

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»

А. П. Мовчан, О. В. Степанець

АДАПТИВНІ ТА ПАРАМЕТРИЧНО-ОПТИМАЛЬНІ СИСТЕМИ
УПРАВЛІННЯ

Навчальний посібник

2011

Мовчан А.П.

Навчальний посібник: Адаптивні та параметрично-оптимальні системи управління. Навч. посіб. / Мовчан А.П., Степанець О.В. — К.: НТУУ «КПІ», 2011. — 108 с.

Розглянуті сучасні підходи до синтезу та налаштування систем автоматичного керування, у тому числі з автоналаштуванням і адаптивними властивостями. Головну увагу приділено методам та практичним розробкам систем адаптивного та оптимального керування теплоенергетичними процесами.

Для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за напрямом «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології». Також може бути корисним для інженерно-технічних працівників відповідних спеціальностей.

ЗМІСТ

Вступ	5
1 Автоматичне налаштування систем керування	6
1.1 Об'єкти керування зі змінними параметрами	6
1.1.1 Область зміни параметрів промислових об'єктів	6
1.1.2 Теплоенергетичні об'єкти зі змінними параметрами	9
1.1.3 Абсорбер як квазістаціонарний об'єкт регулювання	15
1.2 Системи з адаптивними властивостями.....	15
1.2.1 Визначення систем управління з адаптивними властивостями.....	15
1.2.2 Класифікація адаптивних систем управління.....	16
1.3 Контрольні питання до розділу.....	29
2 Системи адаптивного керування	30
2.1 Адаптивний ПД-регулятор.....	30
2.1.1 Теоретичні основи методу адаптації.....	30
2.1.2 Алгоритм адаптивного ПД-регулятора	33
2.1.3 Робота алгоритму.....	35
2.2 Система автоматичного регулювання з внутрішньою моделлю.....	38
2.2.1 Базова структура АСР з внутрішньою моделлю	38
2.2.2 Структура та алгоритм налаштування адаптивної системи.....	43
2.2.3 Використання адаптивної системи керування для об'єкта першого порядку із запізненням	44
2.3 Каскадна САР з регулятором змінної структури	51
2.3.1 Опис каскадної АСР	51
2.3.2 Реалізація адаптивного режиму роботи.....	54
2.3.3 Модифікація адаптивної АСР для підвищення швидкодії.....	58
2.4 Параметрично-адаптивна САР з аперіодичним регулятором.....	63
2.4.1 Основи методу.....	63

2.4.2	Процедура ідентифікації об'єкта методом РНМК	67
2.4.3	Алгоритм РНМК	70
2.5	Контрольні питання до розділу	71
3	Системи параметричної оптимізації	72
3.1	Критерії оптимізації	72
3.2	Оптимальний параметричний синтез САР з випереджувачем	73
3.2.1	Складність керування об'єктами із запізненням	73
3.2.2	Спеціальні структури регуляторів для керування процесами з великими запізненнями	75
3.2.3	Постановка задачі оптимального параметричного синтезу	82
3.2.4	Приклади роботи САР	86
3.3	ОПС комбінованих САР з використанням генетичних алгоритмів	89
3.3.1	Особливості генетичних алгоритмів	89
3.3.2	Опис комбінованих САР	91
3.3.3	Опис структурної схеми ОПС комбінованої САР	97
3.3.4	Математична постановка задачі оптимального параметричного синтезу комбінованої САР	102
3.3.5	Робота оптимального параметричного синтезу комбінованої САР	102
3.3	Контрольні питання до розділу	105
	Список використаної та рекомендованої літератури	106

ВСТУП

Керування технологічним процесом заключається у автоматичному підтримуванні станів механічного, хімічного або електричного процесу на вказаних рівнях та протидії різним збуренням, що викликані зовнішніми силами. Процес може бути фактично будь-яким набором об'єктів або матеріалів з характеристиками, що вимірюються та піддаються змінам. Стани процесу визначаються в термінах неперервних змінних процесу, таких як витрати, температури та тиски, що можуть змінюватися в будь-який час. Звичні регулятори не завжди можуть ефективно протидіяти координатним або параметричним збуренням технологічного процесу, їх налаштування потребує високої кваліфікації персоналу.

Адаптивні та параметрично оптимальні регулятори покликані нівелювати ці недоліки. Часто вони можуть усувати похибки швидше та з меншими відхиленнями, що дозволяє процесу регулюватися ближче до його обмежень, де ефективність найвища. Вони можуть обирати режими роботи та власні налаштування автоматично, без втручання людини.

В роботі представлено кілька підходів до специфічної техніки управління процесами, зокрема використання систем зі змінною структурою, ідентифікацією параметрів об'єкту керування та подальшою оптимізацією, генетичними алгоритмами пошуку глобального екстремуму критеріїв якості, прогнозуючими ланками у складі регулятора тощо. Хоча кожен регулятор процесу являється «адаптивним» в тому сенсі, що він змінює свій вихід у відповідь на зміну похибки, справжній адаптивний контролер налаштовує не тільки свій вихід, але також й основну стратегію керування. Він може налаштовувати власні параметри або інакше модифікувати власний закон керування, щоб підлаштуватися під зміни в поведінці процесу.

1 АВТОМАТИЧНЕ НАЛАШТУВАННЯ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ

1.1 Об'єкти керування зі змінними параметрами

1.1.1 Область зміни параметрів промислових об'єктів

Висока швидкість технологічних процесів, наявність великої кількості збурень, обумовлених взаємодією окремих частин виробничого процесу й зміною зовнішніх умов, залежність режимів роботи устаткування від часу викликає необхідність створення високоякісних систем автоматичного управління.

Ефективність виробничого процесу безпосередньо залежить від роботи систем керування. У деяких випадках нові агрегати в принципі не можуть функціонувати без високоякісних систем автоматичного управління (САУ). Алгоритми функціонування систем керування, отримані на стадії проектування по математичній моделі об'єкта, в значній мірі відрізняються від дійсно оптимальних алгоритмів, особливо в частині чисельних значень їхніх параметрів настроювання. Це пояснюється, насамперед, недосконалістю апріорної моделі об'єкта. Широкий діапазон зміни динамічних властивостей, неповнота апріорної інформації про умови роботи системи приводять до того, що спроектовані оптимальні САУ можуть стати непрацездатними або будуть мати низькі показники якості.

У найбільш відповідальних автоматичних системах регулювання (АСР) основна частка втрат і витрат пов'язана з низькою якістю регулювання й відключеннями внаслідок зміни параметрів. Втрати, викликані невисокою якістю, часто перевищують втрати від недостатньої надійності.

Існує безліч важливих об'єктів і процесів практично у всіх галузях науки й техніки, промисловості, що відрізняється тим, що статичні й динамічні властивості об'єктів і процесів цієї безлічі змінюються неконтрольованим чином, а апіорні відомості про ці зміни й про самі фізичні, математичні й розрахункові моделі "об'єкт - зовнішнє середовище" лише деякою мірою відповідає дійсності. У цих випадках практичний результат управління не відповідає розрахунковому або ж є зовсім непридатним, і виникає потреба в методах управління, що враховують наявність апіорної й поточної невизначеності. При цьому адаптивні методи й відповідні технічні засоби повинні гарантувати бажану якість процесу управління й інваріантність регульованих змінних, критеріїв якості або інших характеристик системи керування до об'єктивно існуючих неконтрольованих змін статичних і динамічних властивостей об'єкта й впливів зовнішнього середовища при апіорній невизначеності розрахункової моделі "об'єкт - зовнішнє середовище".

Розглянемо ряд прикладів з різних областей техніки, що ілюструють деякі важливі в аспекті адаптації особливості управляючих об'єктів і процесів, що характеризуються апіорною й поточною невизначеністю інформації про них.

Дослідниками розглянуто[1] питання про найбільш імовірну область знаходження й зміни параметрів промислових об'єктів.

У більшості випадків промислові об'єкти управління можуть бути описані моделлю виду:

$$W_0(p) = \frac{k_0}{T_0 p + 1} \cdot e^{-\tau p} \quad (1.1)$$

або

$$W_0(p) = \frac{k_0}{(T_0 p + 1)^m} = \frac{k_0}{\left(\frac{\tau p}{m} + 1\right)^m}, \text{ при } m \rightarrow \infty, \frac{\tau}{T_0} \leq 1, \quad (1.2)$$

де k_0 — коефіцієнт передачі; Te — постійна часу; τ — запізнювання.

Виходячи з опису промислових об'єктів виразом (1.1), на площині T_0 , τ/T_0 нанесені області зміни параметрів найпоширеніших об'єктів управління (рисунок 1.1).

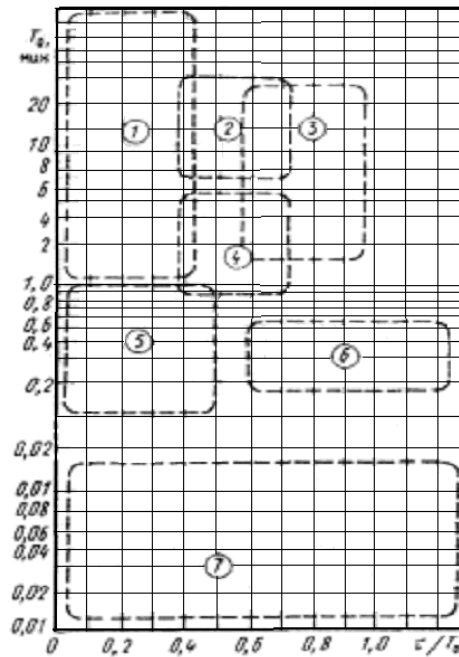


Рисунок 1.1 Орієнтовні області зміни параметрів об'єктів з моделлю по (1.1).

Області на рисунку відповідають:

1— температура нагрівальних печей, котлів, хімічних й інших реакторів, теплообмінників, дизелів тепловозів;

2- вологість сипучих матеріалів в агломераційних машинах, агрегатах збагачення руд, вугілля й ін.;

3— концентрація, зміна складу речовин у різних реакторах хімічної й мікробіологічної промисловості, агрегатах криогенної технології;

4- рівень продуктів у дозаторах, різних печах, реакторах, котлах, збірних пристроях, інших ємностях, частота обертання колінчатого вала дизельних двигунів і т.п.;

5- тиск, розрідження, напір, витрата стосовно до газоподібних речовин (природний газ, повітря, кисень, інші газоподібні речовини вироблені в хімічній промисловості);

6- транспортним запізнюванням, конвеєрні лінії агломераційних машин, завантажувальних пристроїв доменних печей, дробильних агрегатів збагачувальної промисловості й т.п.;

7- об'єкти зі швидким протіканням процесів, наприклад агрегати прокатних станів гарячої й холодної прокатки, газотурбінні установки, струм і напруга генератора в системі дизель-генератор тепловоза.

Розглядаються об'єкти управління із самовирівнюванням, які становлять більшу частину промислових об'єктів.

Опис об'єктів передатною функцією (1.1) широко використовується при аналізі динамічних властивостей контурів управління з регуляторами різних типів, однак прийняте в більшості випадків припущення про те, що параметри об'єкта управління в процесі експлуатації не міняються, у ряді випадків не виконується. Наприклад, нестационарність параметрів прокатного стана залежить від зношування валків, зміни їхнього профілю й ін.; у хімічних реакторах - від зміни активності каталізатора й т.д.

1.1.2 Теплоенергетичні об'єкти зі змінними параметрами

Зі збільшенням питомої ваги великих енергоблоків в енергетичних системах підвищується їх роль у регулюванні передаваних потужностей. Навантаження енергетичних установок може змінюватися в широких межах. Так, на великих енергоблоках таким діапазоном являється зміна навантаження від номінальної до холостого ходу. Виникає необхідність автоматичної підтримки в цих умовах стійкого й економічного режиму роботи енергоустановок.

Зі зростанням одиничних потужностей енергоблоків і їхніх робочих параметрів об'єкти регулювання стають більш складними в динамічному відношенні. Як показує досвід експлуатації енергоблоків потужністю 200 й 300 МВт і спеціально проведені дослідження [2], окремі елементи котельних агрегатів змінюють свої динамічні характеристики залежно від навантаження й інших факторів. Дослідження системи автоматичного регулювання (САР) температури первинної пари при трьох навантаженнях прямого парогенератора П-56 (блок 200 МВт) докритичних параметрів пари ($p=140$ Па, $t=540^{\circ}\text{C}$ продуктивністю $D=640$ т/год) показали значні зміни параметрів об'єкта керування в залежності від режиму роботи. Для таких котлів при зниженні навантаження на 50% оптимальні параметри настроювання регулюючого приладу й диференціатора, що працюють за типовою схемою, змінюються: коефіцієнт підсилення регулятора K_p в 2,13 рази, час ізодрому T_i в 1,68 рази й постійна часу диференціатора T_d в 1,85 рази.

При регулюванні температури проміжного перегріву на котлі ПК-33-83СП блоку 200 МВт методом байпасування пари виявлена [2] різко виражена нелінійність динамічних характеристик перегрівника, що залежить від ступеня байпасування. Для оптимізації такого процесу регулювання деякі параметри регулятора залежно від ступеня байпасування повинні змінюватися в декілька разів.

Однак, не тільки енергоустановки великої потужності, що мають явно виражені нелінійні елементи, змінюють свої характеристики під дією зовнішніх або внутрішніх впливів. Деякі регульовані елементи котельних агрегатів середніх параметрів і малої потужності теж мають такі властивості.

Температура первинної пари парогенератора регулюється двома упорскуваннями. За допомогою першого регулюється температура пари за ширмами, за допомогою другого - температура пари за парогенератором.

Динамічні властивості зазначених ділянок визначаються головним чином акумуляцією тепла в стінках труб [3].

Коефіцієнт тепловіддачі на внутрішній поверхні труб значно залежить від витрати пари. Внаслідок цього значення коефіцієнтів моделі можуть бути виражені як функції парового навантаження. Коефіцієнти апроксимуючих лінійних моделей розглянутої регульованої ділянки змінюються залежно від навантаження в 5-6 разів (для різних парогенераторів).

Передаточна функція пароперегрівника має вигляд:

$$W_{III}(p) = \frac{k \cdot e^{-ps}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}, \left[\frac{r \cdot \text{рад}}{m / \text{час}} \right] \quad (1.3)$$

На рис. 1.2 представлені залежності T_1 й T_2 від навантаження. Важливим завданням є регулювання температури первинної пари в режимі пуску, зміни навантаження. Звичайно для цієї мети використовують пускові регулятори.

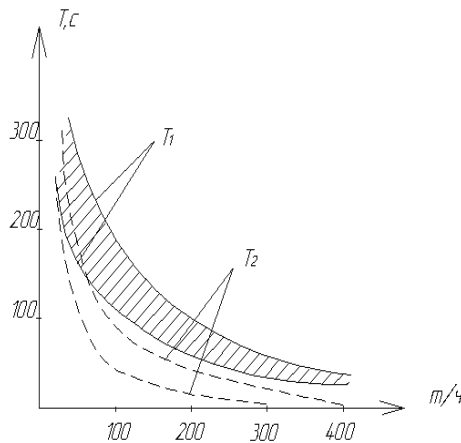


Рисунок 1.2 — Залежності T_1 й T_2 від завантаження

Енергоблок по каналу температура пари - витрата палива - приклад нелінійного об'єкта, для регулювання котрого варто застосовувати адаптивні САР [4].

Передатна функція енергоблоку потужністю 800 МВт при сталих значеннях витрати палива й води, отримана в результаті апроксимації

експериментальних усереднених кривих перехідного процесу кривими ланки чистого запізнювання й аперіодичної ланки першого порядку.

Для зазначеного енергоблоку математична модель по каналу температура пари за стельовим екраном T у проміжній точці тракту — витрата палива V_T для одного з навантажень має вигляд

$$W(p) = \frac{ke^{-\tau p}}{1 + Tp} \quad (1.4)$$

Для математичного опису динаміки технологічного процесу ТЕС у широкому діапазоні зміни навантажень передатні функції повинні бути визначені для кожного зі сталих навантажень. В остаточному підсумку рівняння (1.4) доповнюють сімейством графіків і таблиць, що враховують мінливість параметрів моделей динаміки залежно від навантаження об'єкта.

Дана модель динаміки (1.4) може бути доповнена таблицею значень k , τ , T і в широкому діапазоні зміни електричних навантажень N енергоблоку:

Таблиця 1.1 Значення параметрів (1.4) залежно від навантаження

N , МВт	k , %/°C	τ , с	T , с
400	6,4	45	290
600	1,75	25	126
800	1,46	20	120

При необхідності проста модель виду (1.4) може бути розгорнута в більш складну за рахунок більшої деталізації математичного опису процесів у котлі по додатковим експериментальним або розрахунковим даним.

Залежно від навантаження коефіцієнт передачі змінюється в 4 рази, запізнювання в 2,2 рази, постійна часу в 2,4 рази.

Одним з основних показників економічності ТЕС є коефіцієнт корисної дії (η) котлоагрегату [3]. Горіння оптимізується впливом на витрату повітря (співвідношення паливо-повітря α). При збільшенні подачі повітря зменшуються втрати з хімічним недопалом палива, до деякого рівня знижуються його втрати з механічним недопалом. Але при цьому збільшуються втрати з газами, що уходять, витрата енергії на привод механізмів тяги і дуття.

Оптимальне значення витрати загального повітря залежить від навантаження парогенератора, якості палива, присосів повітря в топкову камеру, розподіли повітря між пальниками, стану пальників.

Залежність $\eta = f(\alpha)$ для різних режимів і станів устаткування представлені на рисунку 1.3.

Зниження η праворуч від η_{opt} пояснюється збільшенням втрат тепла з газами, що уходять, збільшенням втрат на тягу й дуття. Зменшення η ліворуч обумовлене появою хімічного недопалу палива.

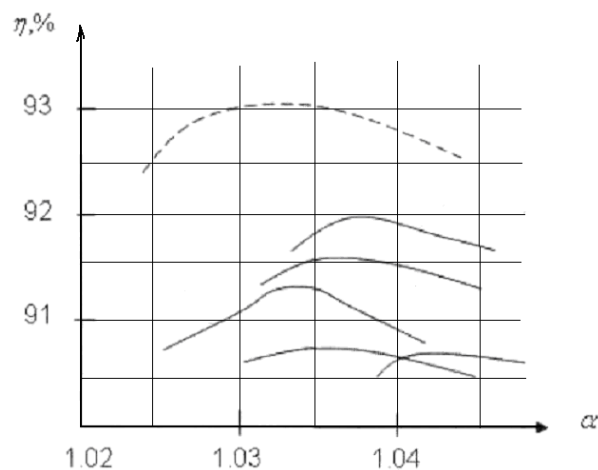


Рисунок 1.3 Залежність $\eta = f(\alpha)$ для різних режимів і станів устаткування.

η - комплексний параметр, що може бути знайдений по виразу

$$h(t_k) = \frac{Q_{ВВЛХ}(t_k)}{Q_T(t_k)}, \quad (1.5)$$

де t_k - дискретні моменти часу опитування датчиків; $Q_{ВВЛХ}(t_k)$ - загальний виробіток тепла; $Q_T(t_k)$ - тепло, що вноситься паливом.

Для систем автоматизації процесів тепlopостачання й теплоспоживання, зокрема в комунальних господарствах, розробляють і застосовують спеціалізовані контролери. До таким САР пред'являються вимоги високої надійності, простоти введення в дію, високої якості регулювання при зміні навантажень. Поточні й міжсезонні ремонти, властивості самих компонентів установок часто призводять до важливої зміни їх динамічних і статичних характеристик.

Установка кондиціонування повітря, що являє собою послідовно розташовані вентилятор, водяний калорифер, повітряний фільтр, має нелінійну залежність коефіцієнта передачі передавальної функції об'єкта [5] від положення регулюючого органу (клапана гарячої води на змішуючому вузлі). Коефіцієнт передачі – відношення зміни температури повітря на виході установки до зміни положення вентиля гарячої води – змінюється в 10 разів залежно від положення вентиля та швидкості руху повітря. Залежність наведена на рис. 1.3.

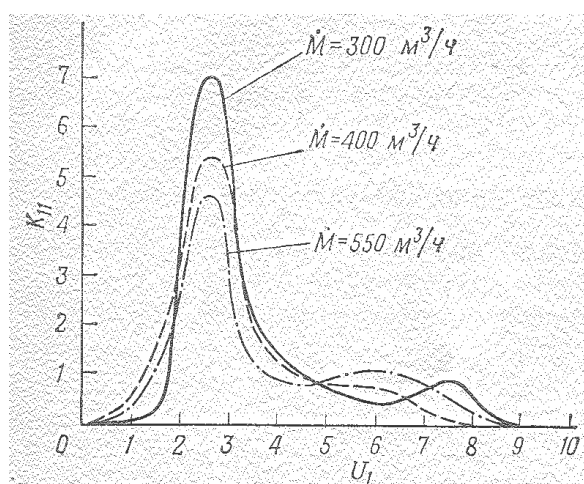


Рисунок 1.3 — Залежність коефіцієнта підсилення K_{11} повітронагрівача від положення вентиля гарячої води U_1 та витрати повітря M

1.1.3 Абсорбер як квазістаціонарний об'єкт регулювання

Абсорбція - один з розповсюджених у хімічній і нафтохімічній промисловості процесів масопередачі; її призначення - в добуванні необхідних компонентів, що втримуються у вихідному газовому потоці, за допомогою відповідних абсорбентів.

Передатні функції по каналах управління $W(p)$ й збурювання $V(p)$ промислових абсорбційних колон мають вигляд:

$$W(p) = \frac{k_1 \cdot e^{-\tau_1 p}}{(T_1 p + 1)}; \quad V(p) = \frac{k_2(\tau_2 p + 1)}{(T_2 p + 1)}, \quad (1.6)$$

де k_1, k_2 - коефіцієнти передачі, τ_1 - час запізнювання, T_1, T_2, τ_2 - постійні часу.

Параметри передатних функцій, що відповідають різним режимам абсорбційних колон, змінюються в 4- 8 разів. Як реакційні, так і масообмінні процеси в промислових умовах піддаються впливу істотних зовнішніх збурювань і значних параметричних впливів. При описаних вище змінах параметрів абсорберів у широких межах класичні системи регулювання, побудовані з використанням звичайних лінійних П-, ПІ-, ПІД - регуляторів, не можуть забезпечувати задані високі вимоги до якості процесу управління, а в деяких випадках - взагалі стійке регулювання їхніх режимів.

1.2 Системи з адаптивними властивостями

1.2.1 Визначення систем управління з адаптивними властивостями

Відомий ряд термінів, які були запропоновані для визначення систем, що пристосовуються до умов, які змінюються. Серед них такі як «управління з навчанням», «самооптимізація», «самоорганізація» [6], [7], [8].

Найбільш вдалим варто вважати термін адаптивне управління.

Автоматичні системи, у яких параметри, структура системи або керуючі впливи автоматично змінюються на основі поточної інформації з метою досягнення оптимального в якомусь сенсі стану системи при початковій невизначеності її умов, що змінюються, називаються адаптивними.

Існують й інші визначення. Наприклад, у роботі [9] сказано, що адаптивна система - така система, що забезпечує в темпі реального процесу зменшення апріорних невизначеностей, що приводить до ефективного управління ходом процесу. У визначенні використовується поняття «ефективне управління» замість оптимальне, у зв'язку з тим, що в більшості випадків строга оптимальність недосяжна.

Різниця між класичними регуляторами зі зворотнім зв'язком та адаптивними регуляторами в тому, що класичні використовують принцип зворотного зв'язку для компенсації невідомих збурень та станів об'єкта. Зворотний зв'язок фіксований та підсилює або якимось чином змінює похибку $e = y_3 - y$ (y_3 — задане значення вихідної величини об'єкта y). Такий підхід у всіх ситуаціях. Основа адаптивної системи — зміна підходу до обробки похибки регулювання, тобто адаптація закону керування до невідомих умов та розширення області реальних випадків, коли може бути досягнуте високоякісне керування. Адаптацію можна розглядати як зворотній зв'язок високого рівня, де параметри регулятора змінюються в залежності від особливостей поведінки об'єкта.

1.2.2 Класифікація адаптивних систем управління

Існує багато підходів до класифікації систем адаптивного керування. В залежності від опорних відмінностей між підходами до формування управляючого керування, різні науковці по-різному групують такі системи.

Одна з можливих схем класифікації адаптивних систем представлена на рисунку 1.4.

У класі адаптивних систем звичайно виділяють три великі групи: самонастроювальні системи (СНС), системи, що самоорганізуються й навчаються.

Будемо розглядати як окремий спеціальний підклас адаптивних САУ системи, що володіють адаптивними властивостями або системи, еквівалентні адаптивним.

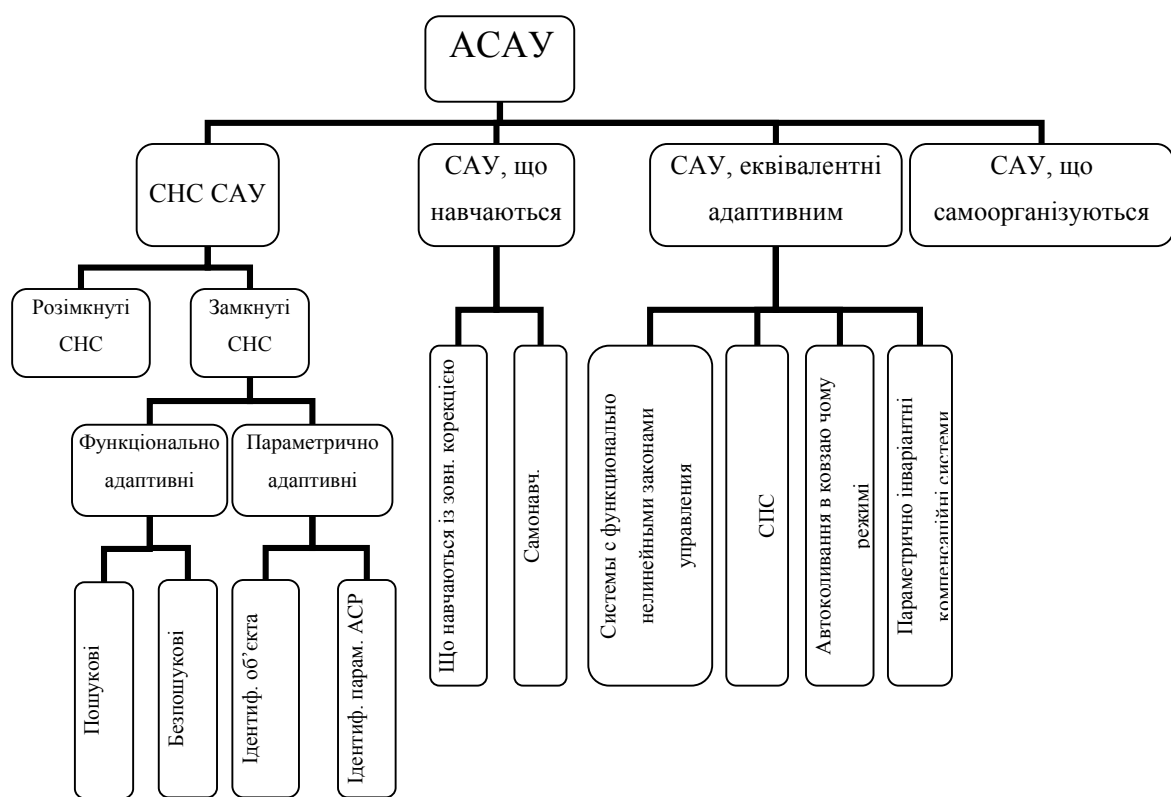


Рисунок 1.4 — Класифікація адаптивних систем

Самонастроювальна система автоматичного управління - це така система, у якій на основі інформації про параметри зовнішніх впливів, про динамічні характеристики об'єкта або системи, одержуваних у процесі роботи, здійснюється зміна параметрів регулятора або керуючий

вплив з метою досягнення заданого або екстремального значення критерію якості функціонування.

Всі самонастроювальні регулятори можна розділити на два великих класи: розімкнуті СНС і замкнуті.

Динамічні властивості деяких об'єктів повністю визначаються зовнішніми факторами, доступними прямому виміру. Якщо відомо, як повинен настроюватися регулятор залежно від цих факторів, можна застосовувати прямий метод настроювання, або адаптацію по розімкнутому циклі. При цьому сигнали зворотного зв'язку, що йдуть від замкнутого контуру управління до регулятора, відсутні.

В умовах, коли неможливо оцінити динамічні властивості об'єкта безпосередньо, доводиться використовувати настроювання зі зворотним зв'язком, або адаптацію по замкнутому циклі. При цьому необхідний мінімум інформації про об'єкт (його порядок, параметри) одержують шляхом обробки вимірів вхідних і вихідних сигналів. Виходячи з отриманих даних виконується розрахунок і настроювання регулятора. Структурно це рівносильно введенню іншого зворотного зв'язку й відповідно іншого замкнутого контуру, у якому інформація циркулює в такий спосіб: сигнали в контурі управління - алгоритм настроювання - регулятор - сигнали в контурі управління.

Замкнуті СНС підрозділяються на функціонально-адаптивні АСР і параметрично-адаптивні.

Функціонально-адаптивними називаються такі АСАУ, у яких виробляється зміна параметрів або управління залежно від значення критерію якості функціонування системи.

Алгоритми, які реалізуються у функціонально-адаптивних САУ, називаються прямими алгоритмами адаптивного управління.

У класі функціонально-адаптивних систем виділяють дві групи: пошукові й безпошукові АСАУ.

У **пошукових** системах відшукування мінімуму критерію якості I_{\min} здійснюється шляхом організації спеціальних пошукових рухів змінюваних параметрів або керувань.

Керуючому впливу або параметрам САУ \bar{a} задається пробне відхилення, потім оцінюється збільшення ΔI й залежно від його величини й знака здійснюється рух по \bar{u} або \bar{a} , тобто здійснюється зміна \bar{u} або \bar{a} в потрібну сторону, у бік одержання I_{\max} .

Пошукові СНС по призначенню підрозділяються на два великих класи.

До першого відносяться системи автоматичної оптимізації режиму роботи об'єкта управління або системи екстремального управління. До другого – системи, що автоматично змінюють настроювання САУ з метою забезпечення оптимальних динамічних властивостей. Їх називають також системами автоматичної параметричної оптимізації.

У другу групу функціонально-адаптивних регуляторів входять безпошукові регулятори з еталонною моделлю.

Безпошукові системи управління – це такі САУ, у яких на основі апріорної або поточної інформації обчислюється критерій оптимальності, зрівнюється із заданим значенням і по неузгодженості формується управління.

У безпошукових системах застосовується принцип управління по відхиленню або по збурюванню, а пошукові рухи для досягнення $I = I_{\min}$ або $I \leq I_{\text{зад}}$ відсутні.

На підставі апріорної й поточної інформації про вхідні впливи й стан системи обчислюється деяке необхідне значення міри якості $I = I_{\text{зад}}$, зрівнюється з поточним значенням I і підраховується неузгодженість ΔI .

По величині ΔI вектори \bar{u} або \bar{a} змінюються так, щоб ΔI звести до нуля або мінімально можливої величини.

Процес визначення $I_{зад}$ можна розглядати як процес відшукування деякої моделі - еталона, по якій здійснюється настроювання характеристик реальної системи. У регуляторах з еталонною моделлю (рисунок 1.6) ставиться завдання одержання такої реакції замкнутого контуру управління на певний вхідний сигнал, що була б максимально близька до реакції на цей же сигнал заданої еталонної моделі.

Модель-еталон може являти собою:

- 1) Реальну динамічну ланку з постійними коефіцієнтами або такими, що перестроюються.
- 2) Еталонне значення параметра.

У безпошуковій системі використовують інформацію про характеристики САУ й збурюючих впливів, що отримують у процесі роботи САУ.

Параметрично-адаптивними АСР називаються такі, у яких зміна параметрів регулятора виробляється на підставі поточної інформації про вектор параметрів об'єкта. При цьому слід зазначити, що ідентифікації підлягає або тільки об'єкт, або вся система керування.

Розглянемо структурну схему адаптивної АСР із ідентифікацією, що зображена на рисунку 1.5.

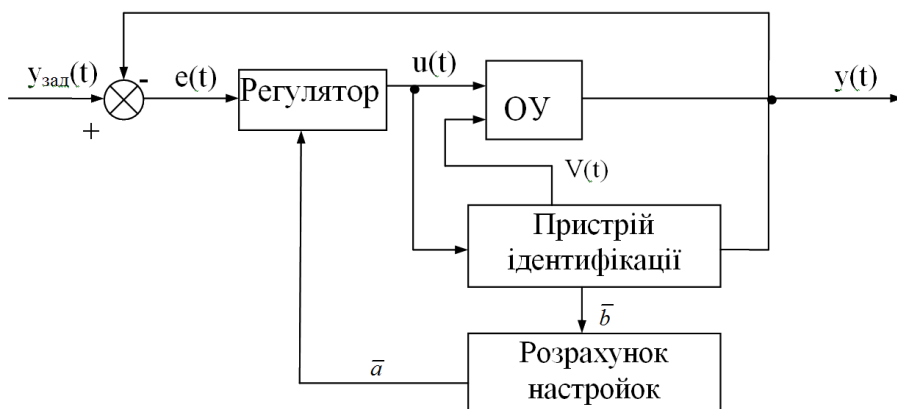


Рисунок 1.5 — Структурна схема адаптивної АСР із ідентифікацією

На об'єкт подається детерміноване або стохастичне збурювання $V(t)$ і пристрій ідентифікації, отримуючи інформацію про перехідні процеси в системі, визначає параметри об'єкта або системи регулювання.

Вектор \bar{b} надходить на блок розрахунку настроювань регулятора, у якому розраховується поточне значення настроювань (\bar{a}).

Процес адаптації в параметрично-адаптивних АСР проходить у три етапи:

1. Ідентифікація об'єкта або системи керування в цілому;
2. Розрахунок регулятора;
3. Настроювання регулятора.

Алгоритми ідентифікації й розрахунку настроювань називають ідентифікаційними алгоритмами адаптивного управління. Системи з ідентифікаційним алгоритмом також називають параметрично-адаптивними системами.

Розглянемо інші класи адаптивних систем відповідно до схеми, на якій зображена класифікація АСАУ.

Системи, що самоорганізуються, - це системи, у яких здійснюється пристосування до умов, що змінюються, за рахунок зміни структури системи керування.

Системи, що навчаються - системи, у яких використовується адаптація, що забезпечує заданий оптимальний режим за рахунок поступового накопичення, запам'ятовування й аналізу інформації про поведження системи й зміни законів функціонування.

Накопичення й узагальнення інформації в процесі навчання можна здійснювати за рахунок внесення "еталонного досвіду" у систему ззовні.

Системі пред'являють деяку навчальну послідовність ситуацій на основі якої формують поведження з використанням принципу "заохочення-покарання", тобто правильна реакція системи

запам'ятовується й використовується для організації змін динамічних властивостей системи.

Ці системи називаються «системи, що навчаються із заохоченням».

Системи, що самонавчаються, - це такі, які забезпечують накопичення інформації, її аналіз і використання без втручання ззовні.

Системи управління, еквівалентні адаптивним, використовують особливі режими або властивості нелінійних систем, наприклад, режими автоколивань, ковзаючі режими, для організації контрольованих змін динамічних властивостей.

Спеціально організовані особливі режими в таких системах служать або додатковим джерелом робочої інформації про умови, що змінюються, функціонування системи, або наділяють систему керування новими властивостями. До них відносяться релейні автоколивальні системи у ковзному режимі, адаптивні системи зі змінною структурою, системи з функціонально нелінійними законами управління, параметрично інваріантні АСР.

У роботі [10] запропонована класифікація адаптивних систем керування по підходах до формування механізму адаптації. Цей варіант класифікації наведений на рис. 1.6. Системи, що навчаються, не включені до переліку.

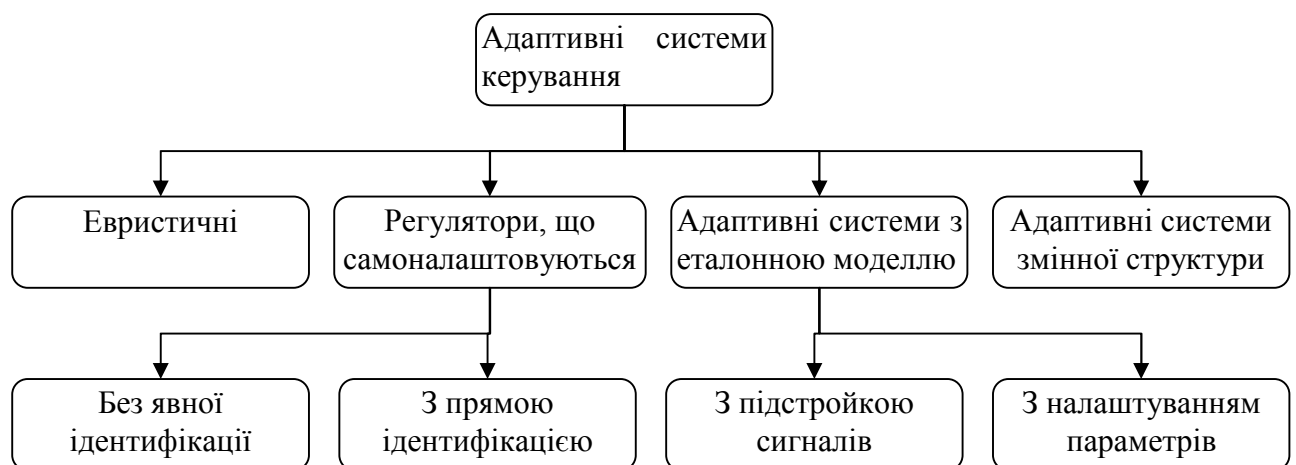


Рисунок 1.6 — Класифікація адаптивних систем керування

Адаптивні системи, засновані на евристичному підході, самоналаштовувальних регуляторах та системах з еталонною моделлю являються трьома основними підходами до адаптивного керування. Системи змінної структури змінюють свою будову згідно з встановленою для них процедури.

Методи, які використовують **евристичний підхід**, забезпечують адаптивність прямою оцінкою вихідної змінної (або похибки регулювання) чи обраного для системи критерію якості. В такому випадку часто використовується цифровий ПІД регулятор, а в якості критерія обирається рівень коливань вихідної змінної або похибки. Подібні методи не потребують ідентифікації елементів системи керування. На рис. 1.7 зображена схема, що ілюструє евристичні методи адаптації. Вихідна змінна y або похибка e оцінюється у відповідності до критерія, і потім система встановлює параметри регулятора.

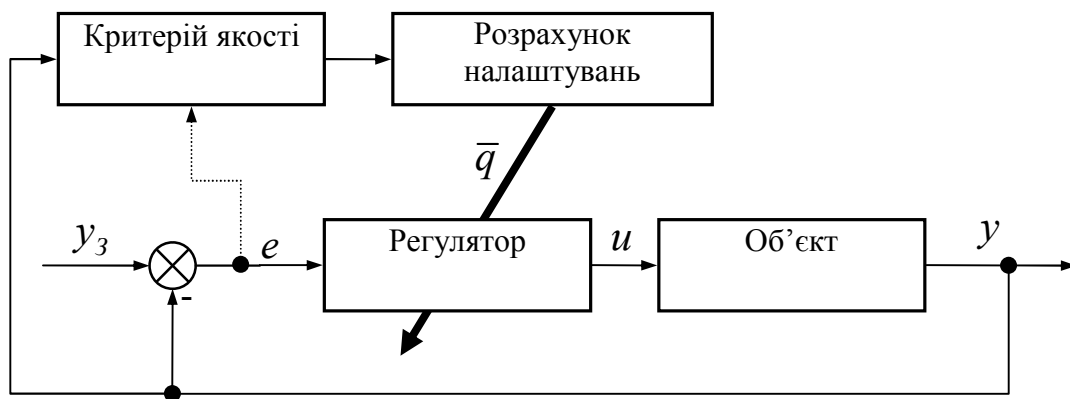


Рисунок 1.7 — Схема евристичної адаптивної системи керування

При синтезі таких регуляторів намагаються оптимізувати критерій, який визначає якість технологічного процесу. Також цей підхід у практичних застосуваннях забезпечує грубість системи, однак велика кількість розрахунків та успішне використання лише у найпростіших випадках створює проблеми для повсюдного поширення.

Прикладом успішного практичного застосування регуляторів подібного типу може слугувати регулятор Astrom і Hagglund [11]. Особливість цього ПД регулятора — введення нелінійності релейного типу паралельно до зворотного зв'язку. Під час фази пошуку налаштувань регулятора реле впливає на зворотний зв'язок контуру регулювання коливання на критичній частоті. Так як вихід регулятора u прийматиме лише два значення $\pm R$, то можна вважати, що контрольована змінна y змінюватиметься по синусоїді, форма якої залежить від фільтраційних властивостей системи. Розклад у ряд Фур'є релейного виходу показує, що перша гармоніка матиме амплітуду $4R/\pi$. Критичне значення коефіцієнта підсилення визначається як відношення амплітуди першої гармоніки до амплітуди сигналу похибки регулювання e_{\max} (1.2). Критичний період T_H вимірюється по періоду коливань. Регулятор може бути автоматично налаштований по вигляду перехідного процесу.

Проблеми розробки адаптивних САУ з еталонною моделлю широко висвітлені в наукових роботах [12], [13]. Загальний вигляд структури подібних систем показано на рис. 1.8.

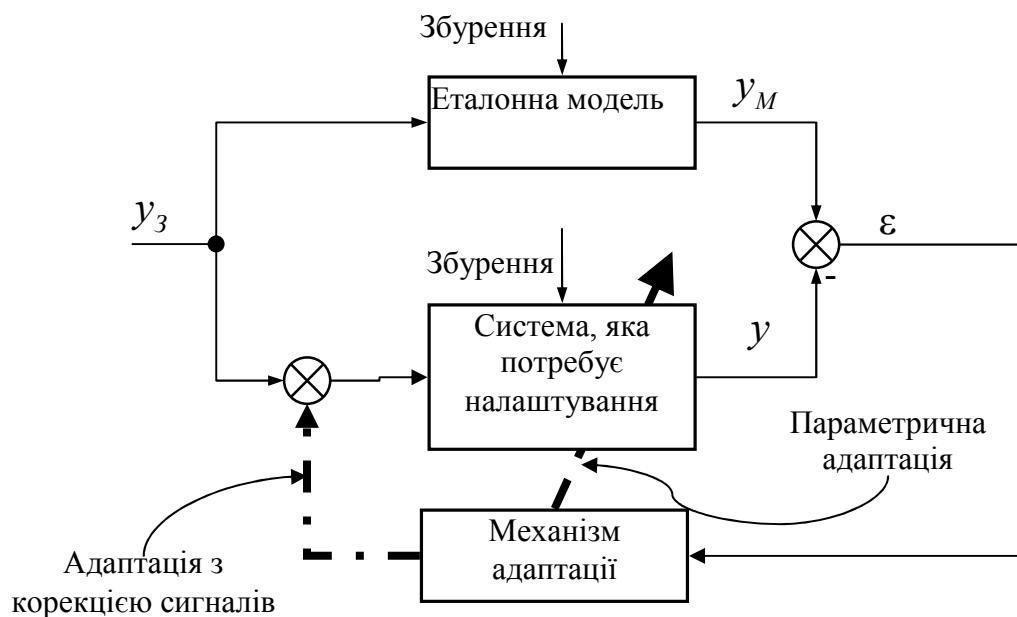


Рисунок 1.8 — Адаптивна система керування з еталонною моделлю

Еталонна модель дає бажану реакцію U_M або бажаний вектор станів x_M на задане значення U_3 .

Такий підхід заснований на визначенні різниці між виходом системи у та еталонної моделі y_M . Метою адаптації є наближення статичних та динамічних властивостей замкненої системи регулювання до властивостей моделі. Тому, фактично, адаптивна система порівнює властивості контуру регулювання з бажаними, формуючи при цьому похибку відповідності ε . Завданням відповідного механізму керування є зменшення похибки ε або похибок у векторі станів x між еталонною моделлю та системою, що налаштовується. Це досягається налаштуванням параметрів системи або формуванням потрібного вхідного сигналу (тобто виходу регулятора).

Важливим є подвійний характер роботи такої системи, так як вона може використовуватися і для ідентифікації параметрів модельованого процесу і для досягнення необхідного режиму роботи системи. Обмеженням у використанні подібних систем є можливість їх застосування лише до детермінованих об'єктів.

Підхід з **самоналаштуванням** регуляторів базується на рекурентному визначенні характеристик системи та збурень і корекції розрахунків при спостереженні за можливими змінами роботи системи. Використовуючи ці відомості, можна обрати метод для побудови оптимальних регуляторів. Такі регулятори, що ідентифікують невідомі процеси, а потім синтезують управління (адаптивне керування з рекурсивною ідентифікацією) називаються регуляторами, що самоналаштовуються [8]. Розвиток цього напрямку почався з використанням у автоматизації цифрових технологій, зокрема цифрових регуляторів. Цифрові регулятори працюють з фіксованими періодами квантування T_0 . Регулятор з таким періодом

генерує набір значень керуючого сигналу $\{u(k); k=1,2,\dots\}$ та отримує відомості про стан об'єкта (вихідна величина системи $\{y(k); k=1,2,\dots\}$).

Задача налаштування таких систем складна через великі обсяги обчислень, похибки у визначенні характеристик елементів системи, впливи неконтрольованих та невимірюваних збурень тощо. Тому у більшості випадків використовують спрощення вимог до таких систем:

- 1 Вектор параметрів моделі Θ вважається відомим для кожного кванту керування та дорівнює оцінці параметрів, знайдених на попередньому кроці роботи алгоритму, тобто $\Theta = \hat{\Theta}(k-1)$.
- 2 Розробка стратегії керування для підтримання заданого значення контрольованої величини базується на попередньому припущенні та потребує розрахунку виходу регулятора.
- 3 Отримуючи нове дискретне значення виходу системи $y(k)$ (або вимірюваного збурення $v(k)$) та знаючи величину виходу регулятора $u(k)$, проводиться наступний крок ідентифікації по рекурсивному алгоритму. Тобто, у загальному випадку, нова інформація про систему визначається по трьом складовим $\{u(k), y(k), v(k)\}$ та коректує оцінку $\hat{\Theta}(k-1)$, після чого повторюється процедура пошуку оцінки $\hat{\Theta}(k)$.

Описаний підхід являє собою внутрішню алгоритмічну структуру регулятора, що самоналаштовується. Схематично ця структура зображена на рис. 1.9. На схемі виділені частини, що відповідають за ідентифікацію та власне керування, які пов'язані лише через оцінку параметрів моделі $\hat{\Theta}(k)$. Рекурсивна оцінка параметрів моделі об'єкта використовується для прогнозу значення $\hat{y}(k)$ вихідної змінної $y(k)$. Регулююча частина алгоритму включає в себе блок визначення параметрів закону керування по аналізу оцінки $\hat{\Theta}(k)$. Ці параметри потім використовується для формування керуючого впливу $u(k)$ в кожний період квантування.

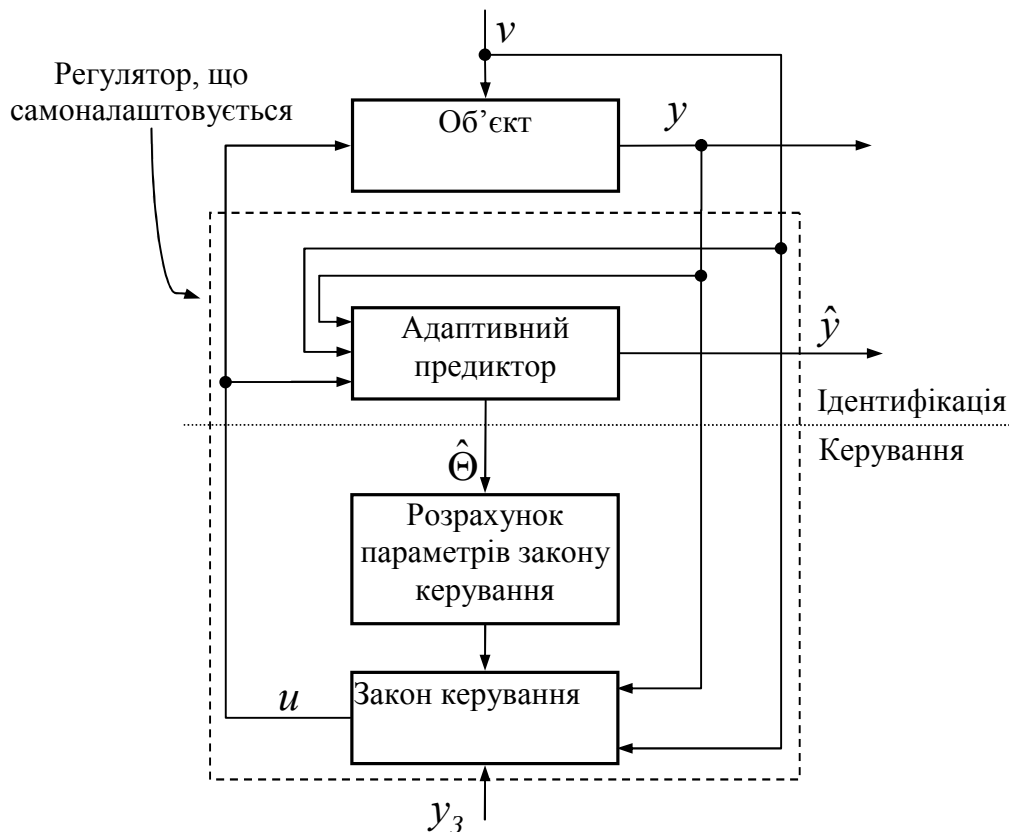


Рисунок 1.9 — Алгоритмічна структура регулятора, що самоналаштовується

В деяких регуляторах з самоналаштуванням процес ідентифікації використовується не для оцінювання моделі об'єкта, а прямо для пошуку оптимальних параметрів контуру регулювання. Такі регулятори використовують ідентифікацію в неявному вигляді. В той же час регулятори, що використовують оцінку параметрів моделі об'єкта для синтезу керуючого впливу, називаються регуляторами з явною ідентифікацією. У цьому випадку ключові параметри системи управління аналізуються у спеціальному блоці, який оцінює параметри моделі об'єкта по певному критерію. Параметри регулятора розраховуються за

допомогою оцінки моделі $\hat{\Theta}(k)$ та критерію формування параметрів закону керування.

Система зі змінною структурою (СЗС) — нелінійна система автоматичного керування, що складається із сукупності неперервних підсистем (структур) з певним правилом переходу в процесі функціонування від однієї структури сукупності до іншої. В СЗС пристрій керування має ключові елементи, які розривають або відновлюють зв'язки між функціональними елементами системи, змінюючи тим самим канали передачі впливів й забезпечуючи перехід від однієї структури системи до іншої (рис. 1.10). Такий принцип побудови керуючого пристрою значно розширює можливості керування внаслідок використання корисних властивостей кожної зі структур і, крім того, дозволяє отримати нові властивості, не притаманні жодній структурі окремо.

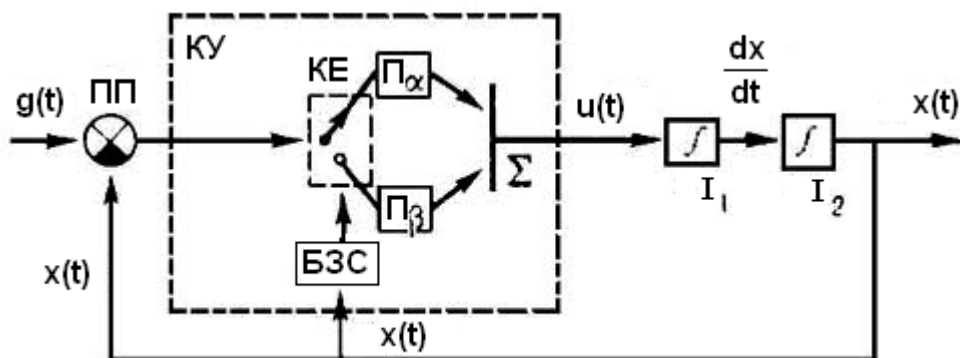


Рисунок 1.10 — Функціональна схема системи керування зі змінною структурою

На рис. 1.10 прийняті наступні позначення: КУ — керуючий пристрій; ПП — пристрій порівняння; КЕ — ключовий елемент; БЗС — блок зміни структури; Σ — суматор; П_α — підсилювач з коефіцієнтом передачі α ; П_β — підсилювач з коефіцієнтом передачі β ; I — інтегратор; $g(t)$ — завдання; $u(t)$ — управління; $x(t)$ — регульована величина.

Задача синтезу СЗС складається з вибору гіперповерхонь фазового простору, на яких у функцій керування будуть розриви. При цьому штучно створюється так званий ковзний режим. Це особливий рух САУ, при якому зображення точки коливається (в ідеалі) з безкінечно зростаючою частотою в деякій малій околиці гіперповерхні перемикаць (лінії перемикаць).

За допомогою СЗС вирішується широке коло задач теорії керування, наприклад, задач високоякісного відтворення завдання при інваріантності до параметричних і зовнішніх збурень, багатозв'язного регулювання, оптимізації тощо.

1.3 Контрольні питання до розділу

1. Об'єкти керування зі змінними параметрами, межі зміни параметрів, причини.
2. Приклади теплоенергетичних об'єктів зі змінними параметрами.
3. Визначення адаптивної системи автоматичного керування.
4. Класифікації САУ з адаптивними властивостями.
5. Параметрично та функціонально оптимальні адаптивні САУ, ознаки та принцип роботи.
6. САУ зі змінною структурою, особливості та переваги.
7. Системи з регуляторами, що само налаштовуються, їх принцип дії.
8. Пошукові та безпошукові адаптивні системи автоматичного керування.
9. Ідентифікація як засіб адаптації САУ.
10. Особливості та структура систем з еталонною моделлю.

2 СИСТЕМИ АДАПТИВНОГО КЕРУВАННЯ

2.1 Адаптивний ПД-регулятор

2.1.1 Теоретичні основи методу адаптації

Промислові об'єкти керування описуються моделями, які відрізняються від ідеальних нестационарністю характеристик. Тому для здійснення якісного керування такими об'єктами необхідно ідентифікувати в процесі їхнього нормального функціонування параметри, що змінюються в часі, а потім використати їх для підстроювання регуляторів.

Багато промислових об'єктів керування можуть бути описані моделями:

$$W_o(s) = \frac{k_o}{(T_o \cdot p + 1)^m}, \quad (2.1)$$

$$W_o(s) = \frac{k_o \cdot \exp(-\tau \cdot p)}{T_o \cdot p + 1}. \quad (2.2)$$

де k_o — коефіцієнт передачі об'єкта, T_o - постійна часу об'єкта, τ — запізнення об'єкта.

Опис об'єктів передавальною функцією (2.2) широко використовується при аналізі динамічних властивостей контурів керування з регуляторами різних типів, однак прийняте припущення про те, що параметри об'єкта керування в процесі експлуатації не змінюються, у ряді випадків не виконується. Наприклад, нестационарність параметрів прокатного стану залежить від зношування валків, зміни їхнього профілю й ін.

Перебороти цю проблему можна, знайшовши зв'язок між параметрами об'єкта (2.2) і настроюваннями різних типів регуляторів. При побудові адаптивних систем керування потрібна ідентифікація параметрів

моделей (2.1) або (2.2), причому ідентифікація, наприклад, параметрів m , T_o , k_o моделі (2.1) дозволяє при необхідності перейти до моделі (2.2) [1].

Розглянемо метод ідентифікації, заснований на аналізі поведінки похідної перехідної характеристики об'єкта в точці перегину перехідної характеристики. Точка перегину має місце при $m \geq 2$ або $\frac{\tau}{T_o} \geq 0.1$.

Характеристичне рівняння, що відповідає (2.1), може бути записане у вигляді:

$$\sum_{i=1}^m a_i \cdot \lambda^i + 1 = 0. \quad (2.3)$$

Для випадку зміни в часі динамічних параметрів об'єкта, наприклад, постійної часу T_o , можна ввести параметр a , що враховує цю зміну. Тоді (2.3) запишемо у вигляді:

$$\sum_{i=1}^m a_i(t) \cdot \lambda^i(t) + 1 = (a \cdot T_o \cdot \lambda + 1)^m = 0, \quad (2.4)$$

$$0 < a_{\min} < a < a_m,$$

де a_{\min} , a_m - мінімальне й максимальне значення параметра відповідно.

Для регульованої координати $y(t)$ введемо позначення $y_{k_o, a}(t)$, що показує в загальному випадку її залежність від статичного k_o й динамічного a_i параметрів об'єкта.

Тоді диференціальне рівняння, що відповідає (2.1), для випадку подачі на вхід об'єкта одиничного східчастого впливу можна записати в такий спосіб:

$$\sum_{i=1}^m a_i(t) \cdot y_{k_o, a}^{(i)}(t) + y_{k_o, a}(t) = k_o(t) \cdot 1(t). \quad (2.5)$$

Позначимо через $t_1 = f(a)$ момент часу, у який перша похідна рівняння (2.5) приймає максимальне значення $\dot{y}_{k_o, a}(t)|_{t_1} = \max \dot{y}_{k_o, a}(t)$, а друга

похідна $\ddot{y}_{k_o a}(t)|_{t_1} = \ddot{y}_{k_o a}(t_1) = 0$, що ілюструє рис. 2.1. На рисунку 2.1 $\dot{y}(t), \ddot{y}(t)$ показані в збільшеному масштабі: $\dot{y}(t) \cdot 1000, \ddot{y}(t) \cdot 10000$.

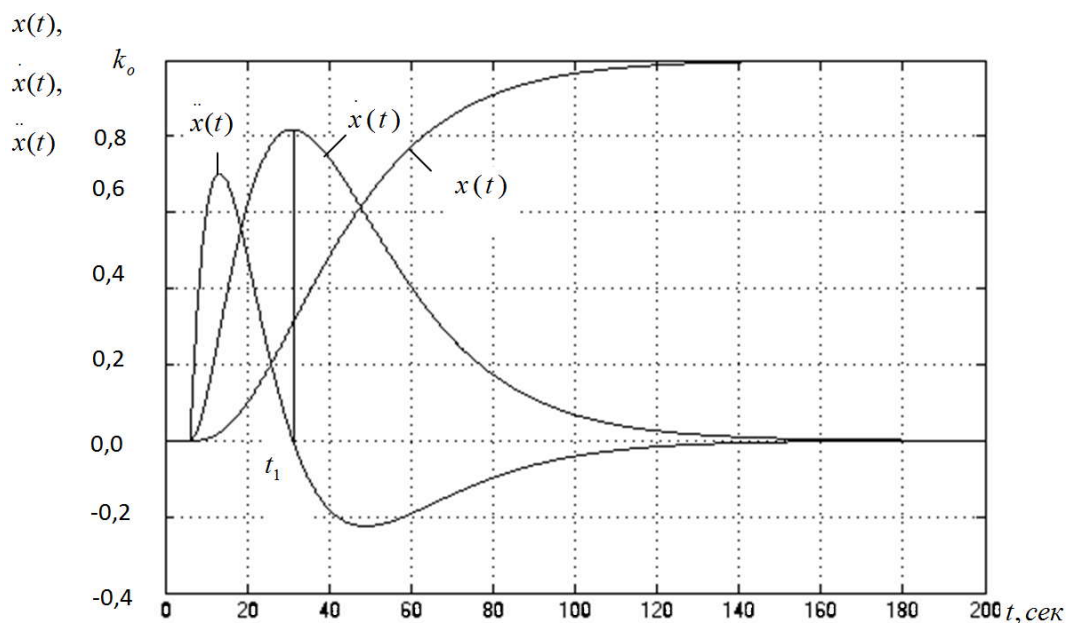


Рис. 2.1 Перехідна характеристика, похідна й друга похідна від неї

Рішення рівняння (2.5) за умови (2.4) є функцією статичного k_o й динамічного a_i параметрів об'єкта керування $y_{k_o a} = f(k_o, a, t)$, причому момент часу t_1 , у який $\ddot{y}_{k_o a}(t_1) = 0$, залежить тільки від a_i (динамічних властивостей об'єкта):

$$t_1 = f(a) = a \cdot t_2, \quad t_2 = \text{const}, \quad (2.6)$$

а добуток $\dot{y}_{k_o a}(t_1) \cdot t_1$ залежить тільки від k_o (статичних властивостей об'єкта) [14].

При нульових початкових умовах рівняння (2.5) і при негативних коріннях характеристичного рівняння (2.3) характер рішення $y_{k_o a}(t)$, як це видно з рисунка 2.1, такий, що перша похідна має одне екстремальне значення при $t > 0$ у точці $t = t_1$. причому в цій точці друга похідна $\ddot{y}_{k_o a}(t_1)$ дорівнює нулю незалежно від значення k_o .

2.1.2 Алгоритм адаптивного ПД-регулятора

Алгоритм адаптивного ПД-регулятора має наступну форму:

$$u = k_p(e(t) + k_u \int e(t)dt + T_o \frac{de(t)}{dt}), \quad (2.7)$$

де $e(t)$ - сигнал неузгодженості, k_p - загальний коефіцієнт передачі регулятора, $k_u = \frac{1}{T_u}$ - коефіцієнт обернено пропорційний часу інтегрування T_u , T_o - постійна часу диференціювання. При $T_o=0$, маємо ПІ-регулятор. При використанні ПД закону регулювання, T_o і k_u зв'язані між собою алгебраїчною залежністю.

Відомо, що при невеликому діапазоні зміни параметрів об'єкта в 1,5 – 2 рази однопараметричне настроювання регулятора в достатній мірі забезпечує якість керування при збереженні співвідношення між двома(трьома) складового закону керування.

Запропоновано алгоритм адаптації K_p наступного виду:

$$K_p^{n+1} = \alpha \cdot K_p^n \cdot \frac{|\varepsilon(t_1)|}{t_1 \cdot \max|\dot{\varepsilon}(t_1)|}, \quad (2.8)$$

де K_p^n - значення загального коефіцієнта підсилення регулятора перед адаптацією. K_p^{n+1} - нове значення загального коефіцієнта підсилення регулятора. $\varepsilon(t)$ - сигнал неузгодженості. t_1 - момент досягнення максимуму модуля першої похідної від модуля сигналу неузгодженості. n – номер кроку адаптації. Коефіцієнт вибирається з ряду $\alpha = 1...1.8$.

Цей алгоритм базується на використанні вище наведених залежностей при збурюванні по вихідній величині об'єкта й проведенні аналізу початкової стадії перехідного процесу в замкнутій системі регулювання. У цьому випадку величина $t_1 \cdot \left| \dot{\varepsilon}(t_1) \right|$ залежить від $K_p = K_p(k_o)$.

Структурна схема АПД регулятора (адаптивного ПД регулятора) представлена на рисунок. 2.2.

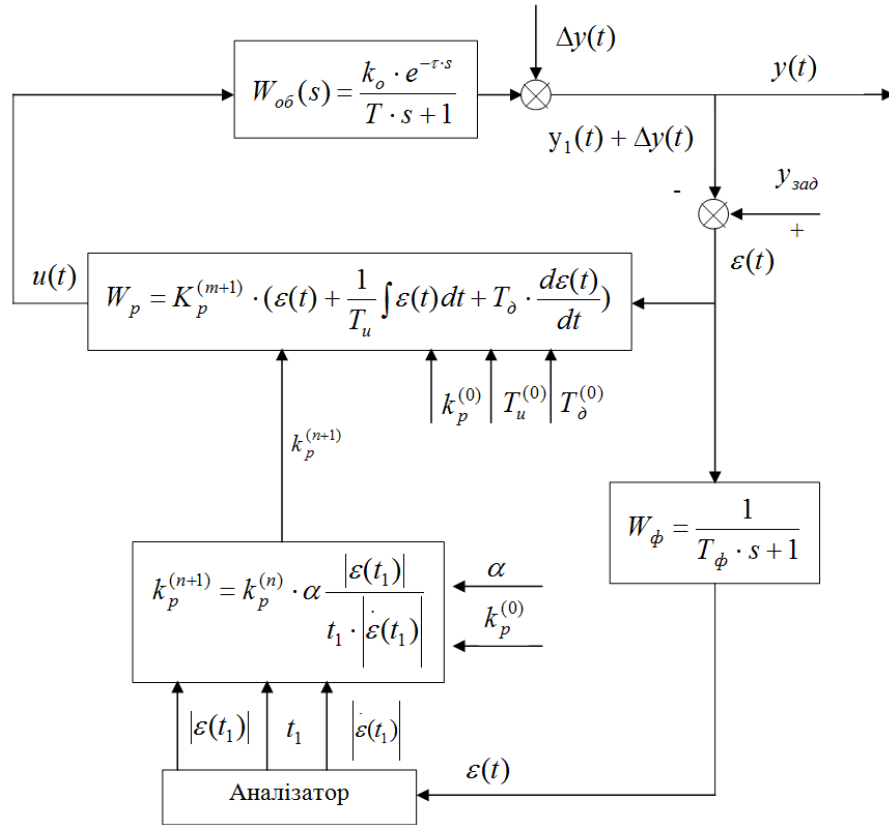


Рис. 2.2 Структурна схема АСР

У середині аналізатора реалізується наступний алгоритм:

$$\begin{aligned} \left| \dot{\varepsilon}(t_1) \right| &= \max \dot{\varepsilon}(t), \\ t_1 &= t, \text{ при } \dot{\varepsilon}(t) = \max \dot{\varepsilon}(t), \\ \varepsilon(t_1) &= \varepsilon(t), \text{ при } t = t_1. \end{aligned} \quad (2.9)$$

$k_p^{(0)}, T_u^{(0)}, T_\delta^{(0)} = k_\delta \cdot T_u^{(0)}$ визначаються за апріорним даними про об'єкт на підставі інженерних формул розрахунку налаштувань.

Фільтр $W_\phi(s)$ вводиться для того, щоб гарантовано забезпечити $m \geq 2$, а також зменшити вплив шумів.

2.1.3 Робота алгоритму

Процес налаштування системи з описаним адаптивним алгоритмом починається з вибору початкових значень параметрів регулятора. Визначити ці параметри можна, маючи певні апіорні дані про динаміку об'єкту. Наприклад, здійснивши процедуру ідентифікації параметрів об'єкта. Далі за емпіричними формулами [8] розраховуються параметри регулятора. Вибір обумовлений тим, що дані емпіричні формули з достатньою точністю дозволяють визначити початкові настроювання регулятора, які надалі після процесу адаптації дозволяють одержати перехідний процес із необхідними показниками якості.

Проілюструємо роботу алгоритму (2.8) на об'єкті першого порядку із запізненням.

Як об'єкт дослідження обраний об'єкт із передатною функцією :

$$W_{об} = \frac{0.42}{60p + 1} \cdot e^{-30p} . \quad (2.10)$$

Дослідимо роботу алгоритму в умовах зміни коефіцієнта передачі об'єкта. Початкові настроювання регулятора визначені по емпіричним формулам. Для об'єкта (2.10) початкові настроювання відповідають наступним: $K_p = 2.37, T_u = 48$. Перехідна характеристика, що відповідає початковим умовам зображена на рисунку 2.3.

Після визначення початкових настроювань проведемо адаптацію параметрів настроювання регулятора. На рисунку 2.4 зображена перехідна характеристика на третьому кроці адаптації ($N_{ад} = 3$). При цьому змінене значення коефіцієнта підсилення дорівнює $K_p^{(3)} = 1.87$.

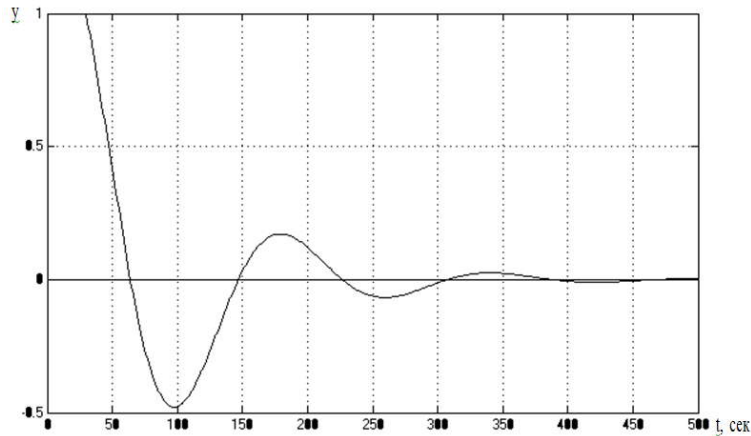


Рис. 2.3 Перехідна характеристика без контуру адаптації

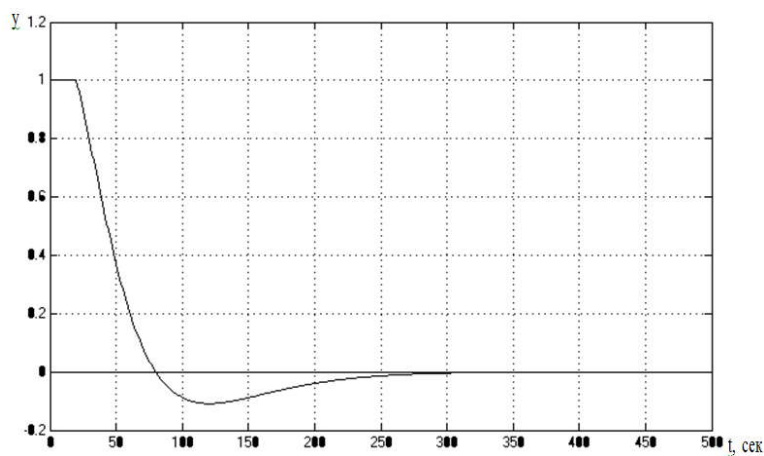


Рис. 2.4 Перехідна характеристика при $N_{ad} = 3$

Дослідження впливу постійної алгоритму α

На показники якості перехідних процесів впливає постійна алгоритму α . Дослідити її вплив можна, виконавши адаптацію при різних значеннях α у межах $1 \div 1,8$.

Перехідні процеси, відповідні цим умовам у кінці процесу адаптації наведені на рисунку 2.5.

З отриманих результатів можна зробити висновки, що оптимальним з погляду якості регулювання є $\alpha=1,44$. Саме це значення пропонується до практичного використання.

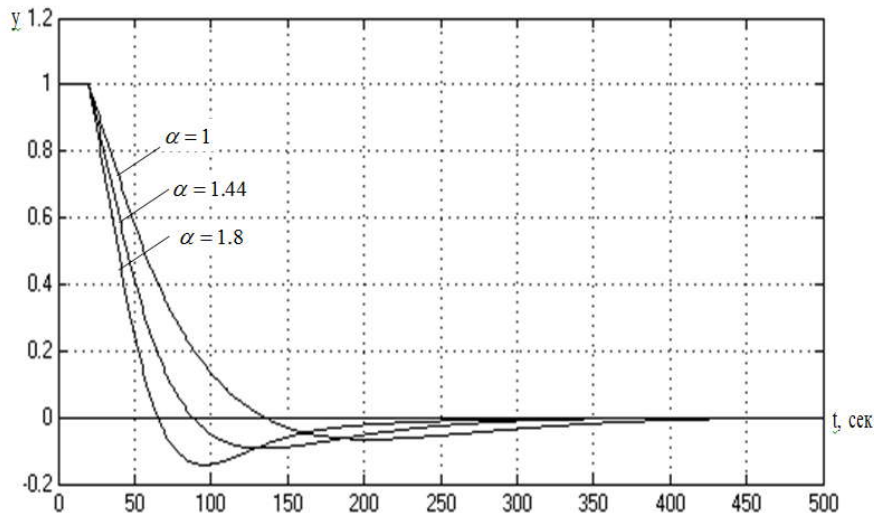


Рисунок 2.5 Перехідні характеристики при різних значеннях α

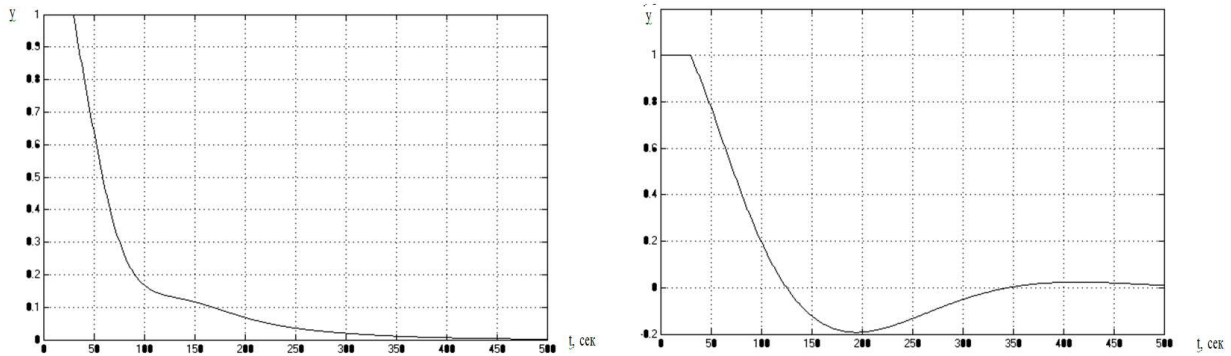
Дослідження впливу постійної часу об'єкта

Так як алгоритм адаптації одно параметричний, то потрібно дослідити його роботу в умовах, коли змінюється стала часу об'єкта.

Нехай для об'єкта (2.10) значення постійної часу змінилося й дорівнює $T_o=30$. Початкові настроювання аналогічні попереднім дослідженням. При цьому значення $\frac{\tau}{T_o}=1$. Після виконання адаптації одержали $K_p^{(s)}=1.42$. Перехідний процес відповідає рисунку 2.6.

Аналогічно проведемо дослідження при $T_o=90$, $\frac{\tau}{T_o}=0,33$. Після виконання адаптації одержали $K_p^{(s)}=2.18$. Перехідний процес відповідає рисунку 2.7.

Отримані результати говорять, що зміна постійної часу об'єкта є максимально можливою, оскільки при цих змінах показники якості відповідають максимально високі для системи. Тому для одержання покращення показників якості необхідно адаптувати час інтегрування T_u .



а)

б)

а) при $T_o=30$ ($N_{ad}=5$), б) при $T_o=90$ ($N_{ad}=4$)

Рис. 2.6 Перехідні процеси в системі

2.2 Система автоматичного регулювання з внутрішньою моделлю

2.2.1 Базова структура АСР з внутрішньою моделлю

Принцип керування з використанням внутрішньої моделі базується на твердженні, що керування буде ефективним тоді, коли система в певній мірі включає в себе особливості об'єкту, яким керує. Тобто, якщо регулююча підсистема АСР включає в себе модель об'єкта, то теоретично можлива ідеальна якість керування (відсутність перерегулювання, коливальності процесу, мінімальний час регулювання) [15].

Суть подібного підходу полягає в тому, що ідентифікація моделі об'єкта та введення її до складу регулятора приведе до високоякісної реакції на зміну завдання, при цьому якісно реагуючи на зовнішні збурення.

Типова схема АСР з внутрішньою моделлю зображена на рис. 2.7.

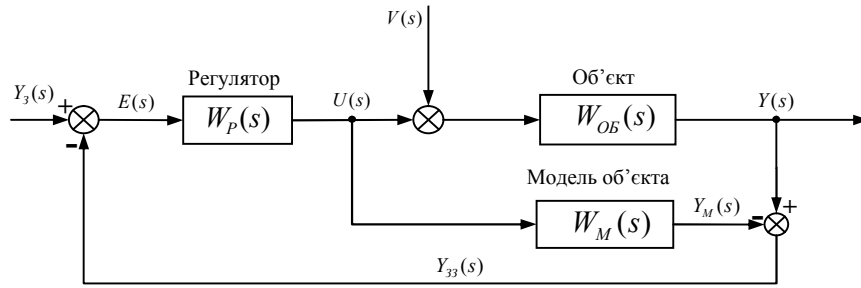


Рис. 2.7 Структурна схема АСР з внутрішньою моделлю

На рис. 2.7 прийняті наступні позначення: $Y_3(s)$ — сигнал завдання для АСР; $E(s)$ — величина розбалансу між заданим значенням та зворотним зв'язком; $U(s)$ — керуючий сигнал від регулятора; $V(s)$ — сигнал зовнішнього збурення; $Y(s)$ — вихідний сигнал об'єкта керування; $Y_M(s)$ — вихідний сигнал моделі об'єкта; $Y_{33}(s)$ — сигнал зворотного зв'язку; $W_p(s)$ — передавальна функція регулятора; $W_{OB}(s)$ — передавальна функція об'єкта керування; $W_M(s)$ — передавальна функція моделі об'єкта.

Для опису принципу дії вважатимемо, що зовнішні збурення $V(s)$ відсутні, а модель об'єкта $W_M(s)$ повністю відповідає об'єкту $W_{OB}(s)$ [16], тобто

$$W_M(s) = W_{OB}(s). \quad (2.11)$$

Згідно схеми, вихідну величину $Y(s)$ можна представити у вигляді

$$Y(s) = W_p(s)W_{OB}(s)E(s). \quad (2.12)$$

Так як

$$E(s) = Y_3(s) - Y_{33}(s), \quad (2.13)$$

$$Y_{33}(s) = [W_{OB}(s) - W_M(s)]U(s) = 0, \quad (2.14)$$

то

$$Y(s) = W_p(s)W_{OB}(s)Y_3(s). \quad (2.15)$$

Записавши регулятор у вигляді оберненої моделі об'єкту $W_M^{-1}(s)$, одержимо

$$Y(s) = W_M^{-1}(s)W_{OB}(s)Y_3(s) = Y_3(s). \quad (2.16)$$

Отже, модель об'єкта, введена в регулятор, сприяє високоякісній реакції на зміну завдання, при цьому не маючи статичної похибки.

Так як моделі об'єктів визначаються з певними похибками, рідко можуть бути оберненими, на об'єкти діють різні збурення $V(s)$, викликані як зовнішніми чинниками, так і процесами в середині самого об'єкту, то зворотний зв'язок $Y_{33}(s)$ характеризує невідповідності між процесом в об'єкті та прогнозованій моделлю поведінці об'єкта і призначений для усунення таких негативних впливів на роботу САР.

Контрольована величина $Y(s)$ залежить від особливостей об'єкта, описаних передавальною функцією $W_{OB}(s)$, вхідного управляючого сигналу $U(s)$ та величини зовнішнього збурення $V(s)$, тобто

$$Y(s) = W_{OB}(s)[U(s) + V(s)]. \quad (2.17)$$

Величина сигналу управління залежить від закону регулювання $W_p(s)$ і розбалансом між заданим значенням $Y_3(s)$ та сигналом зворотного зв'язку $Y_{33}(s)$:

$$U(s) = W_p(s)[Y_3(s) - Y_{33}(s)]. \quad (2.18)$$

Сигнал зворотного зв'язку записується у вигляді

$$Y_{33}(s) = W_{OB}(s)[U(s) + V(s)] - W_M(s)U(s) = [W_{OB}(s) - W_M(s)]U(s) + W_{OB}(s)V(s) \quad (2.19)$$

Звідси, керуючий сигнал від регулятора:

$$\begin{aligned} U(s) &= W_P(s)[Y_3(s) - Y_{33}(s)] = W_P(s)\{[W_{OB}(s) - W_M(s)]U(s) + W_{OB}(s)V(s)\} = \\ &= W_P(s)Y_3(s) - [W_{OB}(s) - W_M(s)]W_P(s)U(s) + W_{OB}(s)W_P(s)V(s) \end{aligned} \quad (2.20)$$

або

$$U(s) = \frac{W_P(s)Y_3(s) - W_P(s)W_{OB}(s)V(s)}{1 + W_P(s)[W_{OB}(s) - W_M(s)]}. \quad (2.21)$$

Вихідна величина може бути обчислена за допомогою виразу

$$Y(s) = W_{OB}(s) \left[\frac{W_P(s)Y_3(s) - W_P(s)W_{OB}(s)V(s)}{1 + W_P(s)[W_{OB}(s) - W_M(s)]} + V(s) \right], \quad (2.22)$$

який після перетворень приймає наступний вигляд:

$$Y(s) = \frac{W_P(s)W_{OB}(s)Y_3(s) + W_{OB}(s)[1 - W_P(s)W_M(s)]V(s)}{1 + W_P(s)[W_{OB}(s) - W_M(s)]}. \quad (2.23)$$

Проаналізувавши залежність (2.23), можна дійти до висновку, що при визначенні моделі з достатньою точністю система забезпечує якісне відпрацювання завдання і має великий потенціал у реакції на зовнішні збурення.

Синтез системи з внутрішньою моделлю починається з визначення структури моделі та представлення її у вигляді двох частин: таких, що

можуть бути оберненими та таких, що не можуть (транспортні запізнення та елементи, які матимуть додатні нулі). Тобто,

$$W_M(s) = W_{M+}(s)W_{M-}(s), \quad (2.24)$$

де $W_{M+}(s)$ — частина моделі, яка може бути обернена; $W_{M-}(s)$ — частина моделі, яка не може бути обернена.

Далі $W_{M+}(s)$ включається до складу регулятора.

Для зменшення впливу похибок при визначенні моделі та підвищення грубості системи до складу $W_P(s)$ вводиться фільтр

$$W_\phi(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^n}, \quad (2.25)$$

де λ — настроюваний параметр, обирається шляхом компромісу між швидкодією системи та робастністю (грубістю); n — порядок фільтра.

Під поняттям «грубість» у роботі розуміється здатність зберігати високі показники якості керування в умовах параметричних збурень об'єкта керування.

Отже, передавальна функція регулятора з моделлю об'єкта у загальному випадку матиме вигляд

$$W_P(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^n} W_{M+}^{-1}(s). \quad (2.26)$$

2.2.2 Структура та алгоритм налаштування адаптивної системи

Структурна схема адаптивної САР з внутрішньою моделлю має вигляд, представлений на рис. 2.8. Вона відповідає базовій структурі, зображеній на рис. 2.8, та доповненій контуром ідентифікації та адаптації.

Налаштування системи (робота контуру ідентифікації та адаптації) проходить у два етапи: визначення параметрів моделі об'єкта та визначення величини параметра фільтра λ методом оптимального параметричного синтезу.

На першому етапі налаштувань проходить ідентифікація параметрів моделі об'єкта керування. Ідентифікацію можна проводити різними методами, залежно від обраної структури моделі об'єкта керування та обчислювальних можливостей техніки.

Отримані параметри моделі підставляються у відповідні елементи 2.24 та 2.26. Після цього система у першому наближенні готова до роботи.

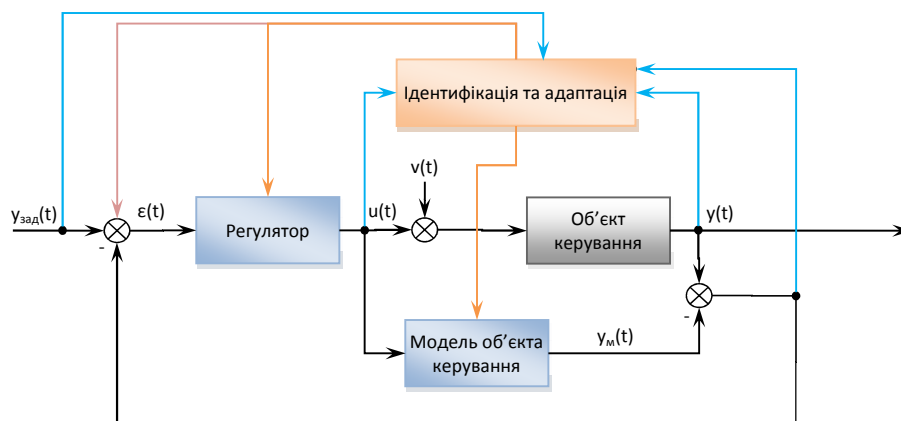


Рис. 2.8 Схема алгоритму роботи адаптивної САР

Оптимальний параметричний синтез САР є другим етапом роботи адаптивної системи керування. Запускається він після стабілізації вихідної величини на рівні завдання $y_{зад}(t)$. Параметр настроювання — постійна часу λ фільтра у складі регулятора.

Процес налаштування виглядає наступним чином: подача тестового збурення східчастої форми $\Delta y_3(t)$; визначення критерія якості (інтегральний критерій якості); встановлення нового значення параметра λ ; повторення циклу. Умова зупинки циклічного процесу пошуку оптимального λ є виконання умови

$$\frac{|I^{(n)} - I^{(n-1)}|}{I^{(n)}} 100\% \leq \varepsilon_3, \quad (2.27)$$

де n — номер кроку пошукового алгоритму, $I^{(n)}$ — величина критерію якості на поточному кроці, $I^{(n-1)}$ — величина критерію якості на попередньому кроці, ε_3 — наперед задана величина.

Такий вигляд умови зупинки дозволяє оперувати відносними значеннями критеріїв якості і не вимагає апріорних знань про порядок цих величин, на відміну від звичної умови вигляду $|I^{(n)} - I^{(n-1)}| \leq \varepsilon_3$, де порядок величин істотно впливав на значення ε_3 .

Перевагами методу оптимального параметричного синтезу є простота реалізації у САР будь-якої складності, ефективний розв'язок задачі мінімізації критерію оптимальності, тобто покращення якості керування.

2.2.3 Використання адаптивної системи керування для об'єкта першого порядку із запізненням

Наведемо приклад використання описаної системи для об'єктів керування, що можуть бути описані аперіодичною ланкою з транспортним запізненням.

Для лінійного об'єкта задача адаптивного управління може бути представлена в наступному вигляді:

$$I = \int_{t_n}^{t_k} f(\varepsilon(t)) dt \rightarrow \min_{\bar{b}}, \quad (2.28)$$

де I – критерій оптимізації

Об'єкт керування описується передавальною функцією

$$W_{OB}(s) = \frac{K_{OB}}{T_{OB}s + 1} e^{-\tau_{OB}s}, \quad (2.29)$$

де T_{OB} - постійна часу об'єкта, K_{OB} - коефіцієнт передачі об'єкта, τ_{OB} - транспортне запізнення об'єкта.

Для такого об'єкта, використавши фільтр 2.25 першого порядку, закон регулювання матиме вигляд

$$U(s) = \frac{T_{OBM}s + 1 K_{OBM}}{K_{OBM}(\lambda s + 1)} E(s), \quad (2.30)$$

де $E(s) = Y_3(s) - [Y(s) - Y_{33}(s)]$, T_{OBM} - постійна часу моделі об'єкта, K_{OB} - коефіцієнт передачі моделі об'єкта, τ_{OBM} - транспортне запізнення об'єкта, $U(s)$ - управління, $Y(s)$ - вихід об'єкта, $Y_{33}(s)$ - сигнал зворотного зв'язку, \bar{b} - вектор параметрів настроювання регулятора, $Y_3(s)$ - завдання регулятора.

Вектор параметрів настроювання прийме вигляд: $\bar{b} = (K_{OBM}, T_{OBM}, \lambda)$.

Параметри K_{OBM}, T_{OBM} оцінюються на етапі ідентифікації об'єкта керування, тому вектор вироджується у $\bar{b} = (\lambda)$. Однопараметрична оптимізація системи автоматичного керування відбувається методом оптимального параметричного синтезу.

Для прикладу візьмемо контур керування температурою повітря припливного кондиціонера, який являє собою повітряний канал, де розташовані (у напрямку руху повітря) повітряна заслінка, водяний калорифер, вентилятор. Регульована величина — температура повітря у

каналі (по датчику температури, розташованому після вентилятора). Спосіб керування температурою — вплив на температуру теплоносія у калорифері шляхом підмішування гарячої живильної води до теплоносія в середині теплообмінника. Для об'єкта характерна зміна коефіцієнта передачі об'єкта K_{OB} в 10 разів, а постійної часу об'єкта T_{OB} - в 2 рази.

Передавальна функція об'єкта керування має вигляд

$$W_{OB}(s) = \frac{0,43}{62s+1} e^{-12s} \quad (2.31)$$

У результаті роботи 1-го етапу адаптації визначені параметри моделі об'єкта керування:

$$W_{OBM}(s) = \frac{K_{OBM}}{T_{OBM}s+1} e^{-\tau_{OBM}s} \quad (2.32)$$

$$K_{OBM} = 0,44; T_{OBM} = 61 \text{ с}; \tau_{OBM} = 12 \text{ с}.$$

Початкове значення λ

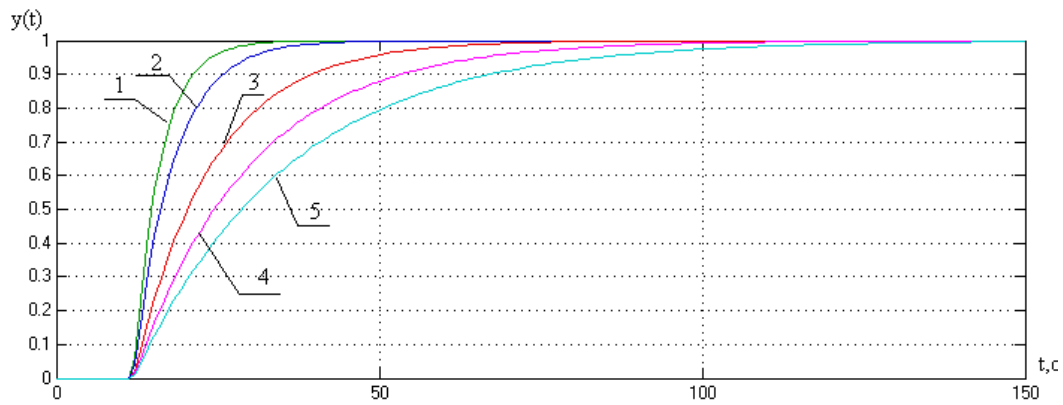
Для роботи 2-го етапу налаштування САР необхідний вибір початкового значення параметру налаштування $\lambda_{Поч}$. Для визначення рекомендованих величин проведемо ряд експериментів з визначення вигляду перехідного процесу у замкненій системі з різними λ . Критерієм вибору конкретного $\lambda_{Поч}$ буде якість перехідного процесу та грубість системи (тобто можливість використовувати $\lambda_{Поч}$ у системі, де визначення параметрів моделі проведене зі значною похибкою).

Для вибору $\lambda_{Поч}$ скористаємося результатами експериментальних досліджень, у яких при інших рівних умовах $\lambda_{Поч}$ буде змінюватися так:

$$\lambda_i = \{0,33\tau_{OBM}; 0,5\tau_{OBM}; \tau_{OBM}; \tau_{OBM} * 1,5; \tau_{OBM} * 2\}, i = 1, \dots, 5,$$

де i - номер експерименту.

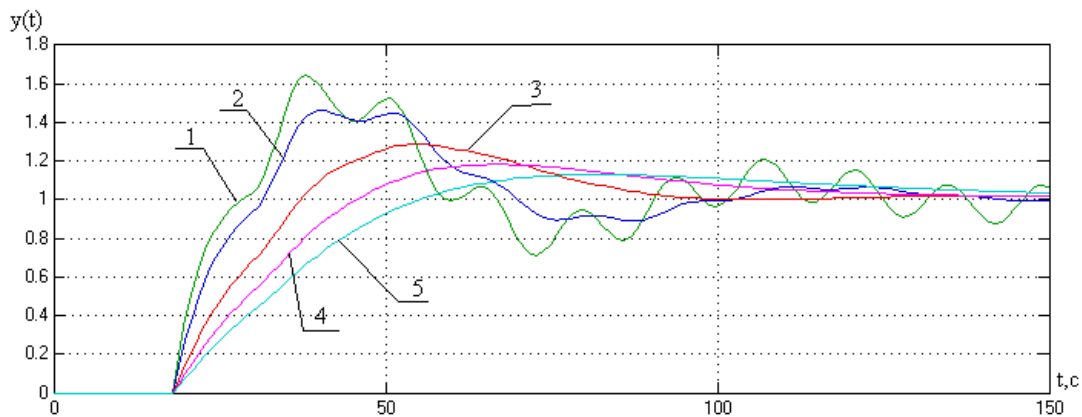
Перехідні процесу у системі при різних $\lambda_{Поч}$ зображені на рис. 2.9.



- 1 - $\lambda_{ПОЧ} = 0,33\tau_{ОБМ}$, 2 - $\lambda_{ПОЧ} = 0,5\tau_{ОБМ}$, 3 - $\lambda_{ПОЧ} = \tau_{ОБМ}$, 4 - $\lambda_{ПОЧ} = 1,5\tau_{ОБМ}$,
 5 - $\lambda_{ПОЧ} = 2\tau_{ОБМ}$

Рисунок 2.9 — Перехідні процеси у системі при різних $\lambda_{ПОЧ}$

Тепер зімітуємо ситуацію, коли параметри об'єкту визначені з похибкою (наприклад, збільшимо кожен параметр об'єкту на 50%) і повторимо дослідження при тих же λ_i . Результати представлені на рис. 2.10. Це дослідження ілюструватиме також поведінку системи при зміні параметрів об'єкту під час роботи.



- 1 - $\lambda_{ПОЧ} = 0,33\tau_{ОБМ}$, 2 - $\lambda_{ПОЧ} = 0,5\tau_{ОБМ}$, 3 - $\lambda_{ПОЧ} = \tau_{ОБМ}$, 4 - $\lambda_{ПОЧ} = 1,5\tau_{ОБМ}$,
 5 - $\lambda_{ПОЧ} = 2\tau_{ОБМ}$

Рисунок 2.10 — Перехідні процеси у системі зі зміненими параметрами об'єкта

Співставляючи графіки проведених досліджень можна прийти до висновку, що оптимальним параметром $\lambda_{\text{Поч}}$ буде такий, що $\lambda_{\text{Поч}} = \tau_{\text{ОБМ}}$. При цьому система має відчутний запас грубості та демонструє якісний перехідний процес при точному визначенні параметрів моделі.

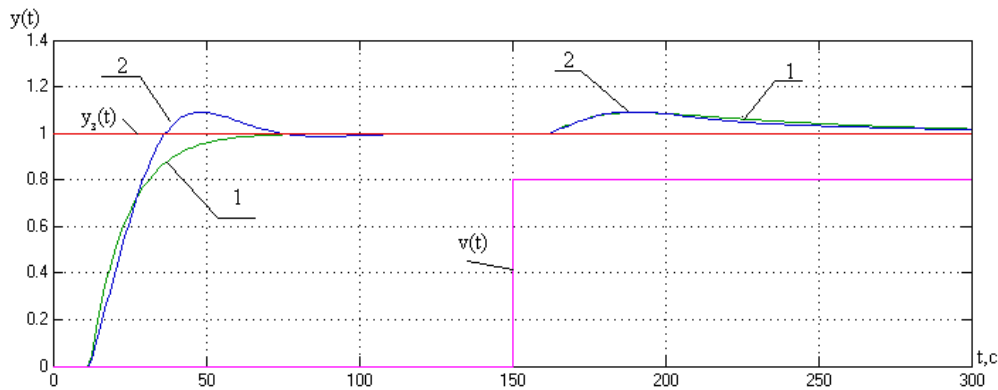
Оптимальний параметричний синтез адаптивної САР

Проведемо дослідження процедури пошуку коефіцієнта λ_{opt} , при якому мінімізується критерій якості. Такий пошук рекомендується проводити при значному відхиленні регульованої величини від значення, яке підтримується. Пошук може ініціюватися оператором, при сигналі від зовнішнього блоку оцінки відхилення регульованої величини або сигналі про зміну режиму роботи технологічного устаткування.

Для цього використовується одномірний пошук екстремуму функції. Величина критерію зупинки $\varepsilon_3 = 10\%$. Результати моделювання відображені на рисунку 2.11: $\lambda_{\text{opt}} = 10$, для пошуку знадобилось провести 2 кроки. На рисунку наведені процеси при реакції на зміну завдання $y_3(t)$ та зовнішнє збурення $v(t)$.

Порівняємо отримані результати з роботою САР з ПІ-регулятором, параметри якого розраховані методом оптимального параметричного синтезу з пошуковим алгоритмом нульового порядку: $K_p = 6,95$, $T_u = 64$ (рис. 2.11, графік 2).

Як видно, реакція на зовнішні збурення в системах майже не відрізняється, при цьому система з внутрішньою моделлю демонструє кращу реакцію на зміну завдання (відсутність перерегулювання, менший час перехідного процесу).



1 – система з внутрішньою моделлю, 2 – система с ПІ-регулятором
 Рисунок 2.11 — Перехідні процеси в оптимально налаштованих САР

Дослідимо роботу оптимально налаштованої системи з внутрішньою моделлю в умовах, коли параметри об'єкту змінилися на $\pm 50\%$. Подібні умови імітують як роботу обладнання у різних режимах (наприклад, зміна навантаження), так і можливі похибки при визначенні параметрів моделі.

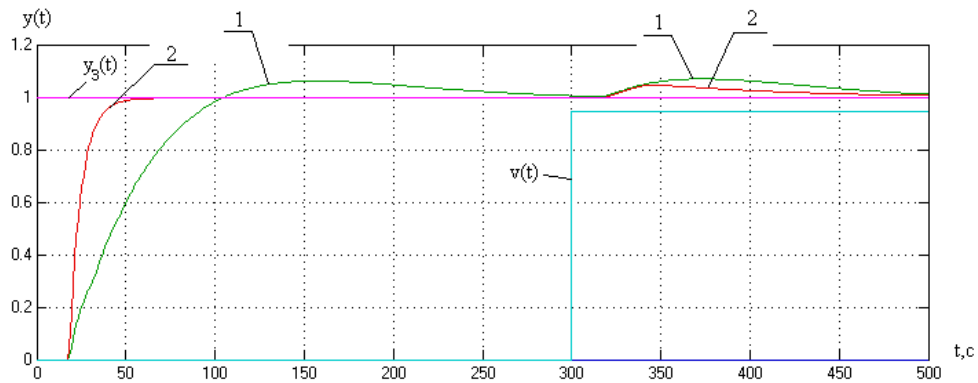
Розглянемо випадки, коли тестові об'єкти мають наступні параметри:

$$W_{\text{обт1}}(s) = \frac{0,24}{90s + 1} e^{-18s}, \quad (2.34)$$

$$W_{\text{обт2}}(s) = \frac{0,65}{40s + 1} e^{-7s}. \quad (2.35)$$

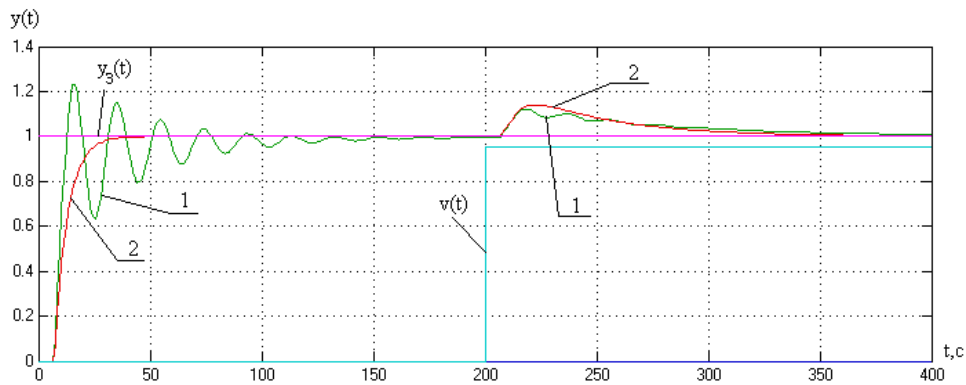
Для наведених об'єктів проведемо процес налаштування регулятора, який включає ідентифікацію параметрів моделі та наступну оптимізацію параметру настройки λ по інтегральному квадратичному показнику якості. Умова зупинки оптимізації λ — $\varepsilon_3 = 10\%$. Результати моделювання роботи системи керування з об'єктом $W_{\text{обт1}}(s)$ наведені на рис. 2.12, а з об'єктом $W_{\text{обт2}}(s)$ - на рис. 2.13. Значення λ_{opt} у першому

випадку становить 6,8 (3 кроки оптимізації), а у другому – 5,85 (λ_{opt} досягнуте за 4 кроки).



1 – до адаптації, 2 – після адаптації

Рисунок 2.12 — Перехідні процеси в САР з внутрішньою моделлю після зміни параметрів об'єкта керування ($W_{об}(s) = W_{обТ1}(s)$)



1 – до адаптації, 2 – після адаптації

Рисунок 2.13 — Перехідні процеси в САР з внутрішньою моделлю після зміни параметрів об'єкта керування ($W_{об}(s) = W_{обТ2}(s)$)

Як видно по наведеним графікам, використання адаптивної частини у САР приводить до значного покращення роботи системи (зменшення коливальності, часу перехідного процесу, динамічного відхилення).

2.3 Каскадна САР з регулятором змінної структури

2.3.1 Опис каскадної АСР

Все більше уваги приділяється дослідженням систем зі змінною структурою, використання яких дозволяє наділити САУ властивостями інваріантності до зовнішніх збурень та нечутливості до змін у параметрах об'єкту керування.

Поєднання концепції змінної структури із досягненнями класичної ТАУ та методом оптимального параметричного синтезу створює високоефективну систему автоматичного керування в умовах змінних режимів роботи об'єкта.

Для розрахунку багатоконтурних систем, зокрема каскадних та із вводом похідної, простих формул не існує, а методики вимагають для одержання настройок регуляторів проводити апроксимацію еквівалентних об'єктів до типових систем.

Застосування методів параметричного синтезу дає можливість проводити багатоваріантний аналіз проекрованої САУ та обґрунтовано приймати рішення про вибір найбільш ефективних алгоритмів управління з широкого класу лінійних, логічних, функціонально-нелінійних, адаптивних еквівалентних адаптивним.

Метод керування базується на оптимальному параметричному синтезі регулюючих пристроїв каскадної структури керування.

Математична постановка задачі оптимального параметричного синтезу для каскадної з регулятором системи змінної структури може бути сформульована наступним чином:

$$\left\{ \begin{array}{l} I = \int_{t_n}^{t_k} f_0(\bar{x}, \bar{u}, \bar{g}, \bar{e}) \rightarrow \min_{\bar{k} \in V_k}, \\ \dot{\bar{x}} = \bar{f}(\bar{x}, \bar{u}, \bar{b}) + W(t), \\ \bar{u} = \bar{\psi}(\bar{x}, \bar{k}), \\ \bar{u} \in V_u, \bar{x} \in V_x, \bar{k} \in V_k, \end{array} \right. \quad (2.36)$$

де I – критерій оптимізації;

\bar{x} – модель об'єкта;

\bar{u} – управління;

\bar{b} – вектор параметрів об'єкта;

\bar{k} – вектор параметрів регуляторів (ПІ та регулятора зі змінною структурою);

V_u, V_x, V_k – відкриті і закриті частини;

$W(t)$ – детерміноване збурення.

Розв'язання задачі (2.36) дає такі настройки регуляторів каскадної АСР, при яких буде досягатись мінімальне значення критерію оптимізації. Синтезована таким чином система – оптимальна по заданому критерію якості.

Структурна схема оптимального параметричного синтезу має вигляд (рис. 2.14). На рис. 2.14 прийняті позначення:

$y_{зад}$ – завдання;

$e(t), e_1(t)$ – сигнали розбалансу;

$u(t), u_1(t)$ – сигнали управління;

$v(t)$ – сигнал збурення, прикладеного до об'єкта;

$y(t), y_2(t)$ – сигнал виходу системи та проміжний сигнал;

I – критерій оптимізації;

\bar{k}^c, \bar{k}^k – вектори настройок регуляторів.

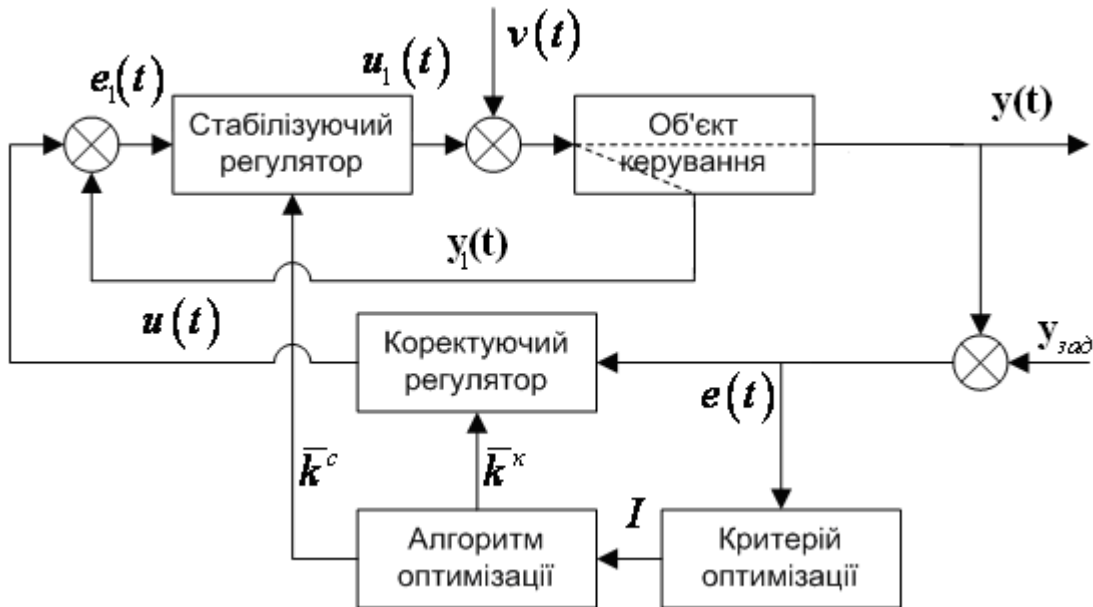


Рисунок 2.14 — Структурна схема оптимального параметричного синтезу

У якості головного регулятора застосуємо регулятор зі змінною структурою (РЗС), а у якості допоміжного – ПІ-регулятор.

РЗС описується наступними залежностями [1]:

$$u_{кор}(t) = \int_0^t \psi(\tau) \varepsilon(t) d\tau, \quad (2.37)$$

$$\psi(t) = \begin{cases} K_{кор} & \text{при } T_i + t_1^j \geq t \geq t_1^j \quad (j=1, 2, \dots), \\ 0 & \text{в протилежному випадку,} \end{cases} \quad (2.38)$$

$$T_i \ll \tau_{\min}, \quad (2.39)$$

де $u_{кор}(t)$ – сигнал виходу регулятора;

$\psi(t)$ – змінний коефіцієнт посилення регулятора;

T_i – час, протягом якого діє ненульова структура регулятора;

τ_{\min} – мінімальне транспортне запізнення об'єкта керування;

t_1^j – моменти часу, коли починає виконуватись умова:

$$S = (\alpha_1 \varepsilon_1(t) - y'(t))(\alpha_2 \varepsilon_1(t) + y'(t)) > 0, \quad (2.40)$$

де S – функція перемикання структури регулятора;

α_1, α_2 – деякі коефіцієнти;

$\varepsilon_1(t)$ – сигнал розбалансу, що поступає на регулятор;

$y'(t)$ – оцінка похідної $\varepsilon_1(t)$, що розраховується за законом:

$$T_D y'(t) + y(t) = \varepsilon_1(t), \quad (2.41)$$

де T_D – постійна часу демпфера, призначеного для згладжування сигналу розбалансу.

Оптимізацію можна проводити пошуковим методом нульового порядку. Оптимізація проводиться лише по $K_{кор}$, інші настройки незмінні. У якості початкової точки було експериментальним шляхом знайдено рівняння для встановлення параметрів настройок регуляторів даної системи на перехідний процес, близький до аперіодичного:

$$K_{кор} = \frac{\frac{7,13}{T_{об1}} + \frac{4,8}{\tau_{об1}}}{K_{об2}}, \quad \alpha_1 = \frac{0,396}{K_{об2}}, \quad \alpha_2 = \frac{0,0396}{K_{об2}}, \quad T_i = \frac{\tau_{min}}{5}, \quad (2.42)$$

$$K_{стаб} = \frac{0,7 \cdot T_{об1}}{K_{об1} \cdot \tau_{об1}}.$$

2.3.2 Реалізація адаптивного режиму роботи

Роботу системи покажемо на прикладі об'єкту, що описується передавальними функціями:

$$W_{об1}(s) = \frac{0,5e^{-18s}}{42s + 1}, \quad W_{об}(s) = \frac{e^{-45s}}{195s + 1}. \quad (2.43)$$

Індекси відповідають позначенням на рис. 2.14.

На рис. 2.15 зображено графік зміни функції перемикання S (2.40) для об'єкта (2.43) при зміні завдання. В моменти, коли функція перемикання перетинає вісь значень при переході із від'ємної на півплощини в додатну, вмикається ненульова структура регулятора. На рис. 2.16 зображено перехідний процес, який відповідає даним змінам функції перемикання.

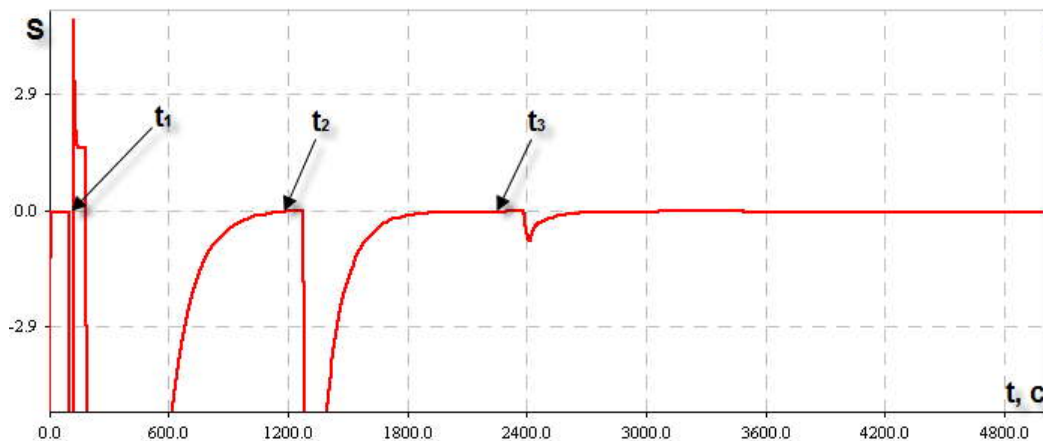


Рисунок 2.15 — Графік зміни функції перемикання S

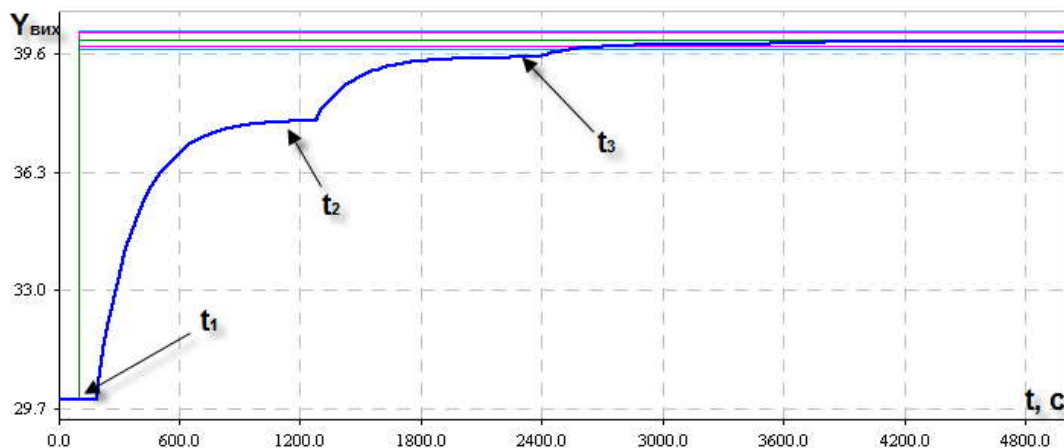


Рисунок 2.16 — Перехідний процес в АСР з головним регулятором змінної структури

Після дослідження характеру перехідних процесів запропоновано для реалізації адаптивного режиму роботи в момент переключення регулятора змінної структури (РЗС) на ненульову структуру (крім першого

t_1 з моменту після зміни завдання) здійснювати підстройку коефіцієнта посилення коригуючого регулятора. Закон адаптації можна описати наступними залежностями:

$$\Delta(t_1^j) = \left| 1 + \frac{Y(t_1^j) - Z}{\varepsilon(t_1^{j-1})} \right|, \quad j = 1, 2, \dots, n-1, \quad (2.44)$$

$$K(t_1^1) = K^0, \quad (2.45)$$

$$K(t_1^2) = K(t_1^1) \frac{1 + 0.01 \cdot \delta}{\Delta(t_1^2)}, \quad (2.46)$$

$$K(t_1^j) = K(t_1^{j-2}) + \frac{(1 + 0.01 \cdot \delta - \Delta(t_1^{j-1}))(K(t_1^{j-1}) - K(t_1^{j-2}))}{\Delta(t_1^j) - \Delta(t_1^{j-1})}, \quad j = 1, 2, \dots, n-1, \quad (2.47)$$

де $\Delta(t_1^j)$ – величина похибки регулювання на момент кроку адаптації i ;

t_1^j – моменти часу, коли починає виконуватись умова (2.40), $j = 1, 2, \dots, n-1$

(t_1^1 – момент часу, обумовлений зміною завдання; t_1^n – момент часу, коли регулюєма величина знаходиться у зоні відпрацьованого завдання і адаптація припиняється);

$Y(t_1^j)$ – значення вихідної величини на момент кроку адаптації i ;

Z – завдання;

$\varepsilon(t_1^j)$ – сигнал розбалансу на вході регулятора на момент кроку адаптації i ;

K^0 – коефіцієнт передачі регулятора на момент зміни завдання;

$K(t_1^j)$ – коефіцієнт передачі регулятора на кроці адаптації i ;

δ – максимально допустиме перерегулювання, %.

Адаптація (2.44)-(2.47) можлива лише при відпрацюванні завдання, починається в момент зміни завдання системи та завершується тоді, коли на момент включення ненульової структури регулятора вихідна величина об'єкта знаходиться у зоні відпрацьованого завдання. Таким чином, кожну зміну завдання відбувається автоматичне підстроювання коефіцієнту передачі корегуючого регулятора. На рис. 2.17 зображено результат роботи адаптивної системи на прикладі об'єкту (2.43).

Початкове значення коефіцієнту передачі

$$K^0 = 0.35. \quad (2.48)$$

В момент часу $t = 30 \text{ c}$ подається завдання змінюється з 30 до 25, в момент часу $t = 4000 \text{ c}$ – з 25 до 30, в момент часу $t = 8000 \text{ c}$ – з 30 до 25, в момент часу $t = 12000 \text{ c}$ – з 25 до 30.

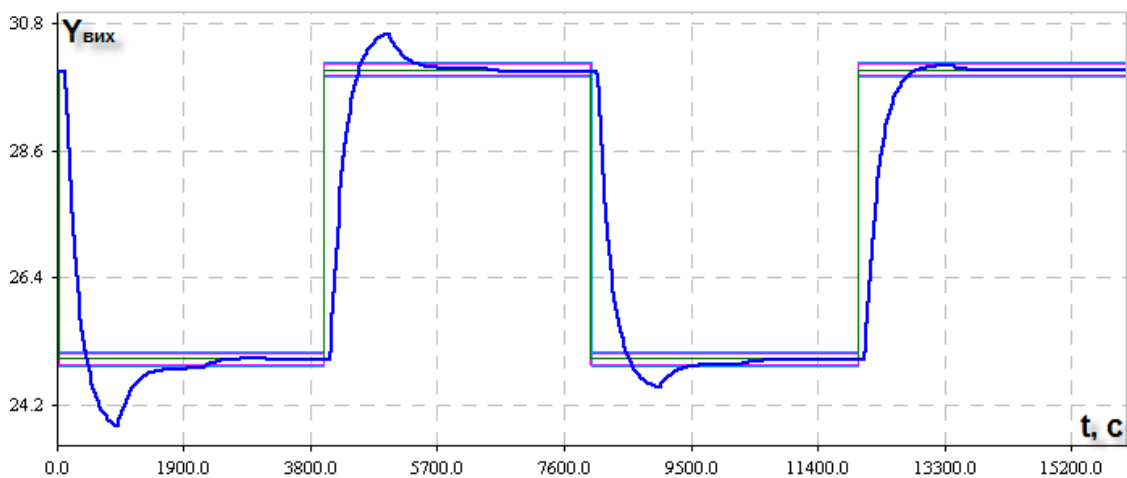


Рисунок 2.17 — Процес адаптації в АСР при $K^0 = 0.35$

У відповідності до закону адаптації відбувається підстроювання коефіцієнту передачі корегуючого регулятора:

$$\begin{aligned}
K(t_1^1) &= 0.35, \quad t_1^1 = 50 \text{ с}, \\
K(t_1^2) &= 0.293, \quad t_1^2 = 828 \text{ с}, \\
K(t_1^3) &= 0.318, \quad t_1^3 = 2089 \text{ с}, \\
K(t_1^4) &= 0.308, \quad t_1^4 = 4893 \text{ с}, \\
K(t_1^5) &= 0.284, \quad t_1^5 = 8942 \text{ с}.
\end{aligned}
\tag{2.49}$$

Як видно із (2.49) та рис. 2.17, відпрацювання зміни завдання в момент часу $t = 12000 \text{ с}$ відбувається все для оптимального значення коефіцієнту передачі регулятора. Це можна побачити по тому, що в результаті першого імпульсу регулятора з моменту зміни завдання в момент часу $t = 12000 \text{ с}$ регулюємо величина знаходиться в зоні відпрацювання завдання, і адаптація не відбувається.

Таким чином, розроблений алгоритм адаптації дозволяє виконувати автоматичне підстроювання коефіцієнта передачі корегуючого РЗС, для чого йому потрібна обмежена кількість кроків пошуку (згідно з дослідженнями, зазвичай 3-4 кроки).

2.3.3 Модифікація адаптивної АСР для підвищення швидкодії

Системи керування, описані вище, в оптимальному режимі налаштування характеризуються аперіодичним характером сигналів керування регуляторів, що показано на рис. 2.18-2.20:

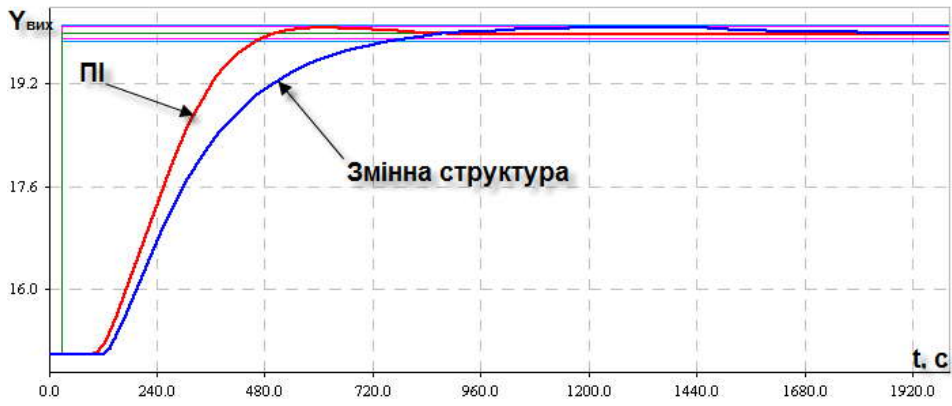


Рисунок 2.18 — Перехідні процеси в АСР з головними ПІ-регулятором та РЗС відпрацюванні завдання

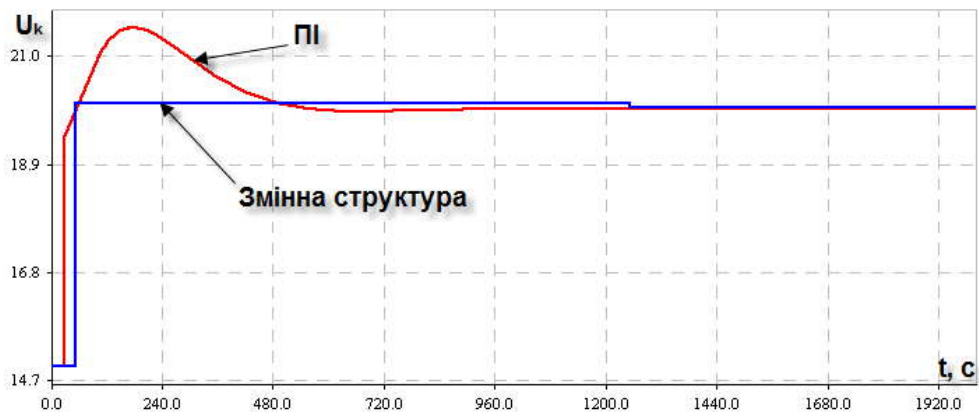


Рисунок 2.19 — Графік сигналу управління коригуючого регулятора при зміні величини завдання

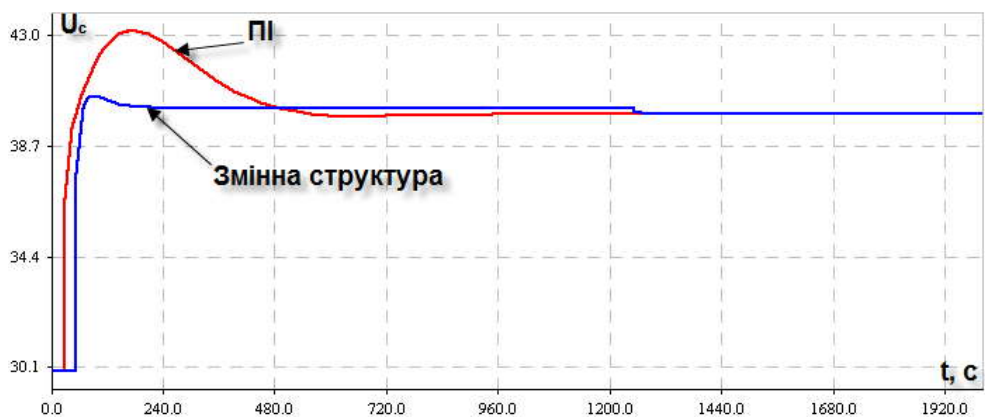


Рисунок 2.20 — Графік сигналу управління стабілізуючого регулятора при зміні величини завдання.

З рис. 2.20 видно, що на об'єкт із системи керування з коригуючим РЗС подається сигнал, близький по виду до ступінчатої зміни керування. Порівняно із каскадною системою керування це є перевагою для інерційних об'єктів, які потребують відсутності коливань зі сторони органу регулювання, проте в інших випадках є недоліком, оскільки призводить до збільшення часу регулювання, що спостерігається на рис. 2.19. Проаналізувавши рис. 2.19 і порівнявши характер управління ПІ-регулятора та регулятора зі змінною структурою, можна прийти до висновку, що для підвищення швидкодії системи сигнал управління корегуючого регулятора повинен мати перерегулювання. Проміжок часу, протягом якого функція знаходиться у додатній напівплощині, складає загальне транспортне запізнення об'єкта керування. На рис. 2.21 зображено графік функції перемикавання, на якому відмічені проміжки часу, під час яких функція знаходиться у додатній напівплощині.

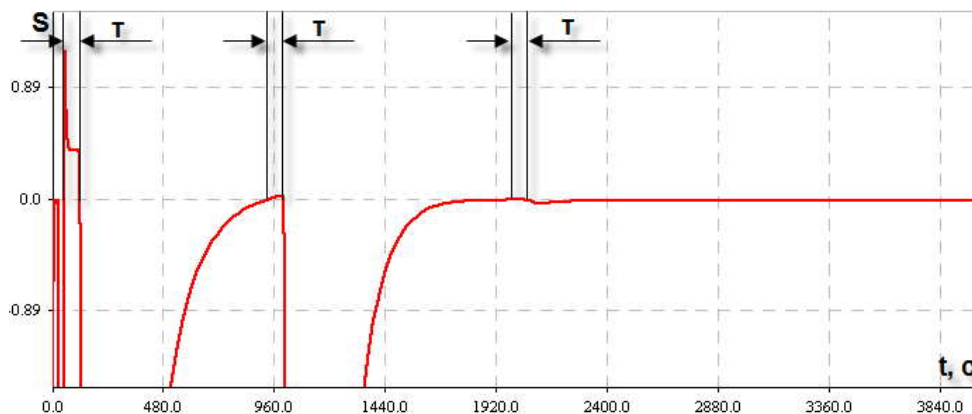


Рисунок 2.21 — Графік функції перемикавання для АСР з корегуючим РЗС

Запропоновано формувати сигнал керування наступного вигляду:

$$u_{II}(t) = u(t) + \Delta u(t), \quad (2.50)$$

$$\Delta u(t) = \begin{cases} K_{кор} \cdot \varepsilon(t_1^j), & t_1^j \leq t \leq t_2^j, \quad (j = 1, 2, \dots), \\ 0 & \text{в інших випадках,} \end{cases} \quad (2.51)$$

де t_2^j – момент, коли починає виконуватись умова:

$$Y(t) + \frac{dY(t)}{dt} \cdot (t_3^j - t_1^j) \geq Z, \quad (2.52)$$

де $u_{II}(t)$ – підсилене значення сигналу керування регулятора зі змінною структурою;

$u(t)$ – значення сигналу керування, розраховане за (2.37)-(2.40);

$\Delta u(t)$ – величина посилення сигналу керування;

$K_{кор}$ – коефіцієнт передачі корегуючого регулятора;

t_1^j – момент часу, коли починає виконуватись умова (2.40), тобто функція перемикавання переходить із від'ємної напівплощини у додатну;

$\varepsilon(t_1^j)$ – сигнал розбалансу на вході регулятора в момент часу t_1^j ;

$Y(t)$ – вихід об'єкта керування;

t_3^j – момент, коли перестає виконуватись умова (2.40);

Z – завдання.

На прикладі перехідної характеристики, зображеної на рис. 2.22, алгоритм (2.50)-(2.52) описується наступним чином:

1) в момент t_1 функція перемикавання набуває додатного значення, величина посилення сигналу набуває ненульового значення;

2) в момент t_2 функція перемикавання набуває від'ємного значення, різниця $(t_2 - t_1)$ складає загальне транспортне запізнення об'єкта керування;

3) в момент t_3 прогнозується перекид виходу об'єкта через задану величину і величина посилення сигналу набуває нульового значення – знімається посилення керування.

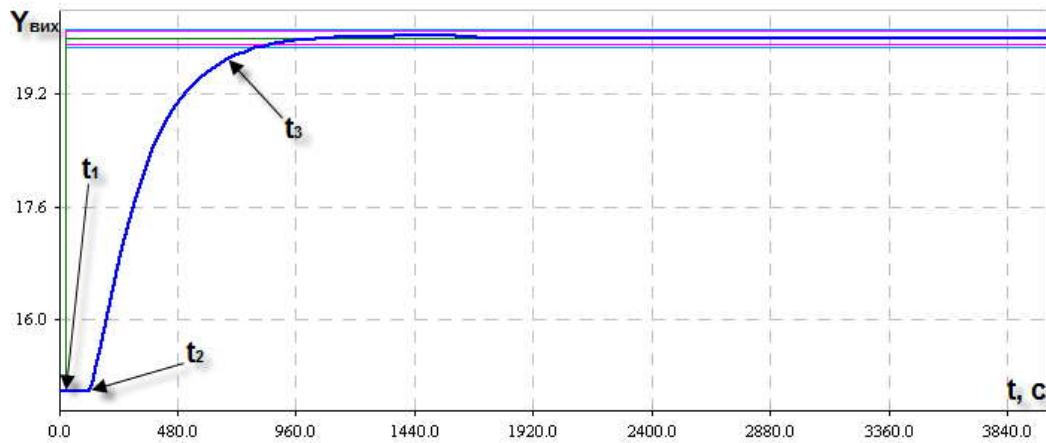


Рисунок 2.22 — Ілюстрація роботи алгоритму (2.18)-(2.20)

Результати роботи модифікованого для підвищення швидкодії алгоритму регулятора зі змінною структурою зображено на рис. 2.23. Для порівняння також зображено перехідні процеси у системі з двома ПІ-регуляторами. Дослідження проведено для об'єкту (2.43).

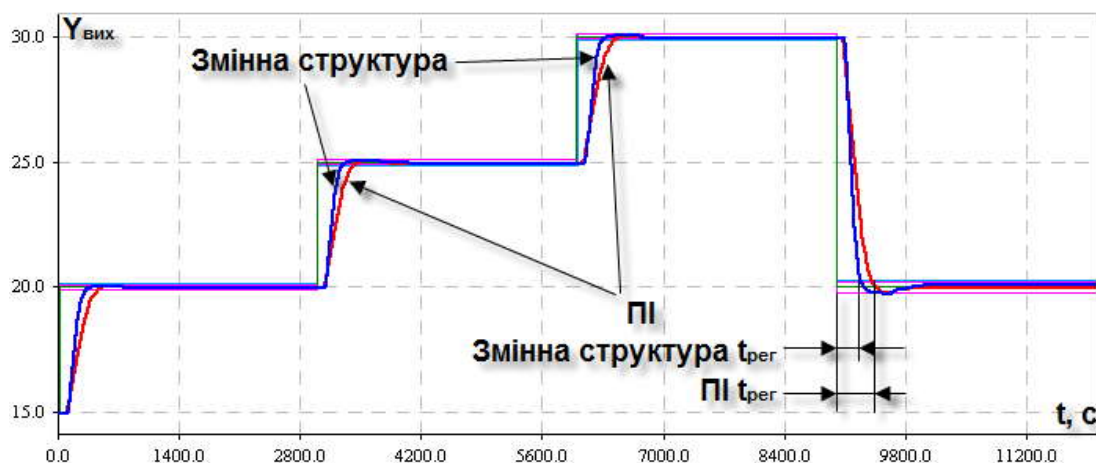


Рисунок 2.23 — Відпрацювання зміни завдання АСР із запропонованим алгоритмом РЗС, АСР з двома ПІ-регуляторами

На рис. 2.24 зображено сигнал виходу корегуючого регулятора, який відповідає перехідним процесам, зображеним на рис. 2.23. Для порівняння також зображено сигнал управління корегуючого ПІ-регулятора.

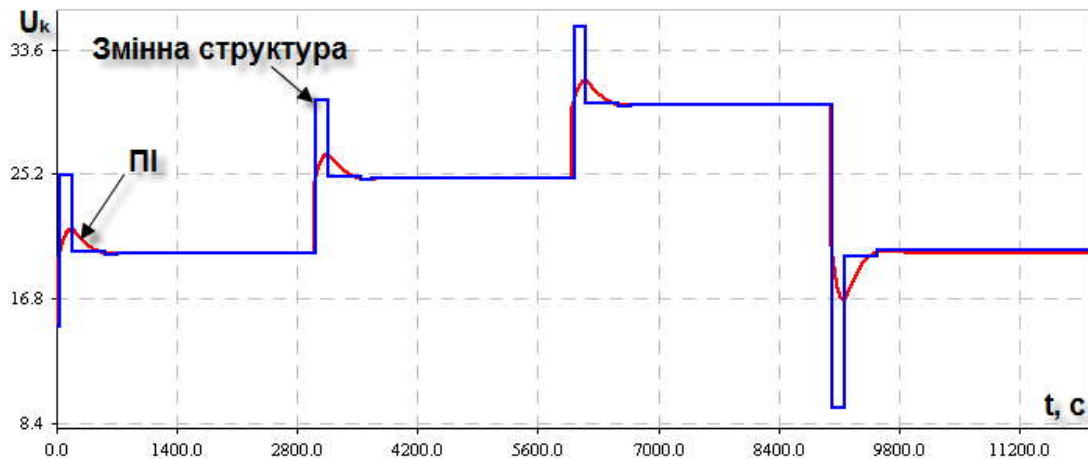


Рисунок 2.24 — Сигнал виходу корегуючого регулятора

З рис. 2.24 видно, що при застосуванні підсилення сигналу керування корегуючого регулятора зі змінною структурою можливе досягнення швидкодії більшої, аніж у каскадній АСР.

Також можлива робота запропонованої системи регулювання із алгоритмом адаптації (2.44)-(2.47).

2.4 Параметрично-адаптивна САР з аперіодичним регулятором

2.4.1 Основи методу

Методи синтезу АСР за допомогою ідентифікації моделі об'єкта управління є досить поширеними в зв'язку з наявністю потужного математичного апарату їх реалізації. Ще однією суттєвою перевагою таких методів є легка можливість реалізації їх на ЕОМ.

Розглянемо задачу побудови адаптивного аперіодичного регулятора з використанням процедури ідентифікації об'єкта регулювання рекурентним методом найменших квадратів [5].

Загальний вигляд дискретної передавальної функції класу об'єктів, для яких використовується аперіодичний регулятор, має вигляд:

$$Gp(z) = \frac{b_1 z^{-(1+d)} + \dots + b_m z^{-(m+d)}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_m z^{-m}} \quad (2.53)$$

Величина d виражає запізнення у вигляді цілого числа тактів квантування. В нашому випадку будемо розглядати одиничний такт квантування $T_{\text{кв}} = 1$.

Нехай ступінчата зміна завдання відбувається в момент $k=0$, тобто

$$w(k)=1 \text{ для } k=0,1,2 \quad (2.54)$$

$w(k)$ – завдання на вході регулятора на k -му кроці квантування.

Якщо $d=0$, то для отримання мінімального часу встановлення перехідного процесу потрібно, щоб виконувалася умова:

$$y(k) = w(k) = 1 \text{ для } k \geq m \quad (2.55)$$

$$u(k) = u(m) \text{ для } k \geq m$$

Тут m – порядок об'єкта (2.53).

z -перетворення змінних w , y , u мають наступний вигляд:

$$w(z) = \frac{1}{(1 - z^{-1})}, \quad (2.56)$$

$$y(z) = y(1)z^{-1} + y(2)z^{-2} + \dots + 1[z^{-m} + z^{-(m+1)} + \dots], \quad (2.57)$$

$$u(z) = u(0) + u(1)z^{-1} + \dots + u(m)[z^{-m} + z^{-(m+1)}], \quad (2.58)$$

Поділивши (2.57) і (2.58) на (2.56) отримаємо:

$$\frac{y(z)}{w(z)} = p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_m z^{-m} = P(z) \quad (2.59)$$

$$\begin{aligned} p_1 &= y(1) \\ p_2 &= y(2) - y(1), \\ &\dots \\ p_3 &= 1 - y(m-1) \end{aligned}$$

$$\frac{u(z)}{w(z)} = q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_m z^{-m} = Q(z) \quad (2.60)$$

$$q_0 = u(0),$$

$$q_1 = u(1) - u(0),$$

.....

$$q_m = u(m) - u(m-1)$$

Потрібно врахувати, що

$$p_1 + p_2 + \dots + p_m = 1, \quad (2.61)$$

$$q_0 + q_1 + \dots + q_m = u(m) = \frac{1}{K} = \frac{1}{G_p(1)} \quad (2.62)$$

Передавальна функція замкнутої системи буде рівна

$$G_W(z) = \frac{y(z)}{w(z)} = \frac{G_R(z)G_P(z)}{1 + G_R(z)G_P(z)} \quad (2.63)$$

Тому передавальна функція компенсаційного регулятора має вигляд:

$$G_R(z) = \frac{1}{G_p(z)} \frac{G_W(z)}{1 - G_W(z)} \quad (2.64)$$

Порівнявши рівняння (2.59) і (2.63), отримаємо

$$G_W(z) = P(z) \quad (2.65)$$

З рівнянь (2.59) і (2.60) слідує, що

$$G_p(z) = \frac{P(z)}{Q(z)} \quad (2.66)$$

З урахуванням (2.64) передавальна функція регулятора приймає вигляд:

$$G_R(z) = \frac{Q(z)}{1 - P(z)} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_m z^{-m}}{1 - p_1 z^{-1} - \dots - p_m z^{-m}} \quad (2.67)$$

Параметри цього регулятора отримаємо, використовуючи рівняння (2.63), (2.64) і (2.66):

чуттєвий до вибору початкових значень. Алгоритм ДФКК при дещо більшому об'ємі вимірювань дає дуже точні оцінки параметрів. Але на початковому етапі його оцінки характеризуються великими коливаннями, що робить цей алгоритм не дуже зручним для використання в адаптивних САУ. В цілому найкращі показники має алгоритм МФКК, але для типових об'єктів він не на багато кращий від РМНК. Лише в тих випадках, коли потрібні оцінки підвищеної точності, а використання РМНК має певні складності при обчисленні, можна використовувати МФКК.

Поряд з перерахованими використовується також рекурентний метод допоміжних змінних (РМДЗ), рекурентний метод максимальної правдоподібності (РММП), а також узагальнений метод РМНК - УРМНК.

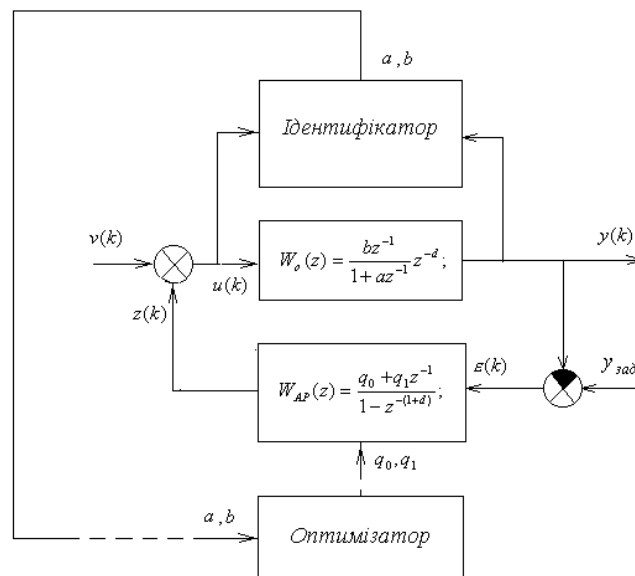


Рисунок 2.25 — Функціональна схема алгоритму РМНК/АР

2.4.2 Процедура ідентифікації об'єкта методом РМНК

Розглянемо послідовність операцій, які виконуються в процесі ідентифікації методом РМНК параметрів об'єкта першого порядку з запізненням. Оцінювання параметрів відбувається в рамках математичної

моделі з відомою структурою. Поточною ідентифікацією будемо називати процедуру знаходження параметрів шляхом обробки на ЕВМ даних, які поступають від об'єкта управління безпосередньо в процесі його функціонування. При цьому обробка ведеться по закінченню кожного такту квантування, тобто в реальному масштабі часу.

Об'єкт регулювання може бути описаний лінеаризованим рівнянням виду (при $T_{кв} = 1$):

$$y(k) + ay(k-1) = bu(k-d-1); \quad (2.69)$$

дискретна передавальна функція якого має вигляд:

$$W_{oy}(z) = \frac{bz^{-1}}{1+az^{-1}} z^{-d}; \quad (2.70)$$

Підставимо в рівняння (2.70) значення вимірних сигналів на вході $u(k)$ і виході $y(k)$, які відповідають такту k , а також оцінки параметрів, отримані після $(k-1)$ -го такту:

$$y(k) + \tilde{a}(k-1) \cdot y(k-1) - \tilde{b}(k-1) \cdot u(k-d-1) = e(k); \quad (2.71)$$

Нуль, який був у правій частині рівняння (2.69), після переносу всіх елементів рівняння вліво замінимо величиною $e(k)$, яку будемо називати нев'язкою. Ця величина характеризує неточність оцінок параметрів. В рівнянні (2.71) виділимо член, який будемо трактувати як передбачене в момент $(k-1)$ значення $\tilde{y}(k|k-1)$ вихідної величини $y(k)$:

$$\tilde{y}(k|k-1) = -\tilde{a}(k-1) \cdot y(k-1) + \tilde{b}(k-1) \cdot u(k-d-1) = e(k) \quad (2.72)$$

Звідси можна записати вираз для нев'язки:

$$e(k) = y(k) - \tilde{y}(k|k-1) \quad (2.73)$$

Для побудови алгоритма ідентифікації РМНК рівняння (2.71) запишемо у вигляді:

$$y(k) = \varphi^T(k) \cdot \tilde{\theta}(k) + e(k) \quad (2.74)$$

де $\varphi^T(k) = [-y(k-1) \quad u(k-1)]$ - вектор даних;

$\tilde{\theta}(k) = [\tilde{a}(k) \quad \tilde{b}(k)]^T$ - вектор оцінок параметрів.

Нехай при ідентифікації вимірювання були проведені на інтервалі $k=1,2,\dots,1+d+N$. Тоді сукупність із $(N+1)$ рівнянь виду (2.74) можна представити у векторно-матричному виді

$$y(1+d+N) = \Psi(1+d+N) \cdot \tilde{\theta}(d+N) - e(1+d+N) \quad (2.75)$$

де

$$y(1+d+N) = [y(1+d) \quad y(1+d+1) \dots y(1+d+N)]^T \quad (2.76)$$

$$e(1+d+N) = [e(1+d) \quad e(1+d+1) \dots e(1+d+N)]^T \quad (2.77)$$

$$\Psi(1+d+N) = \begin{bmatrix} -y(d) & \cdot & u(0) \\ -y(d+1) & \cdot & u(1) \\ \dots & \cdot & \dots \\ -y(N+d) & \cdot & u(N) \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

Введемо функцію втрат:

$$V = \sum_{k=1+d}^{1+d+N} e^2(k); \quad (2.79)$$

Мінімум функції втрат знайдемо із умови:

$$\frac{dV}{d\theta} = 0; \quad (2.80)$$

Позначимо

$$P(1+d+N) = [\Psi^T(1+d+N)\Psi(1+d+N)]^{-1}; \quad (2.81)$$

З урахуванням (2.81) оцінка, яка мінімізує функцію втрат має вид:

$$\tilde{\theta}(d+N) = P(1+d+N) \cdot \Psi^T(1+d+N) \cdot y(1+d+N) \quad (2.82)$$

Вираз (2.82) описує нерекурентний алгоритм ідентифікації. Для отримання рекурентного варіанта алгоритму треба відняти $\tilde{\theta}(k+1)$ від $\tilde{\theta}(k)$:

$$\tilde{\theta}(k+1) = \tilde{\theta}(k) + \gamma(k)e(k+1) \quad (2.83)$$

Вектор корекції $\gamma(k)$ знаходиться із співвідношення:

$$\gamma(k) = P(k+1)\Psi(k+1) = \frac{P(k)\Psi(k+1)}{\Psi^T(k+1)P(k)\Psi(k+1) + 1}; \quad (2.84)$$

де

$$P(k+1) = [I - \lambda(k)\Psi^T(k+1)]P(k); \quad (2.85)$$

Вихідні данні для рекурентного алгоритму:

$$\tilde{\theta}(0) = 0, P(0) = \alpha I.$$

α — довільне достатньо велике число.

2.4.3 Алгоритм РНМК

Алгоритм обчислення оцінок параметрів (в формі, найбільш зручній для використання в адаптивних системах) включає наступні кроки:

1. Вимірюються нові значення $y(k)$ і $u(k)$, що відповідають моменту k .

2. Знаходимо помилку $e(k) = y(k) - \tilde{\theta}^T(k-1) \cdot \varphi^T(k)$

3. Обчислюються нові оцінки параметрів

$$\tilde{\theta}(k-1) = \tilde{\theta}(k-1) + \underbrace{[\gamma_1(k-1) \quad \gamma_2(k-1)]^T}_{\text{із п.7}} \cdot e(k)$$

із п.7

4. Формується новий вектор даних $\varphi^T(k+1) = [-y(k) \quad u(k)]$

$$5. \quad \underbrace{P(k) \cdot \varphi^T(k+1)}_{\text{із п.8}} = \begin{bmatrix} p_{11}(k) & p_{12}(k) \\ p_{21}(k) & p_{22}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -y(k) \\ u(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = I$$

із п.8

$$6. \quad \varphi^T(k+1) \underbrace{P(k) \cdot \varphi^T(k+1)}_{\text{із п.5}} = -I_1 \cdot y(k) + I_2 \cdot u(k) = \lambda$$

із п.5

$$7. \quad \gamma(k) = \begin{bmatrix} \gamma_1(k) \\ \gamma_2(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{\lambda} I$$

8.

$$P(k+1) = [P(k) - \gamma(k) \cdot \Phi^T(k+1) \cdot P(k)] = \begin{bmatrix} p_{11}(k) - \gamma_1(k)I_1(k)p_{12}(k) - \gamma_1(k)I_2(k) \\ p_{21}(k) - \gamma_2(k)I_1(k)p_{22}(k) - \gamma_2(k)I_2(k) \end{bmatrix}$$

9. k збільшується на 1, і знову виконується вся послідовність кроків, починаючи з першого пункту. Для того, щоб можна було починати обчислення в момент $k=0$, необхідно задати початкові значення

$$\tilde{\theta}(0) = [0 \quad 0]^T, \quad P(0) = \begin{bmatrix} 0 & \alpha \\ \alpha & 0 \end{bmatrix}, \quad \alpha - \text{довільне, достатньо велике число.}$$

В результаті отримаємо параметри моделі об'єкта.

Алгоритм РМНК може використовуватись для ідентифікації в замкненому контурі. Потрібно відмітити, що для процедури ідентифікації порядок моделі і час запізнення об'єкта управління повинні бути відомими.

2.5 Контрольні питання до розділу

1. Алгоритм адаптивного ПД-регулятора.
2. Методика налаштування системи з адаптивним ПД-регулятором.
3. Вплив коефіцієнтів алгоритму АПД-регулятора на характеристики перехідних процесів.
4. Структура АСР з моделлю об'єкта керування та опис її роботи.
5. Адаптивна АСР з моделлю об'єкта у складі регулюючої ланки.
6. Вплив параметрів регулятора на якість роботи адаптивної АСР з внутрішньою моделлю.
7. Регулятор зі змінною структурою. Принцип роботи.
8. Регулятор зі змінною структурою у складі каскадної АСР.
9. Адаптивної АСР з регулятором змінної структури та її модифікації.
10. Рекурентні методи ідентифікації об'єкта керування.
11. Використання РМНК для керування об'єктами.

3 СИСТЕМИ ПАРАМЕТРИЧНОЇ ОПТИМІЗАЦІЇ

3.1 Критерії оптимізації

Для оцінювання якості керування в числовій процедурі оптимізації використовувався інтегральний критерій, як реакція системи на одиничну ступінчасту дію по каналу регулюючого органу. До найбільш вживаних відносять лінійний інтеграл на інтервалі часу перехідного процесу $t_p = (t_k - t_n)$

$$I = \int_{t_n}^{t_k} e(t) dt, \quad (3.1)$$

що має аналітичний зв'язок з настроювальними параметрами. Проте, з точки зору чисельних пошукових процедур, перевагу віддають інтегралу по модулю

$$I = \int_{t_n}^{t_k} |e(t)| dt, \quad (3.2)$$

оскільки він, на відміну від лінійного, має екстремальний характер, що робить процедуру пошуку оптимуму стійкою.

Лінійний інтегральний критерій є неприйнятним для оцінки коливальних процесів, оскільки в цих випадках може виявитися, що лінійний інтеграл буде мінімальним при великих знакозмінних відхиленнях регульованої величини. У зв'язку з цим для оцінки якості коливальних процесів застосовують квадратичний інтегральний критерій

$$I = \int_{t_n}^{t_k} (e(t))^2 dt. \quad (3.3)$$

Часто до підінтегрального виразу додають час, тоді лінійний та квадратичний критерії матимуть вигляд (3.4 – 3.5).

$$I = \int_{t_n}^{t_k} |e(t)| t^i dt \rightarrow \min_K \quad (3.4)$$

$$I = \int_{t_n}^{t_k} (e(t))^2 t^i dt \rightarrow \min_K \quad (3.5)$$

де $i = 0, 1, 2, \dots$

3.2 Оптимальний параметричний синтез САР з випереджувачем

3.2.1 Складність керування об'єктами із запізненням

Характерною особливістю більшості технологічних об'єктів є наявність значних запізнень в каналах управління та вимірювання, що пояснюється кінцевою швидкістю розповсюдження сигналів інформації в об'єктах (транспортне запізнення) [17].

Іншою особливістю більшості об'єктів керування є їх багатомірність (наявність каскадів чи ланцюгів технологічних об'єктів). Це призводить до збільшення порядку диференційного рівняння об'єкта, тобто до появи великої кількості достатньо малих постійних часу об'єкта. В цьому випадку, з метою спрощення динамічної моделі об'єкта, вводиться додаткова ланка запізнення, величина якої приблизно рівна сумі відкинутих постійних часу об'єкта. Таке запізнення називається динамічним.

Крім того в деяких об'єктах, охоплених контуром зворотного зв'язку (об'єкти з рециклом), з'являється додаткове запізнення в контурі рециркуляції (рис. 3.1).

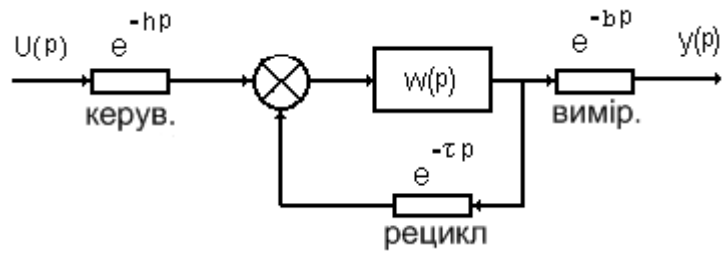


Рисунок 3.1 — Об'єкт керування з запізненням

Серед об'єктів з запізненням найбільше розповсюдження отримав клас об'єктів з транспортним запізненням.

Транспортне запізнення доволі часто спостерігаються у промислових процесах. Через них інформація про процес надходить до регулятора пізніше, ніж це потрібно, що може привести до нестійкості. Задача ще більше ускладнюється, якщо величина запізнення велика і змінюється з часом. Тому придатність класичних підходів до керування в таких випадках суттєво обмежена.

В багатьох процесах спостерігається запізнення, яким не можна нехтувати. Одним з них є процес горіння в рідинному реактивному двигуні. Час, який необхідний для вприскування палива в камеру згорання і досягнення необхідного тиску, і є часом запізнення в даному процесі. Значні запізнення спостерігаються в процесах сушки. При сушці вапняку в обертальних печах запізнення від зміни вологості до зміни температури досягає декількох десятків хвилин. Інший дуже цікавий приклад необхідності управління процесами з запізненням – це управління процесом виробництва паперу. На багатьох етапах цього виробництва присутні запізнення, які за величиною значно перевищують сталі часу, що також створює труднощі при управлінні процесом. Це стосується і технологічного процесу виробництва скла. Недопустимо нехтувати запізненням при управлінні процесами в хімічній промисловості. Воно виникає у зв'язку з тим, що хімічні реакції вимагають, перш за все,

перемішування реагентів, а перемішування розчинів зазвичай відбувається достатньо повільно.

3.2.2 Спеціальні структури регуляторів для керування процесами з великими запізненнями

Оскільки у ланки з транспортним запізненням зсув фаз $\varphi = -\omega\tau$ збільшується зі збільшенням величини запізнення τ , а частота ω_{180} збільшується зі зменшенням тривалості перехідного процесу $(\tau + T)$, то відношення $\frac{\tau}{(\tau + T)}$ характеризує складність керування об'єктом.

Для керування об'єктами з великим транспортним запізненням, зазвичай при $\frac{\tau}{(\tau + T)} > 0,2 \dots 0,5$, використовуються спеціальні структури регуляторів, що містять блоки для передбачення поведінки об'єкта через час τ . Прикладами такої структури можуть слугувати випереджувач Сміта та його модифікації.

Випереджувач Сміта являє собою регулятор, що містить допоміжний внутрішній контур від'ємного зворотного зв'язку з модельним блоком, в якому присутня оцінка передавальної функції об'єкта управління з запізненням і без нього [18]. Його структурна схема зображена на рис. 3.2. Додатковий від'ємний зворотний зв'язок формує сигнал, ідентичний такому, який з часом з'явиться на виході системи, та подає його на вхід регулятора до того часу, доки не з'явиться сигнал від головної ланки зворотного зв'язку. Як тільки він з'явиться, сигнал з випереджувача стане рівним нулю. Передавальна функція такого зворотного зв'язку має вигляд:

$$W_{zz}(s) = W_m(s) - W_m(s) \cdot e^{-\tau \cdot s} = W_m(s) \cdot (1 - e^{-\tau \cdot s}) \quad (3.6)$$

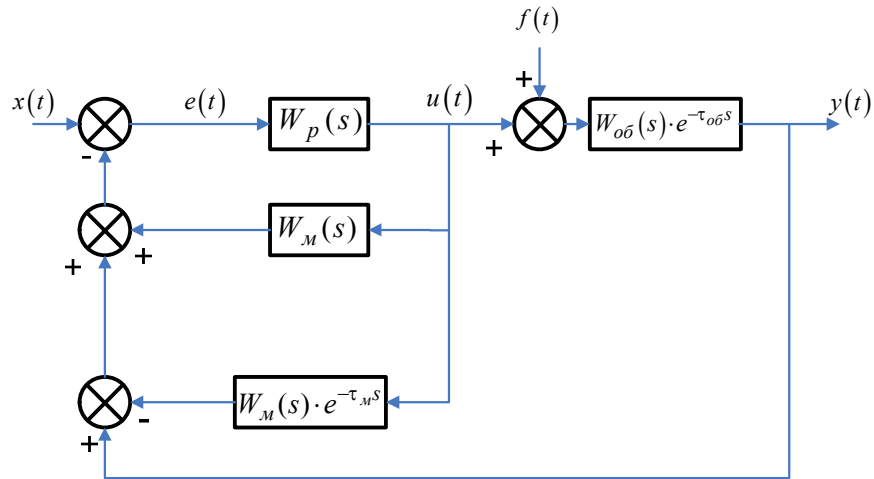


Рисунок 3.2 — Структурна схема САР з випереджувачем Сміта

На рис. 3.2 прийняті наступні позначення: $x(t)$ – задане значення регульованої величини; $f(t)$ - збурення; $e(t)$ - сигнал розбалансу; $u(t)$ - керуючий сигнал; $y(t)$ – регульована величина; $W_p(s)$ – передавальна функція регулятора; $W_{ob}(s) \cdot e^{-\tau_{ob}s}$ – передавальна функція об’єкта керування; $W_M(s) \cdot e^{-\tau_M s}$ – передавальна функція моделі об’єкта з запізненням; $W_M(s)$ – передавальна функція моделі об’єкта без запізнення.

Для отримання бажаних перехідних процесів та нульової статичної помилки при дії невимірюваних збурень запропонована модифікація випереджувача Сміта, котра полягає у введенні додаткового динамічного компенсатора $M(s)$, котрий розраховується по методиці (3.7) [19]. Введення динамічного компенсатора практично не впливає на динаміку системи по каналу завдання – вихід.

$$M(s) = \frac{A_1 s + A_0}{B_1 s + 1}, A_1 = T_u \left(\frac{1}{K_{ob} K_p} + 1 \right), A_0 = 1, B_1 = T_u. \quad (3.7)$$

Структурна схема САР з модифікованим випереджувачем Сміта приведена на рис. 3.3.

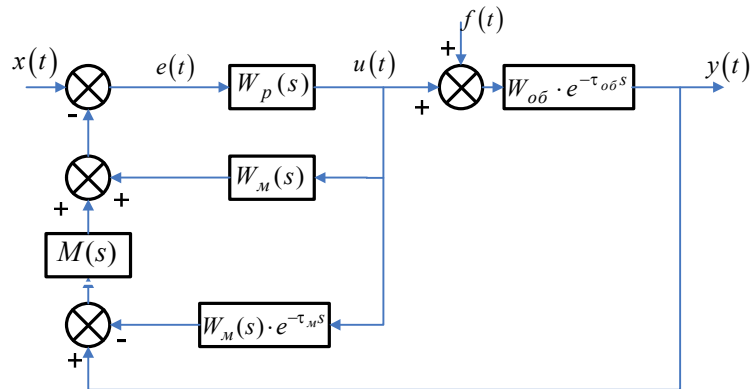


Рисунок 3.3 — Структурна схема САР з модифікованим випереджувачем Сміта.

На рис. 3.3 прийняті наступні позначення: $x(t)$ – задане значення регульованої величини; $f(t)$ - збурення; $e(t)$ - сигнал розбалансу; $u(t)$ - керуючий сигнал; $y(t)$ – регульована величина; $W_p(s)$ – передавальна функція регулятора; $W_{об}(s) \cdot e^{-\tau_{об}s}$ – передавальна функція об’єкта керування; $W_M(s) \cdot e^{-\tau_M s}$ – передавальна функція моделі об’єкта з запізненням; $W_M(s)$ – передавальна функція моделі об’єкта без запізнення; $M(s)$ - передавальна функція динамічного компенсатора.

Ще однією модифікацією випереджувача Сміта є ППІ – регулятор (від “Предиктивний ПІ”), котрий розповсюджений в АСУ ТП ширше, ніж сам випереджувач Сміта. Його структурна схема зображена на рис. 3.4.

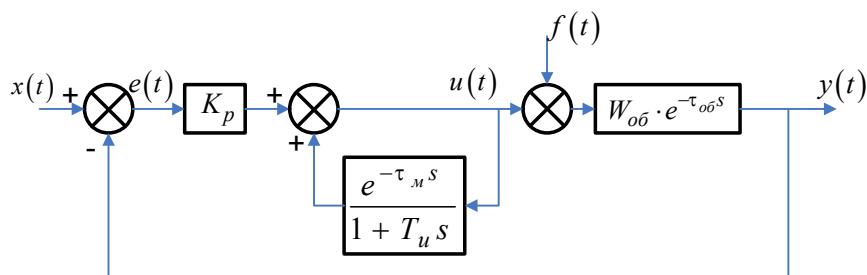
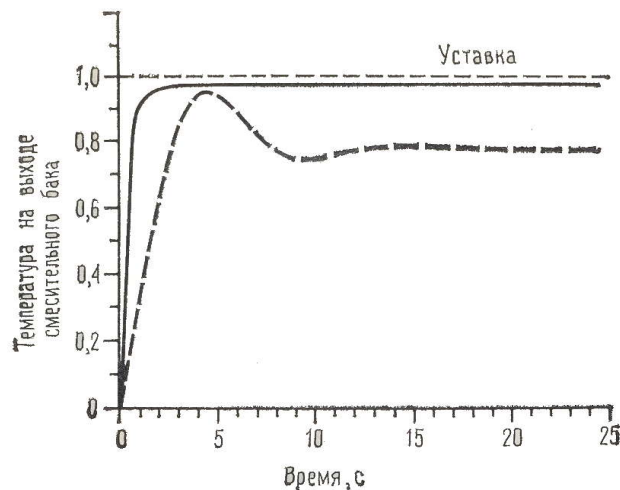


Рисунок 3.4 — Структурна схема САР з ППІ – регулятором

Підсумовуючи сказане раніше можна зробити висновок, що основною перевагою випереджувача Сміта є те, що він містить модельний блок, який дозволяє передбачити поведінку об'єкта керування через час, рівний запізненню об'єкта керування, і таким чином знівелювати негативний вплив запізнення, виключивши його при розрахунку регулятора. Це дає можливість вибирати великі значення коефіцієнта підсилення регулятора, не боячись нестійкості замкнутої системи. Як приклад наведемо реакцію підігріваного змішувального бака на зміну уставки по температурі вихідного потоку [20], зображену на рис. 3.5.

Порівняно з випереджувачем Сміта ППІ – регулятор є простішим в налаштуванні, так як в ньому потрібно налаштувати три параметри (K_p, T_u, τ_m). Проте в той же час він не повністю компенсує вплив запізнення і через це не дозволяє вибирати такі ж великі значення коефіцієнту підсилення не боячись нестійкості системи, як і випереджував Сміта.



штрихова лінія – система без випереджувача Сміта, $k = 3,52$; суцільна лінія – система з випереджувачем Сміта, $k = 30$

Рисунок 3.5 — Реакція підігріваного змішувального бака на зміну уставки по температурі вихідного потоку

Відомі ще декілька модифікацій випереджувача Сміта, призначених для об'єктів з виділеними інерційними та випереджуючими ділянками, тобто $W_{об}(s) = W_{вин}(s) \cdot W_{ин}(s)$. Одна з них – це модифікований варіант випереджувача Сміта з формувачем якості. Його структурна схема зображена на рис. 6.6.

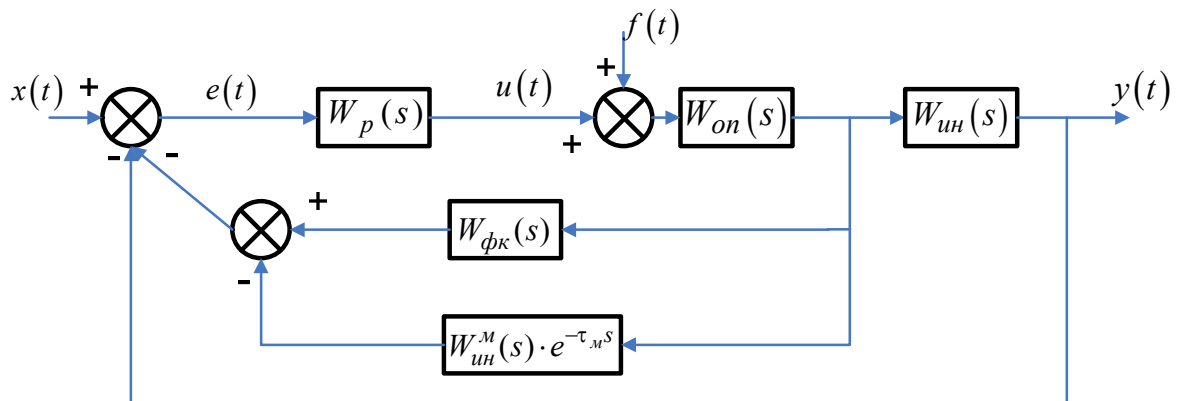


Рисунок 3.6 — Структурна схема САР з удосконаленим варіантом випереджувача Сміта з формувачем якості

На рис. 3.6 прийняті наступні позначення: $x(t)$ – задане значення регульованої величини; $f(t)$ - збурення; $e(t)$ - сигнал розбалансу; $u(t)$ - керуючий сигнал; $y(t)$ – регульована величина; $W_{об}(s) = W_{вин}(s) \cdot W_{ин}(s)$ - передавальна функція об'єкта керування; $W_p(s)$ - передавальна функція регулятора; $W_{фк}(s)$ - передавальна функція формувача якості; $W_{ин}^м(s) \cdot e^{-\tau_мs}$ - передавальна функція інерційної ділянки об'єкта.

Інша модифікація випереджувача Сміта, призначена для об'єктів з виділеними інерційними та випереджуючими ділянками, це - удосконалений варіант модифікованого випереджувача Сміта для керування багатовимірних об'єктами з запізненнями і не вимірюваними збуреннями, структурна схема якого наведена на рис. 3.7.

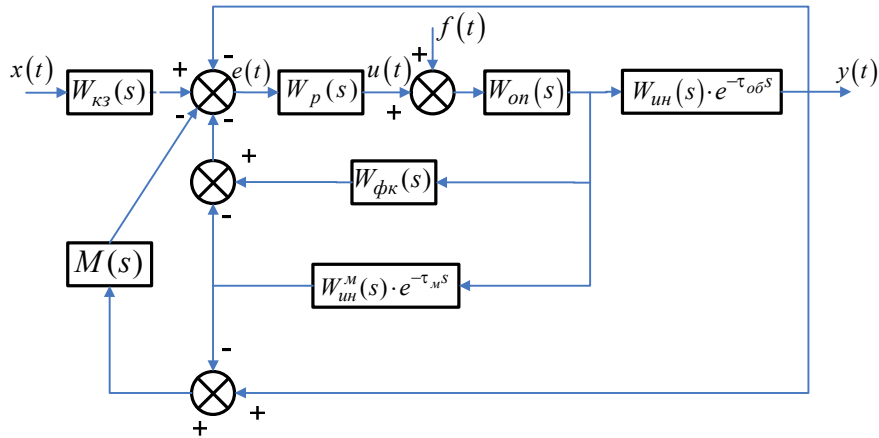


Рисунок 3.7 — Структурна схема САР з удосконаленим варіантом випереджувача Сміта

На рис. 3.7 прийняті наступні позначення: $W_{об}(s) = W_{еун}(s) \cdot W_{ин}(s)$ - передавальна функція об'єкта керування; $W_p(s)$ - передавальна функція регулятора; $W_{фк}(s)$ - передавальна функція формувача якості; $W_{ин}^M(s) \cdot e^{-\tau_M s}$ - передавальна функція моделі інерційної ділянки об'єкта; $W_{кз}(s)$ - коректор завдання; $M(s)$ - динамічний компенсатор.

Також відомі модифікації випереджувача Сміта для керування інерційними об'єктами, передавальна функція котрих має вигляд $W_{об} = \frac{K_{об}}{s} \cdot e^{-\tau s}$ [21] (рис. 3.8).

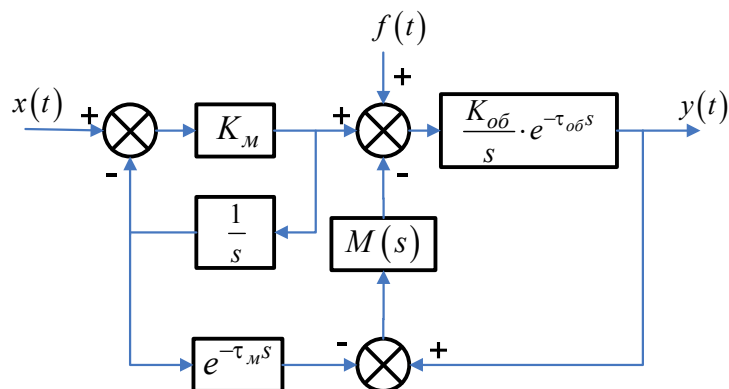


Рисунок 3.8 — Структурна схема САР з модифікацією випереджувача Сміта, запропонована Астремом і Хенгом

Тут $M(s)$ - передавальна функція регулятора (використовується П – або ІІІ - регулятор); K_m - коефіцієнт підсилення моделі об'єкта; τ_m - запізнення об'єкта керування.

Для покращення реакції системи на збурення запропонована ще одна модифікація випереджувача Сміта [22] – каскадний випереджувач Сміта. Він використовується для керування інерційними об'єктами з передавальними функціями $W_{об} = \frac{K_{об}}{s} \cdot e^{-\tau_{об}s}$ та $W_{об} = \frac{K_{об}}{s(T_{об}s + 1)} \cdot e^{-\tau_{об}s}$.

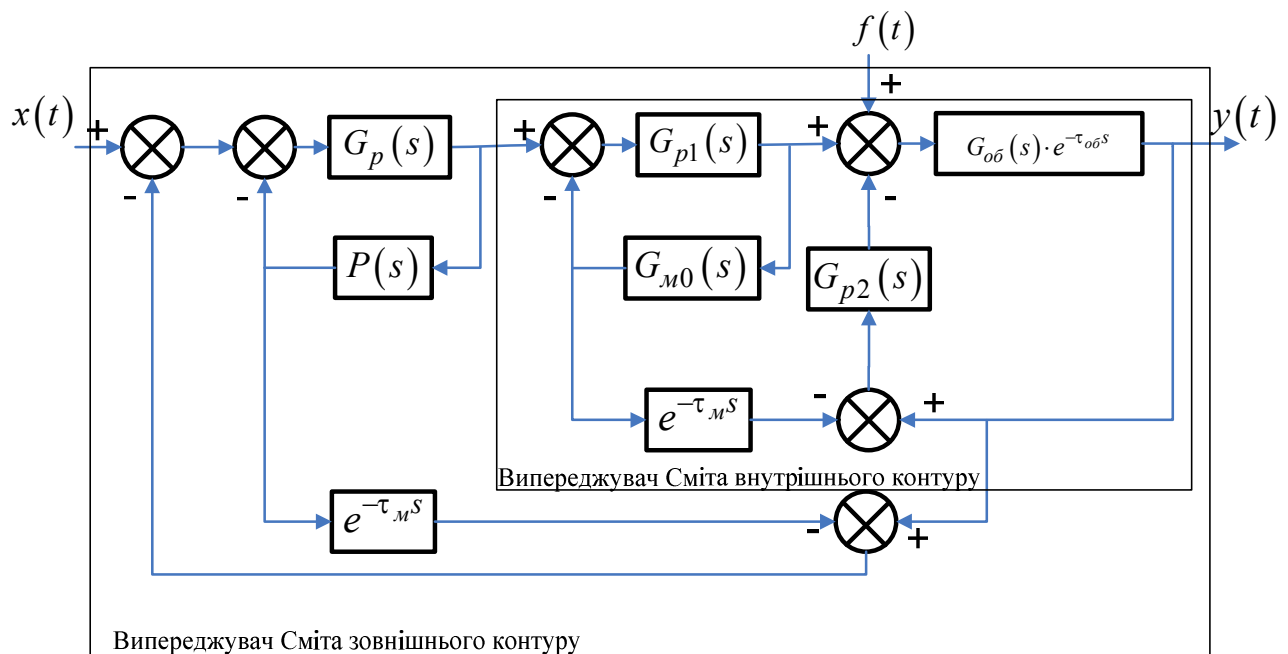


Рисунок 3.9 — Структурна схема САР з каскадним випереджувачем Сміта

Елементами та сигналами такої системи є: x – регульована величина; r - задане значення регульованої величини; f - збурення; $G_{об}(s) \cdot e^{-\tau_{об}s}$ - передавальна функція об'єкта керування; $G_{m0}(s)$ - передавальна функція моделі частини об'єкта без запізнення; τ_m - запізнення об'єкта керування; $P(s)$ - модель об'єкта без запізнення першого порядку; $G_p(s)$ - зовнішній

регулятор; $G_{p1}(s)$ - внутрішній регулятор; $G_{p2}(s)$ - стабілізуючий регулятор.

3.2.3 Постановка задачі оптимального параметричного синтезу

З появою цифрової техніки реалізовувати часову затримку стало досить легко, що спростило реалізацію випереджувача Сміта. Проте широке його використання обмежує ряд недоліків. По-перше, це відсутність інженерних методів налаштування параметрів САР з випереджувачем Сміта. По-друге, САР з випереджувачем Сміта дуже чутливі до змін параметрів об'єкта в процесі роботи (при зміні значень параметрів об'єкта без підстроювання значень параметрів САР з випереджувачем Сміта суттєво погіршуються показники якості перехідного процесу і збільшується вірогідність втрати системою стійкості). Ці недоліки характерні також і модифікаціям випереджувача Сміта.

З метою усунення описаних вище недоліків використання випереджувача Сміта та його модифікацій були проведені дослідження зі знаходження алгоритму оптимального параметричного синтезу (ОПС) для підстроювання параметрів САР з випереджувачем Сміта, модифікованим випереджувачем Сміта та ППІ - регулятором. Детальніше вони були описані нижче.

Сформулюємо задачу оптимального параметричного синтезу для САР з розглянутими вище регуляторами наступним чином.

Критерій оптимізації:

$$I = \int_{t_n}^{t_k} (|e(t)|)^j t^i dt \rightarrow \min_K, \quad (3.8)$$

де t_n, t_x - межі інтегрування; $(|e(t)|)^j t^i$ - цільова функція; $e(t)$ - сигнал розбалансу; t - час; i, j - постійні цілочислові коефіцієнти; $i = 0, 1, 2, \dots$; $j = 1, 2$; \bar{K} - вектор параметрів САР, які підлягають оптимізації.

Обмеження на керуючий сигнал:

$$u_{\min} \leq u(t) \leq u_{\max} . \quad (3.9)$$

де $u(t)$ - керуючий сигнал на виході регулятора.

Передавальна функція об'єкта:

$$W_{об}(s) = \frac{K_{об}}{T_{об}s + 1} \cdot e^{-\tau_{об}s} . \quad (3.10)$$

Для випереджувача Сміта:

- передавальна функція ПІ – регулятора:

$$W_p(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_u s} \right); \quad (3.11)$$

- передавальна функція модельного блоку:

$$W_m(s) = \frac{K_m}{T_m s + 1} \cdot (1 - e^{-\tau_m s}) . \quad (3.12)$$

Для модифікованого випереджувача Сміта:

- передавальна функція ПІ – регулятора:

$$W_p(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_u s} \right); \quad (3.13)$$

- передавальна функція модельного блоку:

$$W_M(s) = \frac{K_M}{T_M s + 1} \cdot (1 - e^{-\tau_M s}); \quad (3.14)$$

- передавальна функція динамічного компенсатора:

$$M(s) = \frac{A_1 s + A_0}{B_1 s + 1} \quad (3.15)$$

Для ППІ – регулятора:

- Передавальна функція ППІ – регулятора:

$$W_{PII}(s) = \frac{K_p}{1 - \frac{e^{-\tau_u s}}{1 + T_u s}} \quad (3.16)$$

У формулах (3.10) – (3.16) прийняті наступні позначення: $K_{об}$ - коефіцієнт підсилення об'єкта; $T_{об}$ - постійна часу об'єкта; $\tau_{об}$ - запізнення об'єкта; K_p - коефіцієнт підсилення ПІ – регулятора; T_u - постійна інтегрування ПІ – регулятора; K_M - коефіцієнт підсилення моделі об'єкта; T_M - постійна часу моделі об'єкта; τ_M - запізнення моделі об'єкта; A_1, A_0, B_1 - коефіцієнти динамічного компенсатора.

Для проведення ОПС структурні схеми розглянутих регуляторів рис. 3.2 – рис. 3.4 доповнюються блоком обчислення критерію оптимізації та блоком оптимізації, який розраховує безпосередньо оптимальні параметри. Доповнені схеми приведені на рис. 3.10 – рис. 3.12.

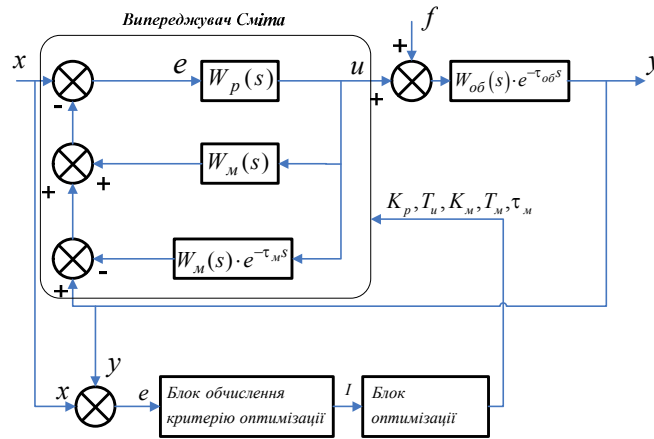


Рисунок 3.10 — Структурна схема САР з випереджувачем Сміта з алгоритмом ОПС

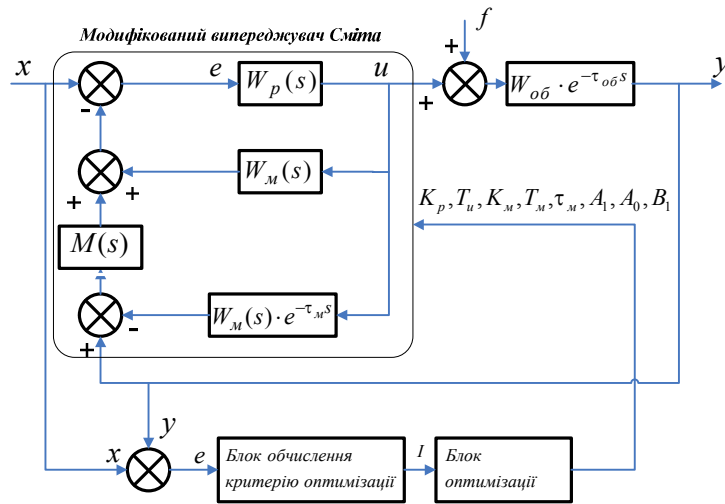


Рисунок 3.11 — Структурна схема САР з модифікованим випереджувачем Сміта з алгоритмом ОПС

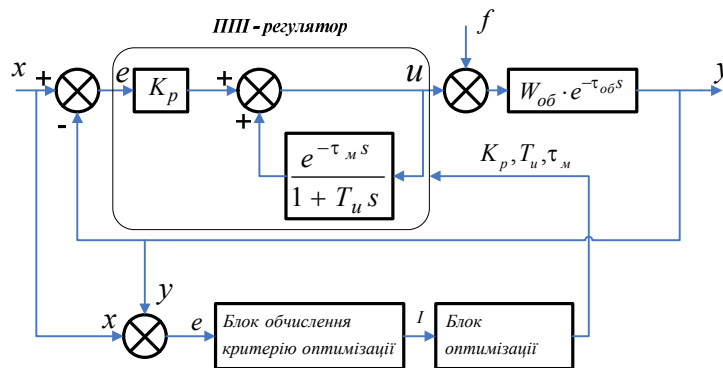


Рисунок 3.12 — Структурна схема САР з ППІ - регулятором з алгоритмом ОПС

3.2.4 Приклади роботи САР

У дослідженнях використовувалися критерії вигляду (3.5) при $i = 2$.

Найкращі результати ОПС були отримані при одночасній оптимізації параметрів ПІ – регулятора та моделі об'єкта у випадку випереджувача Сміта і модифікованого випереджувача Сміта. Параметри динамічного компенсатора для модифікованого випереджувача Сміта не оптимізувалися, а розраховувалися за формулами, приведеними у виразі (3.7). Розрахунки проводилися на кожному кроці оптимізації для зменшення впливу динамічного компенсатора на її результати. У випадку ППІ – регулятора найкращі результати були отримані також при одночасній оптимізації його параметрів K_p , T_u та τ_m .

Дослідження проведемо на прикладі об'єкту, описаного передавальною функцією (3.17). Така передавальна функція характеризує канал паливо – температура пару за стельовим екраном в проміжній точці тракту котлоагрегату.

$$W_{об}(s) = \frac{1,75}{126s + 1} \cdot e^{-60s}. \quad (3.17)$$

Оптимальний параметричний синтез систем автоматичного регулювання з випереджувачем Сміта, модифікованим випереджувачем Сміта і ППІ – регулятором проводився як для ідеального випадку, коли значення параметрів об'єкта співпадали з початковими, для котрих і проводилося попереднє налаштування САР, так і для випадку, коли значення параметрів об'єкта були змінені на + 50 % в порівнянні з початковими.

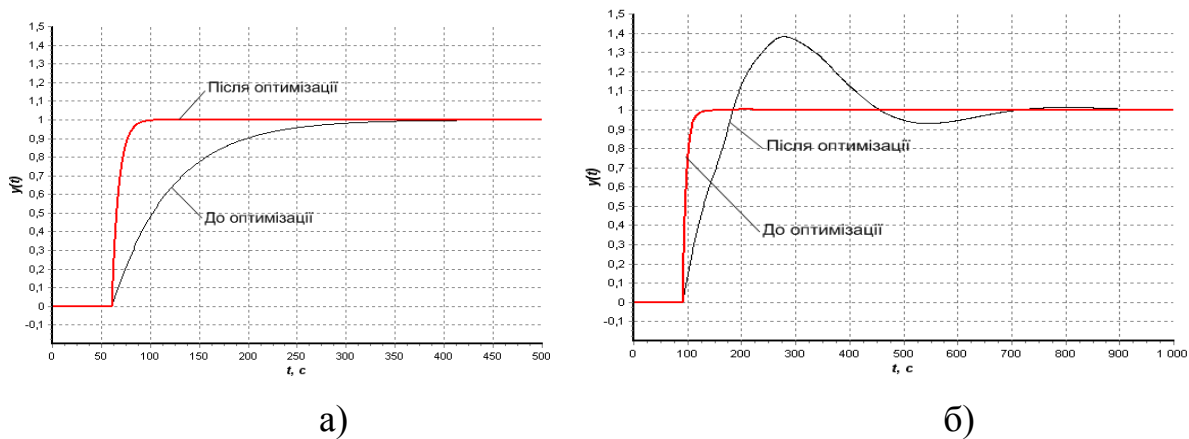
Початкові параметри ПІ – регулятора, який використовується в нашій САР з випереджувачем Сміта, визначалися за допомогою спрощених

формул для розрахунку на процес з мінімальною квадратичною площею відхилення.

$$K_p = \frac{T_{об}}{K_{об} \cdot \tau_{об}}, \quad T_u = T_{об}. \quad (3.18)$$

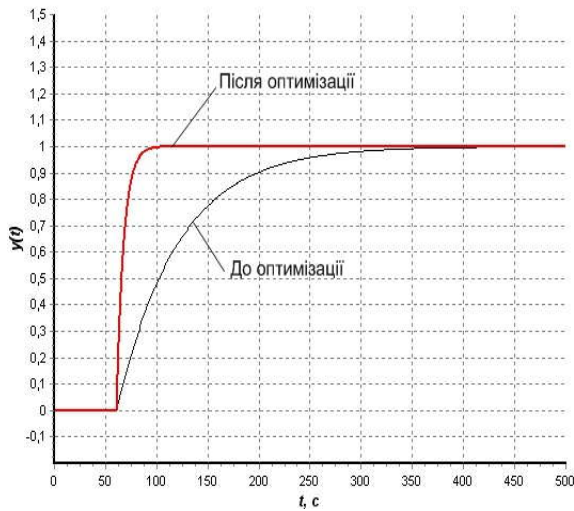
Початкові значення параметрів моделі об'єкта необхідно обирати якомога ближчими до параметрів самого об'єкта, тобто в ідеальному випадку $W_{об}^M(s) = W_{об}(s)$. Для САР з модифікованим випереджувачем Сміта початкові значення параметрів динамічного компенсатора розраховуються по методиці, описаній у виразі (6.2). Для САР з ППІ – регулятором початкові значення параметрів K_p та T_u розраховуються як і для ПІ – регулятора у випереджувача Сміта, а значення моделі запізнення об'єкта τ_m обирається якомога ближче до значення запізнення самого об'єкта керування τ .

На рис. 3.13 – 3.15 приведені результати ОПС САР для об'єкта (3.17).

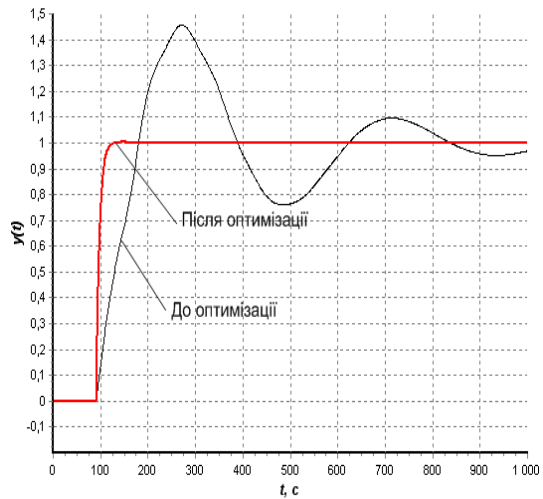


а) при початкових значеннях параметрів об'єкта; б) при змінених на 50 % значеннях параметрів об'єкта

Рисунок 3.13 — Криві перехідних процесів в САР з випереджувачем Сміта до та після оптимізації



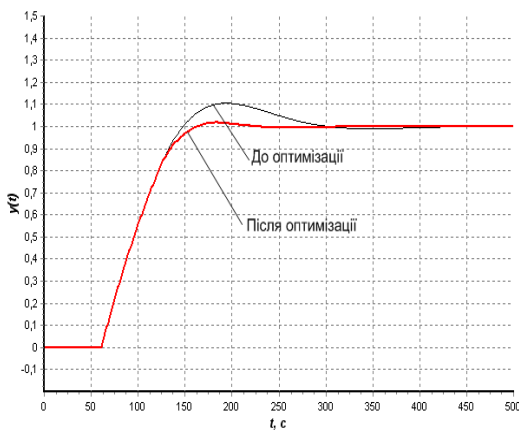
а)



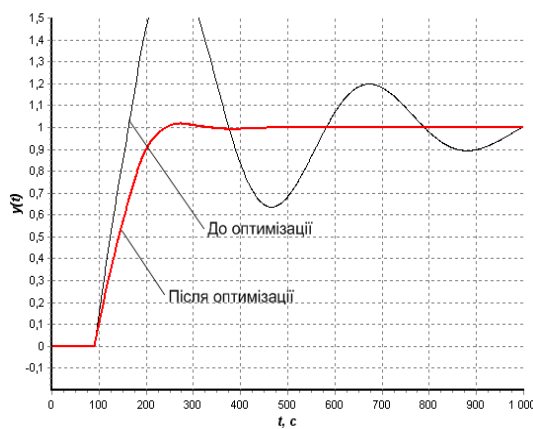
б)

а) при початкових значеннях параметрів об'єкта; б) при змінених на 50 % значеннях параметрів об'єкта

Рисунок 3.14 — Криві перехідних процесів в САР з модифікованим випереджувачем Сміта до та після оптимізації



а)



б)

а) при початкових значеннях параметрів об'єкта; б) при змінених на 50 % значеннях параметрів об'єкта

Рисунок 3.15 — Криві перехідних процесів в САР з ППІ - регулятором до та після оптимізації

Порівнюючи отримані криві перехідних процесів в САР з випереджувачем Сміта, модифікованим випереджувачем Сміта та ППІ –

регулятором для обох об'єктів можна сказати, що використання ОПС дозволяє значно покращити показники якості роботи системи у різних режимах функціонування обладнання або для пошуку оптимальних налаштувань на етапі пуско-налагоджувальних робіт.

3.3 ОПС комбінованих САР з використанням генетичних алгоритмів

3.3.1 Особливості генетичних алгоритмів

Для звичайних одноконтурних систем автоматичного регулювання з лінійними регуляторами задачі параметричної оптимізації, як правило, являються однокстремальними. Для складних багатоконтурних систем управління характерно, поряд з глобальним, наявність великої кількості локальних екстремумів. Крім того, локальні екстремуми з'являються і при введенні обмежень на простір пошуку.

Задача настройки складних схем САР спряжена з багатоекстремальністю цільової функції. Саме багатоекстремальність цільової функції є негативним фактором, адже результатом параметричної оптимізації може бути довільний екстремум. Тому для вирішення даної проблеми потрібна спеціальна методика по знаходженню глобального екстремуму або метод оптимізації, здатний знайти глобальний екстремум.

Ідея генетичних алгоритмів [23] взята із теорії Дарвіна про еволюцію. Створюються види (рішення), які схрещуються між собою, мутують, самі найгірші вмирають (фільтруються). Суть алгоритму в тому, що спочатку маємо набір довільних видів. Кожен вид містить в собі набір хромосом (змінних, значення яких потрібно знайти), які і потрібно розрахувати. Спочатку маємо в популяції види, у яких всі хромосоми випадкові. Після цього відбувається схрещування видів і, можливо, мутація. Далі

відбираються найкращі види (у яких мінімальна цільова функція), а самі найгірші (з максимальними цільовими функціями і з хромосомами, які не попадають в заданий інтервал) видаляють із популяції. На наступній ітерації схрещування, мутація і відбір повторюються. Завдяки цьому постійно залишаються тільки ті, у яких цільова функція близька до мінімуму. І так повторюється до тих пір, поки не буде знайдено рішення, яке задовольняє з точки зору похибки. Часто алгоритм зупиняють, якщо на протязі заданого числа поколінь (ітерацій) не вдається знайти ще кращий вид, чим той, що маємо.

Генетичні алгоритми мають наступні переваги:

- 1 ГА не потребують ніякої інформації про поведінку функції (наприклад, неперервність).
- 2 Розриви, які існують на поверхні відклику, мають незначний ефект на повну ефективність оптимізації.
- 3 ГА відносно стійкий до попадання в локальні оптимуми.
- 4 ГА придатний для рішення крупно масштабних проблем оптимізації.
- 5 ГА можуть бути використані для широкого класу задач.
- 6 ГА прості в реалізації.

В той же час існує ряд труднощів в практичному використанні ГА, а саме:

- 1 З допомогою ГА проблематично знайти точний глобальний оптимум.
- 2 ГА неефективно використовувати у випадку оптимізації функції, що потребує значного часу на обчислення.
- 3 ГА непросто змоделювати для знаходження всіх рішень задачі.
- 4 ГА важко використовувати для ізольованих функцій. Ізольованість («пошук голки в копиці сіна») – проблема для будь-якого метода оптимізації, оскільки функція не представляє ніякої

інформації, що підказує, в якій області шукати максимум. Лише випадкове попадання особи в глобальний екстремум може вирішити задачу.

На сьогодні ГА використовують для рішення таких задач:

- 1 Пошук глобального екстремуму багатопараметричної функції.
- 2 Апроксимація функції.
- 3 Задачі пошуку найкоротшого шляху (задача комівояжера).
- 4 Налаштування штучної нейронної мережі.

3.3.2 Опис комбінованих САР

Типові САР (одноконтурна, каскадна) неефективно відпрацьовують вплив на об'єкт збурення, яке неможливо виміряти. Тому були розроблені комбіновані систем автоматичного регулювання, в яких використовується модель інерційної ділянки об'єкта і корегуючий пристрій. Для усунення впливу зовнішніх збурень передавальна функція корегуючого пристрою при достатньо великому коефіцієнті підсилення системи вибирається із умови інваріантності.

Зміна характеристик об'єкта може відбуватися не тільки в результаті дії збурень. Можуть змінюватися деякі параметри об'єкта в процесі роботи, що відноситься в першу чергу до об'єктів, динамічні характеристики яких, по каналу регулюючого впливу суттєво змінюються в залежності від рівня навантаження.

На рис. 3.16 наведена структурна схема комбінованої САР з використанням моделі інерційної ділянки: вихід випереджаючої ділянки об'єкту регулювання Y_1 , подається на вхід моделі інерційної ділянки регулювання з передавальною функцією W_{in}^M .

Різниця виходів ідеального і реального об'єктів (моделі і об'єкта) подається через корегуючий пристрій з передавальною функцією $W_k(p)$ на вхід системи.

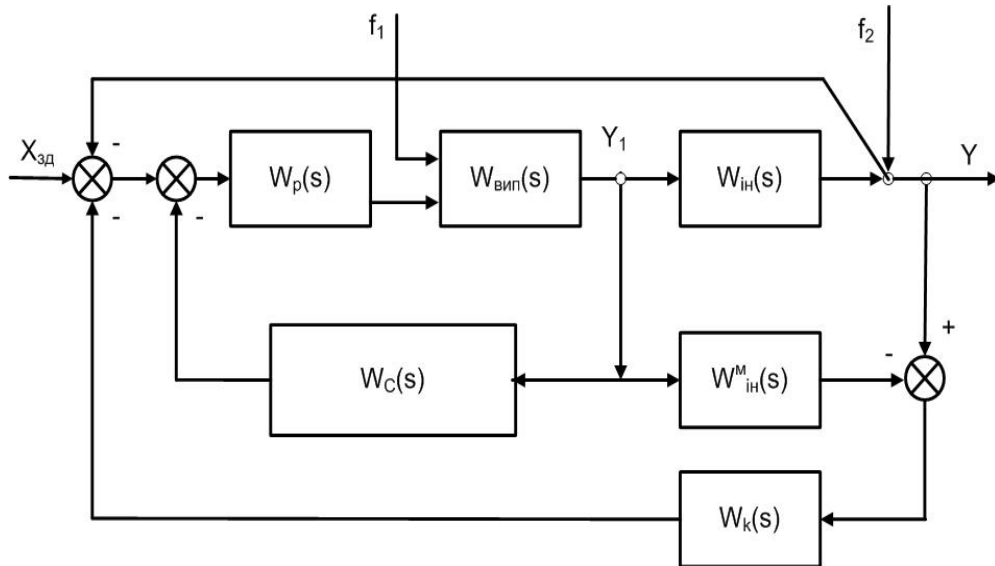


Рисунок 3.16 — Структурна схема комбінованої САР з використанням моделі інерційної ділянки

Знайдемо передавальну функцію системи по зовнішній збурюючій дії:

$$W_{y,f_2}(p) = \frac{1 + W_p(p)W_{\text{вин}}(p)W_c(p) - W_p(p)W_{\text{вин}}(p)W_{\text{ин}}^m(p)W_c(p)}{1 + W_p(p)W_{\text{вин}}(p)W_{\text{ин}}(p) + W_p(p)W_{\text{вин}}(p)W_c(p)}. \quad (3.19)$$

Для того, щоб зовнішнє навантаження не впливало на регулюючу величину, необхідне виконання умови

$$1 + W_p(p)W_{\text{вин}}(p)W_c(p) - W_p(p)W_{\text{вин}}(p)W_{\text{ин}}^m(p)W_c(p) = 0. \quad (3.20)$$

Звідси знаходимо передавальну функцію корегуючого пристрою

$$W_{\kappa}(p) = \frac{W_c(p)}{W_{in}^M(p)} + \frac{1}{W_p(p)W_{\text{вун}}(p)W_{in}^M(p)}. \quad (3.21)$$

Оскільки передавальна функція диференціатора вибирається з умови

$$W_c(p) = k_{in} - W_{in}^M(p). \quad (3.22)$$

Тоді отримана структура буде стійкою при достатньо великому коефіцієнті підсилення розімкненої системи

$$k = k_p k_{\text{вун}} k_{in}. \quad (3.23)$$

Перейшовши до границі, використовуючи рівняння (5.4), получимо, що для усунення впливу зовнішнього збурення навантаженням передавальна функція корегуючого пристрою повинна бути вибрана із умови

$$W_{\kappa}(p) = \frac{W_c(p)}{W_{in}^M(p)}. \quad (3.24)$$

Покажемо, яким чином можна реалізувати модель інерційної ділянки об'єкта регулювання з використанням реального стабілізуючого пристрою, Так як для реалізації системи, структура якої стійка при достатньо великому коефіцієнті підсилення, параметри налаштувань стабілізуючого пристрою вибирається із умови (3.24), то структурну схему САР, наведену на рис. 3.16, можна перетворити в схему, наведену на рис. 3.17.

Вихід стабілізуючого пристрою подається на вхід суматора, на другий вхід якого з протилежним знаком поступає сигнал $Y_1 \cdot k_{in}$. Отриманий таким чином вихідний сигнал моделі порівнюється на цьому ж

суматорі з виходом реального об'єкта. Різниця виходів моделі і об'єкта подається через корегуючий пристрій на вхід системи регулювання.

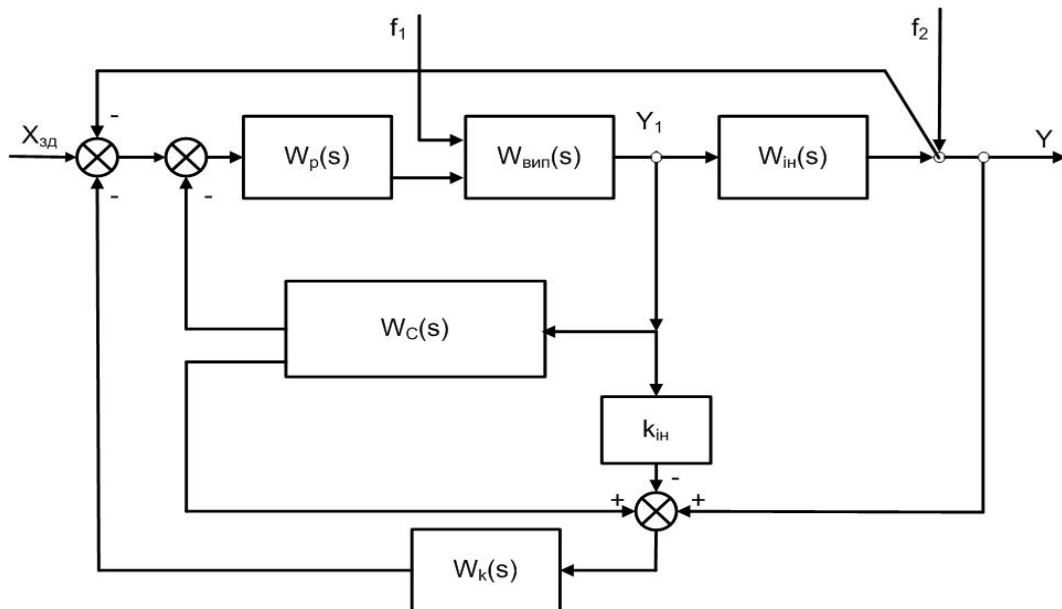


Рисунок 3.17 — Структурна схема комбінованої САР з використанням стабілізуючого пристрою для створення моделі інерційної ділянки

Деякі спрощення при практичному здійсненні таких систем можна досягнути при використанні в якості корегуючого пристрою другого диференціатора (рис. 3.18). Перший диференціатор разом з послідовно з'єднаним фільтром реалізує стабілізуючий пристрій. Така система при відповідному налаштуванні буде якісно відпрацьовувати внутрішнє, зовнішнє збурення і сигнал завдання, а також буде володіти нульовою чутливістю до зміни параметрів інерційної ділянки об'єкта в тому випадку, коли вираз А.7 дорівнює одиниці:

$$W_c^{-1}(p)W_{ин}^M(p)W_k(p). \quad (3.25)$$

Проблема стійкості в системі не виникає при рівності 5.9

$$W_{ин}(p) = W_{ин}^M(p). \quad (3.26)$$

Якщо $W_{ін}(p)$ відрізняється від $W_{ін}^M(p)$, то з'являється зворотній зв'язок і система може стати нестійкою.

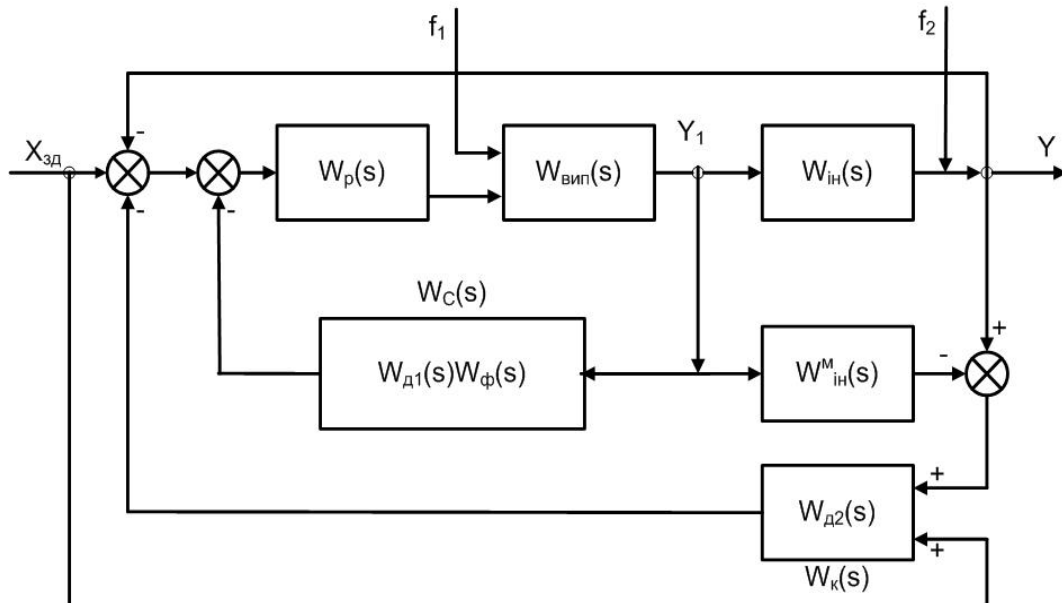


Рисунок 3.18 — Структурна схема комбінованої САР із стабілізуючим пристроєм, моделлю інерційної ділянки об'єкта і додатковим диференціатором в якості пристрою компенсації зовнішнього збурення

Для збереження високої якості показників перехідних процесів при основних збуреннях необхідно автоматично підстроювати $W_c(p)$, $W_{ін}^M(p)$, $W_k(p)$ з метою корекції змін $W_{ін}(p)$.

Параметри динамічного налаштування другого диференціатора з передавальною функцією:

$$W_k(p) = W_{д2}(p) = \frac{k_{д2}T_{д2}p}{T_{д2}p+1}, \quad (3.27)$$

де $k_{\partial 2}$ - коефіцієнт підсилення, $T_{\partial 2}$ - час диференціювання пристрою компенсації зовнішнього збурення, знаходимо з умови:

$$W_c^{-1}(p)W_{in}^M(p)W_k(p) = 1 \quad (3.28)$$

Оскільки передавальна функція моделі іерційної ділянки рівна:

$$W_{in}^M(p) \approx W_{in}(p)e^{-\tau p} = \frac{k_{in}e^{-\tau p}}{T_1 p + 1}, \quad (3.29)$$

то з урахуванням (3.26) і (3.27) маємо

$$\frac{k_{in}k_{\partial 2}T_{\partial 2}pe^{-\tau p}}{(T_{\partial 2}p+1)(T_1p+1)} \approx k_{in} - \frac{k_{in}e^{-\tau p}}{T_1p+1}. \quad (3.30)$$

Звідси, переходячи до оригінала з урахуванням зображення вхідного стрибка, получимо

$$\frac{k_{\partial 2}T_{\partial 2}}{T_1 - T_{\partial 2}} \left(e^{-\frac{t-\tau}{T_1}} - e^{-\frac{t-\tau}{T_{\partial 2}}} \right) \approx e^{-\frac{t-\tau}{T_1}}. \quad (3.31)$$

Рівність (3.31) можна приближено виконати при збереженні наступних умов

$$\frac{k_{\partial 2}T_{\partial 2}}{T_1 - T_{\partial 2}} = 1, \quad T_{\partial 2} = \min. \quad (3.32)$$

Для інженерного розрахунку регулятора у комбінованих системах можна використовувати ті ж методи, що і для каскадних систем (наприклад, метод компенсації великої постійної часу).

3.3.3 Опис структурної схеми ОПС комбінованої САР

Основні принципи роботи генетичного алгоритму розглянуто через призму оптимального параметричного синтезу «комбінованої системи із стабілізуючим пристроєм, моделлю інерційної частини об'єкта і додатковим диференціатором, в якості пристрою компенсації зовнішнього збурення» [19].

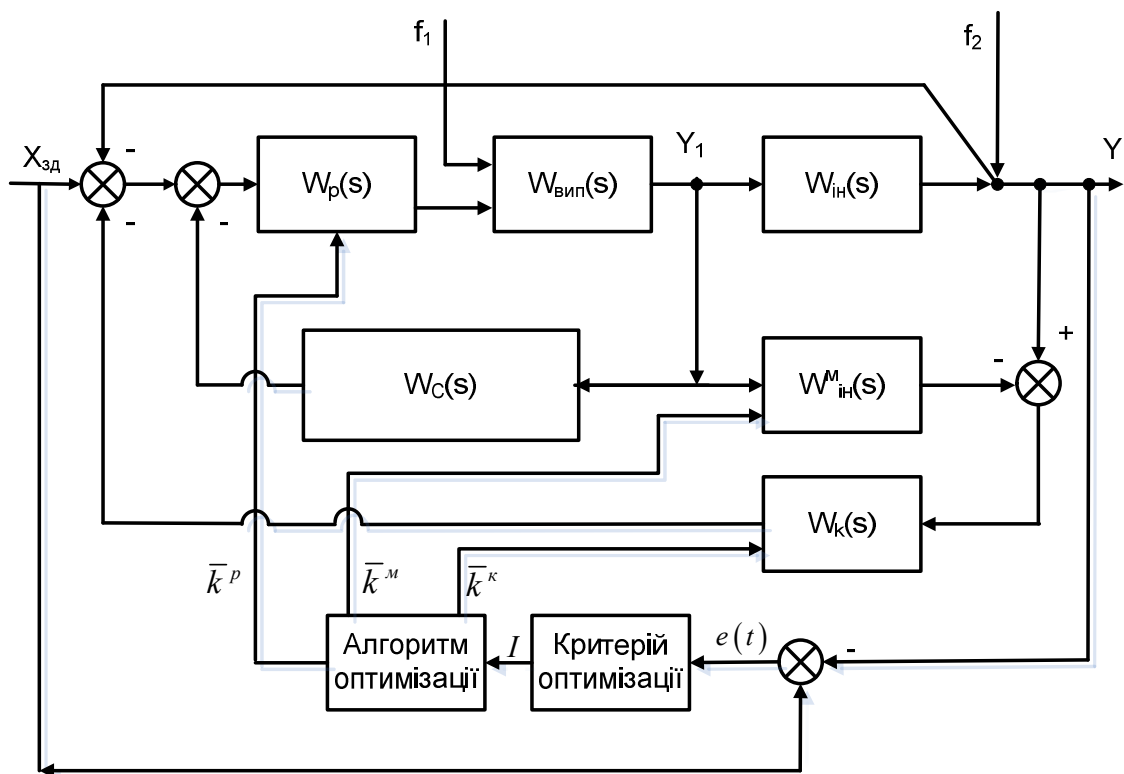


Рисунок 3.19 — Структурна схема оптимального параметричного синтезу комбінованої системи із стабілізуючим пристроєм, моделлю інерційної частини об'єкта і додатковим диференціатором, в якості пристрою компенсації зовнішнього збурення

На рис.3.19 прийнято наступні позначення:

- $X_{зд}$ - сигнал завдання;
- Y - вихід регулюючої величини;
- f_1 - внутрішнє збурення;
- f_2 - зовнішнє збурення;
- $W_p(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s}\right)$ - передавальна функція ПІ-регулятора;
- $W_{вин}(s) = \frac{K_{вин}}{T_{вин} \cdot s + 1} \cdot e^{-\tau_{вин}}$ - передавальна функція випереджаючої частини об'єкта;
- $W_{ин}(s) = \frac{K_{ин}}{T_{ин} \cdot s + 1} \cdot e^{-\tau_{ин}}$ - передавальна функція інерційної частини об'єкта;
- $W_c(s) = \frac{k_{\partial} \cdot T_{\partial 2}}{T_{\partial} \cdot s + 1}$ - передавальна функція стабілізуючого пристрою, яка вибирається з умови $W_c(p) = K_{ин} - W_{ин}^M(p)$;
- $W_{\kappa}(s) = \frac{k_{\partial 2} \cdot T_{\partial 2} \cdot s}{T_{\partial 2} \cdot s + 1}$ - передавальна функція додаткового диференціатора;
- $W_{ин}^M(s) = \frac{K_{ин}^M}{T_{ин}^M \cdot s + 1} \cdot e^{-\tau_{ин}^M}$ - модель інерційної ділянки об'єкта.
- $\bar{k}^P(K_p, T_i)$ - вектор параметрів ПІ-регулятора $W_p(s)$;
- $\bar{k}^M(K_{ин}^M, T_{ин}^M, \tau_{ин}^M)$ - вектор параметрів моделі об'єкта $W_{ин}(s)$ (АП-ланка 1-го порядку з запізненням);
- $\bar{k}^K(K_{\partial 2}, T_{\partial 2})$ - вектор параметрів компенсатора (диференціатора) зовнішніх збурень $W_{\kappa}(s)$.

Основні принципи роботи ГА заключаються в наступній схемі (рис. 3.20):

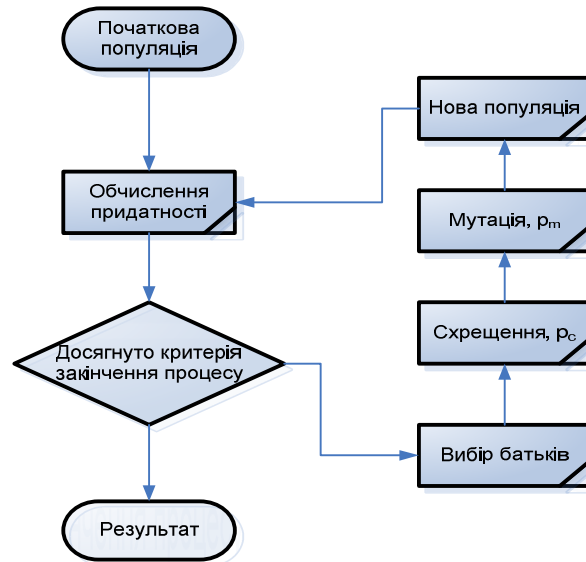


Рисунок 3.20 — Схема роботи генетичного методу

- 1 Генеруємо початкову популяцію із n хромосом (із n вектор-параметрів налаштування CAP).

$$\underbrace{\left(\bar{k}^P(K_p, T_i), \bar{k}^M(K_{in}^M, T_{in}^M, \tau_{in}^M), \bar{k}^K(K_{\partial 2}, T_{\partial 2}) \right)}_1^1, \quad (3.33)$$

$$\underbrace{\left(\bar{k}^P(K_p, T_i), \bar{k}^M(K_{in}^M, T_{in}^M, \tau_{in}^M), \bar{k}^K(K_{\partial 2}, T_{\partial 2}) \right)}_2^2,$$

.....

$$\underbrace{\left(\bar{k}^P(K_p, T_i), \bar{k}^M(K_{in}^M, T_{in}^M, \tau_{in}^M), \bar{k}^K(K_{\partial 2}, T_{\partial 2}) \right)}_n^n$$

де n – розмір популяції (чим він більший, тим тривалішим буде пошук, рекомендоване значення - 100).

Значення векторів-параметрів формуються по методу генерації нормальних розподілених чисел, але в заданих наперед діапазонах (рекомендовано задавати цей діапазон в межах від -50% до +100% відносно інженерних налаштувань САР).

2 Обчислюємо для кожної хромосоми (вектора-параметрів) її придатність (значення цільової функції).

Для кожного із згенерованих на першому кроці векторів-параметрів обчислюється значення заданого інтегрального критерію:

$$\begin{aligned}
 & \left(\int_{t_n}^{t_k} f_0 \left(\underbrace{k^P(K_p, T_i), k^M(K_{in}^M, T_{in}^M, \tau_{in}^M), k^K(K_{\partial 2}, T_{\partial 2})}_{I^1} \right) \right)^1 \\
 & \left(\int_{t_n}^{t_k} f_0 \left(\underbrace{k^P(K_p, T_i), k^M(K_{in}^M, T_{in}^M, \tau_{in}^M), k^K(K_{\partial 2}, T_{\partial 2})}_{I^2} \right) \right)^2 \\
 & \dots \\
 & \left(\int_{t_n}^{t_k} f_0 \left(\underbrace{k^P(K_p, T_i), k^M(K_{in}^M, T_{in}^M, \tau_{in}^M), k^K(K_{\partial 2}, T_{\partial 2})}_{I^n} \right) \right)^n
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

3 Вибираємо два вектор-параметра \bar{j} і \bar{k} з екстремальними (мінімальними) значеннями критерію якості:

$$I = \text{extr}(I^1, I^2, \dots, I^n) = \min(I^1, I^2, \dots, I^n) = (I^j, I^k) \tag{3.35}$$

4 Проводимо схрещення двох батьків з імовірністю p_c для отримання двох нащадків (рис. 3.21).

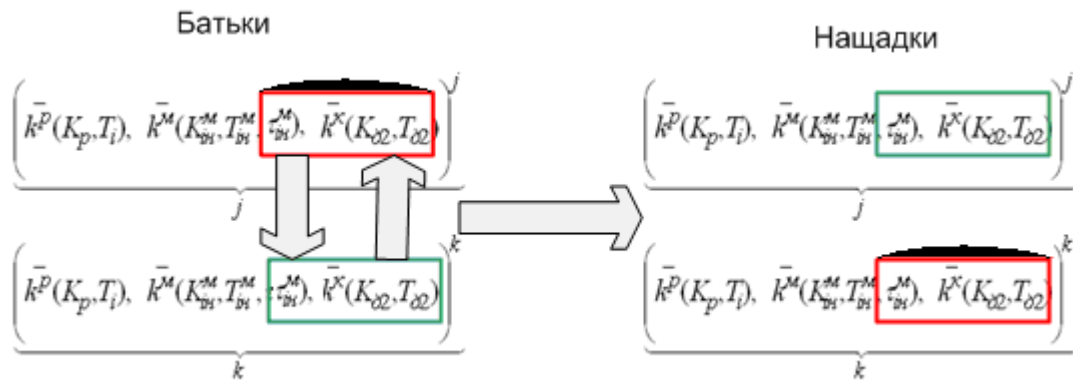


Рисунок 3.21 — Схема проведення операції схрещення

Операція схрещення по суті бере два вектора-параметри, ділить кожен з них на дві частини у визначеному місці і міняє місцями ці частини у векторах. Ділення відбувається у випадково вибраній частині по всій довжині хромосоми (вектора-параметра) і ділення відбувається лише в тому випадку, якщо тест на імовірність був пройдений успішно. Зазвичай імовірність встановлюється достатньо високою (90%), що, в принципі, відображає події, які відбуваються в природі.

5 Проводимо мутацію нащадків з імовірністю p_m .

Мутація, на відміну від схрещення, відбувається набагато рідше, так що імовірність цієї події повинна бути достатньо низькою (зазвичай менше 5%). Кожен ген з хромосоми (параметр із вектора-параметра) перевіряється на можливість мутації і, якщо це відбулося, замінюється випадковим значенням (в межах допустимого діапазону).

6 Повторюємо кроки 3-5 доти, доки не буду згенеровано нове покоління популяції з n хромосом.

7 Повторюємо кроки 2-6 доти, доки не буде досягнуто критерію закінчення процесу (критерієм зупинки часто виступає кількість поколінь N , тобто кількість кроків (ітерацій) пошуку оптимуму).

3.3.4 Математична постановка задачі оптимального параметричного синтезу комбінованої САР

Математична постановка задачі оптимального параметричного синтезу може бути сформульована наступним чином (рис. 3.36):

$$\begin{cases}
 I = \int_{t_n}^{t_k} f_0 \left(\bar{x}, \bar{k}^P, \bar{k}^k, \bar{k}^M, x_{3\partial}, f_1, f_2 \right) dt \rightarrow \min_{\bar{V}_k(\bar{k}^P, \bar{k}^k, \bar{k}^M)} \\
 \bar{x} = f \left(\bar{x}_{\text{вип}}, \bar{x}_{\text{ін}} \right) - \text{ модель об'єкта;} \\
 \bar{x}_{\text{вип}}(K_{\text{вип}}, T_{\text{вип}}, \tau_{\text{вип}}) - \text{ вектор параметрів випереджаючої ділянки об'єкта;} \\
 \bar{x}_{\text{ін}}(K_{\text{ін}}, T_{\text{ін}}, \tau_{\text{ін}}) - \text{ вектор параметрів випереджаючої ділянки об'єкта;} \\
 \bar{k}^P - \text{ вектор параметрів регулятора;} \\
 \bar{k}^k - \text{ вектор параметрів компенсатора зовнішніх збурень;} \\
 \bar{k}^M - \text{ вектор параметрів моделі інерційної ділянки об'єкта;} \\
 \bar{V}_k(\bar{k}^P, \bar{k}^k, \bar{k}^M) - \text{ вектор параметрів підстроики системи;}
 \end{cases} \quad (3.36)$$

3.3.5 Робота оптимального параметричного синтезу комбінованої САР

В якості досліджуваного об'єкту візьмемо наступна модель:

$$W_{\text{оо}}^{\text{вип}}(s) = \frac{0,5}{42s+1} e^{-18s} - \text{ передавальна функція випереджаючої ділянки об'єкта.}$$

$$W_{\text{оо}}^{\text{ін}}(s) = \frac{1}{195s+1} e^{-45s} - \text{ передавальна функція інерційної ділянки об'єкта.}$$

Критерій якості роботи системи – інтегральний критерій виду:

$$I = \int_{t_n}^{t_k} \left| \varepsilon(t) \right| t^i dt, \quad (3.37)$$

де $\varepsilon(t)$ - сигнал розбалансу системи,

t - час, в який зафіксовано сигнал розбалансу $\varepsilon(t)$,

i - ваговий коефіцієнт (в даному випадку $i = 3$).

Порядок оптимального параметричного синтезу САР з використанням генетичного алгоритму наступний:

- 1 Налаштовуємо САР по інженерній методиці (метод компенсації великої постійної часу [19]).
- 2 Задаємо параметри, що будуть оптимізуватись та їх діапазон (вибирається в межах -50% - 100% відносно інженерних налаштувань).
- 3 Проводиться оптимізація з використанням ГА.
- 4 Для отриманих налаштувань будуємо перехідний процес, який можна порівняти з перехідними процесами для інженерних настройок або настройок параметрів САР, отриманих звичайними пошуковими методами (наприклад, методом Хука-Дживса).

Після проведення оптимізації порівнюємо результати ОПС для метода Хука-Дживса та генетичного алгоритму при різних початкових налаштуваннях САР (параметрична адаптація всіх параметрів САР). Результати оптимізації відобразимо у вигляді графіків, як показано на рис. 3.22.

Рисунок 3.22 показує, що при використанні методу Хука-Дживса для різних початкових налаштувань САР також отримуємо різні результати оптимальних значень настройки системи (перехідний процес змінюється від аперіодичного до перехідного процесу із перерегулюванням 14%). При підстройці всіх параметрів САР, ОПС з використанням генетичного

алгоритму дає дещо «розкидані результати», але стабільніші, ніж при використанні методу Хука-Дживса.

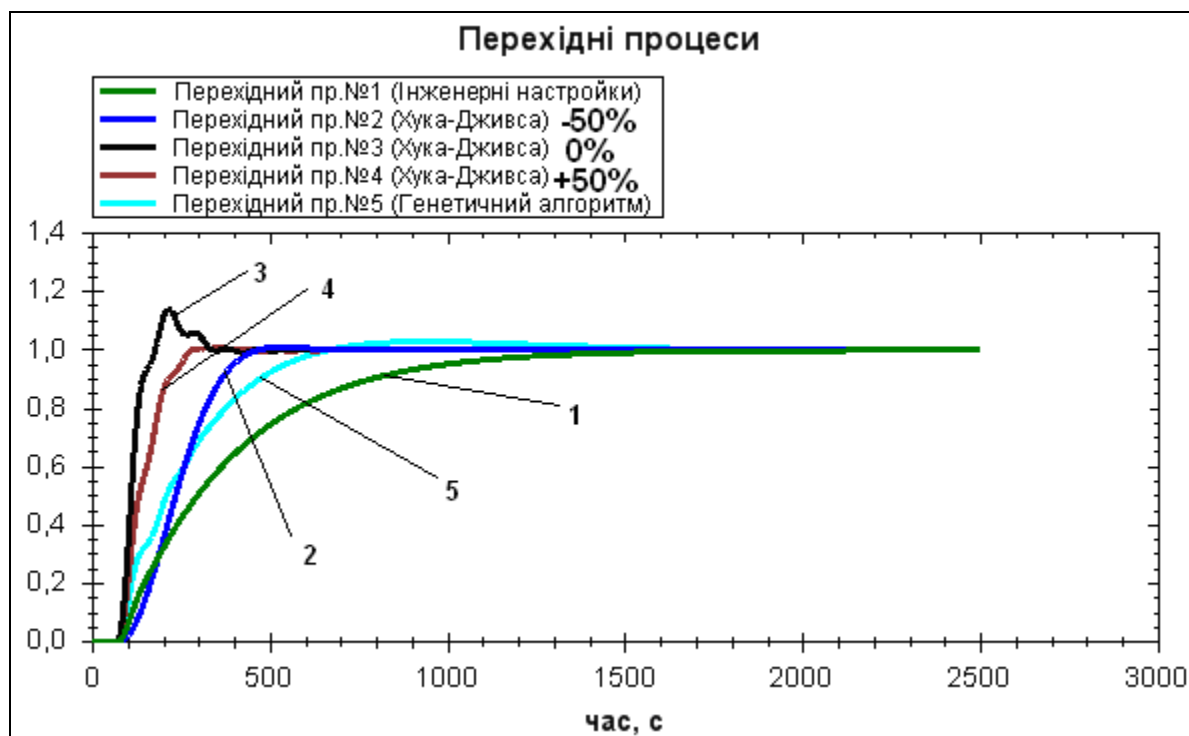


Рисунок 3.22 — Суміщені перехідні процеси для інженерних налаштувань САР та результатів ОПС з використанням методу Хука-Дживса та генетичного алгоритму при різних початкових настройках

Таблиця 3.1 — Показники якості для перехідних процесів

Перехідний процес №	1	2	3	4	5
Статична похибка	0	0	0	0	0
Динамічна похибка	0	0,01	0,14	0	0,02
Степінь затухання	1	1	0,85	1	1
Час регулювання, с	990	395	300	245	550
Перерегулювання, %	0	1	14	0	2

Особливістю методу оптимізації на основі ГА є те, що сканується весь діапазон значень вектора-параметрів і тим самим з певною

ймовірністю забезпечується знаходження глобального екстремуму цільової функції. Саме тому результат оптимізації може бути «грубим», тобто знаходитись в певному околі глобального екстремуму. Для «уточнення» глобального екстремума після проведення оптимізації з ГА рекомендується використовувати пошукові методи.

3.3 Контрольні питання до розділу

1. Особливості керування об'єктами зі значним запізненням.
2. Предиктор Сміта та його модифікації.
3. Застосування параметричної оптимізації у системах з випереджувачами.
4. Генетичні алгоритми. Основні поняття.
5. Переваги та недоліки генетичних алгоритмів.
6. Спеціальні структури САР з компенсацією збурень.
7. Параметрична оптимізація з допомогою генетичних алгоритмів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ТА РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Загарий Г.И., Шубладзе А.М. Синтез систем управления на основе критерия максимальной степени устойчивости.- М.: Энергоатомиздат, 1988.-104с.
2. Чертков Н.Н. Вопросы применения адаптивных САУ в энергетике / Чертков Н.Н. // Теплоэнергетика. – 1969. - №7.
3. Дуэль М.А. Автоматизированные системы управления энергоблоками с использованием средств вычислительной техники / Дуэль М.А. - М.: Энергоиздат, 1983. – 208с.
4. Плетнев Г.П. Автоматизированное управление объектами тепловых электростанций: Учеб. пособие. – М.: Энергоиздат, 1981,-368с.
5. Изерман Р. Цифровые системы управления / Изерман Р. – М.: Мир, 1984. – 541с.
6. Александров А. Г. Оптимальные и адаптивные системы. / Александров А. Г. — М. : Высш. шк., 1989. — 263 с.
7. Куропаткин П. В. Оптимальные и адаптивные системы. / Куропаткин П. В. — М. : Высш. шк., 1980. — 287 с.
8. Воронов А. А. Теория автоматического управления. 4.П. Теория нелинейных и специальных систем автоматического управления. / Воронов А. А. и др. — М. : Высш. шк., 1986. — 504 с.
9. Саридис Дж. Самоорганизующиеся стохастические системы управления. / Саридис Дж. — М. : Наука, 1980. — 400 с.
10. Digital self-tuning controllers. / [Vladimir Bobal, Josef Bohm, Jaromir Fessl and Jiri Machacek]. — London : Springer-Verlag, 2005. — 317 pp.

11. Astrom K. J. PID Controllers: Theory, Design and Tuning. 2nd Edition / K. J. Astrom, T. Hagglund. — Research Triangle Park, North Carolina: Instrument Society of America, 1995.
12. Landau I. D. Adaptive Control – the Model Reference Approach / I. D. Landau. — New York: Marsel Dekker, 1979.
13. Ioannou P. A. Robust Adaptive Control / P. A. Ioannou. — Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1996.
14. Петров Б.Н., В.Ю. Рутковский и др. Принципы построения и проектирования самонастраивающихся систем управления. М.:«Машиностроение» , 1972.-260с.
15. Karakawa K., Abe N., Ichihara H. Joint design method of closed-loop identification and IMC structure for temperature control system with time delay. - SICE 2002. Proceedings of the 41st SICE Annual Conference, vol. 3, 5-7 Aug. 2002, p.1592 - 1595.
16. Денисенко В.В. Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием / Денисенко В.В. — М.: Горячая линия - Телеком, 2008 г. - 608 с.
17. А. М. Литюга. Теоретические основы построения эффективных АСУ ТП / А. М. Литюга, Н. В. Клиначёв, В. М. Мазуров.- 2002.-216с.
18. Густав Олссон. Цифровые системы автоматизации и управления / Густав Олссон, Джангуидо Пиани. — СПб.: Невский диалект, 2001. — 557 с.
19. Кулаков Г.Т. Инженерные экспресс-методы расчета промышленных систем регулирования: Спр. пособие / Кулаков Г.Т. - Мн.: Высш. шк., 1984. — 192 с.
20. Рей У. Методы управления технологическими процессами: Пер. с англ. / Рей У. — М.: Мир, 1983. — 368 с.

21. A new smith predictor for controlling a process with an integrator and long time delay / K. J. Astrom, C.C Hang, and B. C. Lim. // IEEE Transactions on Automatic Control. – 1994. -№39. - pp.343-345.
22. Control for integrating processes based on new modified smith predictor / Zhu Hongdong, Li Ruixia, Shao Huihe // Control 2004, University of Bath, UK – 2004.
23. Панченко Т.В. Генетические методы: учебно-методическое пособие/ Панченко Т.В., под ред. Ю.Ю. Тарасовича. – Астрахань: Издательский дом «Астраханский университет», 2007. – 87с.