

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»

Інститут Електроенергетики

(інститут)

Електротехнічний факультет

(факультет)

Кафедра електропривода

(повна назва)

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
кваліфікаційної роботи ступеню бакалавра
(бакалавра, спеціаліста, магістра)

студента Ганжук Єгор Сергійович

(ПІБ)

академічної групи 141-18ск-3

(шифр)

спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

(код і назва спеціальності)

спеціалізації¹ _____

за освітньо-професійною програмою Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

(офіційна назва)

на тему Електромеханічна система стабілізації технологічних параметрів режиму

роботи газопроводу

(назва за наказом ректора)

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтинговою	інституційною	
кваліфікаційної роботи	Азюковський О.О.			
розділів:				
Технологічна частина	Азюковський О.О.			
Автоматичний електропривод	Азюковський О.О.			
Охорона праці	Столпченко О.В.			
Техніко-Економічне обґрунтування	Тимошенко Н.В.			
Рецензент				
Нормоконтролер	Казачковський М.М.			

Дніпро
2021

ЗАТВЕРДЖЕНО:

завідувач кафедри

електропривода

(повна назва)

_____ Казачковський М.М.
(підпис) (прізвище, ініціали)

«_____» _____ 2021 року

ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу
ступеня бакалавра
(бакалавра, спеціаліста, магістра)

студенту Ганжук Є.С. академічної групи ЕТФ 141-18ск-3
(прізвище та ініціали) (шифр)
спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

спеціалізації¹ Електропривід, мехатроніка та робототехніка
за освітньо-професійною програмою Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка
(офіційна назва)

на тему Електромеханічна система стабілізації технологічних параметрів
режиму роботи газопроводу,
затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від 12.04.2021 № 201 -с

Розділ	Зміст	Термін виконання
Технологічна частина		
Автоматичний електропривод		
Охорона праці		
Техніко-Економічне обґрунтування		

Завдання видано _____
(підпис керівника) (прізвище, ініціали)

Дата видачі _____

Дата подання до екзаменаційної комісії _____

Прийнято до виконання _____
(підпис студента) (прізвище, ініціали)

Зміст

Вступ.....	3
Технологічна частина.....	7
Вихідні дані.....	7
Розрахунок передачі винт-гайка.....	9
Розрахунок гвинта на стійкість.....	12
Вибір електродвигуна.....	13
Порівняння електродвигунів.....	17
Розрахунок режиму роботи.....	24
Автоматичний електропривод.....	28
Загальні відомості про САК.....	30
Найближені методи оцінки якості.....	39
Математичне моделювання крокового двигуна.....	62
Імітаційне моделювання кроків електропривода дросельної заслінки...	68
Вибір керуючих елементів.....	70
Типові закони регулювання.....	74
Розрахунок регулятора.....	78
Охорона праці.....	81
Розрахунок захисного заземлення.....	81
Протипожежна безпека.....	84
Економічний розділ.....	86
Розрахунок капітальних витрат.....	86
Розрахунок експлуатаційних витрат.....	88
Розрахунок вартості спожитої електроенергії.....	90
Висновки по розділу.....	90
Висновки.....	91
Використані джерела.....	92

Вступ

Виробництво, транспортування і споживання енергії тісно пов'язанні між собою і утворюють єдину систему. Газова промисловість є нерозривною частиною єдиної енергетичної системи країни.

Газотранспортна система (ГТС) України — одна з найбільших у світі газотранспортних систем. Вона виконує дві основні функції: забезпечення природним газом внутрішніх споживачів, а також транзит природного газу через територію України у країни Західної та Центральної Європи.

Параметри станом на березень 2009:

- Довжина газопроводів, всього 37,0 тис.км, у тому числі:
 - магістральних газопроводів 22,2 тис.км.
 - в тому числі діаметром 1020—1420 мм 14,0 тис.км.
 - газопроводів-відводів 14,8 тис.км.
- Пропускна здатність газотранспортної системи
 - на вході 288 млрд куб. м на рік,
 - на виході 178,5 млрд куб. м на рік,
 - в тому числі у країни Європи 142,5 млрд куб. м на рік,
 - до Молдови 3,5 млрд куб. м.
- Кількість компресорних станцій 72 шт.
- Кількість компресорних цехів 110 шт.
- Кількість газоперекачувальних агрегатів 702 шт.
- Потужність компресорних станцій 5442,9 МВт
- Кількість підземних сховищ газу (ПСГ) 13 шт.
- Загальна активна місткість ПСГ 31 млрд куб. м.
- Кількість газорозподільчих станцій 1437

Слід зазначити що 60 % комунікацій газотранспортної системи (ГТС) перебували в експлуатації від 10 до 33 років. (Вікіпедія)

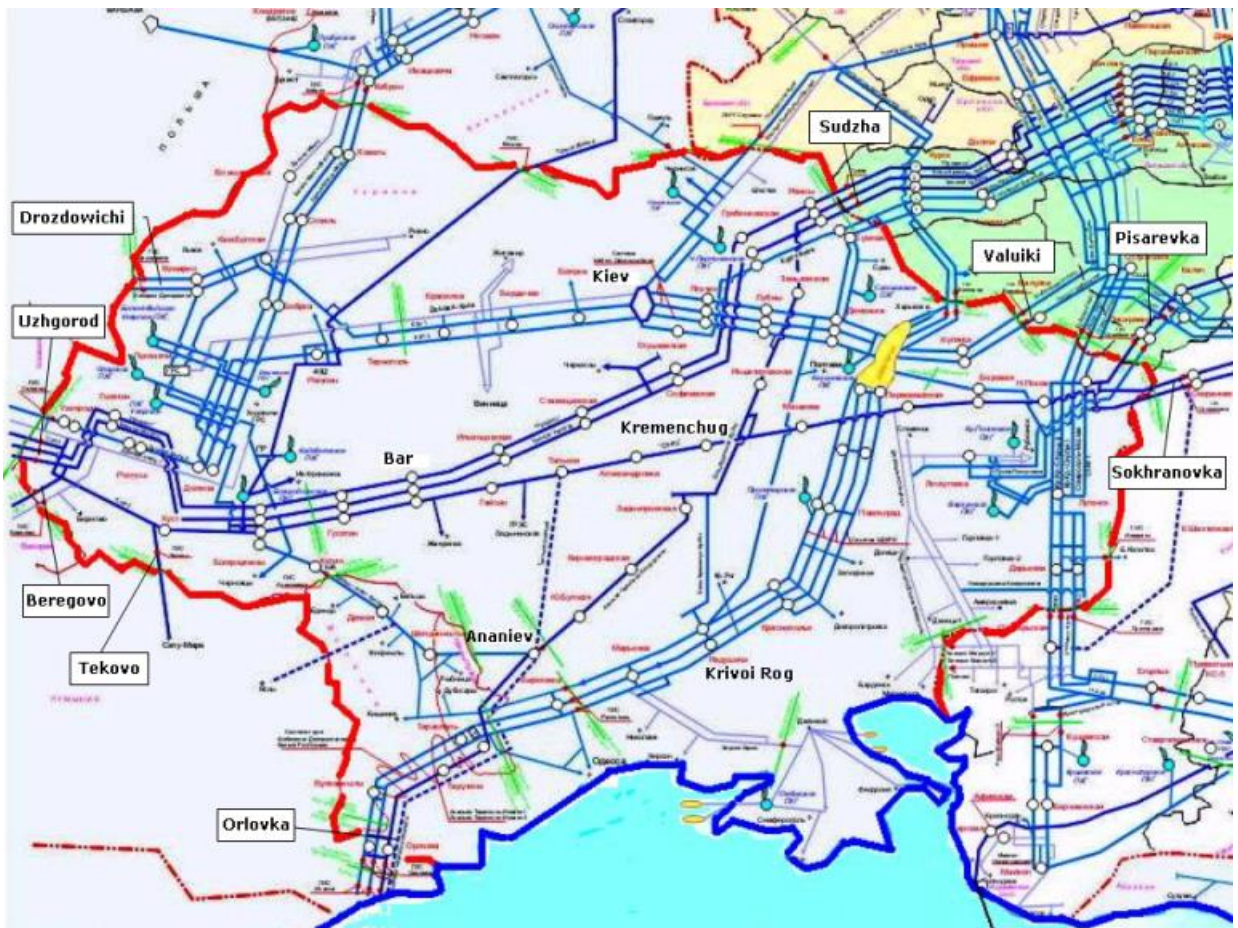
Для забезпечення безаварійної роботи та збільшення строку експлуатації газотранспортної системи (ГТС) необхідно забезпечити стабільність технологічних параметрів газопроводу.

Як відомо, споживання газу характеризується зміним у часі режимом. Протягом року об'єм споживання споживачами природного газу сильно коливається істотно збільшуючись під час опалювального сезону, тривалість якого суттєво відрізняється по регіонах в залежності від кліматичних та погодних умов. Також до негативного впливу на стабільність технологічних параметрів газопроводів можливо віднести зміни в системі газопостачання та газоспоживання, що відбуваються в останні десятиріччя.

В зв'язку з введенням в дію газогонів в обхід території України, транзит газу зменшується, перехід частини споживачів на альтернативні джерела енергії і як наслідок повна відмова або зменшення споживання природного газу, збільшення кількості систем автоматизації керування споживанням газу промисловими та побутовими споживачами, всі ці фактори негативно впливають на стабільність технологічних параметрів газопроводу, збільшується нерівномірність споживання природного газу, що призводить до збільшення кількості коливань тиску всередині газопроводу.

Отже питання стабілізації технологічних параметрів режиму роботи газопроводу є нагальним питанням.

В даній роботі я вивчаю електромеханічну систему стабілізації технологічних параметрів режиму роботи газопроводу.



мал.1 газотранспортна система України

Розділ: Технологічна частина

Вихідні данні:

Діаметр газопроводу: 200 мм.

Коливання тиску: до 30%

Принцип стабілізації тиску: зміна площі перетину за допомогою запірної арматури

Принцип дії запірного елемента: вертикальна падаюча пластина, яка приводиться до руху електроприводом та механічною системою «Гвинт-гайка»

Редуктор відсутній

Вага пластини : 4,2 кг

Діапазон зміни площі перетину: 0...100%

Момент опору руху: не перевищує 6% від моменту, який обумовлений зміною положення сувальні за допомогою механічної системи «гвинт-гайка»

Крок різьблення: 4 мм,

Форма різьблення: трапеціальна

Номінальний діаметр різьби: $d=20$ мм

Зовнішній діаметр: $D_4 = 20,5$ мм

Середній діаметр: $d_2 = D_2 = 18$ мм

Внутрішній діаметр: $d_3 = 15,5$ мм, $D_1 = 16$ мм

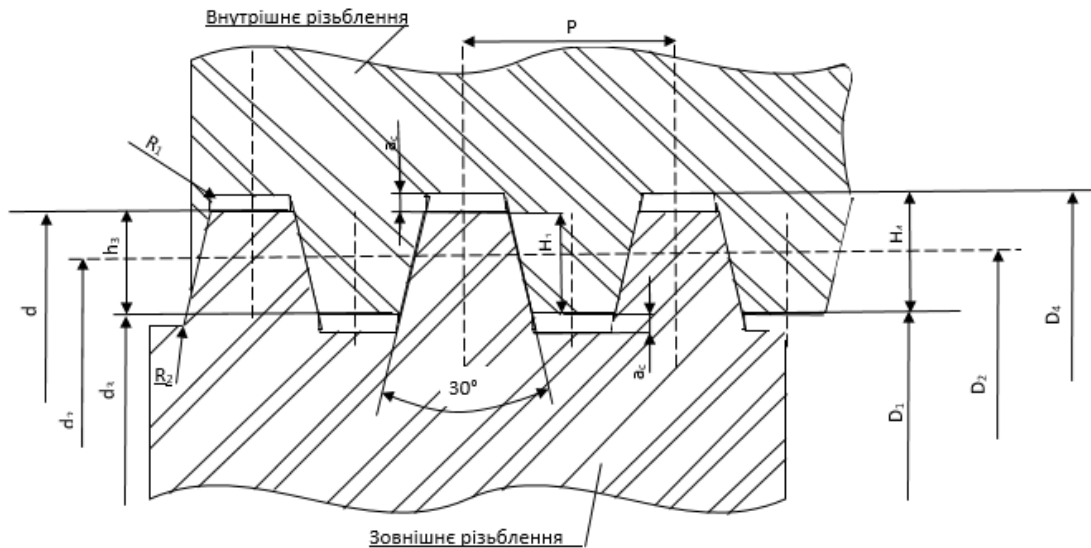


Рис. 2 різьбове з'єднання із [5, мал.1]

Силкові співвідношення в різьбовій парі передачі гвинт-гайка визначаються тими ж формулами, що і в різьбових з'єднаннях.

Момент M_p сил в різьбі беремо із [4, (1)] дорівнює:

$$M_p = 0.5Qd_2 \operatorname{tg}(\psi + \varphi') \quad (1)$$

$$M_p = 0.5 \times 43.67 \times 18 \times \operatorname{tg}(4,03 + 0,34) = 30.04 \text{ Н} \cdot \text{м}$$

де Q - осьова сила; d_2 - середній діаметр різьби; ψ - кут підйому різьби, $\psi = 4.03$; φ' - приведений кут тертя ($\varphi' = \operatorname{arctg} f'$; наведений коефіцієнт тертя $f' = f / \cos \alpha'$, де f – коефіцієнт тертя ковзання; α' - половина кута профілю різьблення, $\alpha' = 15^\circ$).

Для розрахунку передач ковзання з однозаходний гвинтами можна приймати $f \approx 0.1$, що відповідає $\varphi \approx 6^\circ$.

Якщо $\varphi < \varphi'$, то різьблення, а отже, і передача гвинт-гайка будуть самогальмуючі, т. Е. При будь-осьової силі Q відносний рух гвинта і гайки виявиться неможливим.

Як відомо з теоретичної механіки, ККД η_p різьбовій парі визначається за формулою із [4, (2)]:

$$\eta_p = \frac{\operatorname{tg} \psi}{\operatorname{tg}(\psi + \varphi')} \quad (2)$$

$$\eta_p = \frac{\operatorname{tg} 4,03}{\operatorname{tg}(4,03 + 0,34)} = 0,92$$

Звідси видно, що зі зменшенням кута підйому різьби ψ ККД різьбовій пари зменшується і навпаки.

Крім втрат в різьбі, в передачах гвинт-гайка існують втрати, пов'язані з тертям в опорах. Таким чином із [4, (3)], загальний ККД η передачі гвинт-гайка дорівнює:

$$\eta = \eta_p \times \eta_{оп} \quad (3)$$

$$\eta = 0,92 \times 0,92 = 0,85$$

де $\eta_{оп}$ - коефіцієнт, що враховує втрати в опорах (для ходових гвинтів металорізальних верстатів $\eta_{оп} \approx 0.92$, для домкратів і гвинтових пресів $\eta_{оп} \approx 0.6$).

Якщо на опорному торці тертя ковзання замінено тертям кочення, то втратами на опорі можна знехтувати. Для передач гвинт-гайка з тертям кочення в різьбі умовно можна прийняти коефіцієнт тертя $f \approx 0.01$.

РОЗРАХУНОК ПЕРЕДАЧІ ВИНТ-ГАЙКА

Найчастіше причиною виходу з ладу передачі ковзання гвинт-гайка є знос різьби. Крім того, передача може вийти з ладу в результаті недостатньої міцності і стійкості тіла гвинта.

Основним критерієм працездатності передачі гвинт-гайка є зносостійкість різьблення.

Розрахунок різьблення на зносостійкість

Розрахунок ведеться виходячи з припущення, що осьова сила Q розподілена по робочих витків різьби рівномірно. Умова [4, (4)], зносостійкості різьблення гвинта і гайки записується в такий спосіб:

$$p_p = \frac{Q}{\pi \times d_2 \times h \times z_B} \leq [p_H] \quad (4)$$

$$p_p = \frac{43,67}{\pi \times 18 \times 225 \times 8} = 0.00043$$

$$p_p \leq [p_H] \quad (5)$$

$$0.00043 \leq 6$$

де d_2 - середній діаметр різьби; h - робоча висота профілю різьби; z_v - число витків різьби гайки; P_p , $[P_{и}]$ - розрахункове і допустиме середній тиск в різьбі (для пари сталь-бронза $[P_{и}] = 8-13$ МПа; для пари сталь-чавун $[P_{и}] = 5-9$ МПа; великі значення для загартованої сталі або антифрикційного чавуну).

За вищенаведеною формулою виконується перевірочний розрахунок різьблення на зносостійкість.

Введемо поняття відносної висоти гайки $\psi_H = H_T / d_2$ і відносної робочої висоти профілю різьби $\psi_h = h/p$, де H_T - висота гайки; p - крок різьблення. Число витків гайки $z_v = H_T/p$.

Після підстановки цих виразів в формулу для перевірочного розрахунку отримаємо формулу для проектного розрахунку різьблення на зносостійкість із [4, (5)]:

$$d_2 \geq \sqrt{\frac{Q}{\pi \times \psi_H \times \psi_h [P_{и}]}} \quad (6)$$

$$18 \geq \sqrt{\frac{43,67}{\pi \times 1,2 \times 56,25 \times 6}} = 0,19$$

Для цільних гайок $\psi_H = 1, 2-2.5$; для складових і роз'ємних $\psi_H = 2.5-3.5$ (Великі значення для різьби менших діаметрів).

Для стандартної трапецеїдальної різьби $\psi_h = 0.5$; для напологливої - $\psi_h = 0.75$; для трикутної - $\psi_h = 0.541$; прямокутна різьба не стандартизовані, для неї приймають крок $p = 0.25d_2$.

Отриманий розрахунком середній діаметр різьби замінюють найближчим стандартним значенням і встановлюють інші стандартні параметри різьби і гайки.

Хід p_n різьблення зазвичай визначають кинематическим розрахунком в залежності від заданої швидкості v поступального руху і кутової швидкості ω гвинта або гайки по формулі $p_n = 2\pi v/\omega$.

Різьба, параметри якої визначені з розрахунку на зносостійкість, зазвичай має надлишковий запас міцності на зріз, тому перевірка різьби гвинта і гайки на цю деформацію зазвичай не проводиться.

Розрахунок гвинта на міцність

Цей розрахунок виконується як перевірочний. Так як тіло гвинта одночасно піддається стиску (або розтягування) і кручення, то, згідно з енергетичною теорією, умова міцності гвинта записується так [4, (6)]:

$$d_1 = \sqrt{\sigma_{сж}^2 + 3\tau_K^2} \quad (7)$$

$$d_1 = \sqrt{0.217^2 + 3 \times 0.37^2} = 0,43$$

$$d_1 \leq [\sigma_p]$$

$$0,43 \leq 275$$

Тут беремо формули із [4, (7, 8)]

$$\sigma_{сж} = \frac{4 \times Q}{\pi \times d_1^2} \quad (8)$$

$$\sigma_{сж} = \frac{4 \times 43,67}{\pi \times 16^2} = 0,217$$

$$\tau_K = \frac{M_p}{0,2 \times d_1^3} \quad (9)$$

$$\tau_K = \frac{30,04}{0,2 \times 16^3} = 0,37$$

де Q - осьова сила; d_1 - внутрішній діаметр різьби; $[\Sigma_p]$ - допустиме напруження на розтягнення; M_p - момент сил в різьбі.

Наближено можна провести перевірочний розрахунок гвинта на міцність за розрахунковою осьовою силою $Q_{роз} = 1.3 Q$ за умовою із [4, (10)]:

$$\sigma_{екв} = \frac{4 \times Q}{\pi \times d_1^2} \leq [\sigma_p] \quad (10)$$

$$\sigma_{екв} = \frac{4 \times 43,67}{\pi \times 16^2} = 0,217$$

$$\sigma_{екв} \leq [\sigma_p]$$

$$0,217 \leq 275$$

Розрахунок гвинта на стійкість

Цей розрахунок також виконується як перевірочний для працюючих на стиснення довгих гвинтів. Умова стійкості має вигляд

Тут φ - коефіцієнт поздовжнього вигину, що залежить від матеріалу і гнучкості λ стрижня. Гнучкість стрижня визначається за формулою [4, (11)]:

$$\lambda = \frac{\mu l}{i} \quad (11)$$

$$\lambda = \frac{2 \times 209}{4} = 104,5$$

де μ - коефіцієнт приведеної довжини (для двохопорних гвинтів $\mu=1$; якщо опорою є гайка, то $\mu=2$);

l - розрахункова довжина гвинта (для двохопорних гвинтів - відстань між опорами (див. мал.11.1В); якщо опорою є гайка, то відстань від середини гайки до вільного кінця);

i -радіус інерції перерізу (для гвинта $i = d_1 / 4$).

Напруга, що допускається $[\sigma_p] = \sigma_T / [s]$, де $[s] = 2-4$ - допустимий коефіцієнт запасу міцності.

Розрахунок гайки

Висота гайки $H_g = \psi H d_2$; зовнішній діаметр D визначається із [4, (12)], умови її міцності на розтягнення і крутіння:

$$\sigma_{\text{екв}} = \frac{4 \times Q_{\text{роз}}}{\pi \times (D^2 - d^2)} \quad (12)$$

де $Q_{\text{роз}} = 1.3 Q$; d - зовнішній діаметр різьби.

Звідси беремо D із [4, (13)]

$$D = \sqrt{\frac{4 \times 1,3 Q}{\pi \times [\sigma_p]} + d^2} \quad (13)$$

$$D = \sqrt{\frac{4 \times 1,3 \times 43,67}{\pi \times 275} + 20^2} = 20$$

Таким чином математично підтверджено доцільність обраних параметрів механічної пари Гвинт-Гайка із [5, Таблица 1]:

Крок різьблення: 4 мм,

Форма різьблення: трапеціальна однозахідна

Номінальний діаметр різьби: $d=20$ мм

Зовнішній діаметр: $D_4 = 20,5$ мм

Середній діаметр: $d_2 = D_2 = 18$ мм

Внутрішній діаметр: $d_3 = 15,5$ мм, $D_1 = 16$ мм

Крутний момент - момент сил в різьбі: $M_p = 30.04$ Н · м

Знаючи обертовий момент, необхідний для переміщення заслінки масою у 4,2 кілограми + 6% опорів на силу тертя заслінки розраховуємо потужність двигуна необхідного для переміщення заслінки з заданою швидкістю за формулою:

$$N = M \times \omega = \frac{2 \times \pi \times M \times n}{60} \quad (14)$$

ω – кількість обертів, рад/с;

M – обертовий момент, Н · м;

n – кількість обертів, об/хв;

При підйомі заслінки вручну(обертання штурвала чи маховика ручного приводу), як правило використовується швидкість обертання валу 40 об/хв. при заданій швидкості потужність складе:

$$N = M \times \omega = \frac{2 \times \pi \times 30,04 \times 40}{60} = 125,77 \text{ Вт.}$$

Для вибору двигуна розглянемо основні типи двигунів, принцип їх роботи, та інші характеристики, що впливають на керованість, вартість та інші показники.

Ступінь зміни швидкості зі зміною моменту для різних машин різні і характеризуються жорсткістю їх механічних характеристик

Жорсткість механічної характеристики – це відношення моментів до відповідної різниці кутових швидкостей.

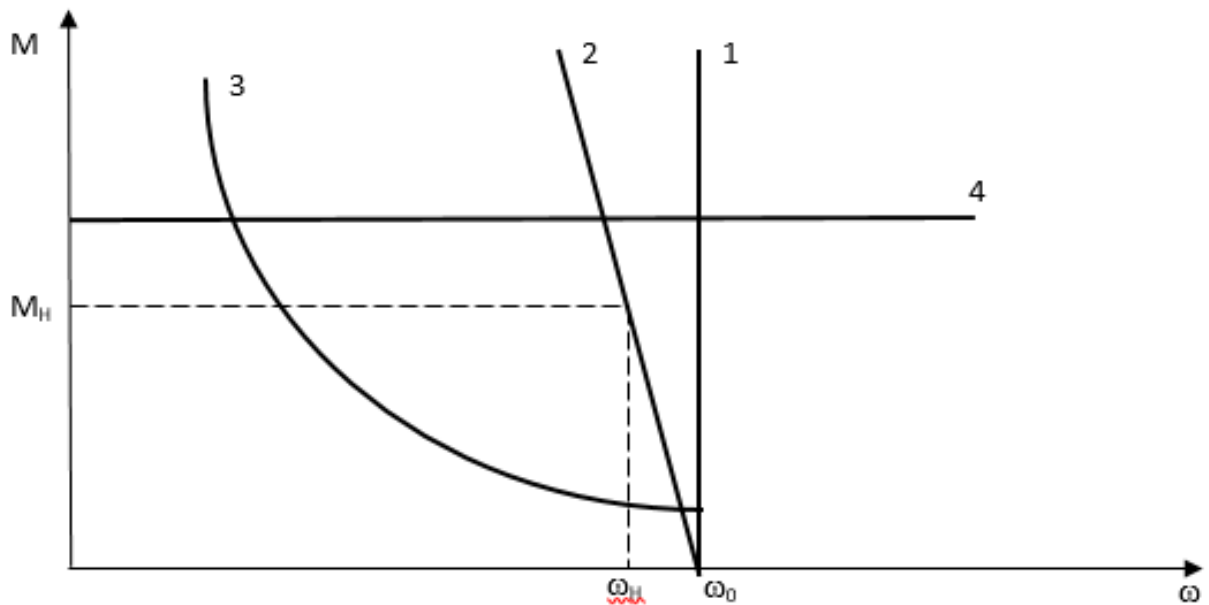


Рис. 3 жорсткість механічних характеристик електричних двигунів із [10, с.17, рис.8]

1. Абсолютно жорстка – це характеристика, при якій швидкість зі зміною моменту залишається постійною (синхронні двигуни, двигуни постійного струму зі змішаною обмоткою збудження).
2. Жорстка – характеристика, при якій незначна зміна швидкості викликає значну зміну моменту. Таку характеристику мають «Шунтові» двигуни постійного струму (з паралельною обмоткою збудження), а також асинхронні двигуни в межах робочої кривої механічної характеристики.
3. М'яка – характеристика, при якій зі зміною моменту швидкість змінюється значно. Такою характеристику мають «серієсні» двигуни постійного струму (з послідовною обмоткою збудження).
4. Абсолютно м'яка – характеристика, при якій момент двигуна зі зміною кутової швидкості залишається постійною. Такою характеристику мають двигуни постійного струму незалежного збудження при живленні від постійного джерела струму.

Оскільки робота двигуна (перетворення електричної енергії в обертальний рух) відбувається в замкненому просторі (шахта, люк, розподільче приміщення), котре є потенційно вибухо-пожежонебезпечним розгляд колекторних двигунів запропоновано не проводити через те, що контактна

група кільце-щітка потенційно небезпечні через іскріння. Виконання колекторних двигунів вибухозахищеному варіанті істотно здорощує вартість двигуна. Так як щітки мають швидкий знос, що є недоліком і впливає на час напрацювання двигуна на відмову, рекомендовано на відповідальних ділянках, за можливістю вибору, застосовувати двигуни інших типів.

80% парку двигунів складають трифазні асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором.

Переваги такого двигуна проста та дешева конструкція двигуна.

Недоліки:

не рекомендована експлуатація двигунів у сирих і вологих приміщеннях, при зменшенні напруги більше 5% параметри двигунів істотно погіршуються і двигун сильно гріється,

зі зменшенням напруги квадратично зменшується обертовий момент двигуна, при пуску струм у 5-8 разів перевищує номінальне значення,

через низький пусковий момент привод може не справлятися з початком обертання важких механізмів, що призведе до нагріву при пуску, із-за цього має обмежену кількість пусків за одиницю часу.

Швидкість обертів виражена формулою із [9, с.39]:

$$N = \frac{60 \cdot f}{p}$$

де f – частота мережі

p – кількість пар полюсів

Тобто, швидкості асинхронних короткозамкнених двигунів при частоті 50Гц. має наступні швидкості: 3000 об/хв. – 1 пара полюсів, 1500 об/хв. – 2 пари полюсів, 1000 об/хв. – 3 пари полюсів, 750 об/хв. – 4 пар полюсів, 600 об/хв. – 5 пар полюсів, 500 об/хв. – 6 пар полюсів, 375 об/хв. – 8 пар полюсів.

Через конструктивні особливості двигуни малої потужності 0,25 кВт. мають 4 пари полюсів і найменшу частоту обертів 750 об/хв. (неможливо розмістити в

статорі більшу кількість пар полюсів). Для регулювання швидкості обертів використовується наступне:

1. За рахунок додаткового обладнання – механічні та гідравлічні регулятори швидкості(редуктори, шківви, варіатори швидкості, гідравлічні передачі) – не бажано до використання в зв'язку зі здороженням вартості та зменшенням надійності.
2. Використання додаткового пускорегулювального обладнання.

Також ротор двигуна має високий момент інерції, тобто після відключення двигуна від живлення необхідне гальмування ротору валу, що потребує додаткового обладнання.

Необхідне додаткове обладнання для відстеження положення заслінки (датчик положення ротору, кінцеві вимикачі).

Одним з двигунів, що не мають вище перелічених недоліків є кроковий двигун. Кроковий двигун може сам контролювати кут обертання валу, не потребує контуру зворотного зв'язку, відсутня інерція ротора.

Для даних характеристик підібрано із [7] кроковий двигун двофазний 130BYG-2503 (NEMA 51, момент 50 Н·м)

Основні характеристики:

Кутовий крок	1.8°
Похибка кутового кроку	±5% (повний крок, без навантаження)
Похибка опору	±10%
Похибка індуктивності	±20%
Максимальне нагрівання двигуна	80°C Max.(при номінальному струмі, 2 фази)
Робоча температура	-20°C~+50°C
Опір ізоляції	100MΩMin. ,500VDC
Диелектрична міцність	1500VAC до 1й хвилини

Макс. Радіальне навантаження 220N (20mm from the flange)

Макс. Осьове навантаження 60N

Оберти CW(See from Front Flange)

FL130BYG-2503

Напруга живлення: 120-310В

Сила струму: 7А

Опір фази: 0,95 Ом

Індукція 17мГн

Обертний момент: 509кг*см(50,9 Н*м)

Кількість виводів: 5

Вага: 21 кг

Габаритні розміри В*Ш*Д: 270*130*130мм

Порівняння обраного двигуна будемо проводити з асинхронними двигунами стандартної швидкості та потужності.

Для асинхронних трифазних двигунів стандартними є наступні номінальні оберти: 3000 об/хв, 1500 об/хв, 1000 об/хв, 750 об/хв.

Розрахуємо необхідну потужність двигуна в залежності від номінальних обертів:

$$\text{Для } 3000 \text{ об/хв } N = M \times \omega = \frac{2 \times \pi \times 30,04 \times 3000}{60} = 9437,34 \text{ Вт.}$$

$$\text{Для } 1500 \text{ об/хв } N = M \times \omega = \frac{2 \times \pi \times 30,04 \times 1500}{60} = 4718,7 \text{ Вт.}$$

$$\text{Для } 1000 \text{ об/хв } N = M \times \omega = \frac{2 \times \pi \times 30,04 \times 1000}{60} = 3145,78 \text{ Вт.}$$

$$\text{Для } 750 \text{ об/хв } N = M \times \omega = \frac{2 \times \pi \times 30,04 \times 750}{60} = 2356,33 \text{ Вт.}$$

$$\text{Для } 40 \text{ об/хв } N = M \times \omega = \frac{2 \times \pi \times 30,04 \times 40}{60} = 125,77 \text{ Вт}$$

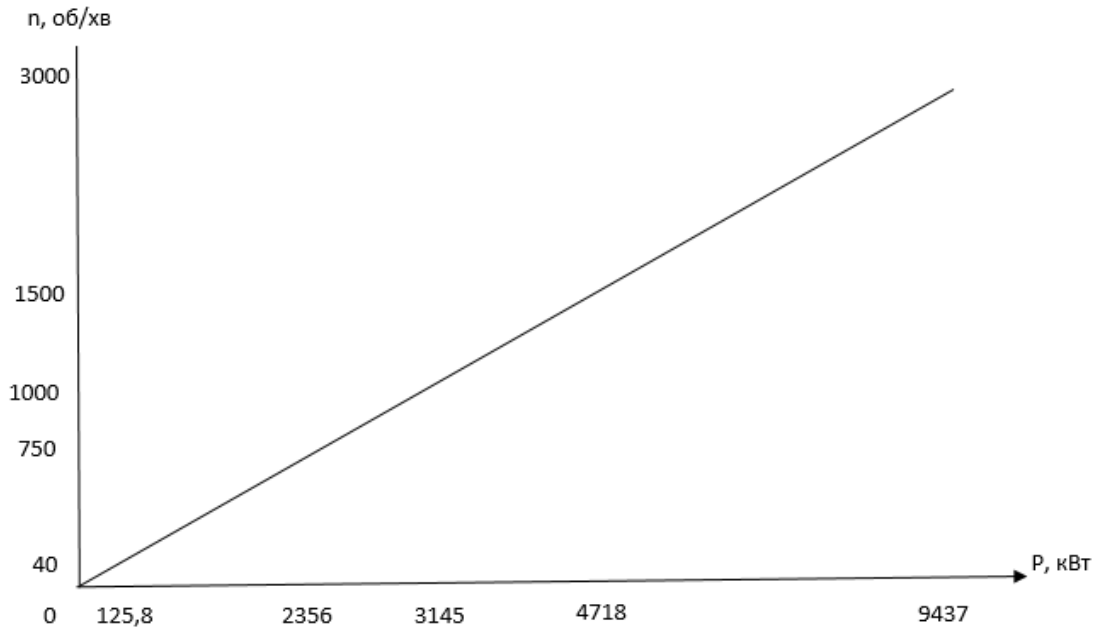


Рис. 4 залежність потужності від обертів на хвилину

Розрахуємо кількість обертів для повного відкриття та закриття заслінки за формулою:

$$n = \frac{D}{h} \quad (15)$$

D – діаметр труби, $D = 200$ мм;

h – крок підйому різьби, $h = 4$ мм;

$$n = \frac{200}{4} = 50 \text{ обертів.}$$

Припустимо, що половину шляху при переміщенні заслінки займатиме прискорення, другу частину шляху займатиме прискорення гальмування. Визначаємо час, максимально допустимий для подолання відрізка шляху до повної зупинки на номінальних обертах валу асинхронного двигуна 3000 об/хв (50 об/сек).

$$t = \frac{S}{v} \quad (16)$$

де S – половина шляху повного відкриття заслінки n : $S = n/2 = 50/2 = 25$ обертів;

v_{1-5} – номінальні швидкості,

$$v_1 = 3000 \text{ об/хв } \left(50 \frac{\text{об}}{\text{сек}} \right),$$

$$v_2 = 1500 \text{ об/хв} \left(25 \frac{\text{об}}{\text{сек}}\right),$$

$$v_3 = 1000 \text{ об/хв} \left(16,67 \frac{\text{об}}{\text{сек}}\right),$$

$$v_4 = 750 \text{ об/хв} \left(12,5 \frac{\text{об}}{\text{сек}}\right),$$

$$v_5 = 40 \text{ об/хв} \left(0,67 \frac{\text{об}}{\text{сек}}\right).$$

Максимально дозволений час проходження шляху гальмування для заданої початкової швидкості обертання валу:

$$t_{3000} = \frac{25 \text{ обертів}}{50 \text{ об/с}} = 0,5 \text{ с.}$$

$$t_{1500} = \frac{25 \text{ обертів}}{25 \text{ об/с}} = 1 \text{ с.}$$

$$t_{1000} = \frac{25 \text{ обертів}}{16,67 \text{ об/с}} = 1,49 \text{ с.}$$

$$t_{750} = \frac{25 \text{ обертів}}{12,5 \text{ об/с}} = 2 \text{ с.}$$

$$t_{40} = \frac{25 \text{ обертів}}{0,67 \text{ об/с}} = 37,31 \text{ с.}$$

Розраховуємо максимальне прискорення гальмування за формулою:

$$a = \frac{(v_0 - v)}{t} \quad (17)$$

де a – прискорення для гальмування, об/с²;

v_0 – початкова швидкість, $v_0 = 3000 \text{ об/хв} \left(50 \frac{\text{об}}{\text{сек}}\right)$

v – кінцева швидкість, $v = 0 \frac{\text{об}}{\text{хв}}$.

Для 3000 об/хв $a = \frac{(50-0)}{0,5} = 100 \text{ об/с}^2$

Припустимо, що максимальна швидкість гальмування є однаковою для різних початкових швидкостей, розраховуємо час необхідний до повної зупинки валу при різних початкових швидкостях, та складаємо графік:

$$t = \frac{v_0}{a} \quad (18)$$

Для 3000 об/хв $t = \frac{50}{100} = 0,5 \text{ с.} = 500 \text{ мс.}$

Для 1500 об/хв $t = \frac{25}{100} = 0,25 \text{ с.} = 250 \text{ мс.}$

Для 1000 об/хв $t = \frac{16,67}{100} = 0,167 \text{ с.} = 167 \text{ мс.}$

Для 750 об/хв $t = \frac{12,5}{100} = 0,125 \text{ с.} = 125 \text{ мс.}$

Для 40 об/хв $t = \frac{0,67}{100} = 0,0067 \text{ с.} = 6,7 \text{ мс.}$

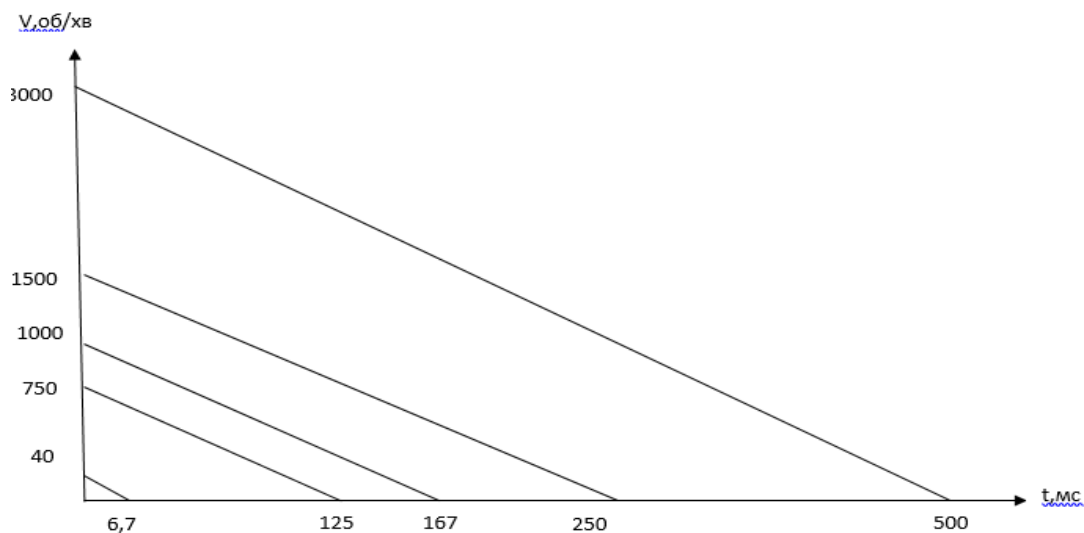


Рис. 5 динаміка максимальне прискорення гальмування для 3000 об/хв

Визначаємо час, максимально допустимий для подолання відрізка шляху до повної зупинки на номінальних обертах валу обраного двигуна 1500 об/хв (25 об/сек).

$$a = \frac{(v_0 - v)}{t} \quad (19)$$

де a – прискорення для гальмування, об/с²;

v_0 – початкова швидкість, $v_0 = 1500 \text{ об/хв}$ ($25 \frac{\text{об}}{\text{с}}$)

v – кінцева швидкість, $v = 0 \frac{\text{об}}{\text{хв}}$.

Для 1500 об/хв $a = \frac{(25-0)}{1} = 25 \text{ об/с}^2$

Припустимо, що максимальна швидкість гальмування є однаковою для різних початкових швидкостей, розраховуємо час необхідний до повної зупинки валу при різних початкових швидкостях, та складаємо графік:

$$t = \frac{v_0}{a} \quad (20)$$

Для 3000 об/хв не будемо розглядати в зв'язку з тим, що при даному прискоренні гальмування буде пройдено робочу частину приводу, що призведе до руйнування механізму.

Для 1500 об/хв $t = \frac{25}{25} = 1 \text{ с.} = 1000 \text{ мс.}$

Для 1000 об/хв $t = \frac{16,67}{25} = 0,668 \text{ с.} = 668 \text{ мс.}$

Для 750 об/хв $t = \frac{12,5}{25} = 0,5 \text{ с.} = 500 \text{ мс.}$

Для 40 об/хв $t = \frac{0,67}{25} = 0,0268 \text{ с.} = 26,8 \text{ мс.}$

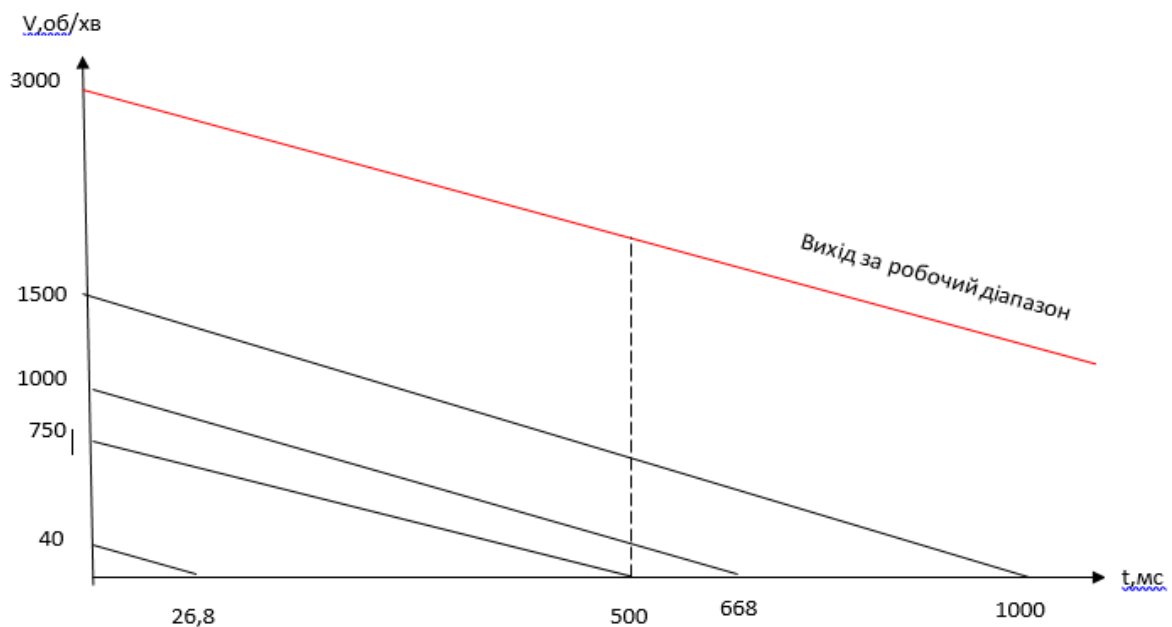


Рис. 6 динаміка максимального прискорення гальмування для 1500 об/хв

Розраховуємо роботу сили потрібної для гальмування за умов різних початкових швидкостей за формулою:

$$A = -\frac{mv^2}{2} \quad (21)$$

Де m – маса заслінки, $m = 4,2 \text{ кг.}$

v_0 – початкова швидкість переміщення заслінки, $v_0 = n \times h$

h – крок підйому різьби, $h = 0,004 \text{ м;}$

v_1 – кінцева швидкість переміщення заслінки, $v_1 = 0;$

$$\text{Для } 3000 \text{ об/хв } A = -\frac{mv^2}{2} = -\frac{4,2 \cdot (50 \times 0,004)^2}{2} = -84 \text{ мДж.}$$

$$\text{Для } 1500 \text{ об/хв } A = -\frac{mv^2}{2} = -\frac{4,2(25 \times 0,004)^2}{2} = -21 \text{ мДж.}$$

$$\text{Для } 1000 \text{ об/хв } A = -\frac{mv^2}{2} = -\frac{4,2(16,67 \times 0,004)^2}{2} = -9,4 \text{ мДж.}$$

$$\text{Для } 750 \text{ об/хв } A = -\frac{mv^2}{2} = -\frac{4,2(12,5 \times 0,004)^2}{2} = -5,25 \text{ мДж.}$$

$$\text{Для } 40 \text{ об/хв } A = -\frac{mv^2}{2} = -\frac{4,2(0,67 \times 0,004)^2}{2} = -15,08 \text{ мкДж.}$$

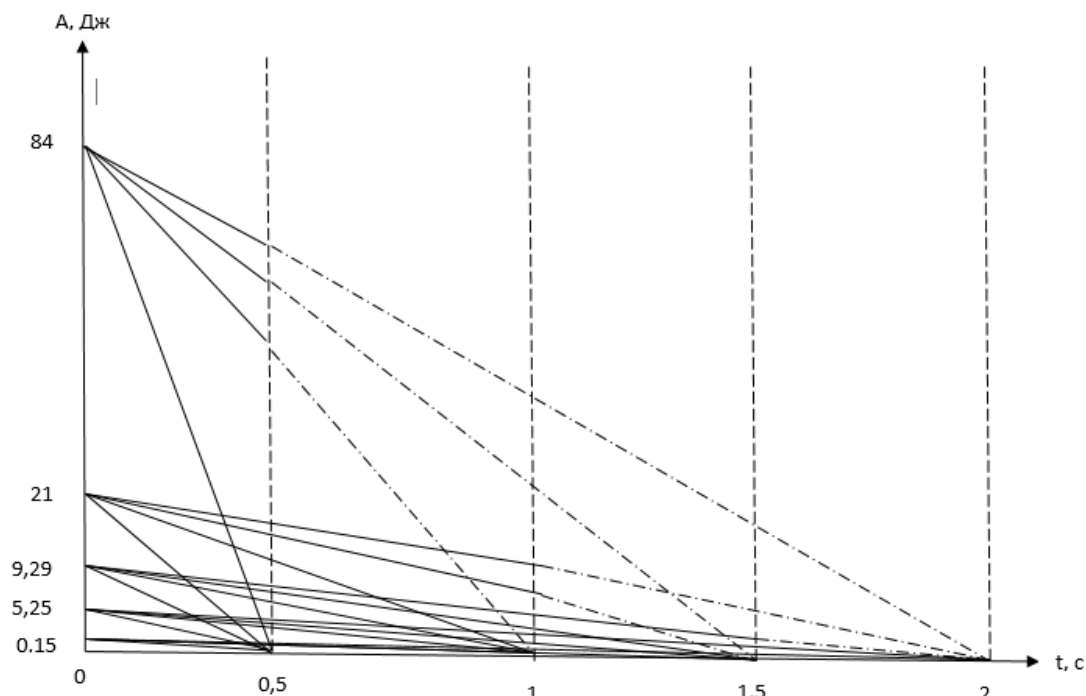


Рис. 7 робота сили для гальмування в залежності від початкової номінальної швидкості

З приведених розрахунків стає зрозуміло, що при виборі двигуна нам потрібно надавати перевагу двигунам з меншою швидкістю обертів валу. Оскільки для асинхронних двигунів механічне зменшення швидкості можливе шляхом збільшення кількості елементів кінематичної схеми – введення в схему додаткових редукторів та інших, це призведе до здороження механізму приводу заслінки, та зменшення її ресурсу роботи.

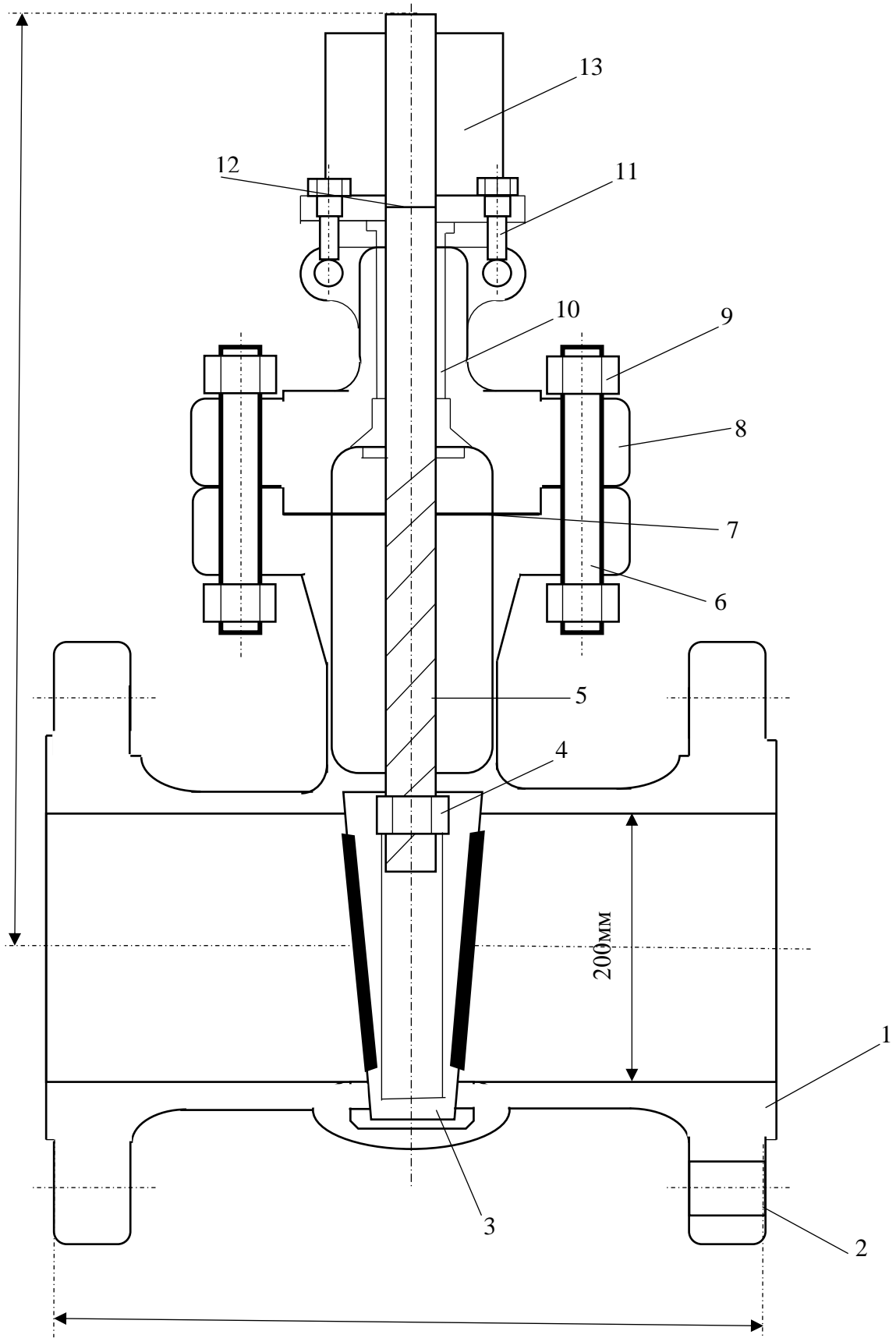


Рис. 8 схема засувки ДУ 200 з електричним приводом
 1 – корпус; 2 – фланець; 3 – клин; 4 – гайка; 5 – гвинт(шпindelь); 6 – болт;
 7 – ущільнююча прокладка; 8 – кришка; 9 – гайка; 10 – сальникова набивка; 11 – відкидний болт; 12 – підшипник; 13 – електродвигун;

Характеристика зміни тиску у газопроводі: максимальний діапазон зміни: - 30% + 20% від середнього значення, що виміряне у продовж 1 години. Швидкість зміни тиску: 0.1 атмосфери за 0,5 секунди. Мінімальна - 0,08 атмосфери за 1 сек. Припустиме відхилення - у статичному режимі не більше ніж 2,5% від заданого значення (за висока точність, навіть надто висока, але спробуємо).

Цієї інформації достатньо, щоб сформулювати вимоги до швидкодії електромеханічної системи (увага - не тільки до системи автоматичного керування). Потрібно вийти на завдання - яка швидкість зміни положення заслінки за часом потрібна, щоб компенсувати зменшення/збільшення тиску у газогоні.

Для розрахунку додатково є данні:

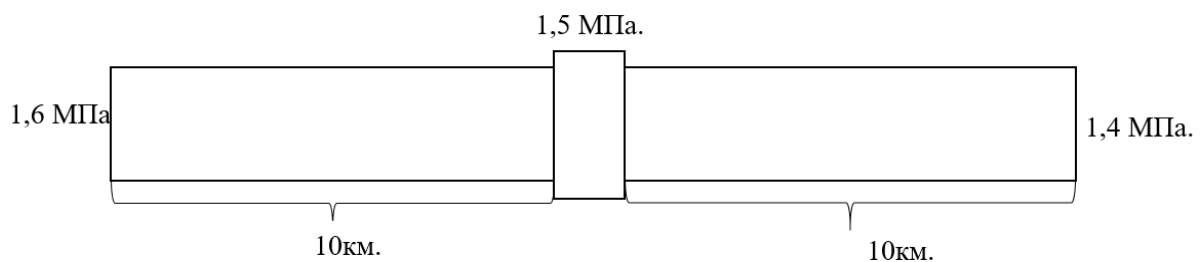


Рисунок 9. Газопровід де:

P_1 – тиск початковий(макс.) = 1,6 МПа - незмінний;

$P_2(\text{макс})$ – тиск на регулюючому пристрої(макс.) (за умови 100% відкритої заслінки) = 1,5 МПа;

$P_3(\text{макс.})$ - тиск кінцевий магістралі (макс.)= 1,4МПа

Заміри проведено при відключених підкачках та відбору.

L - Довжина газопроводу – 20 км – загальна

$L_1 = L_2 = 10$ км (L_1 – довжина від початку магістралі до регулюючого пристрою; L_2 - довжина від регулюючого пристрою до кінця газопроводу) ;

$P_{\text{ср}}$ (P_3 середня -вимірено протягом 1 години) = 1,0 МПа;

$V_{\text{зміни}}$ - швидкість зміни тиску, $V_{\text{зміни}} = (\text{від } 0,2 \text{ до } 0,08 \text{ атм/с}) = (0,020265 \div 0,008106) \text{ МПа/с};$

Відомо, що падіння тиску на ділянках $L1 = L2 = 0,1$ МПа , сумарно да шляху L падіння тиску- $P_{nr} = 0,2$ МПа (постійна втрата на тертя та втрата на загини та рельєф – не регульовані втрати)

Загальне коливання $P3$ середня складає від -30% до +20%;

$P_{3cp} + 20\% = 1$ МПа+ 20% = 1,2 МПа (зменшено відбір, тиск піймається – необхідно зменшити тиск шляхом закривання заслінки);

$P_{3cp} - 30\% = 1$ МПа – 30% = 0,7 МПа (збільшено відбір, тиск зменшується – необхідно підвищити тиск шляхом відкривання заслінки);

Для досягнення $P_{3cp} + 20\%$ зі швидкістю $V_{зміни}$ потрібно часу:

$$t_{звб} = \frac{|P_{3cp} - P_{3cp} + 20\%|}{V_{зміни}} = \frac{|1 - 1,2|}{(0,020265 \div 0,008106)} = (9,87 \div 24,67) \text{ с.}$$

Для досягнення $P_{3cp} - 30\%$ зі швидкістю $V_{зміни}$ потрібно часу:

$$t_{збв} = \frac{|P_{3cp} - P_{3cp} - 30\%|}{V_{зміни}} = \frac{|1 - 0,7|}{(0,020265 \div 0,008106)} = (14,8 \div 37,01) \text{ с.}$$

Проведемо розрахунок на скільки закрита заслінка для досягнення необхідного середнього тиску $P_{3cp} = 1,0$ МПа

Для цього визначим, що нерегульовані втрати складають у % :

$$P_{nr}/P_1 * 100\% = (0,2/1,6) * 100\% = 12,5\%.$$

Втрати на $P_{2max} = 0\%$ тому що заслінка відкрита повністю.

Згідно закону збереження енергії P_{3max} буде дорівнювати

$P_{3max} = P_{1max} - \text{нерегульовані втрати} - \text{втрати на закритій/відкритій заслінці}$

$$1,4 \text{ МПа} = 100 - 12,5\% - 0\% = 87,5\%$$

Для отримання тиску $P3 = 1,0$ МПа необхідно закрити вентель на $X\%$

$$P_{3cp} = 1,0/1,6 * 100\% = 62,5\%$$

$$\text{Отже } 62,5\% = 100\% - 12,5\% - X$$

$$X = 100\% - 12,5 - 62,5\% = 25\%$$

Знаючи, що заслінка повністю закрита на 100% = 50обертів (10 000 кроків)

Для отримання $P_{cp} = 1,0$ МПа необхідно вентиль закрити на 25% = 12,5 обертів (2 500 кроків).

Для стабілізації зміни на 1МПа потрібно відповідно

$$\text{Кількість обертів необхідне для зменшення P3 на 1МПа (P3макс – P3ср)} = \frac{12,5}{P3макс - P3ср} * 0,1 = \frac{12,5}{(1,4 - 1,0)} * 0,1 = 31,25 \text{ оберта (6250 кроків двигуна)}$$

Надалі розрахунок проводиться за алгоритмом:

Зміна тиску з P3ср до P3ср-30% = 1,0 – 0,7 = 0,3 МПа ,необхідно

Кількість обертів відкривання заслінки N1 для стабілізації $0,3 * 31,25 = 9,375$ обертів (1875 шагів) зі швидкістю

$$V_{\text{відкр-30\%}} = \frac{N1}{t_{\text{відкр}}} = \frac{9,375}{(14,8 \div 37,01)} = (0,634 \div 0,25) \frac{\text{об}}{\text{сек}} = (126,8 \div 50,66) \text{ кроків/с}$$

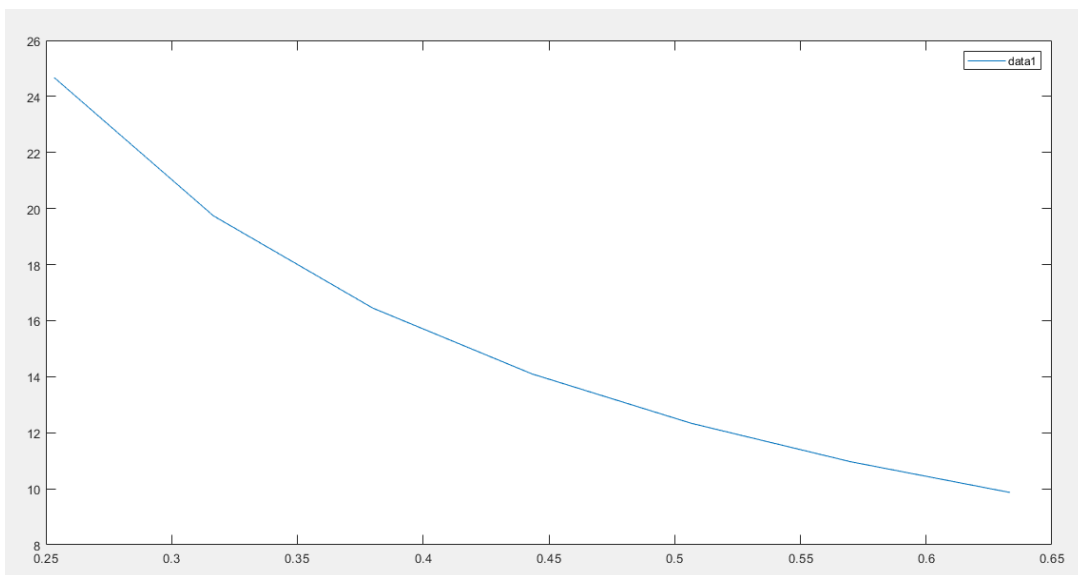


Рис. 10 Швидкість відкривання заслінки для стабілізації, при $t_{\text{зМВ}} = 14,8$ с.

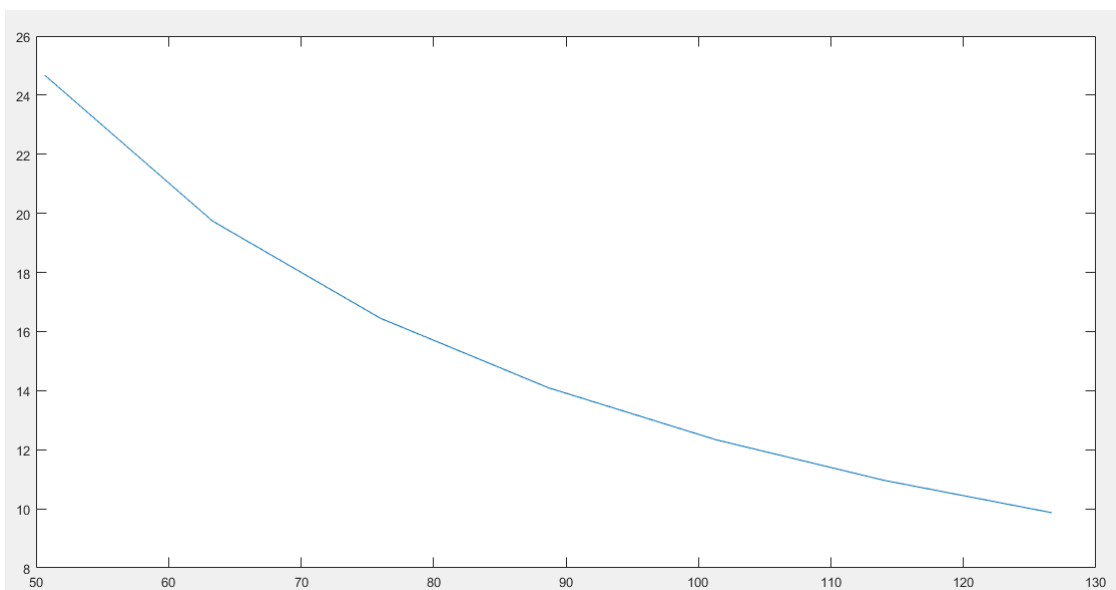


Рис. 11 Швидкість відкривання заслінки для стабілізації, при $t_{\text{зМВ}} = 37,01$ с.

Зміна тиску з P_{3cp} до $P_{3cp}+20\% = 1,2 - 1,0 = 0,2$ Мпа ,необхідно

Кількість обертів закривання заслінки N_2 для стабілізації $0,2*31,25 = 6,25$ обертів (1250 шагів) зі швидкістю:

$$V_{закр+20\%} = \frac{N_1}{t_{відкр}} = \frac{6,25}{(9,87 \div 24,67)} = (0,633 \div 0,25) \frac{об}{сек} = (126,6 \div 50,0) \text{ кроків/с}$$

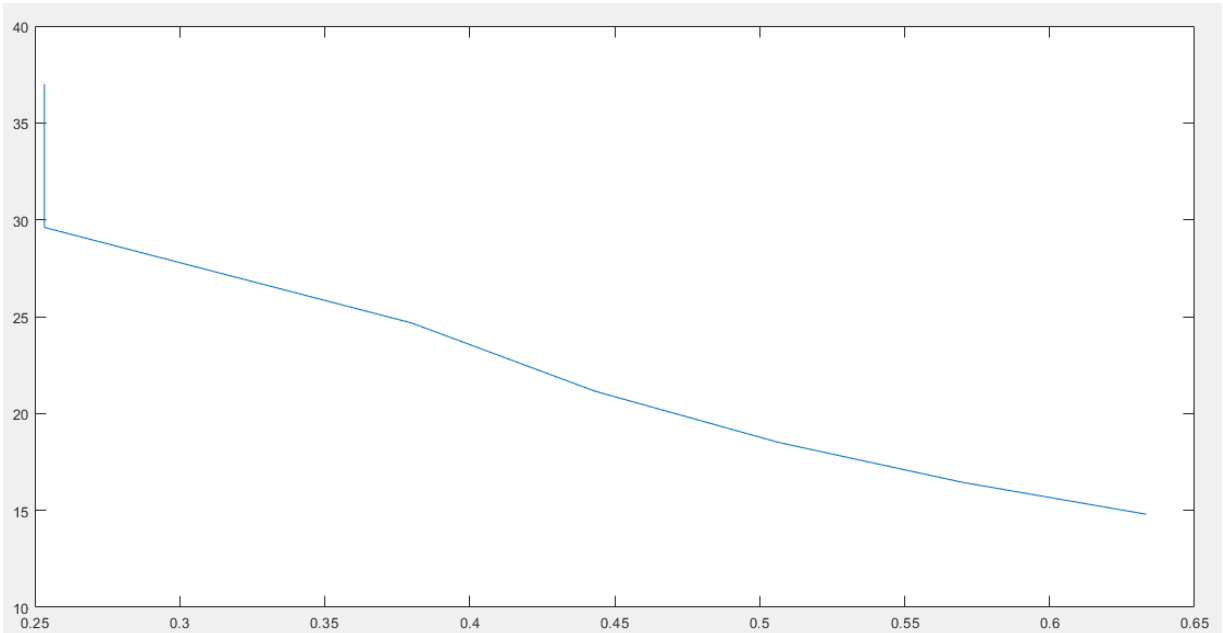


Рис. 12 Швидкість закривання заслінки для стабілізації, при $t_{збв} = 9,87$ с.

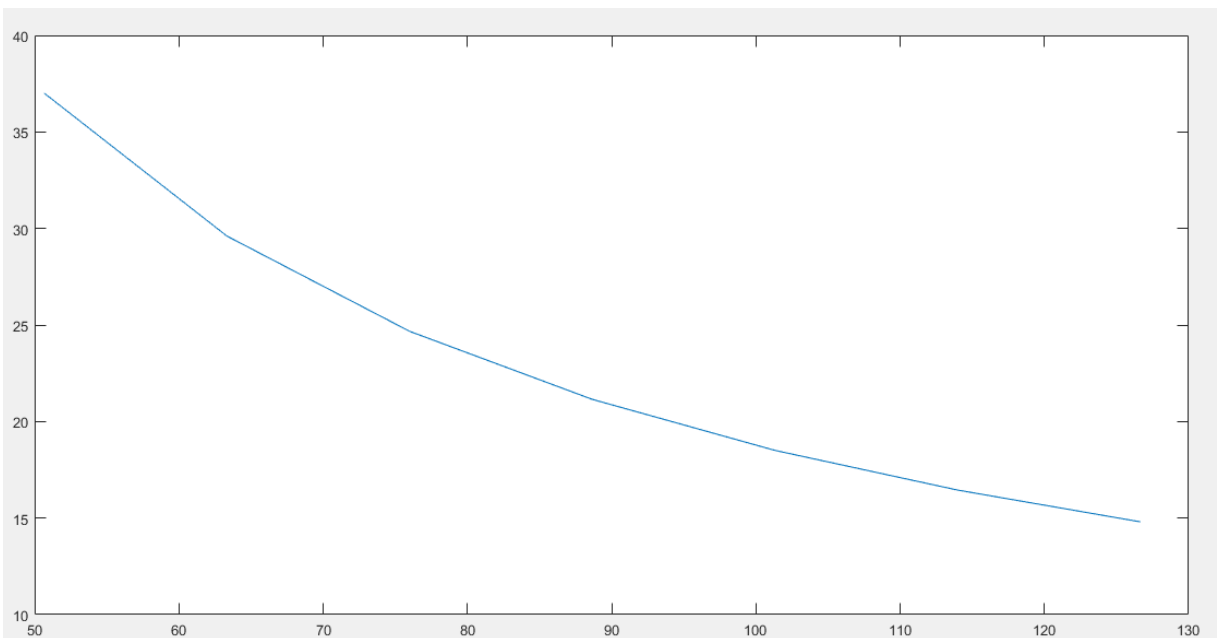


Рис. 13 Швидкість закривання заслінки для стабілізації, при $t_{збв} = 24,67$ с.

Розділ: Автоматизований електропривод

Під автоматизацією розуміють проведення тих чи інших операцій без участі людини або з обмеженою її участю. У першому випадку процеси називають автоматичними, а в другому – автоматизованими.

Під автоматичною системою розуміють сферу науки й техніки, яка займається розробкою теоретичних методів і технічних засобів (елементів і систем), що забезпечують розв'язання завдань дослідження, виготовлення й експлуатації окремих установок і технологічних комплексів на основі їх автоматизації.

Автоматизований (автоматичний) процес може бути досить простим (наприклад, забезпечення сталого рівня рідини в деяких посудинах) і досить складним (забезпечення потрібного режиму роботи літака за допомогою автопілота).

При автоматизованому (напівавтоматичному) режимі роботи установки (механізму, машини), яку в загальному випадку називають об'єктом автоматизації, функція людини здебільшого зводиться до вмикання об'єкта або до виконання окремих ручних операцій.

Основні переваги автоматизації полягають у можливостях забезпечити:

1. Зростання продукції та поліпшення умов праці;
2. Виконання робіт у важкодоступних чи взагалі недоступних для людини сферах (радіоактивної зони, космос, окремі види металургійного та гірничого видобництва);
3. Підвищення точності, якості технологічних процесів і відповідних виробів;
4. Зростання надійності та техніко-економічних показників і загальної культури виробництва та кваліфікації обслуговуючого персоналу.

Автоматизація ефективно застосовується на сучасному етапі розвитку людства для досягнення зростання ресурсо- та енергозбереження, поліпшення екології довкілля, якості та надійності продукції.

Автоматизація виробництва здійснюється за допомогою автоматичних пристроїв, які можна класифікувати за різними ознаками (при цьому під «пристроєм» розуміють закінчену конструкцію, яка може діяти самостійно).

Однією з найпоширеніших є класифікація за функціональним призначенням, згідно з якою виділяють такі автоматичні пристрої: автоматичного контролю та сигналізації, автоматичного захисту, обчислювально-лічильні, блокуючи, автоматичного керування.

Пристрої автоматичного контролю та сигналізації забезпечують контроль за перебігом технологічних процесів, станом приміщень та відповідну сигналізацію. При нормальних умовах процесів використовується оптична сигналізація, а при появі відхилень від цих умов оптична й акустична сигналізація. Як приклад можна навести автоматичні пристрої контролю тиску газу і магістралях, напруги і навантаження в електромережах.

Пристрої автоматичного захисту забезпечують захист об'єктів при появі загрози для обладнання, продукції або обслуговуючого персоналу. Наприклад, електричний захист (струмовий, за напругою), захист від перевищення швидкості на підймальних установках, електричний захист від замикань на ґрунт, газовий захист масляних електротрансформаторів тощо.

Струмовий захист буває максимальний (захист від різкого перенавантаження або короткого замикання) і тепловий (від поступового підвищення температури нагрівання електричних приладів за допустимі межі). Захист за напругою полягає у вимкненні електричних установок при зменшенні напруги до 0,65 від номінального значення (мінімальний захист) або повному її зникненні (нульовий захист).

Обчислювально-лічильні пристрої самостійно (без участі людини) виконують складні розрахунки орбіт супутників, ракет, найвигідніших технологічних режимів роботи, експрес-аналізи та ін.

Блокуючи пристрої мають призначення не допускати виконання хибних команд (наприклад, команд на виконання «зустрічних» маршрутів на одноколійних шляхах залізничного транспорту).

Пристрої автоматичного керування забезпечують бажані зміни в ході процесів.

Загальні відомості про якість САК

Розв'язання завдання автоматичного керування об'єктом залежить не тільки від стійкості САК, а й від інших показників, які в загальному випадку часто об'єднують єдиним поняттям – якість системи керування, що характерно лише для стійких систем. Якість системи оцінюється багатьма показниками, серед яких основними є: характер (вигляд) перехідного процесу, тривалість перехідного процесу, перерегулювання, точність (похибка) системи в усталеному режимі.

За характером перехідні процеси поділяють на монотонні, коливальні й аперіодичні з перерегулюванням.

Монотонними називають перехідні процеси, при яких відхилення регульованої величини X від усталеного значення X_0 плавно зменшується, без зміни знаку похідної $\frac{dx}{dt}$. Окремим випадком монотонного процесу є аперіодичний.

Коливальними називають перехідні процеси, при яких у системі існують гармонічні коливання з деяким періодом T і амплітудою, що поступово зменшується.

Аперіодичними процесами з перерегулюванням називають перехідні процеси, за яких керована величина набуває усталеного значення після одного, двох або більше коливань з різними періодами (неперіодичні процеси) за наявності перерегулювання.

Під перерегулюванням розуміють максимальне відхилення керованої величини в бік, протилежний початковому відхиленню від усталеного значення.

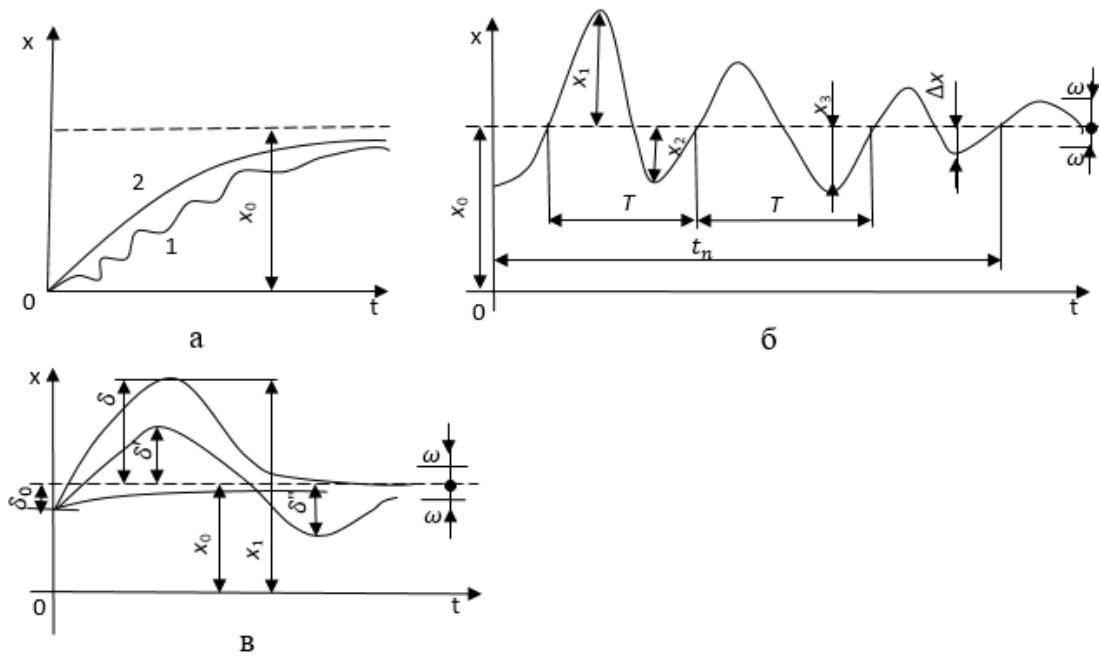


Рис.14 перехідні процеси із [11, с.242 рис.5.1]

За початкового відхилення δ_0 величина перерегулювання визначається як $\frac{x_1 - x_1}{x_0} = \frac{\delta}{x_0} = \sigma$ і x'/x_0 . При цьому слід мати на увазі, що кривий 2 відповідають два екстремуми відхилень $\delta' > \delta''$ від заданого значення. Якщо в процесі регулювання значення регульованої величини залишається лише в одній зоні (зверху або знизу від усталеного значення), то перерегулювання відсутнє і перехідний процес такого вигляду вважають монотонним.

Тривалість (швидкодія) практично визначається часом t_n , за який відхилення Δx від заданого значення стане меншим за деяку достатньо малу величину ε (теоретично тривалість перехідного процесу $t_n = \infty$). Величина ε визначається вимогами до точності конкретної системи (процесу) і може дорівнювати від частки процента до 2...5% і більше (для «грубих» систем).

Відхилення (похибка) Δx , яке виникає після закінчення перехідного процесу, називають статичною помилкою (похибкою), а відхилення деякого значення регульованої величини у відповідний момент часу перехідного процесу від величини x_0 – динамічною похибкою $\Delta x(t)$.

Ступінь затухання перехідного процесу ψ є показником, що характеризує коливальні процеси. Її визначають за формулою із [11, с.243]

$$\psi(\%) = 100 \left(1 - \frac{x_2}{x_1}\right). \quad (25)$$

Чим більше значення ψ , тим швидше затухає перехідний процес.

Іноді для оцінки коливальних процесів використовують показник якості, який називають логарифмічним детектором затухання. Він визначається як натуральний логарифм відношення амплітуд одного знаку двох послідовних періодів із [11, с.243]:

$$d = \ln \frac{x_2}{x_1}. \quad (26)$$

Чим більшою є величина d , тим швидше затухає перехідний процес.

Оскільки межею стійкості в площині коренів є уявна вісь, на якій лежать нульові й суто уявні корені, то чим ближче до уявної осі знаходяться корені, тим менший запас стійкості використовують показник – ступінь стійкості, який визначається відстанню найближчого до уявної осі дійсного кореня або абсолютним значенням дійсної складової комплексного кореня.

Ступінь коливальності – показник, який визначається частотою власних коливань системи, що залежить від конструктивних особливостей об'єкта і системи керування в цілому. Як зазначалося раніше, наявність комплексних коренів у характеристичному рівнянні замкнутої системи зумовлює наявність складової коливального характеру в розв'язку рівняння вигляду із [11, с.243]

$$e^{\alpha t} D \sin(\beta t + \varphi), \quad (27)$$

де α, β – відповідно дійсна і уявна складові пари комплексних коренів $p_{k,k+1} = -\alpha \pm j\beta$. (28)

Період коливань $T = \frac{2\pi}{\beta}$, число коливань за секунду $\nu = \beta/2\pi$.

Відношення уявної частини комплексного кореня до його дійсної частини μ називають коливальною перехідного процесу. Чим більша величина μ , тим більше коливань в одиницю часу матиме дана система.

Ширина смуги пропускання – це показник якості САК у разі використання частотних характеристик, який визначається інтервалом частот, за яких

амплітуда синусоїдального вхідного сигналу розімкнутої системи становить менше 30%.

На логарифмічних амплітудо-частотних характеристиках смуга пропускання частот визначається частотами, для яких амплітуда більша за 3Дб. Ширина смуги пропускання частот характеризує швидкодію системи і її фільтрувальні властивості.

Якість системи автоматичного керування насамперед визначається технологічними особливостями об'єкта. Так, у різних підйомних машинах, прокатних станках та в інших установках значної потужності, які мають великі моменти інерції, необхідною вимогою є забезпечення перехідного процесу, близького до аперіодичного з перерегулюванням не більш як 2...3%. Виконання цієї вимоги призводить до збільшення тривалості перехідного процесу $t_{п}$.

Водночас у малоінерційних системах (обчислювальних, слідкуючих), де пріоритетними є вимога швидкодії системи (при заданій точності), бажано мати швидкозатухаючий коливальний процес.

Дослідження якості коливань на основі рівняння незбурених коливань

Дослідження якості САК може виконуватись на основі розв'язання рівнянь замкнутої системи, а також за допомогою наближених методів оцінки якості.

Найзагальнішим методом є дослідження якості на основі розв'язання рівняння замкнутою системи. Як наприклад розглянемо рівняння системи стабілізації із [11, с.244]

$$[P(p) + Q(p)]x = P_1(p)S(p)F(p), \quad (29)$$

яке після відповідних перетворень можна записати у вигляді [11, с.243]

$$a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{dx}{dt} + a_n x = b_0 \frac{d^m F}{dt^m} + b_1 \frac{d^{m-1} F}{dt^{m-1}} + \dots + b_{m-1} \frac{dF}{dt} + b_m F. \quad (30)$$

Дане рівняння є диференціальним лінійним неоднорідним рівнянням n -го порядку. Згідно з принципом суперпозиції його розв'язок можна подати як алгебричну суму загального $x_{пер}$ і частково x_0 розв'язків:

$$x = x_{\text{пер}} + x_0. \quad (31)$$

Загальний розв'язок можна дістати на основі рівня вільного руху із [11, с.245]

$$a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{dx}{dt} + a_n x = 0, \quad (32)$$

звідки

$$x_{\text{пер}} = C_1 e^{P_1 t} + C_2 e^{P_2 t} + \dots + C_n e^{P_n t}, \quad (33)$$

де C_1, C_2, \dots, C_n – сталі інтегрування, які визначаються з початкових умов;

p_1, \dots, p_n – корені характеристичного рівняння

$$a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n = 0. \quad (34)$$

Вираз $x_{\text{пер}}$ залежно від коренів p_1, \dots, p_n було досліджено раніше при вивченні стійкості системи.

Частковий розв'язок x_0 знаходять при умові $t \rightarrow \infty$, коли вихідне рівняння набуває вигляду

$$a_n x_0 = b_m F, \quad (35)$$

звідки

$$x_0 = \frac{b_m}{a_n} F. \quad (36)$$

Побудована, як наприклад, характеристика $x = f(t)$ є кривою процесу регулювання в замкнутій системі, яка визначається з рівності [11, с.245]

$$x = x_{\text{пер}} + x_0 = C_1 e^{P_1 t} + C_2 e^{P_2 t} + \dots + C_n e^{P_n t} + \frac{b_m}{a_n} F. \quad (37)$$

З викладеного вище можна зробити висновок, що тривалість перехідного процесу $t_{\text{п}}$ та інші показники якості визначаються загальним розв'язком вихідного рівняння $x_{\text{пер}}$ і залежать тільки від коренів характеристичного рівняння. Частковий розв'язок впливає лише на загальне значення регульованої величини і на величину помилок (похибок) системи. Тому при дослідженні якості САК на основі рівняння замкнутої системи часто обмежуються тільки аналізом величини $x_{\text{пер}}$ – вивчають перевірку системи залежно від вигляду коренів характеристичного рівняння.

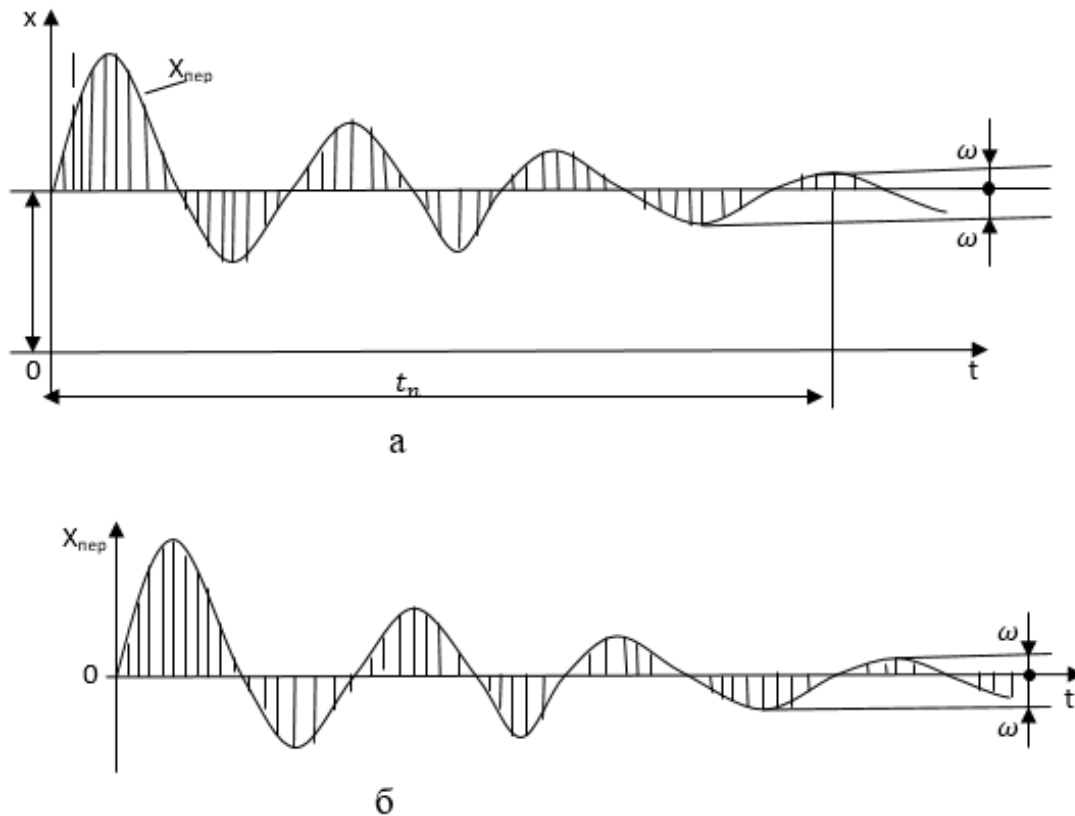


Рис.15 із [11, с.246, Мал.5.2]

Аналіз якості САР на основі розв'язання рівняння незбурених коливань. Як приклад розглянемо систему другого порядку, рівняння із [11, с.246, (5.1)] незбурених коливань якої

$$a_0 \frac{d^2 x_{\text{пер}}}{dt^2} + a_1 \frac{dx_{\text{пер}}}{dt} + a_2 x_{\text{пер}} = 0.$$

В операційній формі воно записується так:

$$(a_0 p^2 + a_1 p + a_2) x_{\text{пер}} = 0.$$

Розв'язок цього рівняння із [11, с.247, (5.2)]

$$x_{\text{пер}} = C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t} \quad (38)$$

де $p_1 < 0$; $p_2 < 0$; – корені характеристичного рівняння

$$a_0 p^2 + a_1 p + a_2 = 0; \quad (39)$$

C_1, C_2 – сталі інтегрування, які визначаються початковими умовами.

Нехай початкові умови (при $t = 0$) задані:

$$x_{\text{пер}}(0) = x_0; \quad x'_{\text{пер}}(0) = x_{0_{\text{пер}}}.$$

Знайдемо їх значення з рівняння із [11, с.247, (5.2)] і отримаємо [11, с.247, (5.4)]:

$$\begin{cases} x_{\text{пер}}(0) = C_1 + C_2; \\ x'_{\text{пер}}(0) = p_1 C_1 + p_2 C_2. \end{cases} \quad (40)$$

Із системи рівнянь взятої з [11, с.247, (5.4)] отримаємо:

$$C_1 = x_{\text{пер}}(0) - C_2. \quad (41)$$

Підставляючи дане значення у вираз $x'_{\text{пер}}(0)$, дістаємо

$$x'_{\text{пер}}(0) = (x_{\text{пер}}(0) - C_2)p_1 + p_2 C_2, \quad (42)$$

звідки

$$x'_{\text{пер}}(0) = (x_{\text{пер}}(0) - C_2)p_1 + C_2(p_2 - p_1), \quad (43)$$

або

$$C_2 = \frac{x'_{\text{пер}}(0) - x_{\text{пер}}(0)p_1}{p_2 - p_1} = \frac{x'_{\text{пер}}(0)p_1 - x_{\text{пер}}(0)p_2}{p_2 - p_1}, \quad (44)$$

$$C_1 = \frac{x_{\text{пер}}(p_2 - p_1) - x'_{\text{пер}}(0) + x_{\text{пер}}(0)p_1}{p_2 - p_1} = \frac{x'_{\text{пер}}(0) - x_{\text{пер}}(0)p_2}{p_2 - p_1} \quad (45)$$

Підставляючи знайдені C_1, C_2 в рівняння незбурених коливань із [11, с.247, (5.5)], одержуємо

$$x_{\text{пер}} = \frac{x'_{\text{пер}}(0) - x_{\text{пер}}(0)p_2}{p_2 - p_1} e^{p_1 t} + \frac{x'_{\text{пер}}(0)p_1 - x_{\text{пер}}(0)p_2}{p_2 - p_1} e^{p_2 t}. \quad (46)$$

Аналіз цього виразу дає змогу зробити принциповий висновок про те, що якість лінійних САР залежить не тільки від вигляду коренів характеристичного рівняння, а й від початкових умов. При цьому треба пам'ятати, що стійкість лінійних САР залежить лише від коренів характеристичного рівняння, які своєю чергою залежать від значень параметрів ланок системи.)

Першу складову $x_{\text{пер}}$ в рівнянні (8) позначимо через А, а другу – В. Проаналізуємо вирази А і В при різних коренях p_1, p_2 і різних початкових умовах, побудувати відповідні характеристики А(t) і В(t). При цьому слід мати на увазі, що корені характеристичного рівняння матимуть вигляд

$$p_1 = \frac{-a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4a_0a_2}}{2a_0}; \quad p_2 = \frac{-a_1 - \sqrt{a_1^2 - 4a_0a_2}}{2a_0}, \quad (47)$$

Звідки випливає, що за умови $a_1^2 > 4a_0a_2$ корені p_1, p_2 дійсні і різні, а за $a_1^2 < 4a_0a_2$ – корні комплексні.

Розглянемо окремі можливі випадки у разі дійсних від’ємних коренів $p_1 < 0$; $p_2 < 0$.

Нехай початкові умови будуть додатними: $x_{\text{пер}}(0) > 0$; $x'_{\text{пер}}(0) > 0$.

Оскільки $|p_2| < |p_1|$, то чисельник і знаменник – більше нуля. Початкові значення $|A(0)| < |B(0)|$.

Відповідні залежності $A(t)$ і $B(t)$ показано на мал. 3.а, а результуюча величина $x_{\text{пер}} = A(t) + B(t)$ – на мал. 3.б. Із побудованого графіка видно, що $x_{\text{пер} \max} = (a - b) > x(0)$. Отже, у цьому випадку в системі виникає перерегулювання.

Знайдемо екстремум функції $x_{\text{пер}}(t)$ з умови

$$\frac{dx_{\text{пер}}}{dt} = \frac{x'_{\text{пер}}(0) - x_{\text{пер}}(0)p_2}{p_2 - p_1} e^{p_1 t} + \frac{x'_{\text{пер}}(0)p_1 - x_{\text{пер}}(0)}{p_2 - p_1} e^{p_2 t} = 0, \quad (48)$$

звідки

$$[x'_{\text{пер}}(0) - x_{\text{пер}}(0)p_2]e^{p_1 t} + [x'_{\text{пер}}(0)p_1 - x_{\text{пер}}(0)]e^{p_2 t} = 0. \quad (49)$$

Розділивши обидві частини рівняння на $[x'_{\text{пер}}(0)p_1 - x_{\text{пер}}(0)]e^{p_2 t}$, дістаємо

$$\frac{[x'_{\text{пер}}(0) - x_{\text{пер}}(0)p_2]}{[x'_{\text{пер}}(0)p_1 - x_{\text{пер}}(0)]} e^{(p_1 - p_2)t} + 1 = 0. \quad (50)$$

МАЛЮНОК 5.2

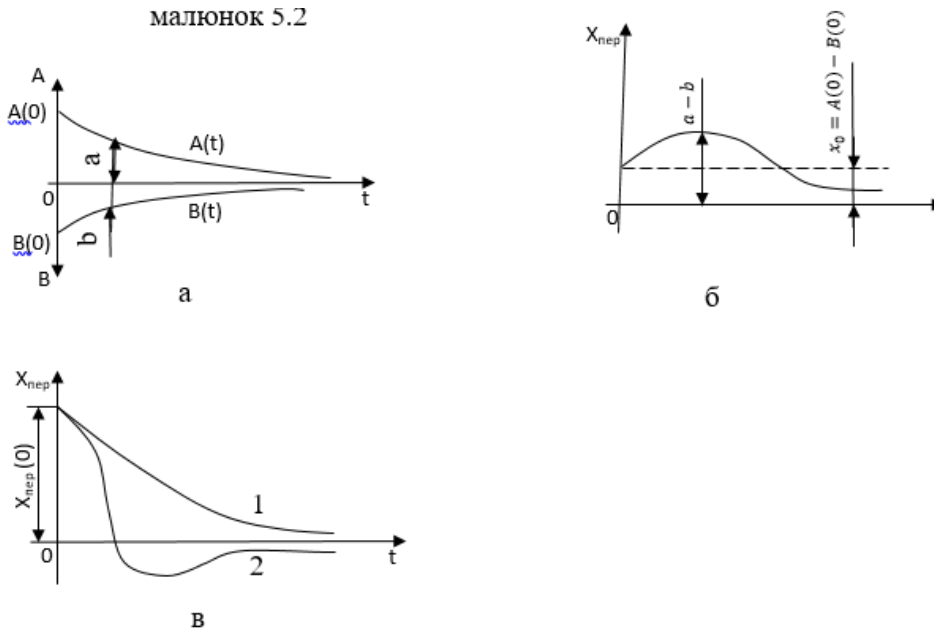


Рис.16 із [11, с.249 ,рис. 5.3]

або

$$e^{(p_1-p_2)t} = \frac{[x'_{\text{пер}}(0) - x_{\text{пер}}(0)p_2]p_2}{[x'_{\text{пер}}(0)p_1 - x_{\text{пер}}(0)]p_1}. \quad (51)$$

Злогарифмувавши це рівняння, дістаємо значення часу t_m , яке відповідає екстремуму функції $x_{\text{пер}}(t)$ із [11, с.249]:

Підставивши відповідні числові значення t_m у вихідний вираз $x_{\text{пер}}(t)$, знайдемо його екстремальне значення $x_{\text{пер} \max}(t_m)$.

Нехай $x_{\text{пер}}(0) > 0$, а $x'_{\text{пер}}(0) = 0$. З аналізу величин $A(t)$ і $B(t)$ випливає, що в цьому разі $A(t) = 0$; $B(t) < 0$. Оскільки $|p_2| < |p_1|$, то зникнення складової $x'_{\text{пер}}(0)$ більше вплине на величину $B(t)$, ніж $A(t)$. Тому перехідний процес може не мати перерегулювання.

Нехай $x_{\text{пер}}(0) > 0$, а $x'_{\text{пер}}(0) < 0$. Похідна від початкових умов із від'ємним знаком різною мірою впливає на вирази $A(t)$ і $B(t)$. У цьому разі можливе перерегулювання та зміщення перехідного процесу в зону від'ємних значень $x_{\text{пер}}(t)$.

Розглянемо випадок комплексних коренів з від'ємними дійсними частинами $p_1 = -\alpha + j\beta$ і $p_2 = -\alpha - j\beta$. При цьому

$$e^{p_1 t} = e^{-\alpha t} e^{j\beta t} = e^{-\alpha t} (\cos \beta t + j \sin \beta t); \quad (52)$$

$$e^{p_2 t} = e^{-\alpha t} (\cos \beta t - j \sin \beta t). \quad (53)$$

Підставивши знайдені значення у вираз $x_{\text{пер}}(t)$, дістаємо

$$x_{\text{пер}}(t) = e^{-\alpha t} \left\{ \frac{x'_{\text{пер}}(0) - x_{\text{пер}}(0)(-\alpha - j\beta)}{2j\beta} (\cos \beta t + j \sin \beta t) + \frac{x_{\text{пер}}(0)(-\alpha + j\beta) - x'_{\text{пер}}(0)}{2j\beta} (\cos \beta t + j \sin \beta t) \right\} = e^{-\alpha t} \left\{ \frac{[x_{\text{пер}}(0) + \alpha]x'_{\text{пер}}(0)}{\beta} \sin \beta t + x_{\text{пер}}(0) \cos \beta t \right\} \quad (54)$$

або

$$x_{\text{пер}}(t) = x(0)e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \varphi_0). \quad (55)$$

Перехідний процес є коливанням із затухаючою амплітудою, залежно від початкових умов: початкова фаза $\varphi_0 = \arctg \frac{\beta}{x'_{\text{пер}}(0) + \alpha}$, амплітуда $A(0) = x(0)e^{-\alpha t}$.

Проведений аналіз і знайдені вирази $x_{\text{пер}}(t)$ показують, що за виглядом коренів і початковими умовами можна відповісти на всі основні питання про якість САР. Водночас викладена методика навіть для простого випадку – системи регулювання другого порядку – потребує аналізу досить складних виразів. Ці труднощі значно зростають за високих степенів рівняння, особливо у разі дослідження якості в умовах зміни параметрів ланок системи (зміна лише одного параметра системи призводить до зміни всіх n коренів характеристичного рівняння). У зв'язку з цим у ТАК велике поширення набули різні наближені методи, які дають змогу мати відповідні на окремі питання про якість без розв'язання рівняння системи.

Найближені методи оцінки якості

Кореневі методи оцінки якості. Крім розглянутого раніше методу аналізу якості за кривою незбурених коливань, який можна віднести до даного виду методів, до кореневих належать такі методи: оцінки якості за розміщенням коренів на комплексній площині; за допомогою діаграм зон параметрів; за полюсами і нулями передаточної функції; методи кореневих годографів, стандартних діаграм, процесів і коефіцієнтів.

Оцінка якості за розміщенням коренів на комплексній площині. Одним із методів цієї групи є метод оцінки якості за найменшим коренем – коренем, найближчим до вертикальної осі комплексної площини коренів.

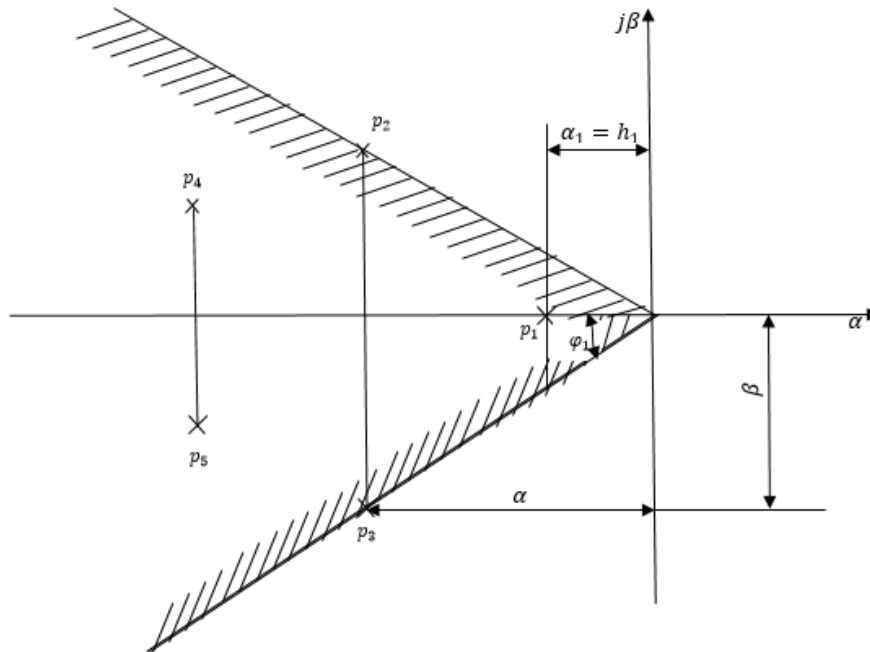


Рис. 17 із [11, с.251, (5.4)]

Якщо найменший дійсний корінь системи $p_1 = -\alpha_1$, то аперіодичний ступінь стійкості системи дорівнює h_1 .

Якщо найближче до вертикальної осі розміщуватиметься пара комплексних коренів із [11, с.251]

$$p_{2,3} = -\alpha + j\beta, \quad (56)$$

то ступінь стійкості називають коливальним і позначають $h = \alpha$.

Коливальність системи в цьому разі $\mu = \operatorname{tg} \varphi = \left| \frac{\beta}{\alpha} \right|$. Як зазначалося раніше, за наявності комплексних коренів у розв'язку рівняння незбурених коливань системи з'являється складова вигляду [11, с.252]

$$C_2 e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \gamma). \quad (57)$$

Період коливань у цьому разі $T = 2\pi/\beta$. Амплітуда синусових коливань $C_2 e^{-\alpha t}$ має зсув за фазою відносно початку координат на кут γ .

За час, що відповідає одному періоду коливань T , нове значення амплітуди обчислюється за формулою із [11, с.252]:

$$C_2 e^{-\alpha\left(t+\frac{2\pi}{\beta}\right)} = C_2 e^{-\alpha t} e^{-2\pi\frac{\alpha}{\beta}}. \quad (58)$$

Звідси випливає, що чим більша величина коливальності μ , тим довше загасатиме перехідний процес. При цьому ступінь стійкості ($h = \alpha$) зменшується.

Так, за аперіодичної стійкості складова перехідного процесу, яка відповідає найменшому дійсному кореню p_1 , дорівнює $C_2 e^{-ht}$. Тривалість затухання перехідного процесу до величини, що становить 5% від початкового значення $x_0 = C_1$, яке умовно вважаємо таким, що відповідає закінченню перехідного процесу в даній системі, можна знайти з виразу [11, с.252]:

$$0,05x_0 = x_0 e^{-ht} \quad (59)$$

$$\text{звідки } \ln 0,05 = -t_{\Pi} h, \text{ або } t_{\Pi} = -\frac{\ln 0,05}{h} \approx 3/h.$$

Отже, тривалість перехідного процесу обернено пропорційна ступеню стійкості. Звідси можна зробити висновок, що тривалість перехідного процесу прямо пропорційна ступеню затухання коливального перехідного процесу, для якого $\mu = \beta/h$.

Якщо становляться обмеження щодо тривалості (t_{Π}) або коливальності (μ), то це приведе до необхідності розміщення всіх інших коренів у деякій зоні, обмеженій величиною h_1 і кутом $\varphi_1 = \arctg \mu_1$. При цьому всі інші складові кривої перехідного процесу $x_k(t) = C_k e^{p_k t}$ (або $x_{k,1,2}(t) = C_k e^{(\alpha \pm j\beta)t}$), що визначаються коренями, які лежать у межах даної зони, затухатимуть швидше. Показані на рисунку криві перехідних процесів відповідають від'ємним дійсним кореням

$$|p_i| = |p_1| < |p_2| < |p_3| < |p_4|. \quad (60)$$

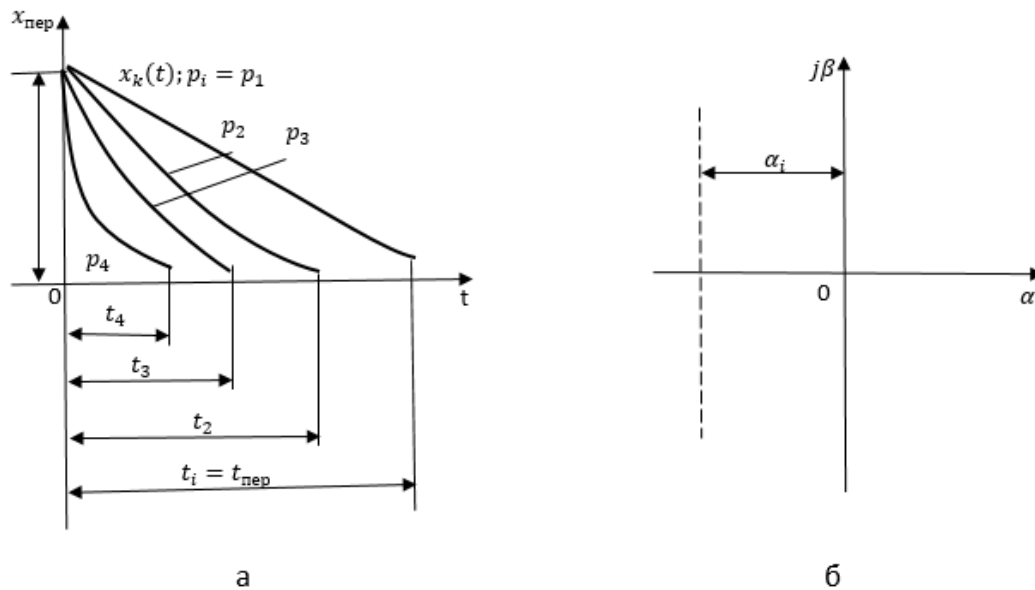


Рис.18 із [11, с.253, Рис.5.5]

Отже, чим менший корінь, тим довше затухає перехідний процес. Тому в деяких випадках можна задовольнитись дослідженнями за мінімальним коренем p_i , якому відповідає найдовший процес, що визначає тривалість перехідного процесу в усій системі ($t_i = t_{пер}$).

У зв'язку з викладеним виникає задача знаходження мінімального кореня. Для її розв'язання є метод:

1. Знаходять мінімальне значення кореня за умови, що за час $t_{п}$ величина відхилення регульованої величини x від її початкового значення x_0 дорівнює m %.

Цю вимогу можна виконати, якщо найменша дійсна частина кореня характеристичного рівняння замкнутої системи не буде меншою за деяку величину α_i .

Оскільки всі інші складові перехідного процесу вигляду $C_k e^{P_k t}$ затухатимуть швидше, то рівняння системи зводиться до рівняння першого порядку

$$x = x_0$$

Згідно з поставленою умовою $x = x_0 \cdot 0,01m$, тому можна записати

$$x_0 \cdot 0,01m = x_0 e^{\alpha_i t}. \quad (61)$$

звідси дістанемо формулу мінімального кореня

$$\alpha_i = \frac{\ln 0,01m}{t}. \quad (62)$$

2. Перевіряють «мінімальність» знайденого за формулою вище кореня α_i в умовах даної системи.

Для цього вертикальну вісь у комплексній площині коренів переміщують вліво на відстань α_i . У новій системі координат (після перевищення вертикальної осі) характеристичне рівняння замкнутої системи матиме вигляд [11, с.254]

$$a_0(p - \alpha_i)^n + a_1(p - \alpha_i)^{n-1} + \dots + a_{n-1}(p - \alpha_i) + a_n = 0.$$

(У дане рівняння підставляють абсолютне значення величини мінімального кореня a_1 .) Після розкриття дужок і зведення подібних членів дістаємо нове характеристичне рівняння того самого порядку, але за іншого значення коефіцієнтів [11, с.254]

$$a'_0 p^n + a'_1 p^{n-1} + \dots + a'_n p + a_n = 0. \quad (63)$$

3. Якщо нова система з характеристичним рівнянням буде нестійкою, то це означає, що визначений за заданими умовами якості системи неможливо виконати поставлену умову ($t_{\text{п}}$, m %). В цьому разі можливі такі варіанти наступних дій: або погодитися з тим, що поставлену умову виконати неможливо, або змінити її відносно $t_{\text{п}}$ і m і знайти відповідне нове значення мінімального кореня α_{i+1} і перевірити його мінімальність. На основі даного методу можна також визначити значення настроювальних параметрів системи для знаходження потрібних показників якості.

Аналіз якості за допомогою діаграм зон параметрів. Характерним прикладом цієї групи методів може бути розширена діаграма на основі розглянутої раніше діаграми.

На розширеній діаграмі виділяються чотири зони: I, II, III, IV, які відповідають різним виглядам коренів і їхньому розміщенню відносно вертикальної осі в комплексній площині коренів.

Зона IV, як відомо, задовольняє умову $XU < 1$. Її межею є рівнобічна гіпербола CD, рівняння якої $XU = 1$, де X, U – параметри Вишнеградського. Цій зоні, яка є зоною нестійкого стану системи, відповідає наявність коренів з додатною

дійсною частиною (або дійсних додатних) в характеристичному рівнянні замкнутої системи.

(графік)

Зони I, II, III у площині $X - Y$ є зонами стійкого стану системи, але їм відповідають різні види й розміщення коренів i , як результат, різний вигляд процесів.

Зона I, межа якої КМВ, є зоною аперіодичних процесів. Їй видають від'ємні дійсні корені характеристичного рівняння системи третього порядку p_1, p_2, p_3 . Умова знаходження коренів у даній зоні

$$4(X^3 + Y^3) - 18XY - X^2Y^2 + 27 < 0,$$

де $X = \frac{C_1}{\sqrt[3]{C_3}}$; $Y = \frac{C_2}{\sqrt[3]{C_3^2}}$; $C_1; C_3$; - коефіцієнти перетвореного характеристичного

рівняння $a_0p^3 + a_1p^2 + a_2p + a_3 = 0$. Після ділення всіх його коефіцієнтів на a_0 воно матиме вигляд

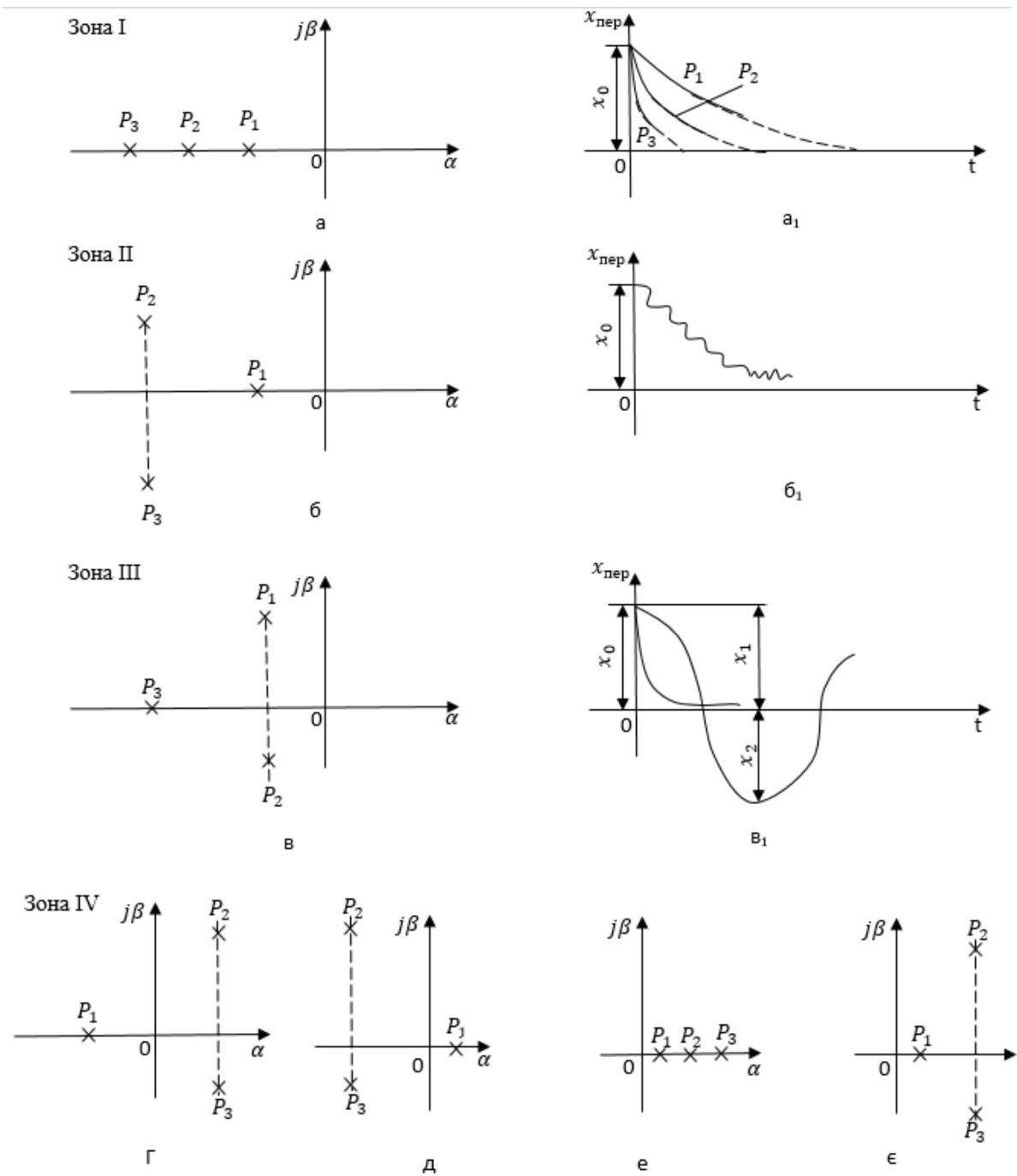


Рис.19 зони у площині із [11, с.253, Рис.5.7]

$$p^3 + C_1 p^2 + C_2 p + C_3 = 0 \quad (64)$$

Зона II, межа якої KMN, відокремлює зону монотонних процесів. Близьчим до вертикальної осі є дійсний корінь p_1 .

$$2X^3 - 9XY + 27 = 0.$$

Розміщення коренів і вигляд перехідного процесу в зоні III, межа якої DMB. Оскільки дійсний корінь p_3 розміщується далі від вертикальної осі, характер перехідного процесу коливальний.

Умова знаходження коренів у зоні III

$$4(X^3 + Y^3) - 18XY - X^2Y^2 + 27 > 0.$$

Ступінь затухання перехідного процесу

$$\psi(\%) = 100 \left(1 - \frac{x_2}{x_1}\right). \quad (65)$$

Розширена діаграма Вишнеградського в зоні III може бути доповнена кривими однакового ступеня затухання перехідного процесу 1...3); при цьому $\psi_1 > \psi_2 > \psi_3$.

Для задовільної якості перехідного процесу вважають, що ψ має бути не менше 80%. Це відповідає умові $x_2/x_1 \leq 0,2$.

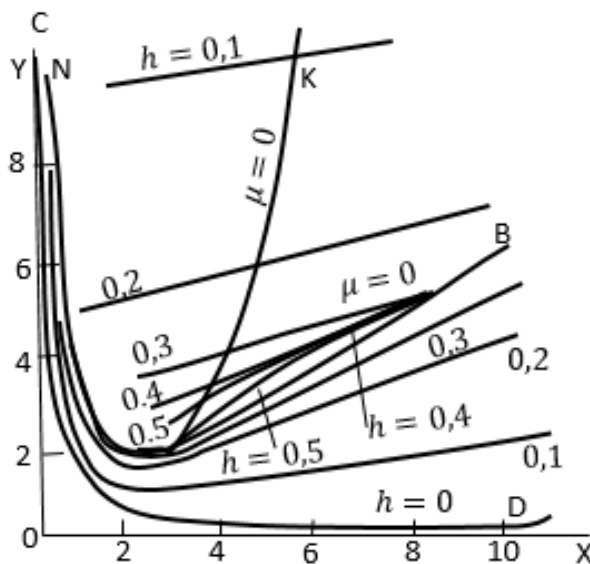


Рис.20 зони у площині із [11, с.258, Рис.5.8]

Для переходу від параметрів Вишнеградського до параметрів відповідних ланок системи потрібні досить громіздкі розрахунки, для спрощення яких було побудовано спеціальні монограми.

Деякі дослідники діаграму Вишнеградського доповнити кривими однакових ступенів стійкості μ ; $\mu = 0$ відповідає межі «аперіодичної» області, а $\mu = \infty$ - межі стійкості. Як видно із діаграми, найбільшій стійкості забезпечується в районі точки M, для якої $h = 1$. Проте за кратності кореня швидкодія системи може бути значно меншою, ніж при трохи менших ступенях стійкості.

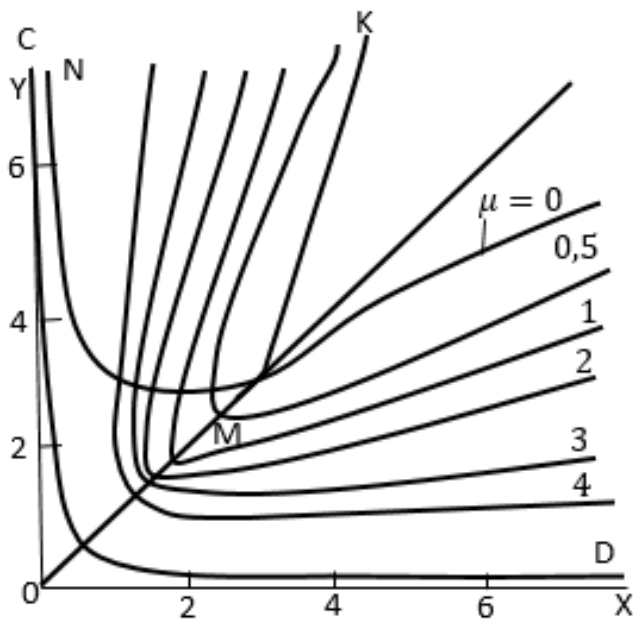


Рис.21 зони у площині із [11, с.259, Рис.5.9]

З погляду швидкодії системи рекомендовано ступінь стійкості обмежувати зверху і знизу лініями $h = 0,5$.

У технічній літературі існують також нормовані діаграми для систем вищих порядків.

Якщо система вищого порядку з достатньою точністю зводиться до системи з $n = 3$, то можна одержати наближені результати на основі діаграм Вишнеградського.

Метод оцінки якості за полюсами і нулями передаточної функції. Даний метод також належить до корневих.

Розглянемо передаточну функцію замкнутої системи збуренням:

$$W^f(p) = \frac{\Delta x}{\Delta f} = \frac{W_0^f(p)}{1+W(p)}, \quad (67)$$

де Δx , Δf – відповідно відхилення регульованої величини і збурення; $W_0^f(p)$ – передаточна функція об'єкта за збуренням; $W(p)$ – передаточна функція розімкнутої системи.

Звідси дістанемо

$$\Delta x = \frac{W(p)}{1+W(p)} \Delta f. \quad (68)$$

Враховуючи, що відхилення $\Delta x = x - x_0$ визначає перехідну складову загального розв'язку, запишемо

$$x_{\text{пер}}(t) = \frac{W_0^f(p)}{1+W(p)} \Delta f, \quad (69)$$

Як відомо, характеристичне рівняння замкнутої системи має вигляд $1 + W(p) = 0$, тому знаменник передаточної функції можна подати як n співмножників:

$$a_0(p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n), \quad (70)$$

де p_1, p_2, \dots, p_n – корені характеристичного рівняння замкнутої системи, які називають полюсами передаточної функції.

Чисельник передаточної функції аналогічно можна подати у вигляді m співмножників ($m < n$) виразу $kN(p)$, де k – коефіцієнт передачі об'єкта за збуренням, а $N(p)$ – многочлен вигляду

$$N(p) = b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_{m-1} p + b_m = b_0 (p - p'_1)(p - p'_2) \dots (p - p'_m),$$

Де p'_1, p'_2, p'_m – корені чисельника передаточної функції, які називають нулями передаточної функції.

Тоді згідно з викладеним у [11, с.260]

$$x_{\text{пер}}(t) = \frac{kb_0(p-p'_1)(p-p'_2)\dots(p-p'_m)}{a_0(p-p_1)(p-p_2)\dots(p-p_n)} \Delta f, \quad (71)$$

Звідси випливає, що амплітуда перехідного процесу залежить від розміщення полюсів і нулів передаточної функції. Так, в ідеальному випадку при $p_1 = p'_1, p_2 = p'_2, \dots, p_n = p'_m$, (у разі $n = m$)

$$x_{\text{пер}}(t) = \frac{kb_0}{a_0} \Delta f, \quad (73)$$

При $\Delta f = \text{const}$ система еквівалентна безінерційній (підсилювальній) ланці.

На основі викладеного можна стверджувати, що для швидшого затухання перехідного процесу потрібно, щоб полюси і нулі передаточної функції розміщувалися ближче один до одного.

Методи корневих годографів. Кореневим годографом називають характеристики в комплексній площині коренів характеристичного рівняння

замкнутої системи, які дістають, поступово змінюючи деякі параметри від 0 до $+\infty$.

За допомогою кореневих годографів можна визначити взаємну залежність параметрів і коренів системи, тобто встановити, як впливає зміна параметра на величину і вигляд кореня, а отже, і на відповідні показники якості.

Існують різні методи побудови кореневих годографів. Крім кореневих годографів, у ТАК використовуються також так звані обернені методи, суть яких полягає в порівнянні коефіцієнтів рівнянь визначають якість реальної системи.

У загальному випадку рівняння лінійної замкнутої системи n -го порядку

$$(a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n)x = (b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_{m-1} p + b_m)f$$

Дане рівняння замінюють деяким стандартним рівнянням на основі введення оператора $D = p/\omega_0$ ($\omega_0 = 1/T$; T – стала часу об'єкта) цілями безрозмірного часу $\tau = \omega_0 t$ (t – реальний час).

$$(D^n + A_{n-1} D^{n-1} + \dots + A_{n-1} D + 1)x = (B_m D^m + B_{m-1} D^{m-1} + \dots + B_0 D)f,$$

де

$$A_{n-1} = \frac{a_{n-1}}{a_n \omega_0}; \quad A_{n-1} = \frac{a_1}{a_n \omega_0}; \quad (74)$$

$$B_m = \frac{b_m}{a_n \omega_0^{n-m}}; \quad B_0 = \frac{b_0}{a_n \omega_0^n}; \quad \omega_0^n = \frac{a_0}{b_n}. \quad (75)$$

Оскільки стандартна форма рівняння безрозмірна, то системи з однаковими показниками якості, за винятком тривалості процесу, можна досліджувати за одним і тим самим рівнянням.

Методи стандартних діаграм, процесів і коефіцієнтів. Типові збурення. Характерним прикладом методу нормованих діаграм для систем третього порядку є розширена діаграма Вишнеградського, розглянута раніше.

Стандартні процеси одержують у системі у разі дії деяких типових (стандартних) збурень. Рівняння системи при цьому записують у стандартній формі. Типові збурення використовують у теоретичних і експериментальних

дослідженнях як деякі еталони збурення, за якими визначається реакція системи і робляться відповідні висновки про її якість.

Існують такі типові збурення.

1. Одиничний кидок навантаження (одиничне збурення) – це різке збільшення прийнятого за одиницю навантаження, що діє тривалий час. його умовне позначення $l(t)$.
2. Одиничний імпульс – типове збурення вигляду короткочасної дії одиночного навантаження, яке визначається як $l'(t)$.
3. Гармонічні одиниці коливання є синусоїдальними коливаннями з амплітудою, прийнятою за одиницю (період коливань T – стала величина). Такі типові збурення використовуються також при знаходженні частотних характеристик ланок.

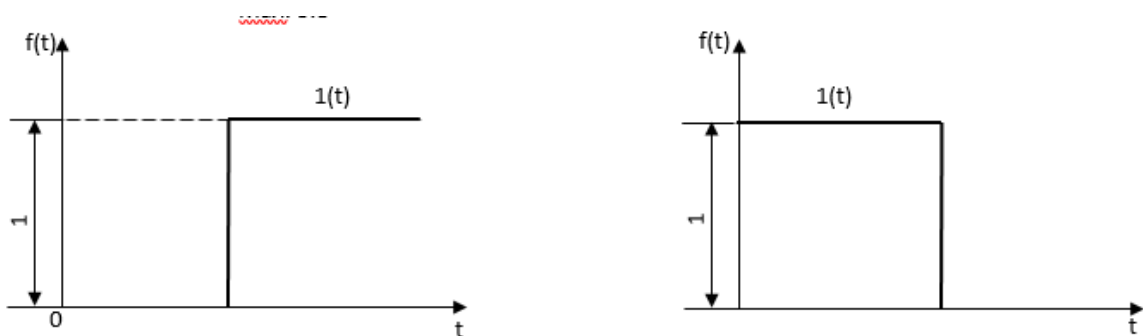
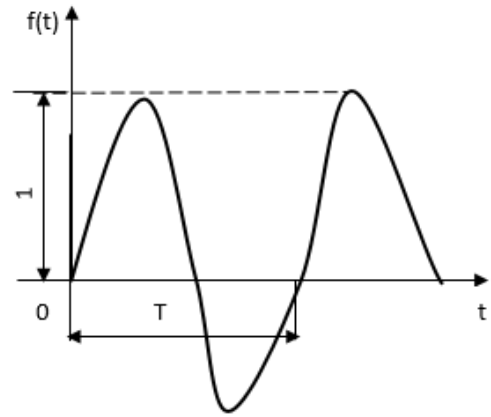
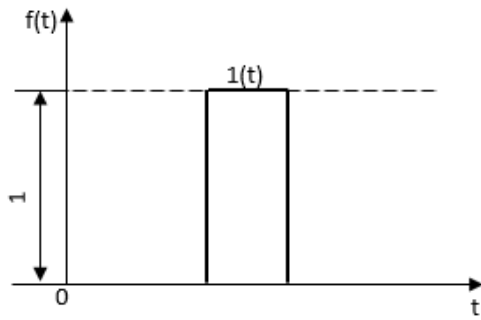


Рис.22 із [11, с.262, Рис.5.10]

Прикладом використання методів стандартних процесів може бути формула оптимального процесу

$$x_{\text{опт}} = \frac{1}{2}at^2l(t) - a\left(t - \frac{\tau_{\text{опт}}}{2}\right)^2 l\left[t - \frac{\tau_{\text{опт}}}{2}\right] + \frac{1}{2}a(t - \tau_{\text{опт}})^2 l[t - \tau_{\text{опт}}], \quad (76)$$

де $a = d^2x/dt^2$ – прискорення; $\tau_{\text{опт}}$ – безрозмірний час оптимального процесу.



Мал. 5.11

Рис.23 із [11, с.262, Рис.5.11]

Усталене значення регульованої величини $x_{\text{опт}}(\infty) = \frac{a\tau_{\text{опт}}^2}{4}$. Для оптимального процесу можна вважати, що відхилення після його завершення дорівнює нулю, тому

$$x_{\text{опт}}(\infty) = u(0), \quad (77)$$

де $u(t)$ – керуюча дія; $u(0)$ – початкове значення керуючої дії.

Звідси

$$\tau_{\text{опт}} = 2\sqrt{\frac{u(0)}{a}}. \quad (78)$$

У даному випадку дослідження проводилося за умови дії на систему деякого, стандартного, одиничного збурення (одиначного кидка навантаження).

Метод стандартних коефіцієнтів дає змогу вибрати параметри проектованої системи таким чином, щоб дістати перехідний процес, що відповідає стандартній системі.

Процес у реальній системі буде ближче до процесу в стандартній системі, чим ближче реальні коефіцієнти до відповідних коефіцієнтів стандартної системи.

Для практичного використання даного методу потрібні таблиці, розраховані для типових передаточних функцій, і перетворення передаточних функцій реальної системи до вигляду, найближчому (в ідеальному випадку – такому, що повністю збігається) до вигляду типової передаточної функції.

Так, при передаточній функції замкнутої системи вигляду

$$\Phi(D) = \frac{B_1 D + 1}{D^n + A_{n-1} D^{n-1} + \dots + A_1 D + 1} \quad (79)$$

найкращими за величиною перерегулювання ($\sigma \leq 10\%$) є коефіцієнти, які було знайдено з умови розподілу коренів за арифметичною прогресією.

Для передаточних функцій вигляду

$$\Phi(D) = \frac{B_2 D^2 + B_1 D + 1}{D^n + A_{n-1} D^{n-1} + \dots + A_1 D + 1}; \quad (80)$$

$$\Phi(D) = \frac{1}{D^n + A_{n-1} D^{n-1} + \dots + A_1 D + 1}. \quad (81)$$

Для об'єктивності оцінки розглянутих методів слід зазначити, що деякі з них не тільки наближені, а й досить трудомістких розрахунків.

Інтегральні методи оцінки якості. Інтегральними називають методи, при яких показники якості оцінюються за інтегралом, що є функцією перехідного процесу відхилення регульованої величини від заданого значення (похибки) або незбуреної складової $x_{\text{пер}}(t)$ в розв'язку рівняння процесу регулювання

$$x(t) = x_{\text{пер}}(t) + x_0. \quad (82)$$

За допомогою інтегральних критеріїв оцінюють відхилення регульованої величини і швидкістю системи.

Для оцінки перехідних процесів без перерегулювання використовують інтегральний критерій вигляду

$$I = \int_0^{\infty} x_{\text{пер}}(t) dt. \quad (83)$$

Він визначає площу, обмежену кривою $x_{\text{пер}}(t)$ за час перехідного процесу.

Чим менша площа $S = \int_0^{\infty} x_{\text{пер}}(t) dt$, тим більша швидкодія системи (за однакових початкових умов $x_{\text{пер}}(0)$). Тому параметри системи в даному випадку слід вибирати з умови

$$S = \min; \quad \frac{dS}{dA} = 0, \quad (84)$$

де A – настроювальний параметр системи.

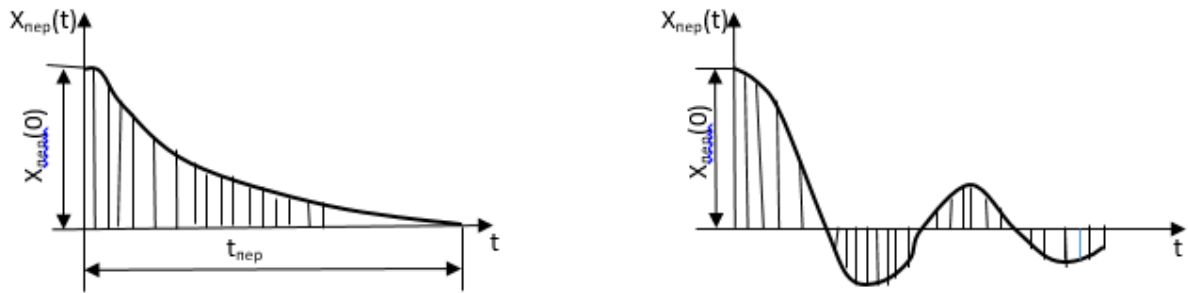


Рис.24 із [11, с.262, Рис.5.12]

Для розрахунку інтеграла В.С. Кулебакін запропонував таку методику.

З рівняння незбурених коливань системи

$$a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{dx}{dt} + a_n x = 0 \quad (85)$$

Знаходять величину

$$x = x_{\text{пер}} = -\frac{1}{a_n} \int_0^{\infty} \left(a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + \dots + a_{n-1} \frac{dx}{dt} \right) dt = -\frac{1}{a_n} \left[a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + \dots + a_{n-1} x \right].$$

Оскільки значення похідних і самого $x = x_{\text{пер}}$ після закінчення перехідного процесу при $t = \infty$ дорівнюють нулю, можна дістати

$$S = \frac{1}{a_n} \left[a_0 \frac{d^{n-1} x(0)}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} x(0) \right]. \quad (86)$$

Позначивши $\frac{d^{n-1} x(0)}{dt^{n-1}} = x^{n-1}(0)$ і так далі, дістаємо

$$S = \frac{1}{a_n} [a_0 x^{n-1}(0) + \dots + a_{n-1} x(0)]. \quad (87)$$

Із останньої формули випливає, що інтегральний критерій залежить від параметрів ланок системи, початкових умов і $(n - 1)$ похідних від початкових умов.

Для перехідних процесів із перерегулюванням знайдений критерій не можна використовувати, бо мінімум інтеграла (площі) відповідатиме гармонічним коливанням. Тому для оцінки якості коливальних процесів користуються квадратичним інтегралом, який враховує абсолютне значення «додаткових» і «від'ємних» площин:

$$I_2 = S_2 = \int_0^{\infty} [x_{\text{пер}}(t)]^2 dt. \quad (88)$$

Існують різні методи обчислення квадратичного інтеграла. Розглянемо формулу, запропоновану А.А. Красновським:

$$I_2 = \int_0^{\infty} x_{\text{пер}}(t) dt = \frac{1}{2a_n^2 \Delta} \times (B_m \Delta_m + B_{m-1} \Delta_{m-1} + \dots + B_1 \Delta_1 + B_0 \Delta_0) - \frac{b_m b_{m-1}}{a_n^2},$$

де Δ - визначник n -го порядку, складений з коефіцієнтів a_n, \dots, a_1 лівої частини процесу регулювання – характеристичного рівняння замкнутої системи (або знаменника передаточної функції),

Визначити $\Delta_0, \dots, \Delta_m$, або в загальному випадку визначник Δ_k , можна дістати з основного визначника Δ заміною стовпця $m - k + 1$ стовпцем

Наприклад, для знаходження визначника Δ_m у визначнику Δ слід замінити перший стовпець ($m - m + 1$), після чого дістанемо

коефіцієнти B_0, \dots, B_m визначають за формулами:

$$B_0 = b_m^2; \quad B_1 = b_{m-1}^2 - 2b_m b_{m-1}; \quad (89)$$

$$B_k = b_{m-k}^2 - 2b_m b_{m-k+1} + \dots + 2(-1)^k b_{m-2k}; \quad B_m = b_0^2, \quad (90)$$

де b_0, \dots, b_m – коефіцієнти правої частини рівняння замкнутої системи (або чисельника відповідної передаточної функції).

Частотні методи оцінки якості САР. Частотні методи дослідження, які дістали найбільше поширення на практиці, базуються на математичній залежності характеристики перехідного процесу $x(t)$ від дійсної (суттєвої) частотної характеристики замкнутої системи за збуренням $u^f(\omega)$ (або за заданим сигналом). В основі доведення цієї залежності лежить відоме положення, що будь-яку періодичну обмежену дійсну функцію, яка має скінчену кількість розривів і екстремумів, можна розкласти в нескінченний ряд синусоїдальних функцій – ряд Фур'є.

При проведенні функціональної залежності

$$x(t) = f[U^f(\omega)] \quad (91)$$

виходять з того, що в системі діє збурення у вигляді одиночного кидка збурення $1[t]$, яке розкладається в ряд Фур'є.

в результаті цього доведення і досить складних перетворень знайдено відому залежність

$$x(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{U^f(\omega)}{\omega} \sin \omega t d\omega. \quad (92)$$

Дійсну частотну характеристику замкнутої системи за збуренням $U^f(\omega)$ знаходять з виразу відповідної передаточної функції замкнутої системи

$$W^f(p) = \frac{U_1^f(p)}{1+U(p)}, \quad (93)$$

Де $U_1^f(p)$ – передаточна функція об'єкта за збуренням; $W(p)$ – передаточна функція розімкнутої системи.

Після підстановки $p = j\omega$ у вираз $W^f(p)$ дістанемо із [11, с.270] амплітудно-фазову частотну характеристику замкнутої системи за збуренням:

$$W^f(j\omega) = jV^f(\omega) + U^f(\omega), \quad (94)$$

де $V^f(\omega)$, $U^f(\omega)$ – відповідно уявна і дійсна частотні характеристики замкнутої системи за збуренням.

Практично розгляд характеристики $U^f(\omega)$ обмежується зоною суттєвих частот ω_c .

Під зоною суттєвих частот розуміють зону зміни частоти ω від 0 до ω_c , в якій виконується умова [11, с.270]

$$\left| \frac{U(0)}{U(\omega_c)} \right| \geq 10 \quad (95)$$

(При $\omega > \omega_c$ ця умова не порушується).

В зоні суттєвих частот виконується апроксимація характеристики $U^f(\omega)$, яку замінюють рівнозначними фігурами $H(\omega)$ – трапеціями і трикутниками.

При заміні $U^f(\omega)$ в зоні суттєвих частот мають виконуватись такі правила:

1. Прямолінійні частини фігур $H(\omega)$ мають за можливості точно збігатися з кривою $U^f(\omega)$.
2. Всі n фігур (трапеції і трикутники) повинні мати однією зі своїх сторін вертикальну вісь.

3. Алгебраїчна сума площ усіх n фігур, якими замінюють характеристику $U^f(\omega)$, має дорівнювати площі, обмеженій характеристикою $U^f(\omega)$.
4. Кількість фігур n має бути за можливості меншою.

Після заміни $U^f(\omega)$ рівнозначними фігурами беремо із [11, с.270]

$$U^f(\omega) = \sum_{i=1}^n H_i(\omega), \quad (96)$$

обмежуючись розглядом інтеграла в зоні суттєвих частот, із [11, с.270, 5.14] запишемо

$$x(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^n \int_0^{\omega_c} \frac{H_i(\omega)}{\omega} \sin \omega t d\omega. \quad (97)$$

Із формули(97) випливає, що ординату перехідного процесу $x(t_i)$ можна дістати як величину, пропорційну сумі площ (інтегралів) еквівалентних фігур.

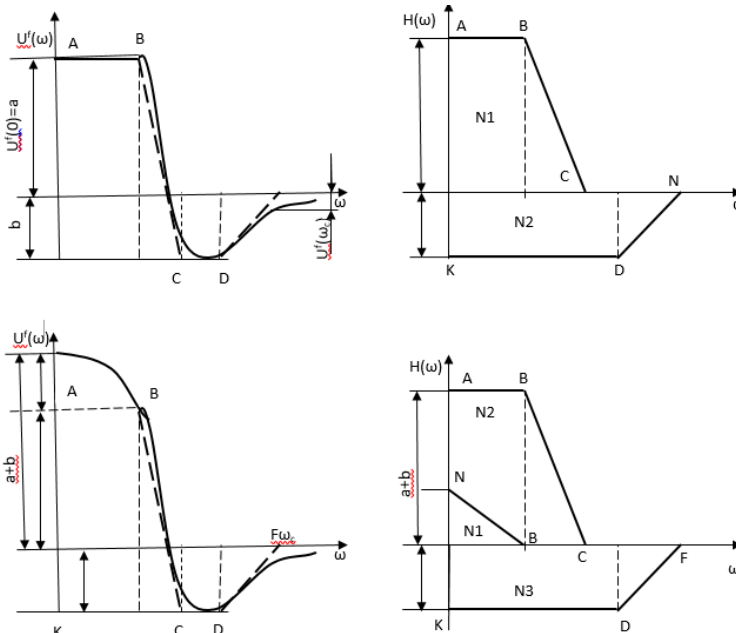


Рис.25 із [11, с.271, Рис.5.13]

Характеристика $U^f(\omega)$, апроксимується трьома фігурами: трикутником $N1$ і двома трапеціями $N2$ і $N3$.

Загальну площину всіх трьох фігур обчислюємо за формулою

$$\sum s = S_{n1} + S_{n2} - S_{n3}. \quad (98)$$

Площа $\sum s$ дорівнює площі, обмеженій характеристикою $U^f(\omega)$, тому що частина додатної площі трапеції $N2$ комплексується відповідною частиною площі трапеції $N3$.

Метод одиничних трапецій і трикутників. Для зручності обчислення інтегралів різних фігур, якими можна замінити характеристики $U^f(\omega)$ різних реальних систем в ТАК, було введено поняття одиничних (типових) трапецій і трикутників.

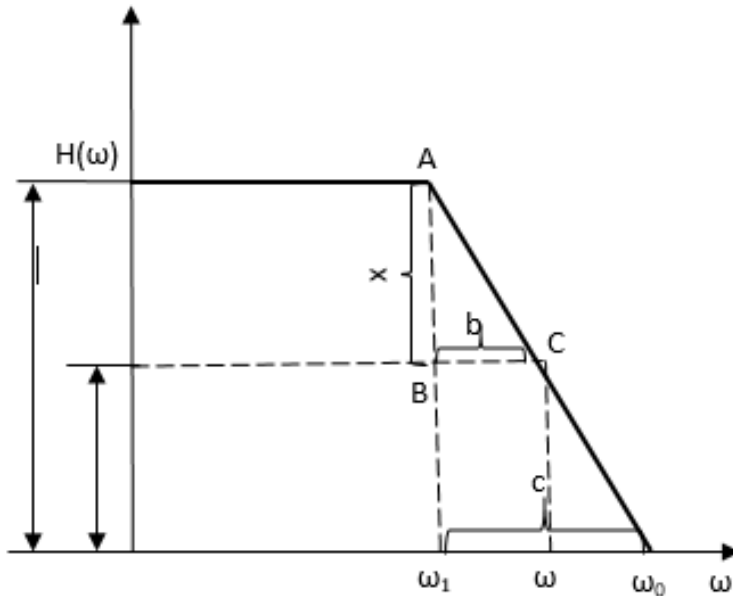


Рис.26 із [11, с.271, Рис.5.14]

Розглянемо деяку трапецію. Трапеція характеризується початковим значенням $H(\omega) = H_0$, коефіцієнтом нахилу її сторони $v = \omega_0/\omega_1$, а також інтервалом пропускання частоти ω_1 .

Розраховуємо перехідний процес для відповідної трапеції при $H(0) = H_0 = 1$

при $0 < \omega < \omega_0$ $H(\omega) = H_0 = 1,$

при $\omega > \omega_1$ $H = 0,$

при $\omega_0 > \omega > \omega_1$ $H = 1 - \frac{\omega - \omega_0}{\omega_1 - \omega_0},$

де ω – поточне значення частоти. (Останній вираз H дістали з урахуванням подібності трикутників ABC і ADK, на основі чого можна записати $x/1 = b/c = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_1 - \omega_0}$.)

(99)

позначимо перехідну функцію одиничної трапеції $h_1(t)$.

Підставляючи відповідні значення $H(\omega)$ в формулу (14) та інтегруючи у певних межах, дістаємо із [11, с.273]

$$h_1(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega_0} \frac{1 \cdot \sin \omega t}{\omega} d\omega + \frac{2}{\pi} \int_{\omega_0}^{\omega_1} \frac{\left(1 - \frac{\omega - \omega_0}{\omega_1 - \omega_0}\right) \sin \omega t}{\omega} d\omega = \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega_0} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega + \frac{2}{\pi} \int_{\omega_0}^{\omega_1} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega - \frac{2}{\pi} \int_{\omega_0}^{\omega_1} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega. \quad (100)$$

Величина $\int_0^{\omega} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega = Si \omega t$ є інтегральним синусом. Величини Si інтегральних синусів, обчислені при відповідних значеннях ωt , наведено в таблицях. Маючи на увазі, що $\int \sin \omega t d\omega = -\frac{\cos \omega t}{t}$, запишемо

$$h_1(t) = \frac{2}{\pi} Si \omega_0 t + \frac{2}{\pi} Si \omega_1 t - \frac{2}{\pi} Si \omega_0 t - \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega_0} \frac{\sin \omega t}{\omega_1 - \omega_0} d\omega + \frac{2}{\pi} \frac{\omega_0}{\omega_1 - \omega_0} \int_{\omega_0}^{\omega_1} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega = \frac{2}{\pi} Si \omega_1 t + \frac{2}{\pi} \frac{1}{\omega_1 - \omega_0} [\cos \omega_1 t - \cos \omega_0 t] + \frac{2}{\pi} \frac{\omega_0}{\omega_1 - \omega_0} \sin \omega_1 t - \frac{2\omega_0}{\pi(\omega_1 - \omega_0)} Si \omega_0 t,$$

або

$$h_1(t) = \frac{2}{\pi} \left[Si \omega_1 t + \frac{1}{\pi(\omega_1 - \omega_0)} (\cos \omega_1 t - \cos \omega_0 t) + \frac{2}{\pi} \frac{\omega_0}{\omega_1 - \omega_0} (Si \omega_1 t + Si \omega_0 t) \right].$$

Для одиничної трапеції $H_0 = 1$, $\omega_1 = 1$, $v = \omega_0$, тому

$$h_1(t) = \frac{2}{\pi} \left\{ Si t \frac{1(\cos t - \cos vt)}{(1-v)t} + \frac{v}{1-v} [Si t + Si vt] \right\}.$$

Цей вираз визначає характер залежності перехідної функції одиничної трапеції від двох величин:

$$h_1(t) = f(v, t). \quad (101)$$

Для типового (одиничного) трикутника при $H(0) = 1$ і $\omega_1 = 1$ значення перехідної функції $h_1(t)$ дістаємо з виразу для одиничної трапеції, поклавши $\omega_0 = 0$, $v = 0$. Тоді матимемо

$$h_1(t) = \frac{2}{\pi} \left(Si t + \frac{1 - \cos t}{t} \right). \quad (102)$$

Отже, перехідна функція для одиничного трикутника є функцією лише однієї величини – часу t :

$$h_1(t) = f(t). \quad (103)$$

Значення h -функції одиничних трапецій при різних v і τ наведено у [12, с.274 табл.5.3], а для одиничних трикутників при різних τ – у [с.276 табл.5.4]. У цих таблицях замість реального часу t взято так званий табличний час $\tau = \omega t$.

При користуванні таблицями для одиничних фігур задля обчислення ординат перехідного процесу, що відповідають деякому реальному часу t , і реальним фігурам які апроксимують характеристику $U^f(\omega)$, слід дотримуватися такої методики.

1. Задаємо значення реального часу t_x , для якого знаходимо відповідне значення табличного часу:

$$\tau_x = \omega_{1p} t_x, \tag{104}$$

де ω_{1p} – частота пропускання реальної фігури $H(\omega)$.

2. Для реальних трапецій визначаємо нахил сторони реальної трапеції $v_p = \frac{\omega_{0p}}{\omega_{1p}}$ і за таблицями h -функцій типових трапецій з нахилом $v_r = v_p$ знаходимо відповідне значення $h_1(t_x)$.

3. Знайдені з таблиць значення $h_1(t_x)$ множимо на H_p відповідної реальної фігури і, як результат, дістаємо складову ординати реального перехідного процесу, що відповідає даній фігурі. Подібним чином проводимо розрахунки і для інших фігур:

$$x_1(t_x) = h_1(t_x)H_{1p} \text{ (для фігури } N1),$$

..... , (105)

$$x_n(t_x) = h_n(t_x)H_{np} \text{ (для фігури } n).$$

4. Результуючу ординату перехідного процесу знаходимо як алгебричну суму ординат усіх фігур для даного моменту часу:

$$x_{\Sigma}(t_x) = h_1(t_x) + \dots + h_n(t_x). \tag{106}$$

5. Аналогічно знаходимо ординати перехідного процесу і для інших моментів часу, після чого по точках будуємо характеристику $x(t)$.

Розглянемо конкретний приклад побудови характеристики перехідного процесу.

Наведена методика дає можливість побудувати перехідну характеристику за умови дії одиничного кидка навантаження $l(t)$ і дістати відповіді на основі питання якості про характер перехідного процесу, його тривалість, величину перерегулювання.

Проведені дослідження дають можливість робити деякі оцінки якості САР безпосередньо за виглядом дійсної частотної характеристики замкненої системи за збуренням $U^f(\omega)$.

Чутливість САК

Під чутливістю САК розуміють її властивість реагувати на зміну параметрів, що зумовлюється зміною умов зовнішнього середовища, їх характеристик, старінням елементів системи тощо.

Зміна параметрів ланок веде до зміни коефіцієнтів характеристичного рівняння і, як наслідок – величини знаку і вигляду коренів і показників якості системи.

Кількісна оцінка чутливості САК виконується за допомогою функції чутливості, яка є частиною похідною координати системи, або окремого показника якості по параметру системи, який змінюється (варіюється). Кількість функцій чутливості дорівнює кількості параметрів, які змінюються при роботі САК.

У загальному випадку функцію чутливості можна записати у вигляді

$$U_{ki} = \left(\frac{\delta x_k}{\delta T_i} \right)_0, \quad (107)$$

де x_k – координата системи; T_i – змінний параметр.

Індекс 0 відповідає визначенню функції чутливості при початковому (номінальному) значенні параметрів системи.

Якщо $U_{ki} = 0$ (варіації параметрів відсутні й їх значення дорівнюють номінальному значенню), то систему називають вихідною. Рух такої системи (характер перехідних процесів) має назву основою руху.

Якщо $U_{ki} \neq 0$, то систему називають варіаційною, а її рух – варіаційним рухом.

Різниця між варіаційним і основним рухом системи – це додатковий рух. При цьому мають на увазі різницю ординат відповідного руху в одні й ті самі моменти часу.

Нехай рівняння вихідної нелінійної системи має вигляд

$$\frac{dx_k}{dt} = f_k(x_1, x_2, \dots, x_n; T_1, \dots, T_m), \quad (108)$$

де x_1, \dots, x_n – координати; T_1, \dots, T_m – параметри системи.

При варіаційній зміні параметрів нове рівняння системи можна записати у вигляді n рівнянь першого порядку:

$$\frac{d\tilde{x}_k}{dt} = f_k(\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_n; T_1 + \Delta T_1, \dots, T_m + \Delta T_m). \quad (109)$$

(У даному випадку вважаємо, що зміна параметрів системи не веде до зміни порядку системи n .)

Додатковий рух системи у загальному випадку матиме вигляд

$$\Delta x_k(t) = \tilde{x}_k(t) - x_k(t). \quad (110)$$

Якщо варіаційна координата \tilde{x}_k і координата вихідної системи диференційовані по параметру T_i ($i = 1, \dots, m$), то, розкладаючи додатковий рух у ряд Тейлора за прирощенням параметра при умові малих відхилень, дістаємо

$$\Delta x_k(t, \Delta T_1, \dots, \Delta T_m) = \sum_{i=1}^m \left(\frac{\delta x_k}{\delta T_i} \right)_0 \Delta T_i, \quad (111)$$

де $i = 1, \dots, m$.

Оскільки $\delta x_k / \delta T_i = U_{ki}$, то останній вираз можна записати у вигляді суми добутків функцій чутливості U_{ki} і прирощень параметрів:

$$\Delta x_k(t, \Delta T_1, \dots, \Delta T_m) = \sum_{i=1}^m U_{ki} \Delta T_i. \quad (112)$$

Маючи значення функцій чутливості за величиною варіацій параметрів, можна знайти наближення виразу додаткового руху.

Дослідження властивостей чутливості системи в цілому може виконуватися на основі рівнянь чутливості системи, для знаходження яких необхідно

здиференціювати всі n рівнянь першого порядку. При цьому лінійні рівняння чутливості системи в загальному випадку матимуть вигляд

$$\frac{\delta}{\delta T_i} \left(\frac{dx_k}{dt} \right) = \frac{d}{dt} \left(\frac{\delta x_k}{\delta T_i} \right) = \frac{dU_{ki}}{dt} = \sum_i^n \frac{df_k}{dx_i} U_{ki} + \frac{df_k}{dx_i} \left(\begin{matrix} k = 1, \dots, n \\ i = 1, \dots, m \end{matrix} \right). \quad (113)$$

На основі розв'язання рівнянь чутливості можна дістати функції чутливості U_{ki} для параметрів T_i .

Математичне моделювання крокового двигуна

1. Допущення, прийняті при моделюванні крокових електродвигунів.

При математичному описі моделей крокових електроприводів весь час приймається ряд загальноприйнятих по теорії електричних машин припущень. Ці припущення дозволяють замість реальної машини з достатньою необхідною в рамках розглянутих умов точністю досліджувати ідеалізовану [12].

1. Магнітну проникність сердечників статора і ротора приймає рівній нескінченності, це дозволяє дійсно однозначно визначати картину поля від струму кожної обмотки і використовувати принцип накладення для визначення результуючого поля в зазорах при одночасній дії струмів всіх обмотках електричної машини. Це має на увазі, що ідеалізована машина при цьому приймається насиченою, а залежність між струмом електричних контурів і потокозчеплення приймається лінійною. Насичення тут враховується тільки побічно в залежності від вибору індуктивних параметрів.

2. Слід приймати розподіл полів взаємодукацией обмоток статора і ротора, і полів самоіндукції двофазних обмоток уздовж окружності електричної машини синусоїдальним, з просторовим напівперіодом, який дорівнює полюсного поділу. Виходить, що в розрахунок йде лише перша гармоніка в зазначених полях і вплив зубцову полів в зазорі не враховується. Ці поля обумовлюються зубчасті статора і ротора, і наявністю вищих субгармонік поля, що викликаються відповідними гармоніками магніторушійної силою обмоток. Підставою для цього припущення є здатність трифазної обмотки «фільтрувати» вищі гармоніки поля в зазорах. У нормально спроектованої машині вдається отримати вищі гармоніки ЕРС, обумовлені низкою вищих

гармонік поля, вельми і вельми малої амплітуди. Магнітні поля тих вищих гармонік трифазних обмоток, які індукують ЕРС основної частоти, відносять до полів розсіювання цих обмоток. Тим самим мається на увазі також нехтування участі вищих гармонік у формуванні електромагнітного моменту.

3. Магнітопровід і обмотки приймаються симетричними, тобто магнітопровід має однакові обриси на всіх полюсних розподілах, а в межах полюсного поділу симетричний щодо поздовжніх і поперечних осей. Це означає, що всі фазні обмотки мають однакове число витків, активні опори і взаємний зсув магнітних осей, а розподілені уздовж окружності ротора демпферні обмотки можуть бути представлені зосередженими короткозамкненими контурами в поздовжньої і поперечних осях ротора. Звідси випливає, що досить розглянути процеси в двополюсній машині, тому що фізичні процеси, що протікають в ній і в багатопольосній машині, виявляються повністю еквівалентними. Тому ідеалізована машина приймається двополюсною [12]

4. Для правильного і однозначного математичного опису процесів, що відбуваються в крокових електроприводах, необхідно задатися системою координат, а також позитивними напрямками струмів, обертання ротора і векторів МДС [12].

Математична модель крокового електроприводу в динамічних режимах роботи.

Дослідження динамічних режимів роботи крокового електроприводу дросельної заслінки доцільно проводити на основі математичного моделювання роботи даного електроприводу. Тому ставиться завдання розгляду математичної моделі крокового електродвигуна що дозволяє розглядати його функціонування в динаміці. Розглянемо структурну схему крокової електроприводу заслінки, наведену на рисунку 27.

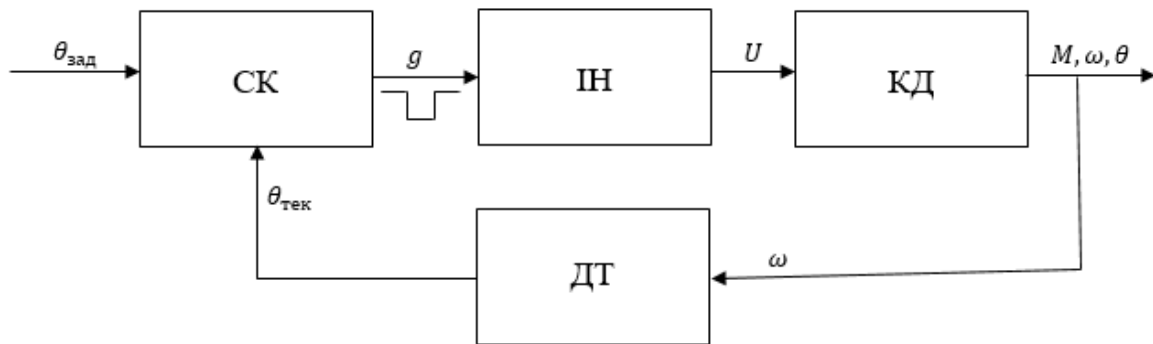


Рис.27 структурна схема приводу заслінки [12, рис.2.1]

Електропривод складається з системи керування (СК), інвертора напруги (ІН), крокової двигуна (КД), датчика тиску (ДТ). Робота ЕП здійснюється за рахунок сигналів, що надходять із зовнішнього датчика тиску у систему керування ($\theta_{\text{тек}}$), в якій СК на підставі заданого положення заслінки ($\theta_{\text{зад}}$) формує поточне завдання на управління інвертором напруги (g). Який здійснює комутацію транзисторів, забезпечуючи почергове живлення фаз аж до досягнення необхідного положення заслінки [12].

Перейдемо безпосередньо до моделювання електродвигуна. Обмотку крокового двигуна представляють на схемі заміщення послідовним з'єднанням індуктивності і резистора. Крім того, при обертанні ротора в обмотках виникає ЕРС. Отже, еквівалентна схема заміщення ШД виглядає, як показано на рисунку 28

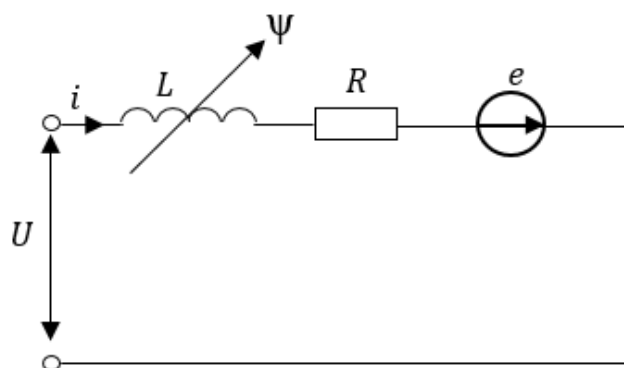


Рис.28 Еквівалентна схема заміщення обмотки КД [12, рис.2.2]

Для опису динамічних режимів роботи крокового двигуна необхідно скласти рівняння електричної рівноваги для напружень контурів струму, рівняння

моментів, що діють на ротор, а також рівняння електромеханічного перетворення енергії (основне рівняння руху ЕП) для даного типу приводу.

Тоді виходячи із законів Кірхгофа маючи схему заміщення (рисунок --), із [12, с.14 2.1] запишемо рівняння електричної рівноваги напруг і Е.Р.С. обмоток статора КД:

$$\begin{aligned} u_1 &= R_S \cdot i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + W \cdot \frac{di_2}{dt} + \frac{d\psi_{M1}}{dt}; \\ u_2 &= R_S \cdot i_2 + L_1 \frac{di_2}{dt} + W \cdot \frac{di_1}{dt} + \frac{d\psi_{M2}}{dt}; \end{aligned} \quad (114)$$

де: u_1, u_2 – напруги прикладена до обмоток фаз; i_1, i_2 – струми фаз протікають по обмотках статора; R_S – активний опір обмотки статора $\psi_{M1} = \psi_M \cdot (\sin p \theta)$, $\psi_{M2} = \psi_M \cdot (\sin p(\theta - \lambda))$ – потокозчеплення фаз; ψ_M – максимальне значення потокозчеплення створюване постійним магнітом; λ – кут кроку полюсів; θ – кут положення ротора.

$L_1 = L_0 + L \cdot \cos 2p\theta$ – індуктивність 1 фази; $L_2 = L_0 + L \cdot \cos 2p(\theta - \lambda)$ – індуктивність 2 фази; Для випадку обертається електричної машини, залежність механічної енергії від електромеханічного моменту при зміні положення ротора записується як [12, с.14]:

$$W = M \cdot \Delta\theta = M \cdot \cos 2p(\theta - \lambda) \quad (115)$$

Де: M – електромеханічний момент двигуна формується фазою; W – механічна енергія, яка формується фазою на інтервалі кута повороту ротора - кут положення ротора в радіанах.

Перетворимо рівняння (2), перепишемо доданок електричної рівноваги для обмотки:

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{d\psi(i,\theta)}{dt} = \frac{d\psi(i,\theta)}{dt} \frac{di}{dt} + \frac{d\psi(i,\theta)}{dt} \frac{d\theta}{dt} = L(i,\theta) \frac{di}{dt} + W(i,\theta) \frac{d\theta}{dt} = L(i,\theta) \frac{di}{dt} + K_\omega \cdot \omega, \quad (116)$$

Де: $L(i,\theta) = \frac{d\psi(i,\theta)}{di}$ – диференціальна індуктивність фази; $K_\omega = \frac{d\psi(i,\theta)}{d\alpha}$ – коефіцієнт ЕРС; $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ – кутова частота обертання ротора.

Рівняння електричної рівноваги фаз (2.1) в матричній формі набуде вигляду:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_1 + \psi_{M1} \\ \psi_2 + \psi_{M2} \end{bmatrix}. \quad (117)$$

Потокозчеплення двох фаз першої секції у матричній формі:

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1(i_1, \theta) & 0 \\ 0 & L_2(i_2, \theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \omega \cdot \begin{bmatrix} K_\omega(i_2, \theta) & 0 \\ 0 & K_\omega(i_1, \theta) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{M1} \\ \psi_{M2} \end{bmatrix}$$

Рівняння рівноваги напруг в матричній формі з урахуванням потокозчеплення:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1(i_1, \theta) & 0 \\ 0 & L_2(i_2, \theta) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \omega \cdot \begin{bmatrix} K_\omega(i_2, \theta) & 0 \\ 0 & K_\omega(i_1, \theta) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{M1} \\ \psi_{M2} \end{bmatrix}, \quad (118)$$

Матричні рівняння рівноваги напруг у фазах ШД в нормальній формі Коші мають вигляд [12, с.15, 2.2]:

$$\begin{aligned} \frac{d[i_1]}{dt} &= [L_1]^{-1} \{ [u_1] - [R_S][i_1] - \omega[K_{\omega 2}] - [\psi_{M1}] \}, \\ \frac{d[i_2]}{dt} &= [L_2]^{-1} \{ [u_2] - [R_S][i_2] - \omega[K_{\omega 1}] - [\psi_{M2}] \}, \end{aligned} \quad (119)$$

де: $[i_1], [i_2]$ – матриці невідомих (струми статора); $[u_1], [u_2]$ – матриці напруг; $[R_S]$ – матриця активних опорів; $[L_1], [L_2]$ – прямі матриці диференціальних індуктивностей в функції фазних струмів і поточного положення ротора; $[K_{\omega 1}], [K_{\omega 2}]$ – матриці коефіцієнтів протидії ЕРС в функції фазних струмів і поточного положення ротора ω – частота обертання ротора, $[\psi_{M1}], [\psi_{M2}]$ – максимальне значення потокозчеплення створюване постійним магнітом [12].

Електромагнітний момент, створюваний обмотками фаз статора:

$$M_e = -\psi_M \cdot i_1 \sin \theta - \psi_M \cdot i_1 \sin(\theta - \lambda) \quad (120)$$

Рівняння руху електроприводу с урахуванням моментів діючих на ротор:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J_\Sigma} (M_e - M_C) \quad (121)$$

де: $J_\Sigma = J_p + J_H$ – сумарний момент інерції електроприводу приведений до валу ротора; p – число пар полюсів; $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ – частота обертів; $M_C = M_H + M_T + M_\Pi$ – сумарний момент опору двигуна; $M_T = D \cdot \frac{d\theta}{dt}$ – момент опору навантаження,

- момент опору в'язкого тертя (де D - коефіцієнт в'язкого тертя), M_{Π} – момент тертя ковзання в підшипниках.

Тоді система рівнянь математичної моделі крокової електроприводу в динамічному режимі [12, (2.4)] може бути записана на основі виразів [12, (2.1), (2.2), (2.3)]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d[i_1]}{dt} = [L_1]^{-1}\{[u_1] - [R_S][i_1] - \omega[K_{\omega 2}] - [\psi_{M1}]\}, \\ \frac{d[i_2]}{dt} = [L_2]^{-1}\{[u_2] - [R_S][i_2] - \omega[K_{\omega 1}] - [\psi_{M2}]\}, \\ M_e = -\psi_M \cdot i_1 \sin p \theta - \psi_M \cdot i_2 \sin p(\theta - \lambda), \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J_{\Sigma}} (M_e - M_C), \\ \theta = p \int_0^t \omega dt = d\lambda; \end{array} \right. \quad (122)$$

Де: $[i_1], [i_2]$ – матриці невідомих (струми статора); $[u_1], [u_2]$ – матриці напруг; $[R_S]$ – матриця активних опорів; $[L_1], [L_2]$ – прямі матриці диференціальних індуктивностей в функції фазних струмів і поточного положення ротора; $[K_{\omega 1}], [K_{\omega 2}]$ – матриці коефіцієнтів протидії ЕРС в функції фазних струмів і поточного положення ротора $[\psi_{M1}], [\psi_{M2}]$ – частота обертання ротора, максимальне значення потокозчеплення створюване постійним магнітом, M_e – електромагнітний момент, створюваний обмотками фаз статора; M_C – момент опору двигуна; J_{Σ} – сумарний момент інерції ЕП; ω – частота обертання ротора; θ, λ – механічний і електричний кути ДПР; p – число пар полюсів [12].

На рисунку 29 [12, рис. 2.3] Структурна схема математичної моделі крокового електроприводу.

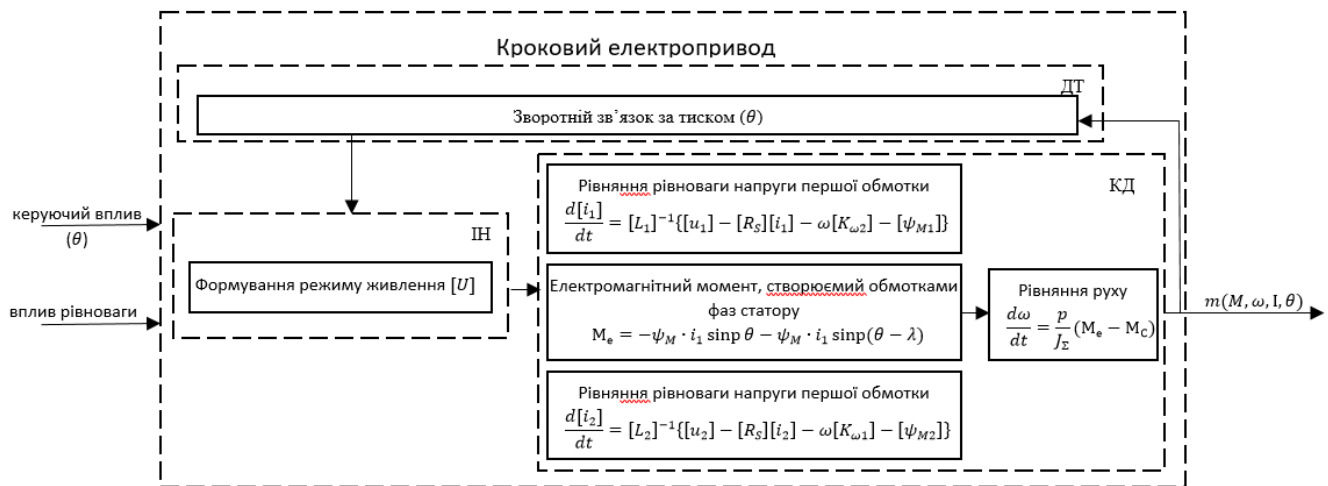


Рисунок 29 Структурна схема математичної моделі крокового електроприводу [12, рис. 2.3].

Імітаційне моделювання кроків електропривода дросельної заслінки

1. Функціональна схема крокової електроприводу.

У зв'язку з тенденціями до розвитку цифрової обчислювальної техніки розробляються й удосконалюються виконавчі елементи дискретної дії і, а саме, електричні крокові двигуни. Кроковими називають синхронні двигуни, що перетворюють керуючий вплив, заданий у вигляді імпульсів, в фіксований кут повороту вала або фіксований переміщення як без датчиків зворотного зв'язку, так і з ними. Крокові двигуни випускаються потужністю від одиниць мікروات до кіловата, тобто в основному, це мікродвигуни малої потужності [12].

В даний час найбільш перспективним для керування електричними машинами є застосування транзисторних перетворювачів. Електропривод з транзисторним ШІП має в порівнянні з тиристорним великі переваги в статичним і динамічним властивостям, а тому набуває все більшого поширення. Цьому сприяє і безперервне збільшення потужних характеристик транзисторних ключів.

Для керування трифазним ШД малої потужності застосовуються інвертори напруги, що містять шість транзисторних ключів, в якості яких використовують, наприклад, польові транзистори з ізольованим затвором типу

MOSFET. Функціональна схема крокової електроприводу наведена на рисунку із [12, рис. 3.1].

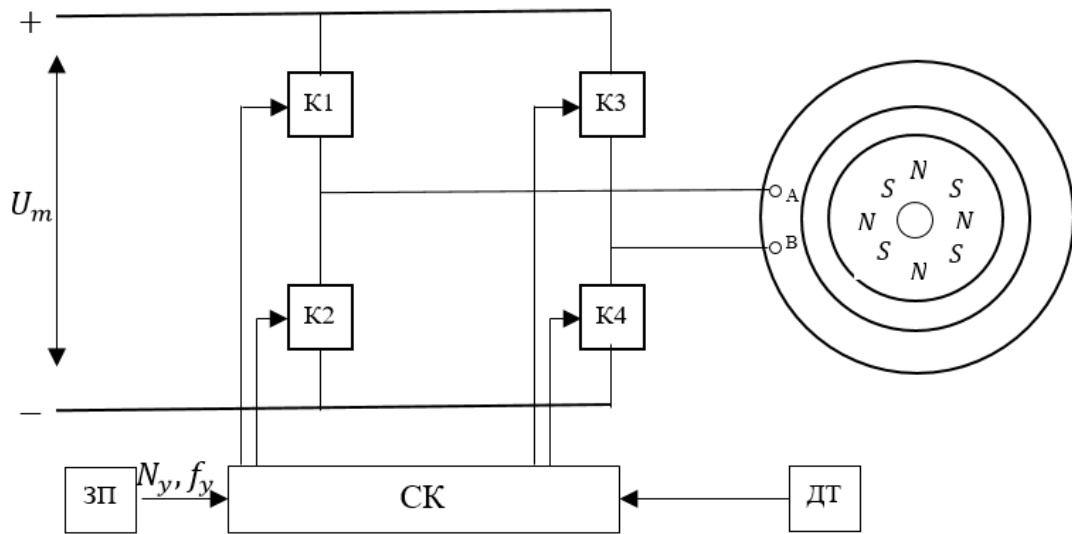


Рис. 30 Функціональна схема КЕП [12, рис. 3.1]

На вхід перетворювача подається напруга живлення U_m кожен з силових ключів К1-К4 є інтелектуальний ключ з драйвером і захисним діодом зворотного струму (рисунок 30). Такі ключі дозволяють реалізувати за допомогою системи керування інвертором (СК) різні алгоритми комутації, не побоюючись появи сквозних струмів в силових стійках трифазного інвертора.

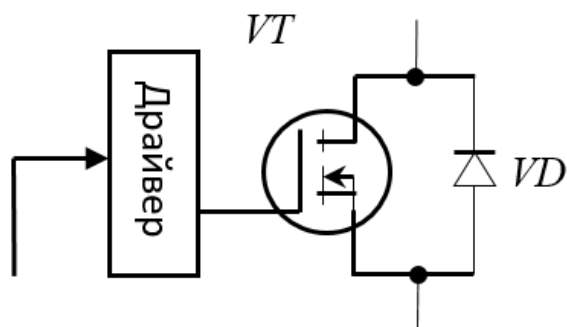


Рис. 31 Схема виконання ключа на польовому транзисторі [12, рис. 3.2]

Система управління виконується на елементах програмованої логіки і забезпечує роботу силових ключів по заданому закону управління. У розімкненому КП сигнали в СК надходять з зовнішнього пристрою, що задає

(ЗП), імпульсні сигнали, які мають заданий число імпульсів N_y , і частоту f_y змінюється відповідно до закону управління. У замкнутому шаговому електроприводі з позиційної зворотним зв'язком керуючі сигнали в СК надходять з датчика тиску ДТ. Розглянутий КЕП відноситься до класу гібридних динамічних систем, відомих також як безперервно-дискретні або системи зі змінною структурою.

Імітаційна модель крокового електроприводу дросельної заслінки.

Для дослідження динамічних і стаціонарних режимів роботи крокового електроприводу дросельної заслінки скористаємося елементами стандартної бібліотеки SimPowerSystems пакета MatLab Simulink. Дана модель дозволить зімітувати роботу дросельної заслінки за допомогою гібридного крокової двигуна з керуванням по задає сигналу за допомогою інвертора напруги. У повному вигляді імітаційна модель крокового електроприводу дросельної заслінки представлена на рисунку [12, рис.3.3].

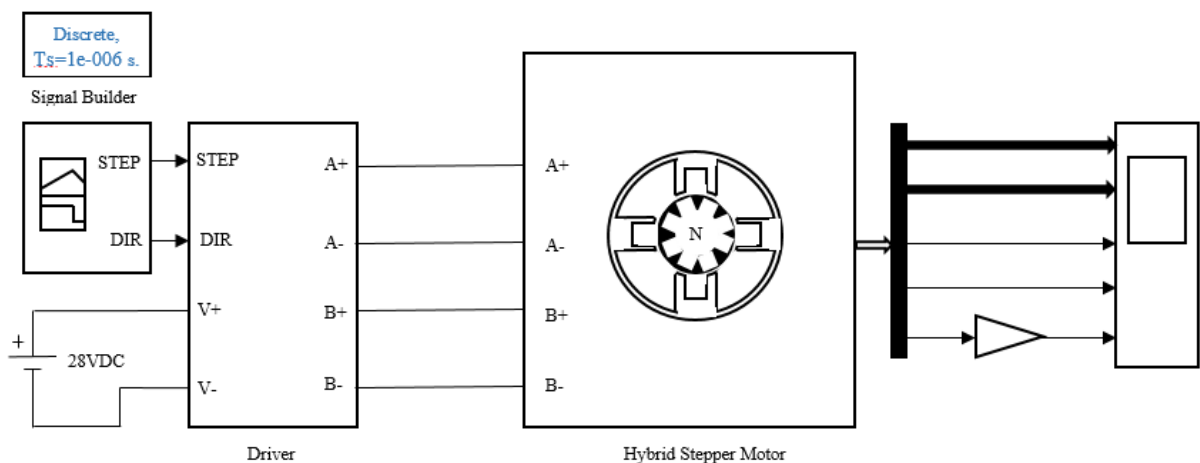


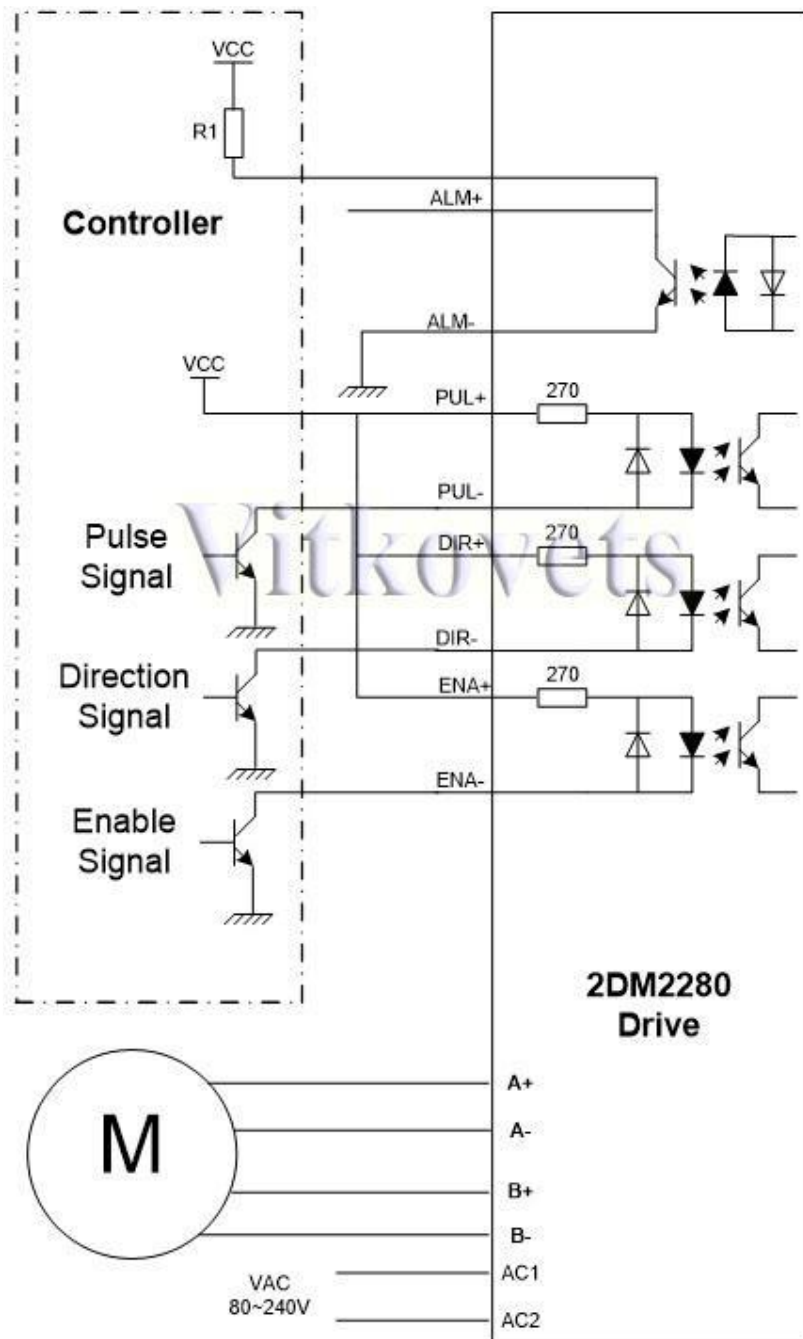
Рисунок 32 Імітаційна модель крокового електроприводу дросельної заслінки [12, рис.3.3].

Вибір керуючих елементів

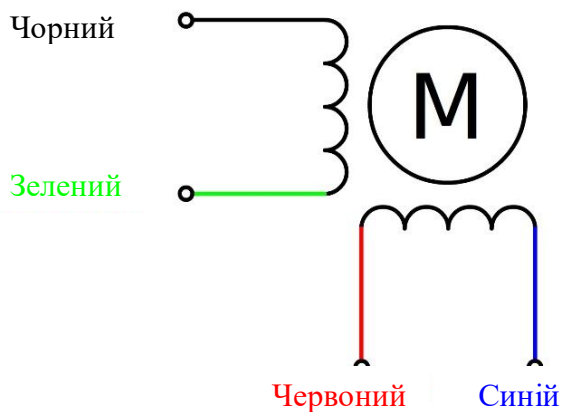
Автоматична система складається з: регулятора, керуючого пристрою, об'єкта керування, в якості пристрою зворотного зв'язку використовуємо датчик тиску.

Пускорегулюючий пристрій: Драйвер 2DM2280

Напряження живлення (мережа змінного струму 50/60 Гц)	~ 80 В	~ 220 В
струм обмотки двигуна	0.5 А	8.2 А
Режим дроблення кроку (микрокрок)	повний крок	1/512 кроку
Вхідна частота сигналу STEP	-	200 кГц
Рівень сигналів STEP/DIR/ENA	3.6 В	5 В
Тривалість активного рівня сигналу STEP	2.5 мкс	-
Час установки сигналу DIR	5 мкс	-
Поріг спрацювання захисту від перевищення напруги живлення	-	~ 275 В
Поріг спрацювання захисту від короткого замикання	-	13 А
Температура зовнішнього середовища	0°C	+50°C
Вологість зовнішнього середовища	-	90%
Габаритні розміри	200 x 137 x 81 мм	
Вага	1.3 кг	



Мал.33 Кроковий двигун – схема підключення та алгоритм роботи



Мал.34 Кроковий двигун – схема підключення обмоток

Виходи на драйвер: STEP, DIR, ENABLE

Входи на контролер: ПІН для сигналу з датчика тиску, ПІН_и для ручного керування кроковим двигуном.

STEP – дискретний сигнал, кількість сигналів в секунду визначає швидкість обертів ШД, довжина в мілісекундах сигналів – загальна кількість сигналів(фактична кількість кроків двигуна).

DIR – визначає напрямок обертання крокового двигуна (1 – прямий, 0 – зворотній).

ENABLE – увімкнення/вимкнення крокового двигуна (зменшення затрат і нагріву двигуна).

На драйверах передбачена можливість дроблення кроків на 1/2, 1/4, 1/8, 1/16.

Для PID:

$$\text{Вихід} = Pk_p + Ik_I + Dk_d$$

При цьому нам необхідно враховувати обмеження:

кількість імпульсів обмежених фізичною можливістю двигуна (пропуск кроків при надмірній швидкості).

фізична обмежена кількість кроків (необхідно передбачити лічильник кроків, загальна кількість кроків 10000 повних кроків, 1,8°, при подрібненні збільшуємо кількість кроків).

На базі Ардуіно є контролер ПЛК Controllino MAXI.

Мікроконтролер: ATmega2560

Тактова частота: 16 MHz

RTC

Ethernet Connector

2x послідовний інтерфейс

1x I2C Інтерфейс

1x SPI Інтерфейс

Максимальний вхідний струм. 20A

12x аналогові/цифрові входи 0-24V

2x Аналогові входи 0-10V

6x Цифрові входи (2x Interrupt)

8x Цифрові виходи – 2A (PWM)

2x Аналогові виходи – 0-10V (0-20mA)

10x Релейні виходи – 230V / 6A

Типові закони регулювання. Введення астатизму і регулювання за похідними
Розглянуті вище прикладки показують, що об'єкти в замкнутій системі набувають нових динамічних й статичних властивостей і характеристик. Властивості замкнутих залежать не тільки від характеристик об'єкта і діючих збурень, а й від особливостей і характеристик регуляторів.

Регулятори поділяють за різними ознаками:

1. За видом енергії, що використовується – пневматичні, механічні, гідравлічні, електричні;
2. За принципом керування – керування за відхиленням (помилкою), за збуренням, комбіновані;
3. За характером передачі сигналів – неперервні, дискретні;
4. За характером зв'язків між елементами системи – зі сталою та змінною структурами.

У ТАК однією з основних особливостей регулятора є можливість впливу на статичні й динамічні помилки САР, що залежать від характеристик регулятора, які визначаються його законом керування (регулювання).

Під законом регулювання розуміють залежність вихідної величини регулятора μ від його вхідної величини x за умови [11, с. 293], що інерція самого регулятора не враховується.

$$\mu = f(x).$$

Залежно від функції $f(x)$ існують три основні принципові та відповідні їм типи регуляторів: пропорційний, який реалізується за допомогою пропорційного регулятора (П-регулятора); інтегральний (І-регулятора); диференціальний (Д-регулятора).

На практиці здебільшого використовують комбіновані закони регулювання, які об'єднують позитивні властивості вказаних вище принципів керування і відповідних регуляторів.

Розглянемо основні властивості названих регуляторів.

Пропорційний закон регулювання (П-регулятор). Це найпростіший закон керування. Він описується залежністю [11, с. 294 (6.19)]

$$\Delta u = k\Delta x.$$

Переваги: простота і надійність, безінерційність, можливість зменшення статичної помилки і тривалості перехідного процесу.

Недоліки: принципова неможливість впливу на динамічні похибки і неможливість повної ліквідації статичної помилки. Останнє визначається тим, що при різкому збільшенні коефіцієнта передачі розімкнутої системи, яке необхідно для відповідного зменшення статичної помилки, система може стати нестійкою (для зменшення статичної до нуля коефіцієнт передачі має дорівнювати нескінченності).

Диференціальний закон регулювання (Д-регулятор). За допомогою Д-регулятора забезпечується подання на вхід об'єкта величини, пропорційної швидкості зміни вихідної величини (помилки) [11, с. 301 (6.22)]:

$$\Delta u = k \frac{d\Delta x}{dt}, \quad (123)$$

Або в операторній формі запису [11, с. 301 (6.23)]

$$\Delta u = kp\Delta x. \quad (124)$$

Диференціальний закон керування реалізується за допомогою диференціальних ланок.

Переваги: швидкодія і можливість зменшення швидкісних помилок.

Недоліки: неможливість усунення впливу сталих складових помилки, в системах не забезпечується повна компенсація швидкісних помилок.

Пропорційно-диференціальний закон регулювання (ПД-регулятори). Рівняння даного закону має вигляд [11, с. 304 (6.26)]

$$\Delta\mu = k\Delta x + k_1 p\Delta x. \quad (125)$$

Регулятор оперативно реагує не тільки на саму помилку, а й на швидкість її зміни. Якщо $p\Delta x > 0$, дія регулятора зростає, при $p\Delta x < 0$ – спадає, що допомагає стабілізувати коливання, які виникають у системі через інерційність об'єкта.

Особливість ПД-регулятора полягає в можливості мати значний сигнал на виході за незначної помилки, оскільки за досить малих величин помилки Δx швидкість її зміни може бути великою. Недоліком ПД регуляторів є неможливість повного усунення статичної помилки. Через схильність ПД регулятора давати значної амплітуди сигнал на його виході, за умови мінімального значення сигналу відхилення, що призводить до швидкого насичення прямого каналу керування. У свою чергу, це обумовлює розмикання системи, що можна трактувати як некерований стан.

Синтез коректувальних пристроїв методом ЛАХ

Одним з найефективніших інженерних методів в основу якого покладено використання ЛАХ розімкнутої системи. Ідея методу ґрунтується на тому, що для стійких мінімально-фазових замкнутої системи і виглядом ЛАХ відповідної розімкнутої системи. Виходячи з бажаного вигляду перехідного процесу, будують ЛАХ, бажаної ЛАХ, до неї наближують ЛАХ вихідної системи, запроваджуючи різні коректувальні пристрої.

Будь-яка САР з електроприводом складається з незмінної частини, до якої належить об'єкт регулювання, електродвигун, силовий керований перетворювач, а також елементи головного зворотнього зв'язку та порівняння. Об'єкт регулювання вважається відомим при проектуванні САР, двигун і перетворювач вибирають, виходячи з технологічних характеристик об'єкта. Природно, що ці елементи не підлягають зміні при корекції динамічних властивостей САР. Незмінними зміні при корекції динамічних властивостей САР. Незмінними звичайно вважаються також елементи, що забезпечують потрібну точність роботи системи в усталеному режимі – підсилювач, а в

астатичній системі – інтегрувальний елемент. Елементи САР, що не змінюються, визначають ЛАХ вихідної (нескоректованої) системи.

Бажану ЛАХ, яка визначає потрібну якість САР, умовно поділяють на три частини: низькочастотну $L_{н.ч.}(\omega)$, середньочастотну $L_{с.ч.}(\omega)$ і високочастотну $L_{в.ч.}(\omega)$. Можливий вигляд бажаної ЛАХ показано на рис.-- із [11, рис. 6.23].

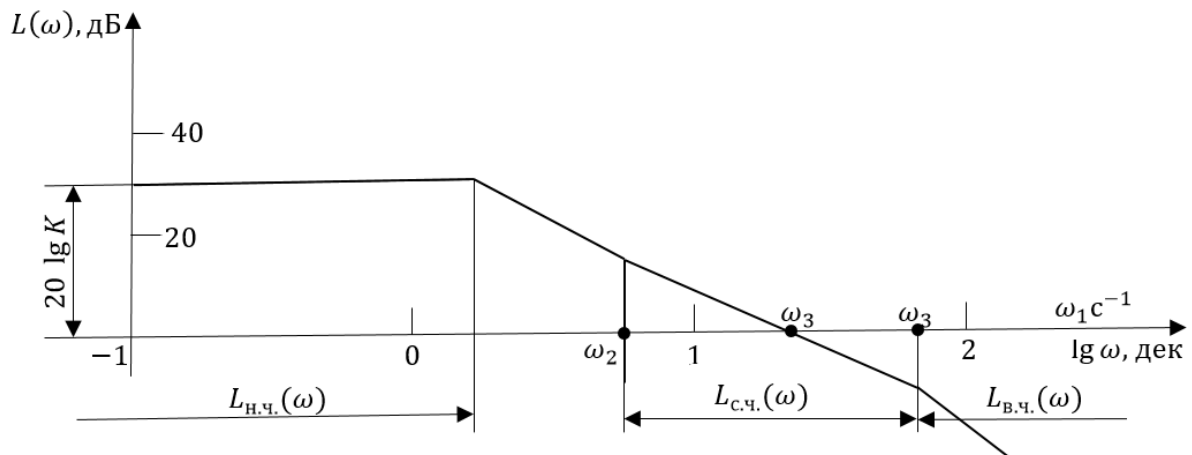


Рисунок 35 Бажана Логарифмічна Амплітудна характеристика із [11, рис. 6.23]

До низькочастотної частини ЛАХ належить ділянка характеристики, нахил якої не змінюється при $\omega \rightarrow 0$. Вона проходить через точку з координатами $L(\omega) = 20 \log K$, $\omega = 20$, де K – коефіцієнт передачі розімкнутої системи, і має нахил 0 дБ/дек для статичних систем, -20 дБ/дек – для астатичних систем першого порядку і -40 дБ/дек – для астатичних систем другого порядку. ЛАХ на рис. 33 із [11, рис. 6.23] відповідає статичній системі [11, с. 330].

Низькочастотна частина ЛАХ визначається коефіцієнтом передачі розімкнутої системи K і порядком астатизму, отже, вона характеризує точність роботи системи в усталених режимах. Якщо до незмінюваної частини системи належать елементи, що забезпечують потрібну точність роботи САР в усталеному режимі, то низькочастотні частини бажаної ЛАХ і ЛАЧХ вихідної системи збігаються [11, с. 330].

До середньочастотної частини належить ділянка ЛАХ з однаковим нахилом, що проходить через частоту зрізу ω_3 . Ця частина ЛАХ є найважливішою, бо вона переважно визначає якість перехідних процесів Основними параметрами,

які характеризують середньочастотну частину, є її нахил і частота зрізу. Для задовільної якості перехідних процесів замкнутої системи необхідно, щоб нахил ЛАХ на частоті зрізу дорівнював -20 дБ/дек. Якщо нахил ЛАХ на частоті зрізу становить -40 дБ/дек, то перехідний процес має велике перерегулювання, а при нахилі -60 дБ/дек система, як правило, буде нестійкою. Частота зрізу ω_3 визначає швидкодню САР. Швидкодня зростає при збільшенні ω_3 [11, с. 331]. Високочастотна частина ЛАХ $L_{в.ч.}(\omega)$ знаходиться в зоні від'ємних децибелів, тому майже не позначається на якості перехідного процесу і впливає лише на його початок. Власне кажучи, краще мати якомога більший нахил асимптот високочастотної частини, бо це зменшує вплив високочастотних перешкод. У деяких випадках високочастотну частину ЛАХ взагалі не беруть до уваги [11, с. 331].

$$A(\omega) = \frac{k}{\sqrt{1+T^2\omega^2}} \quad (126)$$

$$A(\omega_1) = \frac{k}{\sqrt{1+9,87^2 \cdot 3,96^2}} = 0,153 \text{ дБ},$$

$$A(\omega_2) = \frac{k}{\sqrt{1+24,67^2 \cdot 1,57}} = 0,155 \text{ дБ}.$$

У логарифмічних одиницях вона записується [11, с.101, (3.45)]:

$$L(\omega) = -20 \cdot \lg A(\omega) \quad (127)$$

$$L(\omega_1) = -20 \cdot \lg A(\omega_1) = -20 \cdot \lg 0,153 = 37,29 \text{ дБ}.$$

$$L(\omega_2) = -20 \cdot \lg A(\omega_2) = -20 \cdot \lg 0,155 = 37,55 \text{ дБ}.$$

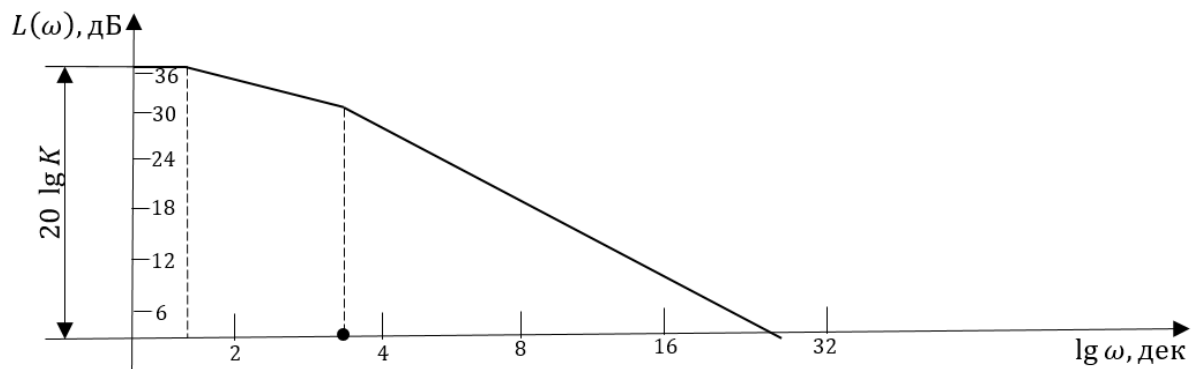


Рис.36 вихідна ЛАЧХ.

Через зменшення сигналу протягом часу виникає необхідність у більш високій частоті і більш повільному зменшенню сигналу частоти, бажана ЛАЧХ буде мати наступний вигляд:

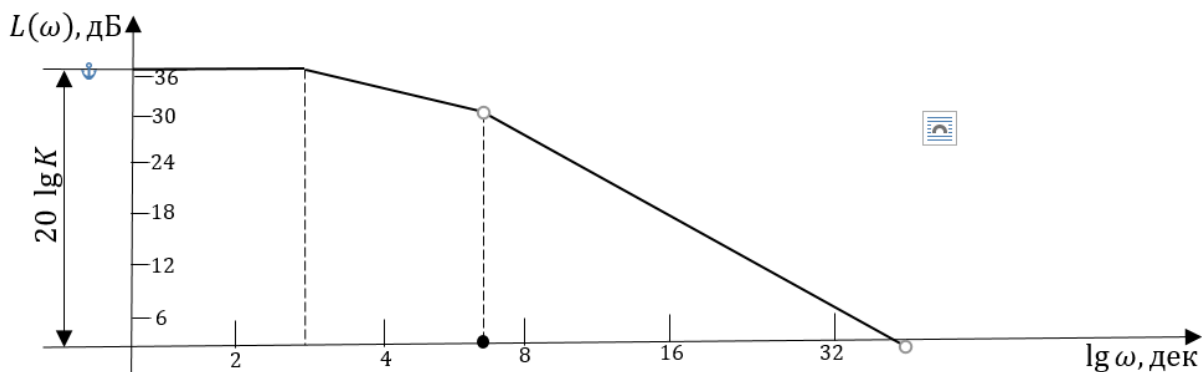


Рис.37 бажана ЛАЧХ.

Порівняння бажаної і вихідної ЛАЧХ показує у бажаному регулюванні частоти сигналу.

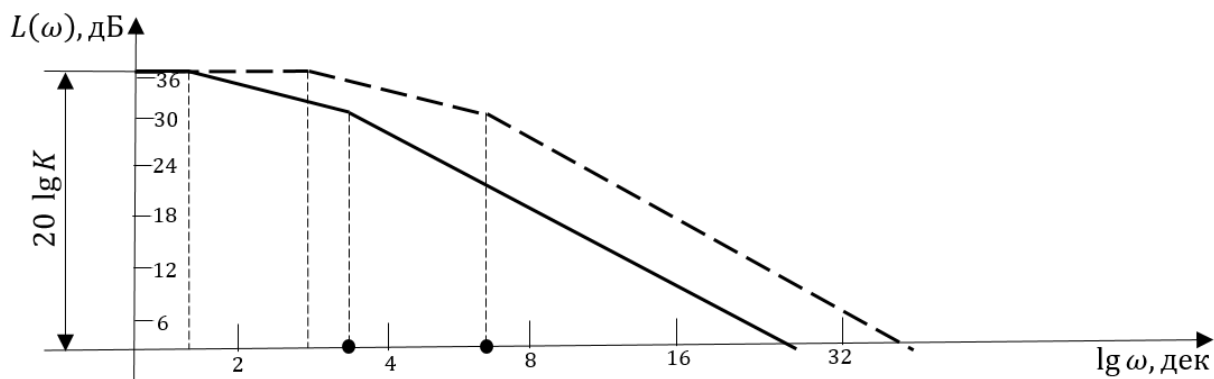


Рис.38 вихідна і бажана ЛАЧХ

Графічним способом визначаємо похибку ($\Delta_1 \div \Delta_4$) між Вихідним і бажаним ЛАЧХ, отримуємо межі регулювання

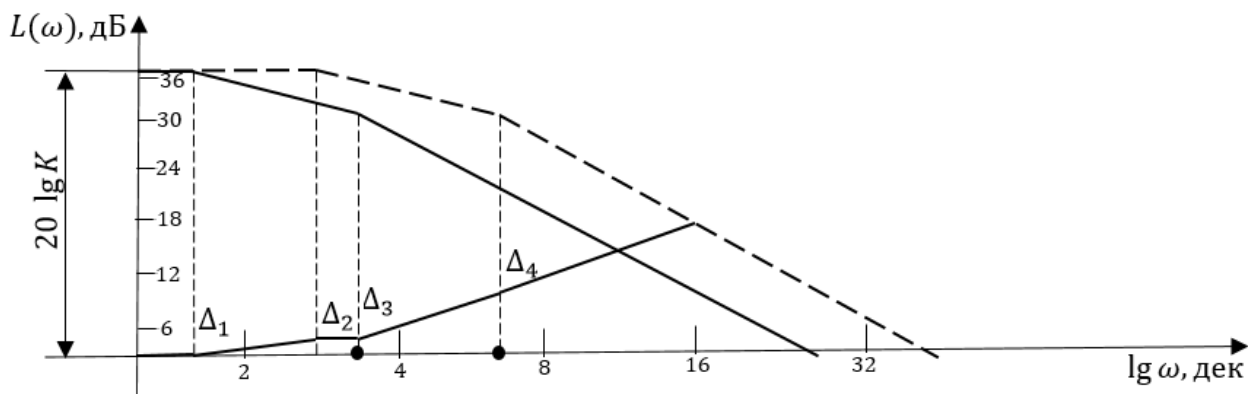


Рис. 39 похибка вихідної і бажаної ЛАЧХ

Отримані похибки і є межами регулювання Рис.40

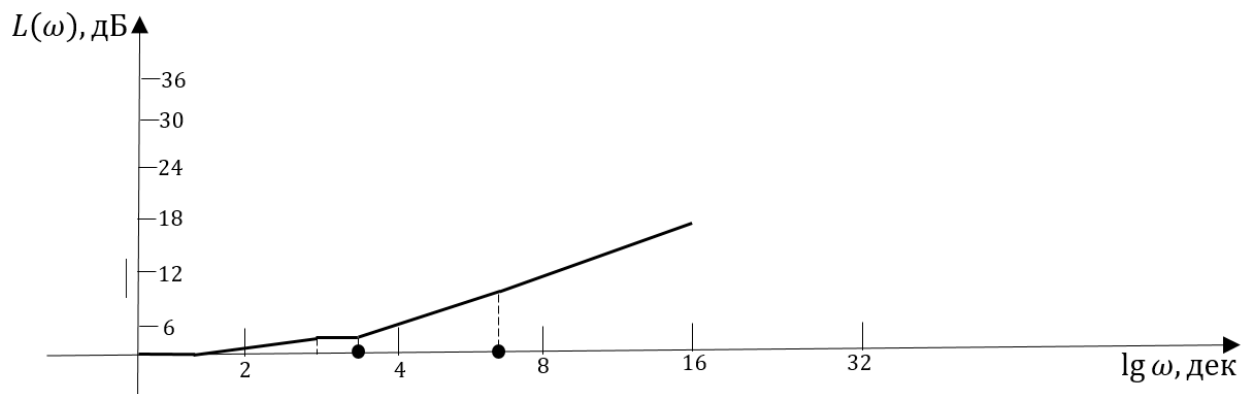


Рис. 40 регулювання ЛАЧХ.

Розділ: Охорона праці

Основні небезпеки на об'єкті: енергобезпека (експлуатація електрообладнання), вибухо-пожежонебезпека, хімічна небезпека, фізична небезпека, кібернебезпека.

Як і для кожної іншої електроустановки необхідно забезпечити достатній рівень заземлення.

Розрахунок захисного заземлення

Визначаємо параметри заземлення (кількість, розміри і розміщення для захисту пристрою, вертикальних і горизонтальних електродів).

Характеристика електроустановки $U_{ном} = 220\text{В}$.

Регулятор Тиску ДУ-200 встановлений на газогонній магістралі в Кліматичній зоні I [13, табл.3.1], установка з малим струмом замикання, тому замикання на землю з компенсацією ємнісних струмів як розрахунковий приймається струм, рівний 125% номінального струму компенсаційних апаратів. Маємо установку до 1кВ, з глухозаземленою нейтраллю і опором заземлюючого пристрою, розташованого в безпосередній близькості від нейтралі чи одиночного повторного заземлення нульового робочого проводу для мережі 220/127 В, найбільші опори заземлюючого пристрою ($r_{оп}$) дорівнює 60 Ом [13, табл.3.2]. Підраховуємо опір природних заземлювачів те ж для зануреного в землю на t_0 від поверхні за формулою [13,(3.5)]:

$$R_B = \frac{\rho}{2 \cdot \pi \cdot l} \ln \frac{l^2}{dt} \quad (128)$$

де ρ - питомий опір ґрунту, Ом · м із [--,Табл.3.3] $\rho_1 = 20 \text{ Ом} \cdot \text{м}$, $\rho_2 = 9 \text{ Ом} \cdot \text{м}$;

l – довжина заземлювача, $l = 5 \text{ м}$; d - діаметр круглого заземлювача, $d = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ м}$; t – відстань від поверхні землі до центра заземлювача, $t = 0,7 \text{ м}$.

$$R_B = \frac{20}{2 \cdot \pi \cdot 5} \ln \frac{25^2}{15 \cdot 10^{-3} \cdot 0,7} = 12,37 \text{ Ом}.$$

Опір розтіканню природних заземлювачів системи R_i визначається за формулою [13,(3.11)]:

$$R_i = 0,5 \frac{\rho_3}{\sqrt{S}} \quad (129)$$

де $r_{он}$ – опір заземлення однієї опори, $r_{он} = 60 \text{ Ом}$, приймається з урахуванням сезонних коливань питомого опору ґрунту [13, табл.3.3]; $r_m = 0,15 \cdot \frac{l}{S}$ - активний

опір сталевго троса перетином S , мм², на довжині одного прольоту l , м; n_m – число тросів на опорі.

$$R_i = 0,5 \frac{17,25}{5} = 3,45 \text{ Ом.}$$

де S – площа, обмежена периметром будинку, $S = 25 \text{ м}^2$, ρ_3 - питомий еквівалентний електричний опір ґрунту, Ом·м, що визначається за формулою [13,(3.13)]:

$$\rho_3 = \rho_1 \left(1 - e^{-\alpha \frac{h_1}{\sqrt{S}}} \right) + \rho_2 \left(1 - e^{-\beta \frac{\sqrt{S}}{h_1}} \right), \quad (130)$$

де ρ_1, ρ_2 - питомий опір верхнього і нижнього шарів землі відповідно $\rho_1 = 20 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ $\rho_2 = 9 \text{ Ом}\cdot\text{м}$; h_1 – товщина верхнього шару землі, м; α, β - безрозмірні коефіцієнти, що залежать від співвідношення питомих опорів шарів землі $\alpha = 3,6, \beta = 0,1$

$$\rho_3 = 20 \left(1 - e^{-3,6 \frac{2}{5}} \right) + 9 \left(1 - e^{-0,1 \frac{5}{2}} \right) = 17,25 \text{ Ом}\cdot\text{м},$$

Визначається необхідний опір штучних заземлювачів [13,(3.15)]:

$$R_u = \frac{R_i \cdot R_{\text{ПВЕ}}}{R_i + R_{\text{ПВЕ}}}, \quad (131)$$

де R_l – опір розтіканню природних заземлювачів; $R_{\text{ПВЕ}}$ – припустимий опір розтіканню заземлюючого пристрою, [13,табл. 3.2].

$$R_u = \frac{3,45 \cdot 60}{3,45 + 60} = 3,66 \text{ Ом.}$$

Визначається розрахунковий питомий опір ґрунту для однорідного ґрунту [13,(3.16)]:

$$\rho_{\text{роз}} = \rho_{\text{вим}} \cdot \Psi \quad (132)$$

де Ψ - коефіцієнт сезонності для вертикального і горизонтального електродів, обумовлений за [13,табл. 3.4] $\Psi = 1,4$;

$$\rho_{\text{роз}} = 20 \cdot 1,4 = 28 \text{ Ом.}$$

Для однорідного ґрунту розрахунок опору заземлювача ведеться в такій послідовності [13,(3.19)]:

$$R = \frac{R_B R_\Gamma}{R_B \eta_B + R_\Gamma \eta_\Gamma n}, \quad (133)$$

де R_B, R_Γ – опори горизонтального і вертикального заземлювачів $R_B = R_\Gamma = 12,37$ Ом; η_Γ, η_B – коефіцієнти горизонтального і вертикального електродів, $\eta_\Gamma = 0,85, \eta_B = 0,85$. n – кількість вертикальних електродів, $n=2$.

$$R = \frac{12,37 \cdot 12,37}{12,37 \cdot 0,85 - 12,37 \cdot 0,85 \cdot 2} = 4,85 \text{ Ом.}$$

При порівнянні R і R_u виявлена невелика розбіжність.

Визначаємо довжину вертикальних L_B і горизонтальних L_Γ електродів за формулою:

$$L_B = n \cdot l_B = 2 \cdot 5 = 10 \text{ м.}$$

$$L_\Gamma = n \cdot l_\Gamma = 2 \cdot 5 = 10 \text{ м.}$$

де l_B, l_Γ – довжина горизонтального і вертикального електродів;

обчислюється кількість вічок m за однією стороною моделі [13,(3.20)]:

$$m = \frac{L_\Gamma}{2\sqrt{S}} - 1, \quad (134)$$

Отримана величина m округляється до цілого числа, за формулою (3.20)

уточнюється значення L_Γ , м;

$$m = \frac{10}{2\sqrt{25}} - 1 \approx 1.$$

довжина сторони вічка в моделі [13,(3.21)]:

$$b = \frac{\sqrt{S}}{m}, \quad (135)$$

$$b = \frac{5}{1} = 5 \text{ м.}$$

відстань між вертикальними електродами в моделі при розміщенні їх по контуру [13,(3.22)]:

$$a = \frac{4\sqrt{S}}{n}, \quad (136)$$

$$a = \frac{4 \cdot 5}{2} = 10 \text{ м.}$$

відносна глибина занурення в землю вертикальних електродів у моделі [13,(3.23)]:

$$t_{от} = \frac{l_B + t_0}{\sqrt{S}}, \quad (137)$$

$$t_{от} = \frac{0,91+0,7}{5} = 0,322.$$

відносна довжина верхньої частини вертикального заземлювача, що знаходиться у верхньому шарі ґрунту товщиною h [13,(3.24)]:

$$l_{от} = \frac{h_c - t_0}{l_B}, \quad (138)$$

$$l_{от} = \frac{1,5-0,7}{5} = 0,16.$$

шуканий розрахунковий опір штучного заземлювача визначається за формулою [13,(3.28)]:

$$R = A \frac{\rho_3}{\sqrt{S}} + \frac{\rho_3}{L_r + L_B}, \quad (139)$$

де $A = 0,17352$.

$$R = 0,17352 \frac{28}{5} + \frac{28}{10+10} = 2,37.$$

Протипожежна безпека

Через вибухонебезпечність і пожежну небезпеку використовуємо іскро неутворююче обладнання: використовуємо двигун без контактних щіток, керуючий драйвер виконаний на напівпровідниках з ціллю запобігання утворення іскри. Також напруга керування зменшена до +5 В, на мікроконтролері програмно вимикаємо вимикаються контактні реле, додатково використовуємо герметичні кнопки і використовуємо малий струм і напругу, розташували у окремій вибухо-пожежозахищеній шафі. Бажано використовувати для ланки керування цифровий нуль (напруга не вище 2,5 В шляхом підтяжки до одиниці через підтягуючий резистор). Також необхідно встановлювати окрім датчиків виявлення пожежі (наявність диму, та/або підвищення температури) додатково датчики – газоаналізатори, що в разі спрацювання будуть сповіщати про виток газу. Окрім вибухо-пожежонебезпеки існує хімічна небезпека.

Це необхідно окрім вибухової небезпеки використовувати для запобігання отруєнню в зв'язку з тим, що газ викликає задуху, запаморочення. Більш важкі вуглеводороди викликають небезпечні отруєння при великих концентраціях за рахунок трансформації в організмі у формальдегіди та мурашину кислоту.

При проектуванні системи автоматичного керування з точки зору кібербезпеки бажано мінімізувати можливість зовнішнього втручання в процес керування, іншими словами бажано створити замкнену систему керування, в гіршому випадку комбіновану систему з відповідними перевітками прав керування, або без можливості доступу пристроїв дистанційного керування не під'єднаних до мережі (система «Розумний будинок» - це добре, але враховуючи потенційну небезпеку та наслідки до яких може призвести несанкціоноване втручання в систему керування, метод замкненого керування набагато безпечніше).

Економічний розділ

1 Мета та задачі

Електропостачання регулятора тиску газопровідної магістралі повинно задовольняти і забезпечувати умови економічності прийнятих технічних рішень зі збереженням необхідного рівня надійності живлення встановлених струмоприймачів для виконання всіх запроєктованих технологічних операцій.

У спеціальній частині розроблена система електропостачання даного цеху. Прийняті рішення потребують оцінки економічних показників мережі.

До числа економічних показників відносяться наступні:

- капітальні вкладення на спорудження мережі;
- відрахування від капітальних витрат на експлуатацію внутрішньоцехової мережі та амортизаційні відрахування;
- вартість втрат електричної енергії.

2 Розрахунок капітальних витрат

Розрахунок капітальних вкладень на збір пристрою виконаємо за показниками вартості її основних елементів: крокового двигуна; драйвера; кабелю живлення; контролера і засувки.

Вартість монтажних-налагоджувальних робіт складає 10% від вартості електрообладнання.

Транспортно-заготівельні і складські витрати нехтуються через доставку і зберігання обладнання у самого підприємства.

Капітальні витрати на здійснення запропонованого варіанту розраховуються наступним чином [14,(4.1)]:

$$K_{np} = K_{об} \left(\sum_{i=1}^k C_i \right) + Z_{мзс} + Z_m + Z_n + Z_{np}, \quad (140)$$

де $K_{об} \left(\sum_{i=1}^k C_i \right)$ – сумарна вартість комплектуючих елементів;

k - кількість необхідних комплектуючих елементів;

$Z_{мзс}$ – транспортно-заготівельні і складські витрати, $Z_{мзс} = 0$;

Z_m – витрати на монтажні роботи, $Z_m = 3\,320$ грн.;

Z_n - витрати на налагоджувальні роботи $Z_n = 0$;

Z_{np} – інші одноразові вкладення грошових коштів, $Z_{np} = 0$.

Розрахунок капітальних витрат наведено в таблиці 1 згідно даних заводів-виробників та представників ринку електрообладнання.

Таблиця 1 Розрахунок капітальних витрат

№ з/п	Найменування технічних засобів (комплектуючих виробів)	Кількість	Ціна за одиницю, грн.	Сума, грн.
1	Кроковий двигун FL130BYG-2503	1	10 500	10 500
2	Драйвер 2DM2280	1	4080	4080
3	Кабель 0,4 кВ КВВГЕ	20	36	720
4	контроллер ПЛК Controllino MAXI	1	4174	4174
5	Засувка 30Ч906БР ДУ200	1	8000	8000
ВСЬОГО				27 474

$$K_{np} = 27\,474 + 0 + 3\,320 + 203 + 0 = 30\,997 \text{ грн.}$$

Витрати на монтажні і на налагоджувальні роботи визначаємо [14,(4.2)]:

$$Z_{M(H)} = \sum (Ч_i \times a_i \times t_i) \times K_{\partial} \times K_{CM} \times K_{np} \quad (141)$$

де $Ч_i$ – чисельність працівників i -го розряду, необхідних для виконання певного обсягу монтажних і налагоджувальних робіт, $Ч_i = 6$ чол.;

a_i – годинна тарифна ставка працівника, $a_i = 85,3$ грн.;

t_i – час, необхідний для виконання певного обсягу монтажних і налагоджувальних робіт, $t_i = 5$ год.;

K_{∂} – коефіцієнт, що враховує розмір доплат, $K_{\partial} = 1$;

K_{CM} – коефіцієнт, що враховує єдиний соціальний внесок, $K_{CM} = 1$;

K_{np} – коефіцієнт, що враховує інші витрати на здійснення монтажних і налагоджувальних робіт, $K_{np} = 1,1$.

$$Z_M = \sum (6 \times 85,3 \times 6) \times 1 \times 1 \times 1,1 = 3\,320 \text{ грн.}$$

$$Z_H = \sum (1 \times 76,7 \times 2) \times 1 \times 1,2 \times 1,1 = 203 \text{ грн.}$$

3 Розрахунок експлуатаційних витрат

До основних статей експлуатаційних витрат електротехнічного устаткування відносяться:

Сума амортизаційних відрахувань (C_a);

Сума заробітної плати обслуговуючого персоналу ($C_з$);

Сума єдиного соціального внеску (C_c);

Сума витрат на технічне обслуговування й поточний ремонт (C_T);

Сума вартості електроенергії, що буде споживана об'єктом проектування ($C_э$);

Сума інших експлуатаційних витрат ($C_{пр}$).

Таким чином, річні експлуатаційні витрати складуть [14,(4.3)]:

$$C = C_a + C_з + C_c + C_T + C_э + C_{пр}, \quad (142)$$

$$C = 86,18 + 0 + 0 + 20907 + 76650 + 0 = 97\ 644 \text{ грн.}$$

А. Розрахунок амортизаційних відрахувань (C_a).

Вартістю основних засобів і нематеріальних активів, що амортизується, є первісна або переоцінена вартість основних засобів і нематеріальних активів за вирахуванням їх ліквідаційної вартості [14,(4.4)]:

$$\Phi_a = \Phi_{п} - Л, \quad (143)$$

де $\Phi_{п}$ – первісна вартість об'єкта основних засобів;

$Л$ – розрахункова ліквідаційна вартість основних засобів, вважаємо її рівною нулю.

Норма амортизації дорівнює [14,(4.5)]:

$$H_A = \frac{\Phi_{п} - Л}{\Phi_{п} \cdot T_{п}} \cdot 100, \% \quad (144)$$

де $T_{п}$ – термін корисного використання (амортизаційний період).

Тоді річні амортизаційні відрахування АВ дорівнюють [14,(4.6)]:

$$AB = \frac{\Phi_{п} \cdot H_A}{100}, \quad (145)$$

Результати розрахунків заносяться в табл.2.

Таблиця 2 Розрахунок амортизаційних відрахувань

№ з/п	Найменування	Капітальні інвестиції, тис. грн.	Норма амортизації, %	Сума амортизації, тис. грн.
1.	Кроковий двигун	10,5	20	0,021
2.	Драйвер	4,08	50	0,0204
3.	Кабель КВВГЕ	0,04	20	0,00008
4.	Мікроконтролер ПЛК	4,174	50	0,0287
5.	Засувка ДУ200	8	20	0,016

Розрахунки заробітної плати, додаткової заробітної плати і єдиного соціального внеску не проводиться через автоматизацію і не потрібності робітників для експлуатації у нормальному режимі роботи.

Б. Річні витрати на технічне обслуговування і поточний ремонт електротехнічного обладнання, включають витрати на матеріали, запасні блоки, визначено у відсотках від капітальних витрат.

Витрати на технічне обслуговування та поточний ремонт [14,(4.9)]:

$$Z_{\text{тр}} = \sum_{i=1}^n \left(R_i \cdot t_i \cdot m_i \cdot R_{\Sigma i} + \frac{S_i \cdot \Pi_i}{T_i} \cdot T_{\Phi} \right), \quad (146)$$

де n – число пристроїв автоматики, що підлягають ремонту;

R_i – годинна ставка робітників, що виконують ремонт, $R_i=13\ 500$ грн;

t_i – трудомісткість одного ремонту при категорії складності ремонту в одну ремонтну одиницю $t_i = 1,2$;

m_i – число ремонтів за рік $m_i = 0,1$;

R_{Σ} – сумарна категорія складності ремонту, $R_{\Sigma}=1,3$;

S_i - вартість однотипних замінних елементів, грн.;

Π – кількість однотипних замінних елементів;

T – середній термін служби деталей даного типу, год.;

T_{Φ} – число годин роботи апаратури на рік, $T_{\Phi} = 7000$ год.

$$Z_{\text{тр}} = \left(13\,500 \cdot 1,2 \cdot 0,1 \cdot 1,3 + \frac{10500 \cdot 1}{43\,200} \cdot 8760 \right) + \left(13\,500 \cdot 1,2 \cdot 0,1 \cdot 1,3 + \frac{4080 \cdot 1}{17\,280} \cdot 8760 \right) + \\ \left(13\,500 \cdot 1,2 \cdot 0,1 \cdot 1,3 + \frac{40 \cdot 1}{43\,200} \cdot 8760 \right) + \left(13\,500 \cdot 1,2 \cdot 0,1 \cdot 1,3 + \frac{4174 \cdot 1}{17\,280} \cdot 8760 \right) + \\ \left(13\,500 \cdot 1,2 \cdot 0,1 \cdot 1,3 + \frac{8000 \cdot 1}{17280} \cdot 8760 \right) = 20,907 \text{ тис. грн.}$$

Розрахунок вартості спожитої електроенергії

Вартість електроенергії, споживаної об'єктом проектування протягом року, визначається виходячи з його встановленої потужності, річного фонду робочого часу об'єкта проектування, втрат електроенергії та тарифу за формулою [14,(4.10)]:

$$C_E = W_{\text{п}} \cdot C_E, \quad (147)$$

де W_p – кількість спожитої за рік електроенергії, $W_p = 21\,900$ кВт • год;

C_e – тариф на електроенергію станом на 10.06,2021 р. складає, 3,5 грн. / кВт • год;

$$C_E = 21\,900 \cdot 3,5 = 76,650 \text{ грн.}$$

Втрати електричної енергії не розраховуємо через дуже малу кількість місць і часу впродовж року.

4 Економічні показники проекту

Таблиця 3 Економічні показники проекту

Найменування показника	Одиниці виміру	Проектний варіант
Капітальні витрати	тис.грн	30,997
Сумарні експлуатаційні витрати	тис.грн	101,52
Технічне обслуговування і поточний ремонт	тис.грн	3,423
Амортизаційні відрахування	тис.грн	0,087

Висновки по розділу

На основі технічних даних щодо прийнятого у спеціальному розділі основного електрообладнання регулятора технологічних параметрів виконано розрахунки капіталовкладень в проект, які складуть 30,997 тис. грн., та експлуатаційні витрати при обслуговуванні даного обладнання, які становлять 101,52 тис.грн. При цьому вартість електричної енергії складе 76,650 тис. грн.

Висновки

Під час роботи було досліджено структуру регулятора тиску, що складався з заслінки, передачі гвинт-гайка, електроприводу і системи керування.

Ознайомився з режимами роботи газопроводу, і виявив залежність між регулюємим тиском і рівномірністю споживання газу. Для стабілізації використовую заслінку для регулювання тиску. Розрахував електропривод, що складається з механічної частини і електричної. Механічній частині розрахував передачу гвинт-гайка, і за отриманими даними і враховуючи специфіку роботи даного обладнання обрав електродвигун. Розрахував режими роботи і проміжки швидкостей і часу режимів для вибору драйвера і мікроконтролера керування. Так як математична працює з ідеальними елементами і режимами, і не виявляє реальних похибок у роботі і режим перерегулювання, тому зібрана імітаційна модель, яка краще відображає і враховує дані проблеми. Додатково були побудовані ЛАЧХ для визначення регулювання сигналів, додатково було проведено розрахунки захисного заземлення, і ціни на обладнання технічного обслуговування і поточних ремонтів з амортизаційними відрахуваннями, монтажу і налагодження. Також було розглянуті питання охорони праці.

Використані джерела

1. https://eegas.com/ukr_090115r.htm
2. https://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%93%D0%B0%D0%B7%D0%BE%D1%82%D1%80%D0%B0%D0%BD%D1%81%D0%BF%D0%BE%D1%80%D1%82%D0%BD%D0%B0_%D1%81%D0%B8%D1%81%D1%82%D0%B5%D0%BC%D0%B0_%D0%A3%D0%BA%D1%80%D0%B0%D1%97%D0%BD%D0%B8
3. С.В. Петухов, М.В. Кришьянс – Электропривод промышленных установок, учебное пособие, Архангельск 2015
4. <https://elib.belstu.by/bitstream/123456789/9783/13/pm-lekciya-13.pdf>
5. <https://books.ifmo.ru/file/pdf/1153.pdf>
6. <http://www.inggu.ru/upload/lectures/%D0%BA%D1%83%D1%80%D1%81%20%D0%BB%D0%B5%D0%BA%D1%86%D0%B8%D0%B8%20%D0%BB%D0%BE%20%D1%8D%D0%BF%20%D0%B8%20%D1%8D%D0%BE%20%D0%B3%D1%85%D0%B4.pdf>
7. <https://stepmotor.ru/%D0%BA%D0%B0%D1%82%D0%B0%D0%BB%D0%BE%D0%B3/fl130byg-2503>
8. <https://tehprivod.su/poleznaya-informatsiya/preimushchestva-i-nedostatki-asinkhronnogo-dvigatelya.html>
9. <https://www.electrocentr.com.ua/files/documentation/SE/TechLibrary/SolutionGuide/3-Motors.pdf>
10. <http://www.inggu.ru/upload/lectures/%D0%BA%D1%83%D1%80%D1%81%20%D0%BB%D0%B5%D0%BA%D1%86%D0%B8%D0%B8%20%D0%BB%D0%BE%20%D1%8D%D0%BF%20%D0%B8%20%D1%8D%D0%BE%20%D0%B3%D1%85%D0%B4.pdf>
11. М.Г. Попович, О.В. Ковальчук – Теорія автоматичного керування
12. ТРУ147036
13. Методичні вказівки з розрахункової частини розділу «Охорона праці» для студентів в дипломних проектах студентів інституту електроенергетики. Частина 1, Дніпропетровськ НГУ 2004
14. Методичні вказівки до виконання економічної частини кваліфікаційної роботи для студентів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», Дніпро 2021