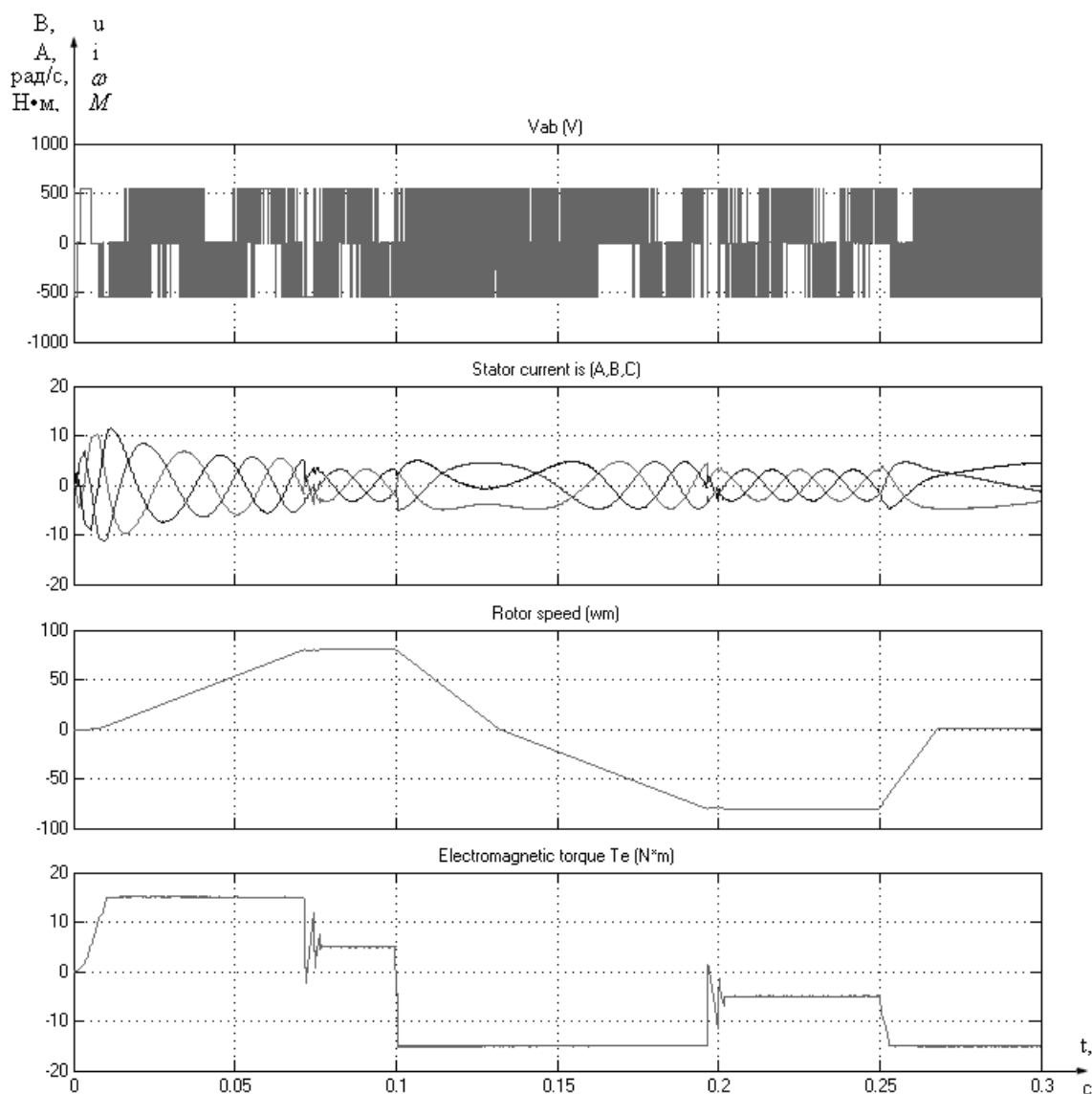


Рисунок 2.41– Результати моделювання роботи електропривода з реактивним навантаженням $T_m=5$ Нм (пуск, реверс і робота на упор)

Отримані результати відповідають розглянутим вище. У момент часу 0,25 с до двигуна прикладається реактивне навантаження, що перевищує максимальний момент. Як і слід було чекати, двигун загальмовується до нульової частоти обертання, розвиваючи заданий максимальний момент.

2.3.3 Моделювання електропривода постійного струму з двозонним регулюванням ЭПУ1М-2-4027ДУХЛ4 у складі токарно-гвинторізного верстата 16К20

Технічна характеристика верстата приведенна в підрозділі 2.3., таблиця 2.1.

В якості електропривода головного руху токарно-гвинторізного верстата 16К20 приймемо електропривод постійного струму ЭПУ1М-2-4027ДУХЛ4, параметри якого вказані в таблиці 2.5.

Таблиця 2.5– Параметри електропривода ЭПУ1М-2-4027Д УХЛ4

Параметри ланцюгів				трансформатор	Двигун	
якорі		збудника			P _н , кВт	n _{max} , об/хв
I _н , А	U _н , В	I _н , А	U _н , В			
100	230	10	220	ТС-25, ТС-40	11-18,5	4500

Оскільки номінальна напруга двигуна 220 В, а електропривод харчується від мережі 380 В використовується трансформатор ТС-40, що рекомендується виробником до даного приводу. Параметри трансформатора приведені в таблиці 2.6.

Таблиця 2.6– Параметри трансформатора ТС-40

U _{2ф} , В	R _{TV} , Ом	L _{TV} , мГн	S, кВА
130	0,026	0,3	25

В електроприводі головного руху використовується двигун постійного струму незалежного збудження 4ПФ132S (таблиця 2.7.).

Таблиця 2.7– Параметри двигуна 4ПФ132S

Р _н , кВт	U _я , В	I _{яп} , А	η%	n _н , об/хв	n _{max} , об/хв	J _д , кгм ²
15	220	87,5	77,9	1400	4500	0,095

Таблиця 2.7–Продовження

R _{яп} , Ом	L _{яп} , Гн	R _в , Ом	L _в , Гн
0,278	5,15*10 ⁻³	58,4	6,03

Робота електроприводу з двозонним регулюванням швидкості в загальному випадку характеризується наступною системою рівнянь [9]:

$$\omega_n = \frac{\pi n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 1400}{30} = 146,53 \text{ рад/с} \quad (2.89)$$

$$C = \frac{U_n - I_n R_{яц}}{\omega_n} = \frac{220 - 87,5 \times 0,278}{146,53} = 1,3 \text{ Ф} \quad (2.90)$$

$$I_B = \frac{U_B}{R_B} = \frac{220}{58,4} = 3,77 \text{ А} \quad (2.91)$$

$$R_e = R_{яц} + R_{TV} + R_{II} = 0,278 + 0,026 + 0,278 = 0,582 \text{ Ом} \quad (2.92)$$

$$R_{II} = 0,278 \text{ Ом}$$

$$L_e = L_{яц} + L_{TV} = 5,15 + 0,3 = 5,45 \text{ мГн} \quad (2.93)$$

$$k_{ТП} = \frac{k_{схя} U_{2ф}}{U_{ym}} = \frac{2,34 \times 130}{10} = 30,42 \quad (2.94)$$

$$k_{схя} = 2,34, U_{ym} = 10 \text{ В}, T_{\mu} = 0,005 \text{ с}.$$

Синтез регулятора струму

Структурна схема внутрішнього контура струму представлена на малюнку нижче

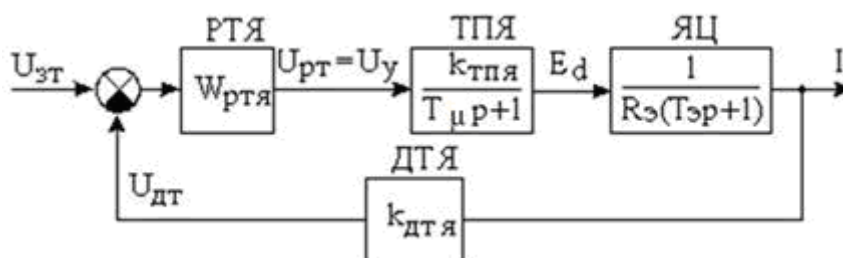


Рисунок 2.43– Структурна схема внутрішнього контура струму

$$W_{PTЯ} = \frac{R_{\text{э}} T_{\text{э}}}{2 T_{\mu} k_{ТП} k_{ДТ}} \frac{T_{\text{э}} p + 1}{T_{\text{э}} p} \quad (2.95)$$

$$k_{ДТЯ} = \frac{U_{эм}}{2 \cdot I_n} = \frac{10}{2 \cdot 87,5} = 0,057 \quad (2.96)$$

$$W_{PTЯ} = \frac{0,582 \cdot 0,0094}{2 \cdot 0,005 \cdot 30,42 \cdot 0,057} \frac{0,0094 p + 1}{0,0094 p} = \frac{0,0094 p + 1}{0,0298 p}$$

Синтез регулятора швидкості

Структурна схема контура швидкості представлена на малюнку нижче



Рисунок. 2.44– Структурна схема контура швидкості

$$W_{PC} = \frac{CT_M k_{дт}}{2T_T R_{\Sigma} k_{дс}} \frac{4T_T p + 1}{4T_T p} \quad (2.97)$$

$$T_T = 2T_{\mu} = 0,01 \text{ с} \quad (2.98)$$

$$k_{дс} = \frac{U_{эм}}{\omega_{max}} = \frac{10}{418,7} = 0,024 \quad (2.99)$$

$$W_{PC} = \frac{1,3 \cdot 0,147 \cdot 0,057}{2 \cdot 0,01 \cdot 0,582 \cdot 0,024} \frac{4 \cdot 0,01p + 1}{4 \cdot 0,01p} = \frac{0,04p + 1}{0,0023p}$$

Синтез регулятора швидкості проводився відповідно до симетричного оптимуму

У двозонному АЕП при зменшенні потоку зменшується коефіцієнт в об'єкті регулювання контура швидкості (за рахунок ослаблення поля двигуна). Якщо контур швидкості був оптимізований на модульний оптимум, то ці зміни викликають зменшення частоти зрізу і зменшення швидкодії, тобто контур стає більш демпфованим. При існуючому зменшенні поля може відбутися навіть втрата працездатності контура. Для того, щоб коефіцієнт в контурі швидкості залишався незмінним при будь-якому значенні поля двигуна, на виході регулятора швидкості встановлюють **ділильний пристрій**, як показано на малюнку

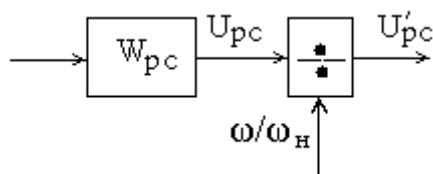


Рисунок 2.45– Дільний пристрій на виході РС

Синтез регулятора потоку. Структурна схема контура потоку представлена на рис. 2.46.

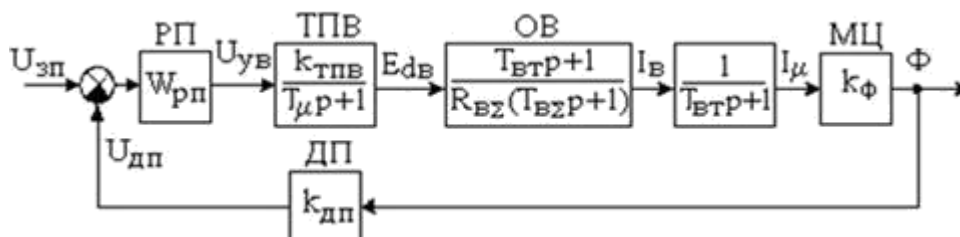


Рисунок. 2.46– Структурна схема контура потоку

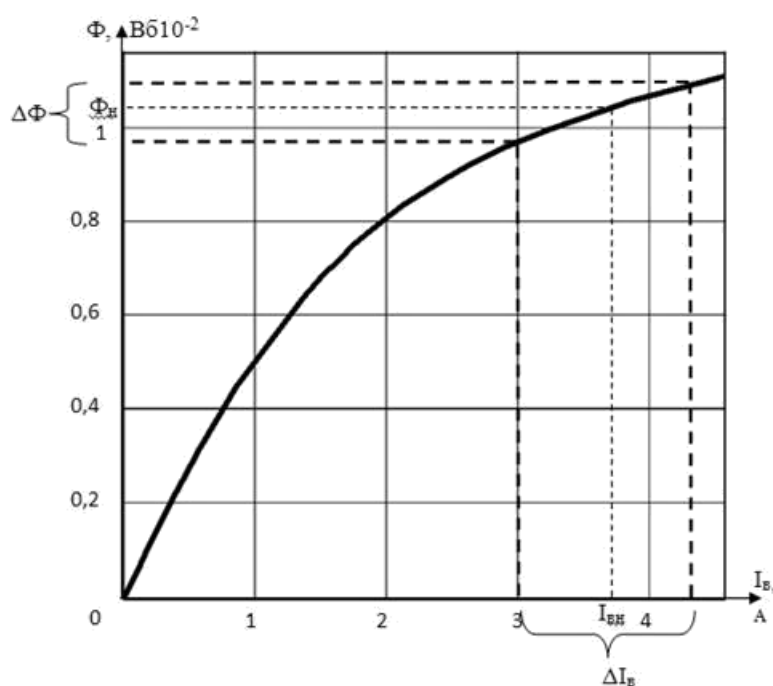


Рисунок 2.47– Характеристика намагнічування двигуна 4ПФ132S

Для визначення коефіцієнта k_{ϕ} , що зв'язує з міну магнітного потоку і струму збудження використовуємо характеристику намагнічення. Дана характеристика є залежністю магнітного потоку Φ від струму збудження.

По характеристиці намагнічення $\Phi_n = 1,05 \cdot 10^{-2} \text{ Вб}$.

$$W_{PI} = \frac{R_{B\Sigma}}{2T_{\mu}k_{ПВ}k_{\Phi}k_{ДП}p} \frac{T_{B\Sigma}p+1}{T_{B\Sigma}p} \quad (2.100)$$

$$T_{B\Sigma} = T_B + T_{BT} = 0,103 + 0,01 = 0,113 \text{ с} \quad (2.101)$$

$$K_{\Phi} = \frac{\Delta\Phi}{\Delta I_B} = \frac{0,0013}{1,25} = 0,00104 \quad (2.102)$$

$$k_{ДП} = \frac{U_{zm}}{\Phi_H} = \frac{10}{0,0105} = 952,38 \quad (2.103)$$

$$W_{PI} = \frac{58,4 \cdot 0,113}{2 \cdot 0,008 \cdot 19,8 \cdot 952,38 \cdot 0,00104} \cdot \frac{0,113p+1}{0,113p} = \frac{0,113p+1}{0,0054p}$$

$$W_{KP}^3 = \frac{\frac{1}{k_{ДП}}}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu}p + 1} \approx \frac{\frac{1}{k_{ДП}}}{2T_{\mu}p + 1} \quad (2.104)$$

Оптимізація проводилася на модульний оптимум, вважаючи наявність датчика потоку. Отримаємо ПІ-регулятор потоку.

Синтез регулятора ЕДС. Структурна схема контура ЕДС представлена на рис. 2.48.

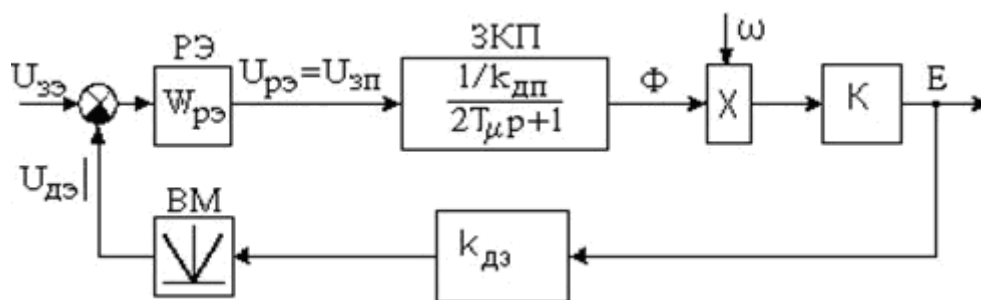


Рисунок 2.48– Структурна схема контура ЕРС

$$W_{PI} = \frac{k_{ДП}}{2T_{\mu}K\omega_{н}K_{ДЭ}p} \quad (2.105)$$

$$T_{\mu} = 2T_{\mu B} = 0,016 \text{ с} \quad (2.106)$$

$$K = \frac{C}{\Phi_H} = \frac{1,3}{0,0105} = 123,81 \quad (2.107)$$

$$\kappa_{ДЭ} = \frac{U_{зм}}{E_H} = \frac{10}{C\omega_H} = \frac{10}{1,3 \cdot 146,53} = 0,0525 \quad (2.108)$$

$$W_{PЭ} = \frac{952,38}{2 \cdot 0,016 \cdot 123,81 \cdot 146,53 \cdot 0,0525p} = \frac{1}{0,032p}$$

Оптимальна настройка контура ЕДС виконуватиметься тільки в одній розрахунковій точці, тобто при швидкості, при якій була проведена оптимізація. Для збереження коефіцієнта посилення в контурі ЕДС незмінним при зміні швидкості, на виході регулятора ЕДС включаємо ділительний пристрій, як показано на рис. 2.49.

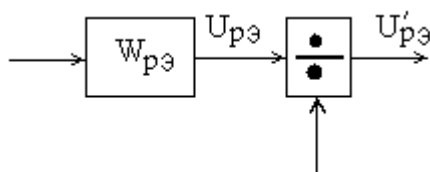


Рисунок 2.49— Ділительний пристрій на виході РЕ

Модельовання двозонного електроприводу постійного струму

Побудову комп'ютерної моделі проводитимемо за допомогою моделюючого пакету MATLAB на підставі структурної схеми, що складається з об'єкту управління і пристрою управління.

Схема комп'ютерного моделювання приведена на рис. 2.50.

На схемі моделювання:

- Блок Look-Up Table видає завдання швидкості з обмеженням прискорення;
- Блок Look-Up Table1 служить для завдання моменту опору;
- Блок Look-Up Table2 відтворює криву намагнічення двигуна.

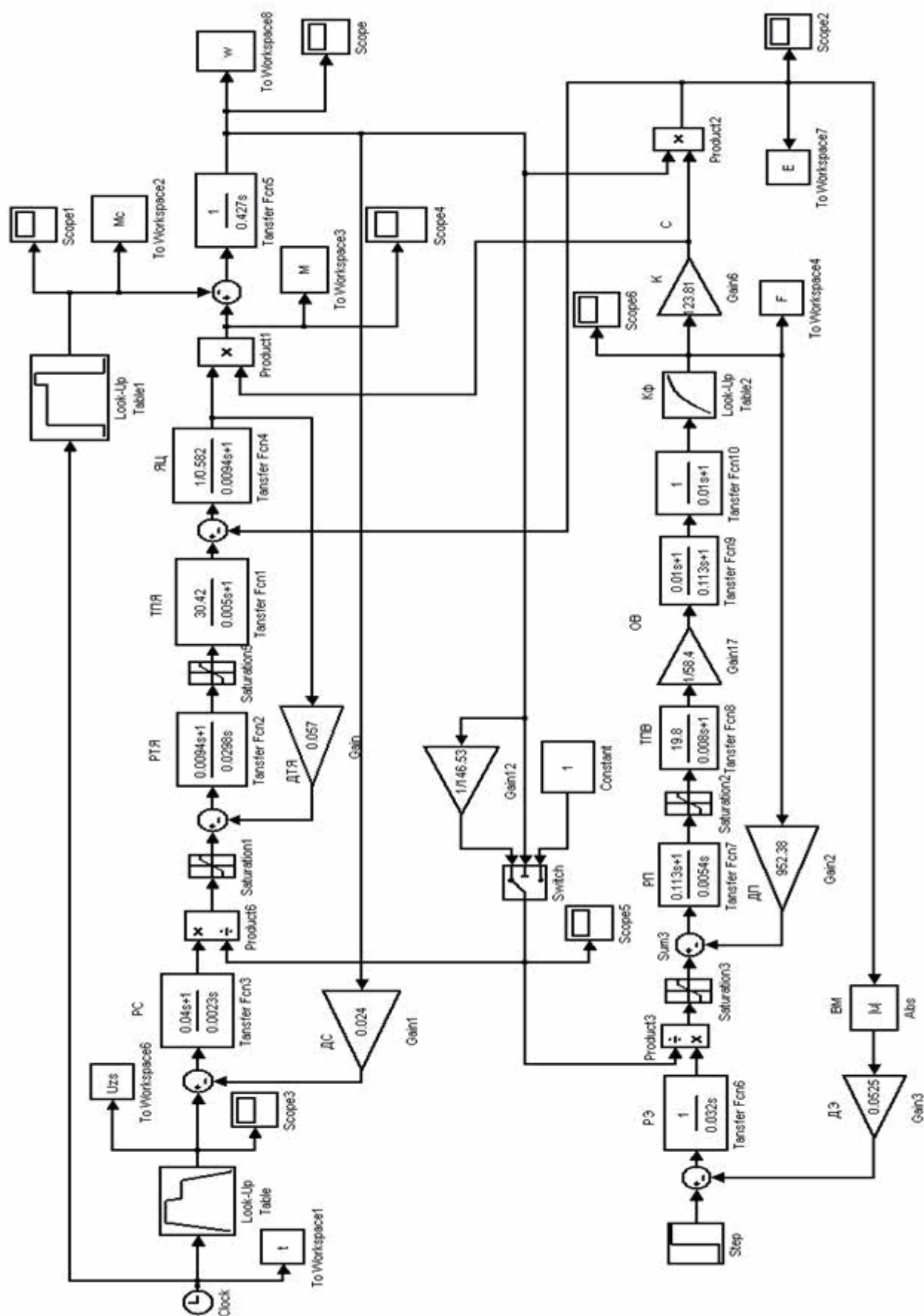


Рис. 2.50. Схема компьютерного моделирования

Графіки моделювання в режимі до номінальної швидкості (рис. 2.51).

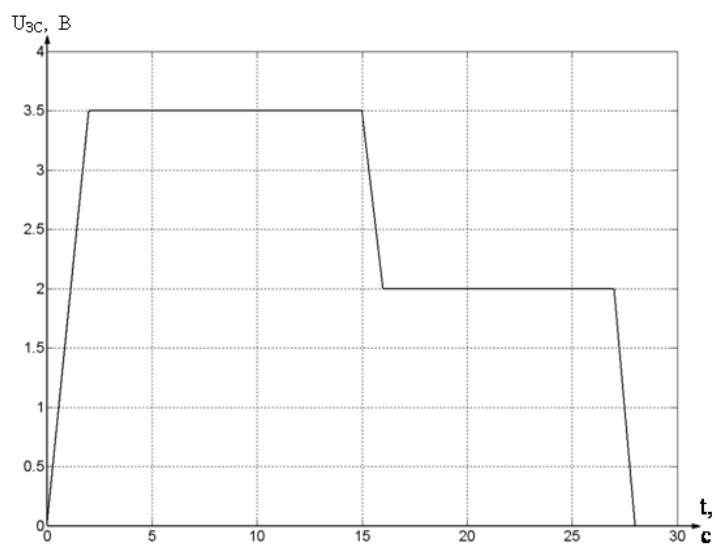


Рис. 2.51, а. Графік напруги завдання швидкості (3,5 В - ном. швидк.)



Рис. 2.51, б. Графік кутової швидкості двигуна

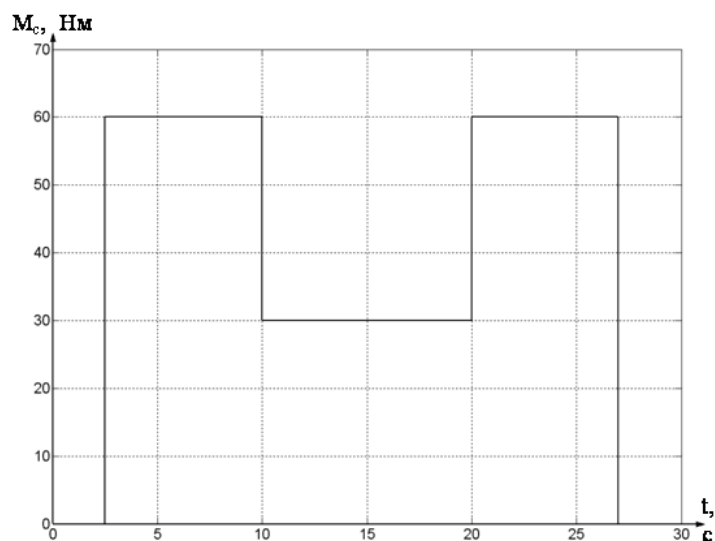


Рис. 2.51, в. Графік завдання моменту опору

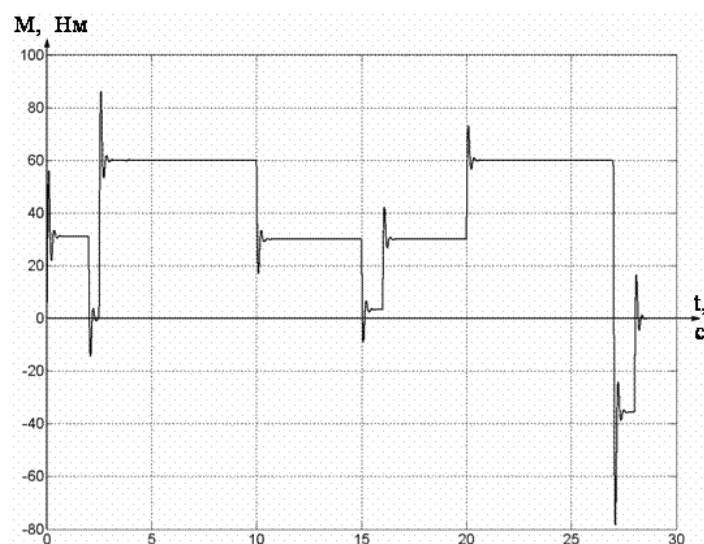


Рис. 2.51, г. Графік моменту двигуна

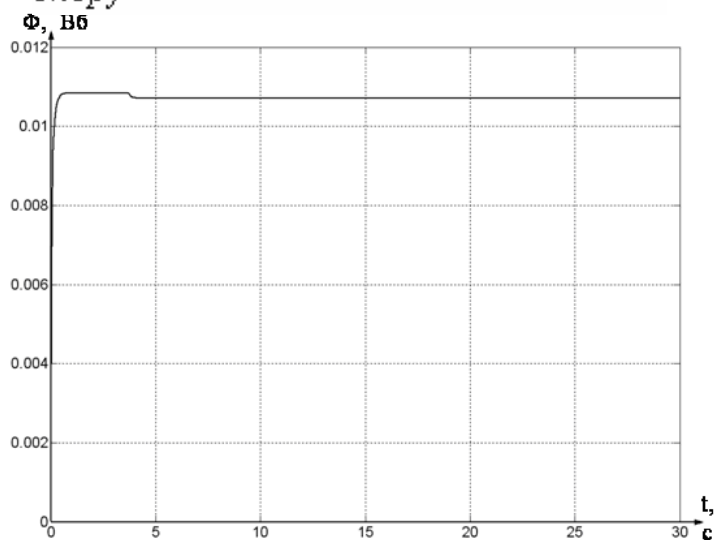


Рис. 2.51, д. Графік потоку збудження

Графіки отримані при моделюванні в режимі вище за номінальну швидкість, приведені на рис. 2.52.

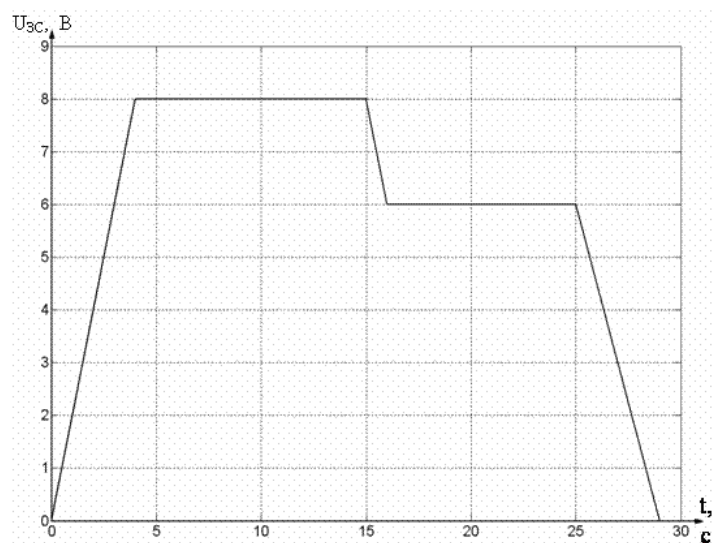


Рис. 2.52, а. Графік напруги завдання швидкості вище номінальної

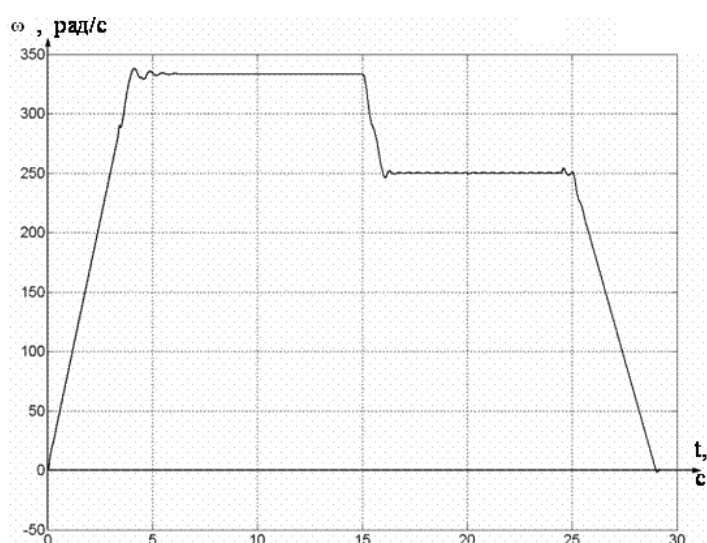


Рис. 2.52, б. Графік кутової швидкості двигуна

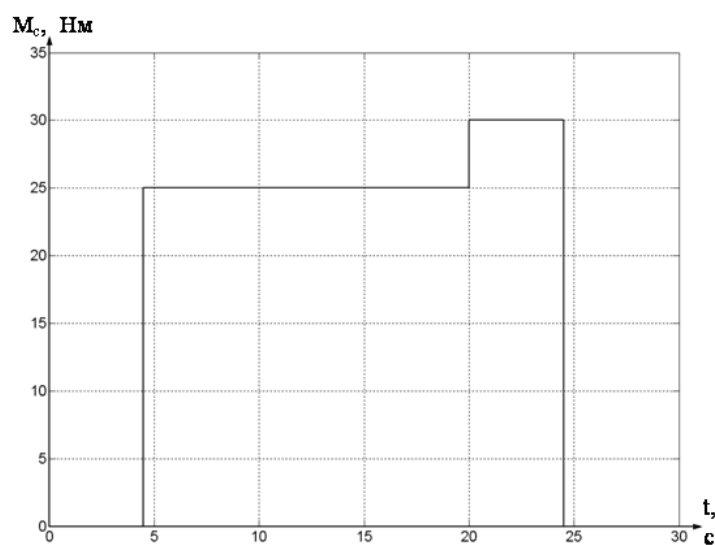


Рис. 2.52, в. Момент опору завдання

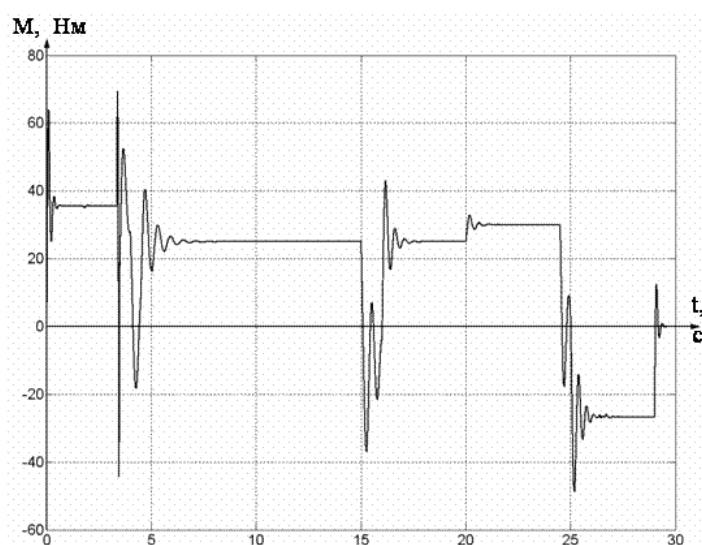


Рис. 2.52, г. Графік моменту двигуна

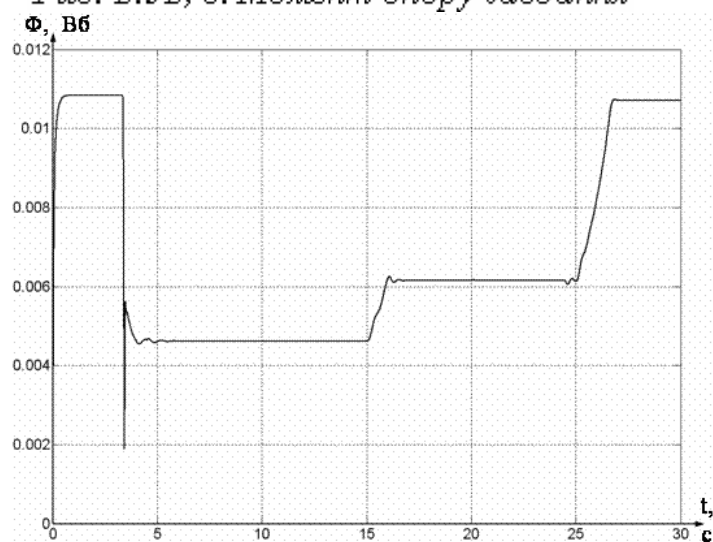


Рис. 2.52, д. Графік потоку збудження

2.3.4 Аналіз і синтез оптимальної одноконтурної САР при використанні безперервного і цифрового регуляторів

Визначення оптимальних параметрів настройки регуляторів

Дослідження проведемо відносно цифрового комплектного електроприводу постійного струму «SIMOREG DC-MASTER 6RA70» фірми Siemens, який може бути використаний в розроблюваному тестовому стенді.

Визначення оптимальних параметрів настройки П, ПІ, ПІД - регуляторів здійснюється по розширеним амплитудно-фазовим характеристикам [10].

Існують два показники ступеня згасання: Ψ - відносний ступінь згасання; m - логарифмічний декремент згасання, які зв'язані між собою наступним співвідношенням:

$$\frac{A_1(z)}{A_{10}(z)} = q_1 + \frac{A_2(z)}{A_{10}(z)}, \quad (2.109)$$

З попередньої формули (2.109) визначаємо значення логарифмічного декремента згасання m :

$$m = \frac{-\ln(1 - \varphi)}{2\pi}, \quad (2.110)$$

Система автоматичного управління володітиме необхідним відносним ступенем згасання, якщо розширена амплитудно-фазова характеристика розімкненої системи автоматичного управління проходить через точку на комплексній площині $(-1, j0)$, тобто

$$Wp(m, j\omega) \cdot Wo(m, j\omega) = -1, \quad (2.111)$$

або

$$-Wp(m, j\omega) = 1 / Wo(m, j\omega) \quad (2.112)$$

Для отримання розширеної амплитудно-фазової характеристики необхідно в передавальну функцію підставити: $p = -m\omega + j\omega = \omega(j-m)$.

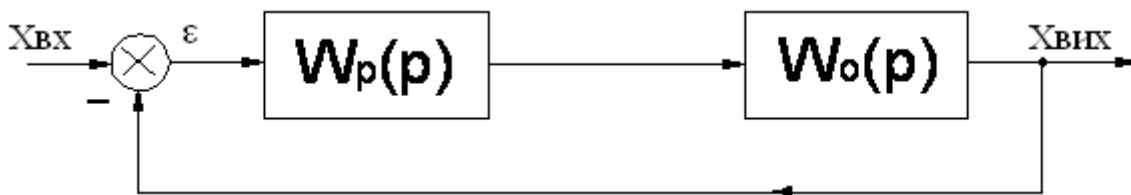


Рисунок 2.53– Структура схеми безперервної САУ

Передавальна функція початкового об'єкту має наступний далі вигляд [10]

$$W_o(p) = \frac{T_5 p^2 + T_4 p + k_0}{T_3 p^3 + T_2 p^2 + T_1 p + 1}, \quad W_o(p) = \frac{0.86 p^2 + 6.9 p + 3.1}{60 p^3 + 47 p^2 + 12 p + 1} \quad (2.113)$$

$$\frac{1}{W_o(m, jw)} = W_o^*(m, jw) = Re^*(m, w) + jIm^*(m, w), \quad (2.114)$$

Формула (2.114) є інверсною розширеною амплітудно - фазовою характеристикою об'єкта.

$$W_o^*(m, jw) = \frac{60w^3(j-m)^3 + 47w^2(j-m)^2 + 12w(j-m) + 1}{0.86w^2(j-m)^2 + 6.9w(j-m) + 3.1}$$

Оскільки задане значення $\Psi = 0.96$, то по формулі (2.110) визначимо значення m і підставимо його в попередню формулу розширеної амплітудно-фазової характеристики, $m = 0.512$.

$$W_o^*(m, jw) = \frac{60w^3(j-0.512)^3 + 47w^2(j-0.512)^2 + 12w(j-0.512) + 1}{0.86w^2(j-0.512)^2 + 6.9w(j-0.512) + 3.1}$$

Перед тим, як визначити оптимальні параметри настройки П, ПІ, ПІД регуляторів знайдемо частоту зрізу нашого об'єкта. Запишемо вираз амплітудно - фазової характеристики нашого об'єкта

$$W_o(j, w) = \frac{0.86(jw)^2 + 6.9(jw) + 3.1}{60(jw)^3 + 47(jw)^2 + 12(jw) + 1}, \quad (2.115)$$

Амплітудно-фазову характеристику об'єкта можна знайти з наступної формули

$$|W_o(jw)| = \sqrt{Re^2(w) + Im^2(w)}, \quad (2.116)$$

де $\text{Re}(w)$ – речова частина амплитудно-фазової характеристики; $\text{Im}(w)$ – уявна частина амплитудно-фазової характеристики.

$$|W_0(jw)| = \frac{\sqrt{0.739w^4 + 42.278w^2 + 9.61}}{\sqrt{3600w^6 + 769w^4 + 50w^2 + 1}}.$$

При нульовій частоті значення амплітуди рівне 3,1. Необхідно знайти таке $w = \omega c$, щоб $|W_0(jw)| = 0.03 \cdot 3.1 = 0.093$.

Таким чином необхідно розв'язати рівняння

$$\frac{\sqrt{0.739w^4 + 42.278w^2 + 9.61}}{\sqrt{3600w^6 + 769w^4 + 50w^2 + 1}} - 0.093 = 0, \quad (2.117)$$

З цього рівняння ми знаходимо наступні параметри $w = 0.417 \text{ c}^{-1}$, отже і $\omega c = 0.417$.

Для визначення оптимальних параметрів регулятора необхідно вирішити рівняння (2.114). Прирівнявши речові і уявні частини в рівнянні (2.114), можемо отримати розрахункові формули для визначення параметрів регуляторів:

П – регулятор $K_p = C_1 = -R'_e(m, w)$, $J'_m = 0$;

ПІ – регулятор $C_0 = w(m^2 + 1)J'_m(m, w)$, $C_1 = mJ'_m(m, w) - R'_e(m, w)$;

ПІД – регулятор $C_0 = w(m^2 + 1)[J'_m(m, w) + C_2 w]$, $C_2 = mJ'_m(m, w) - R'_e(m, w) + 2mwC_2$.

де $C_0 = 1/T_u$; $C_1 = K_p$; $C_2 = T_g$.

Для ПІД – регулятора маємо два рівняння з трьома невідомими, тоді задаємося відношенням

$$\frac{T_g}{T_u} = \alpha(0 - 0.2),$$

В цьому випадку розрахунок формули для ПІД – регулятора приймає наступний вигляд

$$C_0 = 0.5[a \cdot Jm^*(m, w) + \sqrt{a^2 Jm^{*2}(m, w) + 4aw\alpha}];$$

$$C_1 = mJm^*(m, w) - Re^*(m, w) + \frac{2mw\alpha}{C_0},$$

де $a = w(m_2 + 1)$;

$$Re^*(m, w) = \frac{82.277w^5 - 535.649w^4 + 356.977w^3 - 148.48w^2 + 30.3w}{1.179w^4 - 7.68w^3 + 56.189w^2 - 21.928w + 9.61};$$

$$Jm^*(m, w) = \frac{-42.11w^5 - 321.106w^4 + 44.29w^3 - 3.487w^2 - 22.65w + 3.1}{1.179w^4 - 7.68w^3 + 56.189w^2 - 21.928w + 9.61}.$$

Розрахунок оптимальних параметрів настройки для П – регулятора представлений таким чином

$$\begin{cases} Kp = \frac{82.277w^5 - 535.649w^4 + 356.977w^3 - 148.48w^2 + 30.3w}{1.179w^4 - 7.68w^3 + 56.189w^2 - 21.928w + 9.61} \\ \frac{-42.11w^5 - 321.106w^4 + 44.29w^3 - 3.487w^2 - 22.65w + 3.1}{1.179w^4 - 7.68w^3 + 56.189w^2 - 21.928w + 9.61} = 0 \end{cases}, \quad (2.118)$$

З другого рівняння системи (2.118) знайдемо w і підставимо це значення в перше рівняння системи. При рішенні отримаємо, що $w = 0.354 \text{ c}^{-1}$ і оптимальними параметрами настройки П – регулятора є значення $K_{opt} = 1.01$.

Розраховуємо оптимальні значення параметрів настройки ПІ – регулятора.

Для кожного значення частоти від 0 до частоти зрізу знаходяться точки C_1C_0 і C_1 , відповідні необхідному ступеню загасання Ψ . Оптимальним параметром є крапка на лінії, рівному ступеню загасання $C_1C_0 = f(C_1)$, що знаходиться праворуч від глобального максимуму. Ці параметри забезпечують:

$$\int_0^{\infty} \text{mod} \xi(t) dt = \min.$$

Отже, запишемо далі наступну систему рівнянь для ПІ – регулятора

$$\begin{cases} \frac{I}{T_u} = 1.2678wJm^*(m, w) \\ Kp = 0.512Jm^*(m, w) - Re^*(m, w) \end{cases}, \quad (2.119)$$

Таблиця 2.8– Дані для розрахунку оптимальних параметрів настрійок ПІ–регулятора

w	C ₀	C ₁	C ₁ C ₀
0	0	-0.323	0
0.1	0.029	0.117	4.858*10-4
0.2	0.073	0.382	0.028
0.3	0.059	0.777	0.046
0.4	-0.09	1.228	-0.11
0.417	-0.134	1.307	-0.175
0.5	-0.443	1.753	-0.777

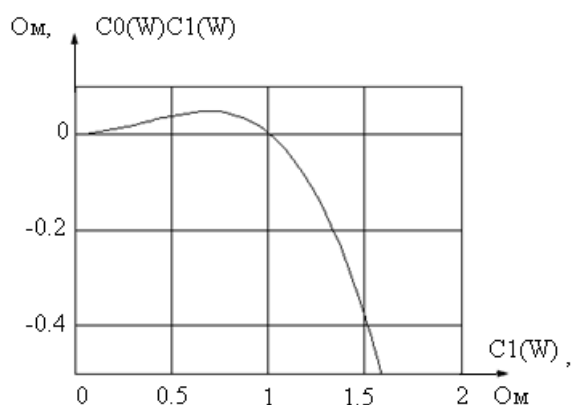


Рисунок 2.54– Графік залежності $C_1C_0 = f(C_1)$ для ПІ – регулятора

Максимальне значення функції $C_1C_0 = 0.048$ мкФ при $C_1 = 0.694$ мкФ. Беремо точку правіше за глобальний максимум $C_1 = 0.777$ мкФ, $C_1C_0 = 0.0459$ мкФ. Розв'язавши систему рівнянь (2.119) отримаємо оптимальні параметри пастройки $K_{ропт} = 0.777$, $T_{иопт} = 16.928$ с. Розраховуємо оптимальні параметри настрійки для ПІД – регулятора

$$\begin{cases} C_0 = 0.5(w(1.268)Jm^*(m,w) + \sqrt{w^2(1.268)^2 Jm^*(m,w) + 0.4w(1.269)}) \\ C_1 = 0.512Jm^*(m,w) - Re^*(m,w) + \frac{0.2*0.512w}{C_0} \end{cases}, (2.120)$$

З системи рівнянь (2.120) для кожного значення частоти від 0 до частоти зрізу знаходяться точки C_1C_0 і C_1 , відповідні необхідному ступеню коливання $m = 0.512$.

Дані розрахунків представлені в таблиці 2.9 по цих даним побудуємо графік залежності $C_1 C_0 = f(C_1)$.

Таблиця 2.9– Розрахунку оптимальних параметрів ПД–регулятора

w	C ₀	C ₁	C ₁ C ₀
0	0	-0.323	0
0.1	0.12	0.097	0.012
0.2	0.2	0.485	0.097
0.3	0.226	0.913	0.207
0.4	0.184	1.447	0.266
0.417	0.172	1.556	0.268
0.5	0.113	2.206	0.25

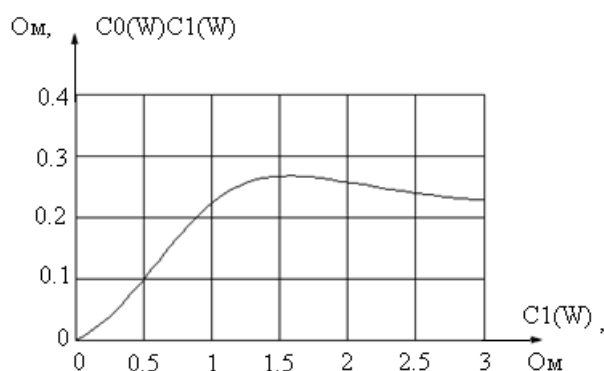


Рисунок 2.55– Графік залежності $C_1 C_0 = f(C_1)$

Необхідно взяти точку, що знаходиться праворуч від глобального максимуму. Максимальне значення $C_1 C_0 = 0.268$ мкФ, при $C_1 = 1.576$ мкФ. Беремо точку $C_1 C_0 = 0.2592$ мкФ при $C_1 = 1.9456$ мкФ. По цих значеннях визначимо оптимальні параметри регулятора

$$C_1 = K_p = 1.9456 \text{ мкФ}; C_0 = \frac{1}{T_u} = 0.1332 \text{ мкФ}; T_u = 7.506 \text{ с}; \frac{T_g}{T_u} = 0.13 \text{ с}; T_g = 0.976 \text{ с}.$$

Таким чином оптимальные параметры настройки для ПД – регулятора

$$T_u^{onm} = 7.506 \text{ с}; T_g^{onm} = 0.976 \text{ с}; K_p^{onm} = 1.9456, m = \frac{-\ln(1-\varphi)}{2\pi}$$

Перехідні процеси в замкнутих системах

Запишемо вираз передавальної функції для системи в замкнутому стані

$$W_3(p) = \frac{W_0(p)W_p(p)}{1 + W_0(p)W_p(p)}, \quad W_0(p) = \frac{0.86_5 p^2 + 6.9 p + 3.1}{60 p^3 + 47 p^2 + 12 p + 1} \quad (2.121)$$

Тоді вираз (2.121) матиме вигляд

$$W_3(p) = \frac{0.86_5 p^2 + 6.9 p + 3.1 W_p(p)}{60 p^3 + 47 p^2 + 12 p + 1 + (0.86_5 p^2 + 6.9 p + 3.1) W_p(p)}, \quad (2.122)$$

Знайдемо передавальну функцію для замкнутої системи з П – регулятором, тобто $W_p(p) = K_p$. K_p – оптимальне значення, знайдене в першому розділі, тобто $K_p = 1.01$.
Передавальна функція замкнутої системи з П – регулятором має наступний вигляд

$$W_3(p) = \frac{0.86 p^2 + 6.969 p + 3.131}{60 p^3 + 47.86 p^2 + 18.969 p + 4.131}, \quad (2.123)$$

Перехідна функція замкнутої системи

$$h(t) = L^{-1} \left\{ \frac{0.86 p^2 + 6.969 p + 3.131}{60 p^3 + 47.86 p^2 + 18.969 p + 4.131} * \frac{1}{p} \right\}, \quad (2.124)$$

Знайдемо полюси функції (2.124). Для цього необхідно знайти коріння наступного рівняння $p(60 p^3 + 47.86 p^2 + 18.969 p + 4.131) = 0$. Вони рівні

$$p_1 = 0; p_2 = -0.435; p_3 = -0.181 - j0.34; p_4 = -0.181 + j0.34.$$

Перехідна функція для замкнутої системи з П – регулятором матиме наступний вигляд $h(t) = 0.757 - 0.052e^{-0.424t} \cdot \cos(0.254t) - 0.3857e^{-0.181t} \cdot \sin(0.354t)$.

Побудуємо перехідний процес функції (рис. 2.56).

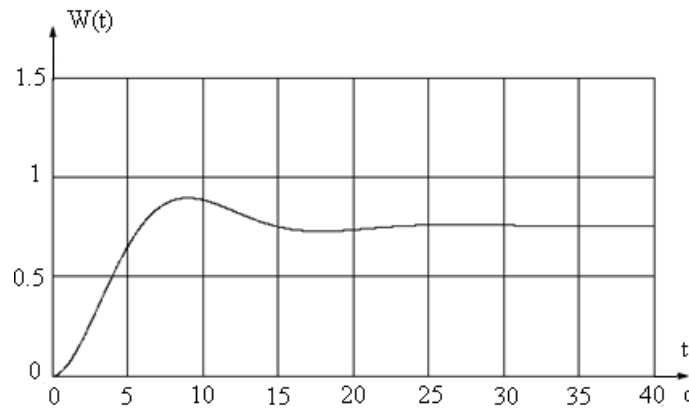


Рисунок 2.56– Перехідний процес в замкнутій системі з П – регулятором

Запишемо передавальну функцію для замкнутої системи з ПІ – регулятором

$$W_p(p) = Kp + \frac{I}{T_u p}$$

Як K_p і T_u беремо значення, які були отримані в першому розділі, тобто беремо $K_p = 0.777$ і $T_u = 16.928$ с. Передавальна функція матиме наступний вигляд

$$W_p(p) = 0.777 + \frac{I}{16.928 p}, \quad (2.125)$$

Запишемо передавальну функцію замкнутої системи з ПІ – регулятором, для цього скористаємося формулою (2.121)

$$W_3(p) = \frac{0.63p^3 + 5.132p^2 + 2.73p + 0.202}{60p^4 + 47.63p^3 + 17.132p^2 + 3.73p + 0.202}, \quad (2.126)$$

Перехідна функція замкнутої системи має наступний вигляд

$$h(t) = L^{-1} \left\{ \frac{0.63p^3 + 5.132p^2 + 2.73p + 0.202}{60p^4 + 47.63p^3 + 17.132p^2 + 3.73p + 0.202} * \frac{1}{p} \right\}, \quad (2.127)$$

Знайдемо полюси функції (2.127). Для цього необхідно знайти коріння наступного рівняння $p(60p^4 + 47.63p^3 + 17.132p^2 + 3.73p + 0.202) = 0$. Вони рівні

$$p_1 = -0.421; p_2 = -0.075; p_3 = -0.149 - j0.29; p_4 = -0.149 + j0.29; p_5 = 0.$$

Перехідна функція для замкнутої системи з ПІ – регулятором матиме наступний вигляд

$$h(t) = 1 - 0.0609e^{-0.421t} - 0.757e^{-0.148t} \cdot \cos(0.29t) - 0.4870.148t \cdot \sin(0.29t) - 0.181e^{-0.075t}$$

Побудуємо перехідний процес функції (рис. 2.57).

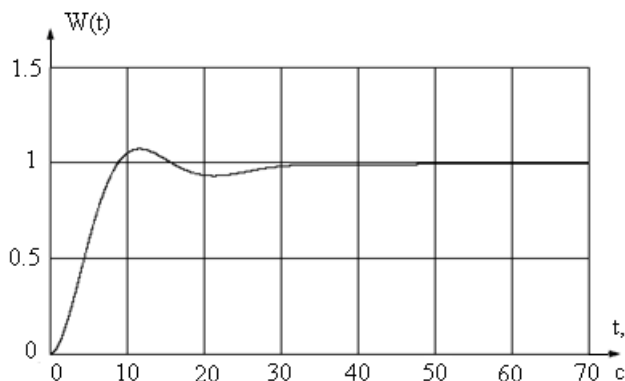


Рисунок 2.57– Перехідний процес в замкнутій системі з ПІ – регулятор

Передавальна функція для замкнутої системи з ПІД – регулятором

$$W_p(p) = K_p + \frac{I}{T_u p} + T_g p$$

Як K_p , T_u і T_g беремо значення, які були отримані в першому розділі, тобто беремо $K_p = 1.9456$, $T_u = 7.506$ с, і $T_g = 0.976$ с. Тоді вираз передавальній функції має наступний далі вигляд

$$W_p(p) = 1.9456 + \frac{1}{7.506 p} + 0.976 p, \quad (2.128)$$

Запишемо предаточную функцію замкнутої системи з ПІД – регулятором, для цього скористаємося формулою (2.121)

$$W_3(p) = \frac{0.83p^4 + 6.957p^3 + 4.92p^2 + 1.722p + 0.413}{60.83p^4 + 53.95p^3 + 16.92p^2 + 2.722p + 0.413}, \quad (2.129)$$

Перехідна функція замкнутої системи має наступний вигляд

$$h(t) = L^{-1} \left\{ \frac{0.83p^4 + 6.957p^3 + 4.92p^2 + 1.722p + 0.413}{60.83p^4 + 53.95p^3 + 16.92p^2 + 2.722p + 0.413} * \frac{1}{p} \right\}, \quad (2.130)$$

Знайдемо полюси функції (2.130). Для цього необхідно знайти коріння наступного рівняння $p(60.83p^4 + 53.95p^3 + 16.92p^2 + 2.722p + 0.413) = 0$. Вони рівні

$$p_1 = 0; p_2 = -0.405 - j0.116; p_3 = -0.405 + j0.116; p_4 = -0.039 - j0.192;$$

$$p_5 = -0.039 + j0.192.$$

Перехідна функція для замкнутої системи з ПД – регулятором матиме наступний вигляд

$$h(t) = 1 - 0.2927e^{-0.404t} \cdot \cos(0.1157t) - 0.032e^{-0.404t} \cdot \sin(0.1157t) - 0.6934e^{-0.038t} \cdot \cos(0.1918t) - 0.2055e^{-0.038t} \cdot \sin(0.1918t).$$

Побудуємо перехідний процес функції (рис. 2.58).

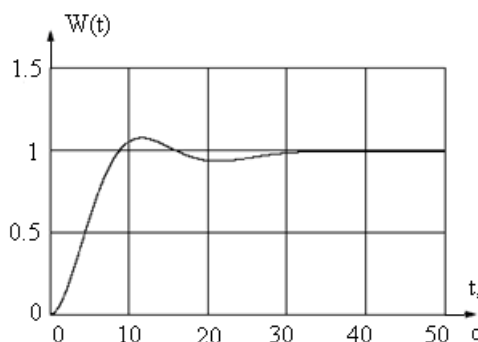


Рисунок 2.58– Перехідний процес в замкнутій системі з ПД – регулятором

Визначення періоду квантування цифрового регулятора і перерахунок його параметрів

Необхідно з'ясувати відповідність коефіцієнтів невизначенності цифрового регулятора. Для вибору періоду вимірювань цифрового регулятора будуємо амплітудно – частотну характеристику замкнутої системи і визначаємо частоту зрізу, при якій значення амплітуди на виході не перевищує три відсотки від амплітуди при нульовому значенні частоти. Для цього візьмемо передавальні функції замкнутої системи (для всіх типів регуляторів). Передавальна функція замкнутої системи з П – регулятором

$$W_3(p) = \frac{0.8686p^2 + 6.969p + 3.131}{60p^3 + 47.8686p^2 + 18.969p + 4.131}, \quad (2.131)$$

Передавальна функція замкнутої системи з ПД – регулятором

$$W_3(p) = \frac{0.6327p^3 + 5.1327p^2 + 2.7316p + 0.202}{60p^4 + 47.632p^3 + 17.132p^2 + 3.731p + 0.202}, \quad (2.132)$$

Передавальна функція замкнутої системи з ПД – регулятором

$$W_3(p) = \frac{0.839p^4 + 6.957p^3 + 4.928p^2 + 1.722p + 0.413}{60839p^4 + 53.9573p^3 + 16.92p^2 + 2.722p + 0.413}, \quad (2.133)$$

Вираз амплітудно – частотної характеристики для системи з П – регулятором матиме наступний вигляд

$$|W_3(jw)| = \frac{\sqrt{(-0.8686w^2 + 3.13)^2 + (6.966w)^2}}{\sqrt{(-47.8686w^2 + 4.131)^2 + (-60w^3 + 18.969w)^2}}. \quad (2.134)$$

Вираз амплітудно – частотної характеристики для системи з ПІ – регулятором матиме наступний вигляд

$$|W_3(jw)| = \frac{\sqrt{(-5.1327w^2 + 0.202)^2 + (-0.6327w^3 + 2.7316w)^2}}{\sqrt{(60w^4 - 17.132w^2 + 0.202)^2 + (-47.632w^3 + 3.73w)^2}}. \quad (2.135)$$

Вираз амплітудно – частотної характеристики для системи з ПІД – регулятором матиме наступний вигляд

$$|W_3(jw)| = \frac{\sqrt{(0.839w^4 - 4.928w^2 + 0.413)^2 + (-6.957w^3 + 1.722w)^2}}{\sqrt{(-60.839w^4 - 16.92w^2 + 4.130)^2 + (-53.957w^3 + 2.722w)^2}}. \quad (2.136)$$

Так як частота зрізу рівна трьом відсоткам від нульового значення, то необхідно вирішити рівняння наступного вигляду

$$|W_3(jw)| - |W_3(0)| = 0. \quad (2.137)$$

При вирішенні рівнянь було отримано: частота зрізу для системи що має в своєму складі П–регулятор $w_c = 2.25 \text{ c}^{-1}$; частота зрізу для системи що має в своєму складі ПІ–регулятор $w_c = 1.6738 \text{ c}^{-1}$; частота зрізу для системи що має в своєму складі ПІД – регулятор $w_c = 3.8194 \text{ c}^{-1}$.

Частоту вимірювань приймають як $T_0 = \frac{0.5 \cdot 3.14}{w_c}$, де $w_c = 3.8194 \text{ c}^{-1}$ (найбільше значення), при якому період квантування рівний $T_0 = 0.411 \text{ c}$. Оскільки отримане

значення менше заданого, то проведемо перерахунок параметрів. У загальному виді дискретну передавальну функцію досліджуваного елемента можна записати таким чином

$$W_p(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2} + \dots + q_v z^{-v}}{p_0 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_L z^{-L}}. \quad (2.138)$$

У нашому випадку вираз (2.138) прийме вигляд

$$W_p(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}, \quad q_1 = -(Kp + 2 \frac{T_g}{T_0}), \quad q_2 = \frac{Kp}{T_0} \quad (2.139)$$

З урахуванням цих виразів необхідно перерахувати параметри безперервних регуляторів в параметри цифрових. Запишемо передавальні функції безперервних регуляторів:

$$\text{П} - \text{регулятор } W_p(p) = 1.01; \quad (2.140)$$

$$\text{ПІ} - \text{регулятор } W_p(p) = 0.6949 + \frac{1}{16.928p}; \quad (2.141)$$

$$\text{ПІД} - \text{регулятор } W_p(p) = 1.9456 + \frac{1}{7.506p} + 0.976p. \quad (2.142)$$

Після обчислення коефіцієнтів q_0 , q_1 і q_2 дискретні передавальні функції матимуть вигляд:

$$\text{П} - \text{регулятор } W_p(z) = \frac{1.01 - 1.01z^{-1}}{1 - z^{-1}} = 1.01; \quad (2.143)$$

$$\text{ПІ} - \text{регулятор } W_p(z) = \frac{0.777 - 0.801z^{-1}}{1 - z^{-1}}; \quad (2.144)$$

$$\text{ПІД} - \text{регулятор } W_p(z) = \frac{4.32 - 6.64z^{-1} + 2.379z^{-2}}{1 - z^{-1}}. \quad (2.145)$$

Аналіз стійкості системи автоматичного управління по критерію Джурі і побудова перехідних процесів в цифрових системах

При аналізі цифрових систем управління їх представляють у вигляді трьох елементів: цифрового фільтру (регулятора), фіксатора і приведеної безперервної частини.

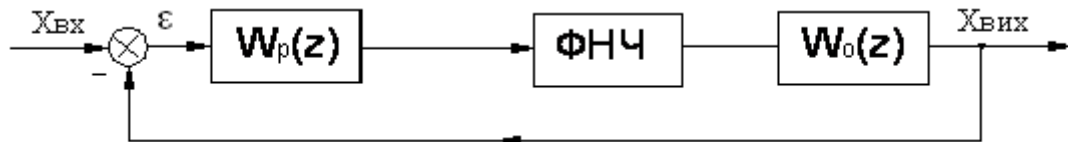


Рисунок 2.59– Структурна схема цифрової системи автоматичного управління

Оскільки система має містити фіксатор нульового порядку з передавальною функцією вигляду

$$K_{\phi}(p) = \frac{1}{p}(1 - e^{-pT}) , \quad (2.146)$$

то з урахуванням того, що $z = e^{-pT}$, цю функцію можна записати в наступному вигляді

$$K_{\phi} = \frac{z - 1}{z \cdot p} . \quad (2.147)$$

Співмножник $1/p$ відносять до лінійної частини, тому передавальна функція приведеної безперервної частини може бути записана в наступному вигляді

$$W_{н.ч.}(p) = \frac{1}{p} W_0(p) (1 - e^{-pT}) . \quad (2.148)$$

Оскільки

$$L^{-1} \left\{ \frac{W_0(p)}{p} \right\} = h(t) ,$$

перехідна функція лінійної частини системи, то z – передавальну функцію лінійної частини знаходимо по наступному виразу

$$W_{н.ч.} = \frac{z-1}{z} \cdot z\{h(n)\} \quad (2.149)$$

Знайдемо вираз для передавальної функції лінійної частини

$$h(t) = \left\{ \frac{0.86p^2 + 6.9p + 3.1}{60p^3 + 47p^2 + 12p + 1} \cdot \frac{1}{p} \right\} \quad (2.150)$$

Для обчислення $h(t)$ скористаємося методом невизначених коефіцієнтів. Необхідно визначити полюси. Для цього необхідно знайти коріння наступного рівняння $(60p^3 + 47p^2 + 12p + 1)p = 0$. Вони рівні

$$p_1 = 0; p_2 = -0,2; p_3 = -0,33; p_4 = -0,25.$$

Перехідна функція лінійної частини має наступний вигляд

$$h(t) = -21,93e^{-0,2t} - 4,03e^{-0,33t} + 22,86e^{-0,25t} + 3,1 \quad (2.151)$$

З урахуванням формули (2.147) отримуємо

$$W_{н.ч.}(z) = \frac{z-1}{z} \cdot \left(\frac{3,1z}{z-1} - \frac{21,93z}{z-e^{-0,0822}} + \frac{22,86z}{z-e^{-0,102}} - \frac{4,03z}{z-e^{-0,1356}} \right)$$

Після розкриття дужок і приведення подібних ми отримуємо рівність в наступному вигляді

$$W_{н.ч.}(z) = \frac{0,0247z^2 - 0,0284z + 0,0066}{z^3 - 2,776z^2 + 2,564z - 0,788} \quad (2.152)$$

Результуюча передавальна функція розімкненої системи може бути визначена як добуток передавальної функції приведеної безперервної частини і передавальної функції цифрового фільтру

$$W(z) = W_{н.ч.}(p) \cdot W_p(p) \quad (2.153)$$

Дискретна передавальна функція замкнутої системи

$$W_3(z) = \frac{W(z)}{1+W(z)} \quad (2.154)$$

Визначимо значення $W_3(z)$ для кожної з систем:

система з П – регулятором. $W_p(z) = 1.01$, $W_{н.ч.}(z)$ – визначена по формулі (2.152), тоді

$$W_3(z) = \frac{0.0247z^2 - 0.0284z + 0.0066}{z^3 - 2.751z^2 + 2.535z - 0.781}; \quad (2.155)$$

система з ПІІ – регулятором.

$$W_p(z) = \frac{0.777 - 0.801z^{-1}}{1 - z^{-1}};$$

$W_{н.ч.}(z)$ – визначена по формулі (2.152), тоді

$$W_3(z) = \frac{0.019z^3 - 0.0407z^2 + 0.0266z + 0.00503}{z^4 - 3.769z^3 + 5.3001z^2 - 3.326z + 0.783}; \quad (2.156)$$

система з ПІД – регулятором.

$$W_p(z) = \frac{4.32 - 6.64z^{-1} + 2.379z^{-2}}{1 - z^{-1}},$$

$W_{н.ч.}(z)$ – визначена по формулі (2.152), тоді

$$W_3(z) = \frac{0.106z^4 - 0.287z^3 + 0.276z^2 - 0.112z + 0.015}{z^5 - 3.669z^4 + 5.053z^3 - 3.076z^2 + 0.676z + 0.015}. \quad (2.157)$$

Після того, як отримаємо вирази дискретних передавальних функцій для всіх систем, проаналізуємо стійкість цих систем по критерію Джурі.

Критерій стійкості полягає в наступному. Нехай заданий $A(z)$ – характеристичний поліном $A(z) = a_0z^n + a_1z^{n-1} + \dots + a_n$, $a_0 > 0$.

Введемо поняття зворотного полінома, що отримується перестановкою коефіцієнтів в зворотному порядку $A(z) = a_nz^n + a_{n-1}z^{n-1} + \dots + a_0$.

Розділимо $A(z)$ на зворотній йому. У результаті отримуємо число q_0 і залишок $A_1(z)$ – поліном $n-1$ ступеня. Домножимо отриманий результат на $z-1$

$$A_1(z) = (a_0 - a_nq_0)z^{n-1} + \dots + (a_{n-1} - a_1q_0).$$

Розділимо залишок $A_1(z)$ на зворотній йому $A_{10}(z)$ і знайдемо нові q_1 і $A_2(z)$

$$\frac{A_1(z)}{A_{10}(z)} = q_1 + \frac{A_2(z)}{A_{10}(z)} \text{ і так далі}$$

Виконуючи ділення поліномів $A_i(z)$ на зворотні їм $A_{i0}(z)$, отримуємо послідовність чисел $q_i = \{q_0, q_1, q_2, \dots, q_{n-2}\}$. Необхідною і достатньою умовою стійкості цифрової системи є нерівності

$$\begin{aligned} A(1) &= (a_0 + a_1 + a_2 + \dots + a_n) > 0; \\ (-1)^n A(-1) &= (a_0(-1)^n + a_1(-1)^{n-1} + \dots + a_n) > 0; \\ |q_i| &< 1, i=0, 1, 2, \dots, n-2. \end{aligned}$$

Використовуючи вище викладене, визначимо стійкість систем.

Система з П-регулятором. Характеристичний поліном має наступний вигляд:

$$\begin{aligned} A(1) &= 1 - 2.7544 + 2.5359 - 0.7817 = 0.003039 > 0. \\ (-1)^3 A(-1) &= -(1 - 2.7544 + 2.5359 - 0.7817) > 0. \\ A(z) &= z^3 - 2.7544z^2 + 2.5359z - 0.7817 \end{aligned}$$

Зворотній поліном

$$A_0(z) = -0.7817z^3 + 2.5359z^2 - 2.7511z + 1.$$

Розділимо $A(z)$ на $A_0(z)$.

$-0.7817 + 2.5359z - 2.7511z^2 + z^3$	$-0.7817z^3 + 2.5359z^2 - 2.7511z + 1$
$-$ $(-0.7817 + 2.1507z - 1.982411z^2 + 0.61z^3)$	$-0.7817 = q_0 \quad q_0 < 1$
$0.3852z - 0.7686z^2 + 0.3888z^3$	

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A_1(z) = 0.3852z - 0.7686z^2 + 0.3888z^3, \quad A_{10}(z) = 0.3888 - 0.7686z + 0.3852z^2.$$

Розділимо $A_1(z)$ на $A_{10}(z)$.

$0.3852z - 0.7686z^2 + 0.3888z^3$	$0.3888 - 0.7686z + 0.3852z^2$
$-(0.3852z - 0.7614z^2 + 0.3816z^3)$	$0.99065 = q_1 \quad q_1 < 1$
$-0.00718z + 0.00723z^2$	

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді $A_2(z) = 0.007238z - 0.007187$.

В результаті розрахунків отримали, що q_0, q_1, q_2 по модулю менше одиниці, таким чином всі три нерівності виконуються. Отже цифрова система стійка.

Система з ПІ-регулятором. Характеристичний поліном має вигляд:

Ступінь полінома $n=4$. Безліч $q_i = \{q_0, q_1, q_2\}$.

$$A(1) = 1 - 3,7569 + 5,3001 - 3,322658 + 0,78347 > 0.$$

$$(-1)^4 A(-1) = 1 - 3,7569 + 5,3001 - 3,322658 + 0,78347 > 0.$$

$$A(z) = z^4 - 3,7569z^3 + 5,3001z^2 - 3,322658z + 0,78347.$$

Зворотній поліном

$$A_0(z) = 1 - 3,7569z + 5,3001z^2 - 3,3226z^3 + 0,7834z^4.$$

Розділимо $A(z)$ на $A_0(z)$.

$0,78 - 3,326z + 5,3001z^2 - 3,756z^3 + z^4$	$1 - 3,7556z + 5,3001z^2 - 3,32z^3 + 0,7834z^4$
$-(0,78 - 2,943z + 4,152z^2 - 2,606z^3 + 0,61z^4)$	$0,783447 = q_0 \quad q_0 < 1$
$-0,383z + 1,147z^2 - 1,1506z^3 + 0,3861z^4$	

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A_1(z) = -0,383 + 1,147z - 1,1506z^2 + 0,3861z^3, \quad A_{10}(z) = -0,361 + 1,1506z - 1,147z^2 + 0,383z^3.$$

Розділимо $A_1(z)$ на $A_{10}(z)$.

$-0,383 + 1,147z - 1,1506z^2 + 0,3861z^3$	$-0,361 + 1,1506z - 1,147z^2 + 0,383z^3$
$-(-0,383 + 1,141z - 1,138z^2 + 0,3801z^3)$	$-0,992116 = q_1, \quad q_1 < 1$
$0,006046z - 0,01207z^2 + 0,00605z^3$	

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A_2(z) = 0,006046z - 0,01207z^2 + 0,00605z^3, \quad A_{20}(z) = 0,00605 - 0,005474z^2 - 0,006046z^3.$$

Розділимо $A_2(z)$ на $A_{20}(z)$.

$0,006046z - 0,01207z^2 + 0,00605z^3$	$0,00605 - 0,005474z^2 - 0,006046z^3$
$-(0,006046z - 0,01207z^2 + 0,00603z^3)$	$0,99774 = q_2 \quad q_2 < 1$
$-0,000027278z + 0,000027353z^2$	

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A_3(z) = -0,000027278z + 0,000027353z^2$$

В результаті розрахунків отримали, що q_0, q_1, q_2 по модулю менше одиниці, таким чином всі три нерівності виконуються. Отже цифрова система стійка.

Система з ПД-регулятором. Характеристичний поліном має вигляд:

Ступінь полінома $n=5$. Безліч $q_i = \{q_0, q_1, q_2, q_3\}$.

$$A(1) = 1 - 3,669 + 5,0537 - 3,0764 + 0,6764 + 0,01589 > 0.$$

$$(-1)^5 A(-1) = -(1 - 3,669 + 5,0537 - 3,0764 + 0,6764 + 0,01589) > 0.$$

$$A(z) = z^5 - 3,669z^4 + 5,0537z^3 - 3,0764z^2 + 0,6764z + 0,01589,$$

Зворотний поліном

$$A_0(z) = 1 - 3,669z + 5,0537z^2 - 3,0764z^3 + 0,6764z^4 + 0,01589z^5.$$

Розділимо $A(z)$ на $A_0(z)$.

$z^5 - 3,669z^4 + 5,0537z^3 - 3,0764z^2 +$ $+ 0,6764z + 0,01589$	$1 - 3,669z + 5,0537z^2 - 3,0764z^3 +$ $+ 0,6764z^4 + 0,01589z^5$
$0,0002z^5 - 0,01z^4 + 0,0488z^3 - 0,0803z^2 +$ $+ 0,0583z + 0,01589$	$0,01589163 = q_0 \quad q_0 < 1$
$0,7347z - 3,1644z^2 + 5,102835z^3 - 3,6802818z^4 + 0,999747z^5$	

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A_1(z) = 0,7347 - 3,1644z + 5,102835z^2 - 3,6802818z^3 + 0,999747z^4$$

$$A_{10}(z) = 0,99974 - 3,680218z + 5,1028z^2 - 3,1644z^3 + 0,7347z^4.$$

Розділимо $A_1(z)$ на $A_{10}(z)$.

$0,7347 - 3,1644z + 5,102835z^2 -$ $3,6802818z^3 + 0,999747z^4$	$0,7347 - 3,1644z + 5,102835z^2 -$ $3,6802818z^3 + 0,999747z^4$
$-(0,7347 - 2,704z + 3,750z^2 -$ $2,3256z^3 + 0,53999z^4)$	$0,734938361 = q_1 \quad q_1 < 1$
$-0,4596z + 1,3255z^2 - 1,3545z^3 + 0,4597z^4$	

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A_2(z) = -0,4596 + 1,3255z - 1,3545z^2 + 0,4597z^3, A_{20}(z) = -0,4597 + 1,3545z - 1,3255z^2 + 0,4596z^3.$$

Розділимо $A_2(z)$ на $A_{20}(z)$.

$-0,4596 + 1,3255z - 1,3545z^2 + 0,4597z^3$	$-0,4597 + 1,3545z - 1,3255z^2 + 0,4596z^3$
$-0,4596 - 1,3244z + 1,3525z^2 + 0,4595z^3$	$-0,99986442 = q_2, q_2 < 1$
$-0,0288981z - 0,02926z^2 + 0,91927z^3$	

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A_3(z) = -0,0288981 - 0,02926z + 0,91927z^2, A_{30}(z) = 0,91927 - 0,02926z - 0,02889881z^2.$$

Розділимо $A_3(z)$ на $A_{30}(z)$.

$-0,0288981 - 0,02926z + 0,91927z^2$	$0,91927 - 0,02926z - 0,02889881z^2$
$0,0288981 - 0,0009198z + 0,028898z^2$	$0,0314359 = q_2, q_2 < 1$
$-0,0305301z + 1,028762z^2$	

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді $A_4(z) = -0,0305301 + 1,028762z$.

В результаті розрахунків отримали, що q_0, q_1, q_2 по модулю менше одиниці, таким чином всі три нерівності виконуються. Отже цифрова система стійка.

Після того, як визначили стійкість системи по критерію Джурі, необхідно побудувати перехідний процеси в замкнутих цифрових системах.

Для побудови перехідних процесів в замкнутих цифрових системах скористаємося зворотним z -перетворенням. Якщо функція має m -полюсів $z_k = \{z_1, z_2, \dots, z_n\}$, то

$$f[n] = \sum_{k=1}^m \frac{A(z_k)}{B'(z_k)} \cdot z_k^{n-1}, \quad (2.158)$$

де $A(z_k)$ – чисельник функції $W_3(z)$; $B'(z_k)$ – похідна знаменника функції $W_3(z)$.

Замкнута система з Π – регулятором. Передавальна функція для цифрової замкнутої системи з Π -регулятором має вигляд

$$W_3(z) = \frac{0,0247z^2 - 0,0284z + 0,0066}{z^3 - 2,751z^2 + 2,535z - 0,781}$$

Перехідна функція замкнутої системи рівна

$$f[n] = Z^{-1} \left\{ \frac{0.0247z^2 - 0.0284z + 0.0066}{z^3 - 2.751z^2 + 2.535z - 0.781} * \frac{z}{z-1} \right\}.$$

Для обчислення $f[n]$ знайдемо полюси функції

$$\frac{0.0247z^2 - 0.0284z + 0.0066}{z^3 - 2.751z^2 + 2.535z - 0.781} * \frac{z}{z-1}.$$

Полюси функції

$$z^1 = 1; z^2 = 0,8422; z^3 = 0,954 - j0,313; z^4 = 0,954 - j0,313.$$

Похідна знаменника функції

$$B'(z) = -11.25z^2 + 10.574z - 3.317 + 4z^3.$$

Підставимо значення полюсів функції і значення похідної у формулу (2.154), отримаємо вираз для

де $a = z^1$; $b = z^2$; $c = z^3$; $d = z^4$;

$$\begin{aligned} f(n) = & \frac{0,0247971 \cdot a^3 - 0,0848042035 \cdot a^2 + 0,0066920589152 \cdot a}{-11,253494787 \cdot a^2 + 10,5742354088930 \cdot a - 3,317701825942148 + 4 \cdot a^3} \cdot a^{n-1} + \\ & + \frac{0,0247971 \cdot b^3 - 0,02848042035 \cdot b^2 + 0,0066920589152 \cdot b}{-11,253494787 \cdot b^2 + 10,5742354088930 \cdot b - 3,317701825942148 + 4 \cdot b^3} \cdot b^{n-1} + \\ & + \frac{0,0247971 \cdot c^3 - 0,02848042035 \cdot c^2 + 0,0066920589152 \cdot c}{-11,253494787 \cdot c^2 + 10,5742354088930 \cdot c - 3,317701825942148 + 4 \cdot c^3} \cdot c^{n-1} + \\ & + \frac{0,0247971 \cdot d^3 - 0,02848042035 \cdot d^2 + 0,0066920589152 \cdot d}{-11,253494787 \cdot d^2 + 10,5742354088930 \cdot d - 3,317701825942148 + 4 \cdot d^3} \cdot d^{n-1} \end{aligned}$$

Зобразимо перехідний процес на рис. 2.60.

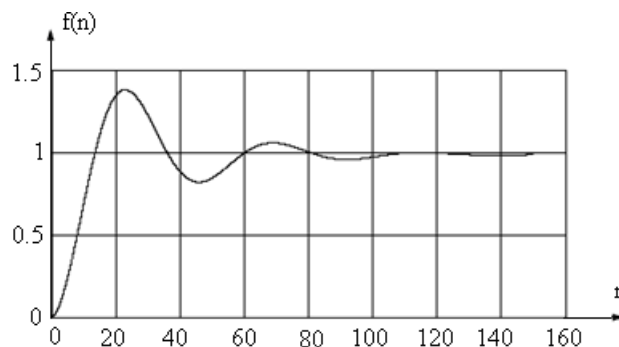


Рисунок 2.60—Перехідний процес в системі з П – регулятором

Замкнута система з ПІ – регулятором. Передавальна функція для цифрової замкнутої системи з ПІ-регулятором має вигляд

$$W_3(z) = \frac{0.019z^3 - 0.0407z^2 + 0.0266z + 0.00503}{z^4 - 3.769z^3 + 5.3001z^2 - 3.326z + 0.783}.$$

Перехідна функція замкнутої системи рівна

$$f[n] = Z^{-1} \left\{ \frac{0.019z^3 - 0.0407z^2 + 0.0266z + 0.00503}{z^4 - 3.769z^3 + 5.3001z^2 - 3.326z + 0.783} * \frac{z}{z-1} \right\}.$$

Для обчислення $f[n]$ знайдемо полюси функції

$$\frac{0.019z^3 - 0.0407z^2 + 0.0266z + 0.00503}{z^4 - 3.769z^3 + 5.3001z^2 - 3.326z + 0.783} * \frac{z}{z-1}.$$

Полюси функції

$$z^1 = 1; z^2 = 0.847; z^3 = 0.965; z^4 = 0.973 - j0.0113; z^5 = 0.973 + j0.0113.$$

Похідна знаменника функції

$$B'(z) = 5z^4 - 19.027z^3 + 27.171z^2 - 17.253z + 4.110$$

Підставимо значення полюсів функції і значення похідної у формулу (2.154), отримаємо вираз для $f[n]$

$$f(n) = \frac{0,0192673467 \cdot a^4 - 0,04079406378195 \cdot a^3 + 0,0266369421745554 \cdot a^2 - 0,00503711274547104 \cdot a}{5 \cdot a^4 - 19,0277706132 \cdot a^3 + 27,17122976855415 \cdot a^2 - 17,2534460480869892 \cdot a + 4,11006000507997356} \cdot a^{n-1} +$$

$$+ \frac{0,0192673467 \cdot b^4 - 0,04079406378195 \cdot b^3 + 0,0266369421745554 \cdot b^2 - 0,00503711274547104 \cdot b}{5 \cdot b^4 - 19,0277706132 \cdot b^3 + 27,17122976855415 \cdot b^2 - 17,2534460480869892 \cdot b + 4,11006000507997356} \cdot b^{n-1} +$$

$$+ \frac{0,0192673467 \cdot c^4 - 0,04079406378195 \cdot c^3 + 0,0266369421745554 \cdot c^2 - 0,00503711274547104 \cdot c}{5 \cdot c^4 - 19,0277706132 \cdot c^3 + 27,17122976855415 \cdot c^2 - 17,2534460480869892 \cdot c + 4,11006000507997356} \cdot c^{n-1} +$$

$$+ \frac{0,0192673467 \cdot d^4 - 0,04079406378195 \cdot d^3 + 0,0266369421745554 \cdot d^2 - 0,00503711274547104 \cdot d}{5 \cdot d^4 - 19,0277706132 \cdot d^3 + 27,17122976855415 \cdot d^2 - 17,2534460480869892 \cdot d + 4,11006000507997356} \cdot d^{n-1} +$$

$$+ \frac{0,0192673467 \cdot e^4 - 0,04079406378195 \cdot e^3 + 0,0266369421745554 \cdot e^2 - 0,00503711274547104 \cdot e}{5 \cdot e^4 - 19,0277706132 \cdot e^3 + 27,17122976855415 \cdot e^2 - 17,2534460480869892 \cdot e + 4,11006000507997356} \cdot e^{n-1}$$

де $a = z^1$; $b = z^2$; $c = z^3$; $d = z^4$; $e = z^5$;

Зобразимо перехідний процес на рис. 2.61.

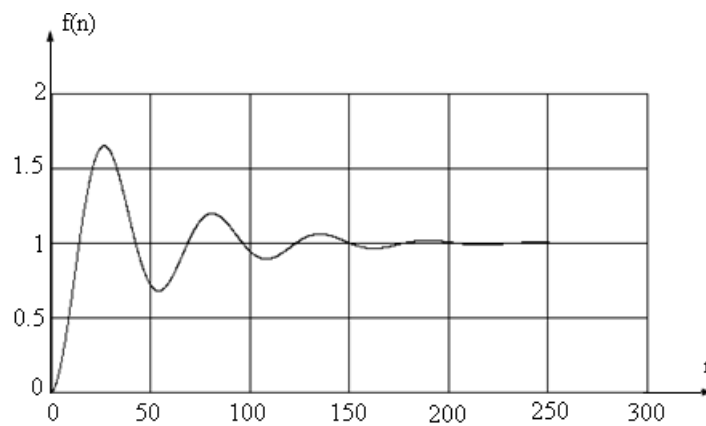


Рисунок 2.61– Перехідний процес в системі з ПІ – регулятор

Замкнута система з ПІД – регулятором. Передавальна функція для цифрової замкнутої системи з ПІД-регулятором має вигляд [10]

$$W_3(z) = \frac{0.106z^4 - 0.287z^3 + 0.276z^2 - 0.112z + 0.015}{z^5 - 3.669z^4 + 5.053z^3 - 3.076z^2 + 0.676z + 0.015}.$$

Перехідна функція замкнутої системи рівна

$$f[n] = Z^{-1} \left\{ \frac{0.106z^4 - 0.287z^3 + 0.276z^2 - 0.112z + 0.015}{z^5 - 3.669z^4 + 5.053z^3 - 3.076z^2 + 0.676z + 0.015} * \frac{z}{z-1} \right\}.$$

Для обчислення $f[n]$ знайдемо полюси функції

$$\frac{0.106z^4 - 0.287z^3 + 0.276z^2 - 0.112z + 0.015}{z^5 - 3.669z^4 + 5.053z^3 - 3.076z^2 + 0.676z + 0.015} * \frac{z}{z-1}.$$

Полюси функції

$$z^1 = 1; z^2 = -0,021; z^3 = 0,84; z^4 = 0,935-j0,171; z^5 = 0,935+j0,171; z^6 = 0,98.$$

Похідна знаменника функції

$$B'(z) = 6z^5 - 23,347 z^4 + 34,893 z^3 - 24,39 z^2 + 7,505z - 0,660$$

Підставимо значення полюсів функції і значення похідної у формулу (2.154), отримаємо вираз для $f[n]$

$$\begin{aligned} f(n) = & \frac{0,1066 \cdot a^5 - 0,2871 \cdot a^4 + 0,27679 \cdot a^3 - 0,112 \cdot a^2 + 0,015 \cdot a}{-23,347 \cdot a^4 + 34,89 \cdot a^3 - 24,390 \cdot a^2 + 7,5057 \cdot a - 0,66 + 6 \cdot a^5} \times a^{n-1} + \\ & + \frac{0,1066 \cdot b^5 - 0,2871 \cdot b^4 + 0,27679 \cdot b^3 - 0,112 \cdot b^2 + 0,015 \cdot b}{-23,347 \cdot b^4 + 34,89 \cdot b^3 - 24,390 \cdot b^2 + 7,5057 \cdot b - 0,66 + 6 \cdot b^5} \cdot b^{n-1} + \\ & + \frac{0,1066 \cdot c^5 - 0,2871 \cdot c^4 + 0,27679 \cdot c^3 - 0,112 \cdot c^2 + 0,015 \cdot c}{-23,347 \cdot c^4 + 34,89 \cdot c^3 - 24,390 \cdot c^2 + 7,5057 \cdot c - 0,66 + 6 \cdot c^5} \cdot c^{n-1} + \\ & + \frac{0,1066 \cdot d^5 - 0,2871 \cdot d^4 + 0,27679 \cdot d^3 - 0,112 \cdot d^2 + 0,015 \cdot d}{-23,347 \cdot d^4 + 34,89 \cdot d^3 - 24,390 \cdot d^2 + 7,5057 \cdot d - 0,66 + 6 \cdot d^5} \cdot d^{n-1} + \\ & + \frac{0,1066 \cdot e^5 - 0,2871 \cdot e^4 + 0,27679 \cdot e^3 - 0,112 \cdot e^2 + 0,015 \cdot e}{-23,347 \cdot e^4 + 34,89 \cdot e^3 - 24,390 \cdot e^2 + 7,5057 \cdot e - 0,66 + 6 \cdot e^5} \cdot e^{n-1} + \\ & + \frac{0,1066 \cdot f^5 - 0,2871 \cdot f^4 + 0,27679 \cdot f^3 - 0,112 \cdot f^2 + 0,015 \cdot f}{-23,347 \cdot f^4 + 34,89 \cdot f^3 - 24,390 \cdot f^2 + 7,5057 \cdot f - 0,66 + 6 \cdot f^5} \cdot f^{n-1} \end{aligned}$$

де $a = z^1$; $b = z^2$; $c = z^3$; $d = z^4$; $e = z^5$; $f = z^6$.

Зобразимо перехідний процес на рис. 2.62.

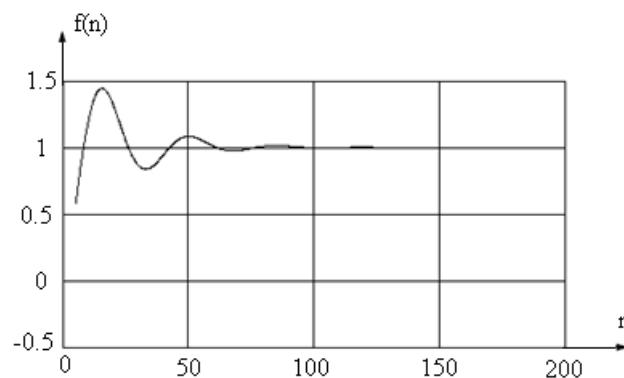


Рисунок 2.62– Перехідний процес в системі з ПІД – регулятором

Розрахунок цифрового фільтру. Для розрахунку цифрового фільтру, що переводить лінійну частину з початкового в кінцевий стан за мінімальне число періодів квантування і що забезпечує обмеження на задану управляючу дію, необхідно обчислити мінімально можливий період квантування, але щоб було задоволено умову

$$|U_m - q_0| \leq 0,05, \quad (2.159)$$

де $U_m = 1,0$.

Обчислення значення q_0 слід розпочати з визначення значень коефіцієнтів чисельника Z -передавальної функції приведеної безперервної частини для прийнятого періоду дискретності. Нехай Z -передавальна функція приведеної безперервної частини представлена у вигляді

$$W_{нч}(z) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}}. \quad (2.160)$$

Тоді Z -передавальна функція оптимального по швидкодії цифрового фільтру $W_\phi(z)$ має вигляд

$$W_\phi(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2} + \dots + q_m z^{-m}}{1 - (p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_m z^{-m})}, \quad (2.161)$$

де $p_i = b_i q_0$, $i = 1, 2, \dots, m$; $q_i = a_i q_0$, $i = 1, 2, \dots, m$;

$$q_0 = \frac{1}{b_1 + b_2 + \dots + b_m}.$$

Скористаємося формулою (2.152) для $W_{нч}(z)$. Знаходимо функції b_i , a_i і T_0 .

Для коефіцієнтів b_i маємо

$$\begin{aligned} b_1(T_0) &= 3.1 - 21.93e^{-0.2T_0} + 22.86e^{-0.25T_0} - 4.03e^{-0.53T_0}; \\ b_2(T_0) &= -18.83e^{-0.58T_0} + 0.95e^{-0.22T_0} + 25.96e^{-0.53T_0} + 18.83e^{-0.2T_0} - 0.93e^{-0.45T_0} - 25.96e^{-0.25T_0}; \\ b_3(T_0) &= 21.93e^{-0.58T_0} - 22.86e^{-0.53T_0} + 4.03e^{-0.45T_0} - 3.1e^{-0.78T_0}. \end{aligned}$$

Для коефіцієнтів a_i маємо

$$a_1(T_0) = -e^{-0.33T_0} - e^{-0.25T_0} - e^{-0.2T_0}; \quad a_2(T_0) = e^{-0.58T_0} + e^{-0.53T_0} + e^{-0.45T_0}; \quad a_3(T_0) = -e^{-0.78T_0}.$$

Знайдемо вираз для q_0

$$q_0(T_0) = \frac{1}{b_1 + b_2 + b_3} =$$

$$= \frac{1}{3.1 - 3.1e^{-0.33T_0} - 3.1e^{-0.25T_0} + 3.1e^{-0.58T_0} + 3.1e^{-0.53T_0} - 3.1e^{-0.2T_0} + 3.1e^{-0.45T_0} - 3.1e^{-0.78T_0}}$$

$$q_0(T_0) = \frac{0.323}{1 - e^{-0.33T_0} - e^{-0.25T_0} + e^{-0.58T_0} + e^{-0.53T_0} - e^{-0.2T_0} + e^{-0.45T_0} - e^{-0.78T_0}}. \quad (2.162)$$

Визначимо T_0 при якому виконується умова (2.158), для цього побудуємо графік залежності і зобразимо його на наступному рис. 2.63.

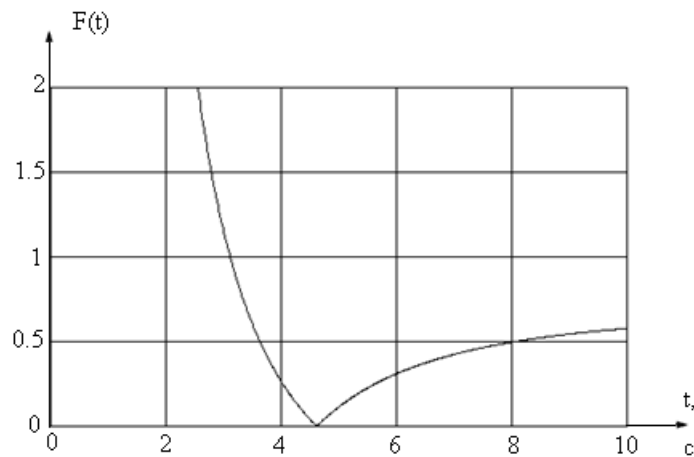


Рис. 2.63 Графік залежності $|U_m q_0(T_0)|$

При побудові графіка бачимо, що $T_0 = 4,61$, $q_0(T_0) = 1,002$.

Визначимо коефіцієнти, підставивши знайдене значення T_0 у вираз (2.162) і (2.163)

$$b_1(T_0) = 0,718; b_2(T_0) = 0,332; b_3(T_0) = -0,052; a_1(T_0) = -0,932; a_2(T_0) = 0,281;$$

$$a_3(T_0) = -0,027;$$

Підставляючи знайдені значення у вирази (2.159) і (2.160) визначимо передавальні функції приведеної безперервної частини і цифрового фільтру.

$$W_{нч}(z) = \frac{0.182969z^{-1} + 0.095615z^{-2} + 0.003896z^{-3}}{1 - 1.481007z^{-1} + 0.695097z^{-2} - 0.101098z^{-3}}. \quad (2.163)$$

$$W_{\phi}(z) = \frac{1.002 - 0.934z^{-1} + 0.282z^{-2} - 0.027z^{-3}}{1 - 0.719z^{-1} - 0.333z^{-2} - 0.052z^{-3}}. \quad (2.164)$$

Знаходимо Z – передавальну функцію для розімкненої цифрової системи за формулою

$$Wp(z) = W_{н.ч.}(z) \cdot W\phi(z). \quad (2.165)$$

Визначимо Z – передавальну функцію замкнутої системи по каналу завдання – управляюча дія по формулі

$$W_3^{\varphi_{3\mu}}(z) = \frac{W_\phi(z)}{1 + W_\phi(z)W_{нч}(z)}, \quad (2.166)$$

Визначимо Z – передавальну функцію замкнутої системи по каналу завдання – вихідний сигнал за формулою

$$W_3^{\varphi_{3\mu}}(z) = \frac{W_\phi(z)W_{нч}(z)}{1 + W_\phi(z)W_{нч}(z)}, \quad (2.167)$$

Нехай f – функція залежності між q_0 від T_0 , тобто $q_0 = f(T_0)$, тоді f^{-1} – обернена до неї функція, тобто $T_0 = f^{-1}(q_0)$. Для того, щоб знайти період квантування необхідно мінімізувати функцію $T_0 = f^{-1}(q_0)$ з урахуванням умови (2.158).

Оскільки в явному вигляді функцію $T_0 = f^{-1}(q_0)$ вивести складно, але з графіка видно, що вона монотонно згасає, отже мінімум на відрізку $q_0 \in [3,45; 3,55]$ буде при $q_0 = 3,55$. Розрахунок T_0 зводиться до вирішення рівняння

$$3.55 = \frac{0.4}{1 - e^{-T_0} - e^{-\frac{T_0}{2}} - e^{-\frac{T_0}{3}} + e^{-\frac{3}{2}T_0} + e^{-\frac{4}{3}T_0} + e^{-\frac{5}{6}T_0} - e^{-\frac{11}{6}T_0}}. \quad (2.168)$$

Для вирішення даного рівняння скористаємося алгоритмом пошуку кореня рівняння методом дихотомії. Після вирішення рівняння ми отримали, що

$$T_0 = 1,25.$$

Підставляючи значення $T_0 = 1,25$ с у вирази (2.161) - (2.166) знайдемо коефіцієнти Z -передавальних функцій приведеної безперервної частини.

$$W_{нч}(z) = \frac{0.182969z^{-1} + 0.095615z^{-2} + 0.003896z^{-3}}{1 - 1.481007z^{-1} + 0.695097z^{-2} - 0.101098z^{-3}}. \quad (2.169)$$

При цьому $q_0 = 3,540075$. Згідно формулі (2.160)

$$W_{\phi}(z) = \frac{3.540075 - 5.242875z^{-1} + 2.460694z^{-2} - 0.357894z^{-3}}{1 - 0.647726z^{-1} - 0.338483z^{-2} - 0.013792z^{-3}}. \quad (2.170)$$

Знайдемо Z-передавальну функцію розімкненої цифрової системи. Вона рівна $W_p(z) = W_{нч}(z) \cdot W_{\phi}(z)$ і рівна

$$W_p(z) = \frac{0,647726z^5 - 0,620803z^4 - 0,037272z^3 + 0,149369z^2 - 0,024633z - 0,001394}{z^6 - 2,128733z^5 + 1,3159z^4 - 0,063826z^3 - 0,149369z^2 + 0,024633z + 0,001394}. \quad (2.171)$$

Z-передавальна функція замкнутої цифрової системи по каналу завдання – управляюча дія рівна

$$W_3^{\varphi_3\mu}(z) = \frac{W_{\phi}(z)}{1 + W_{\phi}(z)W_{нч}(z)} = \frac{W_{\phi}(z)}{1 + W_p(z)} \quad (2.172)$$

$$W_3^{\varphi_3\mu}(z) = \frac{3,54z^6 - 10,49z^5 + 12,69z^4 - 8,01z^3 + 2,77z^2 - 0,49z + 0,04}{z^6 - 1,48z^5 + 0,69z^4 - 0,10z^3}.$$

Z-передавальна функція замкнутої цифрової системи по каналу завдання – вихідна величина рівна

$$W_3^{\varphi_3\varphi}(z) = \frac{W_{\phi}(z)W_{нч}(z)}{1 + W_{\phi}(z)W_{нч}(z)} = \frac{W_p(z)}{1 + W_p(z)} \quad (2.173)$$

$$W_3^{\varphi_3\varphi}(z) = \frac{0,647726z^5 - 0,620803z^4 - 0,037272z^3 + 0,149369z^2 - 0,024633z - 0,001394}{z^6 - 1,481007z^5 + 0,695097z^4 - 0,101098z^3}.$$

Обчислимо коефіцієнти посилення по вказаних каналах. За визначенням коефіцієнт посилення є відношення зміни на виході до зміни на вході в сталому режимі, тобто

$$K = \frac{\Delta y(\infty)}{\Delta x(\infty)}. \quad (2.174)$$

Оскільки

$$f(y) = \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1)F(z), \quad (2.175)$$

то підставляючи вирази (2.172) і (2.173) у вираз (2.174) знайдемо, що $\varphi(\infty)=1$, а $\mu(\infty)=0,4$. Оскільки $\Delta x(0)=1$, $a(0)=0$ і $\mu(0)=0$, то коефіцієнт посилення по каналу завдання – вихідна величина рівний 1, а по каналу завдання – управляюча дія рівний 0,4. Побудуємо перехідну функцію цифрового фільтру. Вона рівна

$$f(n) = z^{-1} \left\{ \frac{3,540075z^3 - 5,242875z^2 + 2,460694z - 0,357894}{z^3 - 0,647726z^2 - 0,338483z - 0,013792} \cdot \frac{z}{z-1} \right\}$$

Для обчислення $f[n]$ знайдемо полюси функції

$$\frac{3,540075z^3 - 5,242875z^2 + 2,460694z - 0,357894}{z^3 - 0,647726z^2 - 0,338483z - 0,013792} \cdot \frac{z}{z-1}.$$

Знаходимо 2 полюси 1-го порядку і 1 полюс 2-го порядку. Полюси 1-го порядку: $z=-0,307$ і $z=-0,045$. Полюс 2-го $z=1$. Для обчислення перехідної функції необхідно обчислити похідну наступної функції

$$\frac{z(3,540075z^3 - 5,242875z^2 + 2,460694z - 0,357894) \cdot z^{n-1}}{(z+0,307)(z+0,045)}.$$

Похідна даного виразу рівна

$$\left[\frac{(3,540075(n+3)z^{n+2} - 5,242875(n+2)z^{n+1} + 2,460694(n+1)z^n - 0,357894nz^{n-1})}{(z+0,307)^2(z+0,045)^2} \cdot \frac{(z+0,307)(z+0,045)}{(z+0,307)^2(z+0,045)^2} \right] - \left[\frac{(3,540075z^{n+3} - 5,242875z^{n+2} + 2,460694z^{n+1} - 0,357894z^n)}{(z+0,307)^2(z+0,045)^2} \cdot \frac{(2z+0,352)}{(z+0,307)^2(z+0,045)^2} \right].$$

Тоді передавальна функція прийме вигляд

$$f[n] = 1,396 + 0,284n - 1,173 \cdot (-0,0307)^{n-1} + 0,075 \cdot (-0,045)^{n-1}.$$

Зобразимо перехідний процес на графіку рис. 2.64

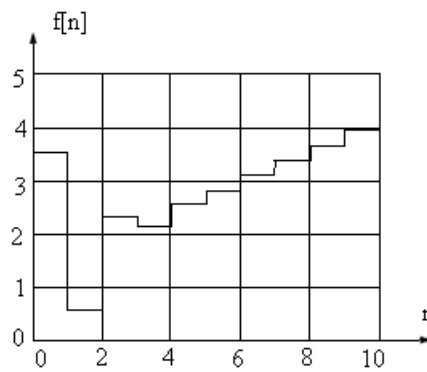


Рисунок 2.64—Перехідна функція цифрового фільтру

Для побудови перехідних процесів в замкнутій цифровій системі по каналах завдання – вихідна величина і завдання – управляюча дія скористаємося рівняннями в кінцевих різницях. Суть методу полягає в наступному. Нехай передавальна функція цифрової системи

$$F(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 z^{m-n} + b_1 z^{m-n-1} \dots b_m z^{-n}}{a_1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots a_n z^{-n}}.$$

Цій передавальній функції відповідає рівняння в кінцевих різницях

$$a_0 y[k] + a_1 y[k-1] + \dots + a_n y[k-n] = b_0 x[k+m-n] + b_1 x[k+m-n-1] + \dots + b_m x[k-n], k=0,1,2,\dots$$

Значення шуканої вихідної величини рівне

$$y[k] = \frac{1}{a_0} (b_0 x[k+m-n] + b_1 x[k+m-n-1] + \dots + b_m x[k-n] - a_1 y[k-1] + \dots + a_n y[k-n]) \quad (2.176)$$

Згідно формулі (2.176) отримаємо, що перехідна функція замкнутої цифрової системи по

- каналу завдання – вихідна величина

$$y[k] = 0,647726 \cdot x[k-1] - 0,620803 \cdot x[k-2] - 0,037272 x[k-3] + 0,149369 \cdot x[k-4] - 0,024633 x[k-2] - 0,001394 \cdot x[k-2] + 1,481007 y[k-1] - 0,695097 y[k-1] + \dots + 0,101098 y[k-3];$$

- каналу завдання – управляюча дія

$$y[k] = 3,540075 \cdot x[k] - 10,485749 \cdot x[k-1] + 12,686121 \cdot x[k-2] - 8,004397 \cdot x[k-3] + 2,770507 \cdot x[k-4] - 0,497542 \cdot x[k-5] + 0,036182 \cdot x[k-6] + 1,481007 \cdot y[k-1] - 0,695097 \cdot y[k-2] + 0,101098 \cdot y[k-3].$$

Дані розрахунків були зведені в таблиці з урахуванням того, що $x[k]=1$.

Таблиця 2.10– Перехідна функція замкнутої цифрової системи по каналу завдання – вихідна величина

k	y[k]
0	0
1	0,648
2	0,986
3	1
4	1

Оптимальний управляючий вплив і реакція на нього приведеної безперервної частини

Оптимальна управляюча дія була знайдена в попередньому пункті і в координатах часу має наступний вигляд

$$\mu(t) = 3,54(h(t) - h(t-T_0)) - 1,703(h(t-T_0) - h(t-2T_0)) + 0,758(h(t-2T_0) - h(t-3T_0)) + 0,4 h(t-3T_0), \quad (2.177)$$

де $h(t)$ – функція Хевісайда; T_0 – період квантування рівний 1,25. Тоді

$$\mu(t) = 3,54(h(t) - h(t-1,25)) - 1,703(h(t-1,25) - h(t-2,5)) + 0,758(h(t-2,5) - h(t-3,75)) + 0,4 h(t-3,75). \quad (2.178)$$

Зобразимо даний управляючий вплив на графіку рис.2.65.

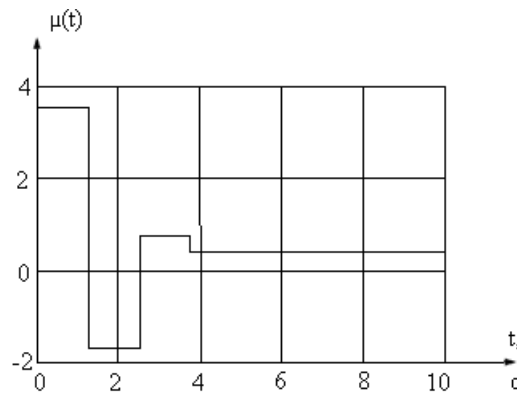


Рисунок 2.65– Оптимальна управляюча дія

Для знаходження реакції безперервної лінійної частини на дану дію скористаємося зображенням Лапласа. Використовуючи властивість лінійності даного зображення і теорему запізнювання знайдемо, що

$$\begin{aligned} \varphi(t) = & 3,54(g(t)-g(t-1,25))-1,703(g(t-1,25)-g(t-2,5))+0,758(g(t-2,5)-h(t-3,75))+ \\ & +0,4h(t-3,75), \end{aligned} \quad (2.179)$$

де $g(t)=f(t)h(t)$;

$f(t) = 2,5 - 0,7e^{-t} + 7,5e^{-0,5t} - 9,3e^{-\frac{1}{3}t}$ – перехідна функція лінійної частини.

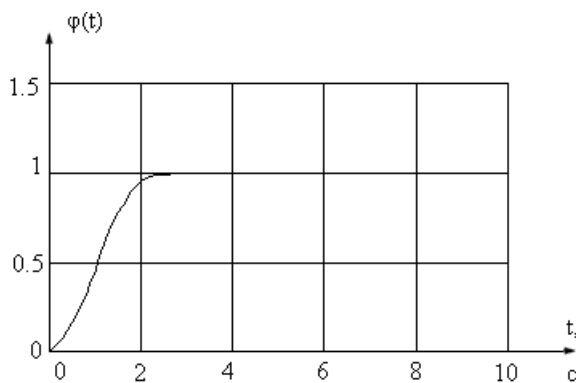


Рисунок 2.66– Реакція безперервної лінійної частини на оптимальну управляючу дію

Висновок до другого розділу

Моделювання електроприводу «Размер 2М» виконано за допомогою моделюючого пакету MATHCAD. Синтез системи керування проводився спочатку за допомогою діючої математичної моделі асинхронного двигуна без електропривода. На цій моделі були відпрацьовані режими роботи двигуна. Цикл обчислення дозволив з достатньою точністю змодельовати дію всіх режимів. Для забезпечення працездатності математичної моделі асинхронного двигуна без електропривода, попередньо введені необхідні початкові умови та присвоєні відповідні уставки.

Досліджена система векторного управління асинхронного двигуна із спостереженнями стану, яка дозволяє забезпечити астатизм системи по навантаженню без зменшення її швидкодії.

Досліджена математична модель асинхронного двигуна при керуванні частотою та напругою статора, побудовані перехідні процеси системи. Які засвідчили, що система забезпечує показники якості керування нічим не гірше, а по динаміці навіть краще, ніж існуюча система керування двигуном. І з'являється можливість заміни існуючої системи керування на досліджувану систему.

Представлена методика синтезу стежачих систем управління з використанням нелінійного інтегрального каналу регулювання. Розглянутий характер перехідних процесів при зміні задаючої і обурюючої дій. Проведена процедура визначення параметрів нелінійностей в інтегральному каналі регулювання, що дозволяє отримати систему з високою добротністю і малим перерегулюванням в перехідних процесах.

Проаналізований динамічний процес на прикладі електроприводу. Представлена блок-схема данної приводної системи в Simulink, на основі якої було виконано ряд експериментів, які описують фізичні властивості данної системи. Алгоритми управління по прискоренню додають системам виражені властивості адаптивності.

Отримані результати засвідчують, що в момент часу 0,25 с до двигуна прикладається реактивне навантаження, що перевищує максимальний момент. Як і слід було чекати, двигун загальмовується до нульової частоти обертання, розвиваючи задан-

ний максимальний момент. Схема моделювання роботи з реактивним навантаженням пройшла випробування і може бути використана при дослідженнях.

Для реалізації моделі електропривода постійного струму з двозонним регулюванням було вибрано програмне забезпечення MATLAB. Отримані графіки моделювання в режимі до номінальної швидкості та вище за номінальну швидкість.

Був зроблений синтез і аналіз оптимальної одноконтурної САУ при використанні трьох типів регуляторів, реалізуючих П-, І-, ПІД-закон регулювання. Проведені порівняльні характеристики даних типів регуляторів і був зроблений висновок, що ПІД-закон регулювання є якнайкращим серед розглянутих.

Були проведені розрахунки по використанню даних регуляторів в цифрових системах. Як показали розрахунки, не дивлячись на те, що цифрові системи – це системи дискретної дії і діють через певні проміжки часу, перехідні процеси в цифрових системах не сильно відрізняються від перехідних процесів безперервних системах, а кінцевий стан вихідної величини однаковий. Крім того, розвиток мікропроцесорної техніки і використання теорії управління в цифрових системах дозволяють створити регулятори різної складності і із заздалегідь заданими властивостями. Був синтезований один з регуляторів, що забезпечує переклад системи з одного стану в інший за мінімальне число періодів квантування за наявності обмеження на управляючу дію.

РОЗДІЛ 3

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

3.1 Розробка емуляційного пристрою об'єкта

Для забезпечення процесу тестування передбачений додатковий пульт керування, емулюючий роботу електромеханічної частини токарно-гвинторізного верстата 16K20Ф3С32.

Емуляційний пристрій призначений для забезпечення необхідних режимів роботи системи ЧПК, перемикання вхідних дискретних обмінних сигналів верстата, індикації стану вихідних дискретних обмінних сигналів верстата.

Передумовою до розробки емуляційного пристрою виявилось те, що для навчання фахівців ремонту й налагодженню системи ЧПК 2Р22 і комплектного електропривода «Размер 2М» не потрібна механічна частина токарно-гвинторізного верстата 16K20Ф3С32, а нормальне функціонування системи ЧПК неможливо без наявності необхідних сигналів, що надходять від численних органів керування й датчиків.

Опис емуляційного пристрою

Живлення пристрою здійснюється від блоку живлення ЧПК. Напруга живлення - постійна 24 В. Споживаний струм - не більше 0,5 А.

Рівень напруги вхідних/вихідних сигналів емуляційного пристрою відповідає стандартним сигналам субблоків SB-475, SB-900 системи ЧПК.

Конструктивно емуляційний пристрій розташований над системою ЧПК у відсіку рознімань. Виготовлено з текстоліту і являє собою панель із установленими в ній органами керування й індикації. Поверх текстолітової панелі розташована фальшпанель із функціональними написами.

Особливістю написів на фальшпанелі є той факт, що вони виконані на фрезерному верстаті із застосуванням прискореної технології розробки керуючої програми

для системи ЧПК, а саме: Сапр-постпроцесор-емулятор ФЗУ-ЧПК. Повний час виготовлення написів від початку проектування до закінчення гравірування склало 2 робочі зміни.

З'єднання емуляційного пристрою виконано кабельною трасою, підключеної до відповідних рознімів системи ЧПК 2P22. Охолодження емуляційного пристрою не потрібно.

До складу емуляційного пристрою входять: кнопки, мікроперемикачі, призначені для подачі сигналів; тумблери, галетні перемикачі, призначені для вибору необхідних режимів і подачі сигналів; електромагнітні реле, що включаються в певних режимах й імітують необхідні вхідні сигнали; світлодіоди, індикуючі різні режими й стани сигналів; резистори, конденсатори, сполучні проведення й рознімання для забезпечення працездатності пристрою.

Органи керування

Органи керування розподілені по функціональних групах:

1) мнеморуютка з мікроперемикачами для керування переміщенням супорта - команди на переміщення по осях +X, +Z, -X, -Z і кнопкою для включення швидкого ходу обраної вісі;

2) тумблери, відповідальні за гальмування координати при виході у фіксоване положення, вхід у зону пошуку «0», аварійне обмеження переміщення;

3) тумблери затиску/розтиску патрона й пінолі;

4) група обслуговування змащення направляючих, змащення шпинделя, охолодження інструмента;

5) група обслуговування шпинделя - поштовх обертання шпинделя, перемикання ступенів коробки швидкостей, блокування подачі, блокування обертання шпинделя;

6) група обслуговування різцетримача - команди на розтиск/затиск різцетримача, перемикання положення різцетримача (номер інструмента).

7) інші - контроль огороження, обслуговування роботом;

8) світлодіодна індикація стану вихідних дискретних сигналів для відповідних режимів роботи верстата: переміщення супорта, швидкий хід; кінцеві, аварійні перемикачі; відповідь затиску патрона, відповідь розтиску патрона; відповідь затиску пінолі, відповідь розтиску пінолі; поштовх, включити, контроль змащення напрямних; поштовх, включити, контроль змащення шпинделя; поштовх, включити, контроль охолодження (M08); тупені швидкості шпинделя, стоп подачі, стоп шпинделя, немає стопу; відповідь розтиску, відповідь реверса різцетримача, номер інструмента; обслуговування роботом (M02), переверот деталі (M20), живлення +24 В; перетворювач головного приводу; блокування перетворювача головного приводу; контроль блокування головного приводу; готовність ЧПК, ручне керування.

Данна розробка отримала деклараційний патент на корисну модель за результатами формальної експертизи. Корисній моделі присвоєно номер.

Фальш панель эмуляционного пристрою

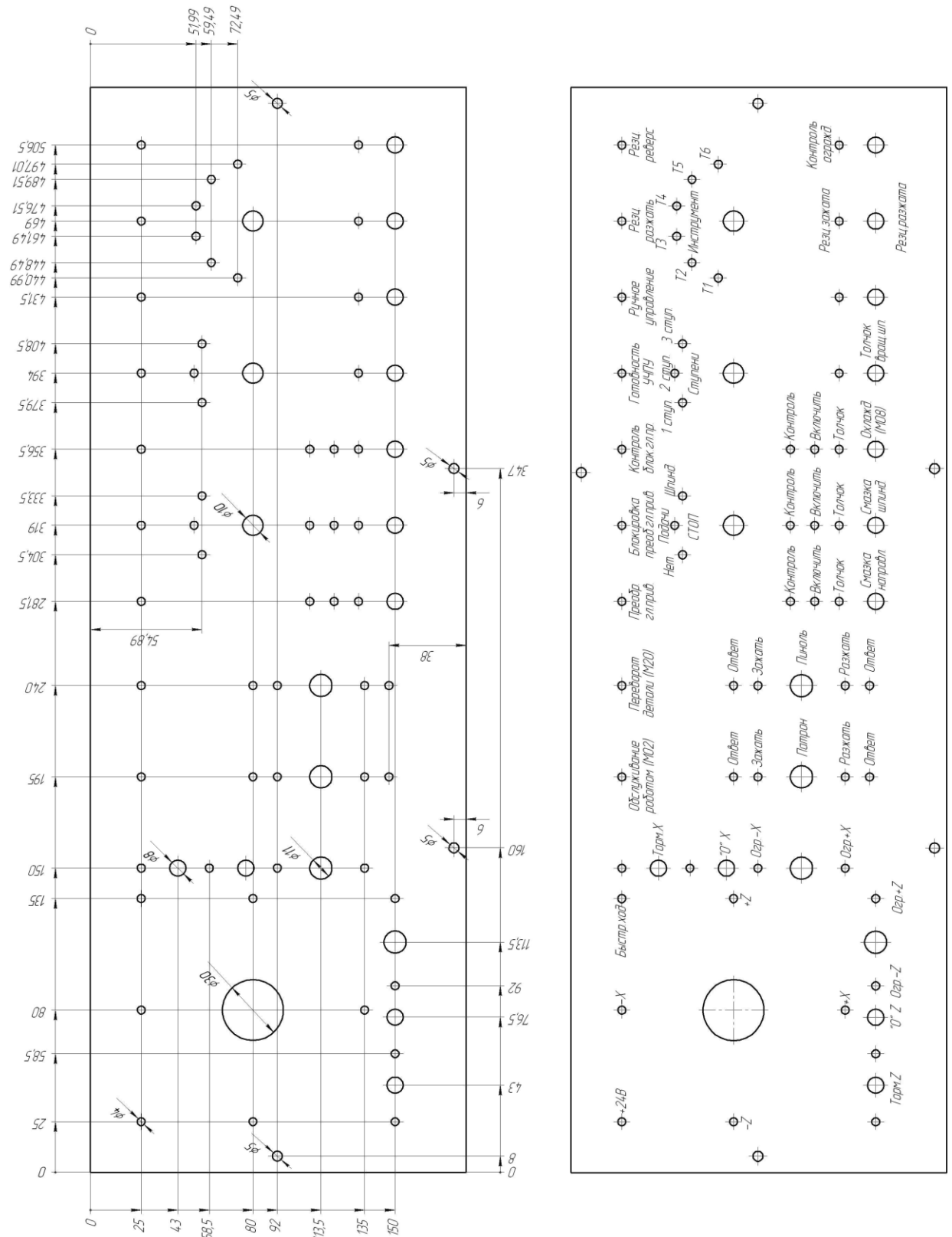


Рисунок 3.1– Фальш панель эмуляционного пристрою

Принципова схема емуляційного пристрою

(на 2 аркушах)

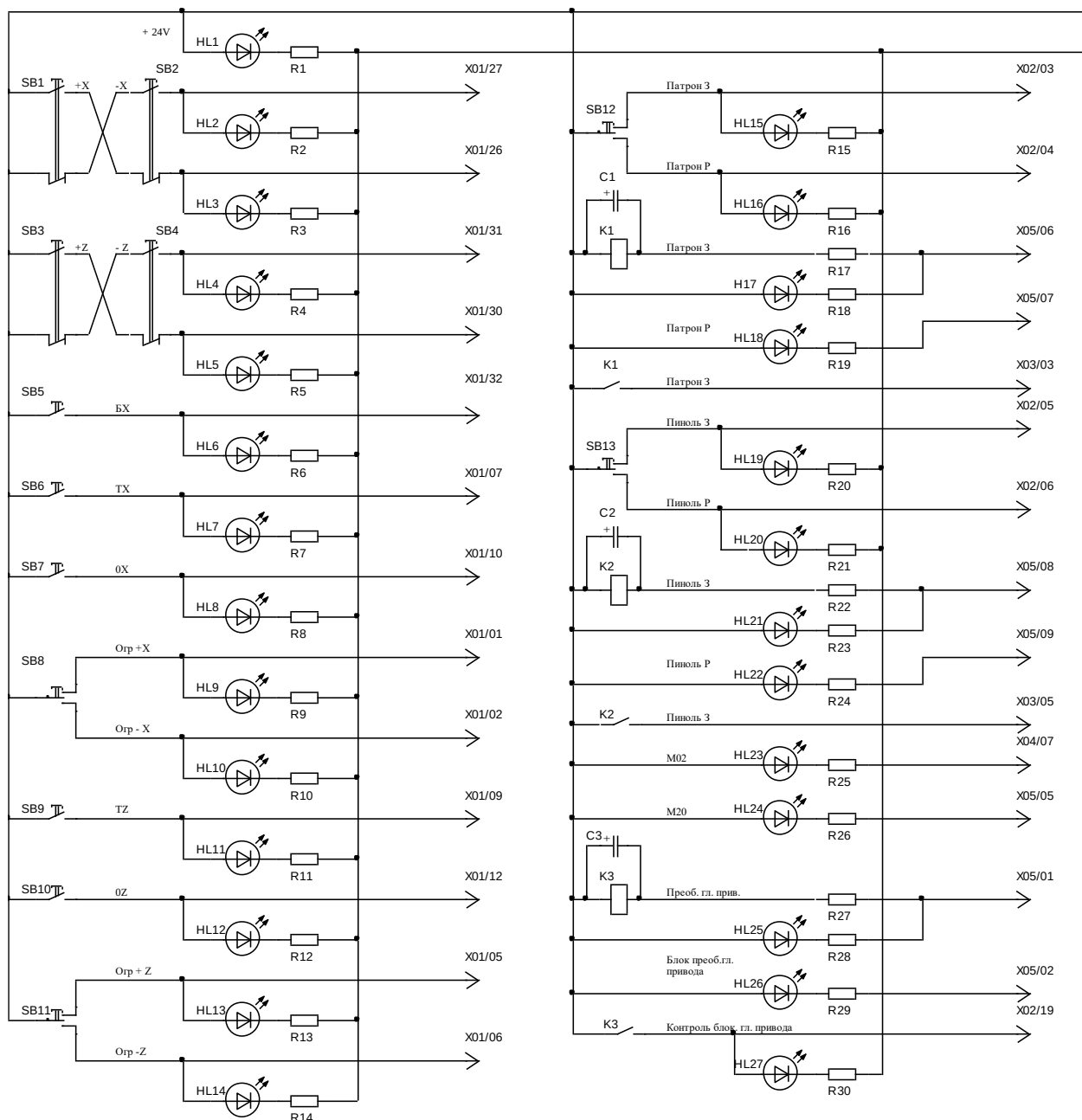


Рисунок 3.2– Принципова схема емуляційного пристрою (перший лист)

Принципова схема емуляційного пристрою

(продовження)

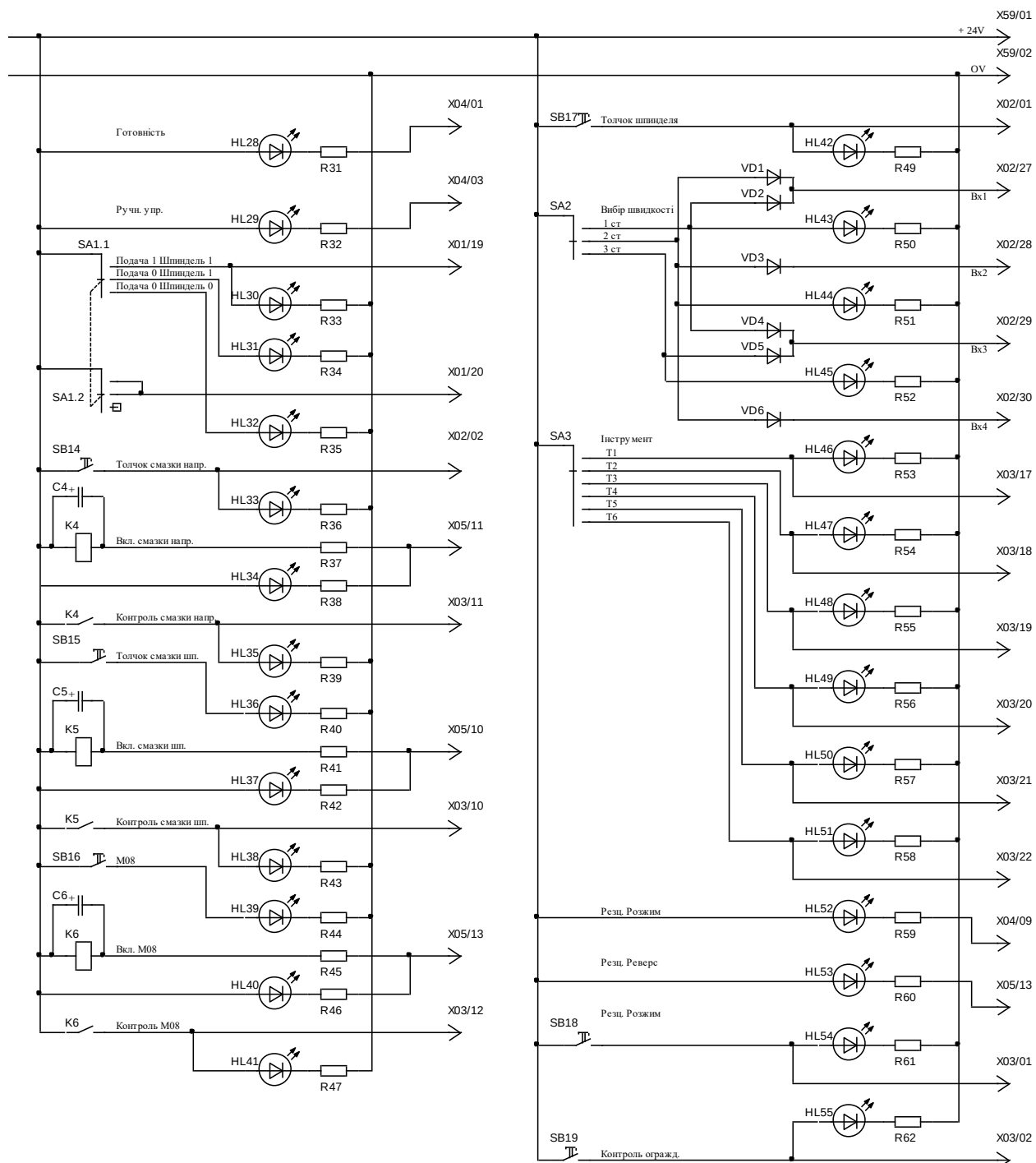


Рисунок 3.2–Принципова схема емуляційного пристрою (продовження)

3.2 Експериментальні дослідження розробленого стенду з комплектним електроприводом «Размер 2М»

В результаті проведення експериментальних досліджень розробленого стенду з комплектним електроприводом «Размер 2М» були отримані графіки залежності основних величин системи керування від часу. Розбіжність отриманих експериментальних даних в порівнянні з розрахунковими складає 8%, що є цілком допустимим. Таким чином, результати моделювання електропривода «Размер 2М», що проводилось з використанням програми Mathcad 2000i, були перевірені за допомогою експериментальних досліджень. Які показали прийнятні результати.

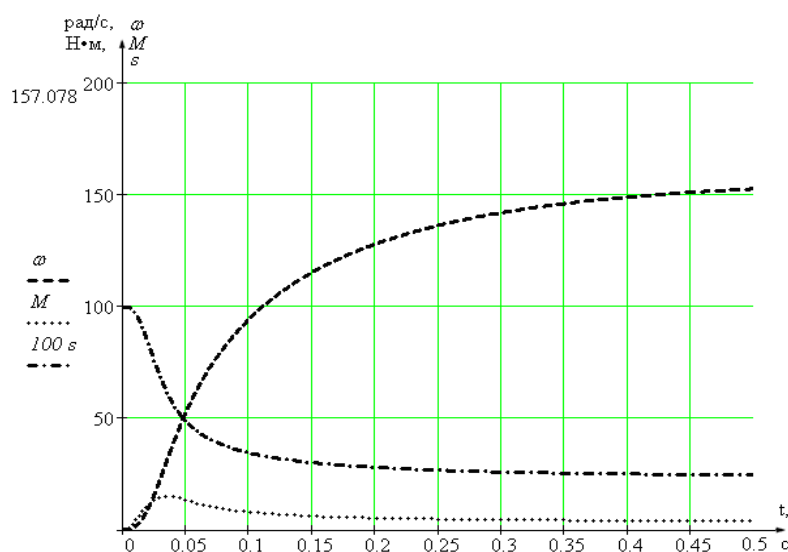


Рисунок 3.3—Залежність кутової швидкості, моменту та ковзання двигуна

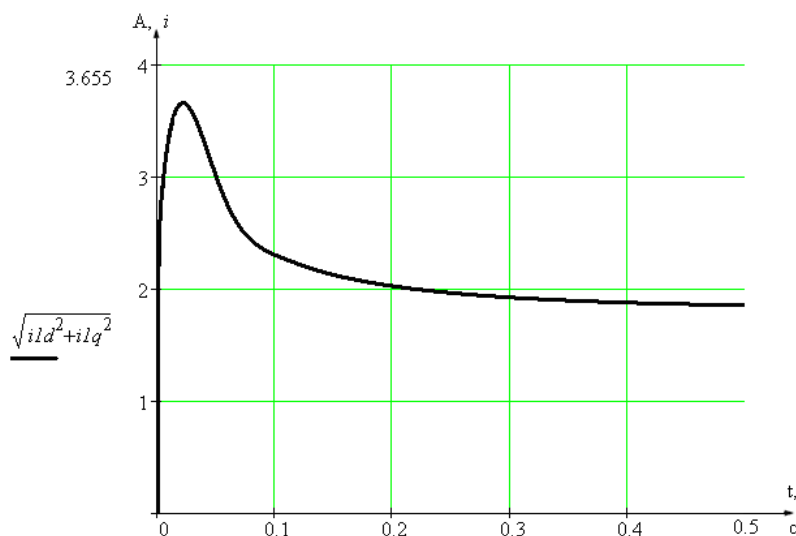


Рисунок 3.4— Графік повного струму статора

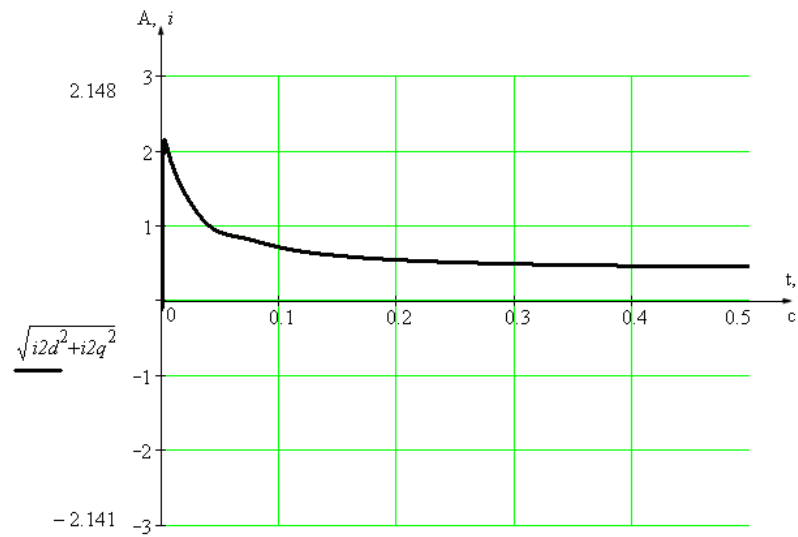


Рисунок 3.5– Графіки повного струму ротора

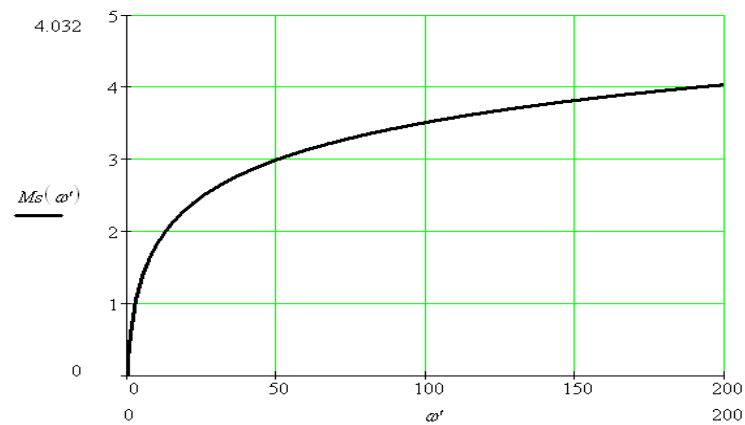


Рисунок 3.6– Графік заданої функції моменту опору навантаження

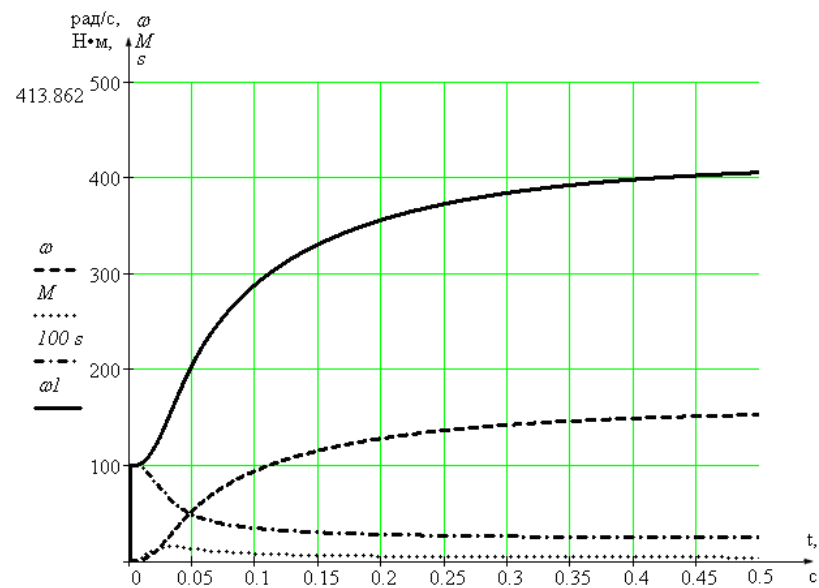


Рисунок 3.7– Графіки залежності кутової швидкості, моменту, ковзання двигуна та кутової швидкості електропривода

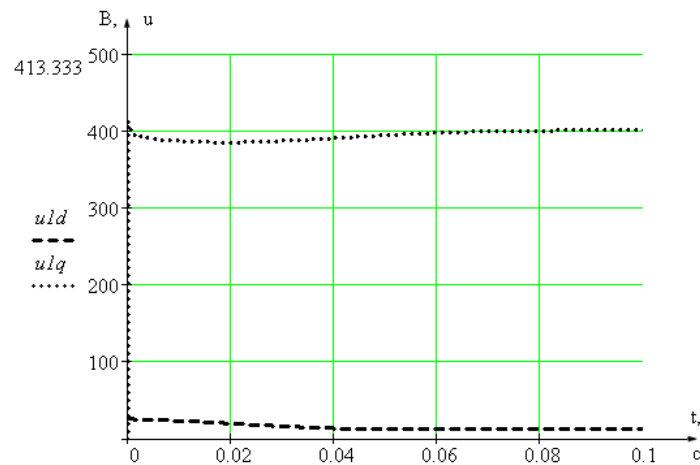


Рисунок 3.8— Графіки напруги намагнічування та активної напруги на статорі двигуна

3.3 Експериментальні дослідження розробленого стенду з комплектним електроприводом Кемек

Проведемо експерименти з варіюванням параметрів моделі

Розглянемо реакцію системи при різних значеннях параметра i .

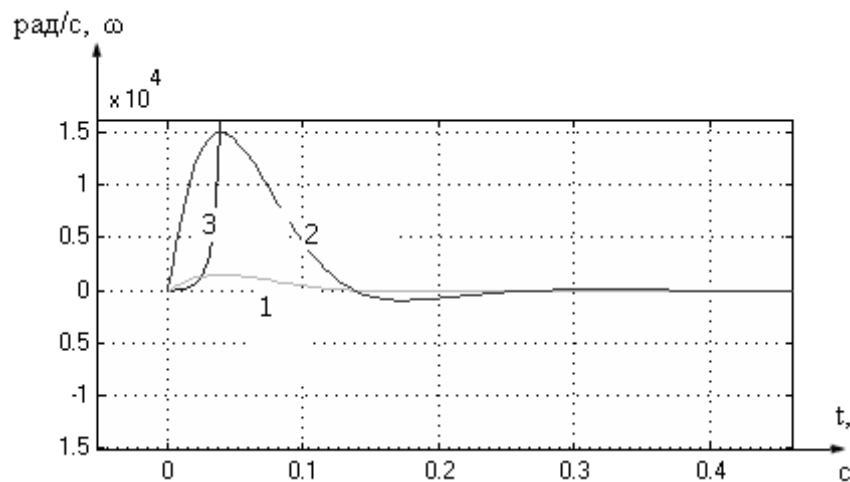


Рисунок 3.9— Залежність кутової швидкості від часу при варіювання параметра i

На рис. 3.9 приведена реакція системи при різних значеннях i (цифрами позначені: 1 - $i = 10^{-2}$; 2 - $i = 10^{-3}$; 3 - $i = 10^{-4}$). Динаміка зміни кута повороту при варіюванні параметра i практично не змінюється. З експерименту видно, що коефіцієнт передачі редуктора i природним чином впливає на динаміку системи, і, що збільшення коефіцієнта приводить до збільшення максимальної амплітуди кутової швидкості. Розглянемо реакцію системи при різних значеннях параметра J .

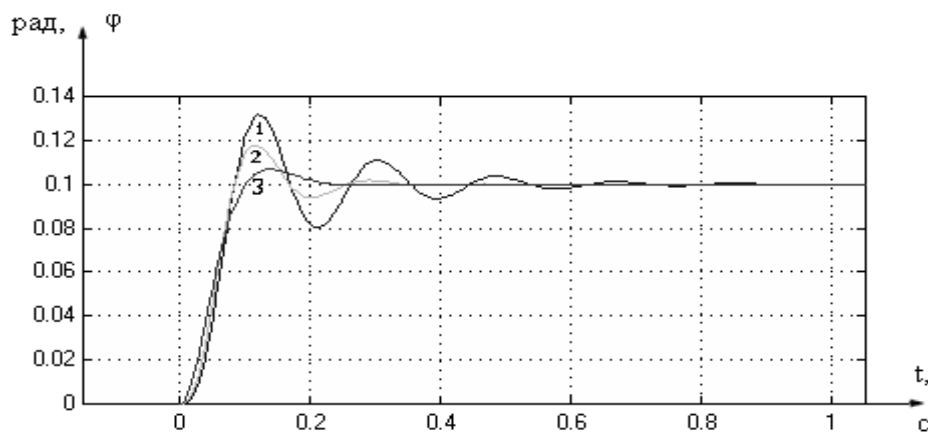


Рисунок 3.10– Залежність кута повороту від часу при варіювання параметра J

На рис. 3.10 приведена реакція системи при різних значеннях J (цифрами позначені: 1- $J = 6,2 \cdot 10^{-4,8}$; 2- $J = 6,2 \cdot 10^{-5}$; 3- $J = 6,2 \cdot 10^{-6}$). Динаміка зміни кутовій швидкості при варіюванні параметра J відповідає динаміці зміни кута повороту, у зв'язку з чим тут не приводиться. З експерименту видно, що збільшення моменту інерції J приводить до зменшення часу перехідного процесу, що відповідає використовуваній моделі, оскільки в ній застосовується блок із значенням $J-1$.

Також був проведений експеримент, завданням якого ставилося досягти найбільш швидких перехідних процесів. Для чого був здійснений перерахунок наступних змінних

$$\tau_{\omega} = \tau_m = 0.0105, \quad \lambda = \tau_{\omega}^{-1} \approx 95.23, \quad \tau_{\phi} = 3\tau_{\omega} = 0.0315.$$

Нижче приведені результати роботи даної моделі. На графіках показані залежність кутової швидкості від часу рис. 3.11, та залежність кута повороту від часу рис. 3.12.

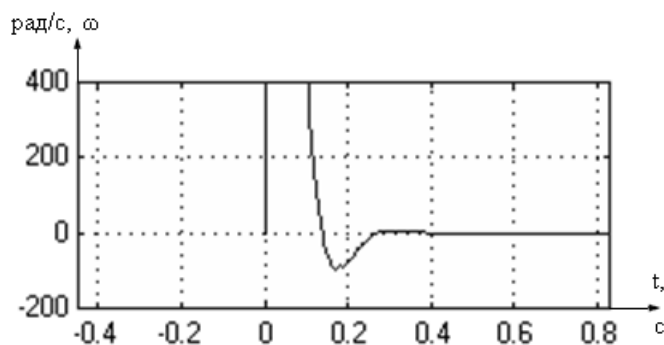


Рисунок 3.11– Залежність кутової швидкості від часу

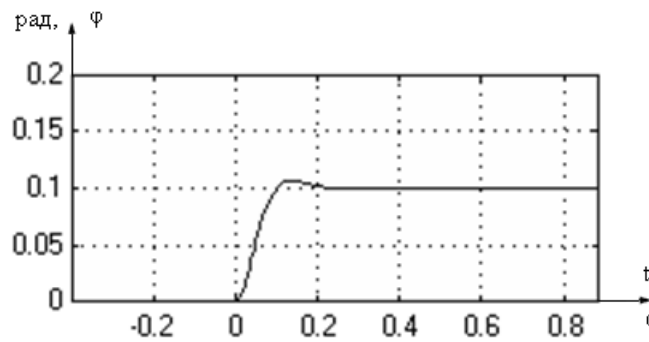


Рисунок 3.12– Залежність кута повороту від часу

Висновок до третього розділу

Тестувальний стенд задовольняє вимогам виробничого процесу, надійний в експлуатації, не вимагає додаткового навчання обслуговуючого персоналу, має прийнятні економічні показники.

Були проведені експериментальні дослідження розробленого стенду з комплектним електроприводом «Размер 2М» та електроприводом постійного струму «Кемек».

Були отримані графіки залежності основних величин системи керування від часу. Розбіжність отриманих експериментальних даних в порівнянні з розрахунковими складає 8%, що є цілком допустимим.

Таким чином, результати моделювання електропривода «Размер 2М» та електропривода «Кемек», що проводилися з використанням програм Math Cad 2000i та MatLab (Simulink), були перевірені за допомогою експериментальних досліджень. Які показали прийнятні результати.

РОЗДІЛ 4

ОХОРОНА ПРАЦІ

Основою законодавства України з охорони праці є Конституція України, що гарантує громадянам право на безпечні та здорові умови праці та система законодавчих актів України, спрямованих на реалізацію цього конституційного права.

Основними законодавчими актами цієї системи є наступні Закони України:

- «Про охорону праці».
- «Про охорону здоров'я».
- «Про пожежну безпеку».
- «Про обов'язкове державне соціальне страхування від нещасного випадку на виробництві та професійного захворювання, які спричинили втрату працездатності».
- «Про використання ядерної енергії та радіаційний захист».
- «Про забезпечення санітарного та епідемічного благополуччя населення».
- «Про цивільну оборону».
- Кодекс законів «Про працю України».

У наведеній вище системі законодавчих актів основна роль відводиться Закону «Про охорону праці» (редакція від 2002 р.). Цей закон визначає основні положення щодо реалізації конституційного права громадян на охорону їх життя і здоров'я в процесі трудової діяльності, регулює за участю відповідних державних органів відносини між власником підприємства і працівником з питань безпеки праці, виробничої санітарії, встановлює єдиний порядок організації охорони праці у виробничій сфері в Україні.

Дія Закону України «Про охорону праці» поширюється на всі підприємства, установи, організації незалежно від форм власності та видів діяльності, які використовують найману працю, та на всіх працюючих.

Закон визначає основні принципи державної політики в галузі охорони праці, серед яких головне місце займають:

- пріоритет життя і здоров'я працівників по відношенню до результатів виробничої діяльності підприємства;
- повна відповідальність власника підприємства щодо створення безпечних і нешкідливих умов праці;
- соціальний захист працівників;
- повне відшкодування шкоди особам, потерпілим на виробництві від нещасних випадків або професійних захворювань.

Окремо виділені статті Закону, присвячені регулюванню охорони праці жінок, неповнолітніх, інвалідів, видів відповідальності за порушення законодавства та нормативних актів про охорону праці, за створення перешкод для діяльності посадових осіб органів державного нагляду за охороною праці та представників профспілок.

4.1 Аналіз небезпечних і шкідливих факторів

Як відомо, умови роботи людини визначаються сукупністю різних факторів, невід'ємною частиною яких є санітарно-гігієнічні умови праці. Таким чином, особливості виробничого середовища можуть і негативно впливати на стан здоров'я і працездатності працюючих. Такі особливості виробничого середовища або робочого місця називаються професійною шкідливістю .

Комплекс шкідливих виробничих факторів класифікується за природою дії на організм людини на наступні групи:

- 1 - фізичні;
- 2 - хімічні;
- 3 - біологічні;
- 4 - психофізичні.

Фізичні шкідливі виробничі фактори - підвищена запиленість, загазованість повітря робочої зони, його підвищена або знижена температура, тиск, відносна вологість, швидкість руху повітря, недостатня або надмірна освітленість робочої зони,

підвищені рівні електромагнітних полів (ЕМП), іонізуючих випромінювань (ІВ), шуму, вібрації, інфразвукових, ультразвукових коливань, підвищена напруга в електричному ланцюзі, замикання якого може відбутися через тіло людини, та ін.

Перераховані фактори цієї підгрупи можуть викликати різні захворювання:

- запиленість повітря - захворювання органів дихання (так звані пневмоконіози), астму, ураження шкірних і слизових оболонок;
- підвищена або знижена температура повітря - теплові удари, обмороження, порушення обміну речовин, зневоднення організму;
- підвищений або знижений тиск - кесонна хвороба, яка полягає в перенасичення тканин організму людини азотом при підвищеному тиску і проявляється в ломота в тілі, запаморочення, розлад координації рухів і т. п.;
- підвищена або знижена відносна вологість повітря – простудні захворювання;
- недостатня або надмірна освітленість - розвиток короткозорості, зниження гостроти зору;
- підвищений рівень шуму, вібрації - зниження слуху, неврози, розвиток вібраційної хвороби (порушення кровообігу, поява болю в кінцівках, зниження температурної, больової чутливості) і т. д.

Хімічні шкідливі виробничі фактори - загальнотоксичні, дратівливі, канцерогенні, сенсibiliзуючі та ін. (ацетон, бензин, масла і т. п.).

Ця група негативних виробничих факторів може приводити до загального отруєння організму людини, ураження слизових оболонок або шкірного покриву, викликати онкологічні захворювання, підвищення реакційної здатності клітин живих тканин тіла людини та ін.

Психофізичні шкідливі виробничі фактори підрозділяють, у свою чергу, на дві підгрупи: фізичні перевантаження і нервово-психічні перевантаження.

До фізичних перевантажень відносяться статичні, динамічні перевантаження, гіподинамія. До нервово-психічних – розумове перенапруження, монотонність праці, емоційні перевантаження.

На ділянці роботи з верстатом основними чинниками, які впливають на самопочуття і здоров'я людей, є наступні:

- небезпека ураження електричним струмом;
- травматизм;
- шкідливі впливи шуму та вібрацій;
- параметри мікроклімату;
- небезпека виникнення пожежі;
- недостатнє або надмірне освітлення;
- запиленість приміщення.

Через велику кількість електричних пристроїв на ділянці роботи оператора, умови праці можна віднести за ступенем ураження електричним струмом до категорії приміщень з підвищеною небезпекою.

Електричний струм, що протікає через тіло людини, призводить до виникнення в ньому таких основних процесів:

- безпосереднє роздратування і збудження живих тканин (м'язів, нервових волокон, серцево-судинної системи). Цей процес можливий у тому випадку, коли шлях протікання струму пролягає безпосередньо через живі тканини організму людини;
- рефлекторне (непряме) збудження тканин, що є наслідком дії електричного струму на ЦНС;
- посилення процесу збудження тканин, виникнення неадекватних і недоцільних команд центральної нервової системи в результаті накладення електричного струму на процеси поширення біострумів;
- перетворення електричної енергії в теплову при проходженні електричного струму через живі тканини, які характеризуються певним електричним опором.

В результаті цього, протікання електричного струму через організм людини являє собою складний процес, який супроводжується значним спектром фізико-біологічних і хімічних реакцій, основними з яких є термічна, електролітична, механічна та біологічна.

Травма - порушення анатомічної цілісності організму людини або його функцій внаслідок дії небезпечних виробничих факторів. На виробництві травми (нещасні випадки) головним чином стаються внаслідок непередбаченої дії на робітника небезпечного виробничого фактору при виконанні ним своїх трудових обов'язків.

Механічні та фізичні фактори переважно викликають травми. Теплові, хімічні, біологічні та психофізіологічні у більшості випадків зумовлюють захворювання. Однак, різкої межі за характером дії на організм людини між згаданими факторами немає.

Шум являє собою сукупність звукових хвиль. Звукові хвилі - це коливальні зміни тиску повітря - скупчення та розрідження. Фізичними характеристиками звукових хвиль є: інтенсивність, спектр та часові характеристики.

Шуми турбують, дратують людину і можуть спричинити шкоду здоров'ю. Захисна реакція людини на шум зумовлена виникненням надмірних процесів збудження або гальмування в центральній нервовій системі (ЦНС).

Велика кількість звукових сигналів, що поступають до кори головного мозку, викликають переживання, страх, передчасну втому. Дія шуму на людину виражається в широкому діапазоні - від суб'єктивного роздратування до об'єктивних змін в ЦНС, органах слуху, серцево-судинних та ендокринній системах, травному акті та інших органів і систем. Першим показником шкідливої дії шуму є скарги на роздратованість, переживання, порушення сну.

Вібрація - механічні коливання, що виникають у пружних тілах та передаються на тіло людини.

Залежно від тривалості, інтенсивності дії, частоти, а також умов праці вібрація спричиняє стійкі патологічні зміни в нервовій системі (порушення процесів збудження та гальмування), опорно-руховому апараті (деформація суглобів, втрата сили м'язів) та кровоносній системі (звуження або розширення периферійних судин).

Особливо небезпечними для людини є коливання з частотою 4-8 Гц, що збігаються з власною частотою коливань ряду внутрішніх органів, які пружно закріплені на скелеті (серце, печінка, нирки та ін.), і близько 30 Гц (частота власних коливань

тіла людини).

Найбільш шкідливим для людини є одночасний вплив вібрації, шуму та низької температури, а оскільки у виробничих умовах шум та вібрація є супутниками, то їхній спільний вплив може призвести до професійного захворювання - віброшумової хвороби. Ця хвороба тяжко піддається лікуванню і може стати причиною інвалідності. Особливо небезпечною ця хвороба є для жінок через ризик втрати репродуктивної функції.

Параметри мікроклімату - температура, вологість та рух повітря- належать до числа найбільш значних, що встановлюють комфорт в приміщенні. Вплив на людину тих чи інших факторів створює різноманітні умови теплообміну організму з навколишнім середовищем та забезпечує певне функціональне теплове становище. Мікрокліматичні фактори впливають на репарацію ДНК, на активність генів теплового шоку.

Температура повітря дуже впливає на самопочуття людини і продуктивність праці. Висока температура повітря (30-35°C) у виробничих приміщеннях при збереженні інших параметрів викликає швидку стомлюваність працівника, перегрів організму та сильне потовиділення.

У важких випадках при підвищеній температурі навколишнього повітря настає тепловий, а при роботі на відкритому повітрі — сонячний удар. Можлива судомна хвороба, яка є наслідком порушення водно-сольового балансу і характеризується слабкістю, головним болем, різкими судомами, переважно в кінцівках.

Інтенсивне потовиділення (до 6-10 л за зміну) при роботі в умовах впливу високої температури повітря (гарячі цехи) призводить до зневоднювання організму, втрати мінеральних солей і водорозчинних вітамінів (С, В1, В2). При важкій роботі в умовах високої температури може виділитися з потом до 50-60 г солі NaCl замість 10 г у нормальних умовах (усього в організмі людини міститься близько 140 г NaCl).

Можлива дія на організм і зниженої температури повітря. У неопалюваних робочих приміщеннях у прохолодну пору року. Тривалий і сильний вплив низьких температур може викликати різні несприятливі зміни в організмі людини. Місцеве і

загальне охолодження організму є причиною багатьох захворювань: міозитів, невритів, радикулітів, а також застудних захворювань. Будь-який ступінь охолодження призводить до зниження частоти серцевих скорочень і розвитку процесів гальмування в корі головного мозку, що веде до зниження працездатності. При переохолодженні тіла до $+24^{\circ}\text{C}$ настає смерть.

Вологість дуже впливає на організм людини, на його терморегуляцію. Надлишкова вологість (понад 80%) ускладнює випаровування вологи з поверхні шкіри. Це може призвести до погіршення загального стану і зниження працездатності людини. Підвищена вологість повітря (понад 75-85%) у сполученні з низькими температурами чинить значний охолоджуючий вплив, а в поєднанні з високими викликає перегрівання організму. Знижена відносна вологість (нижче 18-20%) також є несприятливою для людини, оскільки призводить до висихання слизових оболонок і зниження захисної функції верхніх дихальних шляхів.

Швидкість повітря на робочих місцях у виробничих приміщеннях має велике значення для створення сприятливих умов праці. Треба зазначити, що організм людини починає відчувати повітряні потоки при швидкості близько 0,15 м/с. Причому якщо ці повітряні потоки мають температуру до 36°C , вони освіжають людину, а при температурах вище 40°C - пригнічують. У зимовий час швидкість руху повітря не повинна перевищувати 0,2...0,5 м/с, а влітку 0,2... 1,0 м/с. У гарячих цехах допускається збільшення швидкості обдуву робітників (повітряне душення) до 3,5 м/с.

Освітлення впливає не лише на функцію зору, а й на діяльність організму в цілому: посилюється обмін речовин, збільшується поглинання кисню і виділення вуглекислого газу. Відомий сприятливий вплив природного освітлення на скелетну мускулатуру.

Недостатня або надмірна освітленість, нерівномірність освітлення в полі зору втомлює очі, погіршує гостроту зору, призводить до зниження продуктивності праці; при цьому зростає потенційна небезпека помилкових дій і нещасних випадків. Надмірна яскравість джерел світла може спричинити головний біль, різь в очах, розлад гостроти зору; світлові відблиски – тимчасове засліплення.

Пил різного походження, що утвориться внаслідок механічної дії на тверді тіла подрібненням, розмелюванням, розтиранням, при завантажувально-розвантажувальних, вибухових, зварних, земляних та інших роботах, згубно діє на органи дихання, очі і шкіру людини. Пил класифікується за ступенем дисперсності, за речовиною, шкідливістю для організму, вибухонебезпечністю.

За характером дії на організм людини пил поділяється на подразнюючий і токсичний. Проникаючи в легені і лімфатичні залози, він спричинює захворювання - пневмоконіоз, силікоз. Може проявлятися механічна дія пилу у вигляді шкірних гноячкових захворювань і подразнення слизових оболонок очей - кон'юнктивіт.

4.2 Розрахунок загального освітлення

В даному розділі проведений розрахунок загального освітлення трюмів, довжина якого $A = 10$ м, ширина $B = 7$ м, висота $H = 3$ м, висота робочої поверхні $h_p = 0,8$ м. Будівля з темною робочою поверхнею, напруга мережі 220 В.

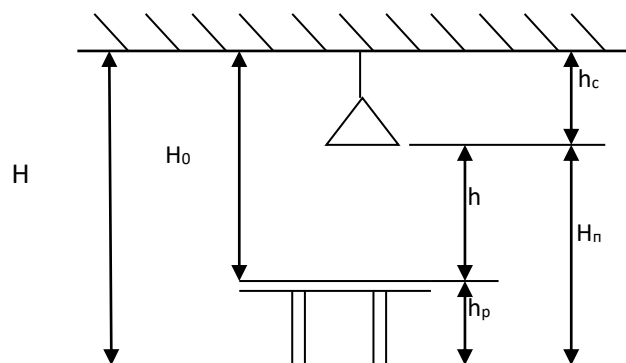


Рисунок 4.1 - Розміщення світильників

Вибираємо тип світильника з люмінесцентною лампою - ПВЛМ.

Знаходимо відстань від стелі до робочої поверхні:

$$H_0 = H - h_p = 3 - 0,8 = 2,2 \text{ м}$$

Від стелі до світильника:

$$h_c = (0,2 \dots 0,25) \cdot H_0 = 0,2 \cdot 2,2 = 0,44 \text{ м}$$

Від світильника до освітлюваної поверхні:

$$h = H_0 - h_c = 2,2 - 0,44 = 1,76 \text{ м}$$

Висота підвісу світильника над підлогою:

$$H_{\text{п}} = h + h_p = 1,76 + 0,8 = 2,56 \text{ м}$$

Відстань між центрами світильників:

$$L = 1,6 \cdot h = 2,8 \text{ м}$$

Необхідна кількість світильників:

$$N = \frac{S}{L^2} = \frac{A \cdot B}{L^2} = \frac{10 \cdot 7}{(2,8)^2} = 8,93 \approx 9$$

Оптимальне число рядів:

$$\frac{B}{L} = \frac{7}{2,8} = 2,5 \approx 3$$

Приймаємо 3 ряди , тобто 2 відстані:

$$2 \cdot L = 2 \cdot 2,8 = 5,6 < B$$

Знаходимо кількість світильників в одному ряду:

$$\frac{A}{L} = \frac{10}{2,8} = 3,57 \approx 4$$

Приймаємо 4 світильника, тобто 3 відстані:

$$3 \cdot L = 3 \cdot 2,8 = 8,4 < A$$

Кількість світильників: $3 \cdot 4 = 12$ шт.

Відстань від стіни до центру світильника:

$$l = (0,25 \dots 0,3) \cdot L = 0,3 \cdot 2,8 = 0,84$$

$$l = (0,4 \dots 0,5) \cdot L = 0,4 \cdot 2,8 = 1,12$$

Індекс приміщення:

$$i = (A \cdot B) / (h \cdot (A + B)) = (10 \cdot 7) / (1,76 \cdot (10 + 7)) = 2,34$$

Коефіцієнти відбиття: $\rho_{\text{ст}} = 70\%$, $\rho_{\text{с}} = 50\%$, $\rho_{\text{р}} = 10\%$.

Для світильника ПВЛМ коефіцієнт використання світлового потоку при $i = 2,34$, $\rho_{\text{ст}} = 70\%$, $\rho_{\text{с}} = 50\%$, $\rho_{\text{р}} = 10\%$:

$$\eta = 62\% = 0,62$$

Світловий потік однієї лампи:

$$\Phi_{\text{р}} = \frac{E_{\text{min}} \cdot S \cdot K_{\text{з}} \cdot Z}{N \cdot \eta \cdot n} = \frac{300 \cdot 70 \cdot 1,5 \cdot 1,1}{12 \cdot 0,62 \cdot 2} = 2330 \text{ лм}$$

По знайденому світловому потоку вибираємо лампу потужністю 40 Вт, що має світловий потік 2200 лм, близьке до розрахункового: ЛДЦ – 40.

Фактичне освітленість :

$$E_{\phi} = E_{min} \cdot \frac{\Phi_{\lambda}}{\Phi_p} = 300 \cdot \frac{2200}{2330} = 283 \text{ лк}$$

Загальна потужність освітлювальної установки :

$$P_{\text{общ}} = P_{\lambda} \cdot N \cdot n = 40 \cdot 12 \cdot 2 = 0,96 \text{ кВт}$$

4.3 Заходи безпеки та охорони праці

На ділянці роботи верстата відповідно до СніП П-5-79, ГОСТ 12.1.005-88, встановлені наступні оптимальні параметри мікроклімату:

- температура повітря 22-25 °С;
- відносна вологість 40-60 %;
- швидкість переміщення повітря - 0.3м / с.

Для забезпечення цих норм на ділянці передбачена природна вентиляція, яка здійснюється через відкриті створки світлових ліхтарів. У приміщенні також встановлено опалення, яке проектується з умови спільної дії з вентиляцією. Вентиляція повинна задовольняти вимогам ГОСТ 12.1.005-88.

Залежно від джерела світла, виробниче освітлення може бути двох видів: природне і штучне.

З метою виключення небезпеки ураження електричним струмом на ділянці необхідно передбачити наступні заходи:

- покриття струмоведучих частин і відділення їх один від одного шаром діелектрика, що забезпечує протікання струму по необхідному шляху і безпечну експлуатацію установки;
- застосування захисних заземлень;
- застосування захисних відключень;
- наявність захисних діелектричних килимків біля приладів керування установкою.

Крім того на ділянці, при роботі верстату створюється значний рівень шуму, допускаємі рівні шуму, тобто звукового тиску в ізольованих приміщеннях, вказані в ГОСТ 12.1.008-83.

Технічні засоби захисту від шкідливого впливу шуму припускають використання трьох головних напрямків:

- а) усунення причин виникнення шуму або зниження його рівня в джерелі;
- б) ослаблення шуму на шляху його поширення;
- в) індивідуальний захист працюючих.

Одним з найбільш простих рішень щодо зниження шуму на шляху його поширення є застосування звукоізолюючих кожухів – звуко-відбиваючих або звукопоглинальних.

Звуко-відбиваючі кожухи забезпечують зниження рівня звуку за рахунок високого коефіцієнта відбиття. Такі кожухи можуть знизити рівень звукового тиску на 20 ... 25 дБ.

Звукопоглинаючі кожухи забезпечують зменшення звуку за рахунок перетворення кінетичної енергії звукових хвиль у теплову при коливанні малих об'ємів повітря в порах звукопоглинального матеріалу. Такі кожухи можуть знизити рівень звукового тиску на 20 ... 30 дБ.

Рівень вібрації на ділянці верстата не перевищує норм встановлених за ГОСТ 121.012-78.

За організаційною ознакою заходи і засоби захисту від вібрації поділяють на заходи індивідуального та колективного захисту.

Заходи колективного захисту відношенні до джерела виникнення вібрації поділяються на:

- зниження параметрів вібрації впливом на джерело виникнення;
- зниження інтенсивності вібрації на шляху її поширення від джерела виникнення.

Вплив на джерело виникнення вібрації зводиться до зміни: конструктивних елементів джерела вібрації; характеру сил і моментів, обумовлених робочим процесом у машині, що викликають вібрацію. Використовують також методи зрівноважування окремих деталей, вузлів машин і механізмів; відбудови за частотою робочого режиму обладнання від діапазону резонансних явищ.

На шляху поширення вібрації знижують за рахунок таких технічних рішень:

- використання додаткових пристроїв, вбудованих в конструкцію машини;
- застосування покриття, що демпфує вібрацію;
- використання антифазних синхронізацій джерел вібрації.

Індивідуальні засоби захисту від впливу вібрації за місцем контакту оператора з віброуючим об'єктом поділяються на такі види:

- для рук оператора - рукавиці або рукавички з віброгасильними долонями; віброгасильні вкладиші;
- для ніг оператора - спеціальне взуття з віброгасильною підошвою, віброгасильні наколінники;
- для тіла оператора - віброгасильні нагрудники, пояси, спеціальні костюми.

Згідно ГОСТ 12.1.004-85 пожежна безпека - це стан об'єкта, при якому виключається можливість пожежі, а у разі її виникнення запобігається вплив на людей шкідливих і небезпечних факторів пожежі і забезпечується захист матеріальних цінностей.

Небезпечними факторами пожежі є:

- відкритий вогонь та іскри;
- підвищена температура повітря, предметів і т. п.;
- токсичні продукти горіння;

- дим;
- знижена концентрація кисню;
- обвалення і пошкодження будівель, споруд, установок;
- вибухи.

До основних протипожежних заходів відносяться:

- зонування території підприємства;
- дотримання протипожежних розривів;
- пристрій протипожежних перешкод;
- забезпечення шляхів евакуації.

РОЗДІЛ 5

ОБМЕЖЕННЯ СКИДАННЯ НАФТИ

5.1 Правило 9

1. З урахуванням положень, передбачених правилами 10 і 11 [21] і пунктом 2 цього правила, забороняється будь-яке скидання в море нафти або містить нафту суміші з суден, на які поширюється [21], за винятком випадків, коли дотримуються одночасно всі наступні умови:

а) з нафтового танкера, за винятком випадків, передбачених в підпункті (b) цього пункту:

(I) танкер знаходиться поза межами особливого району;

(II) танкер знаходиться на відстані більше 50 морських миль від найближчого берега;

(III) танкер знаходиться в дорозі;

(IV) миттєва інтенсивність скидання нафти не перевищує 30 літрів на морську милю;

(V) загальна кількість скинутої з існуючих танкерів в море нафти не перевищує $1/15000$ загальної кількості даного виду вантажу, частиною якого є залишок, а з нових танкерів - $1/30000$ загальної кількості даного виду вантажу, частиною якого є залишок;

(VI) на танкері знаходяться в дії система автоматичного виміру, реєстрації і управління скиданням нафти і відстійний танк, необхідний правилом 15 цього [21];

b) з судна валовою місткістю 400 рег.т і більш, яка не є нафтовим танкером, а також з льял машинних приміщень нафтового танкера, за винятком льял відділення вантажних насосів, якщо тільки стоки машинних льял не змішаний з залишками нафтового вантажу:

(I) судно знаходиться поза межами особливого району;

(II) судно знаходиться в дорозі;

(III) вміст нафти в стоці без його розведення не перевищує 15 частин на мільйон;

(IV) на судні знаходиться в дії устаткування, необхідне правилом 16 цього [21].

2. Стосовно судна валовою місткістю менше 400 рег.т., яка не є нафтовим танкером і плаваючого за межами особливого району, адміністрація забезпечує, щоб воно було обладнано, наскільки це доцільно і практично можливо, пристроями для зберігання нафтових залишків на борту і їх скидання на приймальні споруди або в море відповідно до вимог пункту 1 (b) [21].

3. У всіх випадках, коли в безпосередній близькості від судна або його кільватерной струменя на поверхні води або під нею виявлені видимі сліди нафти, уряду сторін Конвенції в межах своїх можливостей невідкладно розслідують відносяться до даного випадку факти для встановлення, чи мало місце порушення положень цього правила або правила 10 цього Додатка. Розслідування, зокрема, має включати відомості про вітер і стан моря, про шляхи і швидкості судна, про інших можливих джерелах появи поблизу судна видимих слідів нафти, а також про будь-яких записах, які стосуються скидання нафти.

4. Положення пункту 1 цього правила не застосовуються до скидання чистого і ізольованого баласту, а також до скидання необроблених нафтовмісних сумішей, нафтовмісту яких без розведення не перевищує 15 мільйонних часток, і які не скидаються з льял відділення вантажних насосів і не змішані з залишками нафтового вантажу .

5. Скидний в море стік не повинен містити хімічних або інших речовин, кількість або концентрація яких є небезпечними для морського середовища, а також хімічних або інших речовин, введених в стік з метою обійти умови скидання, встановлені в цьому правилі.

6. Нафтові залишки, які не можуть бути скинуті в море відповідно до пунктів 1, 2 і 4 цього правила, зберігаються на борту і скидаються на приймальні споруди.

7. У разі судна, згаданого в пункті 6 правила 16 [21], які не оснащені устаткуванням, необхідним пунктами 1 або 2 правила 16 [21], положення підпункту (b) пункту 1 цього правила не застосовуються до 6 липня 1998 року або до дати, на яку судно оснащене таким устаткуванням, в залежності від того, яка з них є більш ранньою. До цієї дати будь-яке скидання з льял машинних приміщень в море нафти або нафтовмісних сумішей з такого судна забороняється, за винятком випадків, коли дотримані всі наступні умови:

- a) містить нафту суміш не відбувається з льял відділення вантажних насосів; b) містить нафту суміш не змішана з залишками нафтового вантажу;
- c) судно знаходиться за межами особливого району;
- d) судно знаходиться на відстані більше 12 морських миль від берега;
- e) судно знаходиться в дорозі;
- f) вміст нафти в стоці становить менше 100 частин на мільйон;
- g) на судні знаходиться в дії устаткування для сепарації нафтоводяної сумішей, конструкція якого схвалена Адміністрацією з урахуванням технічних вимог, рекомендованих Організацією.

5.2 Правило 10

Методи запобігання забруднення нафтою з суден при плаванні в особливих районах.

1. Для цілей цього Додатка особливими районами є район Середземного моря, район Балтійського моря, район Чорного моря, район Червоного моря, "Район заток", Аденську затоку і район Антарктики, які визначені в такий спосіб:

- а) район Середземного моря означає власне Середземне море з розташованими в ньому затоками і морями, обмежений з боку Чорного моря паралеллю 41° з північної широти, а на заході - меридіаном $5^{\circ} 36'$ західної довготи, які перетинають Гібралтарську протоку;
- б) район Балтійського моря означає власне Балтійське море з Ботнічеським і Фінською затоками і з проходом в Балтійське море, обмежений паралеллю $57^{\circ} 44,8'$ північної широти біля мису Скаген в протоці Скагеррак;
- с) район Чорного моря означає власне Чорне море, обмежене з боку Середземного моря паралеллю 41° північної широти;
- д) район Червоного моря означає власне Червоне море з Суецьким і Акабським затоками, обмежений з півдня прямою лінією, що проходить між Рас-сі-Ан ($12^{\circ} 28,5'$ північної широти, $43^{\circ} 19,6'$ східної довготи) і Хусн- Мурад ($12^{\circ} 40,4'$ північної широти, $43^{\circ} 30,2'$ східної довготи);
- е) "Район заток" означає морський район, розташований на північний захід від прямої лінії, що проходить між Рас-Ель-Хадда ($22^{\circ} 30'$ північної широти, $59^{\circ} 48'$ східної довготи) і Рас-Ель-Фастів ($25^{\circ} 04'$ північної широти, $61^{\circ} 25'$ східної довготи);
- ф) Аденську затоку означає частину Аденської затоки між Червоним морем і Аравійським морем, обмежену із заходу прямою лінією, що проходить між Рас-сі-Ан ($12^{\circ} 28,5'$ північної широти, $43^{\circ} 19,6'$ східної довготи) і Хусн- Мурад ($12^{\circ} 40,4'$ північної широти, $43^{\circ} 30,2'$ східної довготи), і зі сходу прямою лінією, що проходить між Рас-Асир ($11^{\circ} 50'$ північної широти, $51^{\circ} 16,9'$ східної довготи) і рас-Фартак ($15^{\circ} 35'$ північної широти, $52^{\circ} 13,8'$ східної довготи);
- г) "район Антарктики" означає морський район на південь від 60° південної широти.

2. З урахуванням положень правила 11 [21]:

а) в особливому районі забороняється будь-яке скидання в море нафти або містить нафту суміші з будь-якого нафтового танкера і судна валовою місткістю 400 рег.т і більш, яка не є нафтовим танкером. Відносно району Антарктики будь-яке скидання в море нафти або містить нафту суміші з будь-якого судна забороняється;

б) в особливому районі забороняється будь-яке скидання в море нафти або містить нафту суміші з судна валовою місткістю менше 400 рег.т, яка не є нафтовим танкером, крім випадків, коли зміст нафти в стоці без його розведення не перевищує 15 мільйонних часток.

3. а) Положення пункту 2 цього правила не застосовуються до скидання чистого і ізолюваного баласту.

б) Положення підпункту 2 (а) цього правила не застосовуються до скидання оброблених лляльних вод з машинних приміщень за умови, що одночасно дотримуються всі наступні умови:

(I) джерелом лляльних вод не є льяла відділення вантажних насосів;

(II) льяльні води не змішані з залишками нафтового вантажу;

(III) судно знаходиться в русі;

(IV) вміст нафти в стоці без розведення не перевищує 15 мільйонних часток; (V) на судні знаходиться в дії устаткування для фільтрації нафти, яке задовольняє пункту 5 правила 16 [21];

(VI) система фільтрації обладнана пристроєм, що забезпечує автоматичне припинення скидання, коли вміст нафти в стоці перевищує 15 мільйонних часток.

4. а) Скидний в море стік не повинен містити хімічних або інших речовин, кількість або концентрація яких є небезпечними для морського середовища, а також хімічних або інших речовин, введених з метою обійти умови скидання, встановлені в цьому правилі.

б) Нафтові залишки, які не можуть бути скинуті в море відповідно до пунктів 2 або 3 цього правила, зберігаються на борту або скидаються на приймальні споруди.

5. Ніщо в цьому правилі не забороняє судну, лише частина шляху якого проходить по особливому району, проводити за межами особливого району скидання відповідно до правила 9 [21].

6. У всіх випадках, коли в безпосередній близькості від судна або його кільватерной струменя на поверхні води або під нею виявлені видимі сліди нафти, уряду сторін Конвенції в межах своїх можливостей невідкладно розслідують відносяться до даного випадку факти для встановлення, чи мало місце порушення положень цього правила або правила 9 цього Додатка. Розслідування, зокрема, має включати відомості про вітер і стан моря, про шляхи і швидкості судна, про інших можливих джерелах появи поблизу судна видимих слідів нафти, а також про будь-яких записах, які стосуються скидання нафти.

7. Приймальні споруди в межах особливих районів: а) райони Середземного, Чорного і Балтійського морів:

(I) уряд кожної сторони Конвенції, берегова лінія якої прилягає до одного з цих районів, зобов'язується забезпечити, щоб не пізніше 1 січня 1977 року в усіх нафтоналивних терміналах і ремонтних портах, що знаходяться в межах особливого району, були передбачені споруди, достатні для прийому від нафтових танкерів і обробки всього брудного баласту і промивної води з танків. Крім того, у всіх портах в межах особливого району передбачаються прийомні споруди, достатні для прийому від всіх судів інших залишків і нафтовмісних сумішей. Такі споруди повинні мати пропускну спроможність достатню для задоволення потреб користуються ними судів і не приводить до їх надмірного простою;

(II) уряд кожної сторони Конвенції, яка має юрисдикцією над входами в морські шляхи з невеликими глибинами, які можуть зажадати зменшення осадки судна шляхом зливу баласту, зобов'язуються передбачити споруди, згадані в підпункті (а) (I)

даного пункту, із застереженням, що суду, яким необхідно здати нафтові залишки або брудний баласт, можуть зазнати деяку затримку;

(III) в період між вступом в силу цієї Конвенції (якщо це станеться раніше 1 січня 1977 року) та 1 січня 1977 року судна при плаванні в особливих районах виконують вимоги правила 9 цього Додатка. Однак уряди сторін Конвенції, берегова лінія яких прилягає до якого-небудь особливого району, згаданого в цьому підпункті, можуть встановити дату, що передує 1 січня 1977, але наступну за датою вступу в силу цієї Конвенції, починаючи з якої вимоги цього правила щодо згаданих районів вступають в дію, якщо:

- 1) до встановленої дати будуть передбачені всі необхідні приймальні споруди;
- 2) зацікавлені Сторони повідомлять Організацію про встановлену дату не менше ніж за шість місяців до її настання для сповіщення інших сторін;

(IV) починаючи з 1 січня 1977 року або попередньої 1 січня 1977 року дати, встановленої відповідно до підпункту (а) (iii) даного пункту, кожна сторона повідомляє Організацію для сповіщення зацікавлених Договірних урядів про всіх передбачуваних випадках невідповідності споруд встановленим вимогам; б) район Червоного моря, "Район заток" та район Аденської затоки: (I) Уряд кожної сторони, берегова лінія якої прилягає до цих особливих районів, зобов'язується забезпечити, щоб у всіх нафтоналивних терміналах і портах ремонту суден, розташованих в цих особливих районах, якомога швидше були передбачені споруди, достатні для прийому від танкерів і обробки всього брудного баласту і промивної води з танків. Крім того, у всіх портах в межах особливого району передбачаються прийомні споруди, достатні для прийому від всіх судів інших залишків і нафтовмісних сумішей. Такі споруди повинні мати пропускну здатність, достатню для задоволення потреб користуються ними судів і не приводить до їх надмірного простою; (II) уряд кожної сторони Конвенції, яка має юрисдикцією над входами в морські шляхи з невеликими глибинами, які можуть зажадати зменшення осадки судна шляхом зливу баласту, зобов'я-

зується забезпечити спорудження, згадані в підпункті (b) (i) даного пункту, із застереженням, що суду, яким необхідно здати нафтові залишки або брудний баласт, можуть зазнати деяку затримку;

(III) кожна зацікавлена сторона повідомляє Організацію про заходи, вжиті на виконання положень підпунктів (b) (i) та (b) (II) цього пункту. Після отримання достатньої кількості повідомлень Організація встановлює дату, починаючи з якої вимоги цього правила вступають в дію по відношенню до даного особливого району. Організація повідомляє всі сторони про таку дату не менше ніж за дванадцять місяців до її настання;

(IV) в період між вступом в силу цієї Конвенції і такою датою суду, перебуваючи в особливих районах, виконують вимоги правила 9 [21];

(V) після такої дати нафтові танкери, які вантажаться в портах тих особливих районів, де ще поки відсутні такі приймальні споруди, також повністю виконують вимоги цього правила. Однак нафтові танкери, що заходять в такі особливі райони з метою завантаження, повинні зробити все можливе, щоб входити в район, маючи на борту тільки чистий баласт;

(VI) після дати, починаючи з якої вступають в дію вимоги щодо особливого району, кожна сторона повідомляє Організацію для сповіщення зацікавлених сторін про всі випадки передбачуваного невідповідності споруд встановленим вимогам;

(VII) щонайменше ті приймальні споруди, які передбачені правилом 12 цього Додатка, повинні бути забезпечені станом на 1 січня 1977 року або через рік після вступу в силу цієї Конвенції залежно від того, яка дата настане пізніше.

8. Незважаючи на пункт 7 цього правила, до району Антарктики застосовуються такі правила: а) уряд кожної сторони Конвенції, з портів якої судна відправляються додому в рейс в район Антарктики чи в порти якої суду прибувають з району Антарктики, зобов'язується забезпечити, як тільки це буде практично можливо, надання відповідних споруд для прийому всіх нафтовмісних опадів, брудного баласту, про-

мивальної води з танків, а також інших нафтовмісних залишків і сумішей для задоволення потреб користуються ними судів і не приводячи до їх надмірного простою;

б) уряд кожної сторони Конвенції забезпечує, щоб всі судна, які мають право плавання під її прапором, до входу в район Антарктики були обладнані танком або танками достатньої місткості для збереження всіх нафтовмісних опадів, брудного баласту, промивальної води з танків, а також інших нафтовмісних залишків і сумішей при плаванні в цьому районі і мали домовленості про здачу таких нафтовмісних залишків на приймальне спорудження після виходу з цього району.

5.3 Правило 11

Винятки

Правила 9 та 10 [21] не застосовуються:

а) до скидання в море нафти або містить нафту суміші з метою забезпечення безпеки судна або порятунку людського життя на морі;

б) до скидання в море нафти або містить нафту суміші в результаті пошкодження судна або його обладнання:

(І) за умови, що після отримання пошкодження або виявлення скиду були прийняті всі розумні запобіжні заходи для запобігання або зведення до мінімуму такого скидання;

(ІІ) за винятком випадків, коли судновласник або капітан діяли або з наміром заподіяти пошкодження судну, або безвідповідально і розуміючи, що це може привести до пошкодження;

с) до скидання в море речовин, що містять нафту і схвалених Адміністрацією, які використовуються для боротьби з особливими випадками забруднення моря з метою зведення до мінімуму шкоди від забруднення. Будь-подібний скидання підлягає схваленню всяким урядом, в чий юрисдикції знаходиться район, в якому передбачається здійснити таке скидання.

ВИСНОВОК

В магістерській роботі був розглянутий синтез тестувального стенду суднового електропривода на основі асинхронного комплектного електропривода «Размер – 2М» та електропривода постійного струму.

Аналіз існуючих тестуючих пристроїв виявив ряд недоліків, які не дозволяють застосовувати їх у дрібносерійному виробництві.

Метою магістерської роботи було створення тестового стенду у складі якого є пристрої, які емулюють роботу суднового електропривода кранів— мікропроцесорна система програмного керування та один з електроприводів: змінного струму «Размер – 2М» або постійного струму ЭПУ1М – 2 – 4027ДУХЛ4. Стенд функціонального контролю і діагностики, в який додатково введенний емуляційний електричний пристрій, забезпечить підвищення достовірності контролю і діагностики при відпрацюванні експлуатаційних можливостей суднового устаткування за відсутності механічної частини (токарного верстата) і завдяки цьому забезпечить можливість навчання фахівців навичкам ремонту й налагоджування системи числового програмного керування й електропривода, програмуванню технологічних керуючих програм, що дозволить збільшити експлуатаційний ресурс суднового устаткування.

Наведена методика розрахунку параметрів асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором в ортогональній системі координат, орієнтованій по вектору потокозчеплення ротора, яка використана при дослідженні статичних і динамічних характеристик двигуна, а також при проектуванні системи векторного управління.

Синтезовані різні варіанти спостерігачів стану повного порядку (по відношенню до об'єкту спостереження), що дозволяють відновити сигнал динамічного моменту: першого і другого порядку, а також два варіанти спостерігачів третього порядку (на основі повної моделі об'єкту регулювання каналу швидкості і на основі згорнутої моделі контура регулювання динамічного моменту). Встановлено, що з боку просто-

ти технічної реалізації ефективнішими є перший і останній з перерахованих спостерігачів стани, які були синтезовані.

Оцінені статичні і динамічні характеристики системи векторного управління із спостерігачами стану, а також вплив останніх на ці характеристики. Встановлено, що відмінність динамічних властивостей (динамічна помилка і наявність тієї, що коливає), яка, проте, є дуже незначною навіть в перехідних режимах роботи, зростає разом з підвищенням порядку спостерігача. Застосування кожного з розроблених спостерігачів стану є перспективним для оцінки динамічного моменту з метою підвищення астатизму системи векторного управління.

Оцінена можливість застосування спостерігачів стану з постійними коефіцієнтами при двузонному регулюванні швидкості. Встановлено, що їх застосування є повністю можливим і ефективним, оскільки приводить до незначного поліпшення динамічних властивостей системи векторного управління в динамічних режимах.

Наведена методика розрахунку параметрів привода постійного струму.

Отримані характеристики пропонованої системи частотного керування засвідчили, що система забезпечує показники якості керування нічим не гірше, а по динаміці навіть краще, ніж існуюча система керування двигуном. З цього випливає наступне: можна робити заміну існуючої системи на спроектовану систему. Схема моделювання роботи реактивним навантаженням випробування і була використана при дослідженнях.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Нестеренко А. С; Шарейко Д. Ю. – кандидат технических наук, доцент. Разработка и модернизация блоков лабораторного стенда с ЧПУ 2P22 на основе электропривода «Размер 2М-5-21»и внешнего управляющего ПК. Інформаційно-керуючі системи і комплекси: Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю. – Миколаїв: НУК, 2008. – 224 с.
2. Нестеренко А. С; Шарейко Д. Ю. – кандидат технических наук, доцент. К вопросу разработки тестирующего стенда для станков с ЧПУ. Електротехніка і електромеханіка: Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю. – Миколаїв: НУК, 2007. – 316 с.
3. Нестеренко О. С; Шарейко Д. Ю. – кандидат технических наук, доцент; Фоменко А. М. Розробка оптимальних параметрів регулювання тестового стенду на основі асинхронного двигуна. Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю. – Миколаїв: НУК, 2008. – 216 с.
4. Эпштейн И. И. Автоматизированный электропривод переменного тока. - М.: Энергоиздат, 1982 - 192 с., ил.
5. Калашников В. І. Основи векторного управління асинхронним електроприводом без датчика швидкості // Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика: Збірка праць науково технічної конференції - Харків: Основа, 1998. - С. 128-129.
6. Виноградов А. Б., Чистосердов В. Л., Сибірцев А. Н. Частотно-регулюємий електропривод змінного струму нового покоління // Привід і управління. – 2000. - с. 21-24.

7. Клепиков В.Б., Гуль А. И. Багатовимірна оптимізація параметрів двукратноінтегруючих цифро-аналогових систем електроприводу / Електрика.- 1995.- №11.- С.42-46.
8. Крутько П.Д. "Обратные задачи динамики управляемых систем", М., "Наука", 1988.
9. Герман-галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0: Уч. пособие. 2001. -320 с., ил.
10. Колосов С. П., Калмыков И. В.,Нефедова В. И. "Элементы автоматики". Издательство "Машиностроение", Москва, 1970.
11. www.promreg.ru. Автоматизированная система диагностики «ТЕСТ-Д».

Додаток А

Текст моделюючої програми з використанням MathCAD 2000i

Відповідно довідника визначаємо потужність двигуна, Вт: $P_n = 1100$.

Частоти обертання двигуна синхронна та номінальна, об/хв: $n_c = 1500$ та $n_n = 1420$.

Коефіцієнт корисної дії та потужності двигуна: $\eta = 0.75$ та $\cos \varphi_1 = 0.81$.

Відношення максимального моменту до номінального моменту: $\frac{M_{max}}{M_n} = 2.2$.

Відношення пускового моменту до номінального моменту: $\frac{M_p}{M_n} = 2.0$.

Відношення пускового струму до номінального струму: $\frac{I_p}{I_n} = 5$.

Число пар полюсів двигуна: $Z_p = 2$.

Сумарний приведений до валу двигуна момент інерції, кг/м²: $J = 32.3 \cdot 10^{-4}$.

При $P_n = 1100$ та $n_n = 1420$ знаходимо номінальний момент двигуна, Нм: $M_{nom} = \frac{P_n \cdot 30}{\pi \cdot n_n}$,
 $M_{nom} = 7.397$.

При $n_c = 1500$ та $n_n = 1420$ знаходимо номінальне ковзання двигуна: $S_n = \frac{n_c - n_n}{n_c}$, $S_n = 0.053$.

При $P_n = 1100$, $\eta = 0.75$ та $\cos \varphi = 0.81$ знаходимо повну потужність, Вт: $S_p = \frac{P_n}{\eta \cdot \cos \varphi_1}$, $S_p = 1810.7$.

При заданій фазній напрузі $U_{1f} = 200$ В знаходимо повний струм однієї фази, А: $I_{1n} = \frac{S_p}{3 \cdot U_{1f}}$,
 $I_{1n} = 2.743$.

При $n_n = 1420$ знаходимо кутову частоту обертання, рад/с: $\omega_n = \frac{n_n \cdot \pi}{30}$, $\omega_n = 148.702$.

Задаємо коефіцієнти підстроювання

Для індуктивних опорів схеми заміщення: $K_{rx} = 22$. Для активних опорів схеми заміщення:
 $K_{rr} = 18$. Для змінення моменту опору навантаження: $K_{ms} = 0.2$.

Для змінення приведенного моменту інерції з урахуванням зовнішнього механізму: $K_j = 2.5$.

Для змінення моменту двигуна: $K_{md} = 2$.

Обчислюємо значення деяких опорів

Повний опір фази статора, Ом: $Z_f = \frac{U_{1f}}{I_{1n}}$, $Z_f = 80.19$, де $U_{1f} = 220$ – фазна напруга, В;
 $I_{1n} = 2.743$ – повний струм однієї фази, А.

Активний опір фази статора, Ом: $R_{10} = 0.07 \cdot K_{rr}$, $R_1 = Z_f \cdot R_{10}$, $R_1 = 101.039$.

Індуктивний опір фази статора, Ом: $X_{10} = 0.18 \cdot K_{rx}$, $X_1 = Z_f \cdot X_{10}$, $X_1 = 317.552$.

Наведений індуктивний опір фази ротора, Ом: $X_{20} = 0.18 \cdot K_{rx}$, $X_2 = Z_f \cdot X_{20}$, $X_2 = 317.552$.

Наведений активний опір фази ротора, Ом: $R_{20} = 0.07 \cdot K_{rr}$, $R_2 = Z_f \cdot R_{20}$, $R_2 = 101.039$.

Опір взаємної індукції між статором і ротором при номінальній частоті поля, Ом:
 $X_{00} = 0.17 \cdot K_{rx}$, $X_0 = Z_f \cdot X_{00}$, $X_0 = 299.911$.

Знаходимо значення деяких індуктивностей при заданій частоті мережі $f = 50$ Гц.

Переведення частоти мережі в радіани, рад/с: $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f$, $\omega_1 = 314.159$.

Індуктивність фази статора, Гн: $L_1 = \frac{X_1}{\omega_1}$, $L_1 = 1.011$. Індуктивність фази ротора, Гн: $L_2 = \frac{X_2}{\omega_1}$,
 $L_2 = 1.011$. Взаємна індуктивність між статором та ротором, Гн: $L_0 = \frac{X_0}{\omega_1}$, $L_0 = 0.955$.

Параметри елементів регулятора швидкості РСЗ

У схемі суматора D14: $R_{68} = 24 \cdot 10^3$ Ом, $R_{70} = 12.4 \cdot 10^3$ Ом.

У схемі формувача частоти ковзання D15: $R_{73} = 68 \cdot 10^3$ Ом, $R_{74} = 10.1 \cdot 10^3$ Ом.

У схемі підсилювача регулятора швидкості D1, D2: $C_9 = 0.22 \cdot 10^{-6}$ Ф, $R_3 = 1.33 \cdot 10^3$ Ом,
 $R_6 = 1.33 \cdot 10^3$ Ом, $R_{12} = 21.5 \cdot 10^3$ Ом.

Знаходимо постійну часу регулятора швидкості, с: $T_{rs} = (R_3 + R_6) \cdot C_9$, $T_{rs} = 5.852 \cdot 10^{-4}$.

Знаходимо коефіцієнт підсилення регулятора швидкості: $K_{rs} = \frac{R_{12}}{R_3 + R_6}$, $K_{rs} = 8.083$.

Знаходимо коефіцієнт підсилення регулятора швидкості по ковзанню, 1/с: $K_{\omega s} = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{74} \cdot 10^4}{1.44 \cdot R_{73} \cdot 10^3}$,
 $K_{\omega s} = 6.481$.

Знаходимо коефіцієнт підсилення регулятора струму: $K_{rt} = \frac{R_{70}}{R_{68}}$, $K_{rt} = 0.517$.

Обчислюємо визначник системи рівнянь: $\Delta = (L_1 \cdot L_2) \cdot L_0^2$, $\Delta = 0.11$.

Постійна часу інтегрування (шаг інтегрування), с: $\Delta t = \frac{T_{rs}}{6}$, $\Delta t = 9.753 \cdot 10^{-5}$.

Число ітерацій циклу інтегрування: $n_j = \frac{1}{\Delta t}$, $n_j = 10253$.

Задаємо коефіцієнт підсилення зворотного зв'язку по швидкості та транзисторного інвертора відповідно принципової схеми: $K_{tg} = \frac{1}{150}$, $K_i = 80$.

Задаємо вхідну напругу, при якій двигун розвине номінальну швидкість, В: $U_{\omega zad} = 10$.

Задаємо значення постійної напруги збудження, яку видає привод на двигун, В: $U_{dzad} = 0.65$,
 $U_{dzad} \cdot K_{rt} \cdot K_i = 26.867$.

Задаємо значення постійної напруги збудження для моделювання без привода, В: $U_{1dzad} = 20$.

Для завдання обмеження вихідної напруги підсилювача створюємо функцію: $y(x) = 2 \cdot x$,

$$f_{restr}(x, a) = i_f(y(x) < -a, -a, i_f(y(x) > a, a, y(x)))$$

Задаємо функцію моменту опору навантаження:

$$M_s(\omega) = i_f(\omega = 0, 0, K_{ms} \cdot M_{nom} \cdot \log(|\omega + 1|, 7)).$$

Синтез системи керування проводиться спочатку за допомогою діючої математичної моделі асинхронного двигуна без електропривода. На цій моделі були відпрацьовані режими роботи двигуна. Цикл обчислення дозволяє з достатньою точністю змодельовати дію всіх режимів. Текст циклу обчислення діючої математичної моделі асинхронного двигуна без електропривода наведений в літературі [12]. Для забезпечення працездатності цієї моделі попередньо введені необхідні початкові умови та присвоєні відповідні уставки.

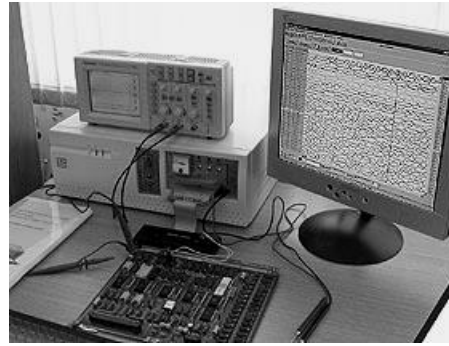
Розробка стенда для тестування комплектних електроприводів

Студент магістратури: Данілов Віктор Олегович

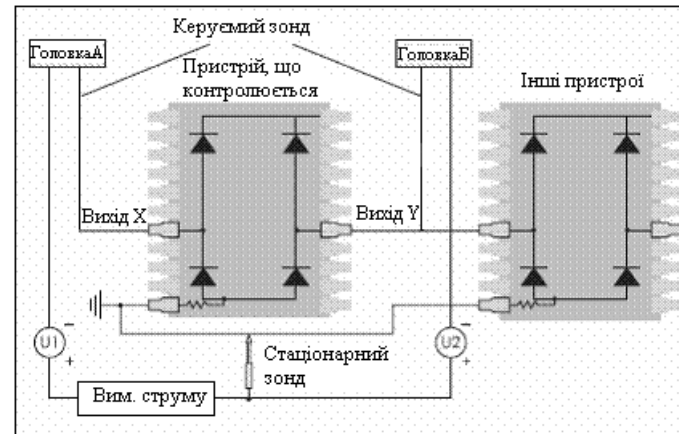
Науковий керівник: к.т.н., доцент Надточій Анатолій Вікторович

Мета дослідження: полягає у розробці тестового стенду для налагодження комплектного електропривода. Досягнення цієї мети зумовило необхідність розв'язання наступних задач:

- Проаналізувати сучасний стан тестування електроприводів;
- Виконати синтез системи керування комплектним електроприводом постійного та змінного струмів для визначення параметрів тестування;
- Розробити емуляційний пристрій об'єкту керування який сполучався би з такими комплектними електроприводами як КЕМЕК та Размер 2М. Оскільки вони дозволяють контролювати всі параметри схеми. У сучасних системах всі керуючі блоки інтегровані у контролерах;

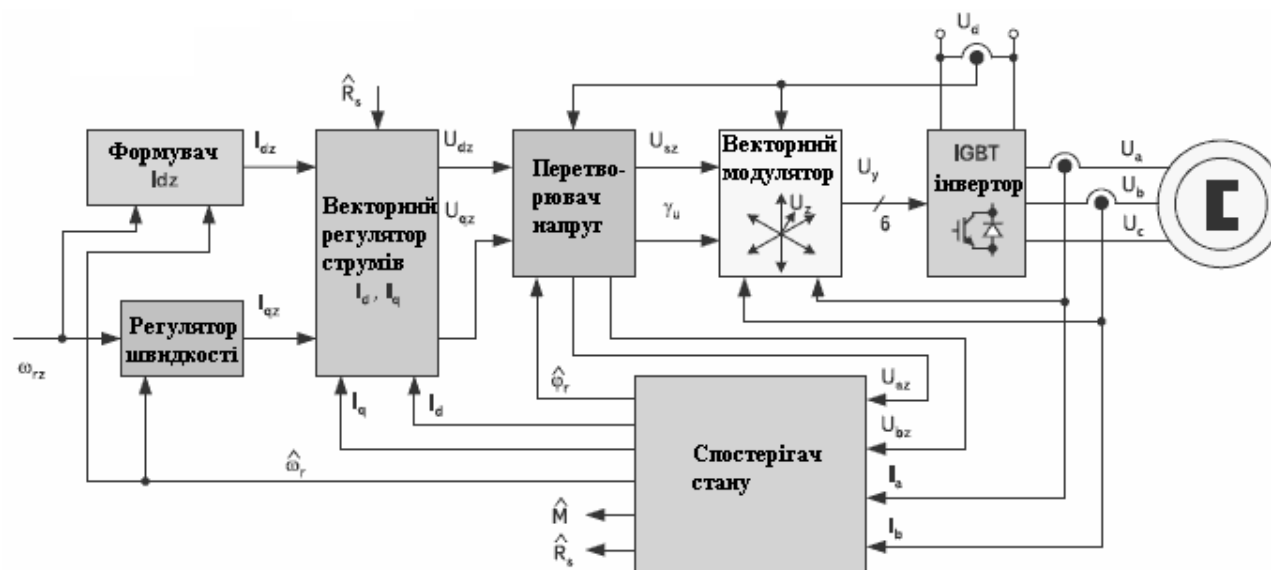


Автоматизована система діагностики "ТЕСТ-Д"

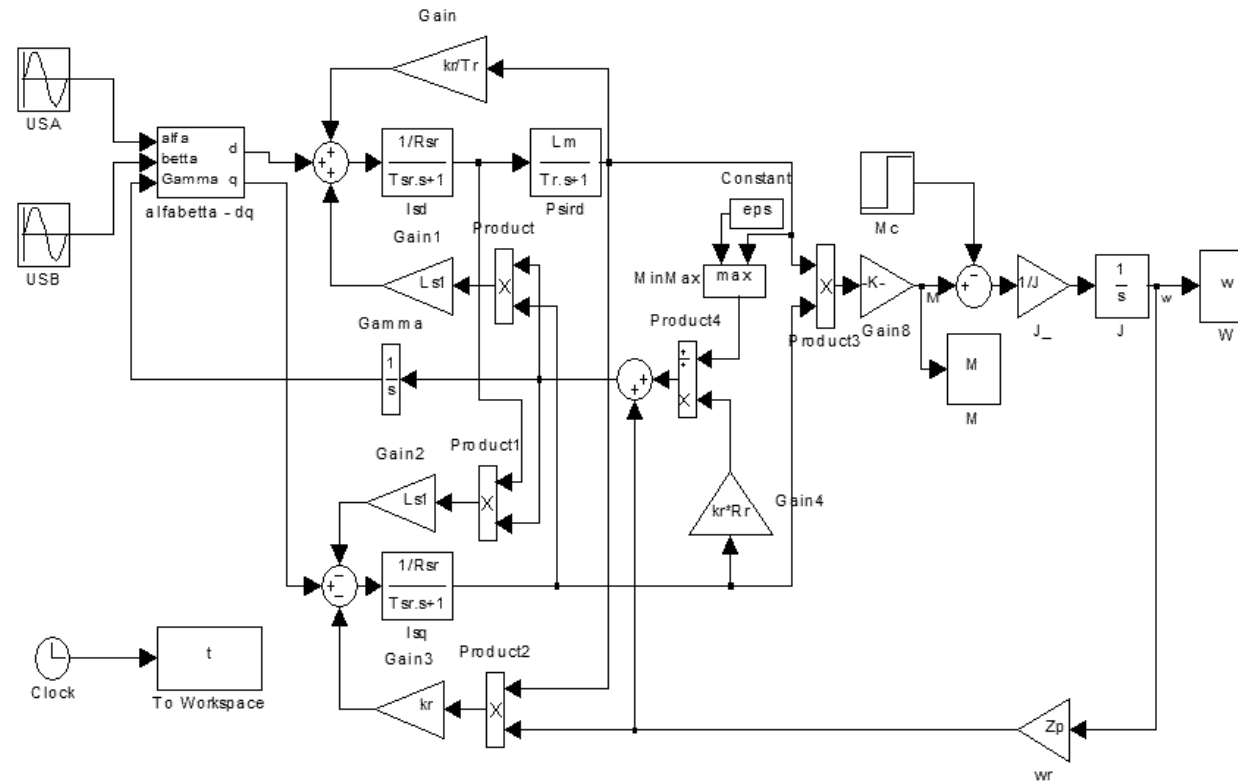


Безвекторний контроль

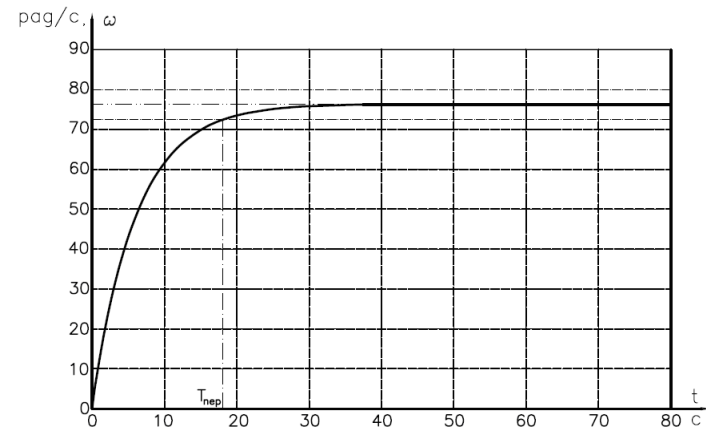
Структурна схема системи адаптивно-векторного управління



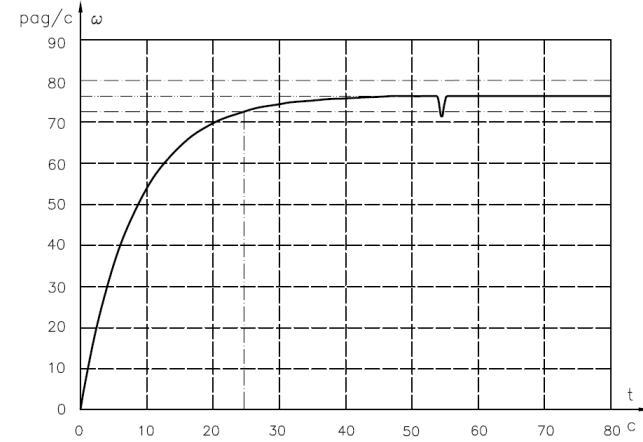
Модель короткозамкнутого АД в ортогональной системе координат, ориентованной по потоку сцепления ротора



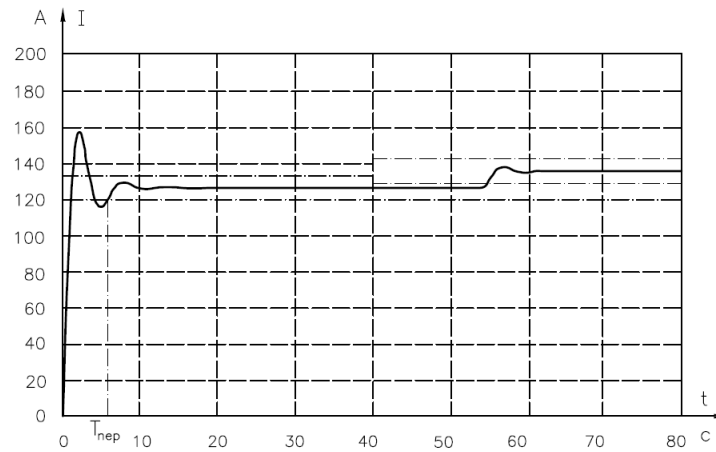
Результати розрахунків



Перехідний процес
без навантаження

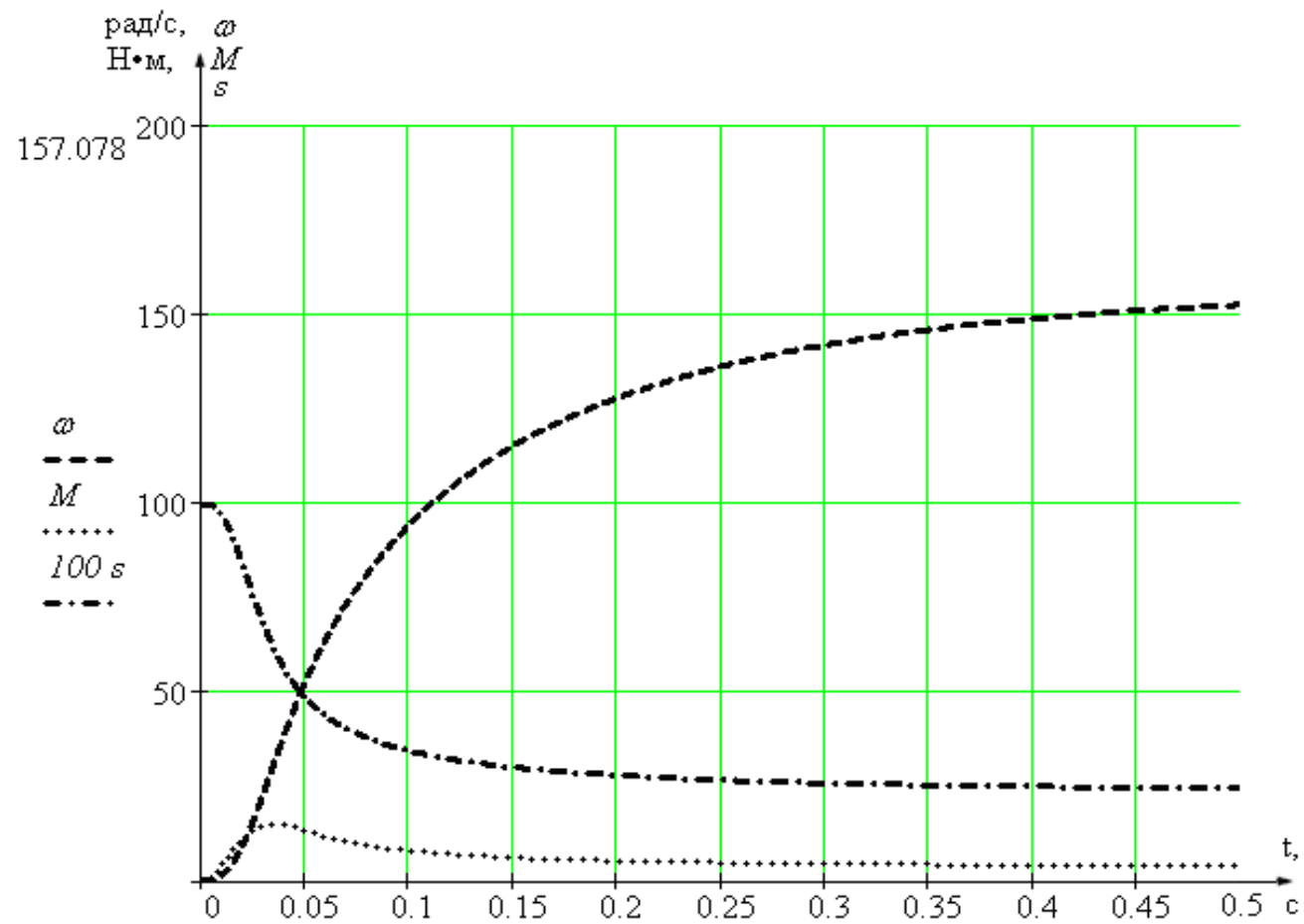


Перехідний процес при
зміні навантаження 15% $M_{ном}$

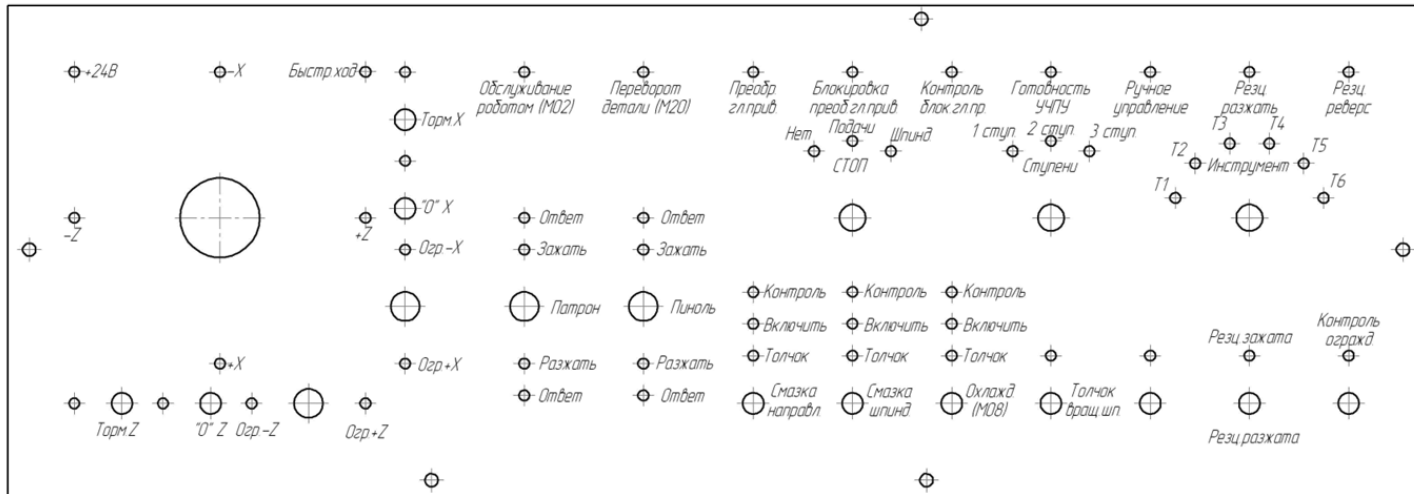
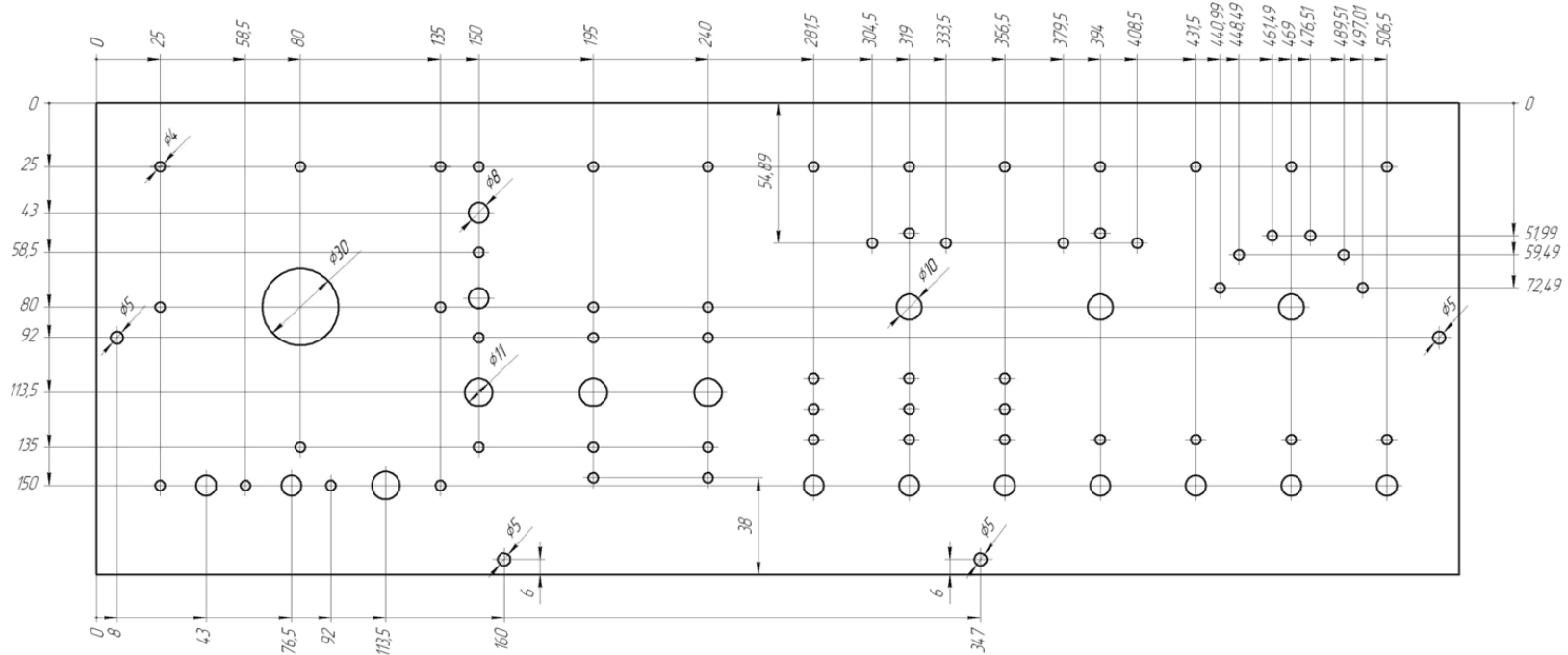


Перехідний процес зміни навантаження 50% $M_{ном}$

Залежність кутової швидкості, моменту та ковзання двигуна



Фальш панель емуляційного пристрою



ВИСНОВКИ

Аналіз існуючих тестуючи пристроїв виявив ряд недоліків, які накладають обмеження на їх використання. В результаті аналізу були сформульовані шляхи поліпшення характеристик тестуючих пристроїв;

- Проведена розробка тестового стенда;
- Синтезовані системи керування асинхронного комплектного електропривода змінного струму та електропривода постійного струму;
- Побудовані графіки режимів роботи та перехідних процесів системи керування;
- Проведені роботи по забезпеченню зв'язку тестового стенда з персональним комп'ютером;
- Розроблено необхідне програмне забезпечення;
- Був проведений натурний експеримент та співставленні розрахункові та експериментальні результати.