

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
„КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ” ім. Сікорського

Аналогові системи

Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт з
дисципліни „Теорія автоматичного керування”
для студентів спеціальності „Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані
технології”

Рекомендовано Вченою радою інженерно-хімічного факультету

Київ
НТУУ «КПІ»
2016

Аналогові системи: Метод. вказівки до виконання лабораторних робіт з дисципліни „ Теорія автоматичного керування ” для студентів спеціальності „Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технологічні комплекси” / Уклад.: О.В. Ситніков”, 2016. – 42с.

Гриф надано Вченою радою ІХФ

(Протокол № від 2016р.)

Навчальне видання

АНАЛОГОВІ СИСТЕМИ

Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт з дисципліни „Теорія автоматичного керування ” для студентів спеціальності „Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології”

Укладачі: Ситніков Олексій Володимирович

Відповідальний редактор А.І.Жученко, д-р техн.наук, проф.

Рецензент : А.Р. Степанюк, к.т.н., доц.

Авторська редакція

Зміст

Вступ.....	4
<i>Лабораторна робота №1</i>	
Перехідні та частотні характеристики елементарних динамічних ланок	5
<i>Лабораторна робота №2</i>	
Типові лінійні закони регулювання та розрахунок перехідних характеристик систем керування.....	13
<i>Лабораторна робота №3</i>	
Стійкість замкненої систем керування	18
<i>Лабораторна робота №4</i>	
Настройка системи на заданий показник коливності.....	25
<i>Лабораторна робота №5</i>	
Вплив запізнення та збурення на якість перехідних процесів одноконтурних замкнених систем	29
<i>Лабораторна робота №6</i>	
Розрахунок каскадних систем регулювання	33
<i>Лабораторна робота №7</i>	
Метод фазового простору.....	38
Список рекомендованої літератури.....	42

ВСТУП

Дослідження системи автоматичного керування неможливе без моделювання систем та візуального представлення результатів у вигляді графіків, годографів.

Коли не було можливості виводити результати на монітор, графіки, годографи будувалися вручну на міліметровому папері, що призводило до великої трати часу на оформлення одного результату.

З появою перших ЕОМ результат почав виводитись у вигляді текстових символів в окремих точках, що імітували графіки. Це не було досконалим, але дозволяло вирішити хоча б одну задачу – економія часу дослідника.

В наші часи задачі дослідження аналогових систем керування спрощені до мінімуму внаслідок наявності високошвидкісного комп'ютера. Всі результати (корені, графіки) виводяться на екран в лічені частки секунди.

Досліднику залишається тільки змінювати параметри настройки системи, параметри об'єкта керування.

Сучасна теорія автоматичного керування вивчається на новітніх програмних засобах, наприклад *MathCad* або *Mathlab*.

В даному посібнику розглянуто методичні вказівки до практичних робіт, які необхідні для ілюстрації матеріалу, що розглядається на лекціях.

Передбачено наступні лабораторні роботи: побудова перехідних та амплітудно – фазових характеристичних елементарних динамічних ланок та перехідні характеристики ланок із запізненням (лабораторна роботи №1); побудова перехідних процесів замкненої системи (лабораторна робота №2); дослідження стійкості системи керування (лабораторна робота №3), метод кореневого годографа (лабораторна робота №4); настройка системи на заданий показник коливності M_k (лабораторна робота №5), розрахунок каскадних систем регулювання (лабораторна робота №6), метод фазового простору (лабораторна робота №7), перехідні процеси в нелінійних системах (лабораторна робота №8).

В теоретичних відомостях приведено приклади побудов.

ПЕРЕХІДНІ ТА ЧАСТОТНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕМЕНТАРНИХ ДИНАМІЧНИХ ЛАНОК

Мета роботи: навчитись будувати перехідні характеристики та частотні; визначити форму графіків перехідних характеристик та годографів АФХ елементарних динамічних ланок та її залежність від параметрів передаточної функції.

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Передаточною функцією об'єкта називають відношення зображення за Лапласом вихідного сигналу ($y(t)$) до зображення за нульових початкових умов вхідного ($x(t)$) $W(p) = \frac{y(p)}{x(p)}$, де p – комплексна змінна.

До елементарних динамічних ланок належать:

1. Безінерційна, передаточна функція якої має вигляд

$$W(p) = k. \quad (1.1)$$

2. Інтегральна

$$W(p) = \frac{k}{p}. \quad (1.2)$$

3. Ідеальна диференціальна

$$W(p) = kp. \quad (1.3)$$

4. Реальна диференціальна

$$W(p) = k \frac{Tp}{Tp + 1}. \quad (1.4)$$

5. Інтегро- диференціальна

$$W(p) = k \frac{\alpha Tp + 1}{Tp + 1}. \quad (1.5)$$

6. Аперіодична I-го порядку

$$W(p) = \frac{k}{Tp + 1}. \quad (1.6)$$

7. Аперіодична II-го порядку

$$W(p) = \frac{k}{a_2 p^2 + a_1 p + 1}, \quad (1.7)$$

де $D = a_1^2 - 4a_2 \geq 0$.

8. Коливна

$$W(p) = \frac{k}{a_2 p^2 + a_1 p + 1}, \quad (1.8)$$

(де $D = a_1^2 - 4a_2 < 0$).

9. Консервативна

$$W(p) = \frac{k}{a_2 p^2 + 1}, \quad (1.9)$$

10. Чистого (транспортного) запізнювання

$$\exp(-p \tau), \quad (1.10)$$

Перехідною характеристикою ланки (системи) $y(t)$ є реакція ланки (системи) на одиничний ступінчатий сигнал $1(t)$ при нульових початкових умовах. Перехідна характеристика може бути визначена розв'язанням диференціального рівняння динаміки (1.6) звичайним чи операторним методом. Для визначення $y(t)$ операторним методом треба домножити передатну функцію на зображення вхідного сигналу (одиничної ступінчастої функції $L[1(t)] = 1/p$).

Засобами *MathCad* побудова виглядає як приведено на рисунку. 1.

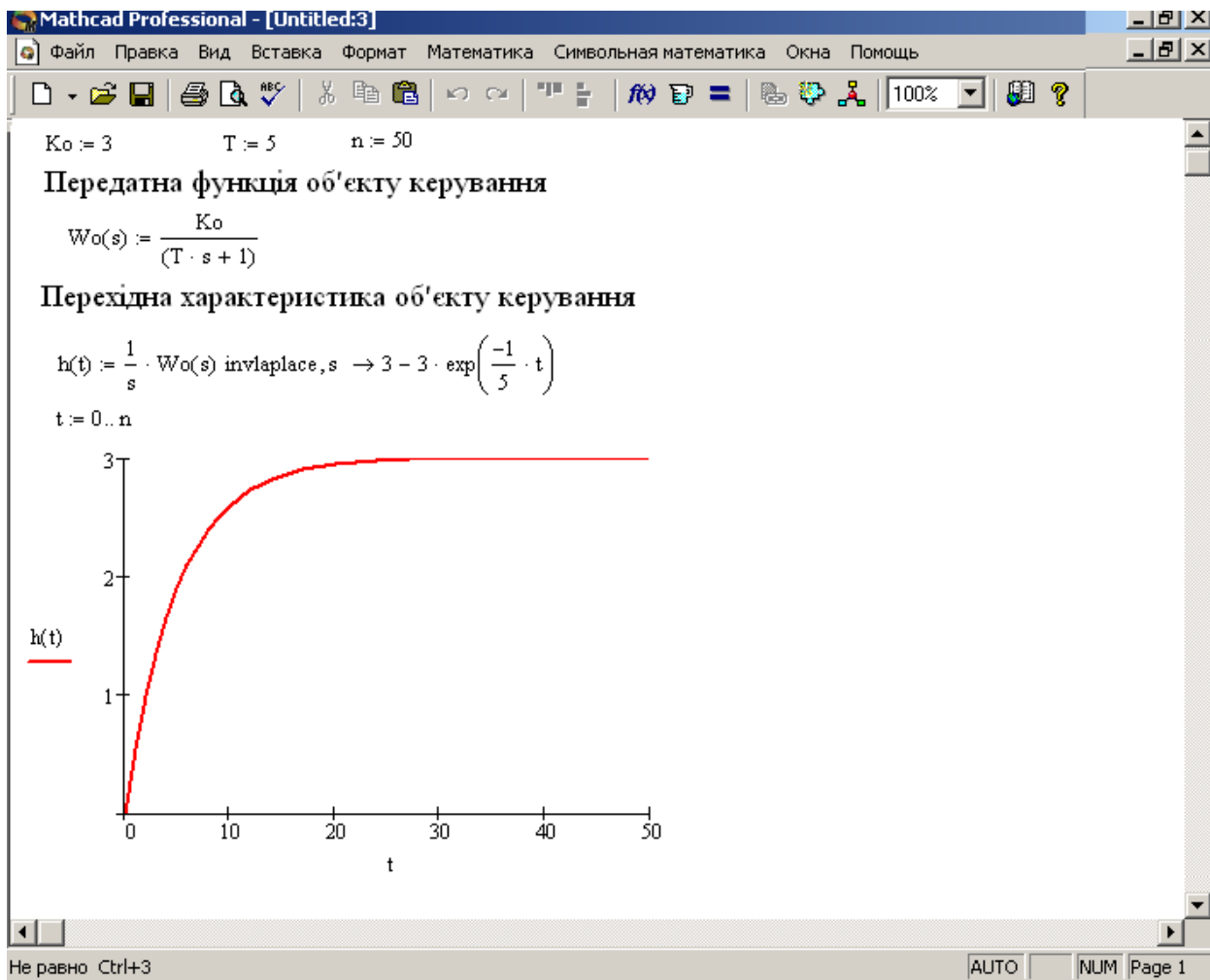


Рис. 1. Приклад побудови перехідної характеристики аперіодичної I-го порядку.

Для об'єкта, що має сигнал $u_1(t)$ на вході і $u_2(t)$ на виході, рівняння (1.3) матиме вигляд:

$$\frac{u_2(p)}{u_1(p)} = \frac{k}{Tp + 1}, \quad (1.11)$$

отже, передатна функція об'єкта:

$$W(p) = \frac{k}{Tp + 1}, \quad (1.12)$$

а зображення його перехідної характеристики матиме вигляд:

$$Y(p) = u_2(p) \cdot W(p) = \frac{k/T}{p(p + 1/T)}, \quad (1.13)$$

де $u_1(p) = 1/p$,

звідки за допомогою таблиць перетворення Лапласа (табл. Додаток 5) дістанемо оригінал, попередньо розклавши зображення вихідного сигналу $u_2(p)$ на алгебраїчну суму елементарних дробів:

$$y(t) = L^{-1} \left[\frac{k/T}{p(p+1/T)} \right] = L^{-1} \left[k \left(\frac{1}{p} - \frac{1}{p+1/T} \right) \right] = k (1 - \exp -t/T) \quad (1.14)$$

Імпульсна перехідна функція (функція ваги) $w(t)$ ланки (системи)- це реакція ланки (системи) на одиничний імпульс $\delta(t)$ (миттєвий імпульс з нескінченно великою амплітудою та одиничною площею). Одиничний імпульс є похідною від одиничного стрибка

$$\delta(t) = \frac{d}{dt} I(t), \quad (1.15)$$

або, в операторній формі

$$\delta(p) = pL^{-1} I(t) = p \frac{1}{p} = 1, \quad (1.16)$$

Тому

$$L w(t) = W(p)\delta(p) = W(p), \quad (1.17)$$

тобто зображення імпульсної перехідної функції дорівнює передаточній функції ланки (системи). Щоб визначити імпульсну перехідну функцію, необхідно знайти оригінал, що відповідає передаточній функції $w(t) = L^{-1}[W(p)]$.

Частотними характеристиками називаються вирази і графіки (годографи), які відображують реакцію ланки на синусоїдальний вихідний вплив в усталеному режимі.

Якщо на вхід ланки подати синусоїдальний сигнал $x(t) = A_{вх} \sin(\omega t)$ наз виході ланки встановляться синусоїдальні коливання з тією ж частотою, але з іншою амплітудою $A_{вих}$ зсунуті по фазі відносно вихідних коливань на величину φ . Тобто вихідний сигнал матиме вигляд $y(t) = A_{вих} \sin \omega t + \varphi$.

Частотні характеристики ланки визначаються на основі її передаточної функції при уявному значенні аргументу, а саме $p = j\omega$.

Нехай $W(p)$ - передаточна функція об'єкта спостереження, тоді $W(j\omega)$ є його **амплітудно - фазовою характеристикою** (АФХ). Її можна подати у вигляді:

$$W(j\omega) = Re(\omega) + j Im(\omega) = |W(j\omega)| e^{j\varphi}, \quad (1.18)$$

де $Re(\omega)$, $Im(\omega)$ - відповідно дійсна та уявна частини $W(j\omega)$;

$|W(j\omega)|$, φ -відповідно модуль та аргумент (фаза) $W(j\omega)$.

Залежність дійсної частини від частоти вхідних коливань ω називають **дійсною частотною характеристикою** (ДЧХ) $Re(\omega)$.

Залежність уявної частини від частоти вхідних коливань ω називають **уявною частотною характеристикою** (УЧХ) $Im(\omega)$

Модуль $|W(j\omega)|$ та аргумент φ комплексного числа $W(j\omega)$ визначаються:

$$\varphi = \arctg \frac{Im(\omega)}{Re(\omega)}, \quad (1.19)$$

$$|W(j\omega)| = \sqrt{Re^2(j\omega) + Im^2(j\omega)}, \quad (1.20)$$

Залежність модуля $W(j\omega)$ від частоти вхідного сигналу ω називається **амплітудно-частотною характеристикою** (АЧХ) $A(\omega)$.

Залежність фази $W(j\omega)$ від частоти вхідного сигналу ω називається **фазо-частотною характеристикою об'єкта** (АЧХ) $\varphi(\omega)$.

Розглянемо передаточну функцію об'єкта, наведену у загальному вигляді:

$$W(p) = \frac{B(p)}{A(p)} \exp(-p\tau), \quad (1.21)$$

де $B(p) = b_m p^m + \dots + b_1 p + b_0$;

$$A(p) = a_n p^n + \dots + a_1 p + a_0, \quad m \leq n.$$

Введемо заміну $p=j\omega$. Тоді поліноми $B(p)$ та $A(p)$ матимуть вигляд:

$$B(j\omega) = b_m (j\omega)^m + b_{m-1} (j\omega)^{m-1} + \dots - b_3 (j\omega)^3 - b_2 (j\omega)^2 + \dots + b_1 j\omega + b_0 = \operatorname{Re}_1(\omega) + j \operatorname{Im}_1(\omega), \quad (1.22)$$

$$A(j\omega) = a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots - a_3 (j\omega)^3 - a_2 (j\omega)^2 + \dots + a_1 j\omega + a_0 = \operatorname{Re}_2(\omega) + j \operatorname{Im}_2(\omega),$$

де $\operatorname{Re}_1(\omega)$, $\operatorname{Re}_2(\omega)$ - дійсні, $\operatorname{Im}_1(\omega)$, $\operatorname{Im}_2(\omega)$ - уявні частини виразів (1.22)

Підставимо (1.22) у формулу (1.21), згрупуємо дійсні та уявні частини чисельника і знаменника та помножимо чисельник і знаменник на величину, спряжену знаменнику:

$$W(j\omega) = \frac{\operatorname{Re}_1(\omega) + j \operatorname{Im}_1(\omega)}{\operatorname{Re}_2(\omega) + j \operatorname{Im}_2(\omega)} \frac{\operatorname{Re}_2(\omega) - j \operatorname{Im}_2(\omega)}{\operatorname{Re}_2(\omega) - j \operatorname{Im}_2(\omega)} \exp(-j\omega\tau) =$$

$$= \frac{\operatorname{Re}_1(\omega)\operatorname{Re}_2(\omega) + \operatorname{Im}_1(\omega)\operatorname{Im}_2(\omega) + j(\operatorname{Re}_2(\omega)\operatorname{Im}_1(\omega) - \operatorname{Re}_1(\omega)\operatorname{Im}_2(\omega))}{\operatorname{Re}_2^2(\omega) + \operatorname{Im}_2^2(\omega)} \quad (1.23)$$

$$\cdot \exp(-j\omega\tau) = (\operatorname{Re}_3(\omega) + j \operatorname{Im}_3(\omega)) \exp(-j\omega\tau)$$

Використовуючи формулу Ейлера $\exp(-j\omega\tau) = \cos(\omega\tau) - j \sin(\omega\tau)$, дістанемо:

$$W(j\omega) = (\operatorname{Re}_3(\omega) + j \operatorname{Im}_3(\omega)) (\cos(\omega\tau) - j \sin(\omega\tau)) = \operatorname{Re}_3(\omega) \cos(\omega\tau) - \operatorname{Im}_3(\omega) \sin(\omega\tau) + j(\operatorname{Im}_3(\omega) \cos(\omega\tau) - \operatorname{Re}_3(\omega) \sin(\omega\tau)), \quad (1.24)$$

Введемо позначення:

$$\operatorname{Re}(\omega) = \operatorname{Re}_3(\omega) \cos(\omega\tau) + \operatorname{Im}_3(\omega) \sin(\omega\tau) \quad (1.25)$$

$$\operatorname{Im}(\omega) = \operatorname{Im}_3(\omega) \cos(\omega\tau) - \operatorname{Re}_3(\omega) \sin(\omega\tau)$$

Тоді АФХ матиме вигляд:

$$W(j\omega) = \operatorname{Re}(\omega) + j \operatorname{Im}(\omega). \quad (1.26)$$

Аргумент ω може змінюватися в діапазоні $(-\infty; +\infty)$, при цьому амплітудно – фазова характеристика (АФХ) буде симетричною відносно дійсної осі на інтервалах $(-\infty; 0)$ та $(0; +\infty)$. З погляду на це, АФХ будується в координатах дійсної $\operatorname{Re}(\omega)$ та уявної $\operatorname{Im}(\omega)$ частин в діапазоні частот ω від 0 до нескінченності.

В *MathCad* реалізовано дві стандартні функції для побудови ДЧХ ($\operatorname{Re}(W(i\omega))$) та УЧХ ($\operatorname{Im}(W(i\omega))$)

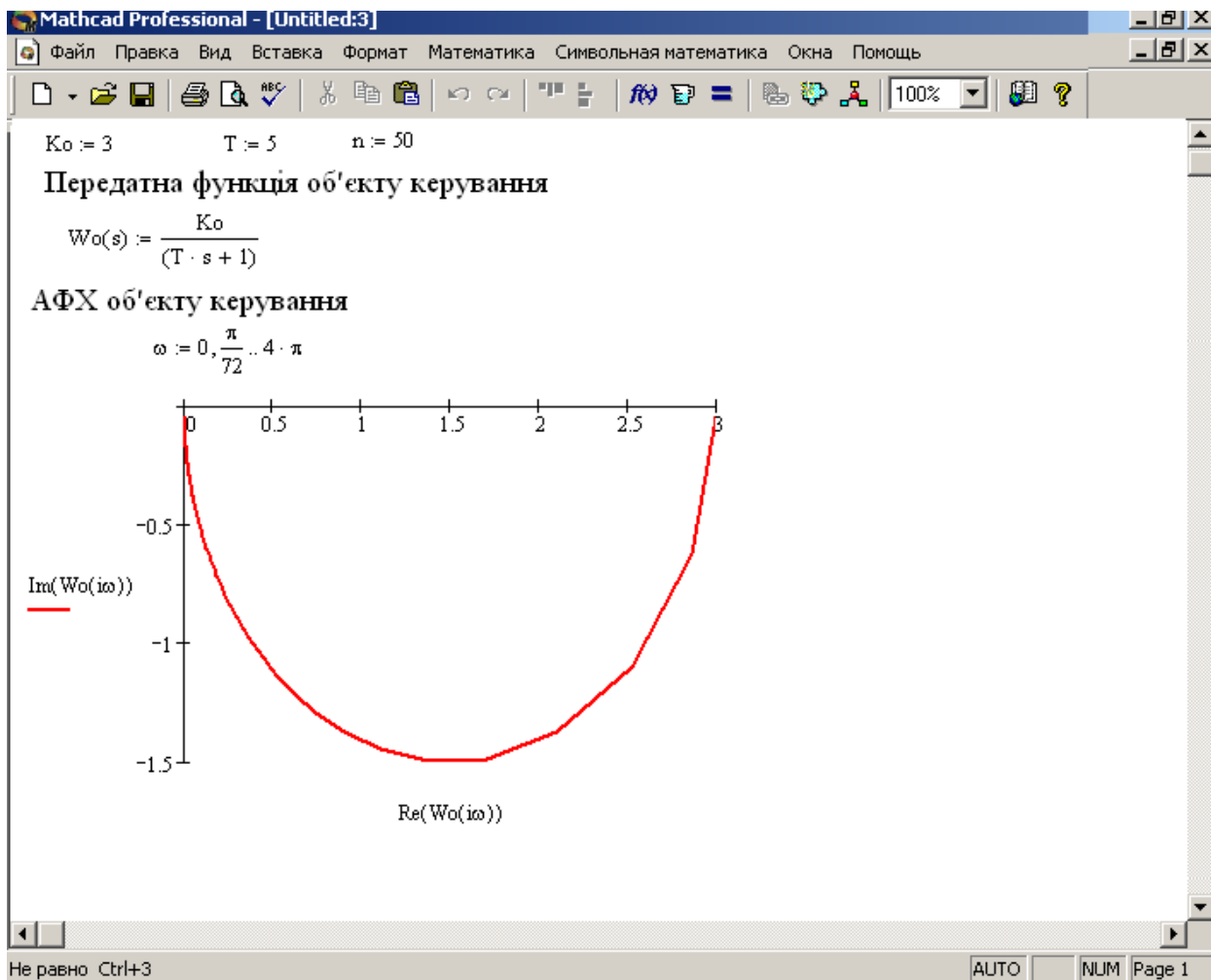


Рис. 2. Приклад побудови АФХ аперіодичної І-го порядку.

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

1. Об'єктом дослідження обрати ланку №1 з переліку.
2. Отримати перехідну характеристику об'єкта.
3. Об'єктом дослідження послідовно обрати решту ланок, повторити пп..2.
4. Об'єктом дослідження обрати ланку №1 з переліку.
5. Побудувати АФХ об'єкта.
6. Об'єктом дослідження послідовно обрати решту ланок, повторити пп..2.

k - номер бригади, T – номер бригади $\times 3$, α – 2 та 0.5 для двох варіантів побудови, a_2 та a_1 вибирати самостійно відповідно для ланки

Звіт повинен містити назву роботи, мету, короткі теоретичні відомості, результати побудов перехідних характеристик та АФХ

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке передаточна функція?
2. Як з диференційного рівняння динаміки об'єкта отримати його передаточну функцію?
3. Які ви знаєте елементарні ланки автоматичних систем керування? Напишіть їх передаточні функції. Наведіть їх перехідні характеристики.
4. Запишіть перехідні характеристики, що відповідають запропонованим ланкам.
5. Як впливає збільшення (зменшення) коефіцієнта k на перехідну характеристику кожної з наведених у табл. 1 ланок?
6. Що таке стала часу інерційної ланки? Як зміниться вигляд перехідної характеристики зі збільшенням (зменшенням) сталої часу?
7. Як впливає наявність транспортного запізнювання в об'єкті на його перехідну характеристику?
8. Як за виглядом перехідної характеристики ланки визначити параметри її передаточної функції.
9. Як побудувати імпульсну перехідну характеристику елемента, якщо відома його передаточна функція?
10. Що таке частотна характеристика об'єкта? Як її отримати?
11. Які види частотних характеристик ви знаєте?
12. Як розрахувати частотні характеристики ланок?
13. Як пов'язані між собою ДЧХ, УЧХ та АЧХ, ФЧХ?
14. Як, маючи АФХ ланки, побудувати $Re(\omega)$, $Im(\omega)$?
15. Як, маючи АФХ ланки, побудувати $A(\omega)$, $\varphi(\omega)$?
16. Що таке запізнення?

ТИПОВІ ЛІНІЙНІ ЗАКОНИ РЕГУЛЮВАННЯ ТА РОЗРАХУНОК ПЕРЕХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ КЕРУВАННЯ

Мета роботи: вивчити залежність форми й темпу протікання перехідної характеристики замкненої системи від параметрів передаточних функцій об'єкта і регулятора (стійкість, характер перехідного процесу, швидкодія).

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

У даній лабораторній роботі моделюється система, що складається з об'єкта та лінійного регулятора $W_p(p)$, що утворюють замкнений контур.

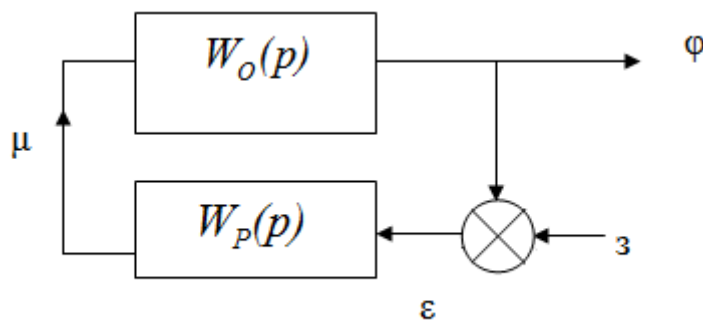


Рис. 1. Структурна схема замкненої одно контурної системи
Передатна функція об'єкта має одну з двох можливих структур :

$$W(p) = \frac{B(p)}{A(p)} e^{-p\tau}, \quad (2.1)$$

$$W(p) = \frac{k}{p^q \prod_{s=1}^r (T_s p + 1)^{n_s}} \quad (2.2)$$

В якості автоматичного регулятора може розглядатись регулятор, що реалізує один з нижче приведених лінійних законів регулювання.

Регулятор	$W(p)$ - регулятора
П – регулятор	$W_p(p) = K_{reg}$;
I – регулятор	$W_p(p) = K_{reg} / p$;
ПД – регулятор	$W_p(p) = K_{reg} (1 + T_v \cdot p)$

ПІ – регулятор	$W_p(p) = K_{reg} \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot p}\right)$
ПІД - регулятор	$W_p(p) = K_{reg} \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot p} + T_v \cdot p\right)$

Передаточна функція $W_{зам}(p)$ замкненої системи регулювання з від’ємним зворотнім зв’язком має вигляд:

$$W_{зам}(p) = \frac{W_{роз}(p)}{1 + W_{роз}(p)} \quad (2.3)$$

де $W_{роз}(p)$ - передаточна функція розімкненої системи. Вона має вигляд відношення двох поліномів:

$$W_{роз}(p) = k \frac{B(p)}{A(p)} = k \frac{p^m + b_{m-1}p^{m-1} + \dots + b_1p + b_0}{p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_1p + a_0}; \quad (2.4)$$

$$m \leq n,$$

$$W_{роз}(p) = W_o(p) W_p(p) \quad (2.5)$$

де k – коефіцієнт.

Задачею синтезу системи є вивід перехідної характеристики системи на лінію усталеного значення (1) змінюючи параметри настройки ПІ-регулятора

Засобами *MathCad* побудова виглядає наступним чином (на прикладі ПІ-регулятора та аперіодичної ланки 2-го порядку)

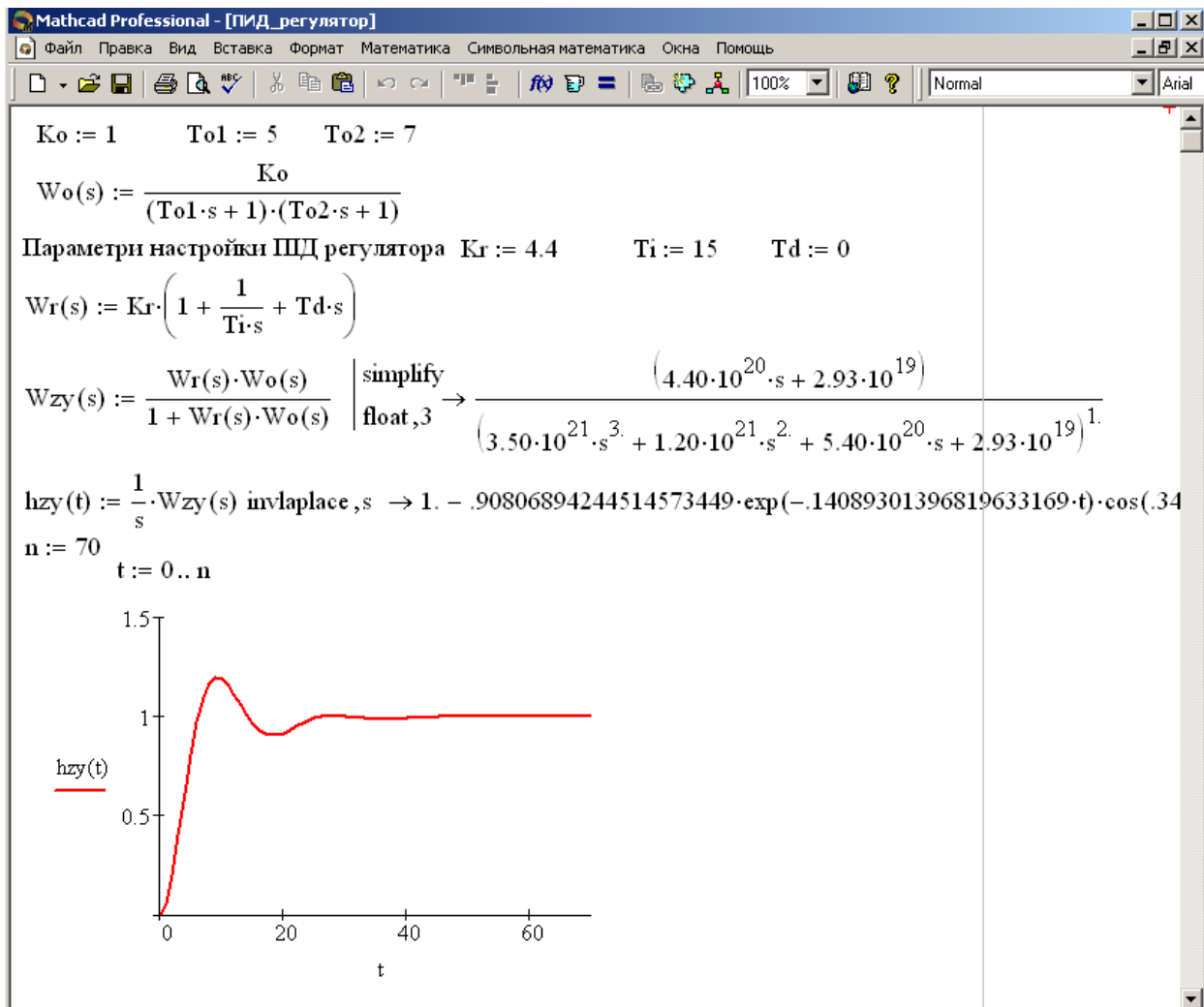


Рис. 2. Синтез системи з ПІ-регулятором та об'єктом у вигляді аперіодичної II-го порядку.

Коли стоїть задача по аналізу впливу параметрів на вид перехідного процесу, то задача реалізується як представлено на рис.3

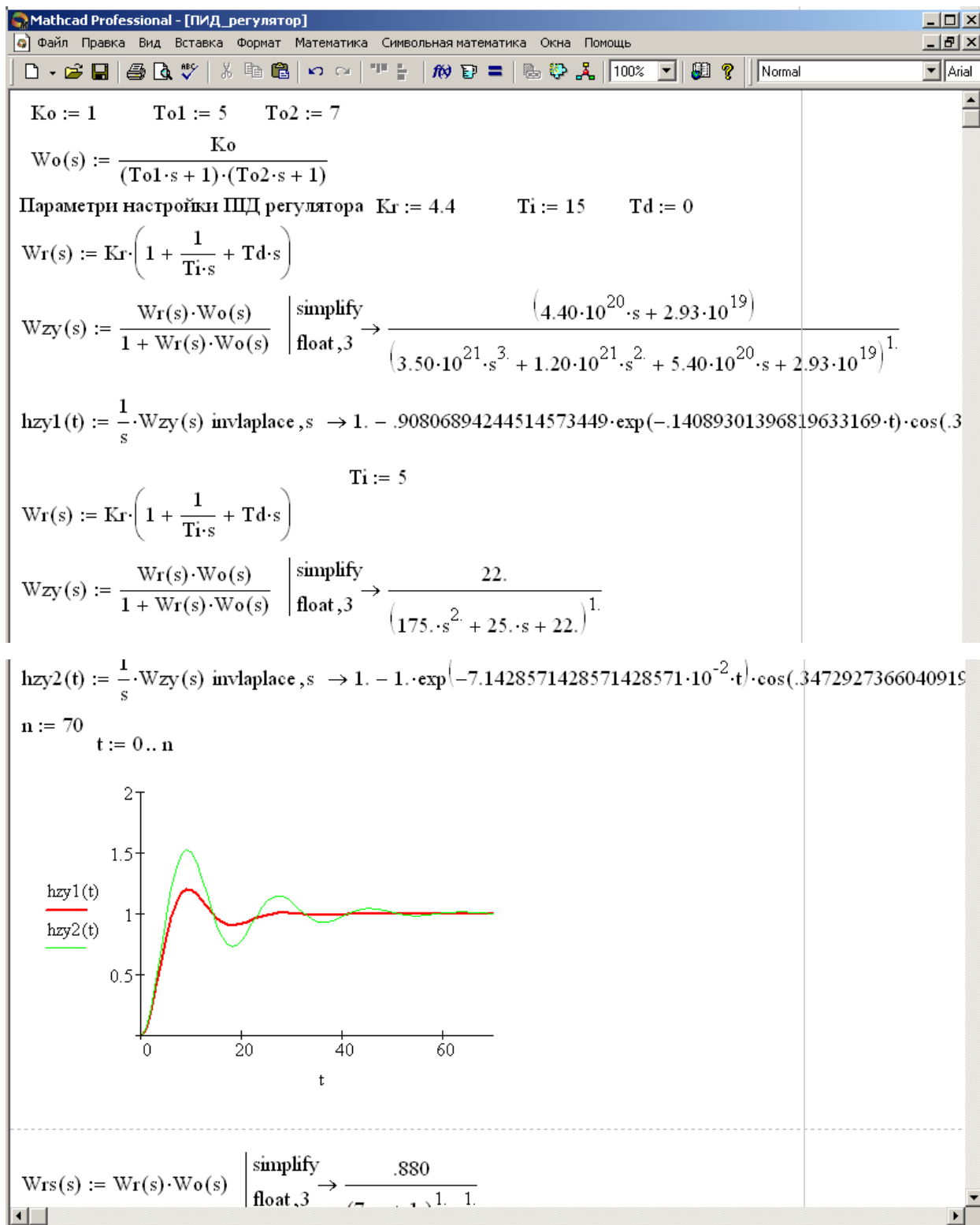


Рис. 3. Дослідження впливу T_i при синтез системи з ПІ-регулятором та об'єктом у вигляді аперіодичної II-го порядку.

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

1. Вибрати, як об'єкт, аперіодичну другого порядку, де k - номер бригади, T_1 – номер бригади x_2 , T_2 – номер бригади x_3 ,
2. Підбрати параметри настройки П-регулятора, при яких система виходить на усталене значення
3. Фіксуються перехідні характеристики, що відповідають проміжним та оптимальним параметрам настройки регулятора (ряд графіків на одній системі координат, що відповідають одному регулятору)
3. Повторити п. 2 та 3 для , I, ПД (прибрати складову $1/ T_i$ в формулі регулятора) та ПІ і ПІД- регулятора
4. Обрати, як об'єкт, ланцюжок однакових аперіодичних ланок першого порядку, де k - номер бригади, T – номер бригади x_3 , $n=3$
5. Повторити виконання п. 2-4

Звіт повинен містити назву роботи, мету, короткі теоретичні відомості, результати побудов перехідних процесів.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Як залежить перехідна характеристика замкненої системи від коефіцієнта передачі регулятора K_p ?
2. Як залежить перехідна характеристика замкненої системи від часу ізодрому регулятора T_i ?
3. Як залежить перехідна характеристика замкненої системи від кількості однакових аперіодичних ланок I порядку в передаточній функції об'єкта?
4. Вміти записати передаточну функцію замкненої системи, використовуючи передаточні функції об'єкта і регулятора.

СТІЙКІСТЬ ЗАМКНЕНОЇ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ

Мета роботи: дослідити вплив розташування коренів характеристичного рівняння системи на її стійкість, вивчити критерій стійкості Гурвиця. Навчитися застосовувати критерії Найквіста та Михайлова для дослідження стійкості замкненої системи регулювання.

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

При проектуванні та експлуатації автоматичних систем керування та регулювання однією з основних вимог до таких систем є вимога стійкості системи. Система автоматичного регулювання є стійкою, якщо при виведенні її з встановленого стану деякою причиною вона повертається в початковий стан після припинення дії цієї причини.

Однією з задач теорії автоматичного регулювання є вивчення процесу зміни керованої величини автоматичної системи керування $y(t)$ у часі під впливом задавального чи збурювального впливу. Функція $y(t)$ може бути записана у вигляді:

$$y(t) = y_{\text{вим}} + y_{\text{пер}}(t), \quad (3.1)$$

де $y_{\text{вим}}$, $y_{\text{пер}}(t)$, - відповідно вимушена і вільна (перехідна) складові.

Для того, щоб система керування була стійкою, необхідно, щоб з часом $y_{\text{пер}}(t)$ прямувало до нуля, тобто:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_{\text{пер}}(t) = 0, \quad (3.2)$$

Зміну $y_{\text{пер}}(t)$ у часі можна визначити як розв'язок однорідного диференційного рівняння, що описує властивості системи.

Нехай задане характеристичне рівняння системи керування, яке відповідає однорідному диференційному рівнянню:

$$a_n p^n + a_{n-1} p^{(n-1)} + \dots + a_1 p + a_0 = 0, \quad (3.3)$$

де a_i – коефіцієнти характеристичного рівняння ($i=0, 1, \dots, n$).

Визначивши корені рівняння (4.3), можна записати загальний розв'язок однорідного диференційного рівняння так:

$$y_{nep}(t) = C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t} + \dots + C_n e^{p_n t}, \quad (3.4)$$

де C_i - коефіцієнти ($i=1, 2, \dots, n$);

p_i - корені характеристичного рівняння ($i=1, 2, \dots, n$), якщо усі корені є дійсними і простими.

Умова (3.2) виконується, якщо кожний з доданків формули (3.4) прямує до нуля. Отже, для стійкості автоматичної системи керування необхідно і достатньо, щоб усі дійсні частини коренів характеристичного рівняння були від'ємними.

Отже, корені характеристичного рівняння системи або об'єкта повною мірою визначають її стійкість. Корені рівняння, в свою чергу, безпосередньо залежать від його коефіцієнтів. Для стійкості системи керування необхідно (для системи першого та другого порядку і достатньо), щоб усі коефіцієнти характеристичного рівняння були додатними.

З виразу (3.4) випливає, що чим далі від уявної осі у лівій півплощині знаходяться корені характеристичного рівняння системи, тим швидше закінчуються перехідні процеси у системі. При наближенні системи до межі стійкості корені рівняння зсуваються на комплексній площині до уявної осі. В нестійкому стані системи, принаймні, деякі корені характеристичного рівняння розташовані праворуч від уявної осі.

Одним з показників якості систем керування є ступінь віддалення від уявної осі коренів характеристичного рівняння замкненої системи. Відстань найближчого кореня від уявної осі характеризує запас стійкості системи й називається **ступенем стійкості** цієї системи. Якщо він додатний, то система стійка, якщо від'ємний – нестійка.

Критерій стійкості Гурвиця дозволяє досліджувати стійкість системи керування безпосередньо по коефіцієнтах її характеристичного рівняння без визначення його коренів. Він формулюється так:

Для стійкості лінійної системи необхідно і достатньо, щоб були строго додатними n діагональних мінорів матриці коефіцієнтів її характеристичного рівняння (4.3) виду:

$$\begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \dots & 0 & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_2 & a_0 \end{vmatrix} \quad (a_n > 0).$$

Діагональні мінори визначники Гурвиця мають вигляд:

$$\Delta_1 = a_{n-1} > 0; \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix} > 0; \quad \Delta_3 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix} > 0;$$

Оскільки можна записати останній визначник $\Delta_n = \Delta_{n-1}A_0$, його додатне значення при $\Delta_{n-1} > 0$ зводиться до умови $a_0 > 0$.

Критерій Найквіста дозволяє оцінювати стійкість замкненої системи регулювання за амплітудно- фазовою характеристикою (АФХ) розімкненої системи.

Для стійкості замкненої системи необхідно і достатньо, щоб АФХ розімкненої системи при зміні частоти ω від нуля до ∞ не охоплювала точку $(-1, j0)$.

Якщо АФХ має складний вигляд, то частіше використовується інше формулювання критерію.

Для стійкості замкненої системи необхідно і достатньо, щоб різниця між кількістю переходів АФХ розімкненої системи через відрізок дійсної осі $(-1, \infty)$ зверху вниз і знизу вверху при зміні частоти ω від 0 до ∞ дорівнювала $L/2$, де L – кількість коренів з додатною дійсною частиною в характеристичному рівнянні розімкненої системи регулювання. Діапазон зміни ω для побудови АФХ потрібно підібрати таким, щоб мати повну уяву про вигляд АФХ. Тоді можна буде застосувати критерій Найквіста для визначення стійкості замкненої системи регулювання.

В *MathCad* побудова виглядає як показано на рис 1.

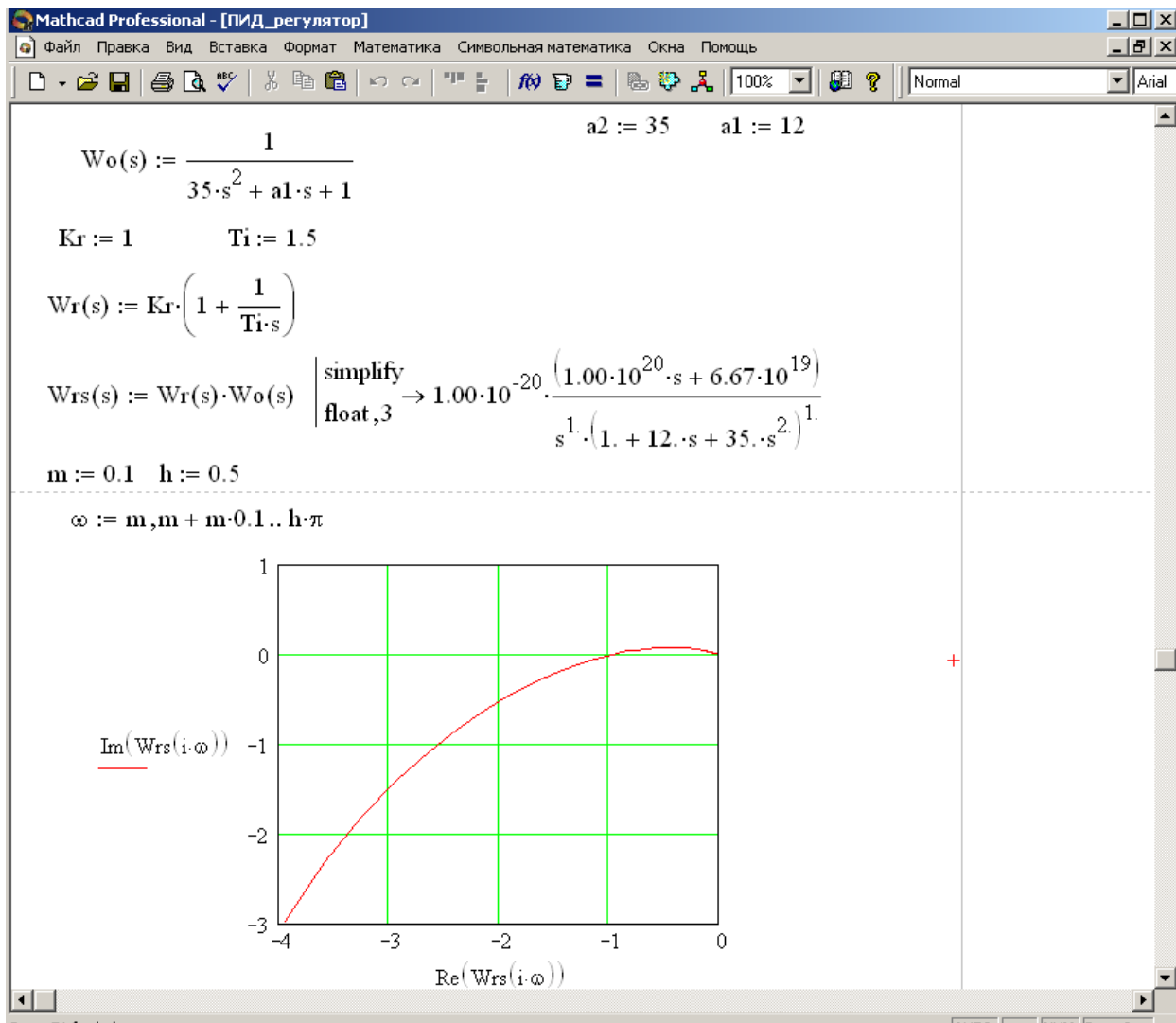


Рис.1. Дослідження стійкості замкненої одно контурної системи з об'єктом у вигляді аперіодичної ланки другого порядку та ПІ-регулятором за допомогою критерію Найквіста

Розглянемо динамічну систему, що складається з об'єкта та регулятора.

Передаточна функція замкненої системи матиме вид:

$$W_{\text{зам}}(p) = \frac{W_{\text{роз}}(p)}{1 + W_{\text{роз}}(p)}, \quad (3.5)$$

Характеристичне рівняння замкненої системи:

$$1 + W_{\text{роз}}(p) = 0, \quad (3.6)$$

Характеристичний поліном системи можна представити в формі

$$D(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_2 p^2 + a_1 p + a_0. \quad (3.7)$$

Зробимо заміну $p = j\omega$. Згрупуємо дійсні та уявні частини отриманого виразу:

$$D(j\omega) = \operatorname{Re}(\omega) + j \operatorname{Im}(\omega), \quad (3.8)$$

де

$$\operatorname{Re}(\omega) = a_0 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - \dots; \quad (3.9)$$

$$\operatorname{Im}(\omega) = a_1\omega - a_3\omega^3 + a_5\omega^5 - \dots; \quad (3.10)$$

Змінюючи ω від 0 до ∞ , розраховуємо вирази (3.8) на площині Re та Im будуємо відповідну рівнянню (3.8) криву, що називається **годографом Михайлова**.

Критерій Михайлова формулюється так.

Для стійкості лінійної системи n -го порядку необхідно і достатньо, щоб зміна аргумента функції $D(j\omega)$ дорівнювала $n \frac{\pi}{2}$ при зміні частоти від 0 до ∞ , тобто

$$\Delta \arg D(j\omega) = N \frac{\pi}{2}, \quad \omega \in (0, \infty), \quad (3.11)$$

Отже, система буде стійкою, якщо годограф Михайлова проходить проти годинникової стрілки послідовно n квадратів, де n – ступінь характеристичного рівняння. Діапазон зміни ω потрібно підібрати таким, щоб мати повну уяву про вигляд годографа Михайлова.

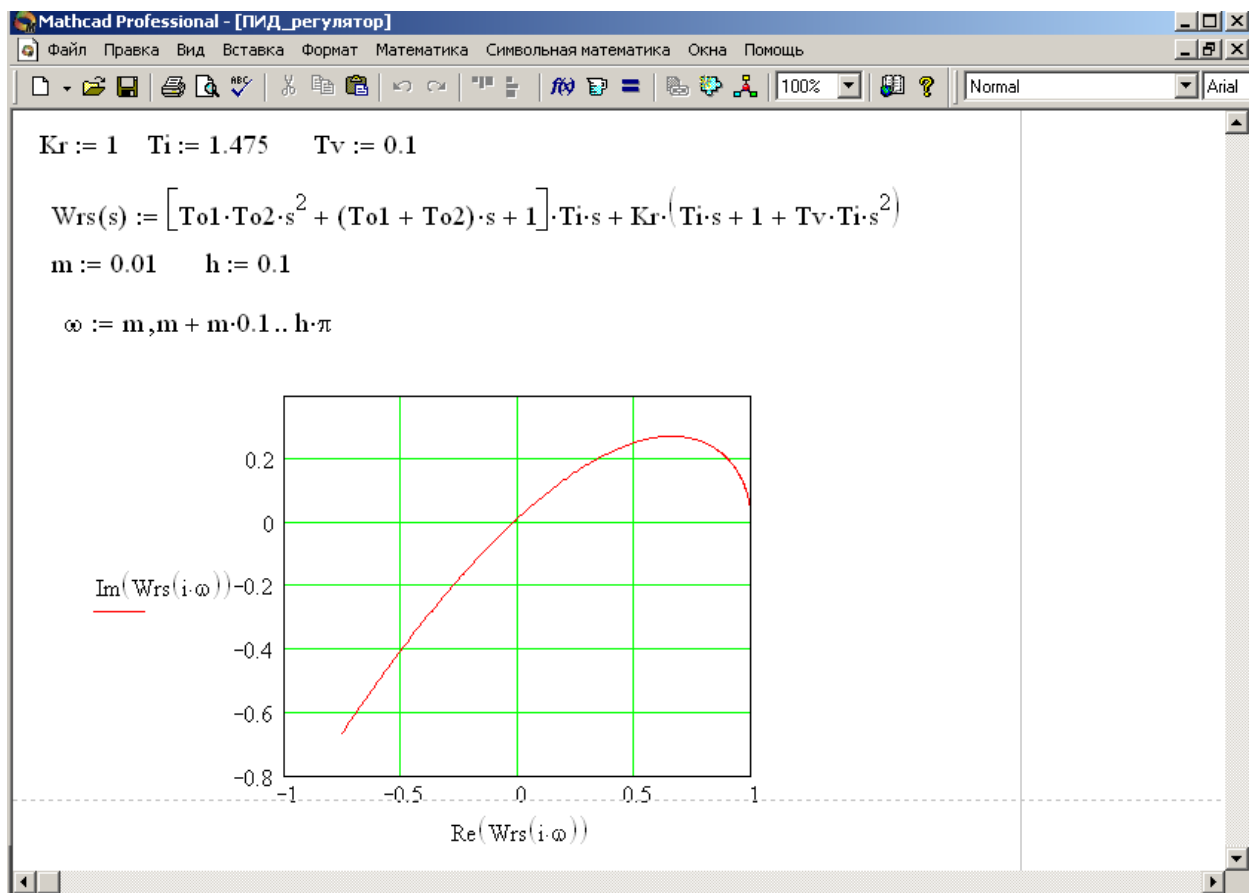


Рис.2. Дослідження стійкості замкненої одно контурної системи з об'єктом у вигляді аперіодичної ланки другого порядку та ПІ-регулятором за допомогою критерію Михайлова

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

1. Для системи об'єктом оберіть аперіодичну ланку 2-го порядку та регулятор ПІ
2. Отримайте характеристичне рівняння замкненої системи.(значення коефіцієнтів передатних функцій брати з лабораторної роботи №2)
3. Сформууйте матрицю та головні визначники Гурвиця.
4. Визначне параметри настройки системи з ПІ-регулятором, що забезпечують стійкість системи за Найквістом, виводять на межу стійкості та роблять систему не стійкою
5. Визначне параметри настройки системи з ПІ-регулятором, що забезпечують стійкість системи за Михайловим, виводять на межу стійкості та роблять систему не стійкою
6. Повторити п. 4 та 5 для І, ПД, ПІ та ПІД – регулятора.

Звіт повинен містити назву роботи, мету, короткі теоретичні відомості, результати дослідження стійкості за критеріями Михайлова і Найквіста

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке стійкість системи? Яка загальна властивість коренів характеристичного рівняння стійкого об'єкту дослідження?
2. В чому полягає необхідна умова стійкості об'єкта дослідження?
3. Як визначити за коренями характеристичного рівняння стійка система чи ні?
4. Що таке ступінь стійкості системи?
5. Чи може бути стійкою система регулювання, що містить нестійкий об'єкт керування? Доведіть на прикладі.
6. Сформулюйте критерій стійкості Гурвиця.
7. В чому полягає суть критерію стійкості Найквіста?
8. Сформулюйте критерій стійкості Михайлова.

НАСТРОЮВАННЯ СИСТЕМИ ИЗ ЗАДАНИЙ ПОКАЗНИК КОЛИВНОСТІ

Мета роботи: навчитися налаштувати систему регулювання на заданий показник коливності.

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

При використанні частотних методів розрахунку доцільно застосовувати частотні критерії якості, тобто такі, що не розглядають вид перехідного процесу, а базуються на деяких частотних властивостях системи. Одним з таких критеріїв є показник коливності.

Показником коливності M називають відношення максимального значення амплітудно – частотної характеристики замкненої системи A_{max} до його значення A_0 при нульовій частоті (рис. 5.1).

$$M = \frac{A_{max}}{A_0}, \quad \text{де } A_0 = A(\omega) \Big|_{(\omega=0)}. \quad (5.1)$$

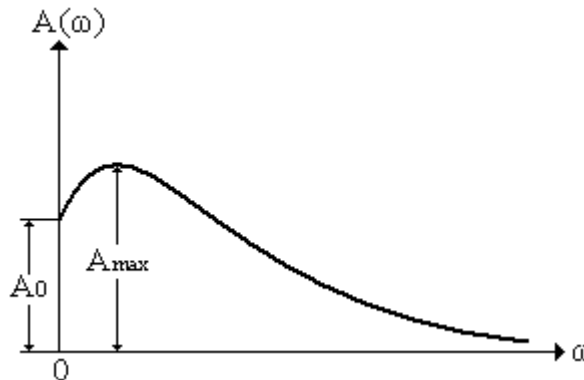


Рис. 1 Амплітудно – частотна характеристика системи.

Швидкодія системи зазвичай тим вища, тим більший її показник коливності M . Однак із підвищенням M зростає схильність системи до коливань, зменшується темп їхнього згасання. Тому потрібне M обирають з умови компромісу між рухливістю системи, з одного боку, і темпом згасання коливань у ній, з другого. Як правило, M задають у діапазоні між 1 (аперіодичні процеси) і 2 (відносно повільні згасаючі коливання). Після визначення бажаного M налаштування системи зводиться до забезпечення заданого M .

Система з П – регулятором, передаточна функція якого

$$W(p) = k_p. \quad (5.2)$$

де k_p - коефіцієнт підсилення регулятора, має один параметр настройки k_p .

Система з ПІ – регулятором, передаточна функція якого

$$W(p) = k_p \left[1 + \frac{1}{T_i p} \right], \quad (5.3)$$

де k_p - коефіцієнт підсилення регулятора;

T_i - час ізодрому, має два параметри настройки k_p та T_i . Але можна знайти нескінченну кількість наборів k_p і T_i . Що забезпечують заданий показник коливності M . Серед них оптимальним буде такий, що відповідатиме умові $\frac{k_p}{T_i} \rightarrow \max$.

Система з ПІД – регулятором, передаточна функція якого

$$W(p) = k_p \left[1 + \frac{1}{T_i p} + T_B p \right], \quad (5.4)$$

де k_p - коефіцієнт підсилення регулятора;

T_i - час ізодрому, T_B - час випередження, має три параметри k_p , T_i і T_B але значення $T_B / T_i = \alpha$ фіксують на певному заданому рівні, як правило, $\alpha \leq 0.5$, тому шукають лише два параметри настройки.

Настроювання на заданий показник коливності M відбувається із залученням так званих M – кіл, центр яких при $M > 1$ знаходиться на від'ємній дійсній напівосі на відстані L від початку координат

$$L = \frac{M^2}{M^2 - 1}, \quad (5.5)$$

а радіус

$$R = \frac{M}{M^2 - 1} = \frac{L}{M}, \quad (5.6)$$

При $M=1$ коло перетворюється на пряму лінію, паралельну осі ординат, що проходить зліва від неї на відстані 0,5. Для значень M від 1 до ∞ можна побудувати сімейство кіл, що розміщені ліворуч від лінії $M=1$. При $M \rightarrow \infty$

коло перетворюється в точку з координатами (-1, 0). Для значень $0 < M < 1$ отримуємо сімейство кіл, що розміщені праворуч від лінії $M=1$. При $M=0$ коло перетворюється в точку, розташовану в початку координат.

Система має показник коливності $M > 1$, якщо амплітудно – фазова характеристика розімкненої системи, не охоплюючи і не заходячи всередину відповідного M – кола, має з ним точку дотику. Отже, M – коло є забороненою зоною для амплітудно – фазової характеристики розімкненої системи. Ця зона включає точку (-1, 0) та забезпечує заданий запас стійкості.

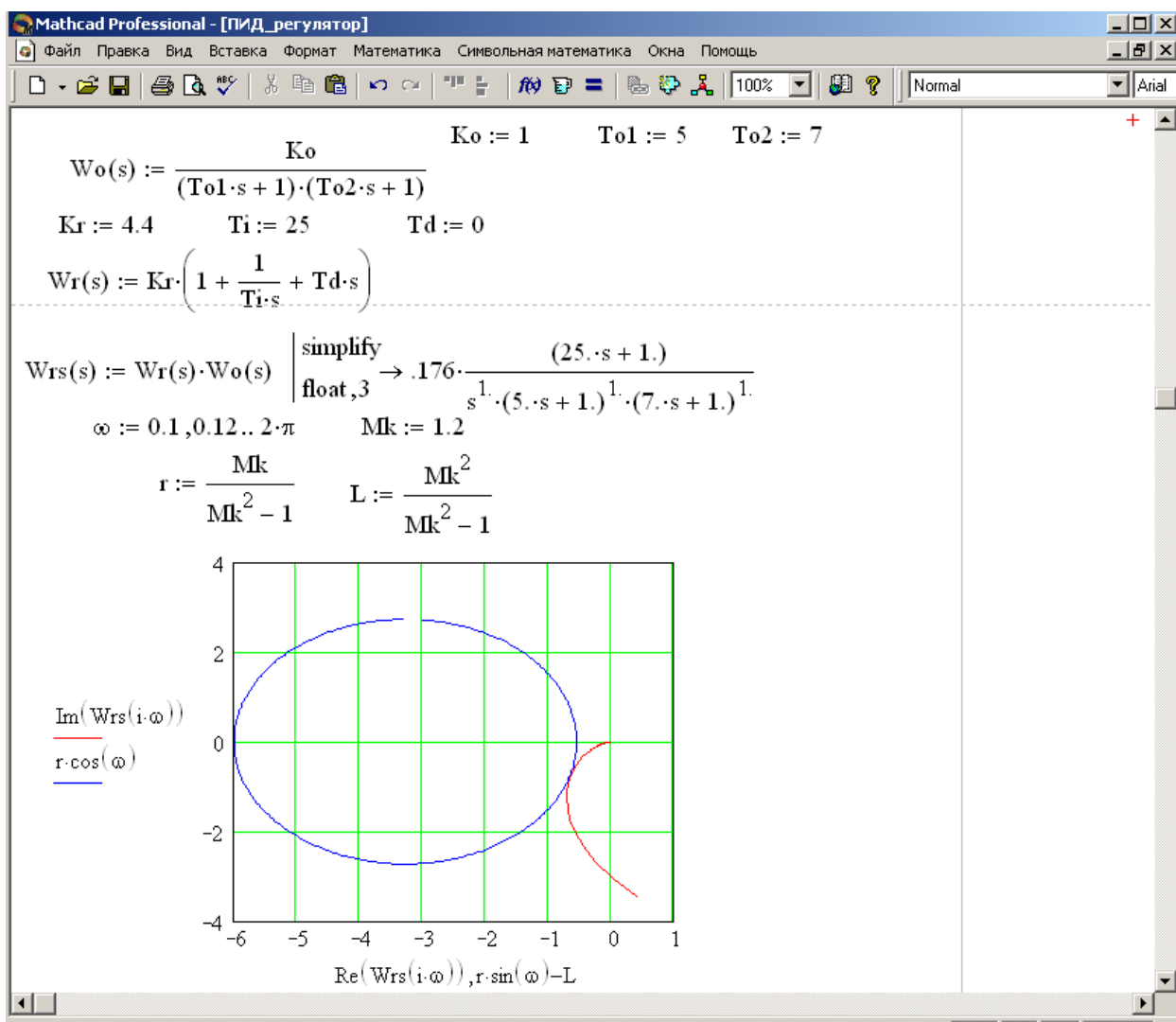


Рис. 2. Настройка системи з аперіодичною ланкою II-го порядку та ПІ-регулятором на показник коливності $M_k=1,2$

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

1. Вибрати, як об'єкт, аперіодичну ланку другого порядку, де k – номер бригади, T_1 – номер бригади x_2 , T_2 – номер бригади x_3
2. M_k вибрати 1.2

3. Підбрати параметри настройки П-регулятора при яких АФХ розімкненої системи та М-коло мають тільки одну точку дотику.
4. Налаштувати регулятори І, ПД (прибрати складову $1/T_i$ в формулі регулятора) та ІІ та ІІД на показник коливності $M_k=1.2$
5. Замінити $M_k=1.4$ та налаштувати систему з П, І, ПД, ІІ, ІІД – регулятором, для об'єкта п.1.
6. Обрати, як об'єкт, ланцюжок однакових аперіодичних ланок першого порядку, де k - номер бригади, T – номер бригади $\times 3$, $n=3$
7. Повторити виконання п. 2-5 (при повторені п.5 об'єкт відповідно аперіодична ланка першого порядку з запізненням)

Звіт повинен містити назву роботи, мету, короткі теоретичні відомості, результати настройки системи на заданий показник коливності.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке показник коливності?
2. Що таке М – коло? Властивості М – кіл.
3. Як впливає зміна коефіцієнту підсилення k_p на вигляд АФХ розімкненої системи?
4. Як впливає T_i на вигляд АФХ?
5. Що забезпечує оптимальні параметри настроювання ІІ – регулятора?

ВПЛИВ ЗАПІЗНЕННЯ ТА ЗБУРЕННЯ НА ЯКІСТЬ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ ОДНОКОНТУРНИХ ЗАМКНЕНИХ СИСТЕМ

Мета роботи: дослідити вплив запізнення на якість перехідних процесів одноконтурних замкнених систем, навчитись нейтралізувати результати дії збурення на об'єкт.

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

В системах автоматичного керування окрім сигналу керування на об'єкт можуть також діяти не керований сигнал – збурення ($\lambda(t)$). Задачею регулятора є ліквідувати наслідки дії збурення і повернути систему в положення до початку дії збурення.

Передатна функція замкненої одно контурної системи керування за каналом «збурення вихід» має наступний вигляд:

$$W_{\text{зам}}(p) = W_o(p) / (1 + W_o(p)W_p(p))$$

Структурна схема системи за наявності збурення в об'єкті приведена на рис.1.

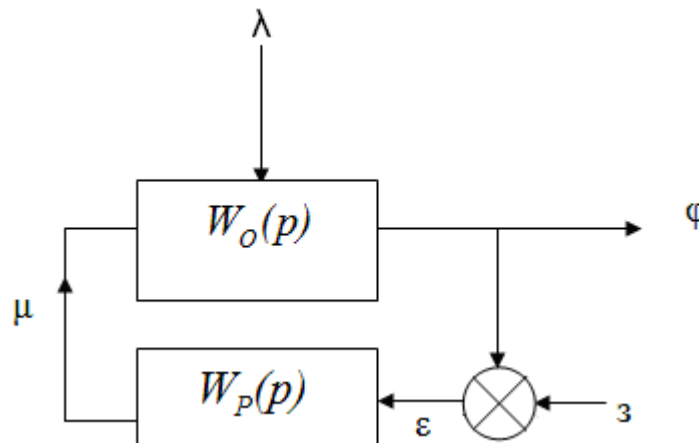


Рис.1. Структурна схема замкненої одно контурної системи за наявності збурення

$$K_o := 1 \quad T_{o1} := 5 \quad T_{o2} := 7$$

Передатна функція об'єкту керування

$$W_o(s) := \frac{K_o}{(T_{o1} \cdot s + 1) \cdot (T_{o2} \cdot s + 1)}$$

Параметри настройки ПІД регулятора

$$K_r := 4 \quad T_i := 10 \quad T_d := 5$$

Передатна функція ПІД регулятора

$$W_r(s) := K_r \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \right)$$

$$W_z(s) := \frac{W_o(s)}{1 + W_r(s) \cdot W_o(s)} \left| \begin{array}{l} \text{simplify} \\ \text{float,3} \end{array} \right. \rightarrow 5 \cdot \frac{s}{(25 \cdot s + 160 \cdot s^2 + 175 \cdot s^3 + 2)^1}$$

$$hz(t) := \frac{1}{s} \cdot W_z(s) \text{ invlaplace } ,s \rightarrow 6.5017454146796082545 \cdot 10^{-2} \cdot \exp(-.74264491442151 \cdot t)$$

$$n := 120 \quad t := 0..n$$

Перехідна характеристика замкненої одноконтурної системи за каналом збурення-вихід

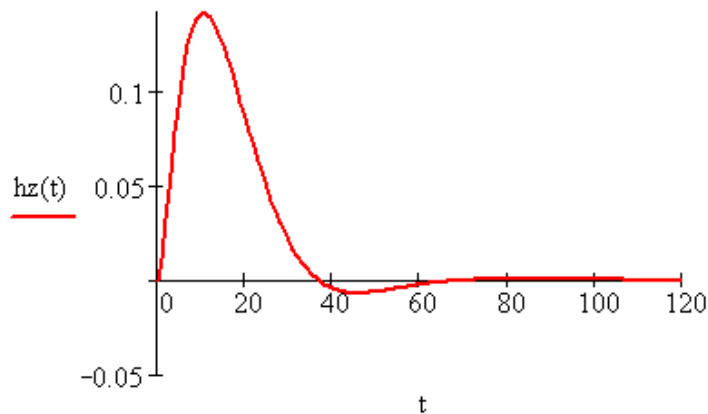


Рис. 2. Синтез системи з ПІД-регулятором за каналом «збурення - вихід»

В *MathCad* для роботи з експоненціальною функцією необхідно провести апроксимацію запізнення. В даній роботі будемо використовувати метод апроксимації запізнення дробом Паде. В передатній функції об'єкта керування замість експоненціальної складової буде присутня передатна функція дробу Паде, що залежить від числового значення запізнення.

$K_0 := 2$ $T_0 := 25$ $\tau := 5$
 Апроксимація запізнювання дробним рядом Паде

$$W_e(s) := \frac{s^2 - \frac{6}{\tau} \cdot s + \frac{12}{\tau^2}}{s^2 + \frac{6}{\tau} \cdot s + \frac{12}{\tau^2}}$$

Передатна функція об'єкту керування

$$W_o(s) := \frac{K_0}{(T_0 \cdot s + 1)} \cdot W_e(s)$$

Параметри настройки ПІД регулятора

$K_r := 1$ $T_i := 5$ $T_d := 1$

Передатна функція ПІД регулятора

$$W_r(s) := K_r \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \right)$$

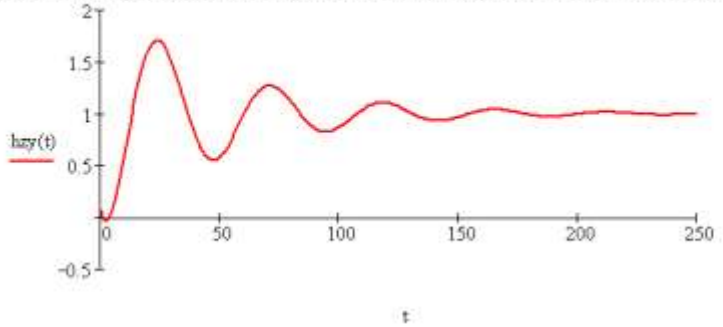
Передатна функція замкненої одноконтурної системи за каналом завдання-вихід

$$W_{zy}(s) := \frac{W_r(s) \cdot W_o(s)}{1 + W_r(s) \cdot W_o(s)} \left| \begin{array}{l} \text{simplify} \\ \text{float,3} \end{array} \right. \rightarrow 2 \cdot (5 \cdot s + 1 + 5 \cdot s^2) \cdot \frac{(25 \cdot s^2 - 30 \cdot s + 12)}{(3.38 \cdot 10^3 \cdot s^4 + 3.83 \cdot 10^3 \cdot s^3 + 1.52 \cdot 10^3 \cdot s^2 + 120 \cdot s + 24)}^1$$

$$h_{zy}(t) := \frac{1}{s} \cdot W_{zy}(s) \text{ invlaplace, } s \rightarrow 1 + .20964824372332324234 \cdot \exp(-.54660191064297989130 \cdot t) \cdot \cos(.29826746081663477541 \cdot t)$$

$n := 250$
 $t := 0..n$

Перехідна характеристика замкненої одноконтурної системи за каналом завдання-вихід



ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

1. Вибрати, як об'єкт, аперіодичну ланку другого порядку, де k - номер бригади, T_1 - номер бригади x2, T_2 - номер бригади x3
2. Підбирати параметри настройки П-регулятора при яких перехідний процес замкненої системи після броска виходить в нульове положення
3. Налаштувати систему з регуляторами: I, ПД (прибрати складову $1/T_i$ в формулі регулятора) та ПІ та ПІД для нейтралізації впливу збурення
4. Обрати, як об'єкт, аперіодичну ланку першого порядку з запізненням, де k - номер бригади, T - номер бригади x3, τ - номер бригади x3
5. Синтезувати замкнену систему з П-регулятором методом перехідного процесу

б. Повторити виконання п. 5 для системи з I-, ПД- (прибрати складову $1/T_i$ в формулі регулятора) та ПІ- та ПІД- регуляторів

Звіт повинен містити назву роботи, мету, короткі теоретичні відомості, результати побудов перехідних процесів об'єкту з запізненням та за каналом «збурення-вихід».

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Як залежить перехідна характеристика замкненої системи від наявності часу транспортного запізнювання в передаточній функції об'єкта?
2. Що являє собою збурення, якій негативний вплив може надати наявність збурення в об'єкті ?
3. Як виглядає передатна функція замкненої одно контурної системи за каналом «збурення-вихід» ?
4. Порівняти параметри регулятора при синтезі системи керування за каналом «завдання-вихід» та «збурення - вихід»

РОЗРАХУНОК КАСКАДНИХ СИСТЕМ РЕГУЛЮВАННЯ.

Мета роботи: навчитися налаштувати каскадну систему регулювання.

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Каскадні системи використовуються в ситуаціях, коли в об'єкті керування можна створити допоміжний контур керування інерційність якого значно нижче інерційності основного контуру. Стабілізація допоміжного контура дозволяє усунути або, принаймні, значно ослабити вплив збурень на основну регульовану величину, якщо на ці збурення оперативно реагує – допоміжна (проміжна) регульована величина, і стабілізація проміжної величини супроводжується зниженням впливу розгляденого збурення на основну величину.

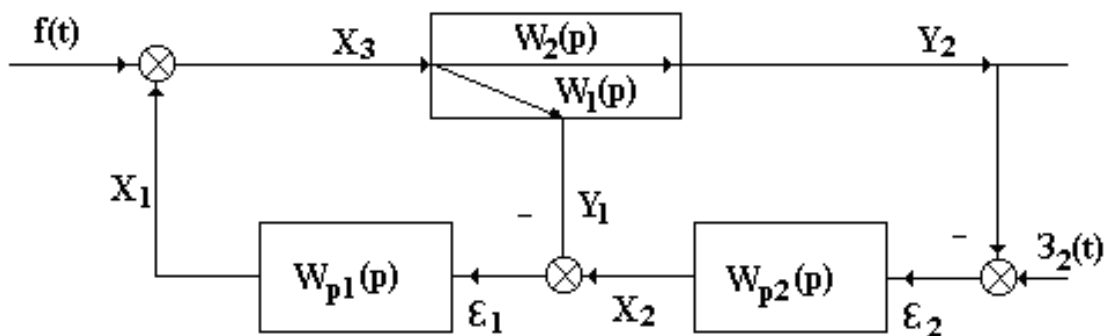


Рис.1. Схема каскадного регулювання.

Тут Y_1 - проміжна регульована величина, Y_2 - основна. Регулятор $W_{p1}(p)$ називається стабілізуючим (допоміжним), регулятор $W_{p2}(p)$ - коригуючим (основним).

Канал $W_1(p)$ в об'єкті керування характеризує поведінку проміжної регульованої величини Y_1 , канал $W_2(p)$ - поведінку основної регульованої величини Y_2 .

З усіх можливих вхідних сигналів системи обмежимося розглядом сигналу $f(t)$, що поступає регульованому впливу X_1 , та сигналу $Z_2(t)$ - завдання коригуючому регулятору. Будемо вважати, що передаточні функції каналів $W_1(p)$ та $W_2(p)$ мають вигляд:

$$W_1(p) = \frac{B_1(p)}{A_1(p)} e^{-p\tau_1}, \tag{6.1}$$

$$W_2(p) = \frac{B_2(p)}{A_2(p)} e^{-p\tau_2} \quad (6.2)$$

Власне кажучи, оскільки канали $W_1(p)$ та $W_2(p)$ належать одному і тому ж об'єкту керування, то доцільно було б привести обидві передаточні функції до спільного знаменника, коли б $A_1(p) = A_2(p)$.

Якщо вважати, що еквівалентним об'єктом для регулятора є вся система за виключенням цього регулятора, то, як легко бачити:

$$W_{e1}(p) = W_1(p) + W_2(p) \cdot W_{p2}(p), \quad (6.3)$$

$$W_{e2}(p) = \frac{W_2(p) \cdot W_{p2}(p)}{1 + W_1(p) \cdot W_{p1}(p)} \cdot \quad (6.4)$$

Структури регуляторів $W_{p1}(p)$ та $W_{p2}(p)$ вважаємо відомими (заданими), завдання полягає у визначенні їх параметрів настройки. Коли вважати, що, як мінімум, кожен регулятор реалізує ПІ-закон, то вже матимемо 4 параметри настройки, а при використанні диференціальних складових в тому чи іншому або й в обох регуляторах, то кількість параметрів настройки, які треба визначити, буде уже більше чотирьох (п'ять або шість). Пошук оптимуму функції такої кількості незалежних змінних створює певні проблеми. Будемо шукати розв'язок ітераційним шляхом, оптимізуючи по черзі кожен з регуляторів вважаючи настройку іншого на цій ітерації фіксованою (знайденою на попередній ітерації). Ітераційний пошук будемо зупиняти, коли на черговій ітерації одержана настройка розгляданого регулятора буде несуттєво відрізнятися від її попереднього значення; вважаємо, що ітераційний пошук буде сходиться.

Оптимальною будемо вважати таку настройку регулятора, яка забезпечує заданий показник коливності замкненої системи. Оскільки для кожного з регуляторів вимоги до показників перехідних процесів можуть виявитись різними, передбачимо різні показники коливності M_{k1} та M_{k2} для різних контурів регулювання.

Розрахунок контуру регулювання будемо виконувати шляхом підбору таких параметрів регулятора в стабілізуючому контурі, які забезпечують дотикання (без охоплення та заходу в область, обмежену відповідним М-

колом) годографа амплітудно-фазової характеристики розімкненого контуру до М-кола.

Для узагальнення будемо вважати, що регулятор описується передаточними функціями:

$$W_{p1}(p) = k_{reg1} \left(1 + \frac{1}{T_{i1}p} + T_{v1}p \right), \quad (6.5)$$

$$W_{p2}(p) = k_{reg2} \left(1 + \frac{1}{T_{i2}p} + T_{v2}p \right). \quad (6.4)$$

The screenshot shows the Mathcad Professional interface with the following content:

Mathcad Professional - [ПІД_регулятор]

Ко := 1 a21 := 5 a11 := 15 a22 := 15 a12 := 30

Передатні функція об'єкту керування

$$W_{o1}(s) := \frac{Ko}{a21 \cdot s^2 + a11 \cdot s + 1} \quad W_{o2}(s) := \frac{Ko}{a22 \cdot s^2 + a12 \cdot s + 1}$$

Параметри настройки ПІД регуляторів

Kr1 := 1.5 Ti1 := 10 Td1 := 1 Kr2 := 0.01 Ti2 := 20 Td2 := 10

$$W_{r1}(s) := Kr1 \cdot \left(1 + \frac{1}{Ti1 \cdot s} + Td1 \cdot s \right) \quad W_{r2}(s) := Kr2 \cdot \left(1 + \frac{1}{Ti2 \cdot s} + Td2 \cdot s \right)$$

$$W_{e1}(s) := (W_{o1}(s) + W_{o2}(s) \cdot W_{r2}(s)) \left| \begin{array}{l} \text{simplify} \\ \text{float,3} \end{array} \right. \rightarrow 5.00 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{(3.31 \cdot 10^4 \cdot s^3 + 6.05 \cdot 10^4 \cdot s^2 + 2.04 \cdot 10^3 \cdot s + 1 + 1.00 \cdot 10^3 \cdot s^4)}{(5 \cdot s^2 + 15 \cdot s + 1)^1 \cdot (15 \cdot s^2 + 30 \cdot s + 1)^1 \cdot s^1}$$

$$W_{e2}(s) := \frac{W_{o2}(s) \cdot W_{r1}(s)}{1 + W_{o1}(s) \cdot W_{r1}(s)} \left| \begin{array}{l} \text{simplify} \\ \text{float,3} \end{array} \right. \rightarrow 3 \cdot (10 \cdot s + 1 + 10 \cdot s^2) \cdot \frac{(5 \cdot s^2 + 15 \cdot s + 1)}{(15 \cdot s^2 + 30 \cdot s + 1)^1 \cdot (100 \cdot s^3 + 330 \cdot s^2 + 50 \cdot s + 3)^1}$$

$$h1(t) := \frac{1}{s} \cdot W_{e1}(s) \text{ invlaplace, s} \rightarrow 5.00000000000000000000000000000000 \cdot 10^{-4} \cdot t + .9975 - .99719512195121951220 \cdot \exp(-1.5 \cdot t) \cdot \cosh(1.43154 \cdot t)$$

$$h2(t) := \frac{1}{s} \cdot W_{e2}(s) \text{ invlaplace, s} \rightarrow 1 - .63030366601982482824 \cdot \exp(-1 \cdot t) \cdot \cosh(.966590494 \cdot t) - .5844181 \cdot \exp(-1 \cdot t) \cdot \sinh(.966 \cdot t)$$

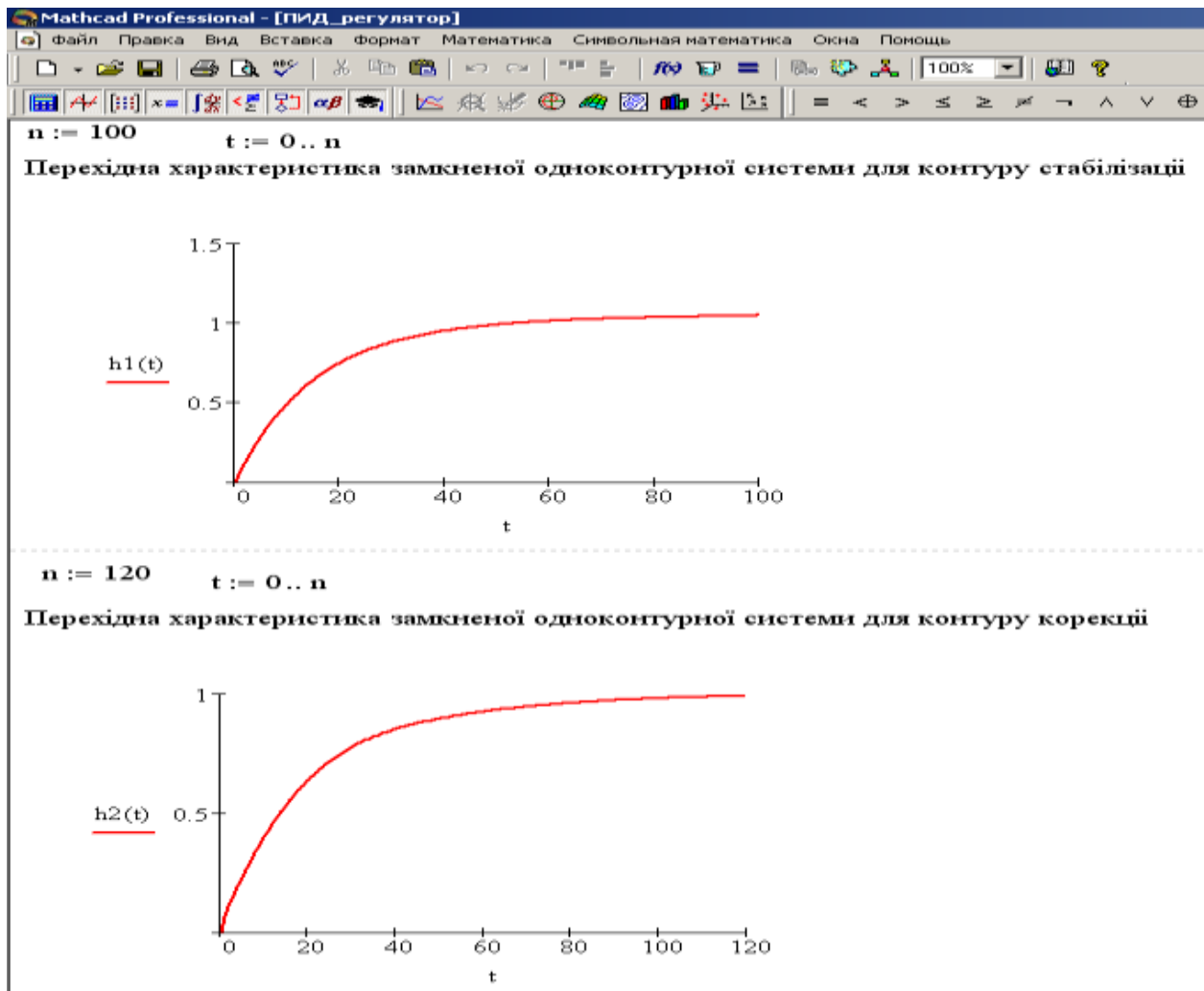


Рис.2. Синтез каскадної системи

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

1. Вибрати, як об'єкти, аперіодичні ланки другого порядку, де k - номер бригади, для $W1(p)$: $a2$ – номер бригади, $a1$ – номер бригади $\times 3$, для $W2(p)$: $a2$ – номер бригади, $a1$ – номер бригади $\times 2$.
2. Підбирати параметри настройки ПІД-регулятора для контуру стабілізації
3. Підбирати параметри настройки ПІД-регулятора для контуру корекції
4. Налаштувати контури корекції та стабілізації на показники коливності $M_k=1.2$ та $M_k=1.4$.

Звіт повинен містити назву роботи, мету, короткі теоретичні відомості, результати побудов перехідного процесу при налаштування контурів регулятора, настройка на заданий показник коливності контурів.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Які системи називають каскадними ?
2. Як впливає значення каналу на якість перехідного процесу ?
3. Що таке контур корекції ?
4. Що таке контур стабілізації ?

МЕТОД ФАЗОВОГО ПРОСТОРУ

Мета роботи: навчитися будувати фазовий портрет системи.

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Досі ми досліджували автоматичні системи у лінійному наближенні, тобто вважали, що усі елементи системи описуються лінійними математичними моделями. Динамічні характеристики проявляються в тому, що відповідні диференціальні рівняння стають нелінійними, статичні характеристики – це нелінійна залежність між входом та виходом статичного (динамічного) елемента. Єдиної теорії динаміки нелінійних систем не існує, і швидше всього ніколи не буде створено у повному обсязі, враховуючи нескінченну різноманітність нелінійностей та їх комбінацій, також задач, які стоять перед дослідником. Одним з перших методів дослідження динаміки нелінійних систем був метод фазового простору.

Стан системи з зосередженими параметрами n -го порядку однозначно задається її n параметрами стану (наприклад, значенням її вихідної величини та $(n-1)$ найближчих похідних). Створимо систему координат вздовж осей якої будемо відкладати параметри стану системи. Це буде так званий фазовий простір системи. Стан системи в даний (фіксований) момент часу буде відтворюватись у фазовому просторі точкою – назвемо її зображуючою. При зміні стану системи її точка буде рухатись у фазовому просторі. Її траєкторія – фазова траєкторія. Сукупність усіх можливих фазових траєкторій для системи – це її фазовий портрет. Як додатковий вимір можна було б додати збурюючий чинник (вхід), але при збільшенні розмірності фазового простору погіршується наочність фазових портретів – тому у фазовому просторі, як правило, прийнято досліджувати вільний рух системи. При $n=2$ фазовий простір вироджується в так звану фазову площину.

На фазовій площині частіше всього (але зовсім не обов'язково!) віддають перевагу системі координат з осями y (по горизонталі) то y' (по вертикалі) – рис. 7.1.

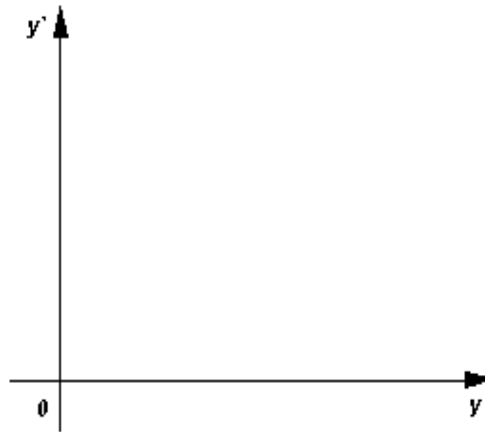


Рис. 7.1. Система координат для фазової площини. Траєкторій з віссю y дотичні до фазових траєкторій направлені вертикально.

Данна система координат має такі очевидні властивості:

- а) фазові траєкторії, як правило, не перетинаються;
- б) у верхній півплощині зображуючи точка рухається зліва направо, у нижній – справа наліво;
- в) у точках перетину фазових.

Особливі точки – це такі точки, для яких не виконується властивість а), це точки рівноваги.

Особливі точки класифікуються за характером поведінки фазових траєкторій в їх найближчому оточенні. Іншими словами, в області невеликих відхилень (прирощень) від розгляданого положення рівноваги. Припустимо, що нелінійна система піддається лінеаризації в околі даної точки. Тоді лінеаризовану модель – диференціальне рівняння вільного руху системи (справедливе при малих відхиленнях) можна представити так

$$a_2 y'' + a_1 y' + a_0 y = 0 \quad (7.1)$$

при початкових умовах $y|_{t=0} = y_0$, $y'|_{t=0} = y_0'$.

Диференціальному рівнянню (7.1) відповідає характеристичне рівняння

$$a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0 \quad (7.2)$$

корені якого визначаються за формулою

$$p_{1,2} = \frac{-a_1 \pm \sqrt{a_1^2 - 4a_2 a_0}}{2a_2}. \quad (7.3)$$

Можливі такі варіанти (в залежності від значення дискримінанта $d = a_1^2 - 4a_2a_0$):

1. $a_1^2 - 4a_2a_0 > 0$. Тоді $p_1 \neq p_2$ -- корені дійсні різні (прості).
2. $a_1^2 - 4a_2a_0 = 0$. Отже, $p_1 = p_2 = \frac{-a_1}{2a_2}$ – корені характеристичного

рівняння дійсні і рівні (кратні)

3. $a_1^2 - 4a_2a_0 < 0$ – корені комплексні спряжені,
4. $a_1 = 0$, – корені уявні

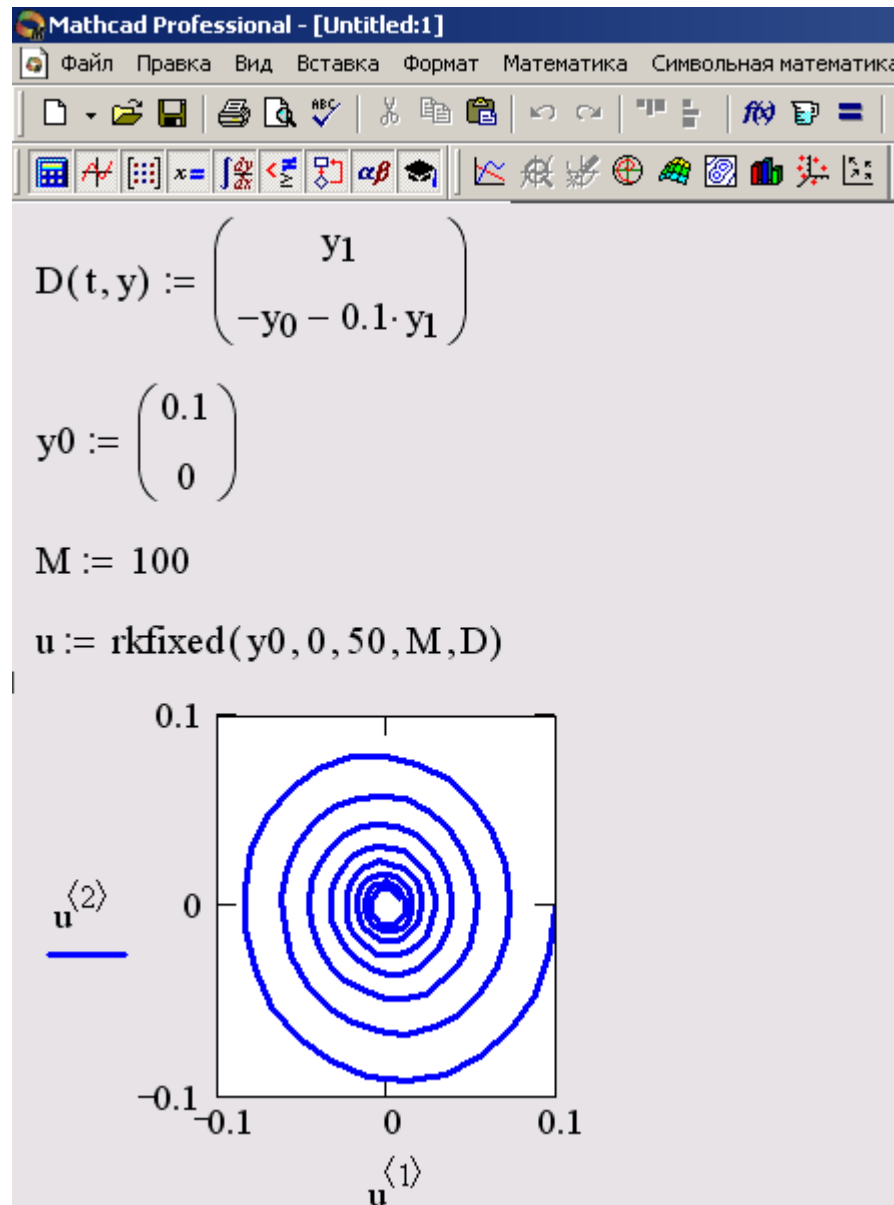


Рис.1. Приклад побудови фазового портрету

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

1. Побудувати стійкий вузол.
2. Побудувати нестійкий вузол.
3. Побудувати стійкий фокус.
4. Побудувати нестійкий фокус.
5. Побудувати сідло.
6. Побудувати центр

Звіт повинен містити назву роботи, мету, короткі теоретичні відомості, результати побудов вузлів, фокусів, сідла та центру

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке фазовий портрет системи?
2. Яку точку називають стійкий (нестійкий) вузол?
3. Яку точку називають стійкий (нестійкий) фокус ?
4. Яку точку називають сідло ?
5. Яку точку називають центр?

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. –М. : Наука, главная редакция физико – математической литературы, 1978. -768с.
2. Гурецкий Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием. – М. : Машиностроение, 1974.-327с.
3. Зайцев Г. Ф., Костюк В. И., Чинаев П. И. Основы автоматического управления и регулирования. – К.: Техника, 1975.-496с.
4. Кубрак А.І., Ярощук Л.Д. Програмування та розрахунок автоматичних систем. – К.: Вища школа, 1992.-366с. : іл.
5. Ротач В. Я. Расчет динамики промышленных автоматических систем регулирования. –М.: Энергия, 1973.- 4
6. Гурский Д.А. Вычисления в Mathcad.- Минск: Новое Знание,2003.- 814с.
- 7.Дьяконов В. Mathcad 2000р.:учебный курс.-СПб.: Питер, 2001.-592с.