

Центральноукраїнський національний технічний університет
Факультет будівництва, транспорту та енергетики
Кафедра «Автоматизації виробничих процесів»

«Допущено до захисту»
Зав. кафедри АВП
к.т.н., доцент
_____Олександр ДІДИК
«__» _____ 2024 р.

ВИПУСКНА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
за першим (бакалаврським) рівнем вищої освіти

на тему
«Автоматизація процесу регулювання вологості тіста
при приготуванні в тістомісильній машині»

Виконав здобувач вищої освіти
IV курсу групи АК-21-3ск
ОПП «Автоматизація та комп'ютерно-
інтегровані технології»
спеціальності 151 «Автоматизація та
комп'ютерно-інтегровані технології»
_____Ілля САРАНЧУК
«__» _____ 2024 р.

Керівник проекту
доцент, канд.техн.наук
_____Олександр ДІДИК
«__» _____ 2024 р.

Рецензент
_____Петро ПЛЄШКОВ
«__» _____ 2024 р.

м. Кропивницький

Зміст

Вступ.....	3
1 Огляд технології приготування тіста.....	4
1.1 Опис технологічного процесу	4
1.2 Аналіз технологічного процесу як об'єкта керування	8
2 Розробка структурної схеми системи автоматичного регулювання	10
2.1 Аналіз об'єкта регулювання.....	11
2.2 Математична модель первинного перетворювача	17
2.3 Математична модель виконавчого механізму	18
3 Аналіз та синтез системи автоматичного регулювання вологості тіста.....	19
3.1 Визначення передаточних функцій розімкнутої та замкнутої систем та характеристичного рівняння	19
3.2 Побудова АФЧХ, ЛАЧХ та ЛФЧХ розімкнутої системи.....	19
3.3 Побудова дійсної частотної характеристики замкнутої системи.....	23
3.4 Визначення стійкості замкнутої системи і запасів стійкості. Побудова області стійкості.....	24
3.5 Оцінка якості регулювання замкнутої САР по ЛАЧХ розімкнутої системи	27
3.6 Побудова перехідного процесу замкнутої системи	28

3.7	Визначення прямих показників якості САР за графіком перехідного процесу. Визначення часу регулювання системи як вимоги до САР для її аналізу та синтезу	29
3.8	Аналіз системи автоматичного регулювання	30
3.9	Побудова перехідного процесу і визначення показників якості для системи, розробленої шляхом аналізу	32
3.10	Побудова бажаної ЛАЧХ розімкнутої оптимальної за швидкодією системи по вимогам, які пред'явлені до неї	33
3.11	Побудова кривої перехідного процесу синтезованої САР	37
3.12	Визначення прямих показників якості синтезованої САР	38
4	Практична реалізація системи автоматичного регулювання	39
4.1	Визначення періоду дискретизації.....	39
4.2	Визначення Z-перетворення передаточної функції регулятора	41
4.3	Розробка електричної структурної схеми системи	42
4.4	Розробка електричної функціональної схеми системи.....	44
4.5	Розробка електричної принципової схеми системи.....	46
	Висновки	55
	Список літератури.....	57

Вступ

Готування тіста вважається ключовим та важливим етапом, що визначає якість кінцевого продукту, адже воно відбувається на ранніх стадіях виробництва хліба. До основних операцій, які мають значний вплив на властивості тіста, входить дозування сировини й напівфабрикатів, їх змішування й заміс, а також процес шумування.

Властивості тіста мають велике значення як для наступних етапів обробки, так і для якості готового продукту. Вибір методу приготування тіста залежить від обладнання та асортименту продукції, що випускається на підприємстві. Тісто може готуватися в порціях за допомогою тістомісильних машин та дозуючої апаратури з періодичною дією, або безперервно за участю тістомісильних машин, дозуючої апаратури та бродильних пристроїв безперервної дії.

Автоматизація технологічних процесів є ключовим чинником для підвищення продуктивності, поліпшення якості продукції та зменшення її вартості. Запровадження спеціальних автоматизованих пристроїв сприяє безперебійній роботі обладнання й мінімізує випадки травматизму.

Мета цієї магістерської роботи полягає в розробці системи автоматичного керування процесом приготування тіста та впровадженні засобів автоматизації. Крім того, передбачено проведення синтезу оптимального регулятора для найбільш важливого контуру керування вологості.

1 Огляд технології приготування тіста

1.1 Опис технологічного процесу

Для замішування тіста на підприємствах хлібопекарської галузі використовують тістомісильні машини. Процес замісу полягає у змішуванні борошна, води, дріжджів, солі, цукру, масла та інших інгредієнтів до однорідної маси. Ця процедура спрямована на надання масі необхідних фізичних та механічних властивостей і насичення її повітрям для створення оптимальних умов для шумування.

Існують два методи приготування тіста: порціонний і безперервний. При порціонному методі використовують машини періодичної дії зі стаціонарно закріпленими або підкотними діжами. Тісто замішують в цих машинах порціями з певними інтервалами. У безперервному методі використовують тістомісильні машини безперервної дії. Вони забезпечують заміс тіста одночасно на всіх етапах і ділянках, через які проходить тісто, і виводять його з машини у формі безперервного потоку.

Існують два методи приготування дріжджового тіста: опарний і безопарний.

Опара відіграє ключову роль у процесі приготування:

- дріжджі активуються та множаться у ній;
- білкові речовини гідратуються та пептизуються;
- утворюються кислоти, ароматичні речовини, які розчиняються у воді;
- технологічний процес стає більш гнучким.

Процес приготування опари визначається видом борошна, його технологічними властивостями, складом рецептури та іншими факторами. При виготовленні пшеничного хліба опара має містити вологість у межах 47—50%, а для булочних виробів цей показник складає 44—46%, що пояснюється відмінностями у нормах вологості тіста для цих продуктів. При

обробці низькопротеїнового борошна вологість опари зменшують, щоб уникнути дезагрегації клейковини. У випадку, якщо клейковина борошна має низьку здатність до утворення гнучкої консистенції, вологість опари збільшують на 2-3%. Кількість доданих дріжджів для приготування опари, відповідно до рецептури, зазвичай становить 0,5-4%.

Температура дріжджового тіста завжди трошки вища, ніж у опарі. Оптимальна температура для розмноження дріжджових кліток в опарі становить 28—29°C. У спекотний період року (особливо в регіонах з теплим кліматом) температуру знижують на 2—4 °C, а взимку — підвищують. При використанні слабкого борошна або борошна з підвищеною автолітичною активністю температуру опари (і тіста) знижують на 2—3 °C, щоб уповільнити гідролітичні процеси.

У складі дріжджового тіста є додавання солі за рецептом. Це зменшує активність ферментів і підсилює клейковину. Якщо необхідно підвищити кислотність опари, можна додати молочну сироватку, певну частку вже дозрілої опари або тіста. У випадку приготування дріжджового тіста для випічки, до опари можна додати молоко та яйця згідно з рецептурою.

У процесі неперервного замісу можна визначити три основні джерела помилок, що призводять до відхилень у якості тіста: неточності у роботі дозуючого обладнання, коливання якості борошна, що постачається на виробництво, та недотримання умов замісу. Компоненти, які подаються у змішувач, дозуються ваговими дозаторами з безперервною дією. Помилки в дозуванні змінюють співвідношення компонентів, передбачене рецептурою, і призводять до зміни якісних характеристик тіста.

Умови для проведення замісу тіста включають в себе різноманітні фактори, такі як коливання температури та вологості навколишнього середовища, концентрація та вологість компонентів тіста, швидкість обертання робочих органів, тривалість замісу та ступінь механічної обробки тіста в машині, а також інші характеристики тістомісильного обладнання.

Керуючими змінними в процесі замісу тіста є витрати компонентів, таких як борошно, опара, сіль, цукор, та жир, які регулюються відповідними дозаторами. Вихідними змінними, що піддаються керуванню, можуть бути обсяг тіста, його вологість, в'язкість, температура, кислотність і тд. Ці параметри є ключовими показниками процесу, які рекомендовано враховувати в технологічних інструкціях.

Давайте розглянемо схему автоматизації процесів приготування тіста, використовуючи сучасну технологію, яка ґрунтується на машині безперервної дії типу РЗ-ХТО.

Технічні характеристики машини безперервної дії РЗ-ХТО, що входить до складу агрегату приготування тіста РЗ-ХТН, включають дві робочі камери: одна для попереднього змішування компонентів і інша для інтенсивної механічної обробки. Електродвигун для камери попереднього змішування має потужність 2,2 кВт, тоді як для камери інтенсивної обробки - 17 кВт, що дозволяє забезпечити питому роботу на заміс тіста до 15 Дж/г. Частота обертання робочих органів камери інтенсивної механічної обробки тіста може коливатися від 15 до 180 обертів на хвилину.

Процес безперервного приготування тіста включає постійне подавання борошна, опари, рідкого напівфабрикату та добавок через дозатори до мисильної машини, де вони перемішуються до утворення однорідної маси - тіста. Ця маса потім направляється на транспортер для подальшого використання. Процес безперервного приготування тіста має свої особливості, які впливають на якість кінцевого продукту. Одна з таких особливостей - жорстка послідовність технологічних операцій, що виключає можливість коригування параметрів тіста під час процесу. У порівнянні з порціонним замісом, де можна виправити відхилення, при безперервному замісі це не можливо. Тому для досягнення необхідних властивостей тіста в процесі безперервного замісу доводиться регулювати подачу одного з компонентів, наприклад, опари. Використання рідкої першої фази (опари), на

яку витрачається 30—35% рецептурної кількості борошна, спрощує її транспортування, підвищує стабільність роботи обладнання, полегшує керування процесом приготування тіста й знижує витрати борошна на шумування. Об'єм та консистенція продукту на різних етапах виробничого процесу визначають потрібний обсяг та тип обладнання для приготування тіста, а отже, розміри та масу всього комплексу для його виготовлення. Крім того, чим більше продукту й чим більше його в'язкість, тим більше енергії потрібно для його переміщення по ланцюгові технологічних машин та апаратів. Тому двофазне приготування тіста на рідкій опарі з вологістю 65-67% має значні переваги порівняно з схемою, що використовує густу першу фазу з вологістю 42-45%. Наприклад, при однаковій продуктивності робочий об'єм для шумування рідкої опари значно менший, ніж для роботи з густою опарою. З урахуванням цих переваг рекомендується використовувати схему двофазного приготування тіста з різних сортів на рідкій опарі, з можливістю використання рідкої закваски при замісі тіста з житнього або житньо-пшеничного борошна.

Схема автоматизації для безперервного процесу приготування тіста включає в себе контроль температури борошна і опари, моніторинг рівня борошна, а також регулювання вологості тіста в місильній машині. Додатково передбачено локальне та віддалене керування роботою електроприводів обладнання та виконавчих механізмів залежно від зміни вологості тіста. Одним із ключових параметрів, що визначають якість опари та тіста, є їхня температура. На початку процесу готування стабілізується температура інгредієнтів, що використовуються для замісу. Оскільки основні складові опари та тіста - борошно та вода - становлять значну частину, а кількість інших компонентів є невеликою, і їхню температуру можна регулювати під час процесу готування, регулювання температури опари та тіста зводиться до контролю температури води, яка використовується для замісу, з урахуванням температури борошна. Величина температури повітря

у відділеннях приготування тіста зазвичай відповідає температурі опари та тіста, і в процесі місіння змінюється незначно, не виходячи за межі, встановлені технологічними стандартами. У виробничих умовах температура борошна, опари та тіста контролюється з метою уникнення відхилень від заданих параметрів.

Температуру контролюють за допомогою термометрів опору, а рівень в бункері дозатора борошна вимірюють за допомогою ультразвукових рівнемірів.

Вологість тіста є критичним параметром в технології, і для вимірювання цього параметра використовується надвисокочастотний вологомір.

Технологічний процес приготування тіста налаштовується таким чином, щоб продуктивність тістомісильної машини відповідала продуктивності печі. Це забезпечує уникнення частих зупинок тістомісильної машини, оскільки приготовлене тісто безперервно постачається на стрічку транспортера для подальшого направлення на наступні етапи виробництва.

1.2 Аналіз технологічного процесу як об'єкта керування

Основним регульованим фактором у цьому процесі є збереження необхідного рівня вологості тіста після виходу з тістомісильної машини. Вимірювання вологості здійснюється за допомогою надвисокочастотного вологоміра, а цей показник контролюється шляхом регулювання обсягу поданої в машину опари з добавками зі станції дозування.

Збереження продуктивності тістомісильної машини буде здійснюватися шляхом регулювання витрати борошна на вході за допомогою багатооборотного електричного виконавчого механізму та двигуна. Номінальне значення повинно становити 800 кг на годину.

Вистачає відстежувати температурні показники у всіх апаратах процесу, оскільки регулювання температури опари й тіста зводиться до регулювання

температури води, яка подається на заміс, з урахуванням температури муки, що замішується.

Також потрібно забезпечити можливість дистанційного керування всіма двигунами і здійснити моніторинг рівня у бункері вагового дозатора борошна.

Отже, основними завданнями регулювання в цьому випадку є забезпечення постійного рівня таких параметрів, як продуктивність тістомісильної машини і вологість тіста.

Основними джерелами пертурбацій є коливання продуктивності тістомісильної машини та вологості опари.

Таблиця 1.1 – Основні регламентні обмеження процесу

Апарат	Параметр			Функції системи автоматизації
	Найменування і розмірність	Номінальне значення	Граничне значення	
Ваговий дозатор борошна	Вага, кг	0,7	0,1-1	Показання, сигналізація
	Температура, °C	25	23-27	Показання, сигналізація
	Рівень, м	2	2,1	Показання, сигналізація
Станція дозування	Температура, °C	29	34	Показання, сигналізація
	Витрата, м³/с	0,9	1	Показання, сигналізація
Тістомісильна машина	Вологість, %	28	25-40	Показання, сигналізація, регулювання
	Витрата, кг/год	800	840	Показання, сигналізація, регулювання
	Температура, °C	36	33-38	Показання, сигналізація

2 Розробка структурної схеми системи автоматичного регулювання

Ми оберемо контур регулювання вологості тіста на виході з тістомісильної машини як відповідальний контур регулювання, оскільки цей параметр істотно впливає на якість продукції, що виробляється з цього тіста.

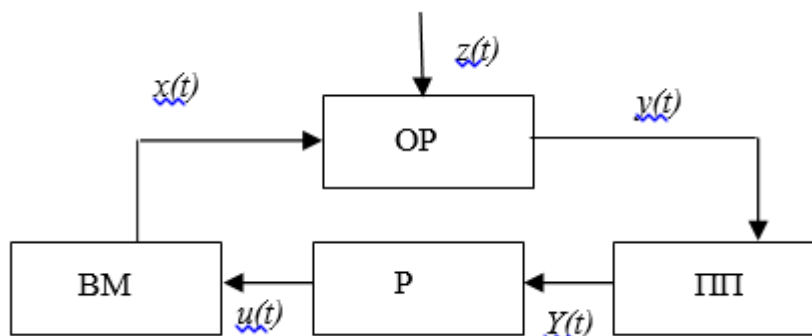


Рисунок 2.1 - Структурна схема САР

ОР - об'єкт регулювання (змішувач);

ПП - первинний перетворювач;

Р - регулятор;

ВМ - виконавчий механізм (клапан);

$x(t)$ – витрата опари на вході в тістомісильну машину;

$y(t)$ – вологість тіста (регульований параметр);

$Y(t)$ – приведена вологість тіста (безрозмірна величина 0...1);

$u(t)$ – керуючий вплив;

$z(t)$ – зміна вологості опари на вході в об'єкт (збурюючий вплив).

Об'єктом регулювання є змішувач, який працює безперервно, і його вихідним параметром є вологість тіста. Цей параметр вимірюється за допомогою первинного перетворювача, який формує безрозмірний електричний сигнал, що відповідає вологості тіста. Клапан виступає в ролі виконавчого механізму, який керує подачею опари на вхід в тістомісильну машину. Регулятор, виходячи з вимірянних значень вологості тіста, генерує керуючий сигнал для виконавчого пристрою, що регулює подачу опари. Це призводить до зміни вологості на виході з об'єкта регулювання. Для синтезу

регулятора потрібно дослідити характеристики елементів системи автоматичного регулювання та визначити їх передаточні функції.

2.1 Аналіз об'єкта регулювання

Ми зобразимо структурну схему нашого об'єкта в такому вигляді (див. Рисунок 2.2):

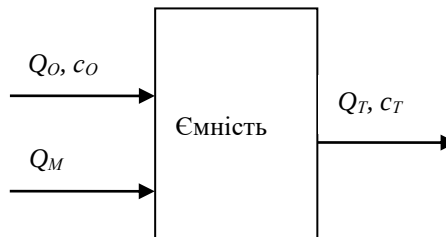


Рисунок 2.2 - Структурна схема об'єкта регулювання

де Q_O – об'ємна витрата опари, $\text{м}^3/\text{с}$;
 c_O – вологість опари, %;
 Q_M – об'ємна витрата борошна, $\text{м}^3/\text{с}$;
 Q_T – об'ємна витрата тіста на виході, $\text{м}^3/\text{с}$;
 c_T – вологість тіста на виході, %;

Тепло передається в ємності за допомогою конвекції від початку до кінця. Балансове відношення можна виразити у наступному загальному вигляді:

$$\sum_{\text{вх}} - \sum_{\text{вих}} = \frac{d}{dt}(\text{кількість}), \quad (2.1)$$

де: $\sum_{\text{вх}}$ - потік речовини або енергії, що приходить в об'єкт;

$\sum_{\text{вих}}$ - потік речовини або енергії, що виходить з об'єкта;

$\frac{d}{dt}(\text{кількість})$ – похідна за часом від кількості речовини або енергії, що

перебуває в об'єкті.

Для створення математичної моделі об'єкта ми робимо такі припущення:

- Розглядаємо ємність як об'єкт зі сконцентрованими координатами.
- В об'єкті регулювання концентрація розподілена рівномірно.

Можна замінити рівняння матеріального балансу на рівняння балансу об'ємів:

$$Q_O + Q_M - Q_T = \frac{dV}{dt}, \quad (2.2)$$

де V – Кількість тіста, що міститься в ємності.

$$V = S \cdot H, \quad (2.3)$$

де S – площа поперечного перерізу змішувача, прийmemo $S=3,5 \text{ м}^2$;

H – рівень рідини, м.

Ми вважаємо, що об'єм зазначеної камери відповідає об'єму тіста в ємності тістомісильної машини, оскільки практично всю простір камери інтенсивного змішування займають вали.

Об'ємний потік тіста на виході обчислюється за допомогою даної формули:

$$Q_T = S_O \cdot \sqrt{2 \cdot g \cdot H}, \quad (2.4)$$

де S_O – площа отвору в днищі тістомісильної машини, м^2

($S_O=0,1 \text{ м}^2$);

g – прискорення вільного падіння, м/с^2 ($g=9,8 \text{ м/с}^2$);

H – рівень рідини, м (початкове значення приймаємо $H=1,5\text{м}$).

Початкова умова, що становить нуль у момент часу, визначається моделлю статичної поведінки об'єкта.

Баланс матеріалів для конкретного компоненту, такого як опара, представляється у наступному форматі:

$$Q_O \cdot c_O - Q_T \cdot c_T = \frac{d(V \cdot c_T)}{dt}, \quad (2.5)$$

де c_O – вологість опари, % ($c_O = 66\%$);

c_T – результуюча вологість тіста, % (також знаходимо з рівнянь моделі статички).

Враховуючи рівняння (2.2), (2.3), (2.4), (2.5) та початкові умови, ми отримуємо математичну модель для опису динаміки об'єкта:

$$\begin{cases} Q_M + Q_O - Q_T = \frac{dV}{dt} \\ Q_T = S_O \cdot \sqrt{2 \cdot g \cdot H} \\ V = S \cdot H \\ Q_O \cdot c_O - Q_T \cdot c_T = \frac{d(V \cdot c_T)}{dt} \\ c|_{t=0} = c_0 \end{cases} \quad (2.6)$$

У побудованій системі автоматичного регулювання вологості, встановлене значення вологості підтримується шляхом контролю за витратою опари, яка постачається до змішувача.

Для визначення передаточної функції об'єкта регулювання, ми проведемо моделювання в середовищі MATLAB на основі отриманої математичної моделі (2.6).

Для створення математичної моделі за допомогою математичного пакета MATLAB на основі рівнянь моделі необхідно побудувати блок-схему моделі в середовищі Simulink.

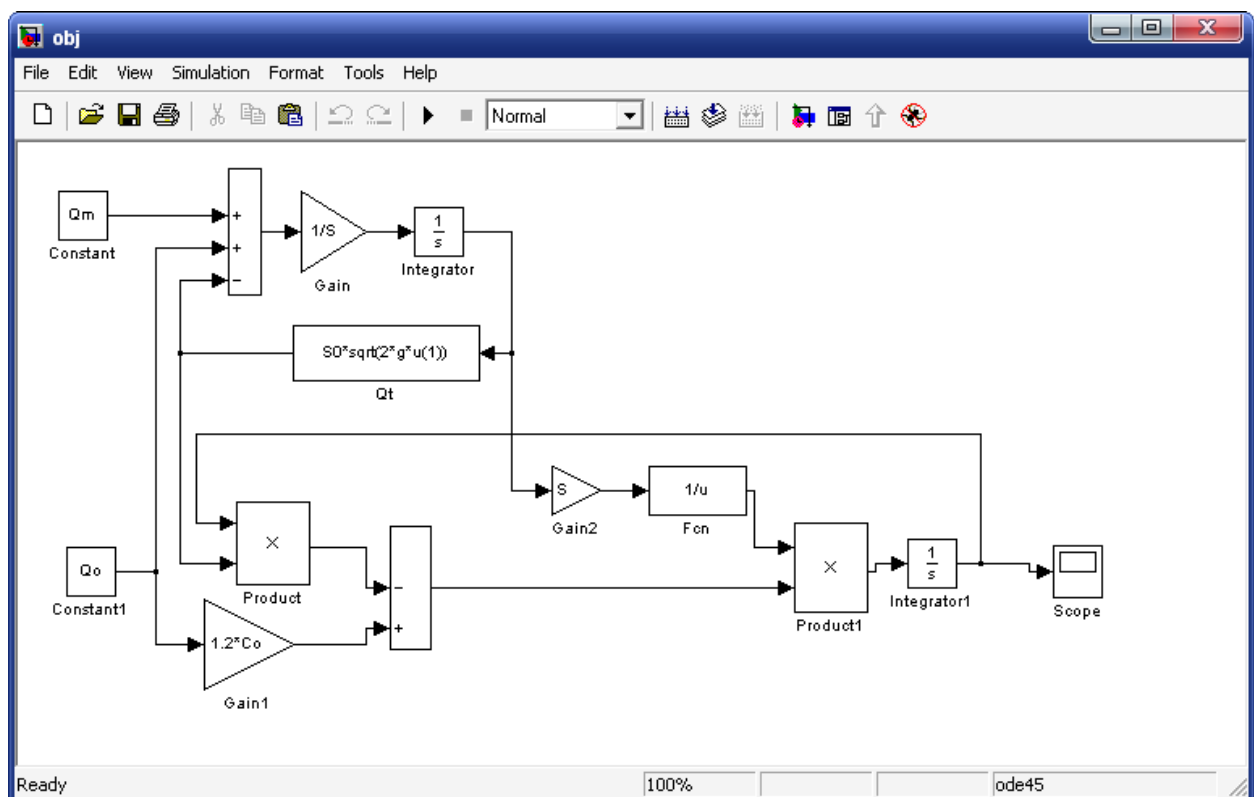


Рисунок 2.4 - Модель об'єкта в MATLAB

Негативний вплив на нашу систему має зміна вологості опари, яка надходить до ємності.

Форма перехідної характеристики об'єкта при зміні вологості опари на 20% представлена на наступному графіку (рисунок 2.5):

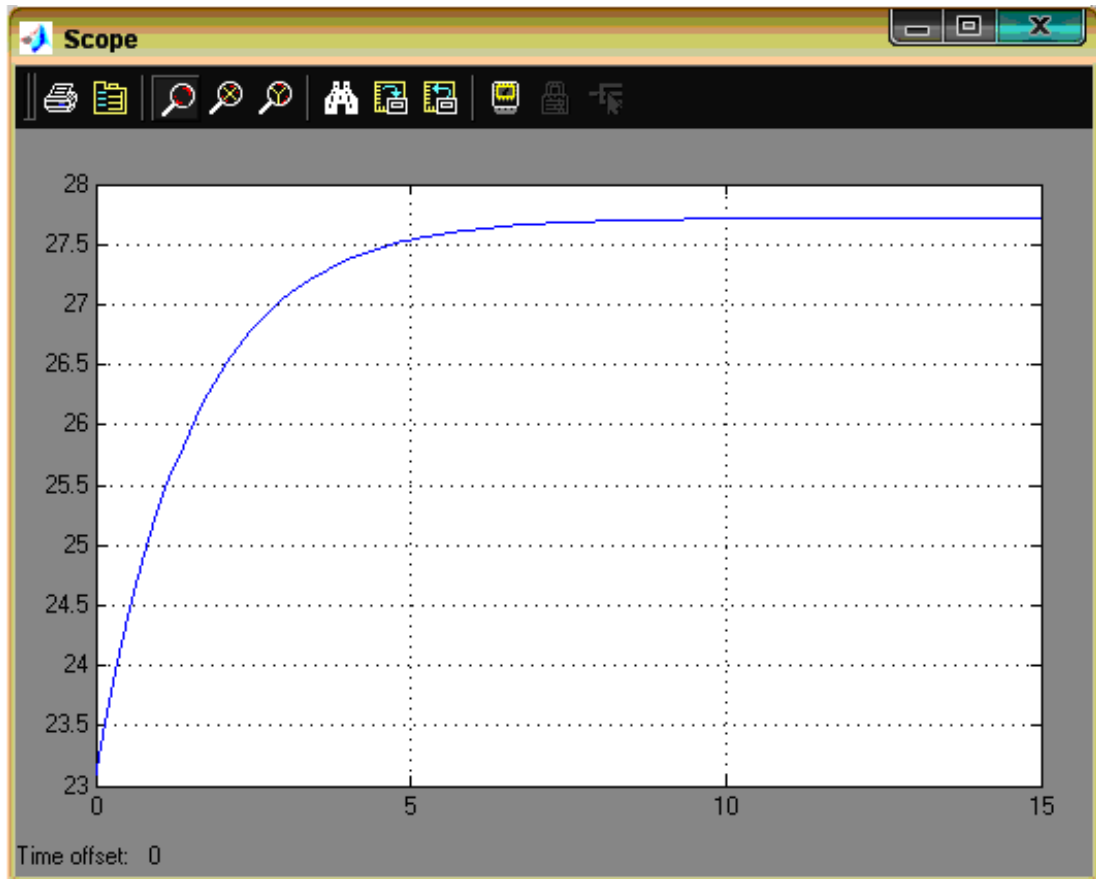


Рисунок 2.5 - Перехідна характеристика об'єкта при східчастій зміні вологості опари

Для коректної роботи зі схемою необхідно мати передаточну функцію об'єкта. Для цього ми визначимо передаточну функцію для тістомісильної машини на основі відомої кривої розгону.

Ми приводимо експериментальну криву розгону (рис. 2.5) до одиничного східчастого впливу A за допомогою відповідної формули.

$$h(t) = \frac{y(t) - y(t_0)}{(c_{\text{макс}} - c_{\text{мин}}) \cdot A}, \quad (2.7)$$

де $y(t)$ – експериментальні значення вологості тіста, %;

$y(t_0)$ – експериментальне значення вологості в початковий момент часу, %;

$c_{max}=100\%$ – максимальне можливе значення вологості тіста на виході зі змішувача, %;

$c_{min}=0\%$ – мінімальне значення вологості тіста на виході зі змішувача, %;

$A=0,2$ – амплітуда вхідного східчастого сигналу, виражена в частках.

Отримана крива розгону, приведена до одиничного східчастого впливу за допомогою формули (2.8), виглядає наступним чином:

$$h = \frac{y(t) - 27,7}{(100 - 0) \cdot 0,2} = \frac{y(t) - 27,7}{20} \quad (2.8)$$

Тістомісильну машину будемо моделювати як об'єкт із характеристикою, яка автоматично самовирівнюється. Ця характеристика апроксимується аперіодичною ланкою першого порядку без запізнювання. Таким чином, передаточна функція матиме наступний загальний вигляд:

$$W_{OP}(p) = \frac{k_{OP}}{(T_{OP} \cdot p + 1)}, \quad (2.9)$$

де k_{OP} – коефіцієнт підсилення об'єкта;

T_{OP} – постійна часу аперіодичної ланки.

Для визначення параметрів необхідно скористатися номограмою, визначивши заздалегідь коефіцієнт b :

$$b = \frac{h_{tp}}{h_0(20)} = 0.263 \quad (2.10)$$

Ми отримали такі значення для постійної часу аперіодичної ланки:

$$T_{OP} = 1.6$$

Давайте визначимо коефіцієнт підсилення об'єкта:

$$k_{OP} = h_{\infty} = 0,923 \quad (2.11)$$

Перехідна характеристика обчислюється за допомогою формули:

$$h_a(t) = k_{OP} - k_{OP} \cdot e^{\frac{-t}{T_{OP}}} \quad (2.12)$$

Площа Sa під цією кривою розраховується відповідно до наступної формули:

$$Sa = \int_0^{100} ha(t) dt \quad (2.13)$$

Площа S , що знаходиться під експериментальною кривою, обчислюється за допомогою наступної формули:

$$S = \sum_{i=0}^{20} \frac{h_i(t) + h_{i+1}(t)}{2} \cdot (t_{i+1} - t_i) \quad (2.14)$$

Погрішність апроксимації ε повинна задовольняти такому вимоговому критерію:

$$\varepsilon = \left| \frac{S - Sa}{S} \right| \cdot 100\% < 1\% \quad (2.15)$$

Проводимо перевірку вимоги та отримуємо значення $\varepsilon = 0.147\%$, що задовольняє (2.15).

В результаті ми отримуємо передатну функцію об'єкта у вигляді:

$$W_{OP}(p) = \frac{0,923}{(1,6 \cdot p + 1)} \quad (2.16)$$

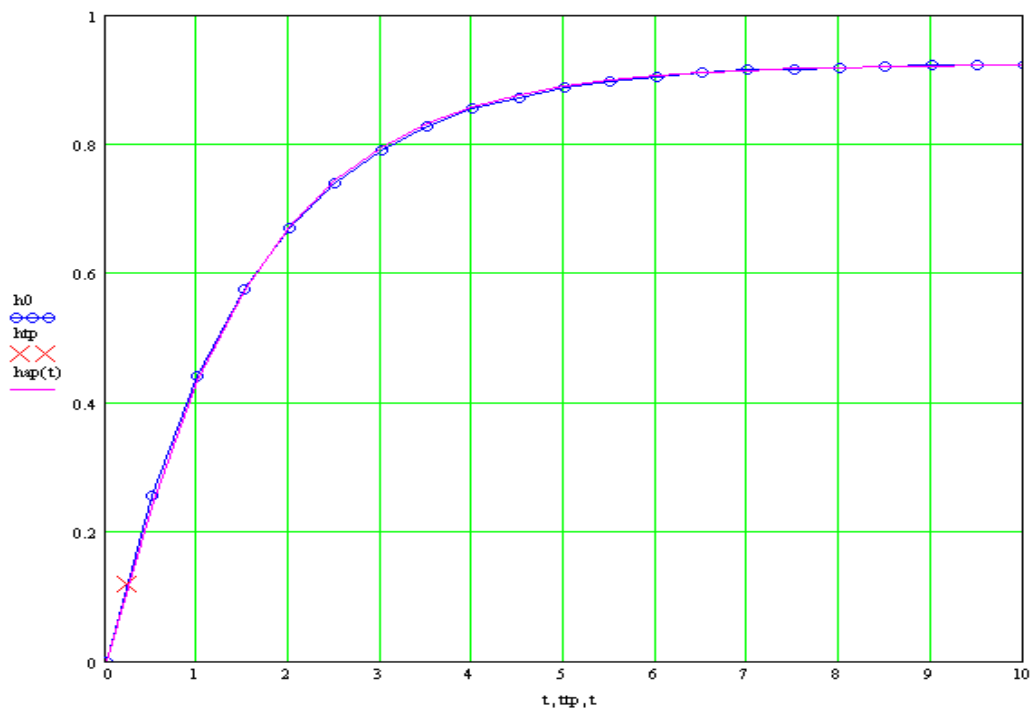


Рисунок 2.6 – Апроксимуюча та експериментальна
перехідні характеристики

2.2 Математична модель первинного перетворювача

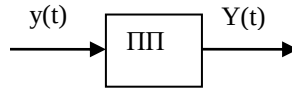


Рисунок 2.7 - Структурна схема ПП

де $y(t)$ – вологість тіста (регульований параметр);

$Y(t)$ – вихідний сигнал із ПП (0...1).

Інерційність первинного перетворювача незначна порівняно з інерційністю об'єкта. На виході первинного перетворювача отримуємо електричний сигнал, який може бути представлений по струму, по напрузі, у різних діапазонах, цифровий тощо. У кожному випадку мінімальне значення вимірюваної величини відповідає мінімальному значенню вихідного сигналу, а максимальне - максимальному значенню вихідного сигналу. Для забезпечення єдності моделі, вихідний сигнал у моделі представляється безрозмірною змінною, яка змінюється від 0 до 1. Опис статичної характеристики полягає в наступному:

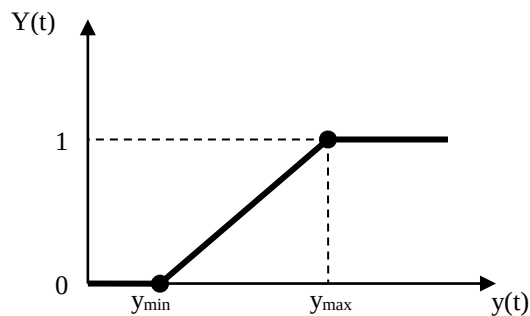


Рисунок 2.8 – Статична характеристика ПП

$$\begin{cases} Y(t) = \frac{1}{y_{\max} - y_{\min}} \cdot y(t), & y_{\min} \leq y(t) \leq y_{\max} \\ Y(t) = 1, & y(t) > y_{\max} \end{cases} \quad (2.17)$$

$y_{\max}$, $y_{\min}$ – Отже, ми розглядаємо межі вимірювання конкретного перетворювача. З цього приводу математичний опис моделі ПП виглядатиме наступним чином:

$$Y(t) = \frac{c_T}{(c_{\max} - c_{\min})} \quad (2.18)$$

2.3 Математична модель виконавчого механізму

Припускаємо, що ступінь відкриття клапана вважаємо:

$$A = A_0 + U, \quad (2.19)$$

де U – регулюючий вплив;

A_0 – початковий ступінь відкриття клапана. Приймаємо $A_0=0,5$.

Витратну характеристику в нашому випадку будемо вважати лінійною.

$$Q_o = k_p \cdot A \quad (2.20)$$

де A – ступінь відкриття клапана;

k_p – коефіцієнт передачі клапана. Знаходимо з початкових умов:

$$k_p = Q_o^0 / A_0, \quad (2.21)$$

Диференціальне рівняння, що описує роботу виконавчого пристрою з пневматичним клапаном та електропневмоперетворювачем, можна подати у такій формі

$$T_{BM} \left(\frac{d^2 Q_o}{dt^2} \right) + \frac{dQ_o}{dt} = k_{BM} U_y. \quad (2.22)$$

Передаточна функція виконавчого механізму буде сформульована таким чином

$$W_{BM}(p) = \frac{18,96}{p(0,02p + 1)}. \quad (2.23)$$

3 Аналіз та синтез системи автоматичного регулювання вологості тіста

3.1 Визначення передаточних функцій розімкнутої та замкнутої систем та характеристичного рівняння

Передаточні функції всіх елементів структурної схеми САР розташовані послідовно, тому для визначення передаточної функції відкритої системи потрібно перемножити передаточні функції цих елементів:

$$W_p(p) = W_{BM}(p) \cdot W_{OP}(p) \cdot W_D(p) = \frac{k_{BM} k_{OP} k_D}{p(T_{BM} p + 1)(T_{OP} p + 1)}. \quad (3.1)$$

Для полегшення запису введемо позначення:

$$k = k_{BM} k_{OP} k_D. \quad (3.2)$$

Отже, передаточна функція розімкнутої системи буде виглядати наступним чином:

$$W_p(p) = \frac{k}{p(T_{BM} p + 1)(T_{OP} p + 1)}. \quad (3.3)$$

Передаточна функція замкнутої системи, припускаючи, що $W_{zz}(p) = 1$, обчислюється за наступною формулою

$$W_3(p) = \frac{W_p(p)}{1 + W_p(p)} = \frac{k}{p(T_{BM} p + 1)(T_{OP} p + 1) + k}. \quad (3.4)$$

Характеристичне рівняння формулюється так:

$$T_{BM} T_{OP} p^3 + (T_{BM} + T_{OP}) p^2 + p + k = 0. \quad (3.5)$$

Підставимо значення параметрів елементів системи у характеристичне рівняння.

$$k_{BM} = 18,96 \text{ град} / \text{В}; \quad k_{OP} = 0,923; \quad k_D = 1 \text{ В} / \text{град}; \quad T_{BM} = 0,02 \text{ с}; \quad T_{OP} = 1,6 \text{ с}.$$

$$0,032 p^3 + 1,62 p^2 + p + 17,5 = 0. \quad (3.6)$$

3.2 Побудова АФЧХ, ЛАЧХ та ЛФЧХ розімкнутої системи

3.2.1 Побудова АФЧХ розімкнутої системи.

Для побудови амплітудно-фазової частотної характеристики розімкнутої системи потрібно у відповідній передаточній функції замінити $p = j\omega$ ($j = \sqrt{-1}$, ω – частота), виділити дійсну $P(\omega)$ і уявну $Q(\omega)$ частини, і, змінюючи частоту від 0 до нескінченності, відкласти відповідні значення:

$$W_p(j\omega) = \frac{k}{j\omega(T_{BM}j\omega + 1)(T_{OP}j\omega + 1)} = \frac{k}{T_{BM}T_{OP}(j\omega)^3 + (T_{BM} + T_{OP})(j\omega)^2 + j\omega} =$$

$$= \frac{k}{-jT_{BM}T_{OP}\omega^3 - (T_{BM} + T_{OP})\omega^2 + j\omega} = \frac{k}{-(T_{BM} + T_{OP})\omega^2 + j(\omega - T_{BM}T_{OP}\omega^3)} =$$

$$= \frac{k(-(T_{BM} + T_{OP})\omega^2 - j(\omega - T_{BM}T_{OP}\omega^3))}{(-(T_{BM} + T_{OP})\omega^2)^2 + ((\omega - T_{BM}T_{OP}\omega^3))^2}$$

Отже, підставивши відомі значення коефіцієнтів і сталих часу, отримаємо:

$$P(\omega) = \frac{k(-(T_{BM} + T_{OP})\omega^2)}{(-(T_{BM} + T_{OP})\omega^2)^2 + ((\omega - T_{BM}T_{OP}\omega^3))^2} = \frac{17,5(-1,62\omega^2)}{(-1,62\omega^2)^2 + (\omega - 0,032 \cdot \omega^3)^2};$$

$$Q(\omega) = \frac{k(-(\omega - T_{BM}T_{OP}\omega^3))}{(-(T_{BM} + T_{OP})\omega^2)^2 + ((\omega - T_{BM}T_{OP}\omega^3))^2} = \frac{17,5(-(\omega - 0,032 \cdot \omega^3))}{(-1,62\omega^2)^2 + (\omega - 0,032 \cdot \omega^3)^2}.$$

Давайте побудуємо графік амплітудно-фазової частотної характеристики розімкнутої системи (рис. 3.1).

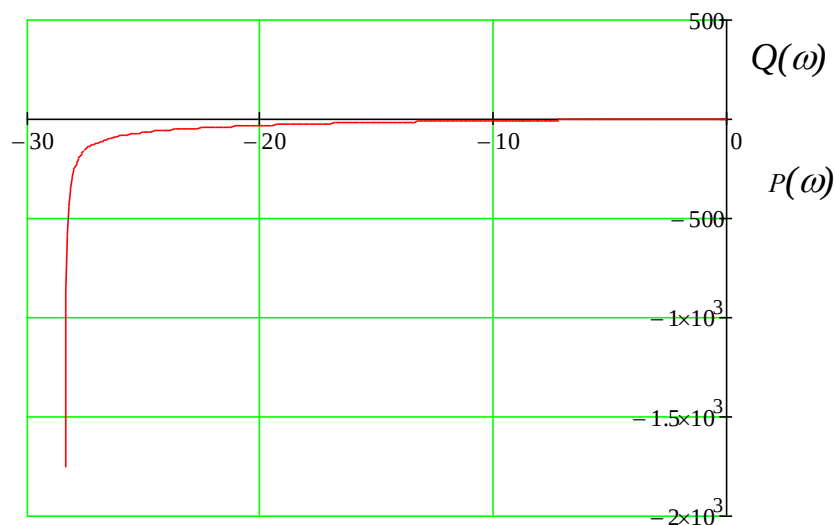


Рисунок 3.1 – АФЧХ розімкнутої системи

3.2.2 Побудова ЛАЧХ розімкнутої системи.

Перш за все, для побудови ЛАЧХ за допомогою асимптотичного методу потрібно знайти частоти спряження за сталими часу динамічних ланок:

$$\omega_0 = \frac{1}{T_{OP}} = \frac{1}{1,6} = 0,625 \text{ с}^{-1}, \text{ належить аперіодичній ланці};$$

$$\omega_1 = \frac{1}{T_{BM}} = \frac{1}{0,02} = 50 \text{ с}^{-1}, \text{ належить аперіодичній ланці}.$$

Ми маркуємо знайдені спрягаючі частоти на вісі частот в логарифмічному масштабі. Низькочастотна асимптота ЛАЧХ при показує пряму з нахилом -20 дБ/дек, оскільки система включає інтегруючу динамічну ланку. Ця пряма або її продовження при $\omega = 1$ має мати висоту, що дорівнює $20 \lg k = 24,9$ дБ ($k = 17,5$ – коефіцієнт підсилення розімкнутої системи).

Після кожної зі спрягаючих частот нахил характеристики зменшується на -20 дБ/дек, порівняно з попереднім значенням, оскільки ці частоти відносяться до аперіодичних динамічних ланок першого порядку. Високочастотна асимптота ЛАЧХ, тобто її частина при частотах, більших ω_1 , має нахил -60 дБ/дек.

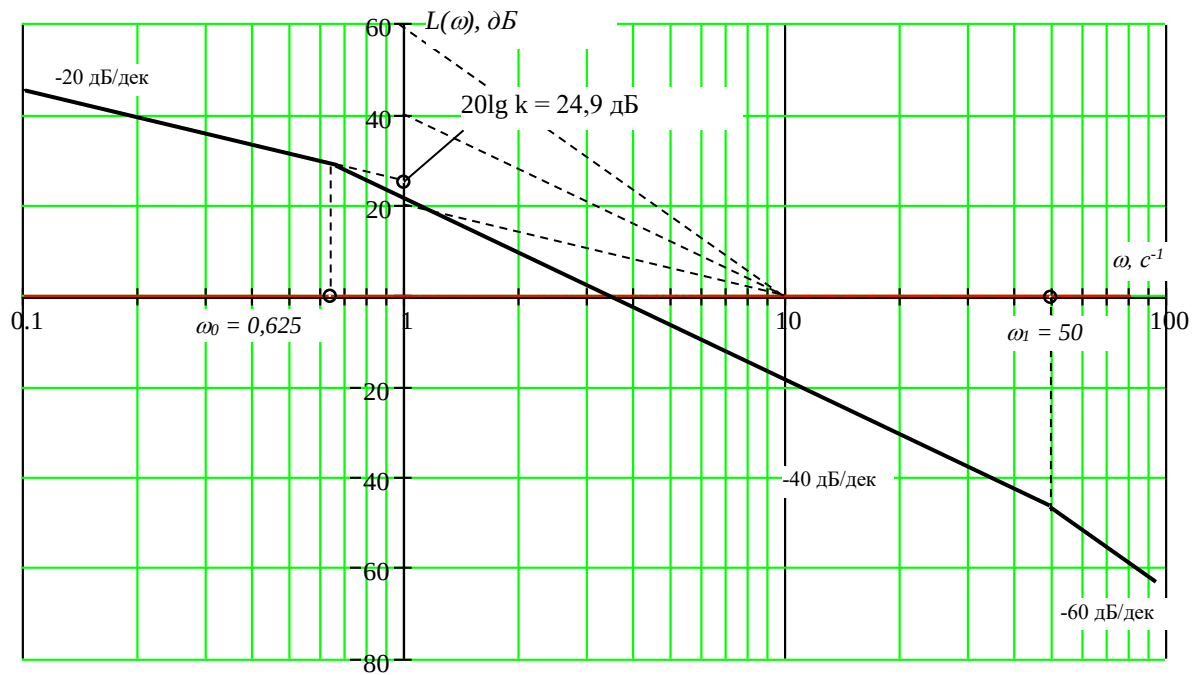


Рисунок 3.2 – ЛАЧХ розімкнутої системи $L(\omega)$

3.2.3 Побудова ЛФЧХ розімкнутої системи.

Графік амплітудно-фазової характеристики (АФЧХ) одноконтурної розімкнутої системи формується шляхом сумування ординат фазових характеристик типових ланок:

$$\phi(\omega) = \left(-\arctg(\omega T_{OP}) - \left(\frac{\pi}{2} + \arctg(\omega T_{BM}) \right) \right) \cdot \frac{180}{\pi}. \quad (3.7)$$

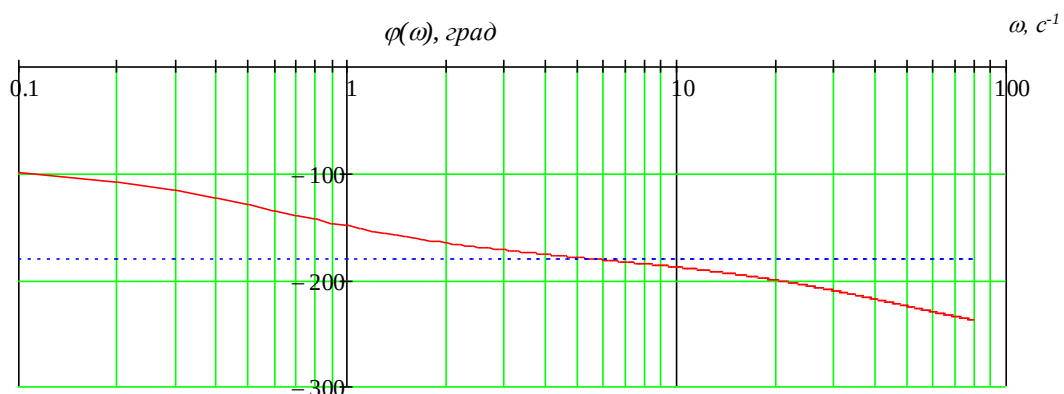


Рисунок 3.3 – ЛФЧХ розімкнутої системи $\phi(\omega)$

3.3 Побудова дійсної частотної характеристики замкнутої системи

Для цього потрібно розділити передаточну функцію замкнутої системи на дійсну та уявну частини, підставивши заміну $p = j\omega$ ($j = \sqrt{-1}$, ω - частота), та, змінюючи частоту від 0 до нескінченності, відобразити відповідні значення амплітуди $P_3(\omega)$:

$$W_3(\omega) = \frac{k}{p(T_{BM}p+1)(T_{OP}p+1)+k} = \frac{k}{T_{BM}T_{OP}p^3 + (T_{BM} + T_{OP})p^2 + p + k};$$

Підставимо $p = j\omega$, отримаємо:

$$\begin{aligned} W_3(\omega) &= \frac{k}{T_{BM}T_{OP}(j\omega)^3 + (T_{BM} + T_{OP})(j\omega)^2 + j\omega + k} = \frac{k}{-jT_{BM}T_{OP}\omega^3 - (T_{BM} + T_{OP})\omega^2 + j\omega + k} = \\ &= \frac{k}{(k - (T_{BM} + T_{OP})\omega^2) + j(\omega - T_{BM}T_{OP}\omega^3)} = \frac{k((k - (T_{BM} + T_{OP})\omega^2) - j(\omega - T_{BM}T_{OP}\omega^3))}{(k - (T_{BM} + T_{OP})\omega^2)^2 + (\omega - T_{BM}T_{OP}\omega^3)^2} \end{aligned}$$

Виділимо дійсну частину:

$$P_3(\omega) = \frac{k(k - (T_{BM} + T_{OP})\omega^2)}{(k - (T_{BM} + T_{OP})\omega^2)^2 + (\omega - T_{BM}T_{OP}\omega^3)^2} = \frac{17,5(17,5 - 1,62\omega^2)}{(17,5 - 1,62\omega^2)^2 + ((\omega - 0,032 \cdot \omega^3))^2}$$

Побудуємо графік дійсної частини частотної характеристики замкнутої системи (рис. 3.4).

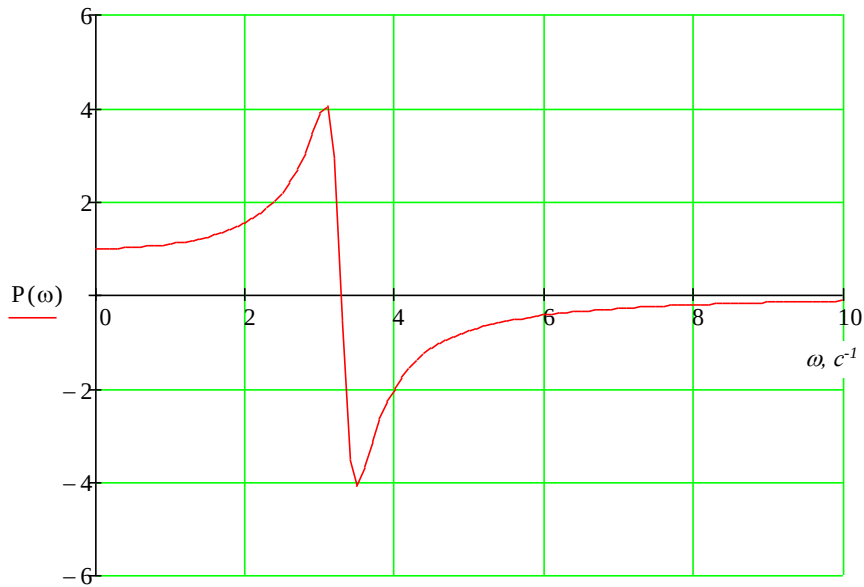


Рисунок 3.4 – Дійсна частотна характеристика замкнутої системи

3.4 Визначення стійкості замкнутої системи і запасів стійкості. Побудова області стійкості

Критерій стійкості Гурвіца є алгебраїчним методом, який дозволяє оцінити стійкість системи автоматичного регулювання, зокрема систем високого порядку. Однак використання цього критерію стає складнішим зі збільшенням порядку рівнянь, і зазвичай він застосовується до систем до п'ятого порядку через спрощення обчислень.

Відповідно до цього критерію, умови стійкості виражаються наступним чином.

Якщо всі коефіцієнти характеристичного рівняння

$$T_{BM}T_{OP}p^3 + (T_{BM} + T_{OP})p^2 + p + k = 0$$

будуть додатніми при додатньому знаку та головний визначник Гурвіца, позначений як $\Delta_2 > 0$ і всі його діагональні мінори також будуть додатніми, тоді всі корені характеристичного рівняння матимуть від'ємні дійсні частини. Підставивши значення коефіцієнтів та сталих часу, ми отримаємо:

$$0,032p^3 + 1,62p^2 + p + 17,5 = 0.$$

$$\Delta_2 := \left| \begin{pmatrix} 1.62 & 17.5 \\ 0.032 & 1 \end{pmatrix} \right|$$

$$\Delta_2 = 1.06$$

Оскільки головний визначник Δ_2 дорівнює 1,06 і є більшим за нуль, що було знайдено за допомогою правила визначення визначників Гурвіца, а також всі коефіцієнти мають додатний знак, можна зробити висновок, що система є стійкою за критерієм Гурвіца.

Аналіз стійкості системи та визначення запасів стійкості за модулем і фазою проводиться за допомогою частотного критерію Найквіста-Михайлова.

Стійкість замкнутої системи автоматичного регулювання визначається за амплітудно-фазовою частотною характеристикою стійкої розімкнутої системи. Якщо розімкнута система має лише стійкі динамічні ланки (не більше однієї інтегруючої ланки), то вона вважається стійкою. Для стійкості замкнутої системи необхідно й достатньо, щоб амплітудно-фазова частотна характеристика розімкнутої системи не охоплювала точку з координатами $(-1, j0)$ при зміні частоти від 0 до нескінченності.

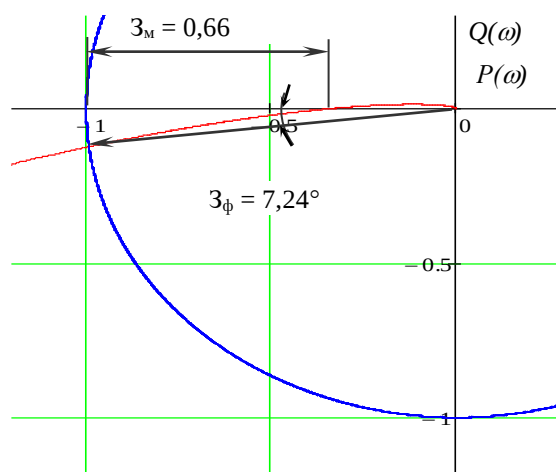


Рисунок 3.5 – Визначення запасів стійкості за модулем і фазою за допомогою частотного критерію Найквіста-Михайлова

Таким чином, згідно з критерієм Найквіста-Михайлова, система є стійкою, а запас стійкості за модулем складає $Z_m = 0.66$; за фазою – $Z_\phi = 7.24^\circ$.

Дослідження стійкості системи та визначення області стійкості за допомогою методу D-розбиття в площині одного параметра.

Побудуємо область стійкості системи у площині параметра k_{BM} , оскільки його можна легко змінити шляхом вибору коефіцієнта підсилення підсилювача:

Характеристичне рівняння має такий вигляд:

$$T_{BM}T_{OP}p^3 + (T_{BM} + T_{OP})p^2 + p + k_{BM}k_{OP}k_{\dot{A}} = 0$$

Запишемо характеристичне рівняння відносно параметра k_{BM} :

$$K(p) = -\frac{(T_{BM}T_{OP}p^3 + (T_{BM} + T_{OP})p^2 + p)}{k_{OP}k_D}$$

Підставивши $p = j\omega$ значення коефіцієнтів і виділивши дійсну та уявну частини даного виразу, отримаємо:

$$K(\omega) = -\frac{(-jT_{BM}T_{OP}\omega^3 - (T_{BM} + T_{OP})\omega^2 + j\omega)}{k_{OP}k_D} = \frac{(T_{BM} + T_{OP})\omega^2}{k_{OP}k_D} + j\frac{(T_{BM}T_{OP}\omega^3 - \omega)}{k_{OP}k_D}.$$

$$P(\omega) = \frac{(T_{BM} + T_{OP})\omega^2}{k_{OP}k_D}; \quad Q(\omega) = \frac{(T_{BM}T_{OP}\omega^3 - \omega)}{k_{OP}k_D}$$

Побудуємо криву D-розбиття в площині параметру k_{BM} при зміні частоти від $-\infty$ до $+\infty$ (рис. 3.6).

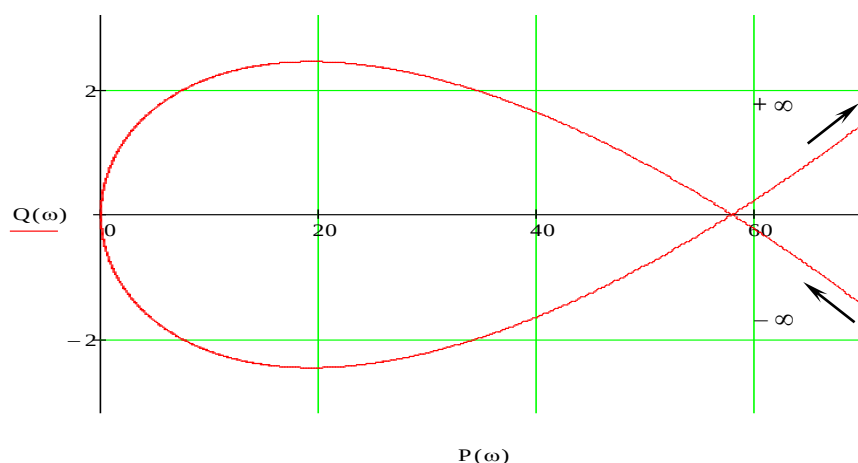


Рисунок 3.6 – D-розбиття в площині параметру k_{BM}

Оскільки у стійкій системі всі корені знаходяться ліворуч від уявної осі, при обході її від $-\infty$ до $+\infty$ ділянка стійкості також буде розташована ліворуч від добутої кривої. Для зручності відшукування ділянки стійкості

можна нанести на криву штриховку зліва при русі від $-\infty$ до $+\infty$. З побудованої області стійкості можна визначити критичне значення коефіцієнта $k_{\text{ВМ}}$, яке в даному випадку становить $k_{\text{ВМкр}} = 58$. Як видно, задане значення коефіцієнта підсилення підсилювача $k_{\text{ВМ}} = 18,96$. Як видно, задане значення коефіцієнта підсилення підсилювача.

3.5 Оцінка якості регулювання замкнутої САР по ЛАЧХ розімкнутої системи

Оцінка якості регулювання замкнутої системи автоматичного регулювання полягає у визначенні запасу стійкості (за модулем і фазою) та частоти зрізу. Для цього будуємо амплітудно-фазову частотну характеристику (АФЧХ) і фазо-амплітудну частотну характеристику (ФАЧХ) розімкнутої системи, при цьому виконуємо їх взаємне розташування.

За допомогою цієї конструкції можна визначити наступне: частота зрізу $\omega_z = 3,3 \text{ с}^{-1}$, звідки можна розрахувати час реакції, введення системи в жорсткі умови, $t_p = \frac{2\pi}{\omega_z} = 1,9 \text{ с}$; запас стійкості за амплітудою $z_A \approx 8 \text{ дБ}$; запас стійкості за фазою $z_\phi \approx 7^\circ$.

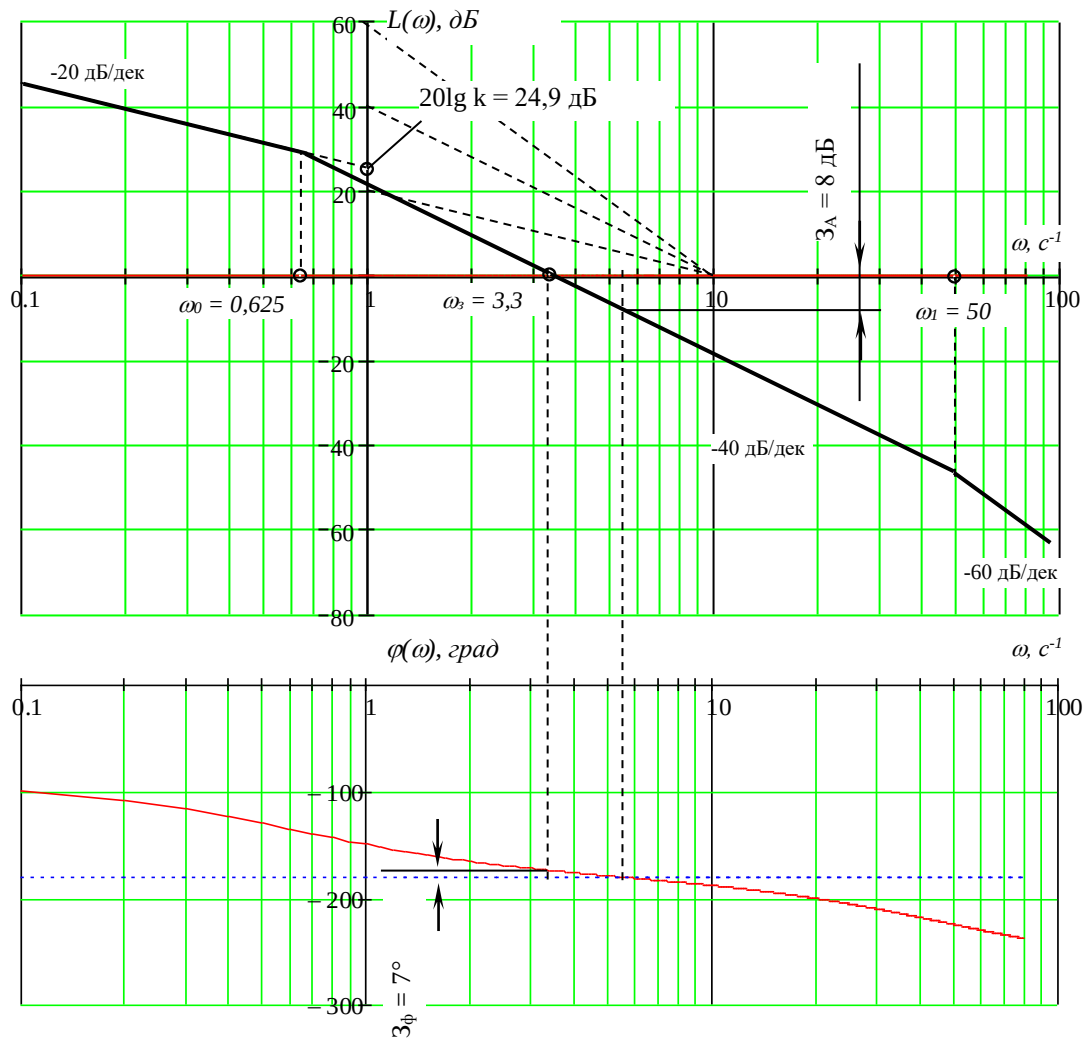


Рисунок 3.7 – Оцінка якості регулювання замкнутої САР по ЛАЧХ розімкнутої системи

3.6 Побудова перехідного процесу замкнутої системи

Під впливом одиничного ступінчастого сигналу на вхід системи, регульована величина змінюється у часі

$$h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} P_3(\omega) \frac{\sin(\omega t)}{\omega} d\omega. \quad (3.8)$$

Після підстановки відповідних значень отримаємо графік, зображений на рисунку 3.8.

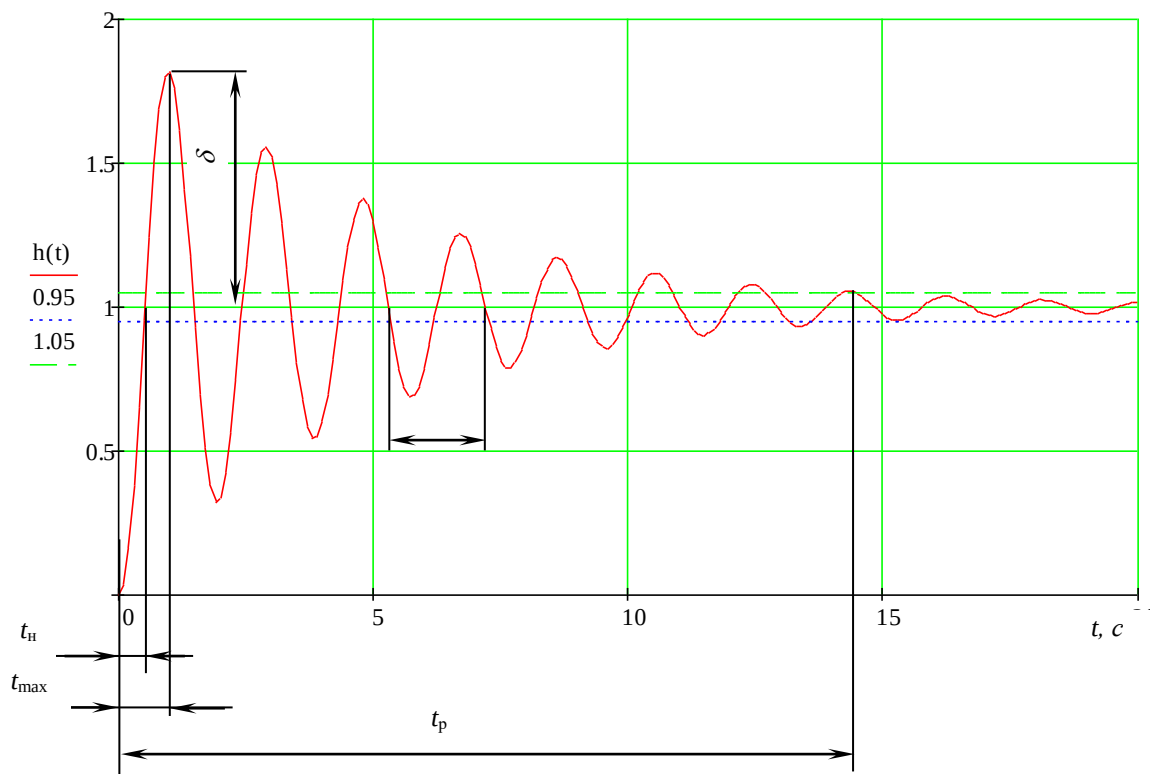


Рисунок 3.8 – Графік перехідного процесу вихідної системи

За цим графіком видно, що перехідний процес проявляє коливальну природу і відбувається з постійним періодом коливань.

3.7 Визначення прямих показників якості САР за графіком перехідного процесу. Визначення часу регулювання системи як вимоги до САР для її аналізу та синтезу

Із графіка перехідного процесу можна отримати основні параметри якості систем автоматичного регулювання:

час регулювання $t_p \approx 14,5$ с – означає час від моменту введення вхідного впливу до того, як система потрапить в зону 2Δ . Цей параметр залежить від швидкості реакції динамічних компонентів та їх кількості в основному ланцюзі. Оскільки вимоги до системи досить суворі, час регулювання був встановлений на рівні $t_p = 1,9$ с, як визначено з аналізу амплітудно-частотних характеристик розімкнутої системи. Це створює ще більш жорсткі умови;

перерегулювання $\delta = 81,9 \%$;

частота коливань $\omega = \frac{2\pi}{T} = 3,5 \text{ c}^{-1}$, де $T = 1,8 \text{ c}$ – період коливань;

кількість коливань перехідного процесу $n = 7$;

час досягнення першого максимуму $t_{\max 1} = 1,0 \text{ c}$;

час наростання перехідного процесу $t_{\text{н}} = 0,5 \text{ c}$ – це час досягнення вихідною величиною усталеного значення;

Декремент затухання перехідного процесу визначає характер згасання цього процесу і представляє собою співвідношення відхилень між послідовними коливаннями, яке становить $d = 1,47$.

Згідно з вимогами до системи, час регулювання для проведення її аналізу та синтезу приймається рівним $t_p = 1,33 \text{ c}$.

3.8 Аналіз системи автоматичного регулювання

Під час аналізу використовується метод проб і помилок. Під час цього процесу розробляється принципова схема системи, враховуючи попередній досвід у цій галузі. Потім отримується структурна схема та рівняння динаміки, за якими проводиться аналіз стійкості системи автоматичного регулювання і визначаються показники якості.

У випадку отримання негативних результатів, параметри та структура системи змінюються, після чого знову проводяться розрахунки показників якості. Після кількох ітерацій вдається створити систему, яка відповідає вимогам. Також розроблені спеціальні методи, які дозволяють ефективніше аналізувати системи автоматичного регулювання. Ці методи включають заходи для підвищення якості в усталеному режимі, забезпечення стійкості та збільшення запасу стійкості, а також поліпшення показників якості системи.

У даній роботі для аналізу та підвищення запасу стійкості системи автоматичного регулювання було використано метод демпфування з підняттям високих частот. Цей метод теоретично є універсальним і дає

бажаний результат практично при будь-якій передаточній функції вихідної системи. При цьому, разом із збільшенням запасу стійкості, також відбувається підвищення швидкодії системи. Однак практичне застосування цього методу обмежується, оскільки розширення смуги пропускання системи призводить до збільшення впливу високочастотних перешкод. Демпфування досягається шляхом послідовного введення інтегро-диференціюючої ланки з певною передаточною функцією.

$$W_k(p) = \frac{(T_2 p + 1)}{(T_3 p + 1)} \quad (3.9)$$

Для визначення оптимальних значень часових констант для даної передаточної функції використовується метод ітераційного тестування та коригування:

1. $T_2 = 3,33 \text{ с}; T_3 = 0,1 \text{ с}.$

Після введення такої ланки система, що показана на рисунку 3.9, має амплітудно-частотну характеристику (ЛАЧХ), яка наведена.

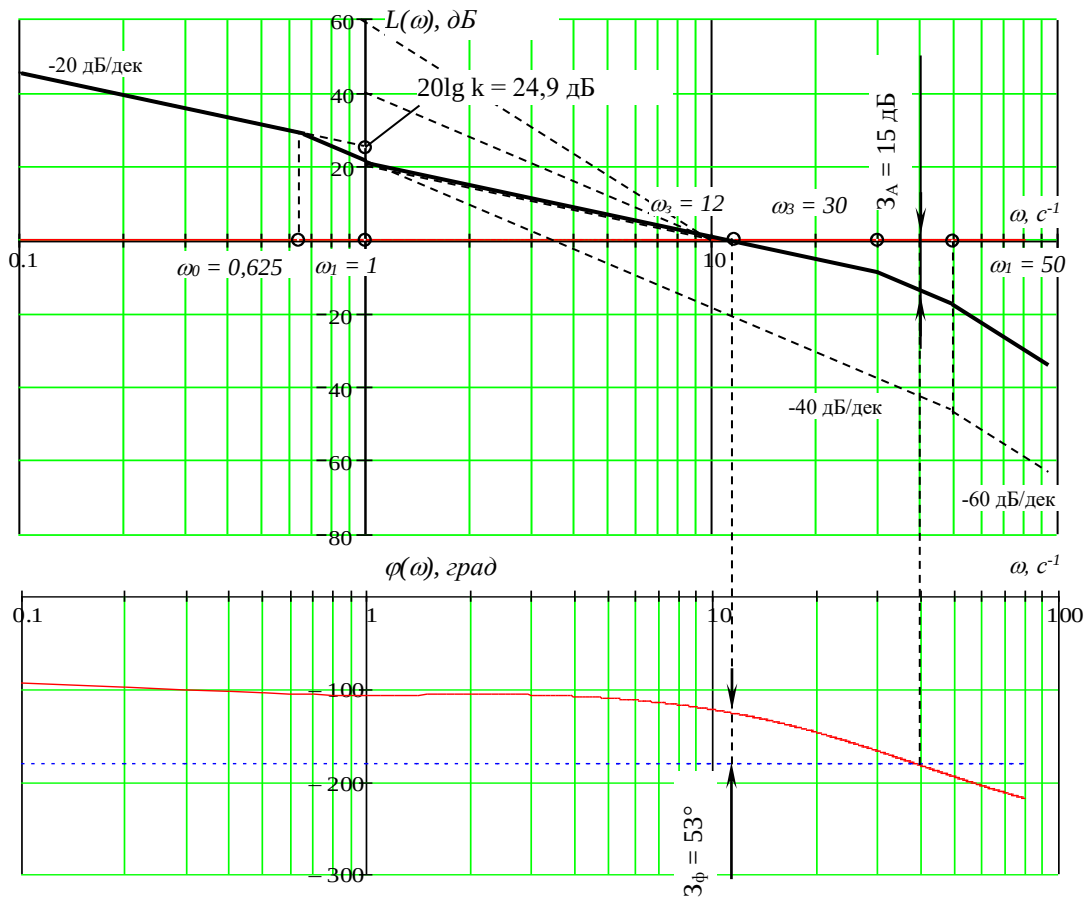


Рисунок 3.9 – Визначення показників якості, перший етап аналізу

За цією схемою можна визначити: частота зрізу $\omega_z = 12 \text{ c}^{-1}$, звідки впливає час регулювання $t_p = 0,52 \text{ c}$; запас стійкості за амплітуді $z_A \approx 15$ дБ; запас стійкості за фазою $z_\phi \approx 53^\circ$. Це свідчить, що коригувальна ланка з такими часовими параметрами відповідає вимогам до системи. Проте ми перевіримо прямі показники якості системи.

3.9 Побудова перехідного процесу і визначення показників якості для системи, розробленої шляхом аналізу

Проведемо побудову графіка перехідного процесу так само, як це було зроблено для вихідної системи. Результат побудови наведено на рисунку 3.10.

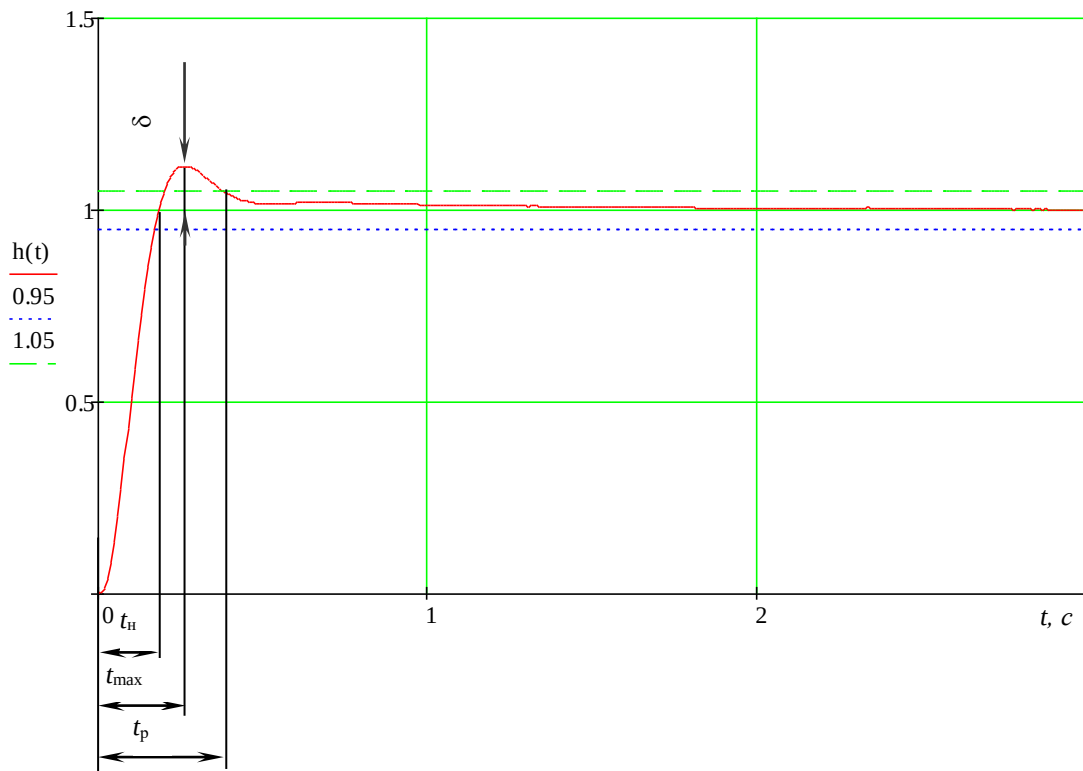


Рисунок 3.10 – Графік перехідного процесу системи, розробленої шляхом аналізу

З аналізу графіка перехідного процесу можна витягти прямі показники якості системи автоматичного регулювання:

час регулювання $t_p = 0,39$ с;

перерегулювання $\delta = 11,4$ %;

час досягнення першого максимуму $t_{max} = 0,26$ с;

час наростання перехідного процесу $t_n = 0,2$ с;

перехідний процес аперіодичний з перерегулюванням (на відміну від перехідного процесу вихідної системи).

Отже, застосування отриманого виразу для передаточної функції коригуючого пристрою гарантує відповідність системи вимогам щодо якості.

3.10 Побудова бажаної ЛАЧХ розімкнутої оптимальної за швидкодією системи по вимогам, які пред'явлені до неї

Для синтезу системи автоматичного регулювання ми маємо вимоги: час регулювання $t_p = 1,33$ с; максимальне перерегулювання $\delta = 25\%$; запас

стійкості за модулем не менше 15 дБ і за фазою не менше 30°. Для цього необхідно побудувати АЧХ розімкнутої системи, бажану АЧХ та передаточну функцію коригуючого пристрою.

Побудова бажаної АЧХ включає кілька етапів.

В області низьких частот цей процес аналогічний побудові АЧХ незмінної системи. Іншими словами, проводиться асимптота з нахилом -20 дБ/дек через точку з координатами $20 \lg k = 24,9$ дБ.

Побудова асимптоти в області середніх частот є ключовою. В цьому діапазоні АЧХ визначається заданими значеннями перерегулювання та часу регулювання перехідного процесу. Для наближення реального процесу до оптимального (за швидкодією) нахил середньочастотної асимптоти обрано -20 дБ/дек. Вибір частоти зрізу ω_z (частоти, коли АЧХ перетинає вісь частот) базується на нерівності $\omega_{z\min} \leq \omega_z \leq \omega_{z\text{opt}}$. Для відповідності вимогам до якості системи ω_z частота зрізу повинна бути менше $\omega_{z\text{opt}}$, яка визначається за максимальним прискоренням координати і величиною керуючого ступінчатого сигналу. Крім того, вона ω_z повинна перевищувати $\omega_{z\min}$, вибрану за заданим значенням максимального перерегулювання δ_m і часу регулювання t_p . За допомогою номограми [3] визначається відповідне значення δ_m визначаємо $\delta = f(P_{z\max})$ відповідне значення $P_{z\max}$. Потім, використовуючи криву $P_{z\max}$ визначається значення $t_p = f(P_{z\max})$ визначаємо значення $\frac{3\pi}{t_p}$, яке прирівнюється до заданого часу регулювання $t_p = 1,33$ сі з отриманого рівняння обчислюється частота зрізу $\omega_{z\min} = 7,1 \text{ c}^{-1}$. $\delta = f(P_{z\max})$

На графіку (рис. 3.11) відзначаємо обрану частоту зрізу $\omega_z = 10 \text{ c}^{-1}$ трохи збільшену. Далі ми будуємо середньочастотну асимптоту, яка проходить через точку ω_z на осі абсцис з нахилом -20 дБ/дек.

Відоме значення $P_{\text{зmax}} = 1,2$ дійсної частотної характеристики дозволяє нам знайти мінімальне значення $P_{\text{зmin}}$, за допомогою наближеного співвідношення для типової дійсної частотної характеристики

$$P_{\text{зmin}} = 1 - P_{\text{зmax}} = -0,2.$$

Для забезпечення необхідного запасу стійкості системи по амплітуді і фазі потрібно розширити середньочастотну асимптоту в обидва напрямки на певну величину. Запаси стійкості визначаються за допомогою колових діаграм, які представлені на номограмах $L(\omega) = f(\varphi)$ де P_z є значенням, P_z – дійсної частотної характеристики замкнутої системи. Отже, за допомогою цих номограм ми знаходимо лінії, відповідні $P_{\text{зmax}} = 1,2$ і $P_{\text{зmin}} = -0,2$. Ці криві симетричні відносно осі абсцис. Для визначення запасу стійкості по амплітуді проводимо горизонтальні дотичні до цих кривих і вимірюємо відстань до осі ординат, $L_1 = 15$ дБ, $L_2 = -15$ дБ, Отже, середньочастотну асимптоту потрібно розширити ліворуч і праворуч до значень L_1 та L_2 , і лише після цього її можна буде спрягти з сусідніми ділянками [4].

Для визначення запасу стійкості по фазі γ ми проводимо вертикальні дотичні до кривих $P_{\text{зmax}} = 1,2$ і $P_{\text{зmin}} = -0,2$ вимірюємо значення кута у градусах від дотичної до лінії -180° . У даному випадку значення γ дорівнює 45° [4], [5].

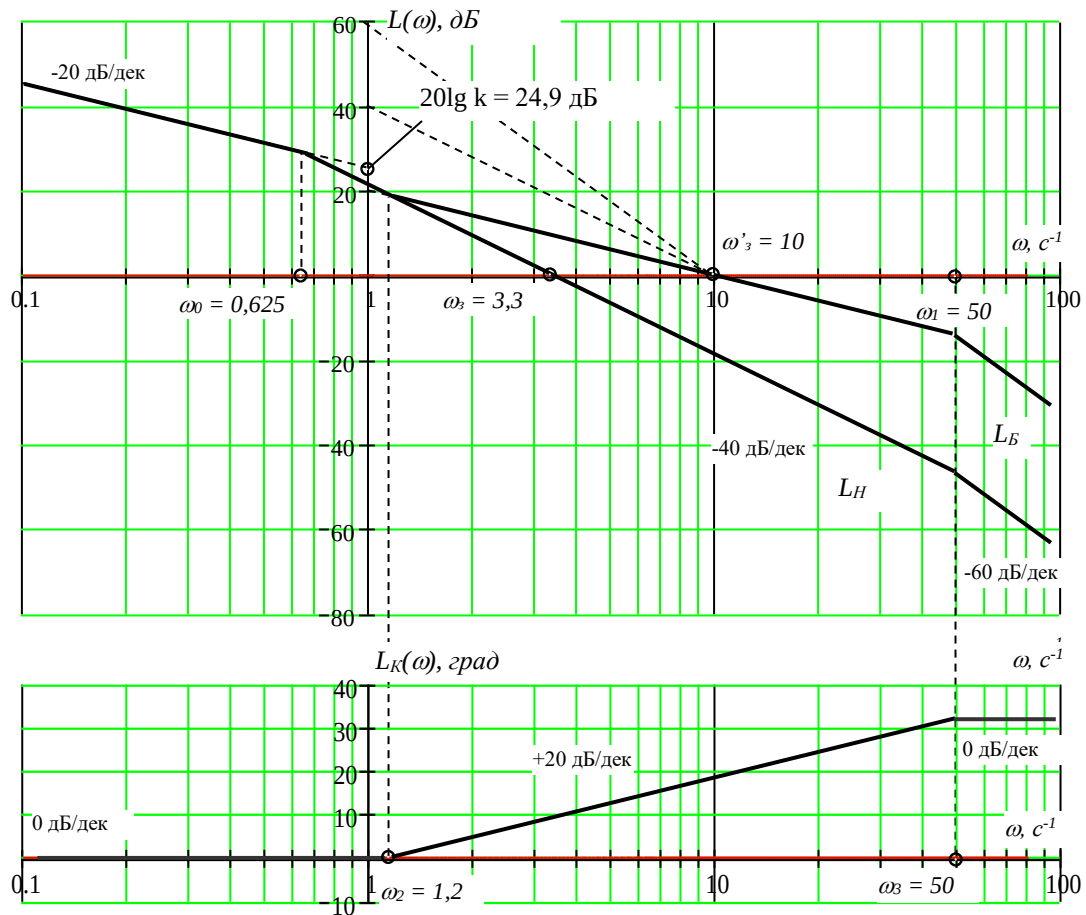


Рисунок 3.11 – Побудова бажаної ЛАЧХ та визначення ЛАЧХ корегуючого пристрою

Ми визначаємо АЧХ коригуючого пристрою як відмінність між бажаною та незмінною АЧХ $L_K(\omega) = L_B(\omega) - L_H(\omega)$ (рис. 3.11).

Повна передаточна функція такого коригуючого пристрою виражається в загальному вигляді:

$$W_{\text{кл}}(p) = \frac{k(T_2 p + 1)}{(T_3 p + 1)}$$

де $T_2 = 1/\omega_2 = 1/1,2 = 0,83$ с;

$T_3 = 1/\omega_3 = 1/50 = 0,02$ с.

Якщо підставити в рівняння загального виду відповідні константи часу, отримаємо передаточну функцію коригуючого пристрою:

$$W_{\text{кл}}(p) = \frac{1 \cdot (0,83p + 1)}{(0,02p + 1)}$$

3.11 Побудова кривої перехідного процесу синтезованої САР

Запишемо вираз для передаточної функції замкненої скоректованої системи

$$W_{3K}(p) = \frac{k(T_2 p + 1)}{p(T_{BM} p + 1)(T_{OP} p + 1) \cdot (T_3 p + 1) + k \cdot (T_2 p + 1)} \quad (3.10)$$

Після заміни $p = j\omega$, ми виділимо реальну частину передаткової функції замкненої скоректованої системи для подальшої побудови дійсної частотної характеристики:

$$P_{3K}(\omega) = \frac{k \cdot T_2 \omega ((1 + k T_2) \omega^5 - T_{BM} (T_{OP} + T_{BM} + T_{OP} T_3) \omega^3) + k (T_{BM} T_{OP} T_3 \omega^4 - (T_{OP} + T_{BM} + T_3) \omega^2 + k)}{(T_{BM} T_{OP} T_3 \omega^4 - (T_{OP} + T_{BM} + T) \omega^2 + k)^2 + ((1 + k T_2) \omega^5 - T_{BM} (T_{OP} + T_{BM} + T_{OP} T_3) \omega^3)^2}$$

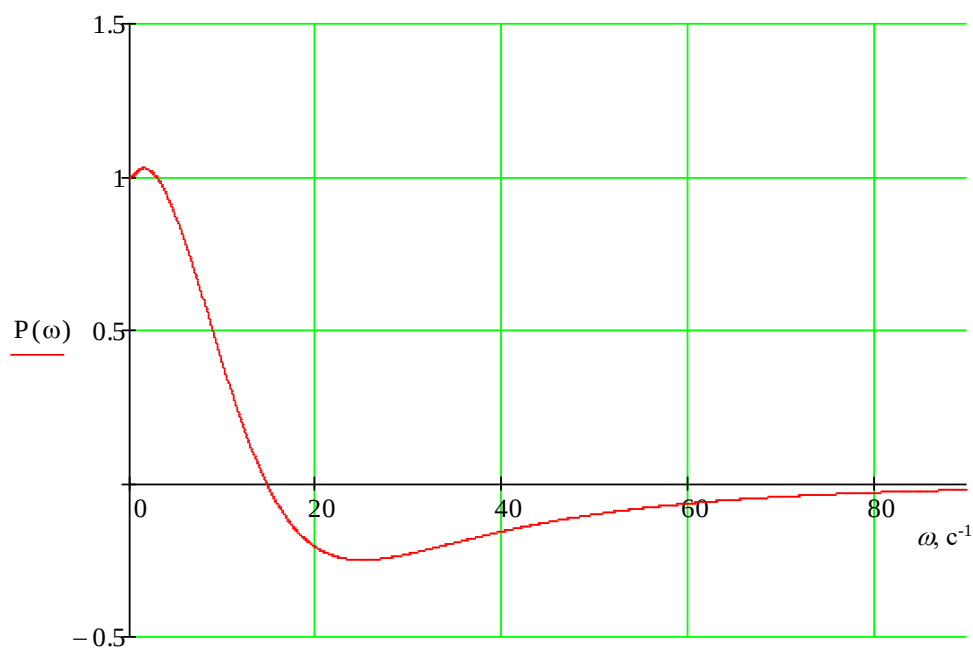


Рисунок 3.11 – Дійсна частотна характеристика замкненої скоректованої системи

Давайте побудуємо графік перехідного процесу для синтезованої системи автоматичного регулювання температури повітря в приміщенні (рис. 3.12).

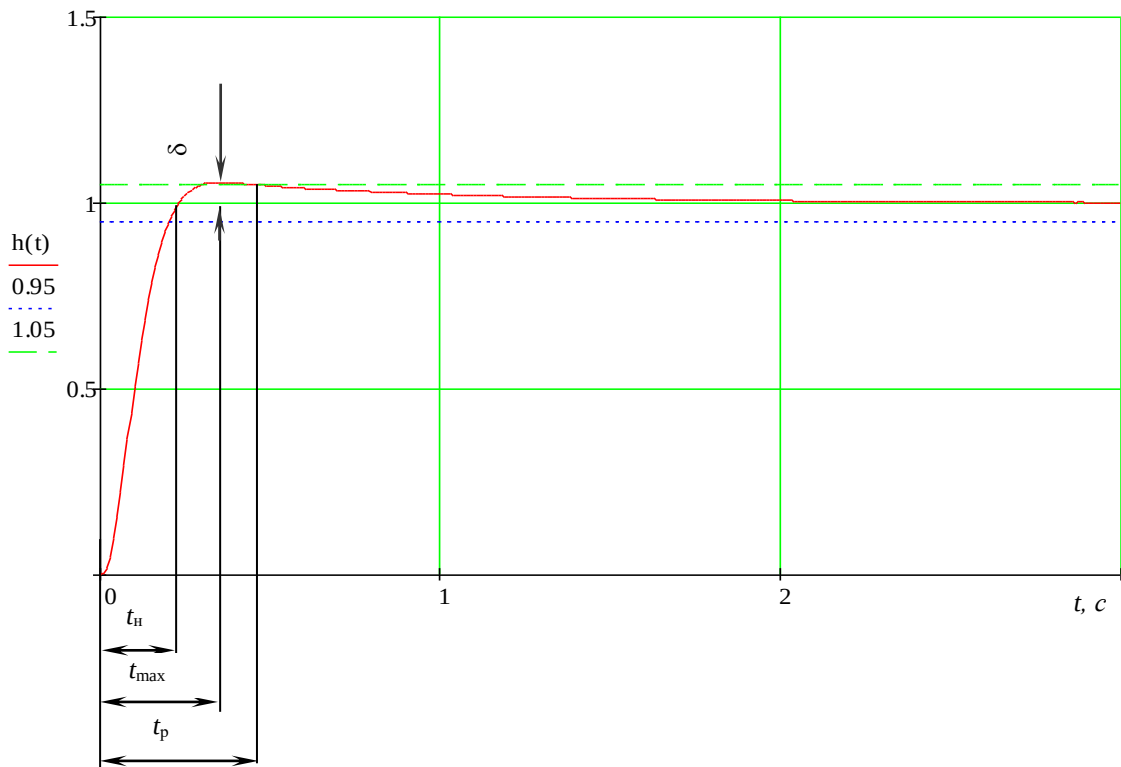


Рисунок 3.12 – Графік перехідного процесу системи, скоректованої шляхом синтезу

3.12 Визначення прямих показників якості синтезованої САР

З аналізу графіка перехідного процесу можна витягнути наступні прямі показники якості системи автоматичного регулювання:

час регулювання $t_p = 0,5$ с;

перерегулювання $\delta = 5,6$ %;

час наростання перехідного процесу $t_n = 0,23$ с;

час досягнення першого максимуму $t_{max} = 0,37$ с;

З огляду на форму кривої, можна сказати, що цей перехідний процес характеризується аперіодичними коливаннями з наявністю перерегулювання.

Отже, застосування виразу для передаточної функції коригуючого пристрою гарантує відповідність системи вимогам щодо якості.

4 Практична реалізація системи автоматичного регулювання

4.1 Визначення періоду дискретизації

Перетворення неперервних сигналів на дискретні пов'язане з використанням у системі дискретних елементів, виходом з яких є послідовність імпульсів. Один із таких елементів може бути ключ K' , який зачиняється протягом кожного періоду квантування T .

Вибір оптимального періоду квантування T є однією з ключових проблем у реалізації систем цифрового керування, оскільки він визначає точність керування та використання ресурсів мікроконтролера. Зменшення T підвищує точність, але збільшує навантаження процесора. З іншого боку, збільшення T зменшує точність. Таким чином, потрібно знаходити компроміс між цими протиріччями. Вибір T здійснюється відповідно до спектра неперервної функції $\Theta(t)$ за теоремою Котельникова.

Теорема Котельникова стверджує, що функція часу $\Theta(t)$, яка не містить гармонічних компонентів з частотами, що перевищують $\omega_{\max}$ може бути повністю відновлена за своїми значеннями у моменти часу nT , розділеними на періоди T

$$T = \frac{\pi}{\omega_{\max}} \quad (4.1)$$

Отже, частоту квантування слід вибирати згідно з умовою $\omega \geq \omega_{\max}$. У такому випадку, дискретна решітчаста функція точно відтворить неперервну функцію

$$\Theta(t) = \Theta \left[n \cdot \frac{\pi}{\omega_{\max}} \right] \quad (4.2)$$

і втрати інформації при її квантуванні відсутні.

Максимальну частоту $\omega_{\max}$ у спектрі вихідного сигналу $\beta(j\omega)$ за амплітудно-частотною характеристикою замкненого контуру цифрового керування можна визначити за допомогою критерію Джурі. Якщо на вхід регулятора подається гармонічний одиничний сигнал $\alpha(t) = \sin \omega t$, то вихідний сигнал замкненого контуру можна представити у вигляді функції

$$\beta(j\omega) = \frac{W_p(j\omega) \cdot W_o(j\omega)}{1 + W_p(j\omega) \cdot W_o(j\omega)}. \quad (4.3)$$

Звідси можна визначити частоту $\omega_{\max}$ при якій $|\beta(j\omega)|$ матиме невелике значення, оскільки замкнена система підсилює низькочастотні компоненти сигналу та згладжує високочастотні. Значення Θ_{om} визначає точність, яку необхідно забезпечити на виході системи.

Використовуючи початкові дані, визначимо найкращий період квантування сигналів у цифровій системі.

Рівняння передаточної функції об'єкта керування можна виразити таким чином

$$W_o(p) = \frac{17,5}{p(0,02p + 1)(1,6p + 1)} \quad (4.4)$$

Рівняння передаточної функції регулятора можна виразити так

$$W_p(p) = \frac{(0,83p + 1)}{(0,02p + 1)} \quad (4.5)$$

У даному випадку необхідно досягти певної точності управління об'єктом в усталеному режимі $\Theta_{om} = 0.1$

Частотна передаточна функція замкненої системи може бути визначена за допомогою такого виразу:

$$\beta(j\omega) = \frac{W_p(j\omega) \cdot W_o(j\omega)}{1 + W_p(j\omega) \cdot W_o(j\omega)} = \Theta \quad (4.6)$$

Після використання виразів (4.4, 4.5) у (4.6) отримаємо такий результат:

$$\frac{17,5(0,83 \cdot j\omega + 1)}{j\omega(0,02 \cdot j\omega + 1)(1,6 \cdot j\omega + 1)(0,02 \cdot j\omega + 1) + 17,5(0,83 \cdot j\omega + 1)} = 0,1 \quad (4.7)$$

Шляхом вирішення цього рівняння ми визначимо частоту $\omega_{\max} = 12,96$

Це дозволить знайти оптимальний період квантування сигналів

$$T_{\text{роз}} = \frac{\pi}{\omega_{\max}} = \frac{\pi}{12,96} = 0,24 \quad (4.8)$$

Приймаємо $T < T_{\text{роз}}$ $T = 0.01$ с

Ми обираємо цей період дискретизації з метою забезпечення максимальної точності системи, оскільки це є для нас важливим.

4.2 Визначення Z-перетворення передаточної функції регулятора

Для втілення мікропроцесорної системи регулювання потрібно застосувати Z-перетворення до передаточної функції регулятора, отриманої в результаті синтезу в розділі 3:

$$W_p(p) = \frac{(0,83p + 1)}{(0,02p + 1)} \quad (4.9)$$

Розглянемо розклад передаточної функції регулятора на прості дроби:

$$W_p(p) = 41,5 - \frac{40,5}{(0,02p + 1)}. \quad (4.10)$$

Тепер проведемо Z-перетворення за допомогою програмного середовища MatLab зі значенням часу дискретизації $T_0 = 0.01$ с.

$$W_p(z) = 41,5 - \frac{15,94}{z - 0.6065}. \quad (4.11)$$

$$W_p(z) = 41,5 - \frac{15,94 \cdot z^{-1}}{1 - 0.6065 \cdot z^{-1}} \quad (4.12)$$

На основі отриманої дискретної передаточної функції регулятора складемо різницеві рівняння:

$$u[n] = u_1[n] + u_2[n];$$

$$u_1[n] = 41,5 x[n];$$

$$u_2[n] = -15,94 x[n-1] - 0,6065 u_2[n-1];$$

На рисунку 4.1 зображено схему програмної реалізації, де значення коефіцієнтів є рівними:

$$a = 41,5; b_1 = -15,94; b_2 = -0,6065;$$

На основі отриманої схеми програмної реалізації потрібно створити регулятор з використанням мікропроцесора.

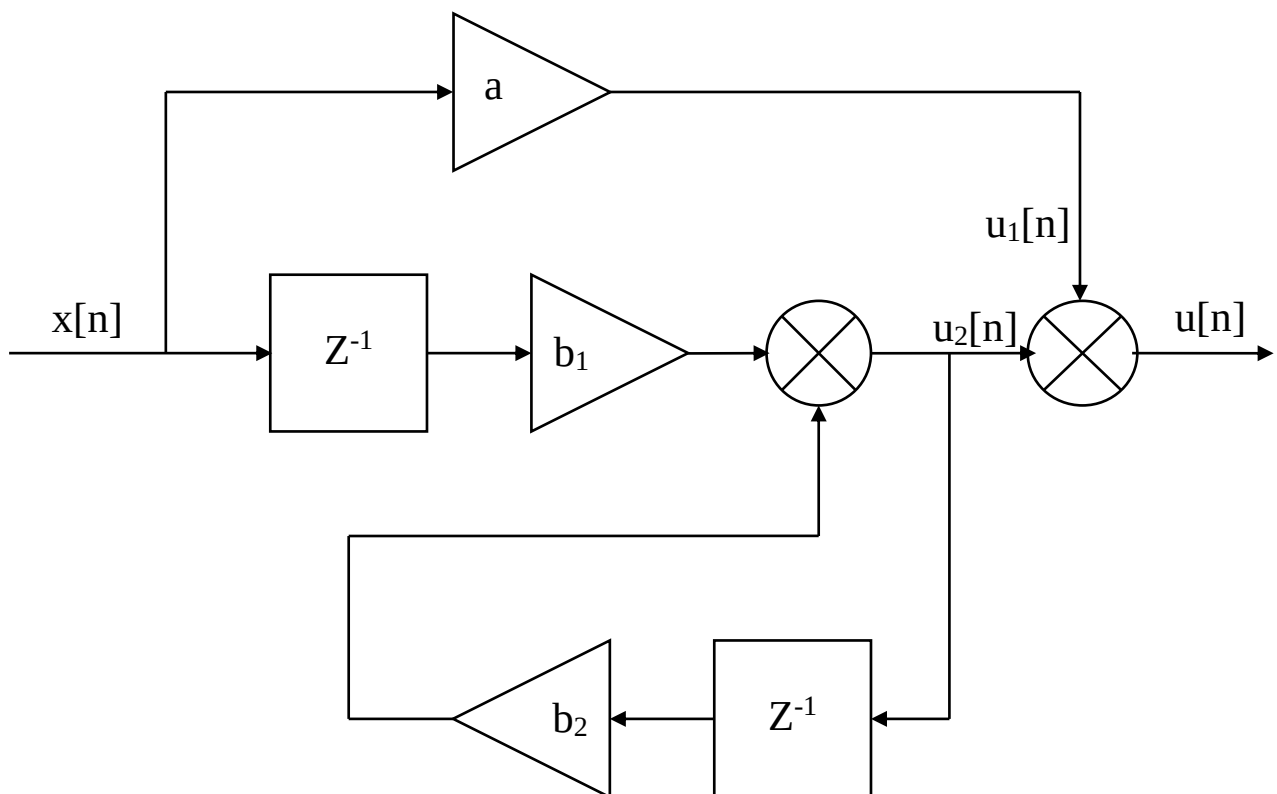


Рисунок 4.1 – Схема програмної реалізації регулятора

4.3 Розробка електричної структурної схеми системи

Система містить наступні компоненти:

- Датчик температури для вагового дозатора борошна (ДТВДБ).
- Датчик температури для тістомісильної машини (ДТТМ).
- Датчик температури для трубопроводу підведення опари (ДТТО).
- Датчик витрати тіста (ДВитТ).

- Датчик вологості тіста (ДВолТ).
- Задатчик вологості тіста (ЗВолТ).
- Аналого-цифровий перетворювач (АЦП).
- Однокристальна мікро-ЕОМ (ОМЕОМ).
- Блок індикації (БІ).

Розроблена система, що описана в цій роботі, призначена для керування вологістю тіста в тістомісильній машині та моніторингу кількох параметрів, включаючи температуру вагового дозатора борошна, температуру тістомісильної машини, температуру трубопроводу підведення опари та витрату тіста. Для вимірювання цих параметрів використовуються відповідні датчики температури, витрат і вологості. Задання необхідної вологості тіста здійснюється за допомогою задатчика вологості.

Сигнали, які надходять з аналогових датчиків температури (ДТВДБ, ДТТМ, ДТТО), витрати (ДВитТ), вологості (ДВолТ) і задатчика вологості (ЗВолТ), конвертуються аналого-цифровим перетворювачем (АЦП). Цей перетворювач, що входить до складу блока контролера, служить для перетворення аналогових сигналів в цифровий формат для подальшої обробки. Цифровий сигнал з виходу АЦП надсилається на однокристальну мікро-ЕОМ (ОМЕОМ), яка виконує різноманітні функції в системі, такі як збір та обробка інформації, ухвалення рішень і формування відповідного сигналу управління відповідно до алгоритму функціонування. Управління АЦП (вибір каналу, запуск конвертування, тактування і т.д.) також здійснюється за допомогою ОМЕОМ.

Блок індикації (БІ), керований мікро-ЕОМ, відображає інформацію про поточні та задані значення в схемі. На цифрових індикаторах відображається інформація про значення параметрів технологічного процесу. Крім того, на блоку індикації відображаються сигнали щодо стану тістомісильної машини, які також генеруються мікро-ЕОМ.

Управляючий сигнал з мікро-ЕОМ передається до електропневматичного перетворювача.

4.4 Розробка електричної функціональної схеми системи

Датчики температури є інтегральними перетворювачами типу "температура-напруга". Вихідна аналогова напруга, пропорційна вимірюваному параметру, надходить на активні фільтри нижніх частот 7-11 відповідно, які призначені для фільтрації індустріальних перешкод. Після фільтрації сигнали подаються на підсилювачі 12-16, які підсилюють їх до потрібного рівня. Вихідні сигнали з підсилювачів 12-16 подаються на входи IN0-IN4 АЦП 17 відповідно. Сигнал від задатчика вологості 6 подається на додатковий вхід IN5 АЦП 17. Задатчик вологості 6 є перетворювачем "опір-напруга" і представляє собою змінний резистор, який входить до дільника напруги.

Мікро-ЕОМ 18 визначає вибір каналу для АЦП 17, генеруючи сигнали вибору каналу у двійковому форматі на виходах P2.0-P2.2. Цей номер каналу подається на адресні входи AD0-AD2 вбудованого в АЦП дешифратора. Значення двійкового номера зафіксовується в АЦП 17 сигналом LE (Latch Enable), що формується на виводі P3.6 мікро-ЕОМ 18. Сигнал ALE (Address Latch Enable), що генерується мікро-ЕОМ 18 в кожному машинному циклі, використовується для тактування АЦП і подається на вхід CLK.

Для розпочатку перетворення в АЦП 17, мікро-ЕОМ 18 генерує сигнал на виводі P3.4, який передається на вхід STCNV (Start Converting), і тим самим ініціює процес перетворення. Після завершення перетворення, АЦП генерує сигнал EOC (End of Converting) на виході, що подається на вхід запиту переривання INT0 мікро-ЕОМ 18. У відповідь на ці дії мікро-ЕОМ генерує сигнал на виводі P3.7, який подається на вхід OE (Output Enable), щоб дозволити вивід даних. Після цього АЦП підключає свої внутрішні

реєстри до виходів D0-D7, а мікро-ЕОМ зчитує дані з АЦП через лінії P0.0-P0.7.

Порт P1 мікро-ЕОМ 18 використовується для керування 6-розрядним цифровим світлодіодним індикатором 19, який відображає поточні або встановлені значення температури. В даній системі реалізовано принцип програмної динамічної індикації. За цим принципом, через лінії порту P1 мікро-ЕОМ виводяться дані та номер першого розряду в певний момент часу, а в інший момент - дані та номер другого розряду і так далі, в циклі. Кількість циклів відповідає кількості розрядів індикатора. Через лінії P1.0-P1.3 передаються дані в двійковій системі числення, які надходять на входи перетворювача кодів 20. Перетворювач 20 здійснює перетворення двійкового вхідного коду на код семисегментного цифрового індикатора. Виходи перетворювача кодів підключені до індикатора 19.

Сигнали з виходів P1.4 та P1.5, подані у двійковому форматі, представляють номер активного розряду у поточний момент часу. Цей номер подається на входи дешифратора 21. Дешифратор 21 перетворює вхідний двійковий код на відповідний позиційний код. Таким чином, на виході дешифратора, який відповідає активному розряду, генерується сигнал включення розряду. Цей сигнал подається на блок ключів 22 та вмикає відповідний ключ, активуючи потрібний розряд індикатора 19.

У наступному циклі інші дані будуть передаватись до наступного розряду. Таким чином, послідовно та циклічно у всі розряди індикатора будуть виведені дані в часі.

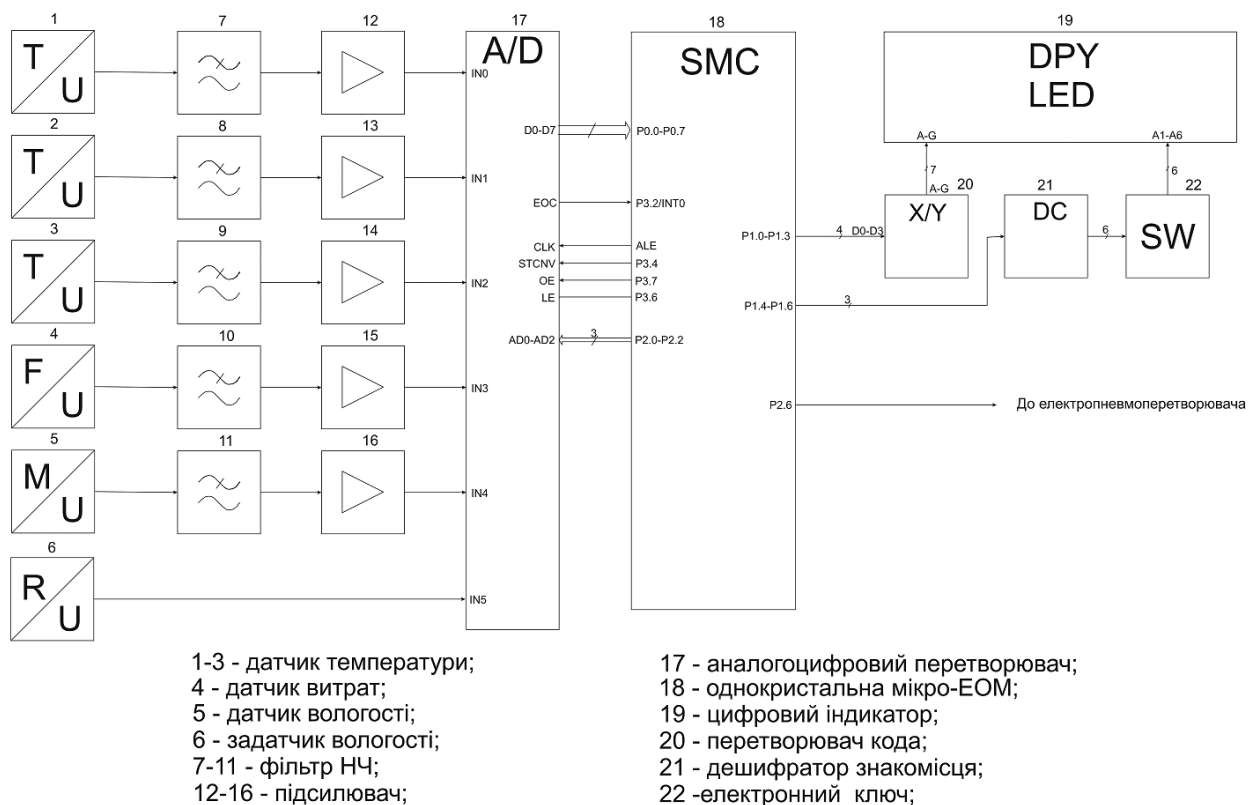


Рисунок 4.2 – Функціональна схема регулятора

Сигнал управління, що надходить на електропневмоперетворювач, генерується на виході P2.6.

4.5 Розробка електричної принципової схеми системи

Розглянемо кожен блок системи окремо, оскільки вона складається з декількох блоків.

Для моніторингу температури в ваговому дозаторі борошна та тістомісильній машині рекомендується використовувати термометри опору з серії "SITRANS T" від компанії SIEMENS. Ці термометри мають різьблену конструкцію, придатну для низького тиску, зі сполучною головкою, але без консолі.

Термометри опору, придатні для використання при низькому тиску із різьбленою конструкцією та сполучною головкою (без консолі), можуть працювати в діапазоні температур від -50 до +400 °С. Ці датчики також доступні з вбудованим вимірювальним перетворювачем температури. У таких датчиках вимірювальні резистори розташовані у керамічному кожуху.

Рекомендується обрати термометр опору з одним вимірювальним резистором Pt100. В такому випадку він буде підключений за схемою з трьома провідниками.

У цьому виробництві не є обов'язковими жорсткі вимоги до експлуатаційної безпеки відносно вибухонебезпеки. Тому використовуваний термометр опору буде містити вимірювальну вставку без захисту від вибухів та матиме монтажну довжину 360 мм.

Для моніторингу температури в трубопроводі, який служить для транспортування опари з додатками, рекомендується використовувати прилади з серії "SITRANS T" - термометри опору, які призначені для монтажу безпосередньо в трубопроводі та резервуари.

Термометр опору призначений для монтажу в резервуарах і трубопроводах для забезпечення виміру температури з дотриманням санітарних норм. Завдяки його міцній конструкції він може використовуватися в різних технологічних процесах, зокрема у харчовій, фармацевтичній та біотехнологічній галузях промисловості. Цей термометр опору може комплектуватися вбудованим вимірювальним перетворювачем. Для таких випадків доступна серія вимірювальних перетворювачів з різними типами головок для монтажу.

Для виміру витрати використовуються магнітно-індуктивні витратоміри з серії MAGFLO від компанії SIEMENS, які призначені для точного виміру витрати електропровідних речовин.

Магнітно-індуктивні витратоміри призначені для виміру витрати практично будь-яких електропровідних рідин, суспензій, паст або суспензій.

Для використання магнітно-індуктивних витратомірів необхідно, щоб рідина мала мінімальну електропровідність на рівні не менше 5 $\mu\text{S}/\text{cm}$. Температура, тиск, в'язкість та щільність не впливають на результати вимірювання.

Магнітно-індуктивні витратоміри знайшли широке застосування в таких галузях, як:

- водопостачання та очищення стічних вод;
- хімічна та фармацевтична промисловість;
- харчова промисловість та виробництво безалкогольних напоїв;
- гірничо-металургійний сектор, виробництво цементу та видобуток корисних копалин;
- виробництво целюлози та паперу;
- металургійні заводи;
- енергетичні підприємства та системи холодного водопостачання.

Благодаря широкому спектру комбінацій і конфігурацій, модульна система забезпечує оптимальне відповідання будь-яким вимогам виміру.

Для виміру витрати тіста на виході тістомісильної машини рекомендується використовувати магнітно-індуктивний вимірювальний датчик MAGFLO MAG 1100 Food, спеціально розроблений для застосування в харчовій та напівпромисловій галузях.

Магнітно-індуктивні вимірювальні датчики SITRANS F M MAGFLO зазвичай використовуються у таких сферах, як харчова промисловість, пиво-безалкогольна промисловість та фармацевтична галузь.

Принцип виміру витрати ґрунтується на принципі електромагнітної індукції Фарадея. Згідно з цим принципом, вимірювальний датчик перетворює витрату рідини у відповідну швидкість потоку, що вимірюється у вигляді електричної напруги.

У даному випадку виберемо витратомір з діаметром 80 мм для виміру витрати тіста на виході з тістомісильної машини. Крім того, доцільно замовити вимірювальний датчик з вбудованим вимірювальним перетворювачем MAG 6000 I. Ця модульна конфігурація дозволяє працювати при температурі навколишнього середовища в діапазоні від мінус 20 до плюс 60 градусів Цельсія.

Для вимірювання вологості тіста рекомендується використовувати потоковий мікрохвильовий вологомір MICRORADAR-114C, оскільки він відзначається найвищою точністю та широким діапазоном вимірювання.

Потоковий СВЧ-вологомір MICRORADAR-114C призначений для безперервного виміру вологості/щільності бетонних розчинів і вологості інших рідких, сипучих і пластичних матеріалів у мішалках, ємностях, бункерах, шнеках і трубопроводах, навіть в умовах абразивних і агресивних середовищ. Прилад виготовлений зі стійких до стирання й корозії матеріалів, обладнаний шиною зв'язку з комп'ютером і керується мікропроцесором. Простота калібрування й обслуговування забезпечується зручним і простим інтерфейсом. Принцип дії вологоміра полягає у вимірі поглинання СВЧ-енергії вологою речовиною і подальшому перетворенні цієї величини в цифровий код, який відображає вологість матеріалу. Вологомір автоматично коригує результати вимірювань при зміні температури матеріалу.

Датчики підключаються до блока мікроконтролера через роз'єми XP1-XP5. Ці роз'єми також використовуються для подачі напруги живлення на датчики, яка додатково очищається за допомогою конденсаторів C1, C5, C9, C13 та C17 у блоку контролера.

Блок контролера.

Сигнал з датчика вводиться на вхід активного фільтра, який є низькочастотним фільтром 2-го порядку. Схема фільтра була прийнята з офіційного сайту виробника і представляє типовий застосування для даного підсилювача. Для підсилення використаний здвоєний підсилювач типу MCP602 від компанії National Semiconductor. Одна половина цього підсилювача використовується у фільтрі, а друга - як неінверсний підсилювач напруги. Коефіцієнт підсилення для другої половини підсилювача встановлюється за допомогою відношення опорів R4 і R3. Усі канали для вимірювання температури є аналогічними.

Напруга від задатчика температури поступає через роз'єм ХР6 та піддається додатковому фільтруванню за допомогою конденсатора С21.

Задатчик температури функціонує як перетворювач "опір-напруга", або змінний резистор типу СП5-19. Він підключений через роз'єм інтерфейсу до ділянки напруги, утвореного резисторами R21 та R22, які виступають обмежувальними елементами.

Сигнали від датчиків температури, після фільтрації та підсилення у підсилювачах, подаються на вхідні канали IN0-IN4 восьмирозрядного 8-канального аналого-цифрового перетворювача (АЦП) DD1. Крім того, сигнал від задатчика температури надходить на вхід IN5 АЦП. Для реалізації АЦП використано модель ADC0809 від компанії National Semiconductor.

Мікро-ЕОМ DD2 визначає вибір каналу для аналого-цифрового перетворення в АЦП. Сигнали вибору каналу у двійковому вигляді формуються на виходах P2.0-P2.2 мікро-ЕОМ. Ці двійкові сигнали подаються на адресні входи AD0-AD2 вбудованого дешифратора АЦП. Після цього двійковий номер фіксується в АЦП переходом сигналу LE (Latch Enable) зі значення "1" на "0", що створюється програмно на виводі P3.6 мікро-ЕОМ. Тактовий сигнал ALE, створений мікро-ЕОМ в кожному машинному циклі, використовується для визначення часу операції АЦП і подається на вхід CLK АЦП. Після запису номера каналу АЦП готовий до перетворення аналогового сигналу в цифровий.

Для запуску процесу перетворення аналогового сигналу в цифровий у АЦП, мікро-ЕОМ DD2 програмно формує сигнал на виводі P3.4, який подається на вхід STCNV (Start Converting) АЦП, що розпочинає перетворення. Процес перетворення триває вісім тактових циклів і починається з переднього фронту сигналу. Після завершення перетворення, АЦП формує сигнал на виводі EOC (End of Converting) з активним рівнем «1», який подається на вхід запиту на переривання INT0 мікро-ЕОМ DD2. Щоб здійснити запит на переривання, потрібно активувати рівень «0», тому

до схеми додано інвертор на виводі DD3.1. У відповідь на ці події, мікро-EOM DD2 формує сигнал «1» на виводі P3.7, який подається на вхід OE (Output Enable) для дозволу виходу. Підключення внутрішніх регістрів АЦП до виходів D0-D7 відбувається, і мікро-EOM DD2 зчитує дані з АЦП через лінії P0.0-P0.7.

Система базується на однокристальній мікроконтролерній мікросхемі DD2, яка відповідає за збір та обробку інформації, ухвалення рішень і формування відповідних сигналів управління, відповідно до встановленого алгоритму роботи. У цій системі використовується мікроконтролер компанії Atmel з серії AT89S51. Тактування мікроконтролера здійснюється вбудованим тактовим генератором, до якого підключений зовнішній генератор частоти на C28C29ZQ1. При включенні живлення апаратний скид контролера відбувається за допомогою диференціюючого ланцюга на R25C30, який формує короткий імпульс скиду на вході Reset контролера. На вхід для вибору режиму роботи з внутрішньою пам'яттю програм DEMA подається сигнал «1» через резистор R24.

Керування цифровим індикатором здійснюється через роз'єм XS10 блоку контролера.

Для програмування мікроконтролера в схемі передбачений роз'єм XS9. Програмування здійснюється за допомогою спеціального програматора за допомогою інтерфейсу SPI.

Блок контролера живиться напругою +12 В, яка постачається через роз'єм XP7. Для ізоляції живлення цифрової та аналогової частин блока в схему включені перетворювачі DA6 та DA7 від Реак, тип P610U-1205ELF. Ці перетворювачі забезпечують конвертацію постійної напруги +12 В в +5 В. На виходах перетворювачів встановлено згладжуючі (блокуючі) конденсатори C22-C27.

Для контролю вологості тіста на лінії подачі опари до тістомісильної машини, планується встановлення регулюючого пневматичного клапана. Для

подачі уніфікованого пневматичного сигналу до цього клапана потрібно встановити електропневматичний перетворювач ЕП3211, який працює з вхідним сигналом у діапазоні 4...20 мА.

Блок індикації.

Порт P1 мікро-ЕОМ через роз'єм XS10 відповідає за передачу сигналів управління індикатором. У цій схемі реалізовано програмне керування динамічною індикацією. Суть полягає в тому, що на лініях порту P1 у певний момент часу передаються дані та номер першого розряду у вигляді одного байту, а в інший момент передаються дані та номер другого розряду і так далі у циклі. Кількість циклів відповідає кількості розрядів індикатора. Через лінії P1.0-P1.3 передаються дані у двійковій системі числення, які потім подаються на входи перетворювача кодів DD1 типу KP514ИД2. Перетворювач здійснює перетворення двійкового вхідного коду на семисегментний код, який виводиться на індикатори HG2, HG3 та HG5, HG6 типу А551. Незважаючи на те, що в схемі використано 6 індикаторів, фактично відбувається 4-розрядна індикація. Індикатори HG1 та HG4 використовуються лише у випадку, якщо потрібно відобразити значення більше 100. У цьому випадку HG1 та HG4 працюють паралельно з HG2 та HG5, проте їх катоди В та С завжди підключені через ключовий транзистор VT3 до землі, що відповідає цифрі «1». Отже, при виведенні цифр більше 100 на лінії P3.6 формується «1», яка через інвертори на DD2.4 та DD2.3 відкриває транзистор VT3 та відображує цифру 1.

Через виходи P1.4 та P1.5 мікро-ЕОМ, за допомогою роз'єму XS7, передається двійковий код, що відповідає номеру активного розряду у даному моменті. Цей код подається на входи дешифратора DD3 типу K555ИД4, який перетворює його у позиційний код. Таким чином, на виході дешифратора формується сигнал активації розряду, номер якого відповідає номеру активного розряду. Цей сигнал надходить на блок ключів, де реалізовано за допомогою транзисторів VT4-VT7. Ці транзистори

підключають анод індикатора до джерела живлення, тим самим активуючи необхідний розряд індикатора.

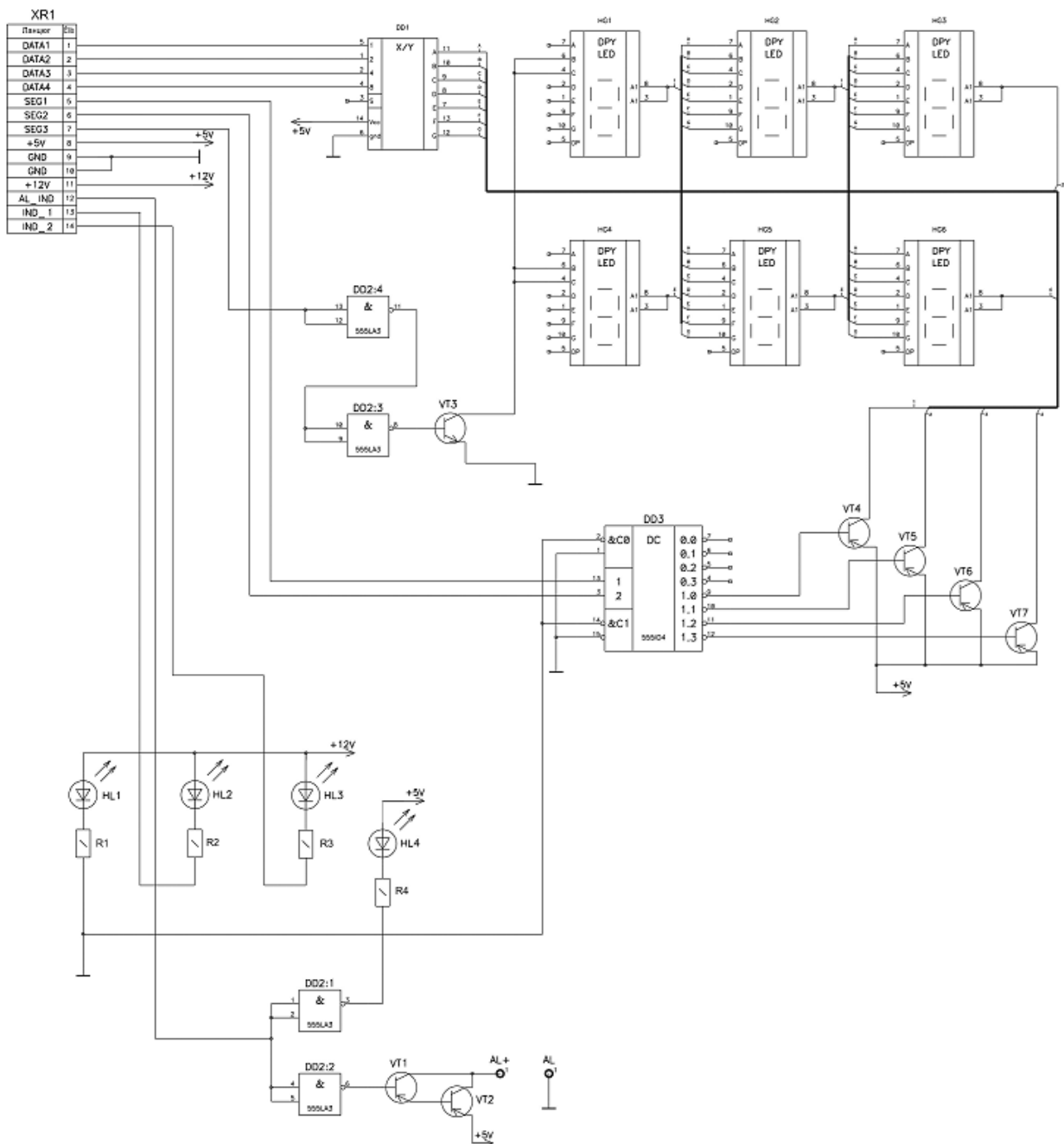


Рисунок 4.3 – Принципова схема блоку індикації

У наступному обороті, інші відомості будуть відображені в наступному розряді. Це означає, що дані будуть послідовно виведені в усі розряди індикатора відповідно до часового циклу.

Під час активації ключів у блоку контролера, сигнали з них передаються через роз'єм XS10 до світлодіодних індикаторів HL2 та HL3. Підсвічування цих індикаторів вказує на відхилення температури від заданих меж. Світлодіод HL1 індикує наявність живлення для блока індикації, яке постачається через роз'єм XS10.

Сигнал про аварійну ситуацію подається до блока індикації через роз'єм XS10. Він спочатку проходить через інвертор DD2.1 та активує світлодіод HL4, що сигналізує про аварію. Також цей сигнал подається через інвертор DD2.2 та електронний ключ, що складається з транзисторів VT1 і VT2. При активації ключа вмикається звуковий сигналізатор, який підключається до клем AL+ та AL- блока індикації.

Висновки

1. Під час виконання роботи було проаналізовано процес приготування тіста та будову тістомісильної машини з постійною дією. Вивчення технології приготування тіста показало, що необхідно забезпечити стабільну вологість тіста на виході з тістомісильної машини.
2. На основі математичної моделі об'єкта регулювання була створена імітаційна модель в середовищі Simulink пакету MATLAB. Моделювання роботи об'єкта регулювання дозволило отримати передаточну функцію на основі відгуку на ступінчасте впливання.
3. Розроблена структурна схема системи автоматичного регулювання вологості тіста на виході з тістомісильної машини. Ця система включає в себе об'єкт регулювання, датчик, виконавчий механізм та регулятор. У ролі виконавчого механізму використовується пневматичний клапан з електропневмоперетворювачем, а в якості датчика використовується потоковий мікрохвильовий вологомір.
4. У роботі був проведений аналіз системи автоматичного регулювання. Встановлено, що система має стабільний характер та визначені запаси стійкості. Також оцінено різні параметри якості роботи системи в перехідному процесі: час регулювання складає $t_p \approx 14,5$ с; рівень перерегулювання становить $\delta = 81,9$ %; частота коливань складає $\omega = \frac{2\pi}{T} = 3,5 \text{ с}^{-1}$, де $T = 1,8$ с – де період коливань; кількість коливань в перехідному процесі дорівнює $n = 7$; час досягнення першого максимуму дорівнює $t_{\max 1} = 1,0$ с; час наростання перехідного процесу складає $t_n = 0,5$ с; декремент затухання перехідного процесу дорівнює $d = 1,47$.

5. За допомогою аналізу та синтезу була визначена передаточна функція регулятора, а також встановлено параметри ефективності модифікованої системи: час регулювання скоригованої системи тепер становить $t_p = 0,5$ с; перерегулювання $\delta = 5,6$ %; рівень перерегулювання складає $t_n = 0,23$ с; час досягнення першого максимуму $t_{max} = 0,37$ с; форма перехідного процесу є аперіодичною з перерегулюванням; запас стійкості за амплітудою Z_A – не менше 15 дБ; запас стійкості за фазою Z_ϕ не менше 45° .
6. Були розроблені структурна, функціональна та принципова схеми системи автоматичного регулювання, а також розроблений алгоритм програмної реалізації.

Список літератури

1. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування: Підручник. – 2-ге вид., – К.: Либідь, 2007. - 656 с.
2. Åström K.J., Hägglund T. Advanced PID control. – ISA (The Instrumentation, System, and Automation Society) , 2006. — 460 p.
3. Astrom K.J. Advanced PID Control [Текст] / Astrom K.J., Hagglund T. - Instrumentation, Systems, and Automation Society, USA, 2006. – 250 p.
4. Astrom K.J. Control System Design. Lecture notes for ME 155A [Текст] / Astrom K.J. - Department of Automatic Control Lund Institute of Technology, Sweden, 2002. – 168 p.
5. Гостев В. Й., Стеклов В.К. Системи автоматического управления с цифровыми регуляторами: Справочник. – К.: "Радіоаматор", 1998.
6. Автоматизація технологічних процесів і виробництв харчової промисловості: Підручник/ Ладанюк А.П., Трегуб В.Г., Ельперін І.В., Цюцюра В.Д. – К.: Аграрна освіта, 2001 – 224 с.
7. Теорія автоматичного управління: Навчальний посібник [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології», освітньо-професійна програма «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології кібер-енергетичних систем»; уклад.: О. Й. Штіфзон, П. В. Новіков, В.П. Бунь. – Електронні текстові дані (1 файл: 2,2 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 144 с.
8. Аналіз та синтез систем автоматичного керування в MATLAB. Навчальний посібник/ О.Г. Гурко, І.Ф.Єрмоєнко. – Харків: ХНАДУ, 2011. - 286 с.
9. Matlab Documentation.[Електронний ресурс]. - Режим доступу: - <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/control>.

10. Simulink Documentation [Електронний ресурс]. - Режим доступу: <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/simulink>.

11. Теорія систем керування: підручник / В.І. Корнієнко, О.Ю. Гусєв, О.В. Герасіна, В.П. Щокін; М-во освіти і науки України, Нац. гірн. ун-т. – Дніпро: НГУ, 2017. – 497 с.

12. А.П. Ладанюк Теорія автоматичного керування технологічних об'єктів: Навч. посіб. / А.П. Ладанюк, К.С. Архангельська, Л.О. Власенко – К.: НУХТ, 2014. – 274 с.

13. Автоматизація виробничих процесів: навч. посіб. / Б. М. Гончаренко, С. І. Осадчий, Л. Г. Віхрова [та ін.]. - Кіровоград: Лисенко В.Ф., 2016. - 352 с.