

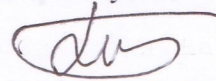
Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова

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

Кафедра автоматики
(повна назва кафедри)

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри



I. С. Білюк

(підпис)

«20» 12 2024 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття ступеня магістра

зі спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка
(код та назва спеціальності)

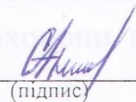
освітня програма Електромеханічні системи автоматизації та електропривод
(назва освітньої програми)

на тему: «Адаптивні регулятори в комплектних електроприводах»

Виконав: студент групи 6371мз

Старуш Антон

(прізвище, ім'я, по батькові)


(підпис)

Керівник

доц. каф. автоматики, к.е.н.,

доц. Майборода О.В.

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

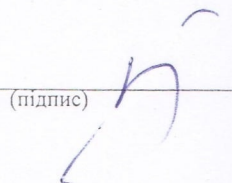

(підпис)

Рецензент

доц. каф. СЕЕС, к.т.н.,

доц. Ставинський Р.А.

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


(підпис)

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

Студент

(підпис)

м. Миколаїв – 2024 року

АНОТАЦІЯ

Кваліфікаційна робота: 152с., 6 р., 77 рис., 1 дод., 19 джерел.

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

Об'єкт дослідження – процеси, які протікають в електроприводі з адаптивним принципом керування.

Мета роботи – На основі існуючих теоретичних досліджень розробити комплектний електропривод з адаптивним принципом керування.

Перший розділ присвячений аналізу систем керування старих і нових комплектних електроприводів і згідно цього зроблена постановка задачі дослідження. У другому розділі наведена методологія магістерського дослідження. У третьому розділі розглянуто адаптивне регулювання з лінійними регуляторами. Четвертий розділ присвячено адаптивному регулюванню з нелінійним регулятором.

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

Додатки містять слайди мультимедійної презентації.

ABSTRACT

Qualification work: 152 p., 6 ch., 77 figures, 1 appendix, 19 sources.

Keywords: complete electric drive, adaptive controller, asynchronous electric drive, scalar control system, vector control system, transient response, control quality indicators..

Object of study - processes occurring in an electric drive with an adaptive control principle.

Purpose - to develop a complete electric drive with an adaptive control principle based on existing theoretical studies.

The first chapter is devoted to the analysis of control systems for old and new complete electric drives and, accordingly, the research problem is formulated. The second section describes the methodology of the master's research. The third chapter discusses adaptive control with linear regulators. The fourth section is devoted to adaptive control with a nonlinear controller.

The fifth and sixth chapters deal with issues related to labor and environmental protection.

The appendices contain slides of a multimedia presentation.

ЗМІСТ

Вступ.....	6
РОЗДІЛ 1 СТАН ПИТАННЯ ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕННЯ.....	9
1.1 Аналіз старих комплектних електроприводів.....	9
1.2 Аналіз сучасних комплектних електроприводів.....	13
1.3 Постановка задачі дослідження.....	19
РОЗДІЛ 2 МЕТОДОЛОГІЯ МАГІСТРСЬКОГО ДОСЛІДЖЕННЯ.....	21
2.1 Побудова структурно-логічної схеми магістерського дослідження.....	21
2.2 Методи проведення дослідження.....	23
2.3 Методи розрахунку поставленої задачі.....	26
2.4 Висновки по розділу 2.....	28
РОЗДІЛ 3 АДАПТИВНЕ РЕГУЛЮВАННЯ З ЛІНІЙНИМИ РЕГУЛЯТОРАМИ.....	30
3.1 Використання адаптивних регуляторів в сучасних комплектних електроприводах.....	31
3.2 Адаптивний регулятор у структурі сучасного комплектного електроприводу.....	35
3.3 Шляхи удосконалення комплектних електроприводів.....	40
3.4 Поліпшення динамічних характеристик комплектного електроприводу.....	43
3.5 Висновки по розділу 3.....	46
РОЗДІЛ 4 АДАПТИВНЕ РЕГУЛЮВАННЯ З НЕЛІНІЙНИМИ РЕГУЛЯТОРАМИ.....	47
4.1 Розрахунок автоматичних систем з нелінійної корекції декількох ланок.....	48
4.2 Аналіз систем з сумісним використанням лінійних та нелінійних корегуючи пристроїв.....	63

4.2.1 Система з лінійним зворотним зв'язком за швидкістю.....	72
4.2.2 Розрахунок системи з лінійним і нелінійним коригувальним пристроєм.....	78
4.2.3 Система з нелінійним коригувальним сигналом типу $[1_{\psi_1}^{\psi_2}]$, і зворотним зв'язком за швидкістю.....	81
4.3 Методика синтезу нелінійних корегуючи пристроїв у системах зі складним видом нелінійності.....	86
4.3.1 Гармонійна лінеаризація нелінійної ланки.....	88
4.3.2 Складання гармонічно лінеаризованого рівняння двигуна з урахуванням динамічного коригуючого сигналу.....	96
4.4 Корекція динамічних параметрів ланцюгів лінійних зворотніх зв'язків.....	98
4.5 Корекція параметрів диференціюючих контурів.....	107
4.6 Оптимізація автоматичних систем нелінійними коригуючими пристроями.....	115
4.7 Висновки по розділу 4.....	132
РОЗДІЛ 5 ОХОРОНА ПРАЦІ	
5.1 Теоретичні положення.....	133
5.2 Аналіз небезпечних і шкідливих факторів на людину при удосконаленні електроприводів.....	136
5.3 Розрахунок освітленості виробничого приміщення.....	138
5.4 Заходи щодо техніки безпеки при роботі з ЕОМ.....	141
РОЗДІЛ 6 ОХОРОНА НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА	
6.1 Теоретичні положення.....	143
6.2 Забруднення навколишнього середовища.....	145
6.3 Заходи, по утилізації ЕОМ.....	147
6.4 Заходи, щодо зниження забруднення навколишнього середовища.....	149
Висновки.....	150
Перелік посилань.....	151

ВСТУП

Актуальність проблеми Аналіз літератури показав, що в сучасних системах керування використовуються такі види регуляторів, як ПД та ПІД-регулятори. Одночасне використання таких регуляторів в системі призводить до того, що параметри регуляторів потрібно переналаштовувати для переходу з одного режиму в інший. Отже постає питання автоматичного переналаштування параметрів регуляторів, зокрема адаптивного регулятора. Сучасні комплектні електроприводи (КЕП) не використовують у своїй структурі адаптивний регулятор (АР). Використання адаптивних регуляторів, як окремих блоків у електроприводах може показатись недоцільним, так як КЕП мають в своїй структурі програмований логічний контролер, за допомогою якого програмно задавати параметри регуляторів. Але наявність АР дає системі бути більш швидкодійною. Крім того, окремий АР розвантажує логічний контролер, який замість установки параметрів регулятора може займатись такою операцією, як контроль за швидкістю двигуна, слідування за часом роботи двигуна тощо.

Заощаджений час суттєво вплине на роботу всього електроприводу, тому питання повернення у структуру КЕП окремого блоку адаптивного регулятора є актуальним.

Мета і завдання дослідження. На основі існуючих теоретичних досліджень розробити комплектний електропривод з адаптивним принципом керування.

Для досягнення цієї мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Скласти математичну модель адаптивного регулятора в системі автоматичного керування;
2. Провести теоретичні дослідження, щодо поведінки КЕП з різними законами регулювання.

3. Довести доцільність використання регулятора та впровадити отримані результати в учбовий процес

Об'єкт дослідження – процеси, які протікають в електроприводі з адаптивним принципом керування.

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

Методи дослідження. Теоретичне дослідження використання адаптивних регуляторів у комплектних електроприводах. Моделювання та синтез електромеханічної системи з адаптивним регулятором, побудованим на методі аналітичного конструювання.

Наукова новизна отриманих результатів.

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

2. Виявлені закономірності зміни перехідних характеристик електроприводу, які відрізняються від відомих плавними перехідними процесами.

3. Подальший розвиток отримав синтез адаптивних регуляторів в нелінійних системах керування.

Практичне значення одержаних результатів.

1. Методика синтезу адаптивних регуляторів.

2. Структурна схема комплектного електроприводу з адаптивним регулятором.

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

Випробувана методологія і схеми моделювання дозволяють підвищити швидкодію електропривода.

Отримані результати дослідження впроваджено в учбовий процес кафедри автоматики Національного університету кораблебудування, що підтверджено відповідним актом.

Апробація результатів роботи. Основні результати магістерської роботи доповідалися та обговорювались на XV Міжнародної науково-технічної конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», у доповіді «Модернізація електропривода промислового робота» (м. Миколаїв, 2024 р.).

Структура та обсяг магістерської роботи. Магістерська робота складається з вступу, 6 розділів, загальних висновків та списку використаних джерел. Робота викладена на 152 сторінці і містить 77 рисунків.

РОЗДІЛ 1

СТАН ПИТАННЯ ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕННЯ

1.1 Аналіз старих комплектних електроприводів

Комплектний електропривод - це електромеханічна система, що складається в загальному випадку з взаємодіючих перетворювачів електроенергії, електромеханічних і механічних перетворювачів, керуючих та інформаційних пристроїв і засобів сполучення з зовнішніми електричними, механічними, керуючими та інформаційними системами, призначений для приведення в рух виконавчих органів робочої машини і керування цим рухом з метою здійснення технологічного процесу.

Комплектні електроприводи застосовуються у металургії, енергетиці, підйомно-транспортному, намотувально-розмотувальному обладнанні, та інше.

Комплектні електроприводи мають різноманітні конфігурації (на основі стандартної), розраховані на виконання широкого кола завдань, і забезпечують:

- плавний пуск, гальмування і регулювання швидкості електродвигунів без механічних поштовхів і перевантажень електричних мереж;

- захист електродвигунів від перевантажень, підвищеної і зниженої напруги, перегріву та ін аварійних ситуацій;

- автоматичне відключення електродвигунів при зникненні живлячої напруги і автозапуск при відновленні мережі (при необхідності);

- швидкість і легкість діагностики стану обладнання;

- можливість інтеграції в різні системи і підключення до центрального пульта керування.

Комплектні електроприводи є модульною системою, що свідчить про неможливість її доповнення додатковими елементами, що не входять в структуру електроприводу. Основною складовою частиною перших комплектних електроприводів стали операційні підсилювачі та тиристори, які керуються за допомогою фазового регулювання.

Фазове регулювання - це регулювання електричної напруги шляхом зміни кута відкриття тиристорів, чи інших приладів, з яких зібраний випрямляч або ключ. В результаті зміни кута відкриття до навантаження йдуть неповні напівхвилі синусоїди, внаслідок чого знижується чинна напруга. Таке регулювання використовується для плавного пуску двигунів постійного струму, керування струмом зарядки акумуляторних батарей та інших цілей.

До переваг фазового регулювання відносять дешевизну (в ролі силових елементів зазвичай використовуються найбільш дешеві елементи з керованих), простоту перетворювача і ланцюгів керування.

Спотворення форми напруги в мережі живлення відбувається через те, що протягом напівперіоду опір навантаження змінюється (різко падає при відкритті вентилів), в результаті чого зростає струм і збільшується падіння напруги на опорах джерела та мережі.

Розглянемо комплектацію перших комплектних електроприводів на прикладі електроприводу серії КЕМЕК.

Комплектні електроприводи типу КЕМЕК виробництва НРБ призначені для промислових робіт з послідовною роботою координат.

Випускаються у варіанті використання їх в приводах подач верстатів з ЧПУ. Всі основні схемотехнічні рішення аналогічні приводам, призначеним для робіт [1].

У комплект приводу входять:

- шестипульсний реверсивний тиристорний перетворювач типу 2РЕВ16;
- високомоментні електродвигуни серії 1П;
- силовий трансформатор типу Т1ЕВ;

комутатор перемикання координат.

Діапазон регулювання частоти обертання становить 1: 10000, загальна похибка на мінімальній частоті не перевищує 4%. Конструкція перетворювача блокова, максимально уніфікована з широко поширеною серією електроприводів типу «КЕМРОН». Ступінь захисту IP00. Перетворювач призначений для вмонтування в станцію керування. Перетворювач виконаний за трифазною реверсивною мостовою схемою випрямління. Застосоване класичне підлегле регулювання з ПІ-регуляторами швидкості та струму. Керування - роздільне, без зрівняльних струмів. Нелінійне струмообмеження забезпечує обмеження максимально допустимого струму якоря у функції частоти обертання. Передбачено адаптивне регулювання коефіцієнта підсилення і постійної часу інтегрування у функції частоти обертання. СІФК виконано за вертикальним принципом з можливістю регулювання початкового струму якоря. Розгалужений ланцюг електронних захистів та сигналізації забезпечує зручність експлуатації і швидкість усунення можливих несправностей [1].

Функціональна схема приводу наведена на рисунку 1.1,

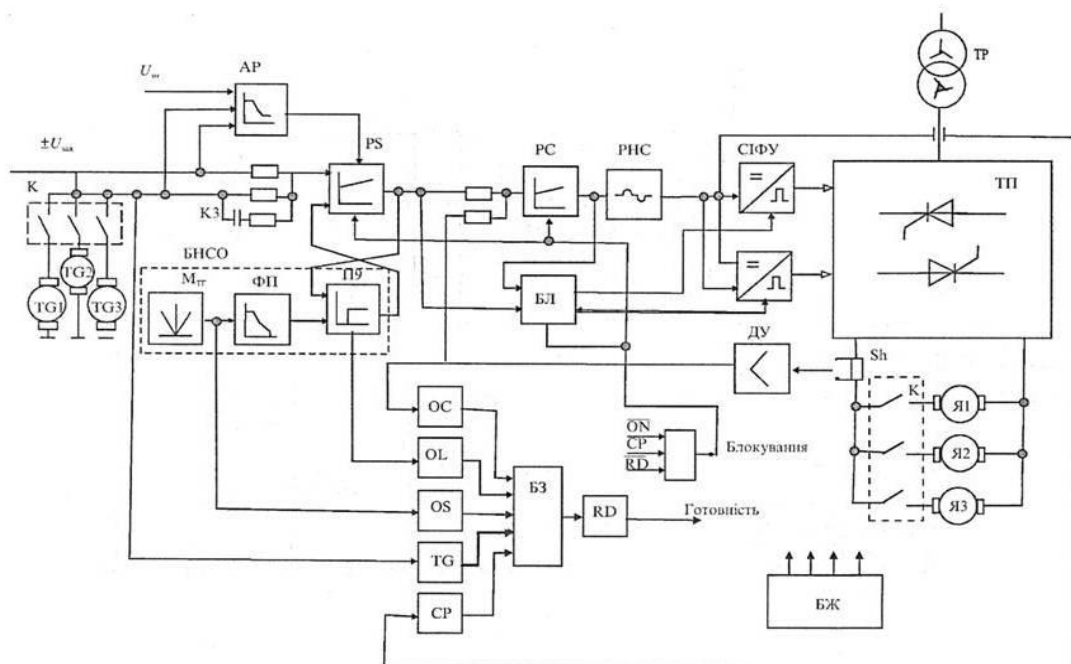


Рисунок. 1.1. - Функціональна схема приводу КЕМЕК

На схемі позначено:

РС - регулятор швидкості;

РТ -регулятор струму,

АР - адаптивний регулятор,

КЗ - коригуюча ланка,

МТГ - схема виділення модуля напруги тахогенератора,

ФП - функціональний перетворювач,

ПЕ - пороговий елемент,

БНСО - блок нелінійного струмообмеження,

РНТ - регулятор початкового струму якоря,

БЛ - блок логіки роздільного керування,

СІФУ - система імпульсно-фазового керування,

ТР - силовий трансформатор,

Я - двигун,

ТГ - тахогенератор,

Sh - шунт,

УТ - диференційний підсилювач струму,

ОС - захист від перевантаження по струму,

ОЛ - захист від тривалого перевантаження,

ОС - захист від перевищення максимальної частоти обертання,

ТГ - захист від обриву ланцюга тахогенератора,

СР - захист від неправильного підключення,

RD - готовність,

ОН - сигнал «Робота» (деблокування),

БЗ - блок захисту,

К - комутатор,

БП - блок живлення.

Подальший аналіз аналогових електроприводів показав, що комплектні електроприводи інших серій таких як КЕМТОР, КЕМТОК, Мезоматик та ін.

мають у своєму складі адаптивний регулятор, призначений для зміни коефіцієнту підсилення та постійної часу регулятора швидкості.

1.2 Аналіз сучасних комплектних електроприводів

Аналіз світового досвіду створення нового та модернізації діючого технологічного обладнання показує високу динаміку розвитку регульованих електроприводів, комп'ютерних засобів автоматизації, використання інформаційних засобів. Вона зумовлена прагненням до максимального збільшення продуктивності технологічного обладнання та якості виробленої продукції. Всі провідні електротехнічні корпорації випускають регульовані електроприводи комплектно з комп'ютерними засобами автоматизації у вигляді гнучко програмованих систем, призначених для широкого використання [2]. Окупність коштів, вкладених в такі системи, є найбільш швидкою. Комплектні електроприводи застосовуються спільно з технологічними пристроями використовуються в якості засобів регулювання технологічних змінних - рівня, тиску, вологості, температури, дозування, продуктивності та ін.

Можна виділити наступні загальні тенденції розвитку електроприводів, що мають постійний характер:

постійно розширюється застосування регульованих електроприводів у промисловому обладнанні, транспорті, авіаційній і космічній техніці, медицині, побутовій техніці для досягнення нових якісних результатів в технології;

заміна нерегульованих електроприводів регульованими в енергозберігаючому обладнанні (насоси, компресори, вентилятори та ін.) з метою енергозбереження;

поширення блочно-модульних принципів побудови електроприводів, інформаційних засобів, засобів керування і систем керування в цілому;

динамічна комп'ютеризація електроприводів, механізмів, агрегатів і комплексів та нова ідеологія проектування систем;

подальший розвиток методів каскадного (підлеглого) керування, що набули поширення в електроприводах.

активний розвиток і впровадження систем діагностування, обслуговування, візуалізації технологічних процесів і процесів керування.

Багато операцій в електроприводах виконуються засобами керування без участі оператора. Беручи до уваги, що основними засобами керування в сучасних електроприводах є промислові комп'ютери, доречно визначати сучасний комплектний електропривод як комп'ютеризований. Це означення підходить для інтегрованих систем багатодвигуних електроприводів, що об'єднуються з комп'ютерними засобами автоматизації і розгалуженими інформаційними мережами в складі технологічних агрегатів і комплексів.

З урахуванням зазначених вище тенденцій розвитку автоматизованих електроприводів провідні електротехнічні компанії світу здійснюють розробку і продаж електроприводів головної для себе і перспективної для ринку серії з широкими функціональними та структурними можливостями, різними варіантами їх технічної реалізації за умовами застосування для найрізноманітніших машин і механізмів. У головних серіях електроприводів різних корпорацій можна відзначити багато аналогічних ознак. Класифікаційними є ознаки, що характеризують функціональні, конструктивні та енергозберігаючі можливості електроприводів, їх електромагнітну сумісність з технологічним середовищем.

Автоматизація сучасних технологічних об'єктів супроводжується застосуванням великої кількості електромеханічних систем, за допомогою яких вирішуються завдання підвищення якості продукції та ефективності технологічного обладнання. У багатьох випадках автоматичні системи керування електроприводами слід розглядати як взаємопов'язані системи, так

як до складу технологічного обладнання можуть входити десятки електроприводів, об'єднаних по ланцюгах керування і навантаження. Прагнення до енергозберігання призводить до необхідності розглядати взаємозв'язок електромеханічних систем по ланцюгах навантаження в об'єктах, для яких раніше такі завдання не ставилися. Слід відзначити і взаємодію вихідних змінних електромеханічних систем при формуванні технологічних показників оброблюваних виробів, що характеризують їх якість. Цей взаємозв'язок здійснюється через систему функціональних пристроїв об'єкта.

Розв'язка, або декомпозиція систем найбільш ефективно виконується не тільки засобами та алгоритмами керування, а й використанням параметрів і властивостей електричних, механічних і функціональних компонентів автоматизованих технологічних комплексів, тобто тих компонентів, які традиційно відносяться до об'єктів керування і при проектуванні систем вважаються незмінними. Це важливо враховувати при проектуванні нових об'єктів та модернізації діючих.

Комп'ютеризовані електроприводи забезпечуються великою бібліотекою програмних засобів, за допомогою яких можна вирішувати багато функціональні завдання керування технологічним обладнанням різного виробничого призначення [2].

Комп'ютерні системи керування електроприводами, механізмами, технологічними агрегатами і комплексами виконуються з гнучким варіюванням апаратних і програмних засобів. У загальному випадку до складу систем входять: програмовані контролери, модулі інтелектуальної периферії, системи візуалізації та обслуговування, засоби комутацій, програматори (ПГ), персональні комп'ютери.

Контролери можуть мати різну конструкцію, але завжди передбачається можливість варіювання їх конфігурації завдяки застосуванню пристроїв розширення та периферійних модулів. Основою контролера є центральний блок, що містить центральний процесор і блок живлення. В залежності від

завдань автоматизації на системній шині контролера можуть монтуватися різні периферійні модулі: цифрових і аналогових вводів/виводів, попередньої обробки сигналів, комунікаційних процесорів. Передбачається можливість зміни різних типів центральних процесорів, блоків живлення, периферійних модулів. Для об'єктів, що вимагають підвищеної надійності роботи, використовуються контролери, що складаються з двох або трьох центральних блоків з процесорами резервної дії.

Модулі інтелектуальної периферії вирішують спеціальні завдання користувача з вимірювання, оцінки, регулювання, стабілізації, позиціонування та ін. Вони «інтелектуальні», оскільки володіють власними процесорами і вирішують самостійно в реальному часі спеціалізовані завдання керування. Їх периферійність визначається тим, що з керованим процесом вони безпосередньо пов'язані через власні вводи / виводи, завдяки чому центральний процесор не перевантажується і за необхідний час виконує власні завдання.

Системи візуалізації та обслуговування включають в себе засоби від простих дисплеїв до інформаційних систем.

Сучасні промислові механізми обладнані електроприводами, які забезпечують високі динамічні характеристики, плавність ходу і глибокий діапазон регулювання швидкості й крутного моменту. Це відноситься як для головного руху, так і для руху подачі. Стандартно в головному русі використовуються двигуни постійного струму з незалежним збудженням, які працюють в комплекті з приводами, що дозволяють двозонне регулювання швидкості і моменту. У приводах подачі використовуються двигуни постійного струму з постійними магнітами, які забезпечують високий рівень крутного моменту при оптимальних габаритно-масових показниках. Використання в електроприводах негативного зворотного зв'язку по швидкості і ПІД регуляторів із змінним коефіцієнтом регулювання дозволяє збагнути високу точність підтримування заданих швидкості і моменту, швидке реагування на зовнішні впливи при необхідній якості перехідного

процесу. Наявність датчиків положення осі ротора дозволяє якісно регулювати розташування виконавчого механізму. Сучасна елементна база використана в блоках керування фірми LTD "Artech" що має компоновку шафи керування з мінімальними габаритами. Електроприводи серії MDC і SDC виробництва LTD "Artech" є сучасним аналогом і повністю взаємозамінні з електроприводами: «КЕМРОН», «КЕМТОК», «КЕМЕК», «15-25», «КЕМТОР», «КЕМРОС», що були зазначені вище. Вони вбудовуються як в верстатах, що модернізуються, так і в нових металообробних машинах з ЧПК.

Останнім часом як в металообробних машинах з ЧПК, так і в інших системах автоматизації все більше застосування знаходять електроприводи на базі вентильних двигунів. За своєю суттю вентильний двигун є деякою різновидом синхронного двигуна змінного струму з постійними магнітами на роторі і датчиком положення ротора на валу, який дозволяє керуючому блоку формувати крутиться магнітне поля статора з регульованими параметрами. Сучасна елементна база, застосування рідкоземельних високотемпературних магнітів дозволяють отримати приводи з високими споживчими характеристиками при маленьких габаритно-масових показниках. Мікропроцесорний блок керування легко вбудовується в сучасних системах ЧПК завдяки наявності як аналогового входу, так і цифрового по CANopen. Система керування вентильного двигуна дозволяє емулювати вихід енкодера із змінним коефіцієнтом від 2500 до 65000 імп/оборот. Система керування має три контури регулювання - по моменту, швидкості і положенню. Відсутність у двигуні щіткового вузла істотно збільшує його ресурс, надійність і періоди між сервісними роботами. Відсутність джерела іскріння дозволяє застосовувати дані приводи у виробництві з підвищеною пожежо-і вибухонебезпечністю.

Розглянемо комплектацію сучасного комплектного електроприводу на прикладі електроприводу серії MDC

Комплектний електропривод серії MDC має такі компоненти:

електродвигун постійного струму з незалежним збудженням і з

вбудованими тахогенератором і вентилятором

тиристорний перетворювач.

фазний дросель.

Регулювання швидкості двозонне. У першій зоні (до номінальної швидкості) регулювання здійснюється зміною напруги на якорі при збереженні постійного значення струму збудження. Максимальний момент в цій зоні є постійною величиною. У другій зоні (вище номінальної швидкості) напруга на якорі зберігається постійною і рівною максимальній, а струм збудження зменшується. У цій зоні значення номінальної та максимальної потужностей залишаються постійними величинами.

Функціональна схема представлена на рисунку 1.2

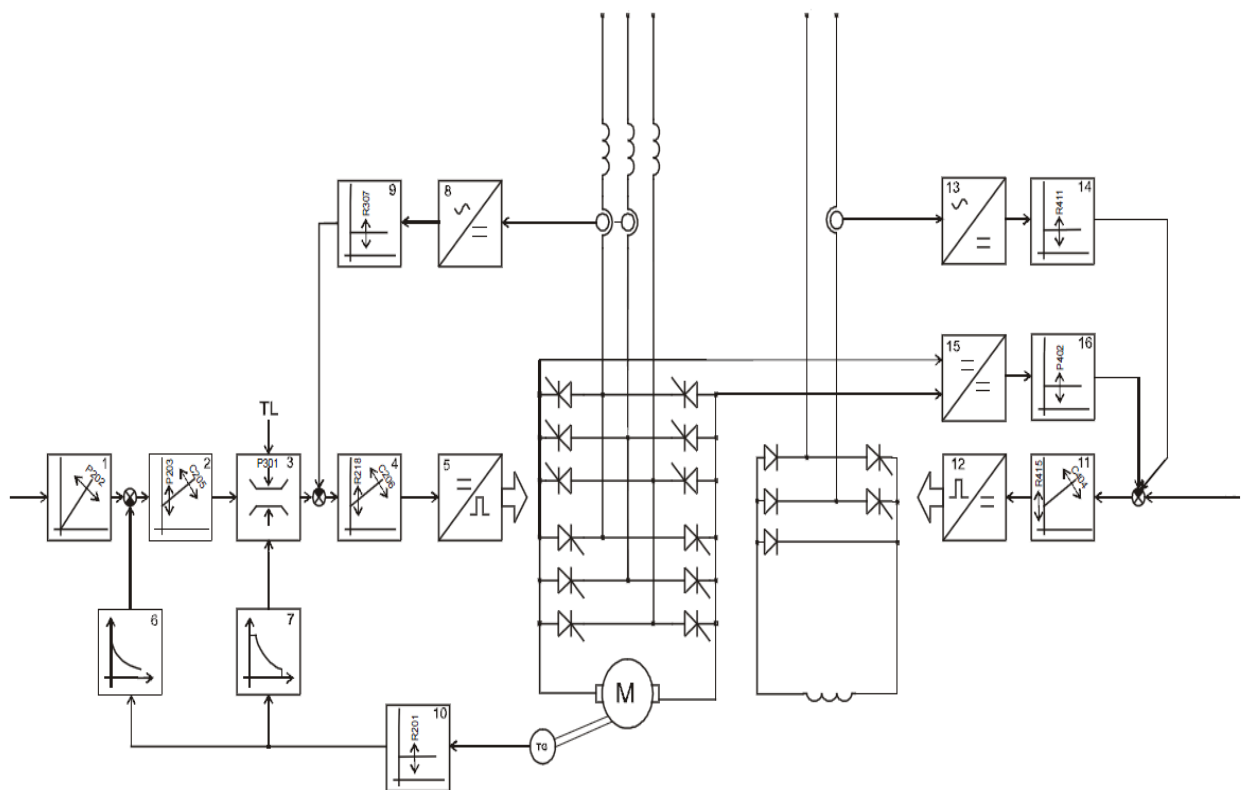


Рисунок 1.2 Функціональна схема комплектного електроприводу серії MDS

На рисунку позначено:

1 - Задатчик інтензівності

2 - Регулятор швидкості

- 3 - Вузол формування кривої збудження струмообмеження
- 4 - Регулятор струму якоря. збудження
- 5 - Імпульсно-фазове керування
- 6 - Коригувальна ланка струму збудження
- 7 - Динамічне струмообмеження
- 8 - Зворотній зв'язок струму якоря
- 9 - Посилення зворотного зв'язку струму якоря
- 10 - Посилення сигналу з тахогенератора
- 11 - Регулятор струму збудження
- 12-Імпульсно-фазове керування збудженням
- 13-Зворотній зв'язок струму
- 14 - Посилення зворотного зв'язку
- 15-Зворотній зв'язок напруги на якорі
- 16 - Посилення зворотного зв'язку

Аналіз ринку комплектних електроприводів показує, що інші сучасні комплектні електроприводи такі як, Lenza, CSD, SDC, Siemens та ін.. мають в цілому схожу функціональну схему де основним керуючим пристроєм є програмований контролер або промисловий комп'ютер.

1.3 Постановка задачі дослідження

Проаналізував старі та сучасні комплектні електроприводи було виявлено, що на відміну від перших комплектних електроприводів адаптивний регулятор у сучасних електроприводах, як окремий блок комплектного електроприводу – відсутній. Цілком зрозуміло, що з розвитком цифрової електроніки було вирішено покласти функції такого регулятора на мікроконтролери, тому функції адаптивного регулятора покладені на

програмне керування за допомогою програмованого логічного контролера (ПЛК).

Основні функції ПЛК - це програмне керування верстатним парком взагалі, а не забезпечення регуляторів. Регулятор знаходиться безпосередньо у структурі КЕП, який реалізовано програмно на основі контролера цього електроприводу.

При наявності контролера передбачена можливість програмного керування шляхом задачі параметрів регуляторів з ЧПК. Крім того, в багатодвигунних КЕП можливо встановлення часу зміни параметрів керування при переключенні роботи з одного двигуна на інший.

Сходячи з цього можна зробити висновок, що функція АР на сучасних КЕП покладена на ПЛК, але при використанні ПЛК завжди існує можливість його перевантаження, що може суттєво вплинути на роботу електропривода.

На основі проведеного аналізу ставиться задача обґрунтувати доцільність застосування у структурі сучасного КЕП адаптивного регулятора, як окремого блоку з метою розвантаження ПЛК електроприводу.

РОЗДІЛ 2

МЕТОДОЛОГІЯ МАГІСТЕРСЬКОГО ДОСЛІДЖЕННЯ

2.1 Побудова структурно-логічної схеми магістерського дослідження

Методологія – це взаємопов'язана сукупність принципів і підходів дослідницької діяльності, на які спирається дослідник в ході здобуття і розробки знань в рамках конкретного розділу науки [3]. Основне завдання методології науки полягає в забезпеченні евристичної форми пізнання системою строго визначених та апробованих принципів, методів, правил та норм. Ця система формується на основі об'єктивних законів і закономірностей дійсності. Методологія включає в себе вивчення законів, теорій, структури наукового знання, критеріїв науковості і системи використовуваних методів дослідження, і пов'язана з аналізом методів дослідження з точки зору логічної структури і формалізованих підходів до побудови теоретичного знання, його істинності і аргументованості [3, 4].

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

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



Рисунок 2.1 - Структурно-логічна схема магістерського дослідження

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

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

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

2.2 Методи проведення дослідження

Метод дослідження (грец. *methodos* – шлях до чого-небудь) – це спосіб досягнення мети, спосіб застосування старого знання про раціональні рішення певних завдань для одержання відомостей про новий об'єкт або предмет дослідження [4]. Багато визначень поняття метод дослідження зводиться до того, що це – шлях пізнання, шлях, що веде до об'єктивного знання.

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

У самому загальному виді методи, якими користуються дослідники, можна розділити на три групи: загальнологічні методи пізнання (порівняння, аналіз, синтез, абстрагування, моделювання і т.п.), методи емпіричного дослідження (спостереження, опис, вимір, експеримент) і методи теоретичного дослідження (уявний експеримент, ідеалізація, формалізація і т.п.) [3, 4].

Моделювання – це метод дослідження, що полягає в створенні й вивченні моделі, що замінює досліджуваний об'єкт (оригінал), з наступним переносом отриманої інформації на оригінал, це така мислено уявлювана або матеріально реалізована система, що, відображаючи або відтворюючи об'єкт дослідження, здатна замінювати його так, що її вивчення дає нам нову інформацію про цей об'єкт. Моделювання можна розглядати і як особливий

вид експерименту, у якому моделювання одночасно і засіб, і об'єкт дослідження. Його доцільно використовувати в тих випадках, коли важко (або небажано) пряме експериментальне дослідження.

Метод фізичного моделювання передбачає дослідження на моделі, що відтворює основні геометричні, фізичні, динамічні і функціональні властивості "оригіналу" (але не обов'язково всі властивості) і володіє великими можливостями по визначенню різних якостей електромеханічних систем та їх елементів. Цей метод базується на трьох теоремах аналізу подібності [3].

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

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

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

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

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

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

Чисельні методи дозволяють отримати практично точне рішення задачі. В основу чисельних методів покладені дискретні розрахункові схеми. В результаті дискретизації континуальна система з незліченною кількістю ступенів свободи зводиться до системи з кінцевим числом ступенів свободи. Найбільший розвиток отримали метод кінцевих елементів, метод кінцевих різниць, метод кінцевих об'ємів та інші.

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

Так само, як і теоретичні методи, експерименти поділяються на декілька видів. Експерименти бувають природні і штучні. Природні експерименти характерні при вивченні соціальних явищ в обстановці, наприклад,

виробництва, побуту і тому подібне. Штучні експерименти широко застосовують в природничо-наукових дослідженнях.

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

Експериментальні дослідження бувають лабораторні і виробничі.

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

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

2.3 Методи розрахунку поставленої задачі

Математичне моделювання електромеханічних процесів роботи КЕП проводилося на ЕОМ з використанням програмного середовища *Matlab* та його графічної надстройки *Simulink*. Завдяки вбудованим програмним функціям і бібліотечним блокам використання даного програмного продукту дозволяє провести математичне моделювання багатьох складних систем. Окрім того *Simulink* реалізує принцип візуального програмування, що суттєво спрощує процес побудови математичної моделі, а саме складних диференціальних рівнянь що відображають процеси перетворення енергії в КЕП, та впроваджує високий рівень наглядності системи, що розробляється в процесі синтезу [5].

Найбільш ефективним методом розрахунку характеристик перехідних процесів електромеханічних систем та машин є метод кінцевих елементів. Суть методу кінцевих елементів полягає в тому, що мінімізація функціонала варіаційної задачі здійснюється на сукупності функцій, кожна з яких визначена на своїй під області [6]. Область, в якій шукається вирішення диференціальних рівнянь, розбивається на кінцеву кількість підобластей (елементів). У кожному з елементів довільно вибирається вигляд апроксимуючої функції. У простому випадку це поліном першого ступеня. Поза своїм елементом апроксимуюча функція дорівнює нулю. Значення функцій на кордонах елементів (вузлах) є рішенням задачі і заздалегідь невідомо. Коефіцієнти апроксимуючих функцій зазвичай шукаються з умови рівності значення сусідніх функцій на кордонах між елементами (у вузлах). Потім ці коефіцієнти виражаються через значення функцій у вузлах елементів. Складається система лінійних рівнянь алгебри. Кількість рівнянь дорівнює кількості невідомих значень у вузлах, на яких шукається вирішення вихідної системи, прямо пропорційно кількості елементів і обмежується лише можливостями обчислювальної техніки. Оскільки кожен з елементів пов'язаний з обмеженою кількістю сусідніх, система лінійних рівнянь алгебри має розряджений вигляд, що істотно спрощує її рішення. Використання систем кінцево-елементного аналізу робить можливим дослідження об'єктів без створення їх матеріального прототипу, шляхом складання та рішення адекватної математичної моделі.

Для чисельного розрахунку диференціальних рівнянь математичних моделей в *Simulink* було використано метод Дормана-Прінца. Цей метод є членом сімейства підходів на базі метода Рунге-Кутта для вирішення звичайних диференціальних рівнянь. Зокрема, він використовує шість оцінок функції для обчислення четвертого і п'ятого порядку точності рішення [5, 7]. Різниця між цими рішеннями, потім приймається за помилку (четвертого порядку) рішення. Ця оцінка похибки є дуже зручною для адаптивних алгоритмів вибору кроку інтегрування, що широко використовуються в

сучасних обчислювальних програмах. Метод Дормана-Прінца має сім ступенів, але він використовує тільки шість оцінок функції за кроком, тому що має властивість FSAL (First Same As Last – перший такий же як останній): останній етап оцінюється в тій же точці, як і перший етап до наступного кроку. Дорман і Прінц вибрали коефіцієнти для методу, щоб мінімізувати помилки п'ятого порядку рішення. Це основна відмінність від методу Фельберга, який було побудовано таким чином, що рішення четвертого порядку має невелику помилку. З цієї причини метод Дормана-Прінца більше підходить, коли вищі рішення використовуються для продовження інтеграції, на практиці дані явища відомі як місцеві екстраполяції [8].

2.4 Висновки по розділу 2

В даному розділі розглядається методологія проведення магістерського дослідження впливу закону регулювання на діапазон керування. Важливою пізнавальною процедурою при плануванні й організації дослідницького процесу є визначення методологічних основ дослідження, вибір методів його проведення і перетворення їх потім у конкретні дослідницькі кроки та теоретичні висновки. З метою повного вирішення задачі, діючи на підставі поставленого завдання, була розроблена структурно-логічна схема магістерського дослідження (рисунок 2.1), що відображає всі етапи проведення роботи. Основну увагу було приділено теоретичній частині, до якої віднесено математичне моделювання електромеханічних процесів в КЕП з адаптивним принципом керування. Дослідженню підлягають системи автоматичного керування з наявністю адаптивного регулятора та без нього.

В даному розділі аналізуються найбільш ефективні методи проведення досліджень складних електромеханічних систем. На основі проведеного огляду було прийнято рішення використати метод математичного

моделювання систем керування, що з розвитком сучасної обчислювальної техніки дозволяє відносно просто проводити дослідження об'єкта, при якому безпосередньо вивчається не сам об'єкт, а деяка допоміжна штучна система, яка є еквівалентом об'єкта. Вона відображає в математичній формі його найважливіші властивості – закони, яким він підкоряється; зв'язки, властиві його складовим частинам, тощо. Таким чином, на основі дослідження діапазону керування в математичних моделях комплектних електроприводів можливо отримати характеристики реального об'єкта, що розглядається.

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

РОЗДІЛ 3

АДАПТИВНЕ РЕГУЛЮВАННЯ З ЛІНІЙНИМИ РЕГУЛЯТОРАМИ

Системи автоматичного керування, розроблені згідно з припущенням, що властивості об'єкта та зовнішні збурення відомі і не змінюються упродовж експлуатації, забезпечують потрібні показники якості лише у разі, якщо відхилення параметрів об'єкта і збурень від розрахункових значень неістотні. Проте в багатьох випадках параметри об'єкта та зовнішні збурення змінюються у досить значних межах, крім того, інформація про властивості об'єкта та зовнішні збурення взагалі може бути неповною. Тому САК, які розробляються за заданими характеристиками об'єкта і збурень, а також мають незмінну структуру й параметри, у більшості випадків не забезпечують оптимальних режимів функціонування. Ще більші складності виникають під час проектування систем, що працюють за неповної інформації про властивості об'єкта та зовнішні збурення [9].

Вихід із цих ускладнень полягає в розробці регуляторів, властивості яких змінюються так, щоб при змінюванні параметрів об'єкта та зовнішніх дій якість системи зберігалася, тобто властивості регуляторів мають пристосовуватися (адаптуватися) до цих змін.

Системи з регуляторами, які адаптуються при змінах параметрів об'єкта називаються адаптивними .

Особливість структури адаптивних систем полягає в тому, що, порівняно зі звичайними неадаптивними системами, вони мають додатковий контур — контур адаптації (самонастроювання), призначений для переробки інформації про умови роботи, що змінюються, і наступної дії на регулятор основного контуру керування. Адаптивні системи звичайно поділяють на два класи: параметричні і непараметричні [9].

У параметричних системах структура керуючого пристрою залишається незмінною, а адаптація здійснюється за рахунок змінювання (підстроювання) значень параметрів для наближення їх до оптимальної настройки. Такі системи називаються також самонастроювальними.

У непараметричних системах адаптація здійснюється за рахунок змінювання структури (алгоритму функціонування) керуючого пристрою. Такі системи називаються також самоорганізуючими.

3.1 Використання адаптивних регуляторів в сучасних комплектних електроприводах

До складу комплектного електроприводу (КЕП) загальнопромислового призначення входить: електродвигун з датчиком швидкості; керований перетворювач, що складається з силових напівпровідникових елементів (діодів, тиристорів, транзисторів і ін.) з системою охолодження, захисних запобіжників, розрядних і захисних RLC-кіл, контролерів керування перетворювачами і контролю стану елементів перетворювачів; силовий трансформатор, автотрансформатор, реактор; комутаційна і захисна апаратура в колах постійного і змінного струмів (автоматичні вимикачі, лінійні контактори, рубильники, запобіжники); пристрою гальмування електродвигунів; контролери керування електроприводом, модулі інтелектуальної периферії, введення і виведення сигналів, мережеві засоби, термінали, кнопки управління; пульти управління, що містять командні, сигнальні і керуючі пристрої; джерела живлення [2]

Загальна функціональна схема КЕП представлена на рисунку 3.1

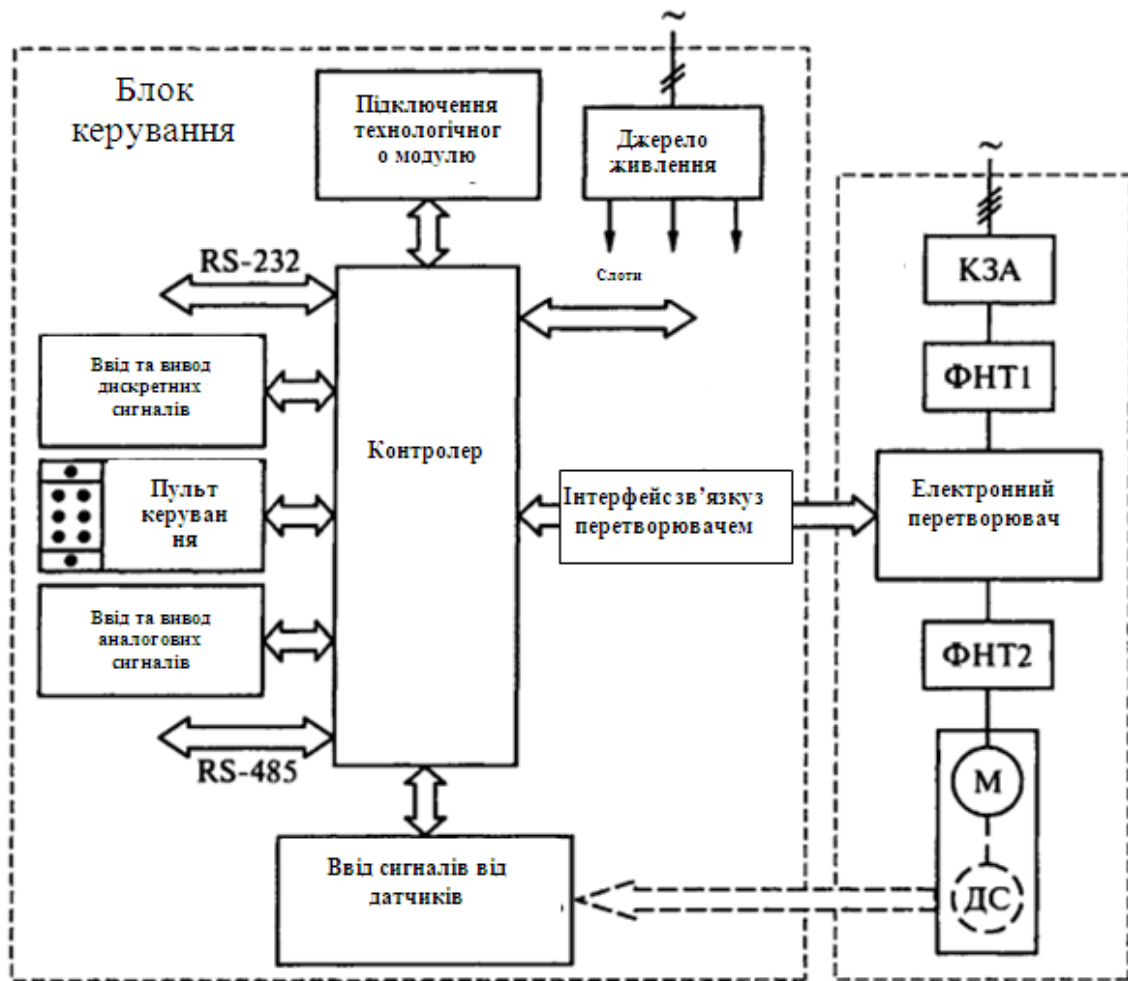


Рисунок 3.1 - Функціональна схема КЕП:

де КЗА - комутаційно-захисна апаратура;

ФНТ1, ФНТ2 - силові модулі фільтрації, узгодження напруг та обмеження струмів на вході та виході електронного обладнання;

М - електродвигун з датчиком швидкості ДС, або без нього.

Відсутність АР обумовлено тим, що їх функцію взяли на себе програмовані логічні контролери (ПЛК).

В результаті такого підходу логічним стає висновок, що наявність окремо блоку АР в КЕП є недоцільним. Однак останні дослідження [10, 11] показують, що наявність АР може розвантажити роботу ПЛК, керуючого всім електроприводом. Сучасні АР можуть зробити систему керування, в яку входять, більш робастною [11].

За допомогою програмного продукту Matlab було проведено моделювання системи стабілізації швидкості двигуна постійного струму з використанням стандартного ПІД-регулятора і принципово нового АР, заснованого на методі аналітичного конструювання [10, 11].

Структурні моделі системи з ПІД- регулятором та АР представлені на рисунку 3.2 і рисунку 3.4 відповідно [11].

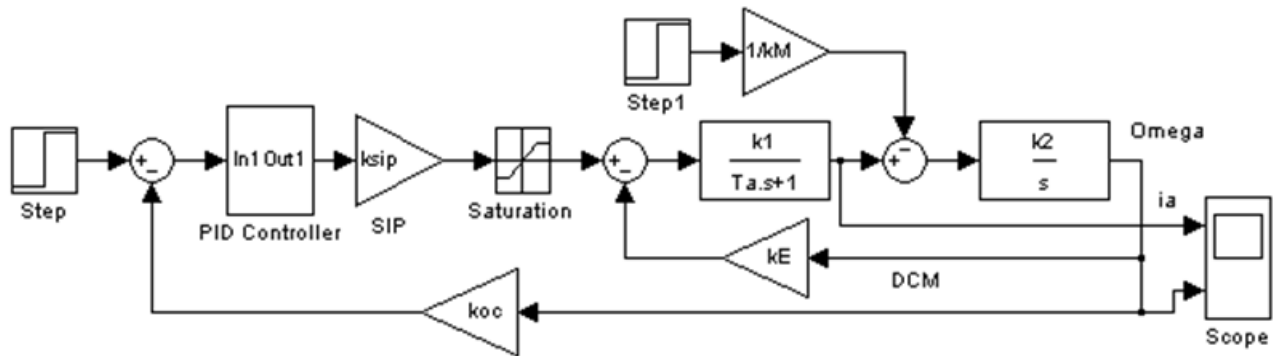


Рисунок 3.2 - Структурна модель стабілізації швидкості ДПТ

До складу структурної моделі входять наступні блоки-субмоделі:

PID-controller - ПІД-регулятор,

SIP - широтно-імпульсний перетворювач з обмеженням по виходу, призначений для управління струмом якірного ланцюга,

DCM - ДПТ з незалежним збудженням.

Модель ДПТ побудована за рівнянням, що описує процеси в електричній машині постійного струму, які мають такий вигляд:

$$\begin{aligned}
 u_a &= R_a \left(T_a \frac{di_a}{dt} + i_a \right) + e_a \\
 J \frac{d\omega}{dt} &= M - M_H \\
 \omega_m &= \frac{d\omega}{dt}; \\
 e_a &= k_E \omega_m
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

де u_a, i_a, e_a - напруга, струм і протиЕДС якоря;

$L_a, R_a, T_a = L_a/R_a$ - індуктивність, опір і постійна часу ланцюга якоря;

ω_T , M , M_H , θ_T - кутова швидкість обертання ротора, електромагнітний момент, момент навантаження і кут повороту ротора;

J, k_E , - момент інерції ротора і конструктивні постійні [12].

Підставивши в схему значення, запропоновані в [11] були отримані наступні перехідні характеристики.

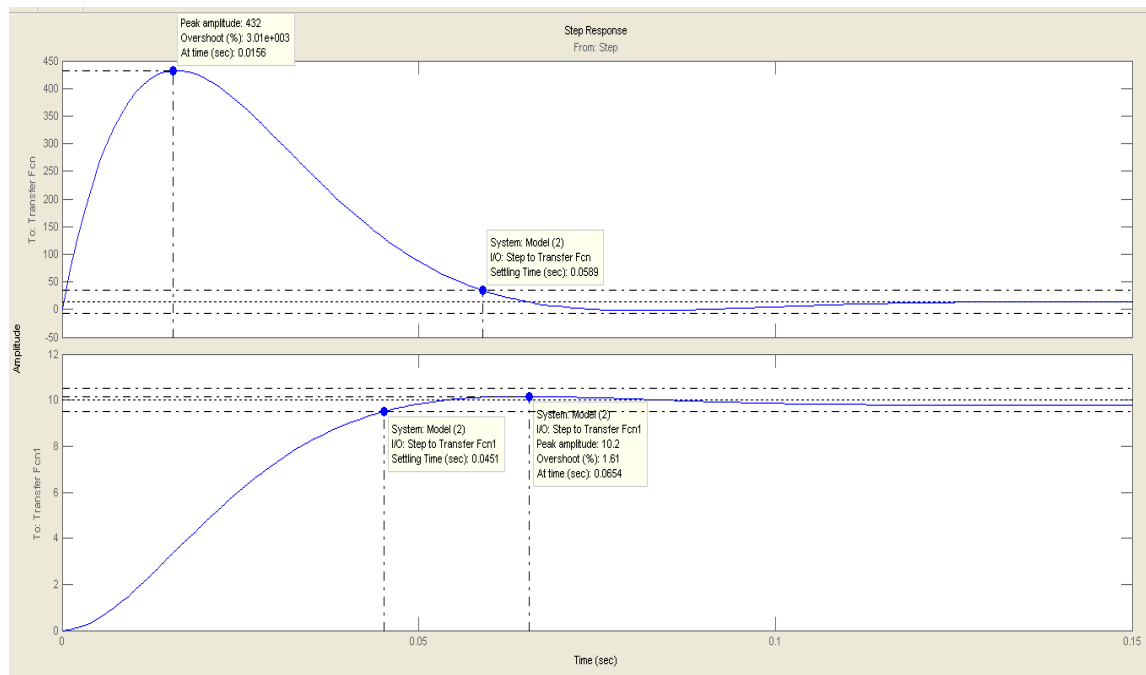


Рисунок 3.3 - Перехідні характеристики системи з ПД-регулятором

Крива зверху відображає скачок струму якоря, знизу-кутову швидкість.

Далі була проведена заміна ПД-регулятора на АР, структурна схема якого представлена на рисунку 3.4

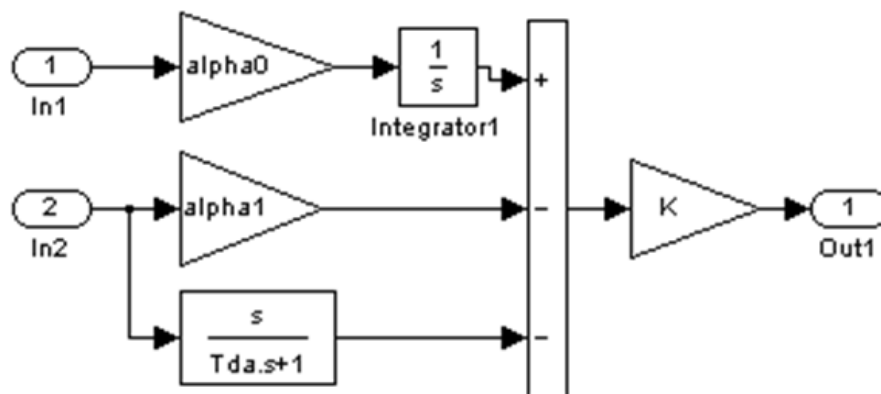


Рисунок.3.4 - Структурна схема адаптивного регулятора

Задаючись параметрами, запропонованими в [11] були отримані наступні перехідні характеристики.

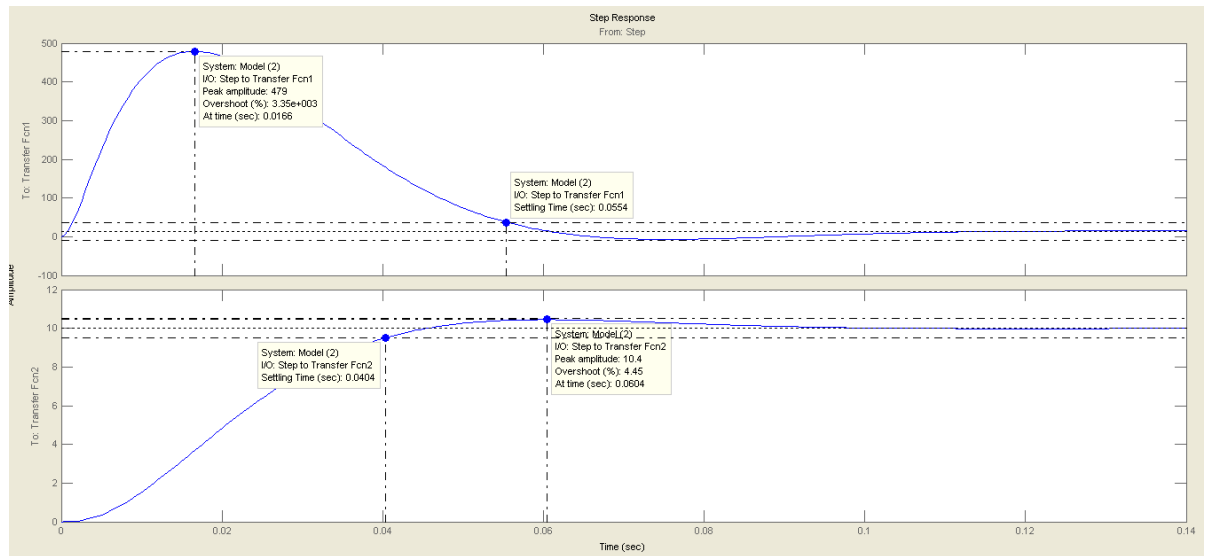


Рисунок 3.5 Перехідні характеристики системи з АР

В обох випадках перерегулювання не перевищує 5% і час перехідного процесу - менше 0,06 с. Однак, в системі з АР відсутня статична помилка, що підтверджує наявність властивості робастності.

3.2 Адаптивний регулятор у структурі сучасного комплектного електроприводу

Аналізовано використання адаптивного регулятора в сучасних комплектних електроприводах та його динамічні характеристики. Проведено синтез електроприводу з адаптивним регулятором на базі методу аналітичного конструювання. У результаті синтезу отримано динамічні характеристики.

З розвитком систем керування електроприводами та впровадження їх в галузях промисловості для керування електродвигунами постало питання регулювання параметрів таких систем для досягнення бажаних показників

якості керування. Ці питання вирішуються за допомогою адаптивних регуляторів.

У сучасних комплектних електроприводах адаптивні регулятори не використовуються або використовуються вкрай рідко. Відсутність адаптивного регулятора обумовлена тим, що в сучасних комплектних електроприводах використовуються програмовані логічні контролери, функціональна схема з яким представлена на рисунку 3.1. Зі схеми видно, що контролер отримує інформацію із кожного блоку електропривода, аналізує її та базуючись на аналізі, формує необхідні команди для електроприводу. Як зазначалось вище, адаптивний регулятор, як окремий блок у структурі сучасного комплектного електроприводу - відсутній. Його функції бере на себе окремий контролер.

У результаті такого підходу логічним стає висновок, що наявність окремого адаптивного регулятора в електроприводі є недоцільним. Однак останні дослідження таких спеціалістів, як Краснодубець Л.А., Крамарь В.А., Е.О. Балаканов [11], показують, що наявність регулятора може розвантажити роботу контролеру, керуючого всім електроприводом. Сучасні адаптивні регулятори можуть зробити систему керування більш робастною [11]. В дослідженнях показано, що застосування адаптивного регулятора дійсно поліпшує роботу електроприводу але не наведено застосування адаптивних регуляторів у складі комплектного електроприводу (рисунок 3.1) та не представлено перевірку запропонованих параметрів регуляторів шляхом синтезу.

Метою дослідження є такі задачі.

Постановка задачі:

- розробити структуру сучасного КЕП з адаптивним регулятором;
- скласти математичну модель для розрахунку коефіцієнтів динамічної апаратури;
- провести чисельний експеримент, щодо дослідження поведінки КЕП з різними законами регулювання.

Структура адаптивного керування

Дослідження проводиться на основі класичної системи керування електроприводом, яку представлено на рисунку 3.6. Електропривод складається з електродвигуна, який з'єднаний з механічною системою, мікроконтролерів та датчиків струму і швидкості в якості зворотних зв'язків [13]. Внутрішній контур виконує регулювання моменту двигуна і складається з силового перетворювача, електромагнітної частини двигуна, датчиків струму та регулятора моменту.

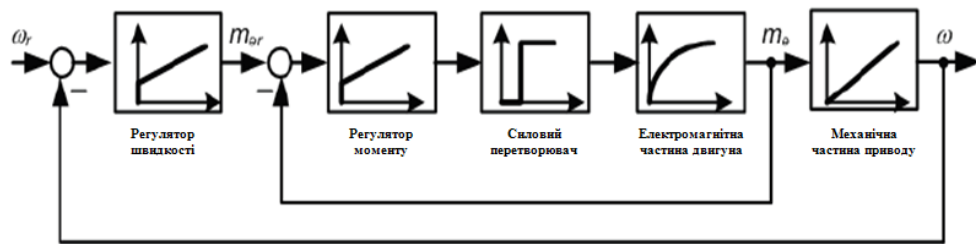


Рисунок 3.6 - Функціональна схема класичного електроприводу

Оскільки цей контур розроблений для забезпечення швидкого регулювання моменту, він може бути наближеним до еквівалентної ланки першого порядку з малою постійною часу. Завдяки цьому можна використовувати двигун як постійного, так і змінного струму. Зовнішній контур складається з механічної частини двигуна, датчика та регулятора швидкості.

Така структура є неефективною для двомасових систем керування. Тому для покращення динамічних характеристик електроприводу потрібно змінити параметри регулятора.

Параметри регулятора можна визначити за такими рівняннями [13]:

$$k_1 = T_1 T_2 T_c \omega_0^4; \quad (3.2)$$

$$k_1 = 4T_1 \zeta_r \omega_0; \quad (3.3)$$

$$k_1 = T_1 T_c \left(2\omega_0^2 + 4\zeta_r^2 \omega_0^2 - \frac{1}{T_2 T_c} - \frac{1}{T_1 T_c} \right); \quad (3.4)$$

$$k_3 = k_1 (\omega_0^2 T_2 T_c - 1); \quad (3.5)$$

де ζ_r – коефіцієнт відносного адемфування; ω_0 – резонансна частота системи; T_1 – постійна часу двигуна; T_2 – постійна часу навантажувальної машини;

$$T_1 = \frac{\Omega_N J_1}{M_N}, \quad T_2 = \frac{\Omega_N J_{21}}{M_N}$$

де Ω_N – номінальна швидкість двигуна; M_N – номінальний момент двигуна; J_1, J_2 – момент інерції двигуна та навантажувальної машини відповідно, T_c – постійна часу жорсткості.

$$T_c = \frac{M_N}{K_c \Omega_N}.$$

де K_c – коефіцієнт жорсткості.

Чисельний експеримент. На основі схеми (рисунок 3.6) за допомогою пакета прикладних програм Matlab було проведено моделювання системи стабілізації швидкості двигуна постійного струму з використанням стандартного ПД-регулятора і принципово нового адаптивного регулятора, заснованого на методі аналітичного конструювання [11].

Структурні моделі системи з ПД-регулятором і адаптивним регулятором представлено на рисунку 3.2 і рисунку 3.4 відповідно [11].

Підставивши в схему значення, запропоновані в [11] отримали перехідні характеристики для визначання показників якості керування, що показані на рисунку 3.5. Крива зверху відображає скачок струму якоря, знизу – кутову швидкість.

Далі було проведено заміну ПД-регулятора на АР, структурну схему якого представлено на рисунку 3.4. Оновлена структурна схема представлена на рисунку 3.7.

Задаючись параметрами, запропонованими в [11], отримали перехідні характеристики струму та швидкості, за якими можна визначити час перехідного процесу. В обох випадках перерегулювання не перевищує 5% і час перехідного процесу – менше 0,06 с. Однак, в системі з АР відсутня статична помилка, що підтверджує наявність властивості робастності. (рисунок 3.5, рисунок 3.8, крива 1) .

Далі був проведений синтез регулятора, за результатами якого з'ясовано, що зміна постійної часу T_d адаптивного регулятора не впливає на роботу електропривода (рисунк 3.8. крива 2) [11], проте зміна коефіцієнту α_1 адаптивного регулятора в десять разів значно зменшує перерегулювання, яке складає 0,38% (рисунк 3.8. крива 3), але збільшує час перехідного процесу $t=0.6$ с. При цьому двигун плавно розганяється (рисунк 3.8. крива 4) і має значно менший кидок струму при запуску, що є бажаним аргументом для двигуна постійного струму.

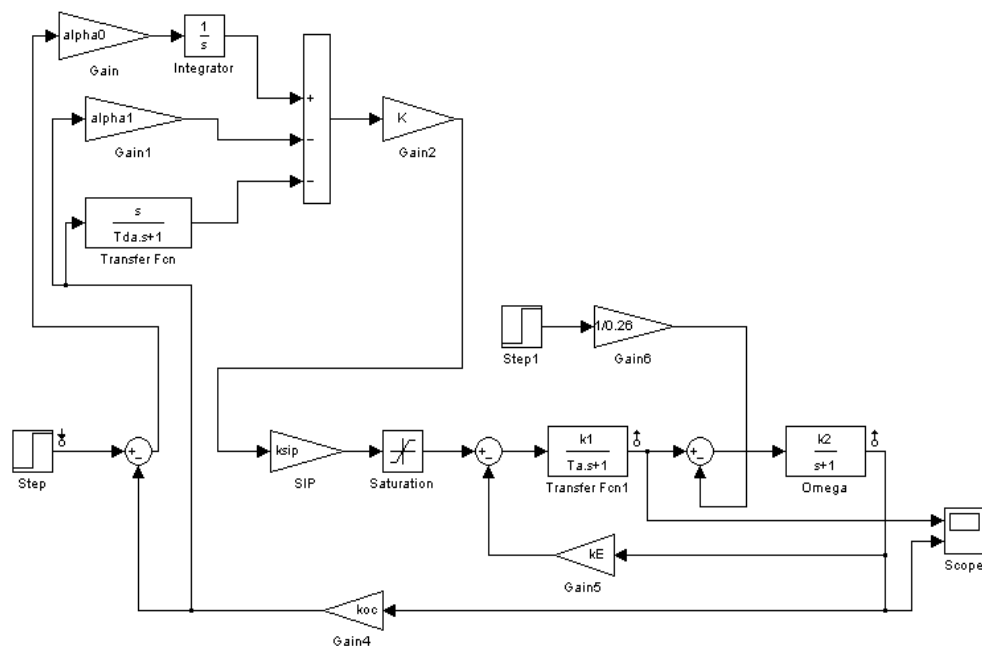


Рисунок 3.7 - Структурна схема електроприводу з адаптивним регулятором

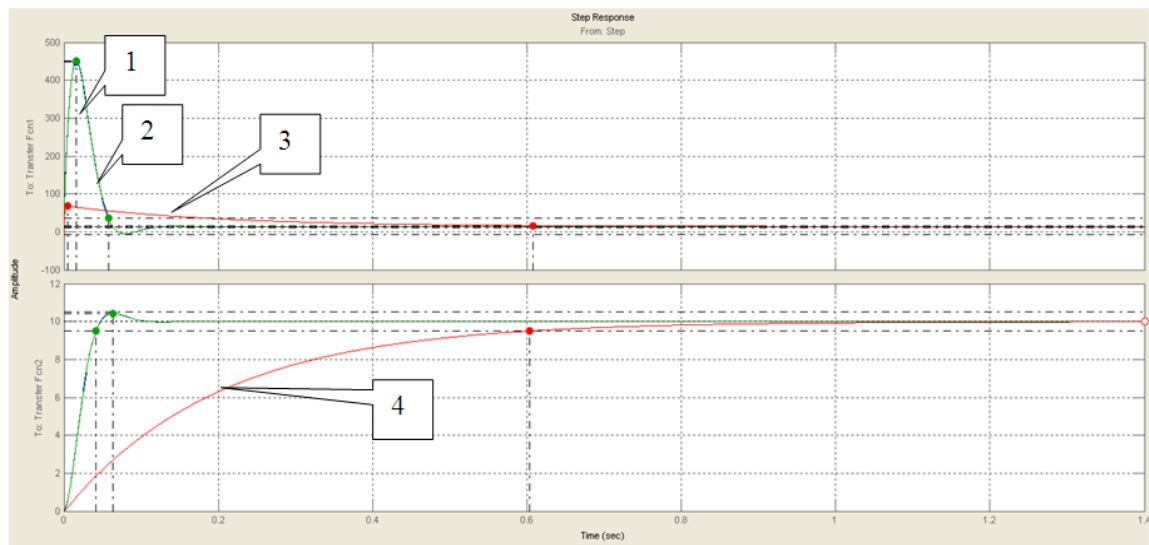


Рисунок 3.8 - Перехідні характеристики системи з АР

3.3 Шляхи удосконалення комплектних електроприводів

З розвитком систем керування електроприводами та впровадження їх в галузях промисловості постало питання регулювання параметрів верстатів з ЧПК. Зазвичай раніше ці питання розв'язувалися за допомогою адаптивних регуляторів.

У сучасних комплектних електроприводах адаптивні регулятори не використовуються або використовуються вкрай рідко. Відсутність адаптивного регулятора обумовлена тим, що в сучасних комплектних електроприводах використовуються програмовані логічні контролери, функціональна схема з яким представлена на рисунку 3.1 [2]. Зі схеми видно, що контролер отримує інформацію із кожного блоку електропривода, аналізує її та базуючись на аналізі, формує необхідні команди для електроприводу. Як зазначалось вище, адаптивний регулятор, як окремий блок у структурі сучасного комплектного електроприводу - відсутній. Його функції бере на себе окремий контролер.

У результаті такого підходу логічним стає висновок, що наявність окремого адаптивного регулятора в електроприводі є недоцільним. Однак останні дослідження [11], показують, що наявність регулятора може розвантажити роботу контролеру, керуючого всім електроприводом. Сучасні адаптивні регулятори можуть зробити систему керування більш робастною [11]. В дослідженнях показано, що застосування адаптивного регулятора дійсно поліпшує роботу електроприводу але не представлено перевірку запропонованих параметрів регуляторів шляхом синтезу.

Метою дослідження є такі задачі.

- розробити структуру сучасного КЕП з адаптивним регулятором;
- скласти математичну модель для розрахунку коефіцієнтів динамічної апаратури;

– провести чисельний експеримент, щодо дослідження поведінки КЕП з різними законами регулювання.

Дослідження проводиться на основі класичної системи керування електроприводом, яку представлено на рисунку 3.6. Електропривод складається з електродвигуна, який з'єднаний з механічною системою, мікроконтролерів та датчиків струму і швидкості в якості зворотних зв'язків [13]. Внутрішній контур виконує регулювання моменту двигуна і складається з силового перетворювача, електромагнітної частини двигуна, датчиків струму та регулятора моменту.

Оскільки цей контур розроблений для забезпечення швидкого регулювання моменту, він може бути наближеним до еквівалентної ланки першого порядку з малою постійною часу. Завдяки цьому можна використовувати двигун як постійного, так і змінного струму. Зовнішній контур складається з механічної частини двигуна, датчика та регулятора швидкості.

Така структура є неефективною для двомасових систем керування. Тому для покращення динамічних характеристик електроприводу потрібно змінити параметри регулятора.

Параметри регулятора можна визначити рівняннями (3.2 – 3.5)

В промисловості виміряти напряду момент на валу m_s та швидкість навантаження ω_2 дуже складно. Тому для отримання інформації, щодо цих змінних використовують фільтр Калмана.

Функціональна схема з використанням фільтра Калмана представлена на рисунку 3.9.

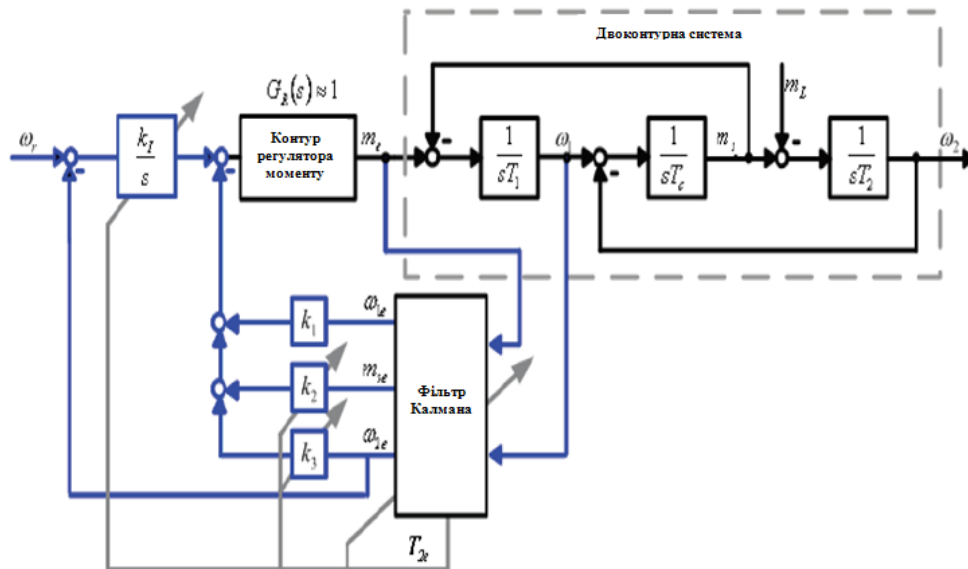


Рисунок 3.9 - Функціональна схема з використанням фільтра Калмана.

На основі схеми (рисунок 3.6) за допомогою пакета прикладних програм Matlab було проведено моделювання системи стабілізації швидкості двигуна постійного струму з використанням стандартного ПД-регулятора і принципово нового адаптивного регулятора, заснованого на методі аналітичного конструювання [11].

Структурні моделі системи з ПД-регулятором і адаптивним регулятором представлено на рисунку 3.2 і рисунку 3.7 відповідно.

Підставивши в схему значення, запропоновані в [11] отримали перехідні характеристики для визначання показників якості керування (рисунок 3.5).

Крива зверху відображає скачок струму якоря, знизу – кутову швидкість.

Далі було проведено заміну ПД-регулятора на АР, структурну схему якого представлено на рисунку 3.4.

Оновлена структурна схема представлена на рисунку 3.7.

Задаючись параметрами, запропонованими в [11], отримали перехідні характеристики струму та швидкості, за якими можна визначити час перехідного процесу. В обох випадках перерегулювання не перевищує 5% і час перехідного процесу – менше 0,06 с. Однак, в системі з АР відсутня

статична помилка, що підтверджує наявність властивості робастності. (рисунок 3.5, рисунок 3.8, крива 1) .

Далі був проведений синтез регулятора, за результатами якого з'ясовано, що зміна постійної часу T_d адаптивного регулятора не впливає на роботу електропривода (рисунок 3.8. крива 2) [11], проте зміна коефіцієнту α_1 адаптивного регулятора в десять разів значно зменшує перерегулювання, яке складає 0,38% (рисунок 3.8. крива 3), але збільшує час перехідного процесу $t=0.6$ с. При цьому двигун плавно розганяється (рисунок 3.8. крива 4) і має значно менший кидок струму при запуску, що є бажаним аргументом для двигуна постійного струму.

3.4 Поліпшення динамічних характеристик комплектного електроприводу

З розвитком систем керування електроприводами та впровадження їх в галузях промисловості постало питання регулювання параметрів верстатів з ЧПК. Зазвичай раніше ці питання розв'язувалися за допомогою адаптивних регуляторів.

У сучасних комплектних електроприводах адаптивні регулятори не використовуються або використовуються вкрай рідко. Відсутність адаптивного регулятора обумовлена тим, що в сучасних комплектних електроприводах використовуються програмовані логічні контролери, функціональна схема з яким представлена на рисунку 3.1 [2]. Зі схеми видно, що контролер отримує інформацію із кожного блоку електропривода, аналізує її та базуючись на аналізі, формує необхідні команди для електроприводу. Як зазначалось вище, адаптивний регулятор, як окремий блок у структурі сучасного комплектного електроприводу - відсутній. Його функції бере на себе окремий контролер.

У результаті такого підходу логічним стає висновок, що наявність окремого адаптивного регулятора в електроприводі є недоцільним. Однак останні дослідження [11], показують, що наявність регулятора може розвантажити роботу контролера, керуючого всім електроприводом. Сучасні адаптивні регулятори можуть зробити систему керування більш робастною [11]. В дослідженнях показано, що застосування адаптивного регулятора дійсно поліпшує роботу електроприводу але не представлено перевірку запропонованих параметрів регуляторів шляхом синтезу.

Метою дослідження є такі задачі.

- розробити структуру сучасного КЕП з адаптивним регулятором;
- скласти математичну модель для розрахунку коефіцієнтів динамічної апаратури;
- провести чисельний експеримент, щодо дослідження поведінки КЕП з різними законами регулювання.

Дослідження проводиться на основі класичної системи керування електроприводом, яку представлено на рисунку 3.6. Електропривод складається з електродвигуна, який з'єднаний з механічною системою, мікроконтролерів та датчиків струму і швидкості в якості зворотних зв'язків [13]. Внутрішній контур виконує регулювання моменту двигуна і складається з силового перетворювача, електромагнітної частини двигуна, датчиків струму та регулятора моменту.

Оскільки цей контур розроблений для забезпечення швидкого регулювання моменту, він може бути наближеним до еквівалентної ланки першого порядку з малою постійною часу. Завдяки цьому можна використовувати двигун як постійного, так і змінного струму. Зовнішній контур складається з механічної частини двигуна, датчика та регулятора швидкості.

Така структура є неефективною для двомасових систем керування. Тому для покращення динамічних характеристик електроприводу потрібно змінити параметри регулятора.

Параметри регулятора можна визначити рівняннями(3.2 – 3.5):

На основі схеми (рисунок 3.6) за допомогою пакета прикладних програм Matlab було проведено моделювання системи стабілізації швидкості двигуна постійного струму з використанням стандартного ПД-регулятора і принципово нового адаптивного регулятора, заснованого на методі аналітичного конструювання [11].

Структурні моделі системи з ПД-регулятором і адаптивним регулятором представлено на рисунку 3.2 і рисунку 3.7 відповідно.

Підставивши в схему значення, запропоновані в [11] отримали перехідні характеристики для визначання показників якості керування (рисунок 3.5).

Крива зверху відображає скачок струму якоря, знизу – кутову швидкість.

Далі було проведено заміну ПД-регулятора на АР, структурну схему якого представлено на рисунку 3.4.

Оновлена структурна схема представлена на рисунку 3.7.

Задаючись параметрами, запропонованими в [11], отримали перехідні характеристики струму та швидкості, за якими можна визначити час перехідного процесу. В обох випадках перерегулювання не перевищує 5% і час перехідного процесу – менше 0,06 с. Однак, в системі з АР відсутня статична помилка, що підтверджує наявність властивості робастності. (рисунок 3.5, рисунок 3.8, крива 1) .

Далі був проведений синтез регулятора, за результатами якого з'ясовано, що зміна постійної часу T_d адаптивного регулятора не впливає на роботу електропривода (рисунок 3.8. крива 2) [11], проте зміна коефіцієнту α_1 адаптивного регулятора в десять разів значно зменшує перерегулювання, яке складає 0,38% (рисунок 3.8. крива 3), але збільшує час перехідного процесу $t=0.6$ с. При цьому двигун плавно розганяється (рисунок 3.8. крива 4) і має значно менший кидок струму при запуску, що є бажаним аргументом для двигуна постійного струму.

3.5 Висновки по розділу 3

Наявність в системі керування адаптивного регулятора приводить до поліпшення її динамічних характеристик, що підтверджує доцільність впровадження АР в сучасні КЕП.

Адаптивний регулятор у структурі КЕП дозволяє забезпечити будь-який закон керування залежно від умов роботи електропривода та показників якості, які потрібно забезпечити. Тому можна різні конструкції перетворювачів частоти з вбудованими ПІ-, ПД-, ПІД-регуляторами замінити на уніфіковану структуру з адаптивним регулятором.

Чисельний експеримент довів, що адаптивний регулятор дозволяє отримати кращі динамічні характеристики на відміну від інших. В результаті синтезу було підтверджено оптимальність вибору параметрів регуляторів та електроприводу.

РОЗДІЛ 4

АДАПТИВНЕ РЕГУЛЮВАННЯ З НЕЛІНІЙНИМИ РЕГУЛЯТОРАМИ

Нелінійними називаються САК, математичне описання яких не задовольняє умови лінійності. Полягають ці умови у тому, що при зміні зовнішньої дії на ланку або систему в A разів характер перехідного процесу не змінюється, а змінюється лише масштаб вихідної величини в A разів. Крім того, реакція ланки або системи на декілька одночасно прикладених дій дорівнює сумі реакцій на кожен з цих дій, прикладених окремо. Якщо САК містить хоча б одну нелінійну ланку, то в цілому вона є нелінійною. Нелінійні ланки описуються нелінійними рівняннями. Ознакою нелінійних рівнянь є залежність коефіцієнтів рівнянь від координат системи або їхніх похідних, а також наявність у рівняннях добутків деяких координат чи їхніх похідних [9].

Усі реальні системи автоматичного керування електроприводами нелінійні. Пояснюється це тим, що основним елементом електропривода є електрична машина, яка містить кола з феромагнітними матеріалами. Рівняння, що описують динамічні процеси в електричній машині, нелінійні, бо індуктивність є функцією струму, ЕРС внаслідок насичення магнітної системи нелінійно залежить від струму збудження, опір обмоток якоря та збудження залежить від температури тощо. Крім того, в електроприводах використовуються підсилювачі з насиченням, елементи механічних передач із люфтами і сухим тертям та інші нелінійні елементи.

Теорію лінійних САК можна застосовувати для аналізу та синтезу реальних систем електропривода лише за досить малих відхилень від режиму, що досліджується. Проте існує значна кількість САК, у яких нелінійні ланки застосовуються з метою забезпечення таких властивостей, що неможливо досягти в лінійних системах. До таких ланок належать релейні елементи і логічні перемикаючі пристрої, які дають змогу змінювати структуру САК

залежно від деяких її координат, ланки із зоною нечутливості, підсилювачі з найменням, що забезпечують обмеження координат, тощо. Задачі аналізу та синтезу нелінійних САК набагато складніші за аналогічні задачі для лінійних систем. Це пояснюється великою різноманітністю та складністю динамічних процесів у нелінійних системах.

Стійкість нелінійних систем на відміну від лінійних залежить від величини та місця прикладання зовнішньої дії, характер перехідного процесу змінюється при змінюванні величини зовнішньої дії, в нелінійних системах спостерігаються режими, які не існують в лінійних системах, зокрема режим автоколивань. Усе це потребує застосування спеціальних точних і наближених методів аналізу та синтезу нелінійних систем [9].

4.1 Розрахунок автоматичних систем з нелінійної корекції декількох ланок

В деяких випадках доцільно коригувати динамічні параметри не однієї, а декількох ланок. Якщо після нелінійної корекції ці ланки виявляються розділеними лінійними частинами схеми, то за класифікацією Е.П. Попова такі ставляться до третього класу. Структурна схема подібної системи представлена на рисунку 4.1. На схемі умовно показані дві нелінійні ланки, що утворилися після нелінійної корекції, з передавальними функціями $W_{н1}(a_1, \omega, p)$ і $W_{н2}(a_2, \omega, p)$ та дві групи лінійних ланок системи з передавальними функціями $W_{1л}(p)$ і $W_{2л}(p)$ [13].

При дослідженні стійкості в загальному випадку передавальні функції ланок після нелінійної корекції стають функціями амплітуди a й частоти ω коливань, а при дослідженні перехідних процесів ще й функціями коефіцієнта загасання ζ . Істотним є те, що якщо частота коливань у всіх ланках системи збігається, то амплітуда коливань, що входить в передавальні функції

нелінійних ланок, виявляється різною. Причому, якщо для нелінійної корекції ланок використовувались різні типи нелінійних коригувальних пристроїв, то може виявитися, що одна з передавальних функцій нелінійної ланки залежить від амплітуди коливань, а інша - не залежить. В розглянутому випадку доцільний наступний порядок виконання розрахунків.

а) Проводимо окремо незалежно один від одного гармонійну лінеалізацію всіх ланок, характеристики яких не є лінійними. Причому тут можливий випадок, коли ланка була нелінійною і до включення нелінійного коригувального пристрою.

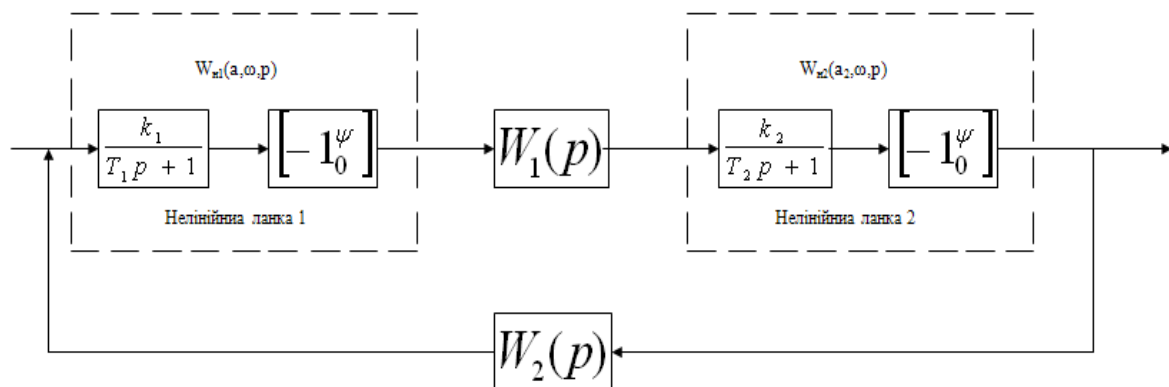


Рисунок 4.1 - Схема нелінійної корекції

При цьому гармонійна лінеалізація враховує і вихідні нелінійні ланки і нелінійності, зумовлені використанням нелінійної корекції.

Дана методика дозволяє розглядати також випадки, коли в системі є нелінійні ланки, параметри яких не коригуються. В результаті для всіх нелінійних ланок будуть отримані формули гармонійної лінеаризації та визначені еквівалентні значення коефіцієнтів посилення та постійних часу. Як вже зазначалося, отримані вирази мають значення амплітуд коливань в різних точках системи, які відрізняються один від одного.

б) Для проведення подальших розрахунків визначаємо залежність між значеннями амплітуд коливань, що входять у формули гармонійної

лінеалізації. Це може бути зроблено через передавальні функції лінійних частин системи. Як видно з рисунку 4.1, амплітуда a_2 пов'язана з амплітудою a_1 через нелінійну ланку 1 і лінійну частину 1. Цей зв'язок визначається амплітудно-частотними характеристиками даних ланок. Зокрема, для визначення амплітуди коливань на виході нелінійної ланки a'_1 необхідно помножити амплітуду вхідного сигналу на модуль передавальної функції нелінійної ланки, підставивши туди $p = j\omega$

$$a'_1 = |W_{i1}(\dot{a}, \omega)| \dot{a}_1 \text{ або } a'_1 = \left| \frac{k^*}{\sqrt{1 + (T^* \omega)^2}} \right| \dot{a}_1$$

Амплітуда на виході лінійної ланки a_2 легко визначаються через модуль передавальної функції лінійної частини:

$$a_2 = |W_{1\bar{e}}(j\omega)| \dot{a}_1$$

Таким чином, амплітуда a_2 пов'язана з амплітудою a_1 виразом:

$$a'_2 = \left| \frac{k^*}{\sqrt{1 + (T^* \omega)^2}} \right| a_1 |W_{1\bar{e}}(j\omega)| \quad (4.1)$$

Зауважимо, що до k^* і T^* можуть залежати від амплітуди a_1 . це не змінює методику розрахунку [13].

Таким чином можна визначити амплітуду в будь-якій точці системи через амплітуду коливань на вході одного з ланок системи. Для подальших розрахунків зручно значення модулів виразів представити у вигляді графіків (рисунок 4.2). Якщо модуль будь-якого виразу залежить від амплітуди коливань, доцільно на одному графіку побудувати ці залежності для ряду постійних значень амплітуди вхідного сигналу $a_1 = \text{const}$.

в) Для визначення параметрів системи граничної стійкості необхідно вибрати один з розглянутих вище способів. Досвід розрахунків показав, що для систем третього або четвертого порядку більш зручний спосіб, заснований на використанні критерію Гурвіца; для систем четвертого або

п'ятого порядку використання критерію Михайлова дозволяє досить просто отримати необхідні результати. Для систем більш високого порядку доцільно застосовувати частотний критерій. Але ці рекомендації досить умовні тому вибирати метод дослідження необхідно індивідуально в кожному конкретному випадку. Для визначення подальшого розгляду будемо припускати, що для дослідження стійкості обраний метод з використанням критерію Михайлова. В цьому випадку необхідно отримати характеристичне рівняння системи. Найпростіше це робити після визначення передавальної функції розімкненої системи $W(p)$.

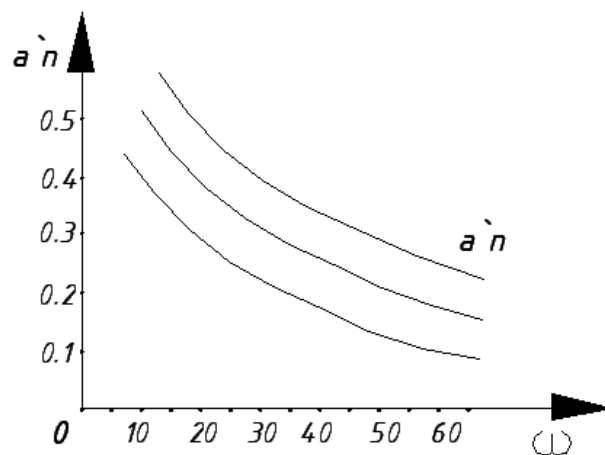


Рисунок 4.2 - Зв'язок між значенням амплітуди в різних точках системи

Для схеми рисунку 4.1 буде:

$$W_p = W_{1\ddot{e}}(\delta) \frac{k_1^*}{1+T_1^*p} W_{2\ddot{e}}(\delta) \frac{k_2^*}{1+T_2^*p} \quad (4.2)$$

Тоді характеристичне рівняння системи буде:

$$W_p + 1 = 0$$

В нашому випадку:

$$W_{1\bar{e}}(\delta) \frac{k_1^*}{1+T_1^* p} W_{2\bar{e}}(\delta) \frac{k_2^*}{1+T_2^* p} + 1 = 0 \quad (4.3)$$

В характеристичному рівнянні зробимо підстановку на $j\omega$

$$W_{1\bar{e}}(j\omega) \frac{k_1^*}{1+T_1^* p} W_{2\bar{e}}(j\omega) \frac{k_2^*}{1+T_2^* p} + 1 = 0 \quad (4.4)$$

Розділемо дійсну та уявну частини. Отримаємо систему з двох рівнянь:

$$\begin{aligned} X(a, a_2, \omega, k) &= 0; \\ Y(a, a_2, \omega, k) &= 0 \end{aligned} \quad (4.5)$$

Тут k будемо вважати визначеним параметром. Практично частіше цікавить залежність амплітуди і частоти сталих коливань на кордоні стійкості від значення параметра k , тобто функції $a(k)$ та $\omega(k)$. Систему рівнянь (4.5) доцільно розв'язувати наступним чином. З кожного рівняння визначаємо вираз для параметра k . Потім задаємося значенням амплітуди коливань a в робочому діапазоні. Потім задаємося значенням частоти коливань ω : В якості такого першого значення частоти можна взяти значення:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{T_1 T_2}}$$

де $T_1 T_2$ - найбільші значення постійних часу системи.

Для цього значення частоти ω і амплітуди a за графіками $k^*(\omega)$ і $T^*(\omega)$ для першої нелінійної ланки визначаємо еквівалентні значення коефіцієнта посилення k_1 і постійної часу T_1 . Потім, користуючись графіками (рисунок

4.2), які визначають зв'язок між значеннями амплітуди в різних точках системи, визначаємо значення амплітуди на вході другої нелінійної ланки і для тієї ж частоти коливань визначаємо параметри k^*_2 , T^*_2 . Підставляючи отримані значення k^*_1 , k^*_2 , T^*_1 , T^*_2 , а також значення частоти і амплітуди коливань в обидва рівняння 4.5, отримаємо з кожного по одному значенню параметра k . Будемо повторювати цю процедуру для різних значень частоти ω , але для того ж значення амплітуди a_1 доти поки криві $k(\omega)$ при $a_1 = \text{const}$, які одержані з кожного рівняння 4.5, не перетнуться. Точка перетину не є спільним рішенням рівнянь 4.5. У цій точці отримуємо значення амплітуди a і частоти ω коливань, а також відповідне їм значення параметра k . Потім всю процедуру повторюємо для інших значень амплітуди коливань a_1 . В результаті будуть отримані матеріали для побудови графіків $a(k)$, $\omega(k)$

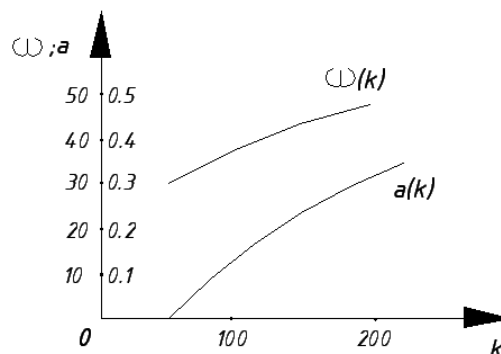


Рисунок 4.3 - графіки побудовані з урахуванням амплітуди

Необхідно оцінити чи відповідають отримані значення a , ω стійким коливанням в системі. Найзручніше це робити по діаграмі якості загасання нелінійних перехідних процесів. Зауважимо, що користуючись наведеними вище графіками (рисунок - 4.3), легко перерахувати значення амплітуди до будь-якої точки системи.

г) Наступним етапом досліджень є визначення параметрів перехідного процесу. Розглянемо два випадки. Спочатку проведемо дослідження перехідних процесів, використовуючи критерій Михайлова, а потім ще

розглянемо спосіб, заснований на використанні формули Ньютона. При наявності в системі перехідного процесу, який характеризується коефіцієнтом загасання ζ і частотою ω , зв'язок між значеннями амплітуди коливань в різних точках системи яка при дослідженні стійкості визначалася за графіками рисунка 4.2, тепер має дещо інший вигляд. Для визначення цього зв'язку в вираз для модулів передавальних функцій лінійних і нелінійних ланок потрібно робити підстановку не $p=j\omega$, а $p=\zeta + j\omega$. При цьому вирази для модулів передавальних функцій залежать не тільки від зазначених раніше параметрів, але і від коефіцієнтів загасання ζ . Проте облік цієї залежності характеристик від ζ при проведенні практичних розрахунків не дає великої різниці. Це обумовлено і наближеністю самого методу гармонійної лінеаризації і тим фактом, що цим методом можуть розглядатись тільки коливальні процеси, для яких $|\zeta| \ll \omega$. Таким чином, і при дослідженні перехідних процесів можна користуватися графіками рисунка 4.2, не роблячи при цьому великої помилки.

Підставимо значення $p=\zeta + j\omega$ в характеристичне рівняння системи:

$$W_{1\bar{e}}(\zeta + j\omega) \frac{k_1^*}{1 + (\zeta + j\omega)T_1^*} W_{2\bar{e}}(\zeta + j\omega) \frac{k_2^*}{1 + (\zeta + j\omega)T_2^*} + 1 = 0 \quad (4.6)$$

Розділемо дійсну та уявну частину, отримаємо систему рівнянь:

$$\begin{aligned} X(a, \omega, \xi, k) &= 0; \\ Y(a, \omega, \xi, k) &= 0 \end{aligned} \quad (4.7)$$

Відмінність цих рівнянь від (4.5) полягає в тому, що в них входить параметр, що визначає характер перехідного процесу. В рівняннях (4.7) також можна зробити деякі спрощення, які зменшують обчислювальну роботу. Зокрема, можна знехтувати всіма членами, в які у вигляді співмножників входить показник загасання ζ в ступені, вище першої. Можна показати, що з

урахуванням того, що $\zeta \ll \omega$, ми при цьому не робимо велику помилку. Відміна від методики, розглянутої при дослідженні стійкості, тут буде полягати в тому, що для кожного заданого умовами роботи системи значення амплітуди коливань необхідно задаватись необхідними значеннями коефіцієнта загасання ζ .

В результаті, повторюючи розрахунки і побудови для різних значень ζ при постійному значенні амплітуди коливань, визначимо залежності $\zeta(k)$, $\omega(k)$ при $a_i = \text{const}$ ($i = 1, 2, n$) (рисунок 4.4).

На рисунку 4.4 проводимо горизонтальні лінії, відповідні постійним значенням коефіцієнта загасання і частоти коливань, і в точках перетину цих ліній з кривими $\zeta(k)$, $\omega(k)$ отримаємо параметри для побудови на діаграмі загасання ліній $\zeta_i = \text{const}$, $\omega_i = \text{const}$ (рисунок. 4.5). Такий же результат можна отримати, якщо використовувати який-небудь інший з розглянутих вище способів побудови діаграми загасання якості нелінійних перехідних процесів.

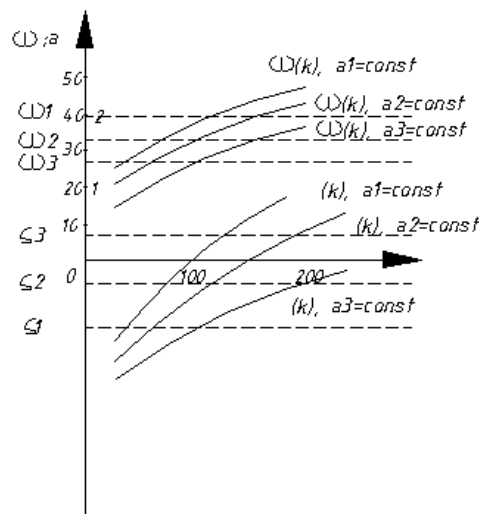


Рисунок 4.4 - Діаграми якості загасання

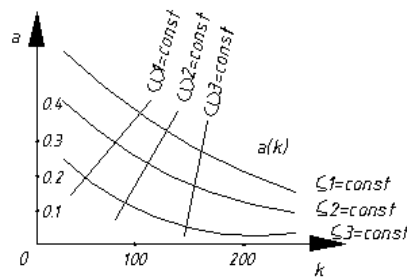


Рисунок 4.5 - Діаграми якості загасання

За діаграмою якості загасання можна визначити параметри перехідного процесу для будь-якого значення обумовленого параметра;

д) Наступним етапом дослідження системи є визначення помилок системи. Методика вирішення цього завдання не має помітної специфіки. При цьому можуть використовуватися прийоми і способи, розглянуті вище.

Зауважимо ще раз, що описана методика аналізу зберігається і для випадку, коли в систему включається один нелінійний коригуючий пристрій, а нелінійності інших ланок обумовлені їх фізичними властивостями. Дуже складним для дослідження є випадок, коли нелінійність ланки визначається добутком його вхідної і вихідної координати $y = F(x, x_u)$. За класифікацією Е. П. Попова системи з подібними нелінійностями відносяться до другого класу. Методика дослідження подібної системи зводиться до одного з часткових випадків розглянутої вище методики, коли необхідно через лінійну частину системи визначати зв'язок між вхідною і вихідною координатами ланки [13].

Для ілюстрації такого способу розрахунку автоматичної системи, в якій виробляється корекція динамічних параметрів одночасно двох ланок, розглянемо систему, структурна схема якої представлена на рисунку 4.6. Схема складається з датчика і трьох каскадів підсилювачів $У1$, $У2$, $У3$ та виконавчого двигуна, з'єднаного через редуктор з об'єктом керування.

Будемо вважати, що для поліпшення параметрів системи нелінійні коригувальні пристрої використовуються таким чином, щоб зменшити постійні часу підсилювачів У1 та У3.

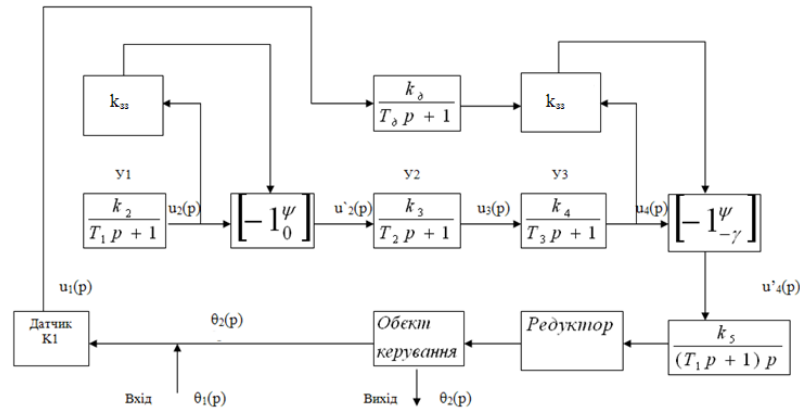


Рисунок 4.6 - Структурна схема спостерігаючої системи

При цьому будемо розглядати нелінійні коригувальні сигнали типу $[-1_0^{\varphi}]$ і $[0_{-y}^{\varphi}]$. Коригувальний сигнал формується при порівнянні знаків вихідного сигналу u_4 і сигналу ланки u_1 . Для регулювання кута попередження у включено додаткову інерційну ланку з постійною часу T_9 . Величина постійної часу T_9 підбирається таким чином, щоб забезпечити необхідну величину попередження у. При цьому перехідні процеси в системі описуються системою рівнянь:

$$\begin{aligned}
 \delta &= \theta_1 - \theta_2; \\
 u_1 &= k_1 \delta; \\
 u_2 &= \frac{k_2^*}{1 + T_1^* p} u_1 \\
 u_3 &= \frac{k_3^*}{1 + T_2^* p} u_2 \\
 u_4 &= \frac{k_4^*}{1 + T_3^* p} u_3 \\
 \theta_2 &= \frac{k_5 k_6}{p(T_4 p + 1)} u_4
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

Де $\frac{u_2}{u_1} = \frac{k_2^*}{1+T_1^*p}$ і $\frac{u_4}{u_3} = \frac{k_4^*}{1+T_3^*p}$ – передавальні функції нелінійних гармонічно лінеалізованих ланок системи. Характер залежностей еквівалентних значень коефіцієнтів підсилення k_2^* , k_4^* і постійних часу T_1^* , T_3^* від частоти і амплітуди визначається конкретним видом використовуваних нелінійних коригувальних пристроїв.

Передавальна функція розглянутої розімкнутої системи має вигляд:

$$W(p) = \frac{k_1 k_2^* k_3 k_4^* k_5 k_6}{p(T_1^* p + 1)(T_2 p + 1)(T_3^* p + 1)(T_4 p + 1)} \quad (4.9)$$

Характеристичне рівняння системи:

$$A_0 p^5 + A_1 p^4 + A_2 p^3 + A_3 p^2 + A_4 p + A_5 = 0 \quad (4.10)$$

де $A_0 = T_1 T_2 T_3 T_4$; $A_1 = T_1 T_2 T_3 + T_1 T_2 T_4 + T_1 T_3 T_4 + T_2 T_3 T_4$;

$A_2 = T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_1 T_4 + T_2 T_3 + T_2 T_4 + T_3 T_4$; $A_3 = T_1 + T_2 + T_3 + T_4$; $A_4 = 1$;

$A_5 = k_{\text{дв}} = k_1 k_2^* \dots k_6$;

Розрахунки проведемо для чисельних значень параметрів: $T_1 = 0,1$ с, $T_2 = 0,01$ с; $T_3 = 0,2$ с; $T_4 = 0,02$ с, $T_d = 0,004$ с. Скористаємося для розрахунків методикою, заснованою на використанні критерію Михайлова. Причому відразу будемо розглядати якість перехідних процесів з тим, щоб до оцінки критичного значення коефіцієнта посилення і частоти коливань на межі стійкості системи перейти як до окремого випадку при $\zeta = 0$. Підставимо в характеристичне рівняння $p = \zeta + j\omega$ і розділимо дійсні і уявні члени. В результаті отримаємо систему рівнянь:

$$X = (5A_0 \zeta + A_1) \omega^4 - (10A_0 \zeta^3 + 6A_1 \zeta^2 + 3A_2 \zeta + A_3) \omega^2 + A_0 \zeta^5 + A_1 \zeta^4 + 6A_2 \zeta^3 + A_3 \zeta^2 + A_4 \zeta + A_5 = 0;$$

$$Y = A_0 \omega^5 - (10A_0 \zeta^2 + 4A_1 \zeta + A_2) \omega^3 + (5A_0 \zeta^4 + 4A_1 \zeta^3 + 3A_2 \zeta^2 + A_3 \zeta + A_4) \omega = 0;$$

Для зменшення розрахункової роботи можна спростити рівняння (4.10), поклавши в них рівними нулю члени, в які входить ζ в ступені вище першої. Можна показати, що помилка в обчисленнях при цьому буде невелика. В результаті отримаємо:

$$X = (5A_0\zeta + A_1)\omega_4 - (3A_2 + A_3)\omega^2 + A_4\zeta + A_5 = 0; \quad (4.11)$$

$$Y = A_0\omega^5 - (2A_3\zeta + A_4)\omega = 0;$$

Сумісне розв'язання рівнянь (4.11) проводять наступним чином. Розв'яжемо рівняння відносно коефіцієнта підсилення k , а друге – відносно ζ

$$k_{\ddot{a}\ddot{e}\ddot{i}} = \omega^2 (A_3 - A_1\omega^2) - \zeta(5A_0\omega^4 - 3A_2\omega^2 + \dot{A}_4)\omega^2; \quad (4.12)$$

$$\zeta = \frac{A_0\omega^4 - \dot{A}_2\omega^2 + \dot{A}_4}{4\dot{A}_1\omega^2 - 2\dot{A}_2};$$

Для різних значень ω_i ($i = 1, 2, n$), використовуючи друге рівняння системи (4.11), обчислюємо $\zeta(\omega)$ і будуємо залежність (рисунок 4.7) В розрахунку, в якості початкового значення частоти коливань можна взяти величину:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{T^*T^{**}}}$$

де T^*T^{**} найбільші значення постійних часу системи.

Потім за обчислюємо $T_1^*(\omega)$ та $T_3^*(\omega)$ і підставляємо отримані значення в друге рівняння системи. Після цього з першого рівняння визначаємо залежність $k_{\text{дин}}(\zeta, \omega)$. Звідти:

$$k_{cn} = \frac{k_{\ddot{a}\ddot{e}\ddot{i}}}{\frac{k_2^*}{k_2} \frac{k_4^*}{k_4}} \quad (4.13)$$

Будуємо криві $\zeta(k)$ та $\omega(k)$.

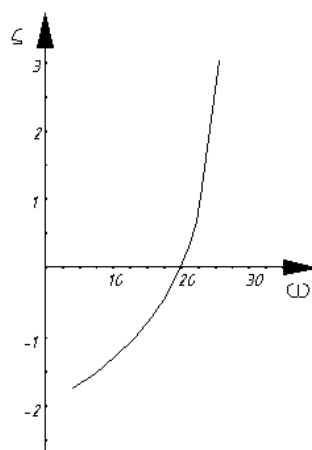


Рисунок 4.7 - Залежність частоти від коефіцієнту ζ

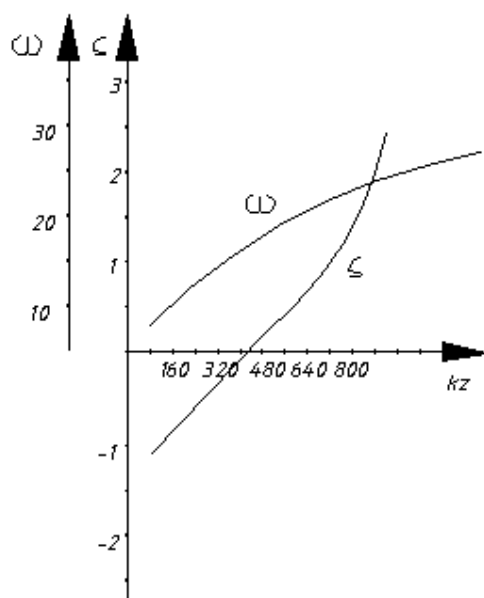


Рисунок 4.8 - Криві $\zeta(k)$ та $\omega(k)$.

З рисунку 4.8 видно, що значенню $\zeta=0$ відповідають значення $k_{ст}=370 \text{ с}^{-1}$, $\omega=20 \text{ с}^{-1}$ При $k_{ст}=40 \text{ с}^{-1}$

Коефіцієнт загасання $\zeta = -1,5^{\text{с}^{-1}}$, частота коливань $\omega = 4^{\text{с}^{-1}}$. Для цих значень перехідний процес буде складати $t_{\text{пер}} = 3/\zeta = 2 \text{ с}$.

Слід додати, що саме по коефіцієнту загасання ζ і проводиться налаштування адаптивного регулятора.

Діаграма якості загасання нелінійних перехідних процесів для системи (рисунок.4.9) являє сімейство вертикальних ліній, оскільки параметри перехідного процесу не залежить від амплітуди коливань a .

Для визначення значень помилок системи використовуємо вираз:

$$\delta = \frac{1}{1+W(p)} \theta_1 \quad (4.14)$$

де δ – помилка системи, θ – вхідний вплив.

Для системи (4.6) вираз δ буде:

$$\delta = \frac{(T_1^* p + 1)(T_2 p + 1)(T_3^* p + 1)(T_4 p + 1)}{k + p(T_1^* p + 1)(T_2 p + 1)(T_3^* p + 1)(T_4 p + 1)} p \theta_1 \quad (4.15)$$

Звідси можна визначити, що величина статичної помилки дорівнює нулю, так як система володіє астатизмом першого порядку. Величина «швидкісної» помилки при $p\theta_1 = 50 \text{ град/сек}$ дорівнюватиме

$$\delta_{\text{н\grave{e}}} = \frac{1}{k_{\text{н\grave{o}}}} p \theta_1 = \frac{50}{40} \approx 1,25 \quad (4.16)$$

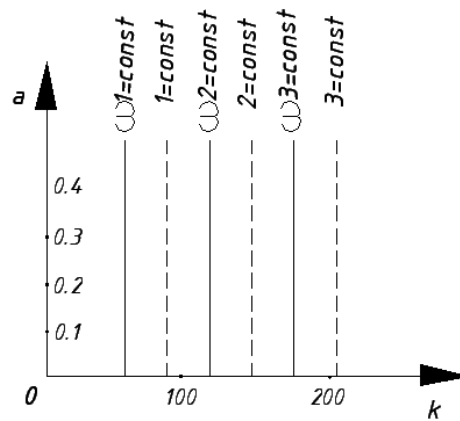


Рисунок 4.9 - Діаграма якості загасання нелінійних перехідних процесів

Як видно з наведеного розрахунку, викладена вище методика дозволяє порівняно просто проводити розрахунок систем в тих випадках, коли коригуються динамічні параметри декількох ланок.

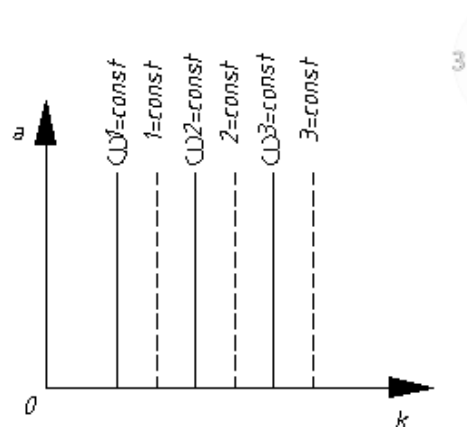


Рисунок 4.9 - Діаграма якості загасання нелінійних перехідних процесів

Як видно з наведеного розрахунку, викладена вище методика дозволяє порівняно просто проводити розрахунок систем в тих випадках, коли коригуються динамічні параметри декількох ланок.

4.2 Аналіз систем з сумісним використанням лінійних та нелінійних корегуючи пристроїв

Основною перевагою адаптивних регуляторів є можливість автоматичного переключення з лінійного режиму в нелінійний та навпаки. Тому існує можливість перемикавання регулятора, який працює в лінійному режимі доки система переходить до номінального режиму роботи, а потім переходить у нелінійний режим.

В даному розділі розрахунок проведемо для випадку коригуючого сигналу типу $[0^{\psi_2}]$., сигнал помилки буде деформуватися так, як показано на рисунку 4.10. Кут «вирізання» помилки приймаємо рівним $\arctg \omega T_d$, тобто куту неспівпадання керуючої напруги і швидкості двигуна [13].

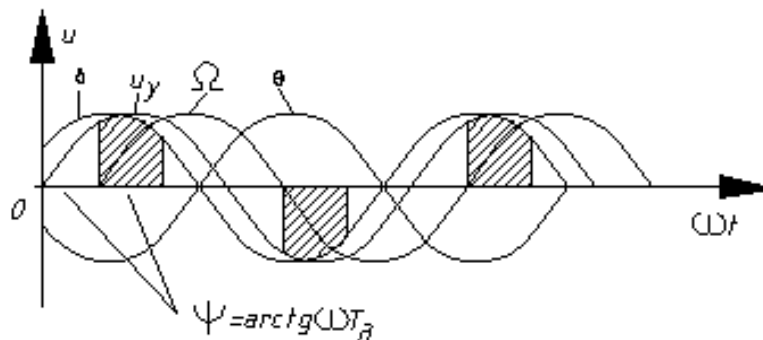


Рисунок 4.10 - Деформування сигналу помилки в системі з нелінійним коригувальним сигналом

Для реалізації такого сигналу можна напругу з виходу підсилювача і сигнал, пропорційний швидкості двигуна (вихід тахогенератора), подати на схему порівняння (рисунок 4.11) [13]. В якості схеми порівняння можна використовувати фазочутливі випрямлячі, які будуть керувати двома транзисторами, працюючими в ключовому режимі. При розбіжності фаз сигналів з виходу підсилювача і з тахогенератора транзистор Т1 буде відкритий і через нього буде заряджатися ємність С5. Час заряду ємності дорівнює часу неспівпадання сигналів з виходу підсилювача і з

тахогенератора, тобто відрізка, який відповідає $\psi = \arctg \omega T_d$. Після цього транзистор Т1, через який відбувався заряд конденсатора С5, закривається, а транзистор Т2 відкривається і через нього конденсатор С5 починає розряджатись. При розряді конденсатора С5 на базу вхідного транзистора Т3 підсилювача подається позитивний потенціал, внаслідок чого цей транзистор Т3 закривається і «зрізає» сигнал помилки. Так як час заряду і розряду конденсатора С5 вибирається однаковий, то час, протягом якого буде закритий транзистор Т3, відповідає величині кута $\psi = \arctg \omega T_d$. По закінченні розряду конденсатора транзистор Т3 на вході підсилювача знову відкривається і пропускає сигнал помилки. Таким чином, з сигналу помилки будуть вирізатись ділянки від $\frac{\pi}{2}$ до $\frac{\pi}{2} + \psi$, де $\psi = \arctg \omega T_d$.

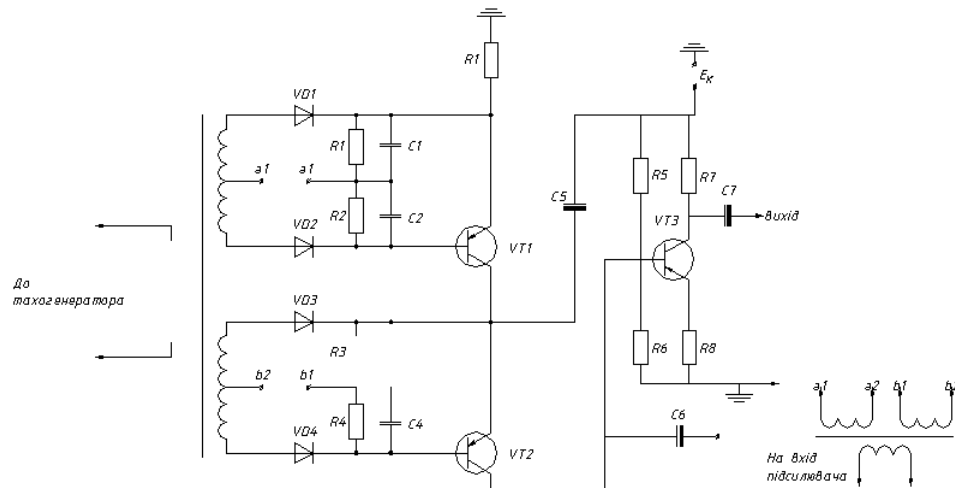


Рисунок 4.11 - Схема порівняння сигналу пропорційного швидкості двигуна, та напруги з виходу підсилювача

Для визначення коефіцієнтів гармонійної лінеаризації обраного нелінійного коригувального пристрою необхідно сигнал помилки розкласти в ряд Фур'є. При цьому вважаємо, що на вхід ланки надходить гармонійний вплив $u = u_{\max} \sin \omega t$, а сигнал на виході ланки розкладається в ряд Фур'є.

В результаті отримаємо:

$$q = 1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\left(\frac{\pi}{2} + \varphi\right) \quad (4.17)$$

$$q' = \frac{1}{\pi} - \frac{1}{\pi} \sin^2\left(\frac{\pi}{2} + \varphi\right) \quad (4.18)$$

Як видно з формул (4.17) і (4.18), коефіцієнти q і q' від амплітуди коливань системи не залежать. Задаючись різними значеннями ω , збудуємо залежність $q=f_1(\omega)$ та $q'=f_2(\omega)$ (рисунок 4.12) [13].

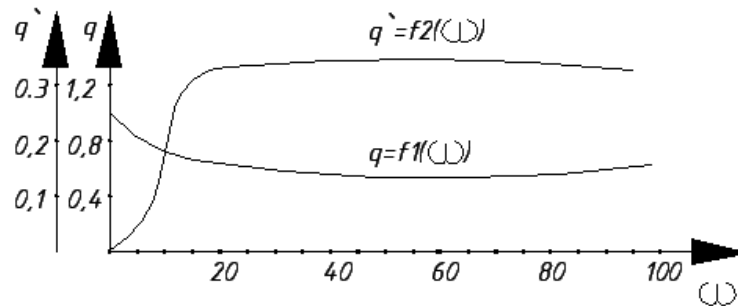


Рисунок 4.12 - Залежність коефіцієнтів q та q' від частоти ω

Так як при всіх значеннях частоти $q' > 0$, то передавальна функція нелінійного коригувального пристрою буде мати вигляд:

$$w_e(\delta) = \frac{u_{\text{ад. ош}}}{\delta} = q(\omega) + \frac{q'(\omega)p}{\omega}$$

Зауважимо, що тут для оцінки нелінійного коригувального пристрою застосовується наступний підхід. Зокрема, незважаючи на те, що корегуючий сигнал формується в результаті синтезу знаків сигналів на вході і виході виконавчого двигуна, ефект від нелінійної корекції оцінюється не по зміні інерційності коефіцієнта підсилення двигуна, а по величині коефіцієнтів передавальної функції нелінійного коригувального пристрою.

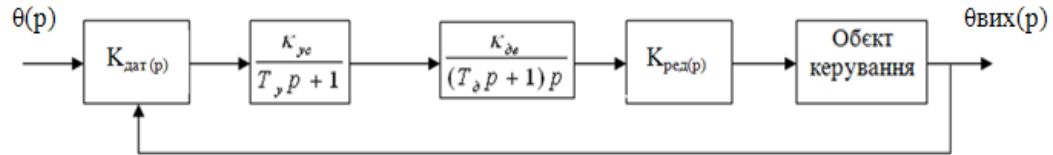


Рисунок 4.13 - Розімкнута система

Для доказу того, що лінійна частина системи має властивість узагальненого фільтра, побудуємо амплітудно-частотну характеристику лінійної частини системи $|\omega(j\omega)| = f(\omega)$.

Передавальна функція розімкнутої лінійної частини системи (рисунок 4.13) має вигляд:

$$w(p) = \frac{k_{дат}k_{ус}k_{дв}k_{ред}}{p(1+T_y p)(1+T_d p)} \quad (4.19)$$

Введемо позначення $k_{дат}k_{ус}k_{дв}k_{ред} = k$ та замінемо p на $j\omega$, тоді:

$$w(j\omega) = \frac{R(j\omega)}{\theta(j\omega)} = \frac{k}{j\omega(1+T_y j\omega)(1+T_d j\omega)} \quad (4.20)$$

$$|w(j\omega)| = \frac{|R(j\omega)|}{|\theta(j\omega)|} = \frac{k}{\sqrt{\omega^2(1+T_y^2 \omega^2)(1+T_d^2 \omega^2)}} \quad (4.21)$$

В результаті побудуємо амплітудну характеристику лінійної частини системи (рисунок 4.13). З рисунку 4.14 видно, що із збільшенням частоти ω $|w(j\omega)|$ різко падає та при $\omega \rightarrow \infty$ $|w(j\omega)| \rightarrow 0$. Отже, лінійна частина системи дійсно має властивість узагальненого фільтра.

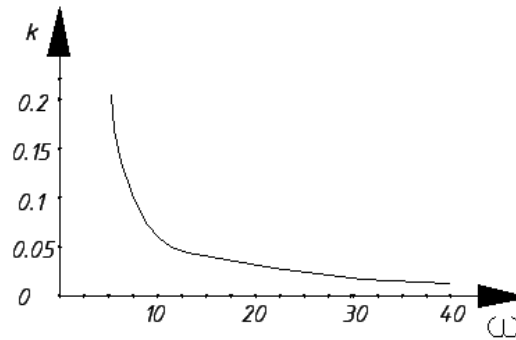


Рисунок 4.14 - Амплітудна частотна характеристика системи

Складемо передавальну функцію всієї розімкненої системи:

$$w(p) = k_{\partial am} \left[q(\omega) + \frac{q'(\omega)}{\omega} p \right] \frac{k_{yc}}{1+T_y p} \frac{k_{\partial e}}{p(1+T_{\partial} p)} k_{ред} \quad (4.22)$$

Враховуючи, що $k = k_{дат} k_{ус} k_{дв} k_{ред}$

$$w(p) = \frac{k \left[q(\omega) + \frac{q'(\omega)}{\omega} p \right]}{p(1+T_y p)(1+T_{\partial} p)} \quad (4.23)$$

Характеристичне рівняння замкнутої системи буде: $\omega(p)+1=0$

$$p^3 + \frac{T_{\partial}+T_y}{T_{\partial}T_y} p^2 + \frac{1+k\frac{q'(\omega)}{\omega}}{T_{\partial}T_y} + \frac{kq(\omega)}{T_{\partial}T_y} = 0 \quad (4.24)$$

Введемо позначення:

$$A_1 = \frac{T_{\partial}+T_y}{T_{\partial}T_y}; \quad A_2 = \frac{1+k\frac{q'(\omega)}{\omega}}{T_{\partial}T_y}; \quad A_3 = \frac{kq(\omega)}{T_{\partial}T_y}$$

Подальший розрахунок проведемо для чисельних значень $T_{\partial}=0,15$ с, $T_y=0,05$ с. Підставив значення T_y і T_{∂} отримаємо

$$\dot{A}_1 = 26,67; \quad \dot{A}_2 = \frac{1+k \frac{q'(\omega)}{\omega}}{0,0075}; \quad A_3 = \frac{kq(\omega)}{0,0075} \quad (4.25)$$

Використовуючи критерії стійкості Гурвіца:

$$A_1 A_2 - A_3 = 0 \quad (A_0 = 1) \quad \omega^2 = \frac{A_3}{A_1} \quad (4.26)$$

Підставляючи (4.25) у (4.26) отримаємо:

$$26,67 = \frac{1+k \frac{q'(\omega)}{\omega}}{0,0075} - \frac{kq(\omega)}{0,0075} = 0 \quad \omega^2 = \frac{kq(\omega)}{0,2}$$

З обох рівнянь визначаємо k:

$$k' = \frac{26,67\omega}{\omega q(\omega) - 26,67q'(\omega)} \quad (4.27)$$

$$k'' = \frac{0,2\omega^2}{q(\omega)}$$

Задаючись різними значеннями ω , будуємо графіки $k=f_1(\omega)$ для рівнянь (4.27) (рисунок 4.15). Точка перетину кривих при $\zeta=0$ і буде тим рішенням системи рівнянь (4.27), яке визначає критичний коефіцієнт посилення системи $k_{ст}$.

Для визначення якості перехідних процесів в системі використовуються формули для коефіцієнта загасання ζ і частоти коливань ω :

$$\zeta = -\frac{A_1 A_2 - A_3}{2(A_2 + (A_1 + 2\zeta)^2)} \quad (4.28)$$

$$\omega^2 = \frac{A_3}{A_1 + 2\zeta} - \zeta^2$$

Підставляючи в рівняння (4.28) вирази (4.26) отримаємо:

$$\zeta = -\frac{26.67 \frac{1+k \frac{q'(\omega)}{\omega}}{0,0075} - \frac{kq(\omega)}{0,0075}}{2 \left(\frac{1+k \frac{q'(\omega)}{\omega}}{0,0075} + (26.67 + 2\zeta)^2 \right)} \quad (4.29)$$

$$\omega^2 = \frac{\frac{kq(\omega)}{0,0075}}{26.67 + 2\zeta} - \zeta^2$$

З кожного рівняння (4.29) визначимо вираз для k

$$k' = \frac{\omega(0.2 + 0.015\zeta) + 2(0.2 + 0.015\zeta)^2 \zeta}{0.0075\omega q(\omega) - q'(\omega)(0.2 + 0.015\zeta)} \quad (4.30)$$

$$k'' = \frac{(\omega^2 + \zeta^2)(0.2 + 0.015\zeta)}{q(\omega)}$$

Для різних постійних значень ζ будемо графіки: $k' = f_1(\omega_1)$ и $k'' = f_2(\omega_1)$
Точка перетину кривих k' та k'' при однакових значеннях ζ і буде розв'язком системи рівнянь (4.30)

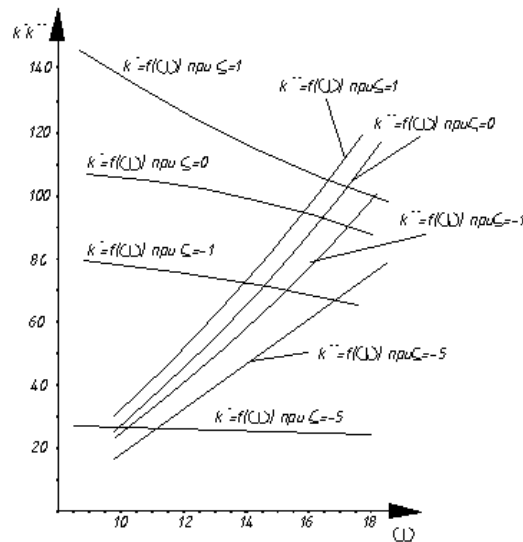


Рисунок 4.15 - Графічні розв'язки системи рівнянь

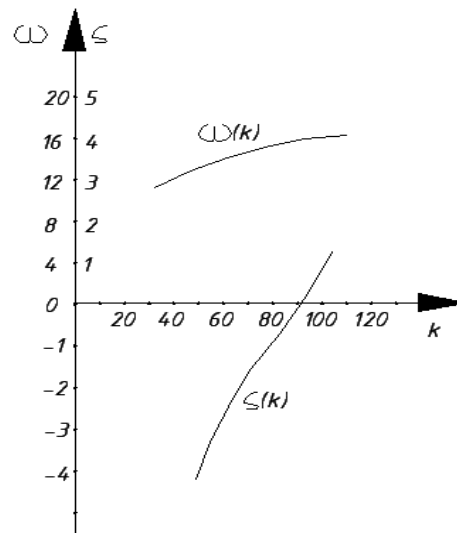


Рисунок 4.16 - Наслідок з отриманих розв'язків систем рівнянь

В результаті отримаємо (рисунок 4.16) дві криві $\zeta_{н.с} = f_2(k)$ и $\omega_{н.с} = f_1(k)$ з кривих рисунку 4.16 визначаємо, що статичний критичний коефіцієнт посилення системи з нелінійним коригувальним пристроєм дорівнює $k_{кр.ст} = 88,7$. Динамічний критичний коефіцієнт посилення системи дорівнює: $k_{дин} = k_{ст}q$

Частота вільних коливань системи, що відповідає критичному коефіцієнту посилення системи, дорівнює $\omega_{кр} = 17,83 \text{ с}^{-1}$ при цій частоті $q = 0,720$, тоді

$$k_{кр.дин}=88,7-0,720=63,8 \text{ с}^{-1}.$$

Оцінку параметрів системи з нелінійною корекцією зробимо при коефіцієнті підсилення, рівному половині критичного, ($k_{ст} = 45 \text{ с}^{-1}$) При цьому частота вільних коливань $\omega_{св}=14,8 \text{ с}^{-1}$ а коефіцієнт загасання $\zeta = -3,6 \text{ с}^{-1}$.

У зв'язку з тим, що коефіцієнт гармонійної лінеаризації нелінійного коригувального пристрою не залежить від амплітуди, коефіцієнт затухання та частота не будуть змінюватися в перехідному процесі.

Постійна часу перехідного процесу дорівнює $T \ 1/\zeta=1/3,6=0,28 \text{ с}$. На підставі цих даних будуюмо криву перехідного процесу, наведену на рисунку 4.17. З графіка визначаємо час перехідного процесу $t_{рег}=0,8 \text{ с}$, число коливань $m=2$, перерегулювання $\sigma = 44\%$. Визначимо помилку системи δ при різних видах збурюючого впливу.

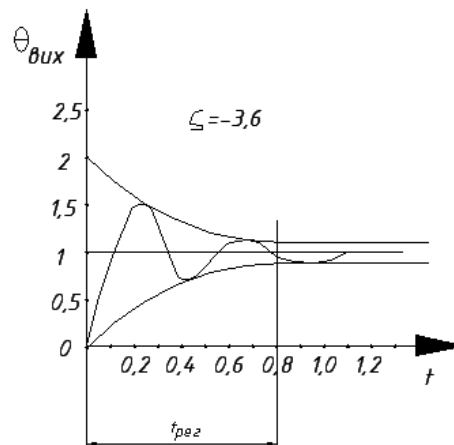


Рисунок 4.17 – Перехідна характеристика системи

Оскільки вираз для δ має вигляд:

$$\delta = \frac{1}{1+W(p)}$$

$$\delta = \frac{(1 + T_y p)(1 + T_d p)p\theta_{вх}}{k(q(\omega) + \frac{q'(\omega)}{\omega}p) + p(1 + T_y p)(1 + T_d p)}$$

де $k=k_{дат}k_{ус}k_{дв}k_{ред}=45 \text{ с}^{-1}$

У виразі замінюємо p на $j\omega$ та підставляємо значення параметрів вхідного сигналу. Наприклад, $\omega = 10 \text{ с}^{-1}$, $\theta_{вх} = 0,122 \text{ рад}$.

В результаті визначимо, що помилка при синусоїдальному збуренні дорівнює:

$$|\delta| = \sqrt{0.0845^2 + 0.0772^2} = 0.114 \text{ рад}$$

Визначимо швидкісну помилку в сталому режимі $\delta_{\text{ск}} = p\theta_{\text{вх}}/k_p(\omega)$. Підставляючи параметри вхідного сигналу $\theta_{\text{вх}} = 0,122$ рад и $\omega = 10 \text{ с}^{-1}$, отримаємо

$$\delta_{\text{ск}} = 1,22 / (45 \cdot 0,834) = 0,0325 \text{ рад.}$$

4.2.1 Система з лінійним зворотним зв'язком за швидкістю.

Для порівняння оцінимо можливість отримання тих же характеристик системи $k_{\text{кр}}$, ζ та ω при лінійному коригуючому пристрої зі зворотним зв'язком за швидкістю. Структурна схема системи зображена на рисунку 4.18 [13].

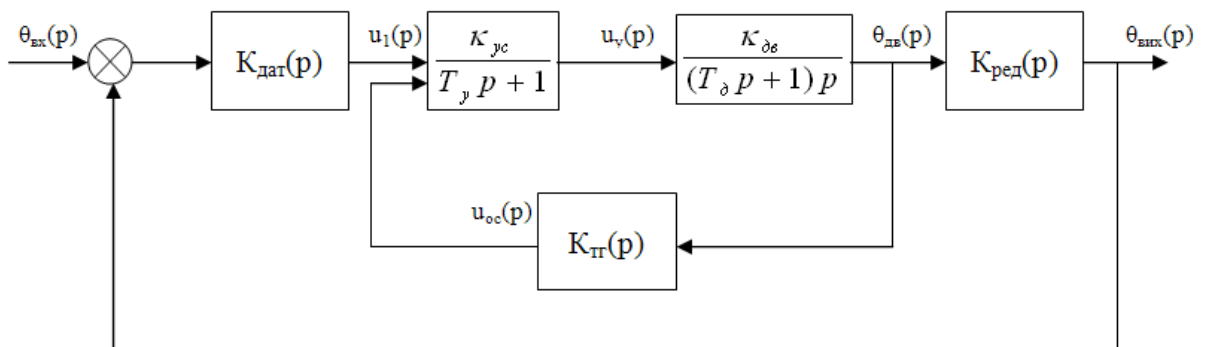


Рисунок 4.18 - Система з лінійним зворотним зв'язком за швидкістю.

Вираз для помилки системи рисунок 4.18 буде:

$$\delta = \frac{(T_y T_\delta p^3 + (T_y + T_\delta) p^2 + (1 + k_{\text{ос}}) p) \theta_{\text{вх}}}{T_y T_\delta p^3 + (T_y + T_\delta) p^2 + (1 + k_{\text{ос}}) p + k} \quad (4.31)$$

Характеристичне рівняння системи:

$$\delta^3 + A_1 p^2 + A_2 p + A_3 = 0 \quad (4.32)$$

де $A_1 = T_y + T_d / (T_y T_d)$; $A_2 = 1 + k_{oc} / (T_y T_d)$; $A_3 = k / (T_y T_d)$

Використовуючи критерій стійкості Гурвіца, отримаємо:

$$\frac{T_d + T_d}{T_y T_d} \frac{1 + k_{oc}}{T_y T_d} - \frac{k}{T_y T_d} = 0$$

Звідси:

$$k_{oc} = \frac{k - \frac{T_d + T_d}{T_y T_d}}{\frac{T_d + T_d}{T_y T_d}} = \frac{T_y T_d}{T_d + T_d} - 1 \quad (4.33)$$

Підставляючи у вираз (4.33) чисельні значення постійних часу і необхідний критичний коефіцієнт посилення $k_{кр} = 88,7 \text{ с}^{-1}$, отримаємо:

$$k_{o.c} = 2,3.$$

Використовуючи формули для ζ і ω , отримаємо:

$$\zeta = -\frac{26,67 \cdot 443,5 - \frac{k}{0,0075}}{2(443,5 + (26,67 + 2\zeta)^2)}$$

$$\zeta = -\frac{\frac{k}{0,0075}}{26,67 + 2\zeta} - \zeta^2$$

В результаті спільного рішення рівнянь будуємо графіки $\omega = f(k)$ та $\zeta = f(k)$. Ці графіки побудовані на рисунку 4.19.

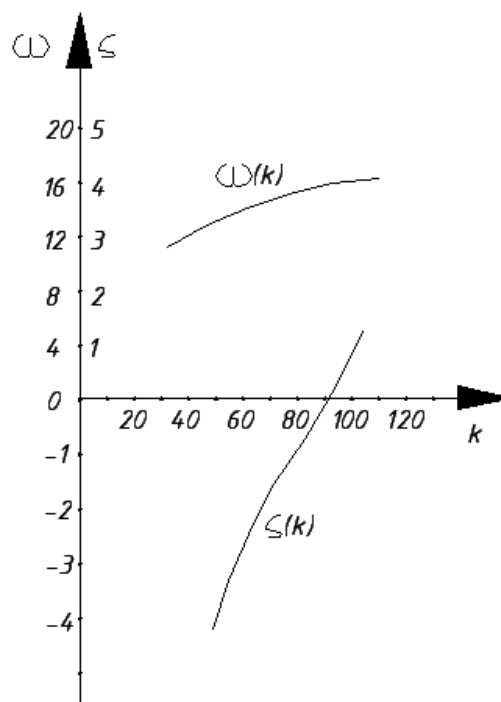


Рисунок 4.19 - Графіки залежностей $\omega=f'(k)$ та $\zeta=f''(k)$

Як і у випадку системи з нелінійної корекцією, вибираємо робочий коефіцієнт підсилення системи $k_{ст} = 45$, при цьому

$$\omega = 17,1 \text{ c}^{-1}; \zeta = -3,5 \text{ c}^{-1}$$

Постійна часу перехідного процесу:

$$T_{\text{іаєа}} = \frac{1}{|\zeta|} = \frac{1}{|3,5|} = 0,285 \text{ c}$$

Крива перехідного процесу приведена на рисунку 4.20. З кривої визначаємо час перехідного процесу $t_{\text{пер}} = 0,9 \text{ c}$, число коливань $m = 2,6$, перерегулювання $\sigma = 50\%$.

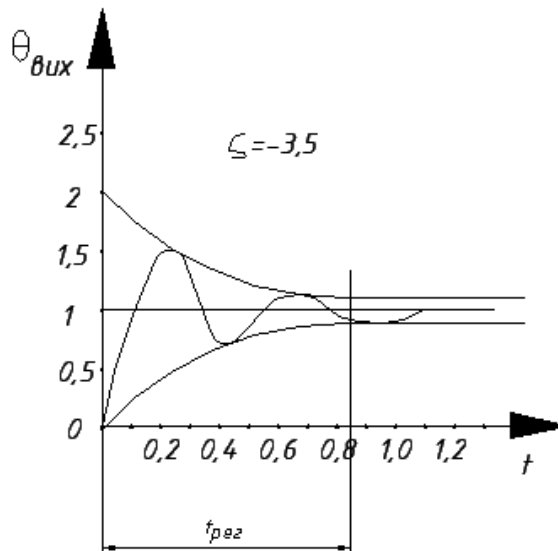


Рисунок 4.20 - Крива перехідного процесу в системі з лінійним зворотним зв'язком за швидкістю.

Визначимо величину «швидкісної» і «синусної» помилки в залежності від k_{oc} , тобто $\delta_{лс}=f(k_{oc})$ та $\delta_{склс}=f'(k_{oc})$ при значеннях коефіцієнта загасання $\zeta = -4 \text{ c}^{-1}$ і $\zeta = -8 \text{ c}^{-1}$.

Для визначення цих залежностей необхідно попередньо визначити залежність $k = f(k_{oc})$ лінійної системи для коефіцієнтів загасання $\zeta = -4 \text{ c}^{-1}$ і $\zeta = -8 \text{ c}^{-1}$.

Для лінійної системи приведені залежності:

$$\zeta = -\frac{A_1 A_2 - A_3}{2(A_2 + (A_1 + 2\zeta)^2)}$$

$$\omega^2 = \frac{A_3}{A_1 + 2\zeta} - \zeta^2 \quad (4.34)$$

де

$$A_1 = T_y + T_d / (T_y T_d) = 0,05 + 0,15 / (0,05 \cdot 0,15) = 26,67; A_2 = 1 + k_{oc} / (T_y T_d) = 1 + k_{oc} / 0,0075;$$

$$A_3 = k / (T_y T_d) = k / 0,0075.$$

З першого рівняння (4.34) отримуємо залежність $k = f(k_{oc})$. Для цього підставимо в нього значення A_1 , A_2 і A_3 :

$$\zeta = -\frac{0.2 - 0.2k_{\tilde{m}} - 0.0075k}{0.015 + 0.015k_{\tilde{m}} + 2(0.2 + 0.015\zeta)^2} \quad (4.35)$$

$$k = \frac{(0.2 + 0.015\zeta)(1 + k_{\tilde{m}} + 2\zeta(0.2 + 0.015\zeta))}{0.0075}$$

Задаючись різними значеннями $k_{o.c}$, з виразу (4.36) визначаємо k .

Вираз для синусної помилки системи зі зворотним зв'язком за швидкістю отримаємо, підставляючи значення параметрів системи та вхідного сигналу в (4.31),

$$\delta = \frac{((0.305 + 1.22k_{oc})j - 2.44)(k - 20 - (2.5 + 10k_{oc})j)}{(k - 20)^2 + (2.5 + 10k_{oc})^2} \quad (4.36)$$

Підставляючи в (4.36) значення k і $k_{o.c}$ для $\zeta = -4 \text{ сек}^{-1}$ визначимо залежність помилки лінійної системи від коефіцієнта зворотного зв'язку $k_{o.c}$

Визначимо також залежність швидкісної помилки лінійної системи при $\zeta = -4 \text{ сек}^{-1}$ від коефіцієнта зворотного зв'язку за швидкістю $k_{o.c}$ в усталеному режимі $\delta_{ск} = (1 + k_{o.c})p\theta_{вх}/k$. В результаті будуюмо графіки $\delta_{лс} = f(k_{oc})$ та $\delta_{склс} = f(k_{oc})$

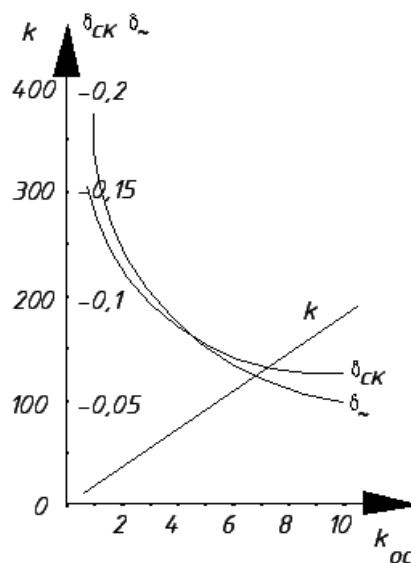


Рисунок 4.21 - Залежності $\delta_{лс} = f(k_{oc})$ та $\delta_{склс} = f(k_{oc})$

Визначаємо «синусну» помилку лінійної системи при $\zeta = -8 \text{ с}^{-1}$, для цього в вираз (4.36) підставимо значення k і k_{oc} для $\zeta = -8 \text{ с}^{-1}$.

Визначаємо залежність швидкісної помилки лінійної системи при $\zeta = -8 \text{ с}^{-1}$ від коефіцієнта зворотного зв'язку за швидкістю k_{oc} для сталого режиму $\delta_{ск} = (1 + k_{oc})p\theta_{вх}/k$. В результаті розрахунків будемо графіки $\delta_{лс} = f(k_{oc})$ та $\delta_{склс} = f(k_{oc})$:

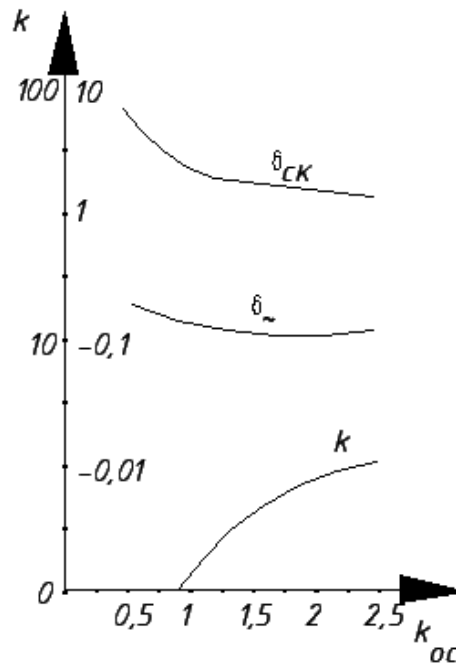


Рисунок 4.22 - Залежності $\delta_{лс} = f(k_{oc})$ та $\delta_{склс} = f(k_{oc})$

При $k_{oc} = 2,3$ і $k = 45 \text{ с}^{-1}$ для численних параметрів вхідного сигналу $\theta_{вх} = 0,122 \text{ рад}$, $U_{вх} = 10 \text{ с}^{-1}$, отримаємо $\delta = 0,0162 + j0,11$. Звідси синусна помилка дорівнює

$$|\delta| = \sqrt{0,0162^2 + 0,11^2} = 0,111 \text{ с}^{-1}$$

Визначаємо швидкісну помилку в сталому режимі $\delta_{ск} = (1 + k_{oc})p\theta_{вх}/k = 0,0875 \text{ рад}$.

4.2.2 Розрахунок системи з лінійним і нелінійним коригувальним пристроєм.

Структурна схема системи з лінійним і нелінійним коригувальним пристроєм приведена на рисунку 4.23 [13].

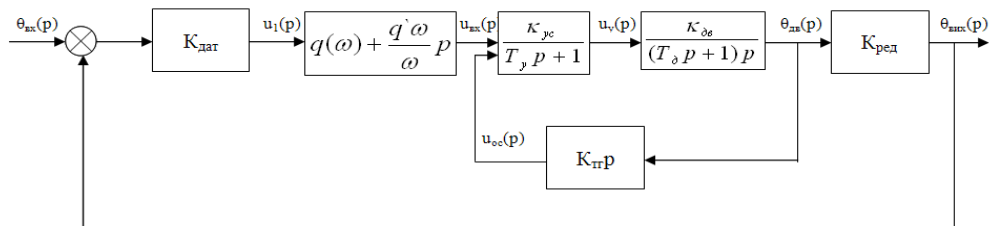


Рисунок 4.23 - Система з лінійним і нелінійним коригувальним пристроєм

Вираз для помилки системи рисунку 4.23 має вид:

$$\delta = \frac{(1+T_\delta p)(1+T_\delta p)+k_{oc}}{p(T_y+T_\delta p)(1+T_\delta p)+k_{oc}p+k\left(q+\frac{q'(\omega)}{\omega}p\right)} p\theta_1 \quad (4.37)$$

Характеристичне рівняння системи:

$$\delta^3 + A_1 p^2 + A_2 p + A_3 = 0 \quad (4.38)$$

$$A_1 = \frac{T_\delta + T_y}{T_\delta T_y}; \quad A_2 = \frac{1+k_{oc}+k\frac{q'(\omega)}{\omega}}{T_\delta T_y}; \quad A_3 = \frac{kq(\omega)}{T_\delta T_y}$$

Використаємо критерій стійкості Гурвіца:

$$\frac{T_\delta+T_y}{T_y T_\delta} \left(1 + k_{oc} + k \frac{q'(\omega)}{\omega}\right) - kq(\omega) = 0 \quad (4.39)$$

$$\omega^2 = \frac{kq(\omega)}{T_\delta + T_y}$$

Підставляючи чисельні значення постійних часу отримаємо:

$$26,67 \left(1 + k_{oc} + k \frac{q'(\omega)}{\omega} \right) - kq(\omega) = 0 \quad (4.40)$$

$$\omega^2 = \frac{kq(\omega)}{0,2}$$

З рівняння (4.40) отримаємо вираз для k_{oc} а з другого – для k :

$$k_{in} = \frac{kq(\omega)}{26,67} - 1 - k \frac{q'(\omega)}{\omega} \quad k = \frac{0,2\omega}{q(\omega)}$$

Задаючись різними значеннями ω , з другого рівняння визначаємо k та підставляючи знайдене значення k і ω в перше рівняння, знаходимо k_{oc} . В результаті будемо залежність $k=f_1(k_{oc})$ (рисунок 4.24).

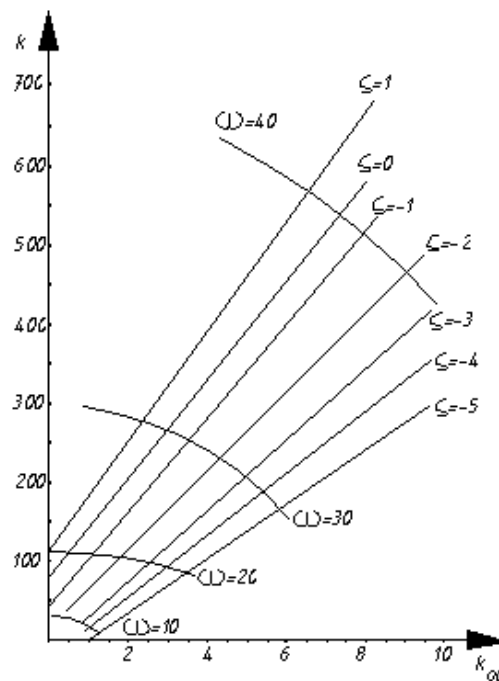


Рисунок 4.24 - Залежність $k=f_1(k_{oc})$

Для оцінки якості перехідних процесів системи при спільному використанні лінійної і нелінійної корекції напишемо (при $A_0=1$):

$$\zeta = -\frac{A_1 A_2 - A_3}{2(A_2 + (A_1 + 2\zeta)^2)}$$

$$\omega^2 = \frac{A_3}{A_1 + 2\zeta} - \zeta^2$$

Підставляючи значення A_1, A_2, A_3 в систему рівнянь отримаємо:

$$k_{oc} = -\frac{0,0075kq(\omega)}{0,2+0,015\zeta} - 1 - k\frac{q'(\omega)}{\omega} - 2\zeta(0,2 + 0,015\zeta) \quad (4.41)$$

$$k_{oc} = \frac{(\omega^2 + \zeta^2)(0,2 + 0,015\zeta)}{q(\omega)}$$

Задаючись різними постійними значеннями ζ і ω , з другого рівняння визначаємо k і, підставляючи це значення k в перше рівняння, знаходимо k_{oc} .

В результаті будуємо залежності $k=f_1(k_{oc})$ при різних ζ і $\omega = \text{const}$ (рисунок 4.24).

Для системи з нелінійним динамічним коригувальним пристроєм, що реалізує закон $[0^{\psi_2}]$, і зворотним зв'язком за швидкістю при $k_{oc}=3$, коефіцієнт загасання дорівнює $\zeta = -4 \text{ с}^{-1}$ частота вільних коливань $\omega = 23,7 \text{ сек}^{-1}$, $f = \omega/2\pi = 3,8 \text{ гц}$, постійна часу перехідного процесу $T_{огіб} = 1/|\zeta| = 1/4 = 0,25 \text{ сек}$. Визначаємо час $t_{рег} = 0,7 \text{ сек}$, число коливань $m=3$, перерегулювання $\sigma = 55\%$.

На підставі виразу для δ (4.36) будуємо залежності помилки від величини коефіцієнта зворотного зв'язку за швидкістю k_{oc} .

Визначаємо залежність швидкісної помилки від коефіцієнта зворотного зв'язку по швидкості в сталому режимі.

$$\delta_{ск} = \frac{(1 + k_{oc})p\theta_{ex}}{kq(\omega)} = \frac{(1 + k_{oc})1,22}{k}$$

В результаті будуємо графіки $\delta=f_1(k_{oc})$ та $\delta_{ск}=f_2(k_{oc})$ (рисунок 4.25).

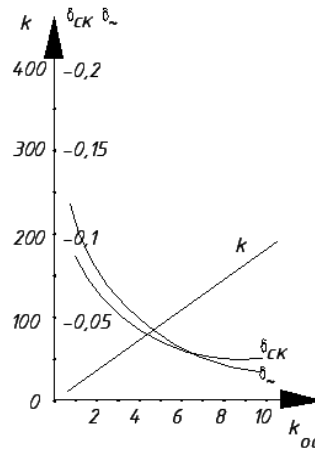


Рисунок 4.25 - Залежність $k=f_1(k_{oc})$

4.2.3 Система з нелінійним коригувальним сигналом типу $[1_{\psi_1}^{\psi_2}]$, і зворотним зв'язком за швидкістю.

Виведемо для цього випадку коефіцієнти гармонійної лінеалізації нелінійності. В цьому випадку ті частини синусоїди, які «вирізались» в попередньому випадку, використовуватимуться для керування, але з протилежним знаком. Таким чином:

$$q = 1 - \frac{2\psi}{\pi} + \frac{1}{\pi} \sin 2\psi \quad q' = \frac{2}{\pi} - \frac{2}{\pi} \sin 2\psi$$

Так як $\psi = \arctg \omega T_d$, то, задаючись різними значеннями знаходимо залежності $q=f_1(\omega)$ і $q'=f_2(\omega)$ (рисунок 4.26).

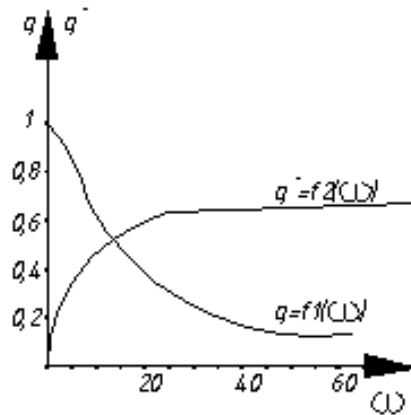


Рисунок 4.26 Залежності $q=f_1(\omega)$ і $q'=f_2(\omega)$

На відміну від попереднього випадку (рисунок 4.11), коли при розряді конденсатора $C5$ закривався вхідний транзистор підсилювача ТЗ, в цьому випадку (рисунок 4.27) [13] напруга розряду конденсатора керує двома транзисторами ТЗ і Т4, у яких напруга зсуву загальна, але так як вони різної провідності, то, коли відкритий транзистор прямої провідності ТЗ, другий транзистор Т4 закритий і навпаки.

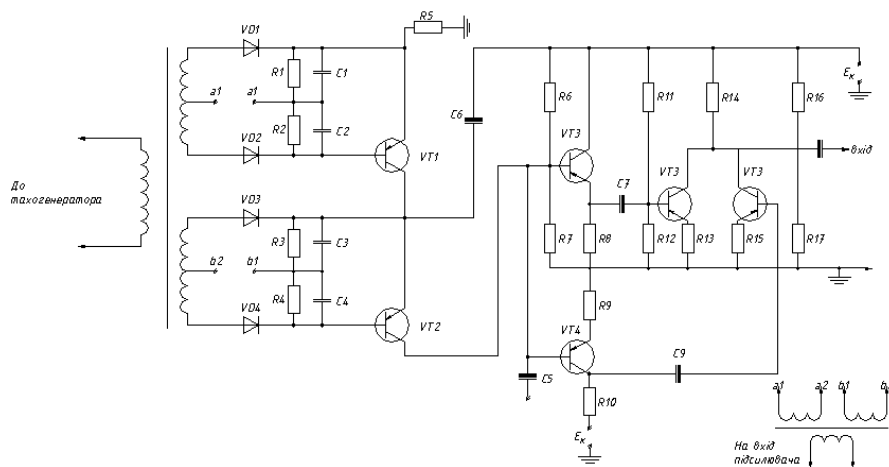


Рисунок 4.27 - Схема порівняння сигналу пропорційного швидкості двигуна, та напруги з виходу підсилювача

Вихідна напруга обох транзисторів подається на суматор, що складається з двох транзисторів Т5 і Т6 із загальним навантаженням $R14$, але так як з одного транзистора ТЗ вихідна напруга знімається з емітера, а з іншого - Т4 - з колектора, то ці вихідні напруги зрушені відносно один одного на кут π , тобто

частина сигналу помилки, яка в попередньому випадку «вирізалася », проходить, але з протилежним знаком. Вирівнювання коефіцієнтів підсилення транзисторів ТЗ і Т4 виробляється резисторами R9 і R10.

Таким чином, амплітуда корегуючого сигналу в даному випадку дорівнює «мінус одиниці», тоді як у попередньому - вона дорівнювала «нулю».

Порівнюючи залежності $q=f(\omega)$ і $q'=f(\omega)$ для випадків корегуючих сигналів типу $[0_{\psi_1}^{\psi_2}]$ і $[-1_{\psi_1}^{\psi_2}]$ (рисунк 4.26) і (рисунк 4.12) бачимо, що при коригуючому сигналі $[-1_{\psi_1}^{\psi_2}]$ з зростанням частоти ω $q(\omega)$ зменшується більш різко; але $q(\omega)$ являє собою коефіцієнт передачі нелінійної ланки, отже, у другому випадку буде більша розбіжність між $k_{ст}$ і $k_{дин}$ системи і більш різке приборкання коливань.

У той же час при коригуючому сигналі $[0_{\psi_1}^{\psi_2}]$ Коефіцієнт $q'=f(\omega)$ має в два рази більше значення, ніж при коригуючому сигналі $[-1_{\psi_1}^{\psi_2}]$ отже, і вплив похідної в законі регулювання буде більше.

Так як амплітудно-фазова характеристика нелінійної ланки не виходить за межі першого квадранта комплексної площини ($q'(\omega) > 0$), передавальну функцію ланки необхідно представивши у вигляді :

$$W(p) = q(\omega) + \frac{q'(\omega)}{\omega} p = q(\omega) \left(1 + \frac{q'(p)}{\omega q(\omega)} p \right) = k_y (1 + r_y p) \quad (4.42)$$

$$\text{де } k_y = q(\omega); \quad r_y = \frac{q'(\omega)}{\omega q(\omega)}$$

Визначимо залежність $r_y = f(\omega)$ для обох випадків (рисунк 4.28) з порівняння кривих $r_y = f(\omega)$ при коригувальних сигналах $[0_{\psi_1}^{\psi_2}]$ та $[-1_{\psi_1}^{\psi_2}]$ видно, що при сигналі $[0_{\psi_1}^{\psi_2}]$ з збільшенням частоти ω еквівалентний коефіцієнт передачі по першій похідній r_y спочатку різко зростає, а потім починає зменшуватися. У той же час r_y при коригуючому сигналі $[-1_{\psi_1}^{\psi_2}]$ із збільшенням

частоти спочатку зростає, а потім залишається постійним і в три рази перевищує значення r_0 при коригуючому сигналі $[0\psi_1^2]$ [13].

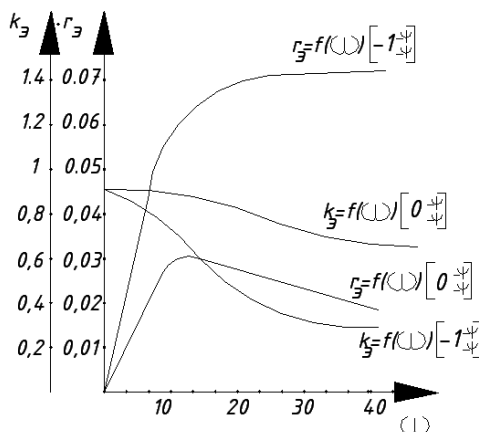


Рисунок 4.28 Залежності $r_z = f(\omega)$ при різних типах корегуючих сигналів

Таким чином, введення коригуючого сигналу $[-1\psi_1^2]$ дає більший ефект, ніж введення коригуючого сигналу $[0\psi_1^2]$.

Вище були виведені залежності $k=f(\omega)$ і $k_{oc}=f''(\omega)$ при різних коефіцієнтах затухання ζ для системи зі спільною корекцією - лінійної і нелінійної. Ця система справедлива і в даному випадку.

Для оцінки параметрів системи з лінійною та нелінійною корекцією побудуємо графіки (рисунок 4.9 – 4.30).

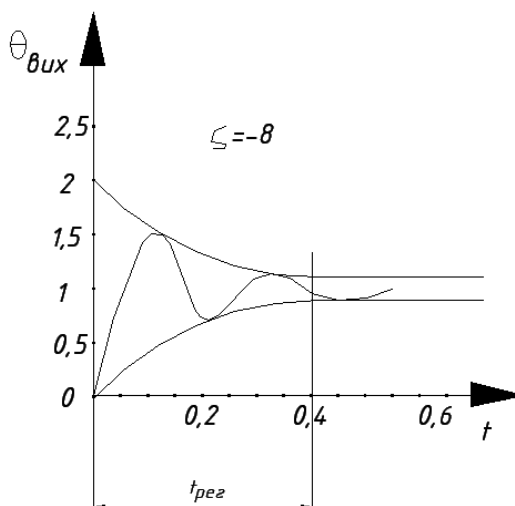


Рисунок 4.29 – Перехідна характеристика системи з лінійною та нелінійною корекцією

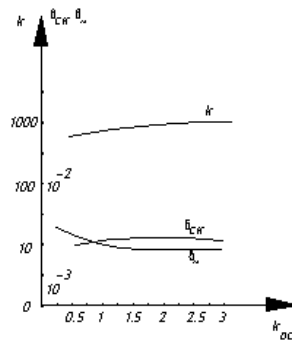


Рисунок 4.30 – Залежності систем лінійної і нелінійної корекції від коефіцієнту зворотнього зв'язку.

Розглядаючи результати проведеного аналізу конкретної системи можна зробити висновки, які є загальними для значного класу подібного роду систем. Зокрема:

1. Застосування одного коригуючого сигналу типу $[0^{\psi_2}]$ не дозволяє отримати істотного виграшу по відношенню до лінійної корекції зворотного зв'язку за швидкістю.

2. Застосування спільної лінійної і нелінійної корекції при коригуючому сигналі $[0^{\psi_2}]$ дозволяє зменшити синусну і швидкісну помилки в порівнянні з лінійною системою, приблизно, вдвічі.

При збільшенні коефіцієнта зворотного зв'язку за швидкістю k_{oc} , до значення $k_{oc} = 3$ синусна і швидкісна помилки як нелінійної, так і лінійної систем різко зменшуються за абсолютною величиною.

Подальше збільшення коефіцієнта зворотного зв'язку на абсолютну величину помилок майже не позначається.

Тому найбільш підходящим для системи зі спільною корекцією при коригуючому сигналі $[0^{\psi_2}]$ буде $k_{oc} = 3$. При цьому коефіцієнт статичний коефіцієнт системи $k_{ст} = 124 \text{ с}^{-1}$, частота $\omega = 21,8 \text{ с}^{-1}$, коефіцієнт загасання $\zeta = -4 \text{ с}^{-1}$ синусна помилка $\delta = 0,0453$ рад, швидкісна помилка $\delta_{ск} = 0,0475$.

Для лінійної системи при коефіцієнті загасання $\zeta = -4 \text{ с}^{-1}$ і коефіцієнті зворотного зв'язку за швидкістю $k_{oc} = 3$, коефіцієнт підсилення системи

повинен дорівнювати $k=54 \text{ с}^{-1}$, при цьому помилки системи: синусна $\delta_{\text{лс}} = 0,0975$ рад, швидкісна $\delta_{\text{склс}} = 0,0905$ рад і частота $\omega = 20,4 \text{ с}^{-1}$.

3. Застосування спільної лінійної і нелінійної корекції при коригуючому сигналі $[-1\psi_1]$ дозволяє зменшити синусну і швидкісну помилки в порівнянні з лінійною системою при однаковій якості перехідного процесу на 2-3 порядки (синусну на 2 порядки, швидкісну - на 3).

Якщо вибрати коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю для цієї системи рівним $k_{\text{ос}} = 1,5$, то при цьому для нелінійної системи статичний коефіцієнт підсилення $k_{\text{ст}} = 1120 \text{ сек}^{-1}$, коефіцієнт загасання $\zeta = -8 \text{ с}^{-1}$, синусна помилка $\delta_{\text{лс}} = 0,0036$ рад, швидкісна $\delta_{\text{склс}} = 0,0041$ рад, частота $\omega = 48,5 \text{ с}^{-1}$, динамічний коефіцієнт підсилення $k_{\text{дин}} = 1,92 \text{ с}^{-1}$.

Для лінійної системи при тих же значеннях коефіцієнта зворотнього зв'язку $k_{\text{ос}} = 1,5$ і коефіцієнта загасання $\zeta = -8 \text{ с}^{-1}$ синусної помилки дорівнює $\delta_{\text{лс}} = 0,0121$ рад, швидкісної помилки $\delta_{\text{склс}} = 1,59$ радий і коефіцієнт посилення $k = 1,5$.

Таким чином, з усіх розглянутих систем найкращою за точністю і якістю перехідного процесу є система з спільною корекцією з нелінійним коригувальним пристроєм, що реалізовує закон $[-1\psi_1]$, і коефіцієнтом лінійного зворотного зв'язку по швидкості, рівним $k_{\text{ос}} = 1,5$.

4.3 Методика синтезу нелінійних корегуючи пристроїв у системах зі складним видом нелінійності

Існує велика група нелінійностей, нелінійна функція яких може залежати від добутків ряду змінних, вимірюваних в різних точках системи.

Причому вид нелінійної функції y може бути таким, що розділити ці змінні не вдається. В окремих випадках нелінійна функція може залежати від

вхідних і вихідних змінних та їх добудку. За класифікацією Е. П. Попова системи з подібним видом нелінійності відносяться до другого класу.

У переважній більшості нелінійні коригувальні пристрої включалися в систему таким чином, щоб змінювати динамічні властивості лінійних ланок. В даному випадку будемо розглядати задачу нелінійної корекції нелінійної ланки системи другого класу.

Типовою нелінійною ланкою, яка описується нелінійним рівнянням даного типу, є двофазний асинхронний двигун з полим ротором при керуванні його від джерела енергії з обмеженою потужністю.

Фізична сутність нелінійності подібного двигуна полягає в тому, що його характеристики залежать і від величини напруги керування u_y і від режиму роботи двигуна. Методику синтезу нелінійних коригувальних пристроїв стосовно до даного випадку розглянемо на прикладі конкретної спостерігаючої системи. В якості виконавчої ланки в системі використовується асинхронний двофазний двигун. Для того щоб оцінити ефективність нелінійного коригувального пристрою, розглянемо систему без нелінійної корекції, а потім вже проведемо дослідження з нелінійним коригувальним пристроєм [13].

Структурна схема розглянутої системи представлена на рисунку 4.31.

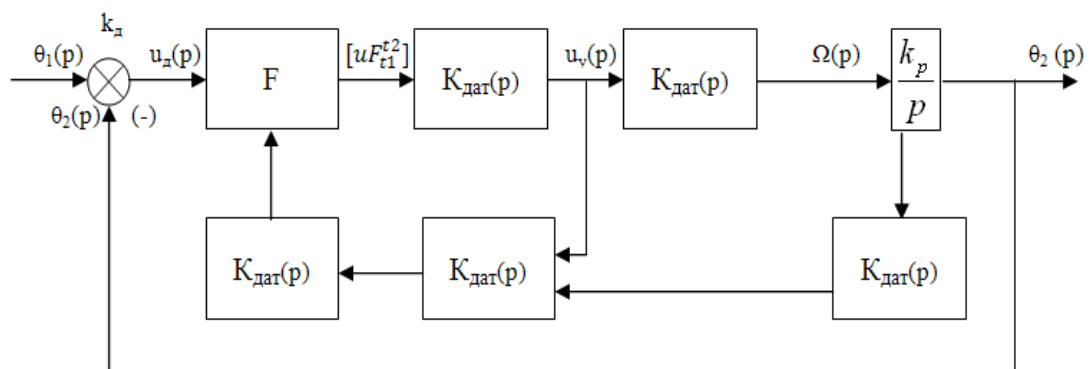


Рисунок 4.31 - Структурна схема системи без нелінійної корекції

Ланки системи описуються наступними рівняннями:

перетворювач:

$$\delta = \theta_1 - \theta_2; \quad u_{\bar{a}} = k_{\bar{a}} - \delta;$$

підсилювач:

$$(T_y p + 1)u_{\partial} = k_y u_{\delta}; \quad (4.43)$$

редуктор:

$$p\theta_2 = k_p \Omega$$

4.3.1 Гармонійна лінеаризація нелінійної ланки

Рівняння двофазного асинхронного двигуна може бути записано у вигляді:

$$J_p \Omega + m\Omega - (m - n) \left| \frac{u_y}{u_n} \right| \Omega = k_{\Omega} u_y$$

Вираз $y = \frac{m-n}{u_n} |u_y| \Omega$ є нелінійною функцією. Нелінійність даного виду відноситься до другого класу, так як в неї входить добуток вхідної $|u_y|$ і вихідний Ω величин.

Для дослідження перехідних процесів нелінійна функція представляється через коефіцієнти гармонійної лінеаризації у вигляді:

$$y = \left(q(a, \zeta, \omega) - \frac{\zeta}{\omega} q'(a, \zeta, \omega) \right) u_{\partial} + \frac{q'(a, \zeta, \omega)}{\omega} p u_{\partial}$$

Розв'язок для u_y шукаємо у вигляді загасаючої або розбіжної синусоїди:

$$u_{\partial} = a(t) \sin \psi(t)$$

Коливання швидкості двигуна Ω відбуватимуться з амплітудою $a_{\Omega}(t)$ і зсувом по фазі $\varphi(\zeta, \omega)$:

$$\Omega = a_{\Omega}(t) \sin(\psi(t) + \varphi(\zeta, \omega))$$

Виразимо вихідну величину нелінійної ланки через вхідні, використовуючи зв'язок між цими змінними через лінійну частину системи.

Рівняння лінійної частини системи відповідно до рівнянь ланок запишемо у вигляді:

$$\Omega = -\frac{(T_3 p + 1)p}{k} u_{\delta}$$

де $k = k_d k_y k_p$,

Тоді для Ω запишемо:

$$\Omega = u_1(\zeta, \omega) a \sin \psi + \varphi V_1(\zeta, \omega) a \cos \psi$$

де u_1 і v_1 - відповідно дійсна і уявна частини комплексного виразу, який одержано з передавальної функції лінійної частини при підстановці $p = \zeta + j\omega$.

$$\frac{\Omega}{k} = -\frac{T_{\delta} \delta^2 + p}{k} = -\frac{\zeta + T_{\delta} \zeta^2 - T_{\delta} \omega^2}{k} - \frac{2T_{\delta} \zeta \omega + \omega}{k} \quad (4.44)$$

Тобто:

$$u_1 = -\frac{\zeta + T_{\delta} \zeta^2 - T_{\delta} \omega^2}{k}; \quad V_1 = -\frac{2T_{\delta} \zeta \omega + \omega}{k}$$

Отже, вираз для нелінійності запишемо у вигляді:

$$y = -\frac{m-n}{u_n} |a \sin \psi| a \left(\frac{\zeta + T_y \zeta^2 - T_y \omega^2}{k} \sin \psi + \frac{2T_y \zeta \omega + \omega}{k} \cos \psi \right)$$

На підставі отриманого виразу для нелінійності визначимо значення коефіцієнтів гармонійної лінеаризації q і q' :

$$q = -\frac{8(m-n)a}{3\pi u_i} \frac{\zeta + T_o \zeta^2 - T_o \omega^2}{k}$$

$$q' = -\frac{4(m-n)a}{3\pi u_i} \frac{2T_o \zeta \omega + \omega}{k}$$

Після цих обчислень гармонічно лінеаризований вираз нелінійності прийме вигляд:

$$y = \left(-\frac{8(m-n)a}{3\pi u_n} \frac{\zeta + T_y \zeta^2 - T_y \omega^2}{k} + \frac{4(m-n)a}{3\pi u_n} \frac{2T_y \zeta \omega + \omega}{k} \right) u_y - \frac{4(m-n)a}{3\pi u_n} \frac{2T_y \zeta \omega + \omega}{k} p u_y$$

Рівняння двигуна з урахуванням одержуваного значення для y буде:

$$\frac{J}{m} p \Omega + \Omega = \left(\frac{k_\Omega}{m} - \frac{4(m-n)a}{3u_n \pi k m} (\zeta - 2T_y \omega^2) - \frac{4(m-n)a}{3u_n \pi k m} (2T_y \zeta + 1)p \right) u_y$$

Введемо позначення:

$$k' = -\frac{4(m-n)a}{3u_i \pi k m} (\zeta - 2T_o \omega^2) \text{ та } k'' = -\frac{4(m-n)a}{3u_i \pi k m} (2T_o \zeta + 1)p$$

Тепер гармонічно лінеаризоване рівняння двигуна запишеться у вигляді:

$$(T_p + 1)\Omega = \left(\frac{k_\Omega}{m} + k' + k'' p \right) u_o \quad (4.45)$$

тобто нелінійність характеристик двигуна зводиться до наявності в рівнянні коефіцієнта $k_{dv} = k_\Omega/m + k' + k'' p$, який є функцією амплітуди a коливань напруги u_y , коефіцієнта загасання ζ і частоти коливань системи ω .

Передавальна функція гармонічно лінеаризованої нелінійної ланки має вигляд [13]:

$$k_{\partial\epsilon}(p) = \frac{k_{\partial\epsilon}}{T_{\partial\epsilon}p + 1}$$

Передавальна функція розімкнутої системи має вигляд:

$$k(p) = k_{\partial} \frac{k_y}{T_y p + 1} \frac{k_{\partial\epsilon}}{T_{\partial\epsilon} p + 1} \frac{k_p}{p}$$

Характеристичне рівняння замкнутої системи запишемо у вигляді:

$$p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + A_3 = 0 \quad (4.46)$$

$$\text{де } A_1 = \frac{T_{\partial} + T}{T_{\partial} T}; A_2 = \frac{1 + k k''}{T_{\partial} T}; A_3 = \left(\frac{k_{\Omega}}{m} + k' \right) \frac{k}{T_{\partial} T}$$

Для визначення перехідного процесу необхідно побудувати діаграму якості, тобто залежність амплітуди а від коефіцієнта посилення k_y підсилювача при постійних значеннях $\zeta = \text{const}$ і $\omega = \text{const}$. Для цього скористаємося формулами для ζ і ω стосовно до системи третього порядку. Ці формули визначають зв'язок показника загасання та частоти з параметрами системи і мають вигляд:

$$\zeta = -\frac{A_1 A_2 - A_3}{2(A_2 + (A_1 + 2\zeta)^2)}; \omega^2 = -\frac{A_3}{A_1 + 2\zeta} - \zeta^2$$

Підставляючи в ці формули значення коефіцієнтів A_1 , A_2 і A_3 отримаємо:

$$\zeta = -\frac{(T_{\partial} + T)(1 + k' k'') - T_{\partial} T \left(\frac{k_{\Omega}}{m} + k' \right) k}{2(T_{\partial} T (1 + k' k'') + (T_{\partial} + T + 2\zeta T_{\partial} T)^2)} \quad (4.47)$$

$$\omega^2 = \frac{\left(\frac{k_{\Omega}}{m} + k'\right)k}{T_y + T + 2\zeta T_y T} - \zeta^2$$

З даних рівнянь для побудови перехідного процесу необхідно визначити залежність $\zeta(a)$ і $\omega(a)$. Для цього вирішимо їх графічно. Висловивши з кожного рівняння амплітуду коливань a , побудуємо по кожному з рівнянь залежності $a = a(\omega)$ при $\zeta_i = \text{const}(i = 1, 2, 3...)$. Точки перетину цих кривих з однаковими індексами ζ_i , будуть спільними розв'язками рівнянь. З метою виявлення залежності $a = a(\omega)$ перетворимо рівняння для ζ до вигляду:

$$\zeta = -\frac{3\pi m}{4(n-m)} \frac{8\zeta^3 + 8\left(\frac{1}{T} + \frac{1}{T_y}\right)\zeta^2 + 2\left(\left(\frac{1}{T} + \frac{1}{T_y}\right)^2 + \frac{1}{TT_y}\right)\zeta + \frac{1}{TT_y}\left(\frac{1}{T} + \frac{1}{T_y} - \frac{kk_{\Omega}}{m}\right)}{4\frac{1}{T}\zeta^2 + \left(\frac{1}{TT_y} + 2\frac{1}{T}\left(\frac{1}{T} + \frac{1}{T_y}\right)\right)\zeta + \frac{1}{TT_y}\left(\frac{1}{T} + \frac{1}{T_y}\right) + 2\frac{1}{T}\omega^2} \quad (4.48)$$

Також перетворимо рівняння для ω^2 :

$$\omega^2 = \frac{3\pi m}{4(n-m)} \frac{k\frac{k_{\Omega}}{m} - (\zeta^2 + \omega^2) \left(\left(\frac{1}{T} + \frac{1}{T_y} \right) + 2\zeta \right) T_y T}{2T_y \omega^2 - \zeta}$$

Отримаємо:

$$\frac{u}{u_H} = \frac{3\pi m}{4(n-m)} \frac{k \frac{k_\Omega}{m} (\zeta^2 + \omega^2) \left(\left(\frac{1}{T} + \frac{1}{T_y} \right) + 2\zeta \right) T_y T}{2T_y \omega^2 - \zeta} \quad (4.49)$$

Проведемо графічне рішення рівняння для ζ і ω для двох значень параметра $k_y = 35$, $k_y = 52,5$, користуючись перетвореними рівняннями при наступних значеннях інших параметрів системи: $T_y = 0,04\text{с}$; $m = 0,1 \cdot 10^{-4}(\text{н м с})/\text{рад}$; $n = 0,3 \cdot 10^{-4}(\text{н м с})/\text{рад}$; $k_\Omega = 1,7 \cdot 10^{-4}(\text{н м})/\text{в}$;

$$T = T_{\text{дв}} = \frac{J}{m} = \frac{J_{\text{дв}} + J_{\text{ред}} + \frac{J_{\text{ср}}}{i^2}}{m} = 0,1\text{с}$$

За даними розрахунків будуюмо залежності $\omega(a)$ для двох значень k_y . Точки перетину відповідних кривих дадуть спільні рішення рівнянь для ζ і ω , тобто кожна точка буде мати визначене значення параметра ζ і ω . За допомогою цих значень побудовані основні залежності $\omega(a)$ і $\zeta(a)$ для двох значень коефіцієнта посилення k_y (рисунок 4.32).

На підставі значень параметрів, отриманих при розрахунку, можна побудувати діаграму якості загасання нелінійних коливань.

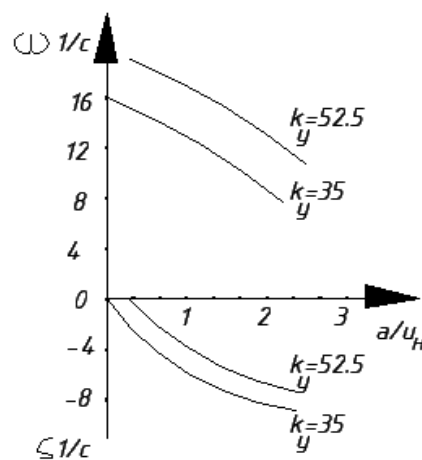


Рисунок 4.32 - Залежності $\omega(a)$ і $\zeta(a)$ для двох значень коефіцієнта посилення k_y

Діаграма якості показує, як змінюються постійна часу перехідного процесу $\tau = 1/|\zeta|$ і частота коливань ω при зміні амплітуди коливань a в області значень $20 \leq k_y \leq 70$. З діаграми (рисунок 4.33) випливає, що при значеннях $k_y < k_{y.kp} = 35$ нелінійні коливання в системі затухають до нуля, в системі відсутні автоколивання. Це є область стійкості рівноважного стану системи.

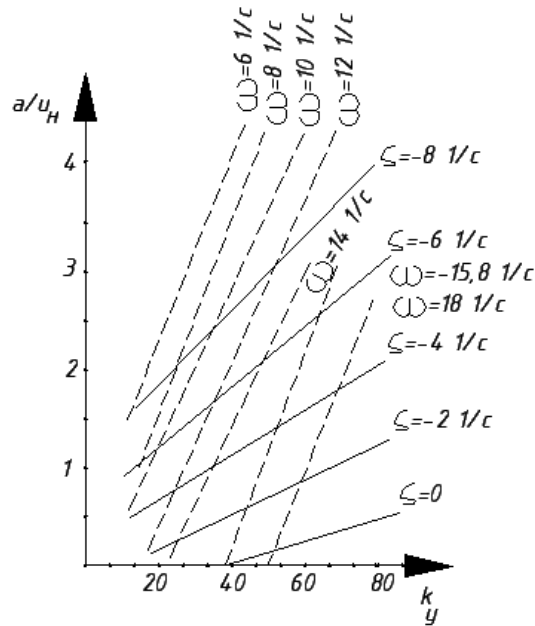


Рисунок 4.33 - Діаграма якості

При значенні $k_y = k_{y.kp} = 35$ система знаходиться на межі появи автоколивань. При значеннях $k_y > k_{y.kp}$ коливання загасають до значення, обумовленого кривою $\zeta = 0$. При збільшенні коефіцієнта посилення k_y амплітуда автоколивань зростає відповідно до кривої $\zeta = 0$, тобто область значень параметра k_y , що лежить правіше точки $k_{y.kp}$ є областю існування автоколивань, до яких сходяться коливальні перехідні процеси зверху і знизу. Для забезпечення сталого стану рівноваги системи при необхідному значенні $k_y = 60$ необхідно так скорегувати систему, щоб значенням $k_y = 60$ відповідала область, що лежить лівіше $k_{y.kp}$.

Структурна схема системи з корекцією. Система, загальна критична добротність якої $k_{kp} = 35 \text{ c}^{-1}$ не може забезпечити заданої точності. З метою корекції систем в теперішній час застосовуються різні варіанти зворотного

зв'язку швидкості і прискоренню відпрацювання, а також коригувальні сигнали, пропорційні похідним від неузгодженості системи. Якщо ж в системі є ланки з великою інерційністю, то виявляється важко підвищити її добротність за допомогою вищевказаних методів і корекції. У цьому випадку може бути застосований метод корекції за допомогою нелінійного динамічного перемикаючого пристрою. Суттєвою особливістю цього пристрою є, те що коригуючий сигнал вводиться дискретно і впливає тільки на динамічні параметри ланок (ланки). Статичні характеристики при цьому залишаються незмінними. Зміна динамічних параметрів проходить шляхом корекції під час перехідного процесу сигналів на виході ланки. Основний ефект при цьому полягає в тому, що змінюється коефіцієнт посилення і постійна часу коригуючої ланки під час введення коригуючого сигналу. При цьому корегуючий сигнал множиться на основний керуючий сигнал і амплітуда коригуючого сигналу, як правило, має значення, рівне нулю і мінус одиниці, що фізично означає зникнення основного сигналу або ж зміна його знака на зворотний [13].

У розглянутому випадку застосовується корекція динамічних параметрів перемикаючими пристроями в ланцюзі помилки системи.

При розгляді вільних коливань сигнал помилки системи можна розглядати в якості вихідної величини виконавчого двигуна. При цьому принципово байдуже, чи коригувати швидкість обертання двигуна або безпосередньо криву помилки системи. Введення динамічних перемикаючих сигналів в ланцюг помилки системи зменшує інерційність двигуна.

Зробимо корекцію системи за допомогою нелінійного динамічного пристрою. Структурна схема системи приведена на рисунку 4.31, де $F_{t_1}^{t_2}$ – коригуючий сигнал; τ -зсув по часу, рівний $\pi/2$; СС -схема порівняння знаків; ТГ - тахо-генератор.

4.3.2 Складання гармонічно лінеалізованого рівняння двигуна з урахуванням динамічного коригуючого сигналу

Запишемо рівняння ланок при дослідженні власного руху системи.

Рівняння перетворювача $u_d = k_d(\theta_1 - \theta_2) = -k_d\theta_2$ (при $\theta_1 = \text{const}$). Рівняння динамічного коригуючого пристрою $\delta' = \delta[F_{\psi_1}^{\psi_2}]$. Рівняння підсилювача $(T_y p + 1)u_y = k_y \delta$. Рівняння двигуна з урахуванням нелінійності $(T_{дв} p + 1)\Omega = (k_{дв} + k' + k''p)u_y$, де $k_{дв} = k_\Omega/m$; $T_{дв} = J/m$. Рівняння редуктора $\theta_2 = k_p \Omega/p$.

Висловимо вплив динамічного коригуючого сигналу у формі певної зміни параметрів коригуємої ланки (двигуна). Раніше для двигуна була отримана передатна функція

$$k_{\partial\delta}(p) = \frac{\Omega}{u_y} = \frac{k_{\partial\delta} + k' + k''p}{T_{\partial\delta}p + 1} \quad (4.50)$$

Вираз для швидкості й має вигляд:

$$\Omega = a_\Omega \sin(\psi - \psi_{\partial\delta})$$

де

$$a_\Omega = a \frac{\sqrt{X^2 + Y^2}}{Z}$$

$$\psi_{\partial\delta} = \text{artg} \frac{Y}{X}$$

$$X = k''T_{\partial\delta}(\zeta^2 + \omega^2) + \zeta(k'' + k'T_{\partial\delta} + k_{\partial\delta}T_{\partial\delta}) + k' + k_{\partial\delta}$$

$$Y = \omega(k'' + (k_{\partial\delta} + k')T_{\partial\delta})$$

$$Z = (T_{\partial\delta}\zeta + 1)^2 + T_{\partial\delta}^2\omega^2$$

З урахуванням значень X, Y та Z

$$a_\Omega = a \frac{k'_{\partial\delta} \cos \psi_{\partial\delta}}{T'_{\partial\delta}\zeta + 1}; \quad \psi_{\partial\delta} = \arctg \frac{\omega T'_{\partial\delta}}{T'_{\partial\delta}\zeta + 1}$$

де

$$k'_{\partial\delta} = \frac{\omega(X^2 + Y^2)}{Z(\omega X + \varsigma Y)} = \frac{X^2 + Y^2}{XZ} (T'_{\partial\delta} \varsigma + 1)$$

$$T'_{\partial\delta} = \frac{-Y}{\omega X + \varsigma Y}$$

Рівняння двигуна можна записати в звичайній формі:

$$(T'_{\partial\delta}(a, \varsigma, \omega)p + 1)\Omega = k_{\partial\delta} * (a, \varsigma, \omega)u_y$$

Введемо в систему коригувальний сигнал типу $[0^{\psi_2}_{\psi_1}]$. Його формування згідно рисунку 4.31 здійснюється шляхом порівняння знаків u_y і Ω і зсуву отриманого інтервалу (по фазі рівного $\psi_{\text{дв}}$) у часі на чверть періоду власних коливань системи. Тоді гармонічно лінеалізоване рівняння двигуна з урахуванням динамічного коригуючого сигналу може бути записано в звичайному вигляді:

$$[T *_{\partial\delta}(a, \varsigma, \omega)p + 1]\Omega = k_{\partial\delta}^*(a, \varsigma, \omega)u_y \quad (4.51)$$

де

$$k_{\partial\delta} * (a, \varsigma, \omega) = q(a, \varsigma, \omega) + \frac{(q'(a, \varsigma, \omega))^2 - \frac{\varsigma}{\omega} q(a, \varsigma, \omega) q'(a, \varsigma, \omega)}{q(a, \varsigma, \omega) + \frac{\varsigma}{\omega} q'(a, \varsigma, \omega)}$$

$$T *_{\partial\delta}(a, \varsigma, \omega) = - \frac{q'(a, \varsigma, \omega)}{\omega \left(q(a, \varsigma, \omega) + \frac{\varsigma}{\omega} q'(a, \varsigma, \omega) \right)}$$

$$q(a, \varsigma, \omega) = \frac{k'_{\partial\delta} \cos \psi_{\partial\delta}}{\pi(T'_{\partial\delta} \varsigma + 1)} \sin \psi_{\partial\delta} (\psi_{\partial\delta} - \pi)$$

Коефіцієнти характеристичного рівняння системи з урахуванням останніх перетворювань приймають наступний вигляд:

$$A_1 = 1/T_y + T''_{\text{дв}}; A_2 = 1/T_y T_{\text{дв}}; A_3 = k k_{\text{дв}} / T_y T_{\text{дв}};$$

де $k=k_d k_y k_p$.

4.4 Корекція динамічних параметрів ланцюгів лінійних зворотніх зв'язків

У високоякісних автоматичних системах широке застосування знаходять лінійні коригувальні пристрої - диференціюючі і інтегруючі контури, різні зворотні зв'язки. В силу неідеальності елементів, що реалізують ці пристрої, а також внаслідок різних фізичних причин при використанні лінійних коригувальних пристроїв одні параметри системи покращуються, а інші залишаються незмінними, а іноді навіть погіршуються. Застосування нелінійних коригувальних пристроїв дозволяє таким чином змінити характеристики лінійних коригувальних ланцюгів, що ефективність їх використання підвищується. Нижче розглянуті різні конкретні випадки.

Найбільше практичне поширення отримали зворотні зв'язки за швидкістю та прискоренню відпрацювання зовнішнього впливу. Однак використання цих типів зворотних зв'язків тягне за собою і деякі відємні наслідки. Зокрема, при використанні сильного зворотнього зв'язку за швидкістю в системі суттєво збільшується «швидкісна» помилка. Застосування зворотного зв'язку за прискоренням збільшує інерційність системи, знижує частоту власних коливань і призводить до помилок при роботі системи з великою частотою зміни зовнішнього впливу. Застосування в даному випадку перемикаючих сигналів дозволяє зменшити деякі негативні наслідки використання лінійних зворотних зв'язків.

Це питання розглянуто на прикладі системи, структурна схема якої представлена на рисунку 4.34 [13]. Напряга на виході контуру зворотного зв'язку і швидкість двигуна під час перехідного процесу не зсунуті в часі $u_{oc} = k_{oc} \Omega$.

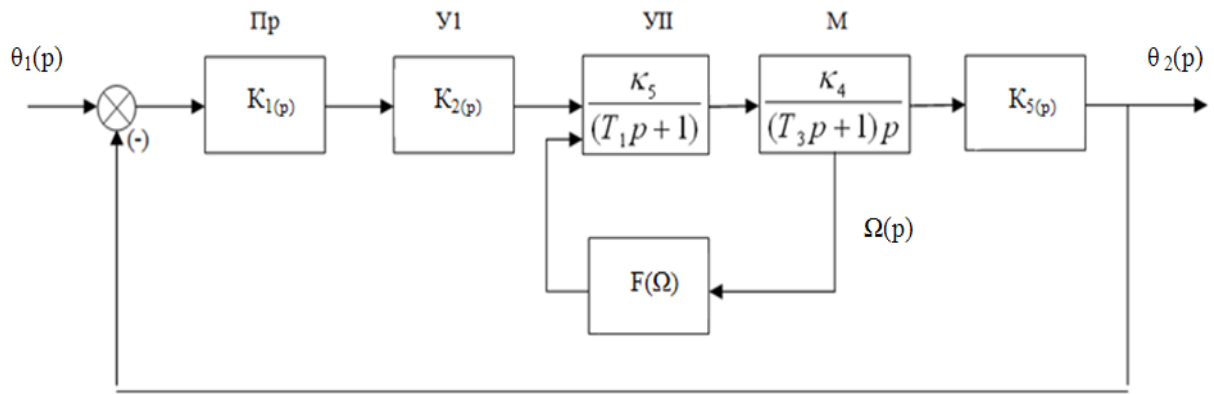


Рисунок 4.34 - Система з використанням перемикаючих сигналів

Проте у ряді випадків доцільно у зворотний зв'язок ввести такий коригувальний сигнал, щоб виникла складова напруги зворотного зв'язку u_{oc} яка в перехідному процесі випереджала б по фазі швидкість двигуна.

Для того щоб визначити моменти часу, в які необхідно вводити коригуючий сигнал і вимикати або перемикати напрямок сигналу зворотного зв'язку, може бути використана напруга, пропорційна розбіжності δ . Напруга $k_1\delta$ в перехідному процесі випереджає напругу зворотного зв'язку на кут $\pi/2$. Отже, для визначення моменту перемикання можна використовувати відповідно зрушений в часі сигнал u_1 . Але, спочатку має бути вирішено питання про принципову доцільність таких перемикань. Перехідні процеси в системі, (рисунок 4.34) описуються рівняннями:

$$\delta = \theta_1 - \theta_2; \quad u_3 = \frac{k_3}{1 + T_1 p} (u_2 - u_{in});$$

$$u_1 = k_1 \delta; \quad \Omega = \frac{k_4}{1 + T_2 p} u_3;$$

$$u_2 = k_2 u_1; \quad Q_2 \frac{\Omega}{p} k_5;$$

Передавальну функцію ланцюга зворотного зв'язку запишемо у вигляді:

$$u_{in} = k_6 \left(q(a) + \frac{q'(a)}{\omega} p \right) \Omega; \quad (4.52)$$

Очевидно, що в окремому випадку лінійної системи $q'(a)=0$:

$$u_{oc} = k_6 q(a) \Omega = k_{oc} \Omega; \quad q(a) = \text{const};$$

Роблячи нескладні перетворення з урахуванням рівняння зворотного зв'язку (4.51), вираз для помилки системи отримаємо у вигляді:

$$\delta = \frac{p(1+T_1p)(1+T_2p) + k_3k_4k_6 \left(q(a) + \frac{q'(a)}{\omega} p \right) p}{p(1+T_1p)(1+T_2p) + k_3k_4k_6 \left(q(a) + \frac{q'(a)}{\omega} p \right) p + k} \theta_1;$$

Характеристичне рівняння системи:

$$A_0 p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + A_3 = 0$$

де

$$A_0 = T_1 T_2 \quad A_1 = T_1 + T_2 + k_3 k_4 k_6 \frac{q'(a)}{\omega}$$

$$A_2 = 1 + k_3 k_4 k_6 q(a) \quad A_3 = k$$

Подальший аналіз доцільно проводити в два етапи. На першому етапі досліджується вплив коефіцієнтів гармонійної лінеалізації $q(a)$ і $q'(a)$ на критичний коефіцієнт посилення системи. Якщо коефіцієнт посилення підвищується, то на другому етапі досліджується вплив коефіцієнтів $q(a)$ і $q'(a)$ на якість перехідних процесів в системі. При цьому рівняння (4.51) записується у вигляді

$$u_{\bar{m}} = k_6 \left(q(a) - \frac{\zeta}{\omega} q'(a) + \frac{q'(a)}{\omega} p \right) \Omega$$

і використовуються формули для визначення ζ і ω .

Для дослідження впливу коригувальних пристроїв у ланцюзі зворотного зв'язку за швидкістю на стійкість системи найбільш доцільно використовувати критерії стійкості Михайлова або Гурвіца. У першому випадку відразу виходить система двох рівнянь, в другому випадку необхідно додатково використовувати рівняння для частоти коливань системи. Для системи (рисунок 4.34) використовуємо, критерій Гурвіца ($A_0A_3 - A_1A_2=0$) і рівняння $\omega^2 = A_3/A_1$. Вирази для критичного коефіцієнта посилення і частоти коливань мають вигляд:

$$k_{\text{сб}} = \frac{T_1 + T_2 + k_3k_4k_6 \frac{q'(a)}{\omega}}{T_1T_2} (1 + k_3k_4k_6q(a)) \quad (4.53)$$

$$\omega^2 = \frac{k_{\text{сб}}}{T_1T_2 + k_3k_4k_6 \frac{q'(a)}{\omega}}$$

З рівняння (4.53) випливає, що для підвищення добротності системи необхідно, щоб коефіцієнти гармонійної лінеаризації були максимальними. Одним з граничних є випадок, коли в систему не вводяться перемикаючі коригувальні сигнали. При цьому $q'(a) = 0$ дорівнює нулю, а $q(a) = 1$.

Отже, необхідно вибрати таку форму перемикаючих сигналів, щоб величина $q(a)$ помітно не змінювалася, а $q'(a)$ було достатньої величини, причому має бути $q'(a) > 0$. Вибір таких коригувальних сигналів є складним завданням, так як вимкнення сигналу зворотного зв'язку на будь-якому інтервалі спричиняє різке зменшення значення $q(a)$.

Прийнятний ефект в даному випадку дає використання сигналу такого типу, як це представлено на рисунку 4.35. Тут на інтервалі часу Δt сигнал на виході ланки зворотного зв'язку замінюється допоміжним сигналом.

Амплітуда допоміжного сигналу дорівнює амплітуді напруги на виході ланки зворотного зв'язку в момент переключення. Фізично таке перемикання призводить до того, що фаза основної гармоніки на виході ланки зворотного зв'язку зрушується в бік випередження щодо швидкості обертання двигуна. Це

відповідає тому, що в ланці зворотного зв'язку за швидкістю з'являється складова сигналу зворотного зв'язку, пропорційна прискоренню виконавчого двигуна.

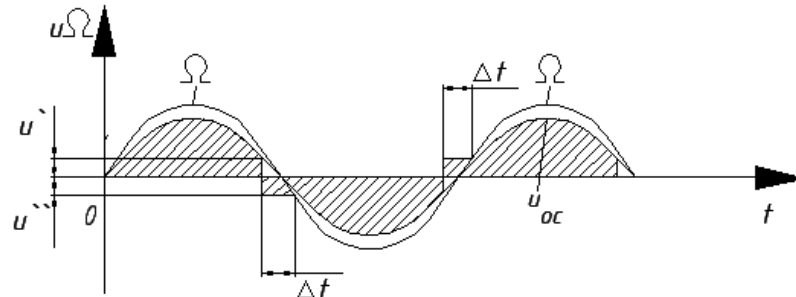


Рисунок 4.35 - Зміна амплітуди сигналу на виході системи та сигналу зворотного зв'язку

На жаль, збільшення цієї складової проводиться за рахунок зменшення головного сигналу. Тому потрібно знайти компроміс.

Вирази для коефіцієнтів гармонійної лінеаризації тут мають вигляд:

$$q(a) = \frac{2\Omega}{\pi u} \left(\frac{\pi}{2} - \gamma + \frac{1}{2} \sin 2\gamma \right)$$

$$q'(a) = \frac{2\Omega}{\pi u} 2 \sin \gamma$$

$$\text{де } \gamma = \frac{\omega \Delta t}{2}, \frac{\Omega}{a} = k$$

Графіки залежностей коефіцієнтів $\frac{1}{k}q(a)$ і $\frac{1}{k}q'(a)$ представлені на рисунку 4.36.

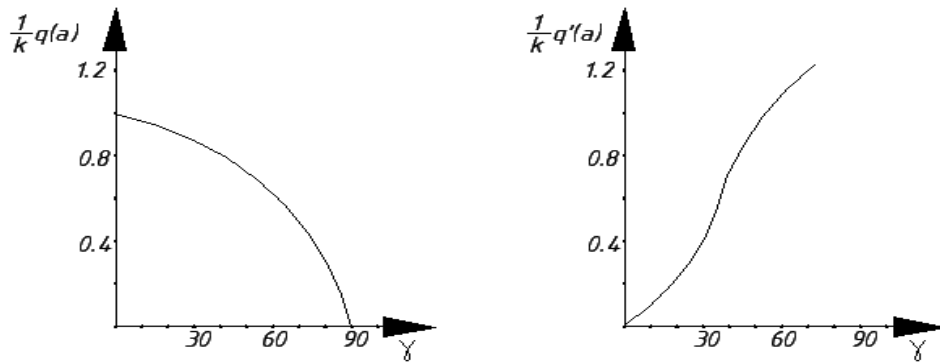


Рисунок 4.36 - Графіки залежностей коефіцієнтів $\frac{1}{k}q(a)$ і $\frac{1}{k}q'(a)$

З графіків видно:

1. При малому куті γ (менше 10-15 °), пропорційного інтервалу часу Δt , коефіцієнт $\frac{1}{k}q(a) \approx 1$ і $\frac{1}{k}q'(a) \approx 0$. Тобто особливої різниці з звичайної лінійної системою немає.

2. При куті $\gamma = 45-60^\circ$ складова зворотного зв'язку, пропорційна прискоренню руху, досягає значної величини, рівній $\frac{1}{k}q'(a) = 0,7-0,8$, а складова зворотного зв'язку за швидкістю ще велика $\frac{1}{k}q(a) = 0,8$.

3. При подальшому збільшенні у коефіцієнт $q(a)$ швидко падає і при $\gamma = 90^\circ$ дорівнює нулю, а коефіцієнт $q'(a)$ зростає не так інтенсивно. Так що оптимальна величина γ повинна лежати в області 40-60°.

Проведемо чисельні розрахунки, наприклад, для параметрів системи: $T_1 = 0,05\text{с}$; $T_2 = 0,1\text{с}$; $k_3=1$; $k_4 = 200 \text{ град}/(\text{с в})$; $k_6 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ в-с/град}$.

Вираз для критичного коефіцієнта посилення може бути отримано у вигляді:

$$k_{\text{сб}} = \frac{T_1 + T_2 + k_3 k_4 k_6 \frac{q'(a)}{\omega}}{T_1 T_2} (1 + k_3 k_4 k_6 q(a)) \quad (4.54)$$

$$\omega^2 = \frac{k}{T_1 T_2 + k_3 k_4 k_6 \frac{q'(a)}{\omega}}$$

Підставляючи в рівняння (4.54) чисельні значення параметрів системи і значення коефіцієнтів гармонійної лінеаризації $q(a)$ і $q'(a)$, визначимо значення $k_{кр}$ для різних інтервалів часу Δt або, по суті, для різних значень γ . Результати обчислень наведені на рисунку 4.37.

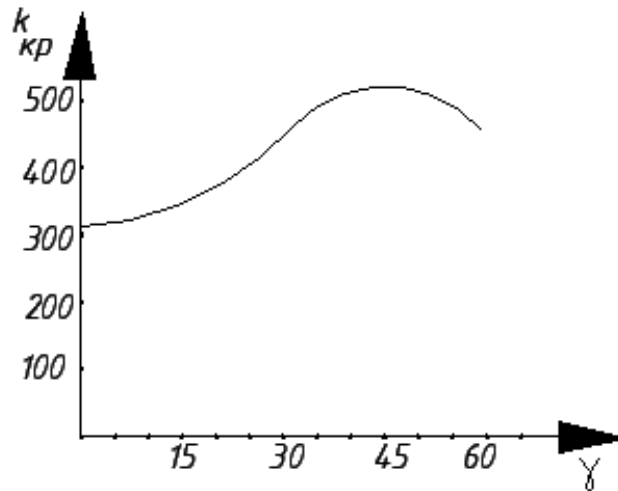


Рисунок 4.37 - Результати обчислень критичного коефіцієнту $k_{кр}$

З рисунка видно, що введення нелінійних перемикаючих сигналів позитивно впливає на параметри системи. Цінним тут є не тільки те, що при введенні перемикаючих сигналів на 70% підвищено критичний коефіцієнт підсилення. Основною перевагою схеми (рисунки 4.34) є те, що система придбала деякі властивості системи із зворотним зв'язком за прискоренням. Причому це досягнуто без використання фазочутливих випрямлячів, дифференціюючих контурів. При постійній швидкості відпрацювання, стрибкоподібному обуренні і тому подібних режимах, при яких перемикаючий сигнал в систему не вводиться, інерційність системи, на відміну від лінійних систем зі зворотним зв'язком за прискоренням, невелика. Це позитивно впливає на похибку системи.

У розглянутому випадку технічне здійснення схеми, необхідної для запровадження нелінійних корегуючих сигналів, може бути пов'язано з деякими труднощами і може не окупатися збільшенням добротності системи.

Більш простим є використання нелінійних перемикаючих сигналів, коли сигнал зворотного зв'язку має вигляд ступінчастої функції, наведеної на рисунку 4.38.

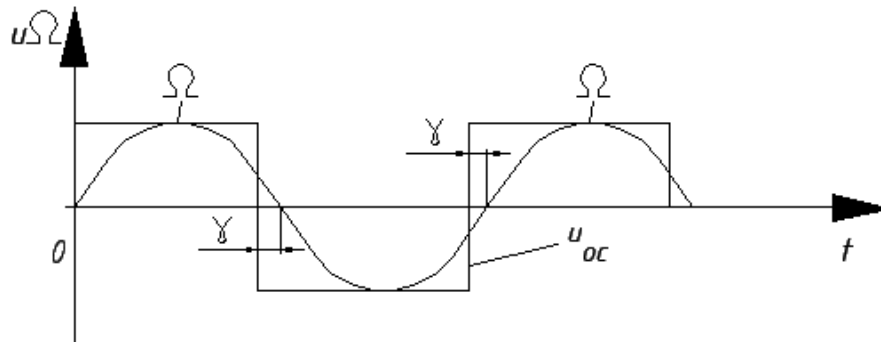


Рисунок 4.38 – Ступінчастий сигнал зворотного зв'язку та керуючий сигнал системи

Амплітуда напруги визначається швидкістю обертання виконавчого двигуна, а моменти перемикання напруги зворотнього зв'язку визначаються характером зміни напруги розбігання.

Таким чином, блок вироблення напруги зворотного зв'язку керує двома напругами. З одного боку, на нього надходить напруга з тахогенератора, а з іншого боку - напруга неузгодженості. Причому напруга неузгодженості на блок вироботки зворотного зв'язку надходить після інерційної ланки з постійною часу T . Змінюючи постійну часу ланки, можна змінювати момент перемикання напрямку сигналу зворотного зв'язку, тобто змінювати інтервал подачі коригуючого сигналу [13]. Кут γ , визначальний момент перемикання сигналу зворотнього зв'язку, дорівнює:

$$\gamma = \arctg \omega T$$

Коефіцієнти гармонійної лінеаризації для виду напруги зворотного зв'язку, представлено на рисунку 4.38, мають вигляд:

$$\frac{1}{k} q(a) = \frac{4}{\pi} \cos \gamma$$

$$\frac{1}{k} q'(a) = -\frac{4}{\pi} \sin \gamma$$

Графіки залежності коефіцієнтів $\frac{1}{k} q(a)$ і $\frac{1}{k} q'(a)$ від кута γ представлені на рисунку 4.39.

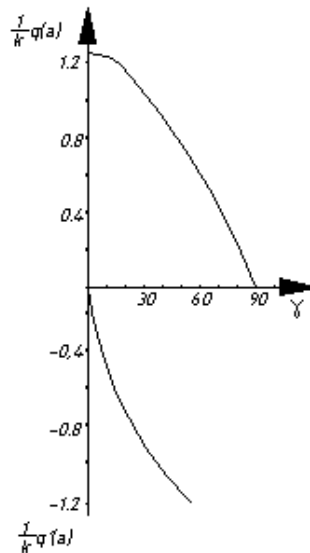


Рисунок 4.39 Графіки залежності коефіцієнтів $\frac{1}{k} q(a)$ і $\frac{1}{k} q'(a)$ від кута γ

З порівняння графіків рисунку 4.39 та рисунку 4.36 видно, що ефект від введення нелінійних сигналів в даному випадку більший. Це викликано тим, що значення $\frac{1}{k} q(a)$ і $\frac{1}{k} q'(a)$ збільшились.

На рисунку 4.40 для зазначених вище чисельних значень параметрів системи побудована залежність критичного коефіцієнта підсилення системи (рисунок 4.34) від кута γ , який визначає інтервал включення коригуючого

сигналу. З рисунка видно, що в даному випадку критичний коефіцієнт посилення досягає величини $k_{кр}=700 \text{ с}^{-1}$, тобто на 25% більше, ніж було отримано для випадку коригуючого сигналу, зображеного на рисунку 4.37.

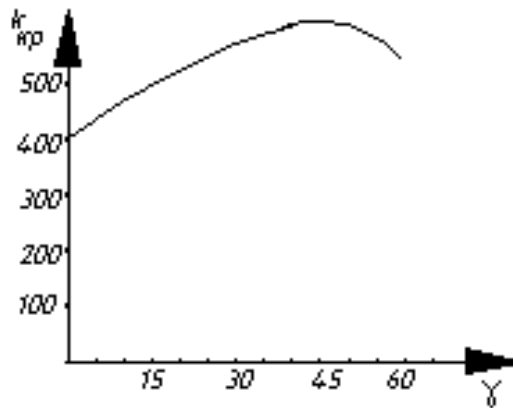


Рисунок 4.40 - Залежність критичного коефіцієнта підсилення системи від кута γ

4.5 Корекція параметрів диференціюючих контурів

Як відомо з лінійної теорії, включення в схему ланки, на виході якої сигнал, пропорційний похідній від сигналу помилки, є ефективним засобом покращення автоматичних систем. При цьому істотно підвищується добротність системи і якість перехідного процесу. Перевагою подібного способу є те, що він не викликає збільшення швидкісної помилки системи.

Напругу, яка пропорційна похідній від сигналу розбігання, найчастіше отримують за допомогою схем з диференціюванням на постійному струмі (рисунок 4.41) [13].

Передавальна функція таких пристроїв має вигляд:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{Tp}{1 + Tp}$$

Тут T - постійна часу контуру.

Причому, для схем на рисунку 4.41 $T = RC$ або $T = L/R$.

Так як в знаменнику передавальної функції є член Tr , який визначає інерційність контуру і спотворює вигляд функції u_2 , контур виробляє не «чисте» диференціювання.

Як відомо наявність інерційності диференціюючого контуру істотно зменшує ефективність його використання.

Аналогічно тому, як це вже розглядалося раніше, використання нелінійних перемикаючих сигналів дозволяє в значній мірі зменшити негативний ефект, викликаний інерційністю диференціюючого контуру.

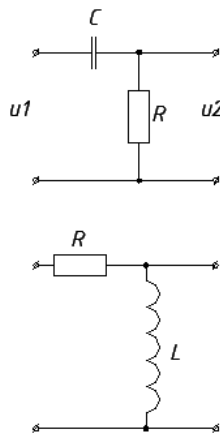


Рисунок 4.41 - Диференціююча схема на постійному струмі

Фізична основа застосування в даному випадку нелінійних перемикаючих сигналів полягає в наступному. Уявімо передавальну функцію диференціюючої ланки у вигляді добутку двох передавальних функцій:

$$u_2 = \frac{1}{1 + Tr} u^* \quad (4.55)$$

$$u^* = pTu_1 \quad (4.56)$$

Рівняння (4.56) визначає передатну функцію «чистої» дифференціюючої ланки, а рівняння (4.55) характеризує похибку, яка вноситься інерційністю дифференціюючого контуру. При збільшенні T величина похідної pu_1 може бути зроблена досить великою. У відповідності з рівнянням (4.55), навпаки, необхідно величину T зробити малою. Отже, завдання використання нелінійних перемикаючих сигналів полягає в зміні постійної часу в рівняннях (4.55) і (4.56). (Позначимо їх T_2 , і T_1). Схема нелінійної корекції, яка вирішує дану задачу, представлена на рисунку 4.42.

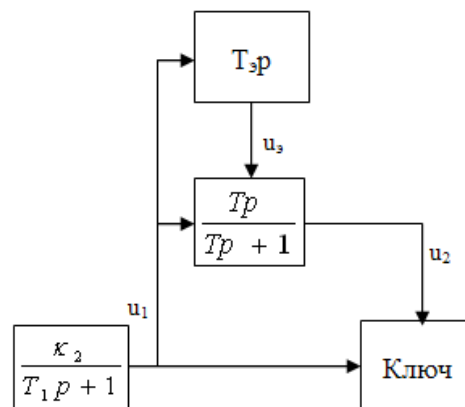


Рисунок 4.42 - Схема для зміни постійних часу

Паралельно з основним дифференціюючим контуром I включається керуючий контур II.

Постійна часу «керуючого» дифференціюючого контуру вибирається таким чином, що в області реальних частот коливань системи $\omega T_3 < 1$. Тут ω - частота коливань системи. При цьому напруга на виході керуючого контура є достатньо точною «похідною» від напруги помилки u_1 . Далі проводиться порівняння знаків напруг u_3 і $u_{та}$, і ключовий пристрій, який керований логічною схемою, проводить перемикання або вимкнення сигналу u_a .

Для ілюстрації інженерної методики розрахунку системи з корекцією інерційності дифференціюючого контуру розглянемо систему, структурна схема якої представлена на рисунку 4.43.

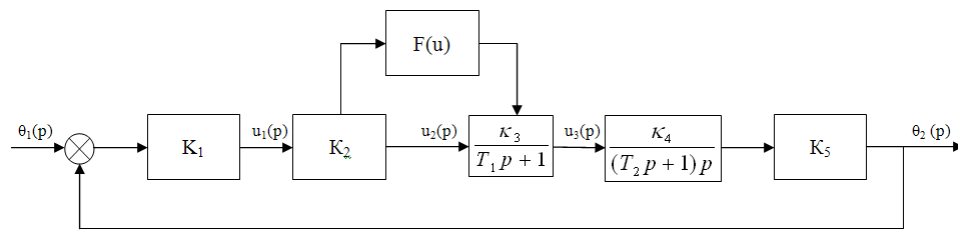
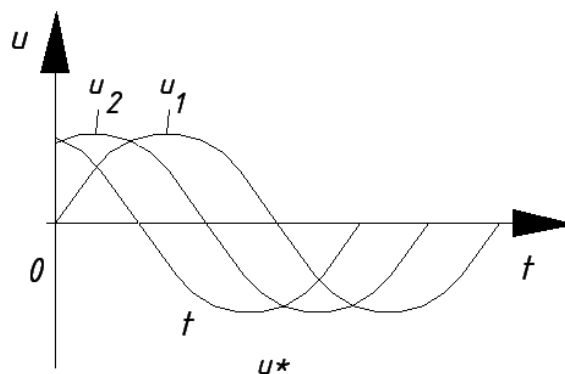


Рисунок 4.43 - Система з корекцією інерційності

Перехідні процеси в системі описуються рівняннями:

$$\begin{aligned} \delta &= \theta_1 - \theta_2; \quad u_3 = \frac{k_3}{(1 + T_1 p)(1 + T_1' p)} \left(1 - T p \frac{k^*}{1 + T^* p}\right) u_2; \\ u_1 &= k_1 \delta; \quad \Omega = \frac{k_4}{1 + T_2 p} u_3; \\ u_2 &= k_2 u_1; \quad \frac{\theta_2}{k_5} \frac{k_4}{(1 + T_2 p) p} u_3 \end{aligned} \quad (4.57)$$

Передавальна функція диференціюючої ланки враховує ефект від введення нелінійного динамічного перемикаючого сигналу. Розглянемо, наприклад, коригуючий сигнал типу $[0_0^\psi]$. При цьому на інтервалі Δt , на якому функція відстає від «керуючої», вона виключається з керування. При цьому функція набуває вигляду, представленому на рисунку 4.44.

Рисунок 4.44 - Функція коригуючого сигналу типу типу $[0_0^\psi]$

Проведемо гармонійну лінеалізацію напруги на виході основного диференціюючого контуру. Вирази $q(a)$, $q'(a)$ для розглянутого випадку мають вигляд :

$$q(a) = \frac{u_{30}}{\pi a} (\cos \psi (\pi - \psi) + \sin \psi) \quad (4.58)$$

$$q'(a) = \frac{u_{30}}{\pi a} \sin \psi (\psi - \pi)$$

На рисунку 4.45 побудовані графіки коефіцієнтів гармонічної лінеаризації $\frac{1}{k} q(a)$ і $\frac{1}{k} q'(a)$. З рисунка видно, що чисельні значення коефіцієнтів гармонічної лінеаризації з підвищенням частоти коливань системи зменшуються. Також побудовані залежності еквівалентного коефіцієнта посилення k^* і еквівалентної постійної часу T^* диференціюючої ланки від частоти коливань системи.

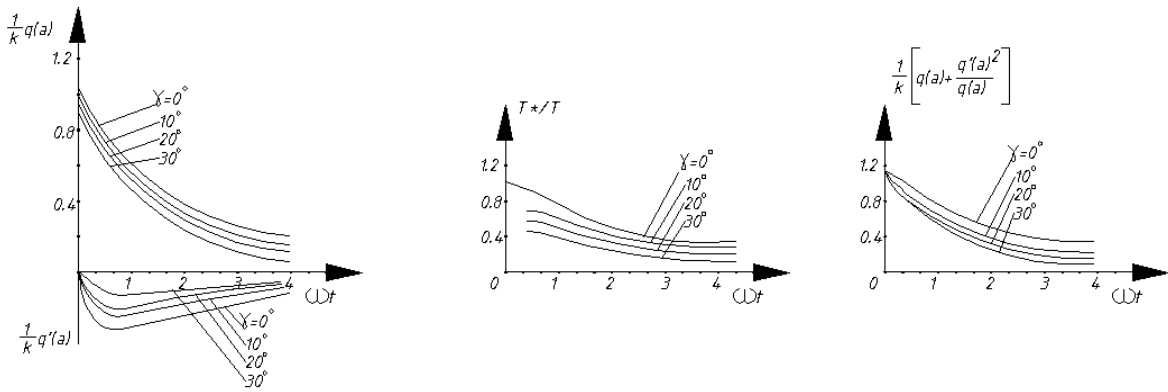


Рисунок 4.45 - Графіки коефіцієнтів гармонічної лінеаризації $\frac{1}{k} q(a)$ і $\frac{1}{k} q'(a)$

Передавальна функція розімкнутої системи (рисунок 4.43) має вигляд:

$$W = \frac{k_1 k_2 k_3 k_4 k_5}{p(1 + T_1 p)(1 + T_1' p)(1 + T_2 p)} \left(1 + \frac{T k^* p}{1 + T^* p} \right) \quad (4.59)$$

Характеристичне рівняння системи:

$$A_0 p^5 + A_1 p^4 + A_2 p^3 + A_3 p^2 + A_4 p + A_5 = 0 \quad (4.60)$$

де

$$A_0 = T_1 T_2 T^* T'_1; A_1 = T_1 T_2 T^* + T'_1 T_1 T^* + T_1 T_2 T'_1 + T_1 T_2 T^*$$

$$A_2 = T_1 T_2 + T_1 T^* + T_1 T'_1 + T_2 T^* + T_2 T'_1 + T^* T'_1; \quad A_3 = T_1 + T_2 + T + T_1; \quad A_4 = 1 + k(T^* + T k^*);$$

$$A_5 = k = k_1 k_2 k_3 k_4 k_5$$

Для аналізу стійкості скористаємося критерієм Михайлова. Зробимо в характеристичному рівнянні підстановку $p = j\omega$ і розділимо дійсний і уявний члени. В результаті отримаємо:

$$X = A_1 \omega^4 - A_3 \omega^2 + A_5 = 0 \quad (4.61)$$

$$Y = A_0 \omega^4 - A_2 \omega^2 + A_4 = 0$$

Розв'яжемо рівняння спільно відповідно до розглянутої вище методики. В результаті отримаємо граничні значення коефіцієнта підсилення і частоти коливань $k_{кр}$, $\omega_{кр}$.

Для оцінки якості перехідних процесів скористаємося рівняннями, заснованими на критерії Михайлова. В даному випадку буде (при $p = \zeta + j\omega$)

$$X(\zeta, \omega') = 0 \quad (4.62)$$

$$Y(\zeta, \omega) = 0$$

Зробимо підстановку чисельних значень параметрів і по кожному рівнянню побудуємо залежності $k(\omega)$ при $\zeta_i = \text{const}$. В даному випадку коефіцієнт підсилення k входить в коефіцієнти характеристичного рівняння A_4

і A_5 . Точки перетину кривих з однаковими значеннями ζ_i будуть відповідати спільному розв'язку рівнянь (4.62). В результаті можна побудувати криві $\zeta(k)$, $\omega(k)$.

Отримані значення ζ і ω дозволяють визначити необхідні параметри перехідного процесу в системі.

Розглянемо систему з диференціюючим контуром (рисунок 4.60) [13].

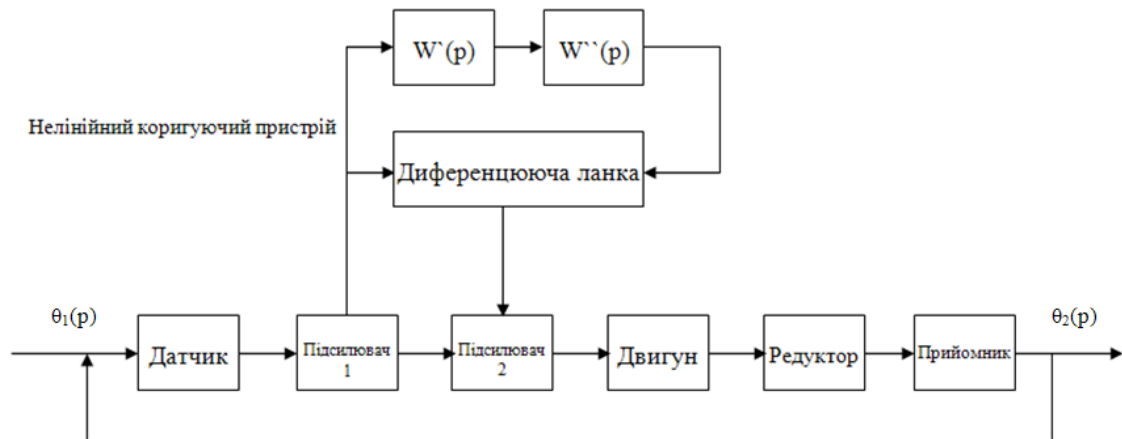


Рисунок 4.46 - Система з диференціюючим контуром

Для подальшого зменшення коефіцієнта гармонійної лінеалізації $q'(a)$ необхідно зрушити інтервал Δt , на якому подається коригувальний сигнал. Характер зміни вихідної величини при цьому представлений на рисунку 4.47.

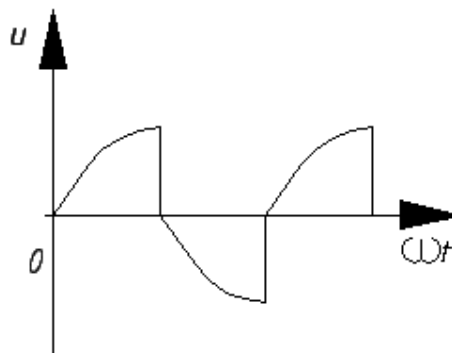


Рисунок 4.47 - Характер зміни величини вхідного сигналу

В даному випадку в «керуючий диференціюючий контур» повиненно входити дві диференціюючі ланки з передавальними функціями:

$$W'(p) = \frac{pT'}{1 + pT''} \quad W''(p) = \frac{pT''}{1 + pT''}$$

До постійних часу ланок тут не пред'являється жорстких вимог, тобто постійні часу контурів можуть бути не малі.

Кут зсуву між напругою на вході першого контуру і напругою на виході другого контуру повинен становити величину більш 90° . Так як кожен контур з передавальної функцією виду $\frac{pT}{1 + pT}$ забезпечує кут зсуву напруги φ , то два контури (рисунок 4.60) дають кут зсуву 2φ .

Сигнал з виходу другого контуру (рисунок 4.75) використовується для керування «основним» диференціюючим контуром.

Для проведення подальших розрахунків необхідно провести гармонійну лінеалізацію функцій рисунку 4.47.

Коефіцієнти гармонійної лінеаризації в даному випадку:

$$\frac{1}{k} q(a) = \frac{\cos \psi}{\pi} \left(\cos \psi (\pi - \psi - \gamma) + \frac{1}{2} \sin 2\gamma + \sin \psi \cos^2 \gamma \right) \quad (4.63)$$

$$\frac{1}{k} q'(a) = \frac{\cos \psi}{\pi} (\sin \psi (\psi + \gamma - \pi) + \sin \gamma \sin(\psi + \gamma))$$

Вираз для помилки системи на рисунку (4.46) приймає вигляд:

$$\delta = \frac{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}{p(1 + T_1 p)(1 + T'_1 p)(1 + T_2 p) + k \left(1 + q(a)p + \frac{q'(a)}{\omega} p^2 \right)} \quad (4.64)$$

Характеристичне рівняння системи буде:

$$A_0 p^4 + A_1 p^3 + A_2 p^2 + A_3 p + A_4 = 0 \quad (4.65)$$

де

$$A_0 = T_1 T_2 T'_1; A_1 = T_1 T_2 + T_1 T'_1 + T_2 T'_1; A_2 = T_1 + T_2 + T'_1 + kq' \frac{a}{\omega}; A_3 = 1 + kq(a); A_4 = k;$$

Цікавим тут є той факт, що ступінь характеристичного рівняння системи знизився з четвертої до третьої. Це пояснюється тим, що інерційність дифференціюючого контуру при введенні попередження стає рівною нулю:

Для аналізу стійкості системи скористаємося критерієм Михайлова. Отримаємо систему рівнянь:

$$X(\omega) = T_1 T_2 T'_1 \omega^4 - \left(T_1 + T_2 + T'_1 + k \frac{q'(a)}{\omega} \right) \omega^2 + k = 0 \quad (4.66)$$

$$Y(\omega) = -(T_1 T_2 + T_1 T'_1 + T_2 T'_1) \omega^2 + 1 + kq(a) = 0$$

Методика дослідження стійкості системи та якості перехідних процесів в даному випадку, в основному, зберігається. Відмінність полягає в тому, що при розрахунках використовуються графіки $q(a)$ і $q'(a)$ з відповідним значенням попередження.

4.6 Оптимізація автоматичних систем нелінійними коригуючими пристроями

Під оптимальною автоматичною системою розуміється система, що володіє найкращою в певному сенсі якістю. Показники якості (критерії

оптимальності) можуть бути різними: швидкодія, завадостійкість, енергоспоживання ін. Однак загальною властивістю оптимальних систем є здатність забезпечувати найкращу якість при малих можливостях, тобто з урахуванням реально наявного в системі обмежувача ресурсів керування: споживаної потужності, керуючої напруги і т. д. [13].

Критерій оптимальності задається у вигляді функціоналу :

$$J = \int_0^T F(x_1, \dots, x_n; u_1, \dots, u_r, t) dt$$

де T - час керування; $x_1, \dots, x_n$ - фазові координати системи; $u_1, \dots, u_r$ - керуючі на вході неізмінної частини системи (об'єкта керування).

Завданням синтезу оптимального керування є відшукування вектора керування u з компонентами $u_1, \dots, u_r$, який забезпечує екстремум (зазвичай мінімум) функціоналу. При цьому вектор u повинен належати обмеженій області Ω_u допустимих керувань.

Для вирішення цього завдання застосовуються як класичні методи варіаційного обчислення, так і спеціально розроблені методи: принцип максимуму, динамічне програмування тощо.

Найчастіше практиці автоматичного керування доводиться стикатися з необхідністю отримання максимальної швидкодії системи, тобто мінімального часу перехідних процесів. У теоретичному плані для широкого класу систем ця задача успішно вирішується за допомогою принципу максимуму. Зокрема, встановлено, що керуючі сигнали на вході об'єкта u_i повинні бути кусково-постійними з амплітудою, яка дорівнює максимально-допустимому їх значенню (рисунку 4.48), а число інтервалів сталості знака сигналу при полюсах передавальної функції об'єкта не перевищує порядку цієї функції.

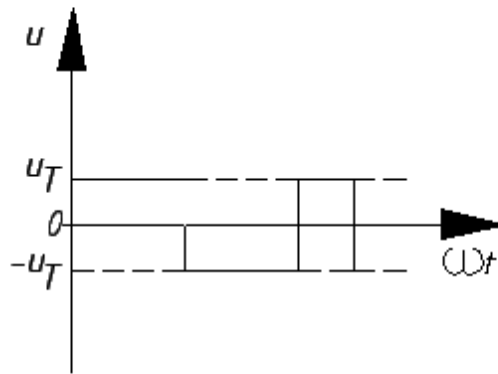


Рисунок 4.48 - Керуючий сигнал на вході об'єкта

Проте створення оптимальних систем пов'язано з труднощами апаратного характеру. Практична реалізація оптимального керування ґрунтується або на обчисленні моментів перемикання релейного елемента, що реалізує кусочно-постійне керування, або на визначенні необхідної функціональної залежності керуючого сигналу u від поточних координат об'єкта. Перший метод як правило, вимагає включення до складу системи цифрового обчислювального пристрою, другий - допускає застосування, як цифрових, так і аналогових пристроїв. Однак і в останньому випадку доводиться вирішувати серйозні технічні завдання. Наприклад, для об'єкта другого порядку з передавальною функцією:

$$W(p) = \frac{k}{p(Tp + 1)} \quad (4.67)$$

для оптимального відпрацювання стрибкоподібного впливу на вході релейного елемента потрібно реалізовувати функціональну залежність виду:

$$F_x = x - \operatorname{sign} x \ln(1 + |x|) \quad (4.68)$$

Структурна схема відповідної оптимальної системи приведена на рисунку 4.49.

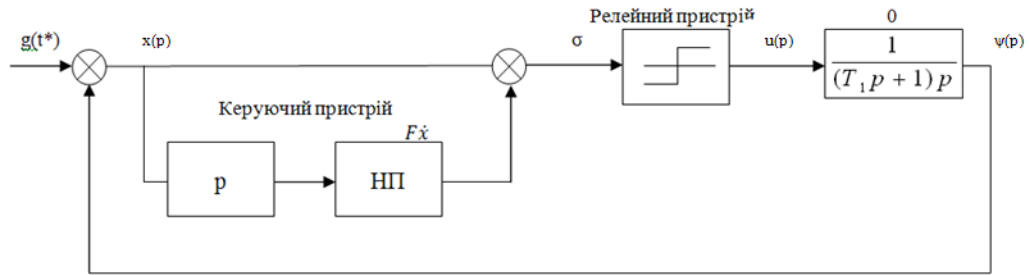


Рисунок 4.49 - Структурна схема оптимальної системи 4.68

Очевидно, що нелінійний перетворювач НП, який реалізує залежність $F_{\dot{x}}$, є досить складним пристроєм.

Різні способи апроксимації оптимальних законів керування, засновані на скороченні числа вимірюваних фазових координат, на скороченні числа інтервалів керування, на спрощенні математичного виразу закону керування, як правило, не дають істотного спрощення апаратури, оскільки вимагають, як і при строго оптимальному керуванні, застосування нелінійних функціональних перетворювачів.

В якості технічно простих і досить ефективних засобів оптимізації можуть бути використані нелінійні динамічні коригуючі пристрої, що використовують коригувальний сигнал типу $[-1_{t_2}^{t_1}]$. Як приклад розглянемо систему (рисунки 4.50), що складається з лінійної частини з передавальною функцією (4.67) і нелінійного коригуючого пристрою.

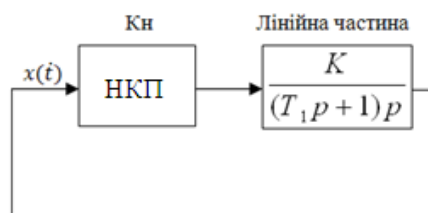


Рисунок 4.50 - Система з нелінійним коригуючим пристроєм

У разі стрибкоподібного вхідного впливу ($g(t)=A=\text{const}$) маємо наступне рівняння помилки системи

$$(Tp^2 + p + k_r k)x(t) = 0 \quad (4.69)$$

Оскільки призначення нелінійного коригувального пристрою полягає в перемиканні лише знака впливу в прямій ланці системи без зміни величини її коефіцієнта посилення то k_n дорівнює або плюс одиниці, або мінус одиниці. У першому випадку характеристичне рівняння системи

$$Tp^2 + p + k = 0 \quad (4.70)$$

має розв'язок:

$$p_{1,2} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4kT}}{2T} \quad (4.71)$$

які при $4kT > 1$ комплексно-сполучені, чому відповідають фазові траєкторії на рисунку 4.51.

У другому випадку рівняння:

$$Tp^2 + p - k = 0$$

$$p_{1,2} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4kT}}{2T} \quad (4.72)$$

Тут фазові траєкторії мають вигляд, показаний на рисунку 4.51. Таким чином, фазовий портрет системи складається з двох сімейств траєкторій, показаних на рисунку 4.51. Залежно від вибору моменту перемикання коригуючого пристрою, визначеного його конкретною структурою і

параметрами, при відпрацюванні стрибкоподібного впливу можливі 3 випадки, показані на рисунку 4.66.

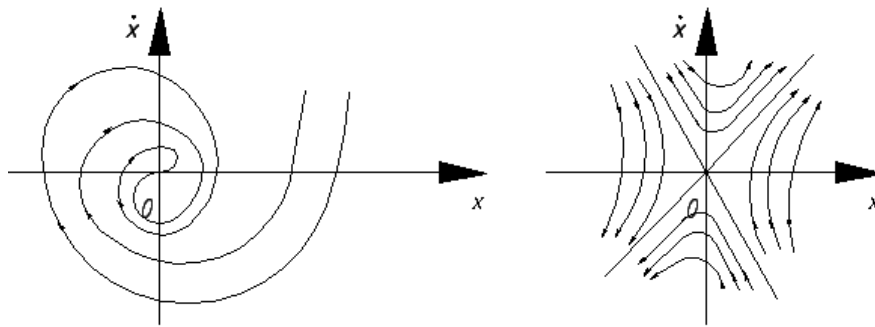


Рисунок 4.51 - Фазові траєкторії рівнянь $Tr^2 + p - k = 0$

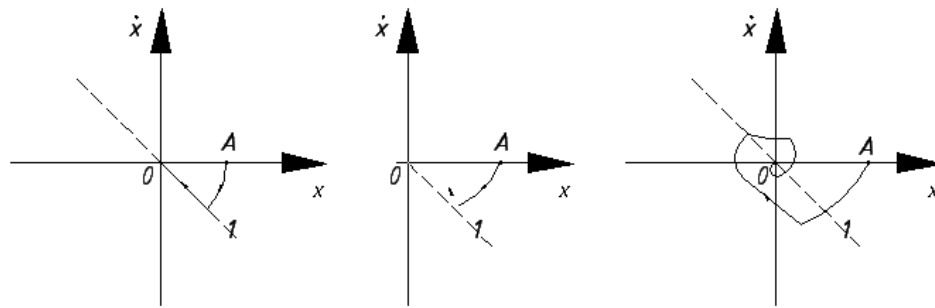


Рисунок 4.52 - Графіки відпрацювання стрічкоподібного сигналу

Оскільки в міру віддалення точки перемикання від прямої 1 зростають або час перехідного процесу, або перерегулювання; випадок, показаний на рисунку 4.52 є більш прийнятним. Таким чином, перехідний процес без перерегулювання в системі другого порядку з нелінійною корекцією як і в оптимальній системі, здійснюється в два інтервали, на кордоні яких змінюється знак сигналу керування. При цьому по принципу максимуму Л. С. Понтрягіна доводить, що для прискорення перехідного процесу за відсутності перерегулювання в системах із стрибкоподібною зміною будь-якого параметра (в тому числі і коефіцієнта посилення) необхідно прийняти екстремальні, т.е. гранично-допустимі його значення. Зрозуміло, що великим по модулю значенням коефіцієнта підсилення відповідатиме велика

швидкодія. Прагнення збільшити швидкодію за рахунок збільшення коефіцієнта посилення системи в межі наближає систему до релейної.

Ці обставини вказують на можливість отримання в релейній системі з нелінійною корекцією швидкодії, близької до оптимальної.

На рисунку 4.53 приведена структурна схема системи, що містить релейний елемент, лінійну частину другого порядку і нелінійний коригуючий пристрій, що складається з двохпозиційного ключа, k , схеми порівняння знаків ССЗ і фазовипереджуючої ланки Б - фільтра з передавальною функцією

$$W_D(p) = \frac{T'p + 1}{T''p + 1} \quad (T' > T'') \quad (4.73)$$

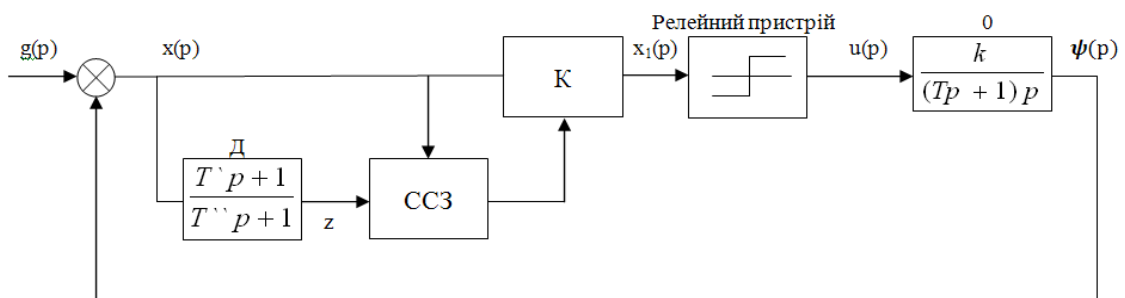


Рисунок 4.53 - Система з лінійною частиною другого порядку

Якщо до системи, що знаходиться в спокої, докласти стрибкоподібний вплив, то спочатку знаки сигналу помилки x і вихідного сигналу фазовипереджувальної ланки z збігаються, ключ k пропускає сигнал помилки без зміни знака, і система рухається в сторону зменшення помилки неузгодженості («розгін»). Це призводить до того, що деякий момент часу t_n змінюється знак Z , схема порівняння знаків впливає на ключ, який змінює знак сигналу в прямому ланцюзі системи (відбувається «гальмування» системи) [13].

При правильному виборі моменту перемикавання t_n в кінці другого інтервалу зображуюча точка потрапить в початок координат фазового

простору, тобто помилка системи і її похідна стануть рівні нулю. Очевидно, що такий процес при релейному законі керування з одним перемиканням буде оптимальним. В цьому випадку залежність між t_n і амплітудою стрибка A (при $A > 0$) виражається наступним нормованим співвідношенням:

$$t_i^* = \frac{1}{1 - \sqrt{1 - e^{-a}}} \quad (4.74)$$

де $t_n^* = t_n/T$, $a = A/(ku_m T)$.

Аналогічна залежність для розглянутої системи $t_n^* = f(a_k)$ визначається наступним чином:

Відповідно до рисунку 4.53 маємо наступне нормоване співвідношення для помилки системи при $g(t) = A_k = \text{const}$

$$\ddot{x}^* + \dot{x}^* = -u^* \quad (4.75)$$

де $x^* = x/(ku_m T)$, $u^* = u/u_m$, а диференціювання проводиться за нормованим часом $t^* = t/T$.

Вирішуючи його при $x^* = a_k = A_k/(ku_m T)$ та $x^*(0) = 0$, отримаємо

$$\dot{x}^* = a_k - u^* (1 - e^{-t^*}) + u^* t^* \quad (4.76)$$

$$x^* = u^* (1 - e^{-t^*}) \quad (4.77)$$

Підставляючи (4.76) і (4.77) в рівняння фазовипережувальної ланки

$$T_2 \dot{z}^* + z^* = T_1 \dot{x}^* + x^* \quad (4.78)$$

де $T_1 = T'/T$; $T_2 = T''/T$; $z^* = z/(ku_m T)$

маємо:

$$T_2 z^* + z^* = a_k - u^* (1 - T_1) + u^* (1 - T_1) e^{-t^*} + u^* t^* \quad (4.79)$$

Початкова умова для неї

$$z^*(0) = \lim_{p \rightarrow \infty} \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1} x^*(0) = \frac{T_1}{T_2} a_k \quad (4.80)$$

Оскільки переключення знака сигналу в прямій ланці відбувається в момент $t_{пк}^*$, коли $z^* = 0$, то, розв'язуючи рівняння (4.79) при початковій умові (4.80) та враховуючи, що $z^*(t_{пк}^*) = 0$, остаточно отримуємо (вважаючи $u^* = +1$, щоб при $a_k > 0$ система рухалась до положення рівноваги).

$$t_{пк}^* = a_k \frac{T_1 - T_2}{T_2} e^{-t_{пк}^*/T_2} - \frac{T_1 - T_2}{1 - T_2} T_2 e^{-t_{пк}^*/T_2} - \frac{1 - T_1}{1 - T_2} e^{-t_{пк}^*} + T_2 - T_1 + 1 + a_k \quad (4.81)$$

Очевидно, що спільне рішення рівнянь (4.74) і (4.81) тобто оптимальне керування в системі, показаної на рисунку 4.54 можливо лише при одному значенні $a = a_k$. Тому для відпрацювання впливів різної амплітуди необхідно параметри нелінійної коригувальної ланки вибирати таким чином, щоб керування в усьому заданому діапазоні амплітуд $0 - a_{\max}$ по можливості менше відрізнялося від оптимального. Оцінити ступінь близькості керування в даній системі керування шляхом порівняння при різних $a = a_k$ відповідних значень $t_{пк}^*$ і $t_{пк}^*$ не вдається, так як (4.81) не дозволяє отримати залежність $t_{пк}^*$ від a_k в явному вигляді. Однак зворотна залежність - амплітуди від моменту перемикавання - може бути знайдена як для оптимальної системи:

$$a = t_n^* - \ln(2 - e^{-t_n^*}) \quad (4.82)$$

$$a_k = \left(t_{пк}^* + \frac{T_1 - T_2}{1 - T_2} T_2 e^{-t_{пк}^*/T_2} + \frac{1 - T_1}{1 - T_2} e^{-t_{пк}^*} + T_1 - T_2 - 1 \right) \times \frac{1}{1 + \frac{T_1 - T_2}{T_2} e^{-t_{пк}^*/T_2}} \quad (4.83)$$

Тому будемо визначати ступінь близькості керування до оптимального величиною

$$\Delta = a_{\hat{e}} - \hat{a} \quad (4.84)$$

де a_k і a визначаються з (4.66) і (4.67) при $t_{\text{пк}}^* = t_{\text{п}}^*$. Неважко переконатися, що Δ є не що інше, як величина помилки системи з нелінійною корекцією в кінці другого інтервалу

$$\Delta = x_k^* = \frac{x_k}{ku_m T}$$

Оскільки при строго оптимальному керуванні $x_k = 0$ (і $\Delta = 0$) те, чим менше Δ , тим ближче процес до оптимального. Отже, величина Δ може служити кількісною мірою цієї близькості, і оцінка близькості по величині Δ видається виправданою.

Розглядаючи вирази (4.82) і (4.83), можна встановити, що обумовлені ними залежності $a(t_{\text{п}}^*)$ і $a_k(t_{\text{пк}}^*)$ при достатньо великих значеннях $t_{\text{п}}^* = t_{\text{пк}}^*$ асимптотично наближаються до наступних виразів:

$$a_a = t_i^* - \ln 2 \quad (4.85)$$

$$a_{\hat{e}\hat{a}} = t_i^* - (1 - (T_1 - T_2)) \quad (4.86)$$

При

$$1 - (T_1 - T_2) = \ln 2 \quad (4.87)$$

асимптоти збігаються, тобто при $t_{\text{п}}^* \rightarrow \infty$ (і, отже, $a \rightarrow \infty$):

$$\lim_{t_i^* \rightarrow \infty} \Delta = 0 \quad (4.88)$$

З формул же (4.82), (4.83) і (4.84) випливає, що при $a = a_k = t_{\Pi}^* = 0$ дорівнює нулю і Δ . Звідси можна зробити висновок, що при деякому значенні a абсолютна величина Δ досягає максимуму. (Відповідні криві наведені на рисунку 4.54) Тому для найкращого наближення керування до оптимального при зміні a від нуля до нескінченності слід вибирати величини T_1 і T_2 такими, щоб забезпечити мінімум максимального значення $|\Delta|$ тобто. $\min \max |\Delta|$. На практиці діапазон амплітуд вхідних стрибкоподібних впливів кінцевий. В цьому випадку вибір T_1 і T_2 повинен, очевидно, також забезпечувати в заданому діапазоні зміни величини a $\min \max |\Delta| (|\Delta|_{\min \max})$. В зв'язку з трансцендентністю рівнянь (4.83) і (4.84) задачу визначення T_1 і T_2 доводиться вирішувати в чисельному вигляді на ЕОМ.

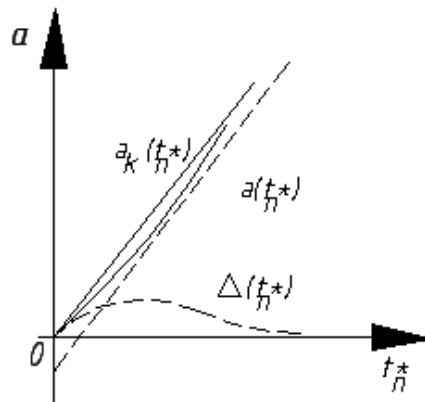


Рисунок 4.54 - Криві залежності a від t_{Π}^*

Такі обчислення були за допомогою ЕОМ проведені для різних діапазонів відносних амплітуд методом перебору по a , T_1 і T_2 . Результати обчислень дозволили побудувати залежності значень T_1 і T_2 , які забезпечують $|\Delta|_{\min \max}$, від ширини діапазону, яка визначається його верхньою межею $a_{\max}$. Графіки залежностей T_1 і T_2 від $a_{\max}$ в натуральному і логарифмічному масштабах наведені на рисунку 4.69

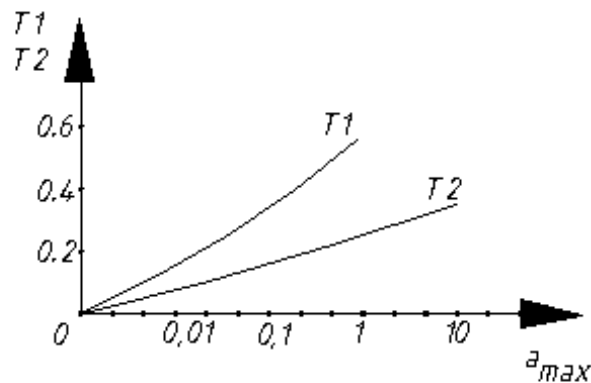


Рисунок 4.55 - Графіки залежностей T_1 і T_2 від $a_{\max}$

В процесі обчислень було встановлено, що значення наведеної похибки керування, яке визначається величиною:

$$\frac{|\Delta|_{\min \max}}{a_{\max}} 100\%$$

при кроці по T_1 і T_2 рівному 0,01, не перевищувало 2%. Звичайно що при зменшенні кроку можна розраховувати на уточнення значень T_1 і T_2 яке дозволить зменшити величину відносної похибки, однак і точність в 2% цілком достатньо для практики.

Зауважимо, що криві рисунку 4.69 дають необхідні залежності для $a_{\max} < 100$. При великих же значеннях a частка інтервалу «гальмування» у сумарній тривалості перехідного процесу не перевищує 0,7%, тому навіть великі похибки у визначенні моменту переключення практично не впливають на якість системи. (Отже, її оптимізація при $a > 100$ просто недоцільна.). Результати проведених розрахунків підтверджують правильність припущення про можливість отримання в релейній системі з нелінійним коригувальним пристроєм квазіоптимальної швидкодії при відпрацюванні стрімкоподібних

впливів і свідчать про те, що реалізований в такій системі закон керування може бути наближений до оптимального з високим ступенем точності.

У розглянутій системі, крім процесів відпрацювання стрімкоподібних впливів, оптимізації піддаються й інші види вхідних впливів, наприклад пилоподібний або лінійнозмінюючийся, характерні для автоматичних систем різного призначення, зокрема для систем, що стежать.

Склавши рівняння руху системи для цих випадків, можна, вирішуючи їх окремо для кожного інтервалу керування та беручи за початкові умови для кожного інтервалу кінцеві умови попереднього інтервалу тобто за допомогою методу припасовання, отримати співвідношення, що зв'язують момент перемикання релейного елемента, тобто тривалість першого інтервалу, з величиною швидкості V зміни задає впливу.

Пилоподібний вплив характеризується тим що, швидкість його зміни постійна за величиною і періодично змінює знак, в межах одного періоду його можна описати наступними рівняннями (см. рисунок 4.56).

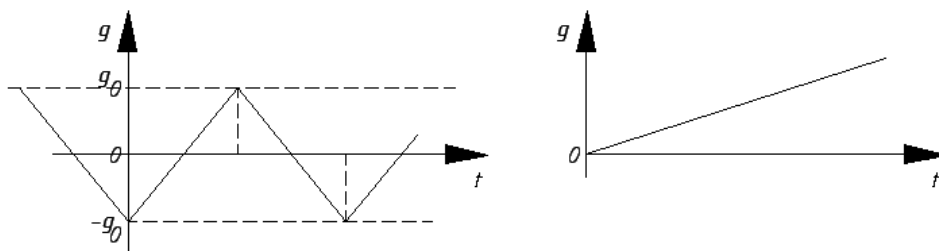


Рисунок 4.56 - Види вхідних впливів

$$g = vt - g_0 ; (t \geq 0) \quad (4.89)$$

$$g = -vt - g_0 ; (t \leq 0) \quad (4.90)$$

що дає наступне рівняння для помилки системи при $t > 0$

$$x^* + x^* = v - v^* \quad (4.91)$$

де $U = U/(ku_m)$

і початкові умови для моменту $t^* = 0$

$$x^*(0) = 0 ; \quad \dot{x}^*(0) = 2v \quad (4.92)$$

Розв'язуючи (4.91) з урахуванням (4.92), отримаємо, що в момент закінчення t_{π}^* першого інтервалу керування (де u^* слід покласти рівним +1):

$$x^*(t_i^*) = (1+v)(1 - e^{-t_i^*}) + (v-1)t_i^* \quad (4.93)$$

$$\dot{x}^*(t_i^*) = (1+v)e^{-t_i^*} + v - 1 \quad (4.94)$$

Значення $x^*(t_{\pi}^*)$ і $\dot{x}^*(t_{\pi}^*)$ є початковими для другого інтервала, де і $u^* = -1$. Приймавши за початок відліку часу на другому інтервалі момент $t^* = t_{\pi}^*$ знаючи, що в момент закінчення другого інтервалу $t^* = t_{\kappa}^* x^*(t_{\kappa}^*) = \dot{x}^*(t_{\pi}^*) = 0$, можна, розв'язуючи (4.91) при початкових умовах (4.93) і (4.94), отримати наступні вирази

$$x^*(t_e^*) = v - 1 + (v-1)t_i^* + \left(2 - (1+v)e^{-t_i^*}\right)e^{-t_i^*} + (v+1)t_e^* = 0 \quad (4.95)$$

$$\dot{x}^*(t_e^*) = \left((1+v)e^{-t_i^*} - 2\right)e^{-t_i^*} + v + 1 = 0 \quad (4.96)$$

Звідси можна знайти співвідношення, що визначають момент t_{π}^* зміни знака u^* (момент перемикання)

$$t_i^* = v + \frac{1+v}{2} \ln \left(\frac{2}{1+v} e^{t_i^*} \right) \quad (4.97)$$

Де $V = v/(ku_m)$.

Розв'язуючи ж рівняння руху фазовипереджувальної ланки отримаємо співвідношення

$$\frac{T_1 - T_2}{1 - T_2} (T_2(1 - v) + 2v)e^{-t_i^*/T_2} + \frac{1 - T_1}{1 - T_2} (v + 1)e^{-t_i^*} + (1 - v)t_i^* + (T_1 - T_2)(1 - v) - v - 1 = 0 \quad (4.98)$$

Таким чином, знаючи величину зміни швидкості впливу, можна з рівняння (4.97) визначити значення відповідне оптимальному закону і, підставивши ці значення v і t_i^* в вираз (4.98), визначити співвідношення між T_1 і T_2 , що дозволяє реалізувати цей закон.

Аналогічним чином знаходяться необхідні співвідношення для випадку лінійно змінюючогося вхідного сигналу:

$$t_i^* = \frac{v}{2} + \frac{1+v}{2} \ln \left(\frac{2}{1+v} e^{t_i^*} - \frac{1}{1+v} \right) \quad (4.99)$$

$$\frac{T_1 - T_2}{1 - T_2} (T_2(1 - v) + v)e^{t_i^*} + \frac{1 - T_1}{1 - T_2} e^{-t_i^*} + (1 - v)t_i^* + (T_1 - T_2)(1 - v) - 1 = 0 \quad (4.100)$$

за допомогою яких визначаються T_1 і T_2 .

Якщо ж швидкісною помилкою для кожного з цих впливів знехтувати неможна, хід розв'язання задачі залишається тим же, з тією лише різницею, що, користуючись пріпасовивнням, слід враховувати, що величина цієї помилки визначає початкове і кінцеве значення координати x .

За допомогою чисельних методів можна, як і у випадку пилоподібного впливу, реалізувати не тільки оптимальне керування для фіксованої швидкості зміни вхідного впливу, але і оптимізувати систему при необхідності відпрацювання впливів з змінною швидкістю.

Порівнюючи нелінійний коригуючий пристрій, показаний на рисунку з нелінійним функціональним перетворювачем, можна зробити висновок, що розглянутий пристрій, який може бути реалізовано за допомогою РС-ланцюгів і найпростіших ключів, в багатьох випадках може в порівнянні з

аналоговим обчислювальним пристроєм дати істотний виграш з точки зору стабільності, габаритів, ваги і надійності.

Розглянутий приклад не вичерпує всіх можливостей використання нелінійних коригувальних пристроїв для цілей оптимізації.

Зокрема, за рахунок застосування фільтрів з великим числом як нулів, так до полюсів, можлива краща апроксимація оптимального закону керування, так як збільшення числа варійованих параметрів і підвищення розмірності фазового простору дозволяє більш тонко впливати на форму фазових траєкторій системи.

Це дозволить здійснити оптимізацію систем з іншими типами передавальних функцій об'єкта керування.

Що ж до систем більш високих порядків, то тут можливі різні варіанти використання нелінійних коригувальних пристроїв. Для того щоб здійснити не одне, як колись, а декілька перемикань релейного елемента (кількість яких зростає з підвищенням порядку системи), можна, наприклад, помістивши в ланцюг перемикання нелінійного коригувального пристрою фільтр з великим числом варійованих параметрів, вибрати ці параметри такими, щоб в необхідні моменти часу (моменти перемикання) вихідний сигнал фільтра дорівнював нулю.

Можна будувати систему й інакше - здійснювати кожне з перемикань за допомогою окремого коригуючого пристрою з простим фільтром, тобто мати в системі стільки коригувальних пристроїв, скільки потрібно перемикань під час перехідного процесу. У багатьох випадках, зокрема при підвищених вимогах до простоти і надійності системи, можна вдатися до скорочення числа інтервалів керування до двох. В цьому випадку можна обмежитись застосуванням одного нелінійного коригувального пристрою з простим фільтром. Правда, при двох інтервалах керування в кінці другого інтервалу зводиться до нуля лише помилка і її перша похідна, тоді як решта вихідні координати системи - вищі похідні - при цьому нулю не рівні. Однак стабілізація системи за допомогою додаткової лінійної або нелінійної

коррекції дозволяє забезпечити стійкість системи після відпрацювання вхідного впливу [13]. До речі, питання стійкості для релейних квазіоптимальних систем з нелінійною корекцією стоїть особливо гостро. Справа в тому, що релейні системи взагалі володіють підвищеною схильністю до автоколивань. До того ж нелінійний коригуючий пристрій створює в певні інтервали часу позитивний зворотний зв'язок в системі. Якщо параметри цього пристрою обрані лише з міркувань оптимізації без урахування їх впливу на стійкість, завданню стабілізації системи в сталому положенні необхідно приділяти серйозну увагу. Слід зазначити, що реальні автоматичні системи повинні, як правило, поряд з високою швидкістю, забезпечувати відпрацювання різного роду сигналів. Однак отримання плавного характеру руху системи при релейному законі керування складно здійснити. Тому доцільно в таких режимах переходити до лінійного або, принаймні, до пропорційного керування. Якщо замість елемента з ідеальною релейною характеристикою (рисунок 4.72) використовувати елемент з лінійною ділянкою характеристикою і зоною насичення (рисунок 4.72) то можна успішно поєднувати квазіоптимальну швидкість в режимі насичення, де елемент поводить себе як релейний, з плавним відпрацюванням вхідних впливів, коли, при достатній точності системи, помилка знаходиться в межах зони лінійності. Застосування лінійного керування може полегшити стабілізацію системи.

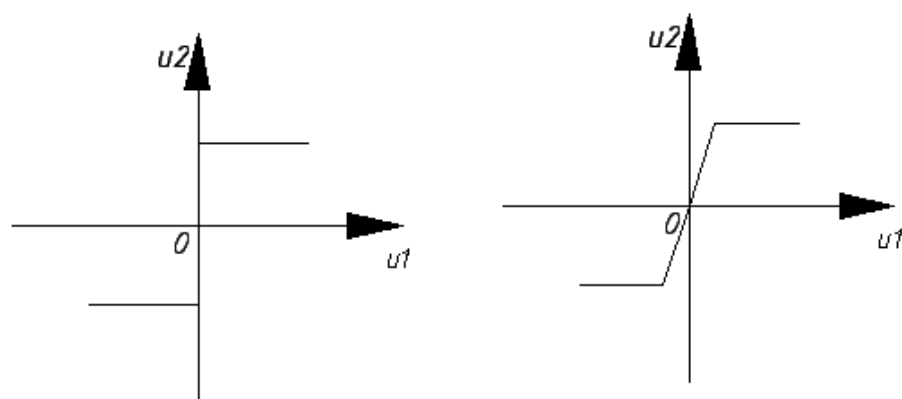


Рисунок 4.57 - Релейні характеристики

Таким чином, нелінійні коригуючі пристрої можливо використовувати в якості простих засобів оптимізації автоматичних систем.

4.7 Висновки по розділу 4

Аналізуючи вище сказане, можна зробити висновок, що регулювання нелінійними регуляторами може добре вплинути на електропривод.

З'ясовано, що коефіцієнт посилення в системах при введенні нелінійних динамічних коригувальних сигналів може бути збільшений приблизно в 3 рази порівняно з коефіцієнтом посилення лінійної системи. Це збільшення є досить суттєвим.

Також, застосування слизької муфти дозволяє формувати ефективні нелінійні коригувальні сигнали.

З'ясовано, що при введенні в систему нелінійного коригувального сигналу збільшився критичний коефіцієнт посилення. Частота коливань при цьому також зросла, що свідчить про те, що система стала більш швидкодіюною. Точність системи при введенні нелінійної корекції суттєво зросла (пропорційно коефіцієнту посилення).

РОЗДІЛ 5

ОХОРОНА ПРАЦІ

5.1 Теоретичні положення

Закон України "Про охорону праці" визначає загальні положення, основні терміни, права та обов'язки працівника та роботодавця.

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

Необхідно відзначити, що охорону праці не можна ототожнювати з технікою безпеки, виробничою санітарією, гігієною праці, бо вони є елементами охорони праці, її складовими частинами. Виробнича санітарія визначається як система організаційних заходів і технічних засобів, що запобігають або зменшують вплив на працюючих шкідливих виробничих факторів. Гігієна праці характеризується як профілактична медицина, вивчає умови і характер праці, їх вплив на здоров'я і функціональний стан людини і розробляє наукові основи та практичні заходи, спрямовані на профілактику шкідливого і небезпечного впливу факторів виробничого середовища і трудового процесу на працюючих.

Роботодавець - власник підприємства, установи, організації або уповноважений ним орган, незалежно від форм власності, виду діяльності, господарювання, і фізична особа, яка використовує найману працю.

Працівник - особа, яка працює на підприємстві, в організації, установі та виконує обов'язки або функції згідно з трудовим договором (контрактом).

Дія цього Закону поширюється на всіх юридичних та фізичних осіб, які відповідно до законодавства використовують найману працю, та на всіх працюючих.

Умови праці на робочому місці, безпека технологічних процесів, машин, механізмів, устаткування та інших засобів виробництва, стан засобів колективного та індивідуального захисту, що використовуються працівником, а також санітарно-побутові умови повинні відповідати вимогам законодавства.

Працівник має право відмовитися від дорученої роботи, якщо створилася виробнича ситуація, небезпечна для його життя чи здоров'я або для людей, які його оточують, або для виробничого середовища чи довкілля. Він зобов'язаний негайно повідомити про це безпосереднього керівника або роботодавця. Факт наявності такої ситуації за необхідності підтверджується спеціалістами з охорони праці підприємства за участю представника профспілки, членом якої він є, або уповноваженої працівниками особи з питань охорони праці (якщо професійна спілка на підприємстві не створювалася), а також страхового експерта з охорони праці.

Працівник має право розірвати трудовий договір за власним бажанням, якщо роботодавець не виконує законодавства про охорону праці, не додержується умов колективного договору з цих питань. У цьому разі працівникові виплачується вихідна допомога в розмірі, передбаченому колективним договором, але не менше тримісячного заробітку.

Працівника, який за станом здоров'я відповідно до медичного висновку потребує надання легшої роботи, роботодавець повинен перевести за згодою працівника на таку роботу на термін, зазначений у медичному висновку, і у разі потреби встановити скорочений робочий день та організувати проведення навчання працівника з набуття іншої професії відповідно до законодавства.

На час зупинення експлуатації підприємства, цеху, дільниці, окремого виробництва або устаткування органом державного нагляду за охороною

праці чи службою охорони праці за працівником зберігаються місце роботи, а також середній заробіток.

Роботодавець зобов'язаний створити на робочому місці в кожному структурному підрозділі умови праці відповідно до нормативно-правових актів, а також забезпечити додержання вимог законодавства щодо прав працівників у галузі охорони праці.

З цією метою роботодавець забезпечує функціонування системи управління охороною праці, а саме:

1) створює відповідні служби і призначає посадових осіб, які забезпечують вирішення конкретних питань охорони праці, затверджує інструкції про їх обов'язки, права та відповідальність за виконання покладених на них функцій, а також контролює їх додержання;

2) розробляє за участю сторін колективного договору і реалізує комплексні заходи для досягнення встановлених нормативів та підвищення існуючого рівня охорони праці;

3) забезпечує виконання необхідних профілактичних заходів відповідно до обставин, що змінюються;

4) забезпечує належне утримання будівель і споруд, виробничого обладнання та устаткування, моніторинг за їх технічним станом;

5) забезпечує усунення причин, що призводять до нещасних випадків, професійних захворювань, та здійснення профілактичних заходів, визначених комісіями за підсумками розслідування цих причин;

6) організовує проведення аудиту охорони праці, лабораторних досліджень умов праці, оцінку технічного стану виробничого обладнання та устаткування, атестацій робочих місць на відповідність нормативно-правовим актам з охорони праці в порядку і строки, що визначаються законодавством, та за їх підсумками вживає заходів до усунення небезпечних і шкідливих для здоров'я виробничих факторів;

7) здійснює контроль за додержанням працівником технологічних процесів, правил поведінки з машинами, механізмами, устаткуванням та

іншими засобами виробництва, використанням засобів колективного та індивідуального захисту, виконанням робіт відповідно до вимог з охорони праці;

8) вживає термінових заходів для допомоги потерпілим, залучає за необхідності професійні аварійно-рятувальні формування у разі виникнення на підприємстві аварій та нещасних випадків.

Цей закон містить перелік необхідних заходів для збереження здоров'я працівника. Дотримання цих вимог з боку роботодавця та працівника забезпечують безпеку на виробництві. Саме тому охорона праці дуже важлива і містить величезне практичне значення.

5.2. Аналіз небезпечних і шкідливих факторів на людину при удосконаленні електроприводів

Шкідливий виробничий фактор - виробничий фактор, вплив якого на працівника може призвести до його захворювання.

Небезпечний виробничий фактор - виробничий фактор, вплив якого на працівника може призвести до його травми.

Під час роботи на людину можуть впливати один, або низка небезпечних та шкідливих виробничих факторів. Безпека того чи іншого технологічного процесу може бути визначена за їх кількістю і за ступенем небезпеки кожного з них зокрема. Безпека праці на виробництві визначається ступенем безпеки окремих технологічних процесів.

Небезпечні й шкідливі виробничі фактори стандартом ГОСТ 12.0.003-74 поділяються на фізичні, хімічні, біологічні й психофізіологічні. Останні за характером впливу на людину підрозділяються на фізичні й нервово-психічні перевантаження, а інші - на конкретні небезпечні й шкідливі виробничі фактори.

Хімічні небезпечні й шкідливі виробничі чинники поділяються на: токсичні, дратівливі, канцерогенні, мутагенні, що впливають на репродуктивну функцію.

Біологічні небезпечні й шкідливі виробничі чинники включають біологічні об'єкти: мікроорганізми (бактерії, віруси, гриби, найпростіші та інших.) і продукти з життєдіяльності.

Психофізичні небезпечні й шкідливі виробничі чинники характером дії поділяються на: фізичні перевантаження, нервово-психічні перевантаження. Нервово-психічні перевантаження це - розумова перенапруга, перенапруженість аналізаторів, монотонність праці, емоційні перевантаження.

При удосконаленні та модернізації електроприводів саме нервово-психічні перевантаження становлять основну низьку факторів.

На робочому місці людина може знаходитись під впливом таких факторів:

- шуми від працюючого комп'ютера;
- тривалий погляд на монітор;
- електромагнітне випромінювання;

перевантаження (статичні й динамічні) і нервово-психічні чинники (емоційні перевантаження, перенапруга аналізаторів, розумова перенапруга, монотонність праці).

Рівні небезпечних і шкідливих виробничих факторів не повинні перевищувати граничнодопустимих значень, встановлених у санітарних нормах, правилах і нормативно-технічній документації.

Тривале та систематичне знаходження працівника під впливом небезпечних та шкідливих факторів може призвести до появи професійних захворювань.

Професійні захворювання — захворювання, у розвитку яких переважну роль відіграють несприятливі умови праці — професійні шкідливості. Характер професійних захворювань визначається особливостями механізму

дії шкідливих виробничих факторів та їх поєднань на організм людини, а також сила і тривалість дії.

Розрізняють професійні хвороби від шкідливої дії:

- фізичних факторів — професійна туговухість, вібраційна хвороба, променева хвороба, кесонна хвороба, висотна хвороба тощо;
- хімічних речовин — гострі й хронічні отруєння;
- виробничого пилу — пневмоконіоз, бронхіт тощо;
- фізичного перенапруження і травматизації — неврити, бурсити та тощо;
- біологічних факторів — інфекційні та паразитарні захворювання).

Серед професійних хвороб відомі хвороби, у патогенезі яких провідну роль відіграє алергічний механізм. У виникненні професійних захворювань велику роль відіграє також зниження опірності організму.

Профілактика професійних хвороб полягає в систематичному поліпшенні умов праці та ліквідації шкідливо діючих факторів, зменшення їх дії до безпечного для здоров'я людини рівня тощо. З цією метою удосконалюють технологічні процеси, широко використовують санітарно-технічне обладнання, раціоналізують режим праці й відпочинку тощо. Вивченням патогенезу клінічних проявів і перебігу професійних хвороб, патогенетичним лікуванням, експертизою працездатності і реабілітацією захворілих займається професійна патологія — клінічна дисципліна, яка відокремилась від загальної патології [15].

5.3. Розрахунок освітленості виробничого приміщення

Використовується як природне, так і штучне освітлення приміщень. Природне освітлення характерне для світлого часу доби. При штучному

освітленні застосовуються відповідні освітлювальні установки штучного світла.

Виробниче освітлення характеризується кількісними та якісними показниками. До кількісних належать: світловий потік, сила світла, освітленість, яскравість, коефіцієнт відбиття [15].

Розрахунок його здійснюється по методу світлового потоку з урахуванням потоку, відбитого від стін і стелі.

Довжина $A = 20$ м, ширина $B = 10$ м, висота $H = 3,5$ м. Висота робочої поверхні $h_p = 0,8$ м. Для освітлення використовується світильник ЛД. Мінімальна освітленість для люмінесцентної лампи складає $E_{\min} = 200$ лк. Коефіцієнт відображення стелі $\rho_{\text{ст}} = 70\%$, стін $\rho_{\text{с}} = 50\%$, робочої поверхні $\rho_p = 10\%$. Напруга мережі 220 В.

Відстань від стелі до робочої поверхні:

$$H_0 = H - h_p, \text{ м} \quad (5.1)$$

$$H_0 = 3.5 - 0.8 = 2.7, \text{ м}$$

Відстань від стелі до світильника:

$$h_c = 0.2 \cdot H_0, \text{ м} \quad (5.2)$$

$$h_c = 0.2 \cdot 2.7 = 0.54, \text{ м}$$

Висота підвісу світильника над освітленою поверхнею:

$$h = H_0 - h_c, \text{ м} \quad (5.3)$$

$$h = 2.7 - 0.54 = 2.16, \text{ м}$$

Висота підвісу світильника над підлогою:

$$H_n = h + h_p, \text{ м} \quad (5.4)$$

$$H_n = 2.16 + 0.8 = 2.96, \text{ м}$$

Для досягнення найбільшої рівномірності освітлення приймаємо відношення $L/h = 1.5$

Відстань між центрами світильників:

$$L = 1.5h, \text{ м} \quad (5.5)$$

$$L = 1.5 \cdot 2.16 = 3.24, \text{ м}$$

Необхідна кількість світильників:

$$N = \frac{S}{L^2} \quad (5.6)$$

$$N = \frac{20 \cdot 10}{3.24^2} = 19.05$$

Приймаємо кількість світильників: 20 (4 ряди по 5 світильників).

Індекс приміщення:

$$i = \frac{(AB)}{(h(A+B))} \quad (5.7)$$

$$i = \frac{(20 \cdot 10)}{(2.16(20+10))} = 3.08$$

Коефіцієнт використання світлового потоку $\eta = 0,65$.

Світловий потік однієї лампи:

$$\Phi = \frac{E_{\min} \cdot S \cdot K_3 \cdot Z}{N \cdot \eta \cdot n} \quad (5.8)$$

$$\Phi = \frac{200 \cdot 200 \cdot 1.5 \cdot 1.1}{20 \cdot 0.65 \cdot 2} = 2538 \text{ лм}$$

Вибираємо лампу, що має світловий потік 3000 лм: ЛХБ з потужністю 40Вт.

Фактична освітленість:

$$E_{\phi} = \frac{E_{\min} \cdot \Phi_{\text{л}}}{\Phi_{\text{л}}}, \text{ лк} \quad (5.9)$$

$$E_{\phi} = \frac{200 \cdot 3000}{2538} = 236 \text{ лк}$$

Загальна потужність:

$$P_{\text{общ}} = P_{\text{л}} N_n, \text{ кВт} \quad (5.10)$$

$$P_{\text{общ}} = 40 \cdot 20 \cdot 2 = 1600 \text{ Вт}$$

Отже для оптимальної роботи в приміщенні необхідно встановити 4 ряди по 5 світильників типу ЛД з двома люмінесцентними лампами ЛХБ 40. Загальна потужність усіх світильників складає 1,6 кВт.

5.4. Заходи щодо техніки безпеки при роботі з ЕОМ

Оновне навантаження при роботі за комп'ютером припадає на очі. Їх стомлюваність залежить не тільки від якості зображення на екрані, але і від загальної освітленості приміщення. Згідно гігієнічним нормам освітленість на поверхні стола і клавіатурі повинна бути не менше 300 люкс, а вертикальна освітленість екрана - всього 100-250 люкс. Дослідження фізіологів і гігієністів переконливо довели, що і напівтемрява, і занадто висока освітленість екрана

призводять до швидкого зорового стомлення. Розміщувати комп'ютер рекомендується так, щоб світло (природний або штучний) падав збоку, краще зліва, це позбавить вас від заважають тіней і допоможе знизити освітленість екрана. Як джерела освітлення рекомендується застосовувати люмінесцентні лампи типу ЛБ зі світильниками серії ЛПО36 з зеркалізованими решітками. Лампи розжарювання краще використовувати для місцевого освітлення зони робочого документа (клавіатури, книги, зошити). Люстра у вашій робочій кімнаті повина мати закриті знизу світильники, так щоб на екран монітора падав неухважно-відображене світло. Настільна лампа, навпаки, повинна мати щільний, непросвечивающий абажур, спрямовує світло прямо в зону робочого документа. При роботі з ЕОМ і необхідно:

1. Суворо дотримуватись положень інструкції з експлуатації апаратури.
2. Уважно стежити за справністю блоків і пристроїв.
3. Вимикати комп'ютер після того, коли обробка поточної інформації завершена і вміст оперативної пам'яті занесений на магнітні носії.
5. Не працювати при поганому освітленні та високому рівні шуму.
6. Знаходитись перед екраном монітора на відстані не ближче 50-60 см.
7. Працюючи з дисками, обережати їх від дії магнітного поля, тепла, ударів.
8. В разі потреби надавати першу медичну допомогу, вміти користуватись вогнегасником, знати шляхи екстреної евакуації.

Користувачу забороняється:

1. Торкатися до проводів живлення, з'єднувальних кабелів, тильної сторони монітора.
2. Порушувати порядок вимкнення та ввімкнення апаратних блоків, намагаючись самотійно усунути неполадки в роботі, що виникли.
3. Працювати на несправному обладнанні.
4. Працювати у вологому одязі або вологими руками.
5. Класти на апаратуру сторонні речі.

РОЗДІЛ 6

ОХОРОНА НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА

6.1 Теоретичні положення

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

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

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

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

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

Закон України «Про охорону навколишнього природного середовища» був прийнятий 26.06.91 р. і протягом останніх сімнадцятих років систематично доповнювався й удосконалювався. Крім загальних норм і правил використання природного середовища, даний закон передбачає економічні заходи, які спрямовані на організацію раціонального природокористування і захист навколишнього природного середовища. У Законі також обговорені питання екологічної безпеки визначені природні об'єкти, що підлягають особливій охороні.

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

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

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

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

6.2. Забруднення навколишнього середовища

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

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

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

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

Наслідками накопичення глобальних забруднювачів в атмосфері є:

- парниковий ефект;

- руйнування озонового шару;
- кислотні опади.

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

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

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

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

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

комп'ютерів та оргтехніки. Справедливості заради потрібно відзначити, що ці заводи не є власністю держав.

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

6.3 Заходи, по утилізації ЕОМ

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

Іншими словами, списувати і утилізувати дане обладнання можна тільки через 10 років. Однак ми знаємо, що персональна техніка морально застаріває набагато раніше. Це пов'язано зі стрімким розвитком електроніки і програмного забезпечення. У такому випадку юридична особа повинна звернутися до спеціалізованих підприємств, які займаються ремонтом та обслуговуванням персональної техніки для проведення технічної експертизи обладнання з отриманням висновку про те, що персональна техніка морально

застаріла, знята з виробництва, ремонтна база відсутня, підлягає списанню та утилізації в установленому порядку . Тільки після цього необхідно укласти договір з підприємством, яке займається роботою з відходами.

Як нам відомо, персональний комп'ютер містить всі види відходів. В даному випадку обладнання, яке містить дорогоцінні метали, кольорові, чорні метали, полімери, здаються на підприємства, які мають ліцензію на роботу з дорогоцінними металами. Ці підприємства - переробники дорогоцінних металів, в свою чергу, укладають договори з підприємствами, що мають інші ліцензії і таким чином персональна техніка розбирається і утилізується згідно із законодавством.

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

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

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

Потім видаляються всі великі пластикові частини. У більшості випадків ця операція також здійснюється вручну. Пластик сортується в

залежності від типу і подрібнюється для того, щоб надалі його можна було використовувати повторно. Решта після розбирання частини відправляють у великій подрібнювач-шредер, і всі подальші операції автоматизовані. Багато в чому технології переробки запозичені з гірничої справи - приблизно таким же способом витягують цінні метали з породи.

Подрібнені в гранули залишки комп'ютерів піддаються сортуванню. Спочатку за допомогою магнітів витягуються всі залізні частини. Потім приступають до виділення кольорових металів, яких в ПК значно більше. Алюміній добувають з брухту допомогою електролізу. В сухому залишку виходить суміш пластика і міді. Мідь виділяють способом флотації - гранули поміщають в спеціальну рідину, пластик спливає, а мідь залишається на дні. Сама ця рідина не отруйна, проте, робітники на заводі використовують захист органів дихання - щоб не вдихати пил.

6.4 Заходи, щодо зниження забруднення навколишнього середовища

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

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

ВИСНОВКИ

Сутність розв'язаної задачі, якій присвячена магістерська робота полягає в створенні методики синтезу адаптивного регулятора для комплектних електроприводів змінного струму.

1. В результаті проведених теоретичних досліджень розв'язана актуальна задача, яка полягає в підвищенні якості роботи системи керування електроприводу змінного струму за рахунок впровадження адаптивного регулятора.

2. Обґрунтована і вдосконалена методика синтезу адаптивного регулятора, який пристосовується до зміни структурованих параметрів об'єкта керування та зовнішніх збурень.

3. Проведено математичне моделювання перехідних процесів, що відбуваються в системі керування комплектного електропривода з адаптивним регулятором.

Встановлено, що час перехідного процесу та перерегулювання на порядок менше у порівнянні зі звичайною системою керування.

4. Результати проведених досліджень системи керування комплектного електропривода з адаптивним регулятором впроваджені в учбовий процес кафедри автоматики Національного університету кораблебудування.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Чернов Е.А. Комплектные электроприводы станков с ЧПУ. Справочное пособие Горький. Волго-Вятское из-во, 1989, 320с.
2. Белов, М.П. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов / М. П. Белов, В. А. Новиков, Н. Л. Рассудов; учебник для студ. высш. учеб. заведений. – 3-е изд., испр. – М. : Издательский центр "Академия", 2007. – 576 с.
3. Баскаков А. Я., Туленков Н. В. Методология научного исследования: учеб. пособие. – Киев, 2004. – 216 с.
4. Петров Ю. И. Методологические вопросы анализа научного знания. – М.: высшая школа, 1977. – 224 с.
5. Черных И. В. Моделирование электротехнических устройств в Matlab, SimPowerSystems и Simulink. – М.: ДМК Пресс; СПб.; Питер, 2008. – 288 с.: ил.
6. Галлагер Р., Метод конечных элементов. Основы: пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 428 с., ил.
7. Герман-Галкин, С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB6.0 / С.Г. Герман-Галкин. – СПб.: Корона принт, 2001. – 320с.
8. Hairer, Ernst; Nørsett, Syvert Paul; Wanner, Gerhard (2008), Solving ordinary differential equations I: Nonstiff problems, Berlin, New York: Springer-Verlag.
9. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування: Підручник. – К.: Либідь, 2007. – 656 с.
10. Краснодубец Л. А. Аналитическое конструирование адаптивных регуляторов на основе концепций обратных задач динамики и локальной оптимизации / Л. А. Краснодубец // Вестник СевНТУ. Автоматизация

процессов и управление: сб. науч. тр. — Севастополь, 2010. — Вып. 108 — С. 5-9.

11. Применение новых адаптивных регуляторов в системах стабилизации скорости двигателей постоянного тока Л. А. Краснодубец // Вестник СевНТУ. Автоматизация процессов и управление: сб. науч. тр. — Севастополь, 2010. — Вып. 108 — С. 213-217.

12. Герман-Галкин С.Г. Matlab&Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК / С.Г. Герман-Галкин. — СПб.: КОРОНА-Век, 2008. — 368 с.

13. Krzysztof Szabat and Teresa Orłowska-Kowalska. Adaptive control of the electrical drivers with the elastic coupling using Kalman filter. // Wroclaw University of Technology. Poland. 2009 372 pages.

14. Хлыпало Е.И. Нелинейные корректирующие устройства в автоматических системах Энергия, 1973 341с.

15. Керб Л. П., Основи охорони праці: Навч. посібник. — К.: КНЕУ, 2003. — 215 с.

16. Охрана окружающей среды: Учеб. для техн. спец. вузов / С. В. Белов, Ф. А. Барбинов, А. Ф. Козьяков [и др.]; под ред. С. В. Белова. 2-е изд., испр. и доп. — М.: Высш. шк., 1991. — 319 с: ил.

17. Михайлюк В.О., Ізотов В.І., Штейн П.В. Методичні вказівки до виконання розділу з питань безпеки життєдіяльності та цивільної оборони у дипломних роботах (проектах) студентів. — Миколаїв: НУК, 2008. — 49 ст.

18.Бездатчиковийкомплектний електропривод / Кисіль А.В., Савченко О.В., Гараєв К. Р., Фоменко Л. А // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції молодих вчених «Автоматика та електротехніка». —Миколаїв: НУК, 2019. — С. 59–62.

19.Стенд для магістерських досліджень з електроприводів / Фоменко Л.А., Гараєв К.Р., Бондар В.С., Беяшкін М.С., Лопухов О.О.// Матеріали науково-технічної конференції молодих вчених «Автоматика та електротехніка». —Миколаїв: НУК, 2020. — С. 15–17.

Адаптивні регулятори в комплектних електроприводах

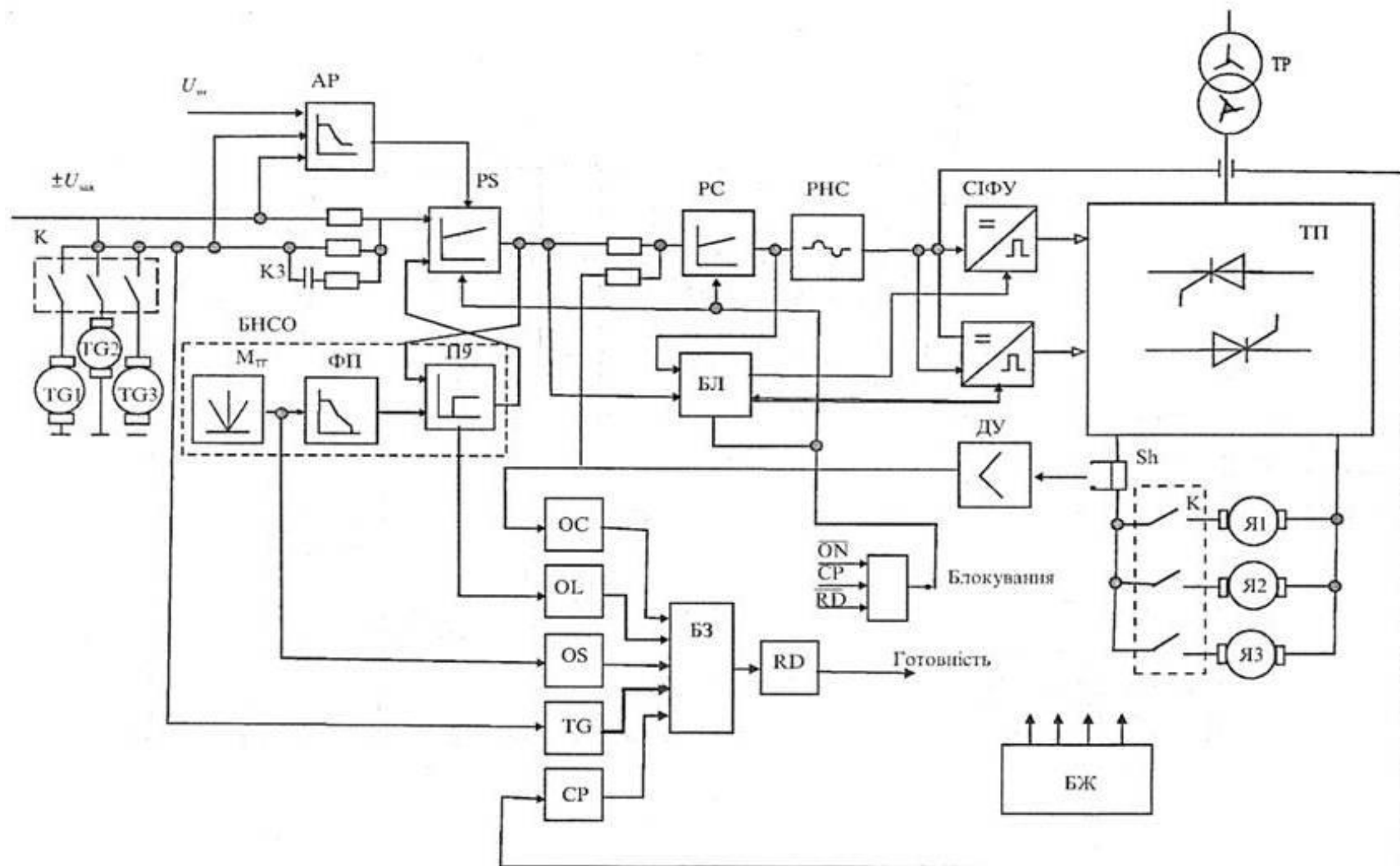
Студент магістратури: Старуш Антон

Науковий керівник: к.е.н., доцент Майборода О.В.

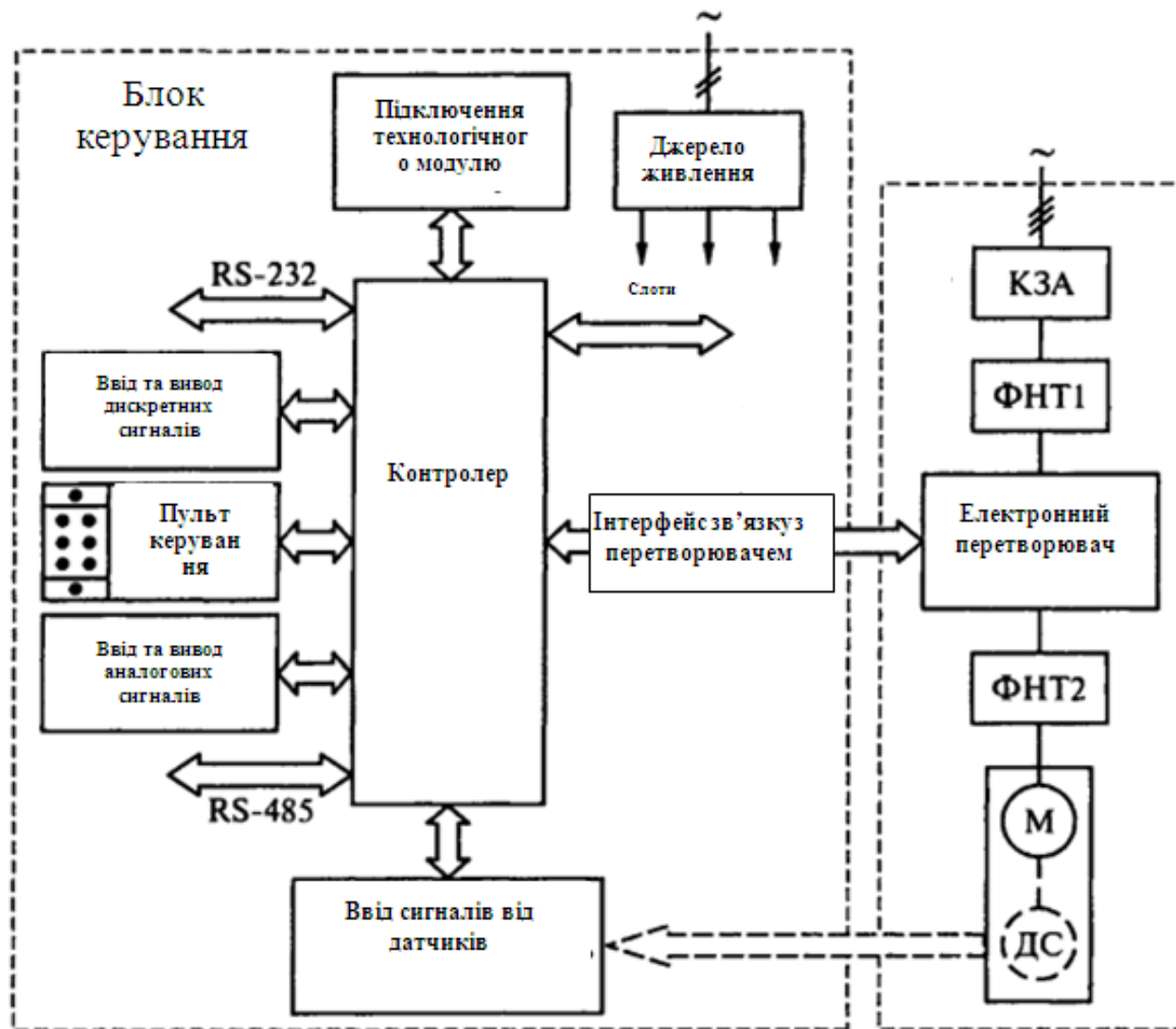
Мета і завдання дослідження. На основі існуючих теоретичних досліджень розробити комплектний електропривод з адаптивним принципом керування.

Для досягнення цієї мети необхідно вирішити наступні задачі:

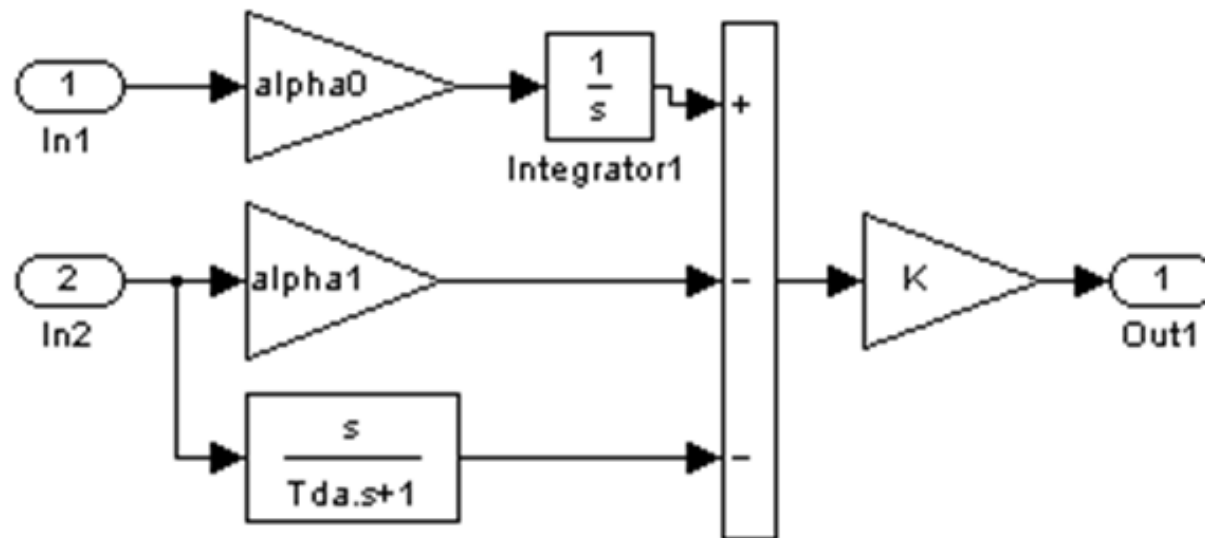
1. Скласти математичну модель адаптивного регулятора в системі автоматичного керування;
2. Провести теоретичні дослідження, щодо поведінки КЕП з різними законами регулювання.
3. Довести доцільність використання регулятора та впровадити отримані результати в учбовий процес



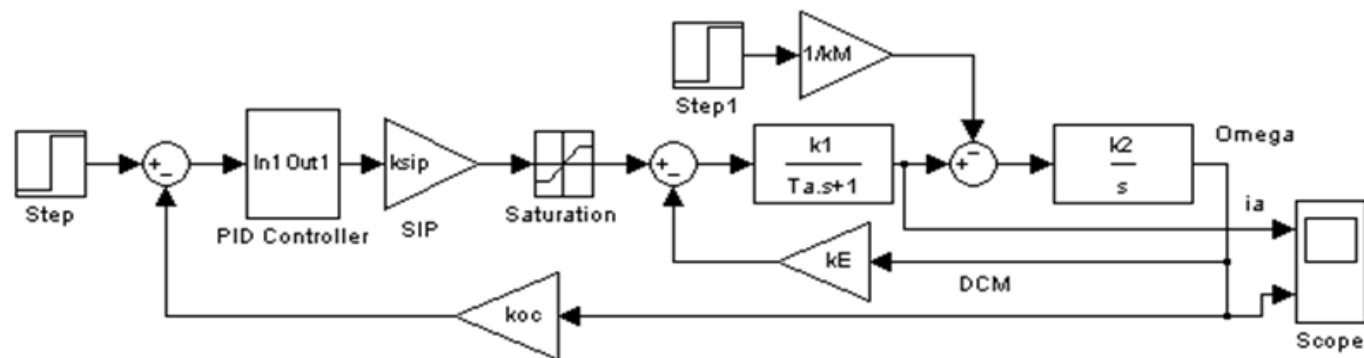
Функціональна схема приводу КЕМЕК



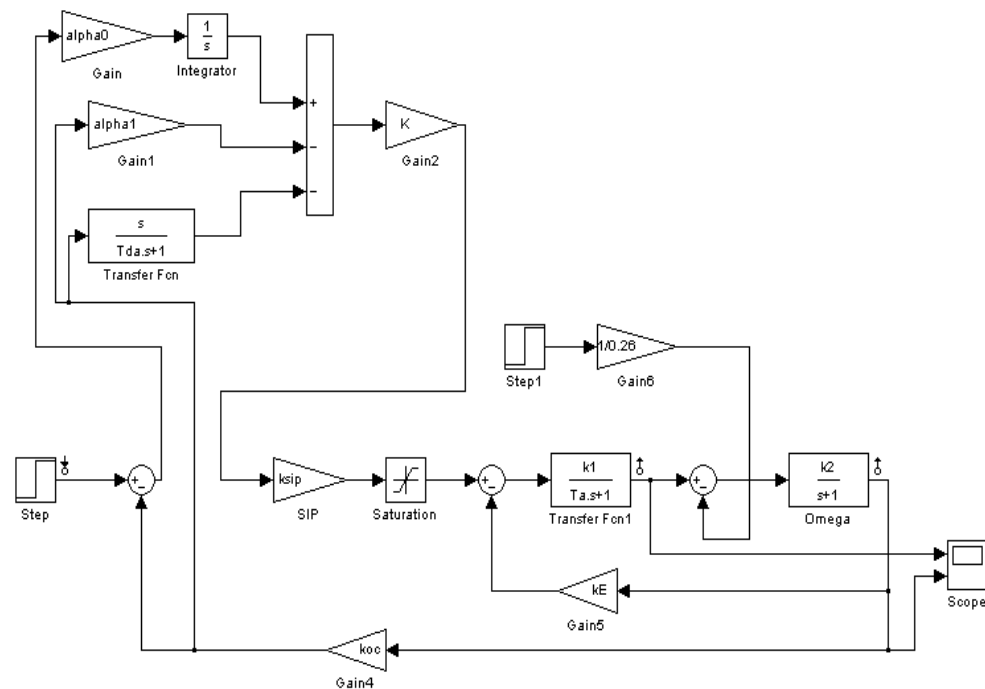
Функціональна схема сучасного КЕП:



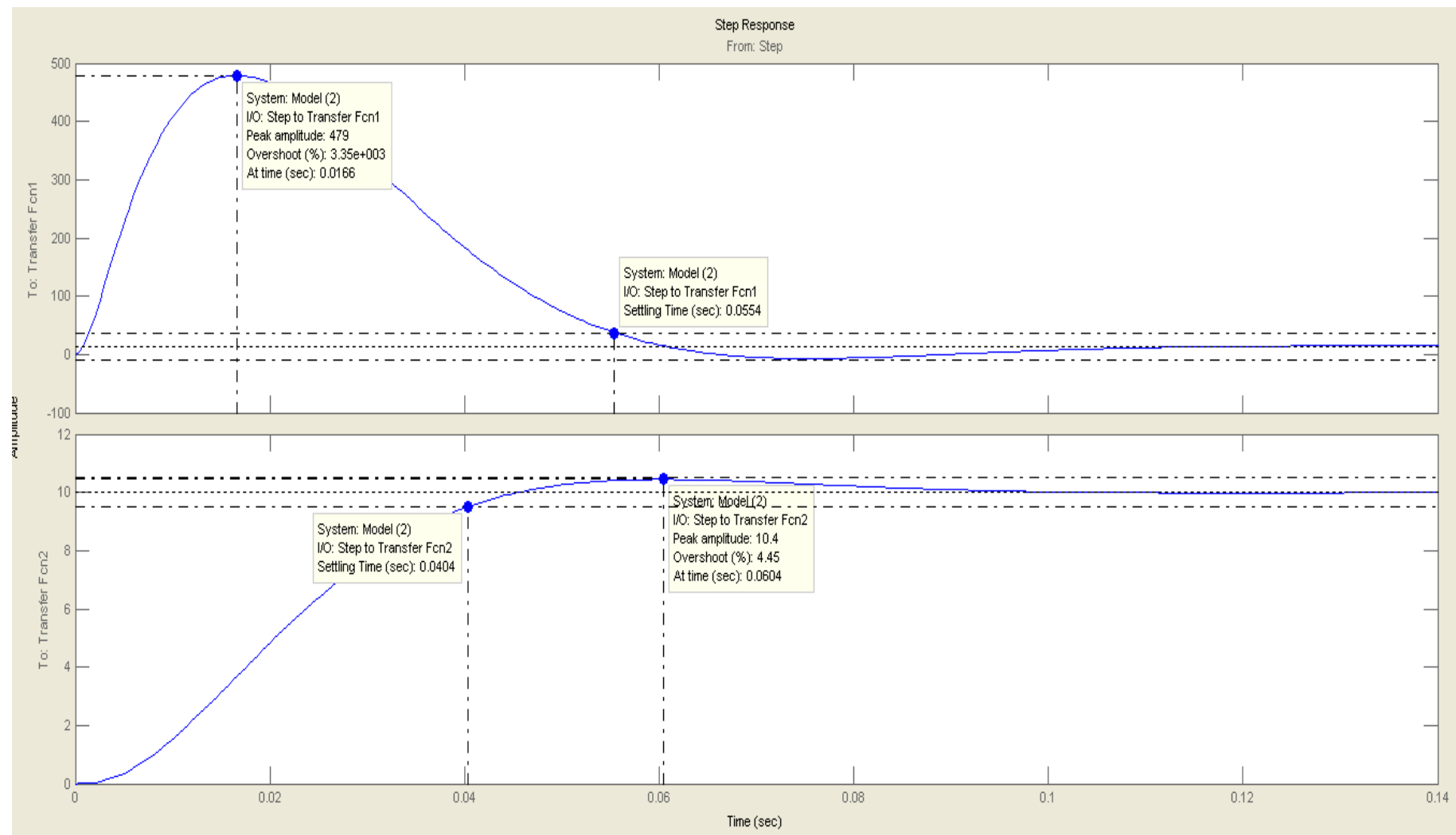
Структурна схема адаптивного регулятора



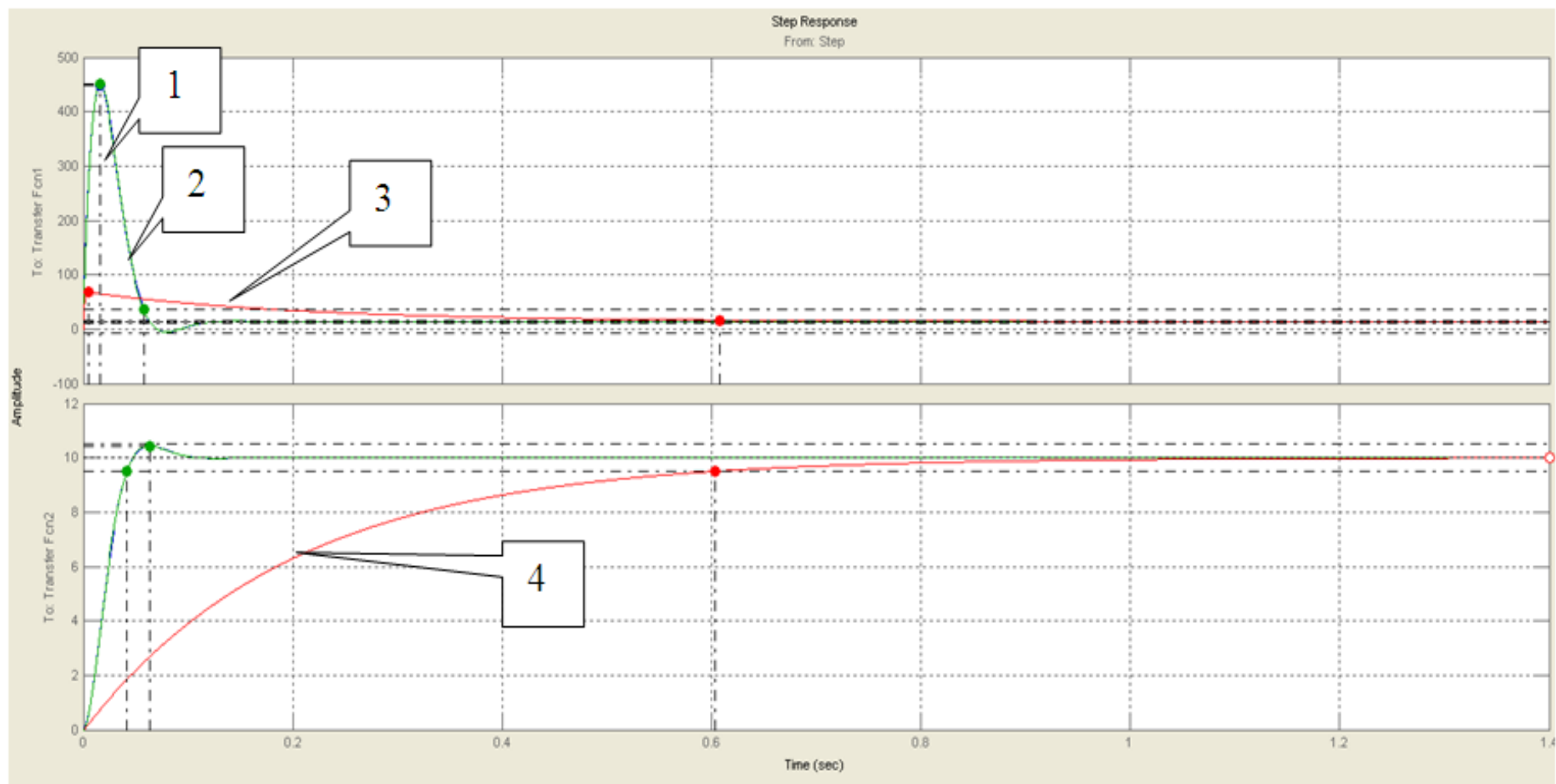
Структурна схема з ПД - регулятором



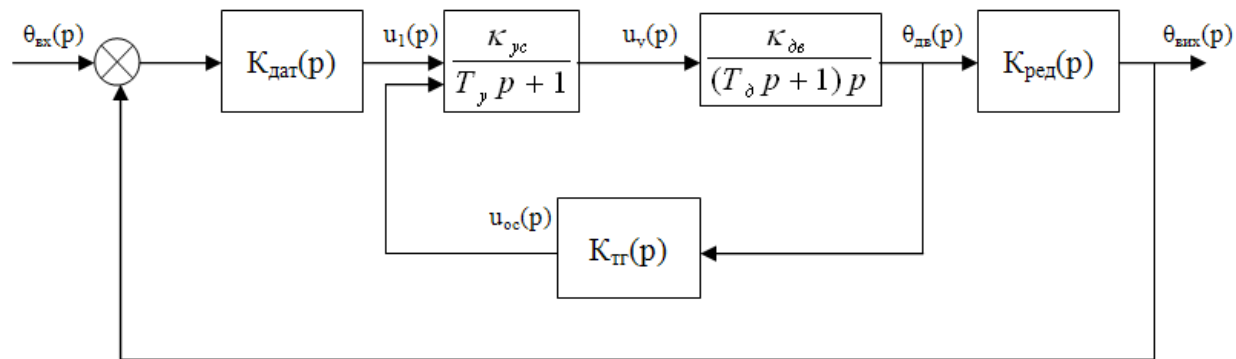
Структурна схема електроприводу з адаптивним регулятором



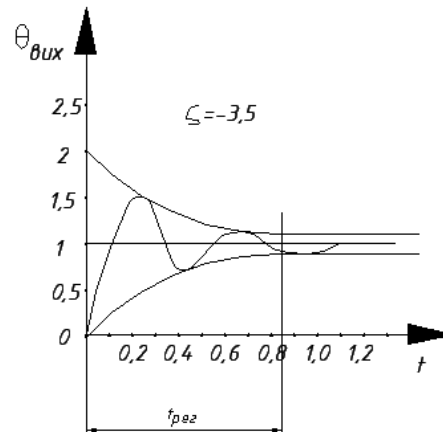
Перехідні характеристики системи з ПД-регулятором



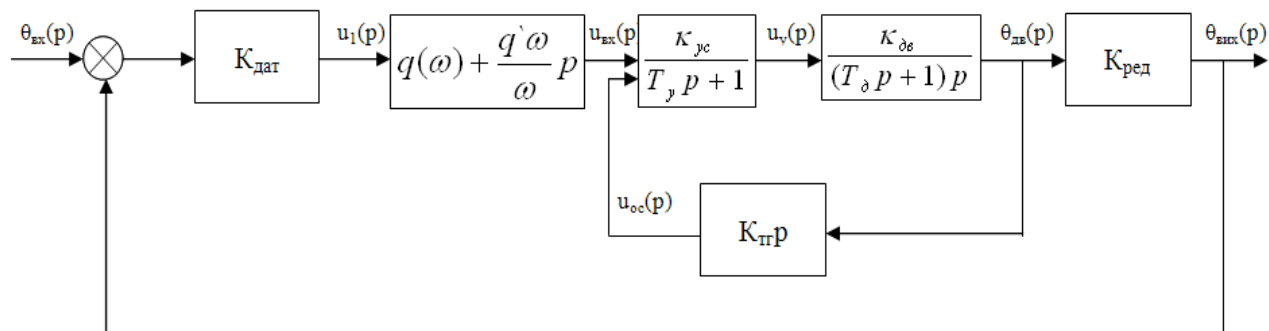
Перехідні характеристики системи з АР



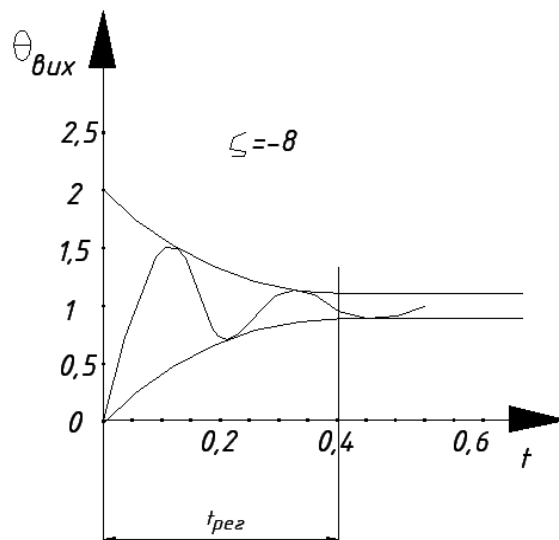
Система з лінійним зворотним зв'язком за швидкістю.



Перехідна характеристика системи з лінійним зворотним зв'язком за швидкістю.



Система з лінійним і нелінійним коригувальним пристроєм



Перехідна характеристика системи з лінійним та нелінійним коригувальним пристроєм

ВИСНОВКИ

Сутність розв'язаної задачі, якій присвячена магістерська робота полягає в створенні методики синтезу адаптивного регулятора для комплектних електроприводів змінного струму.

1. В результаті проведених теоретичних досліджень розв'язана актуальна задача, яка полягає в підвищенні якості роботи системи керування електроприводу змінного струму за рахунок впровадження адаптивного регулятора.

2. Обґрунтована і вдосконалена методика синтезу адаптивного регулятора, який пристосовується до зміни структурованих параметрів об'єкта керування та зовнішніх збурень.

3. Проведено математичне моделювання перехідних процесів, що відбуваються в системі керування комплектного електропривода з адаптивним регулятором.

Встановлено, що час перехідного процесу та перерегулювання на порядок менше у порівнянні зі звичайною системою керування.

4. Результати проведених досліджень системи керування комплектного електропривода з адаптивним регулятором впроваджені в учбовий процес кафедри автоматики Національного університету кораблебудування.