

ЗМІСТ

1.	ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №1 ОПТИМІЗАЦІЯ КОНТУРУ СТРУМУ ЗА СТАНДАРТНИМИ РОЗПОДІЛЕННЯМИ ПОЛЮСІВ ЗА БАТТЕРВОРТОМ, БЕССЕЛЕМ, БІНОМІАЛЬНИМ РОЗПОДІЛЕННЯМ	4
2.	ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №2 ОПТИМІЗАЦІЯ КОНТУРУ СТРУМУ ЗА ТЕХНІЧНИМ ОПТИМУМОМ	12
3.	ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №3 СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРУ ШВИДКОСТІ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	17
4.	ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №4 ДОСЛІДЖЕННЯ ІМПУЛЬСНИХ СИСТЕМ	20
5.	ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №5 ЦИФРОВІ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ	23
6.	РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА	26

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №1

«Оптимізація контуру струму за стандартними розподіленнями полюсів за Баттервортом, Бесселем, біноміальним розподіленням»

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

1. Записати передатну функцію об'єкту керування (вихідні дані з таблиці додатку).
2. Розрахувати параметри об'єкту керування.
3. Отримати аналітичні вирази для побудови ЛАЧХ й ФЧХ об'єкту керування.
4. Виконати синтез регулятора струму за умови наявності одиничного зворотного зв'язку. Оптимізацію виконувати за розподіленням Баттерворта, Бесселя, біноміальним.
5. Розробити й реалізувати математичну модель контуру струму в «Simulink».
6. Дослідити реакцію розімкненого об'єкту керування **без регулятора струму** на ступінчастий керуючий вплив амплітудою 10 вольт, що поданий на його вхід.
7. Дослідити реакцію контуру струму з одиничним зворотнім зв'язком на ступінчастий керуючий вплив амплітудою 10 вольт поданий **на вхід регулятора струму**, що розрахований за критеріями: Баттерворта, Бесселя і біноміального розподілення. Виконати порівняльний аналіз характеристик перехідних процесів.
8. Роздрукувати в єдиних вісях координат перехідний процес за струмом в контурі струму з одиничним зворотнім зв'язком при умові наявності регулятора, що синтезований за критерієм Баттерворта й перехідний процес за струмом в розімкненому контурі без регулятора (п. 6).
9. Записати передатну функцію замкненого контуру струму з синтезованим регулятором.
10. Роздрукувати в єдиних вісях координат ЛАЧХ, ФЧХ об'єкту керування, регулятора струму, що розрахований за Баттервортом, замкненого контуру струму, що оптимізований за Баттервортом.

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

1 Зворотній зв'язок в системі автоматичного керування

Під *зворотнім зв'язком* прийнято вважати таке виконання зв'язків в системі, при якому на вхід регулятора (керуючого елемента) буде поступати сигнал $X'_{вх}$, пропорційний похибці відпрацювання керуючого впливу.

Коефіцієнт зворотного зв'язку визначається як

$$Z = \frac{X_{зз}}{X_{вих}}$$

від'ємні, жорсткі, гнучкі, головні й місцеві.

Додатнім зв'язком - зв'язок, при якому сигнал від датчика керованої величини за знаком

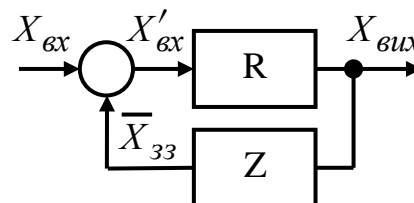


Рис. 1 Замкнута система

однаковий з сигналом керування, що подається до входу суматору (рис.1) й додається до нього: $X'_{ex} = X_{ex} + ZX_{вих}$. Рівняння ланки, охопленої додатнім зворотним зв'язком має вигляд: $X_{вих} = K(X_{ex} + ZX_{вих})$. Коефіцієнт перетворення системи: $K^{зв.з} = \frac{K}{1 - KZ}$. Введення додатного зв'язку *підвищує* коефіцієнт підсилення ланки.

Від'ємний зв'язок – зв'язок, при якому $X'_{ex} = X_{ex} - ZX_{вих}$. Коефіцієнт перетворення ланки: $K^{зв.з} = \frac{K}{1 + KZ}$. Використання від'ємного зворотного зв'язку позитивно впливає на стабілізацію перехідних процесів.

Жорсткий зворотній зв'язок – зв'язок, дія якого залежить тільки від відхилення вихідної величини на його вході і не є функцією часу.

Гнучкий зворотній зв'язок - зв'язок, дія якого є функцією часу і проявляється лише в перехідних процесах. До переваги гнучкого зворотного зв'язку належить слід віднести незмінність статичного коефіцієнту перетворення системи, оскільки в статичному режимі цей зв'язок не задіюється.

2 Вплив коренів характеристичного рівняння на вигляд перехідного процесу

Розташування полюсів на комплексній площині зумовлює характеристики перехідного процесу, динамічні показники якості. В випадку, коли передатна функція замкненої системи не має нулів, то при виборі її бажаного характеристичного полінома $\dot{A}(s)$ можна керуватися стандартними формами (фільтрами), які знайшли широке розповсюдження на практиці. Стандартні форми визначають коефіцієнти характеристичного полінома (знаменника), що забезпечують перехідні процеси з відомими показниками якості.

В характеристичному поліномі спочатку виділяються полюси для компенсації нулів, а поліном, що залишився, формується з умови бажаного розташування коренів.

Якість роботи системи керування визначається її точністю в сталому режимі і формою перехідного процесу. При дослідженні перехідних процесів частіше вважають, що вхідний сигнал є функцією Хевісайда. В цьому випадку крива перехідного процесу називається перехідною функцією і характеризується показниками, що приймаються за міру якості системи керування (рис. 2):

- час наростання t_n - час, необхідний для досягнення 95% кінцевого сталого значення;
- час керування $t_{\hat{\epsilon}}$ - час за який коливання керованої величини зменшуються до деякої наперед заданої величини Δ ;
- перерегулювання – різниця між максимальним значенням керованої величини і її сталого значення (%);
- пульсації - число коливань до виходу кривої в сталий режим.

Типові перехідні характеристики для різних фільтрів при вхідному сигналі у вигляді функції Хевісайда якісно представлені на рис. 3.

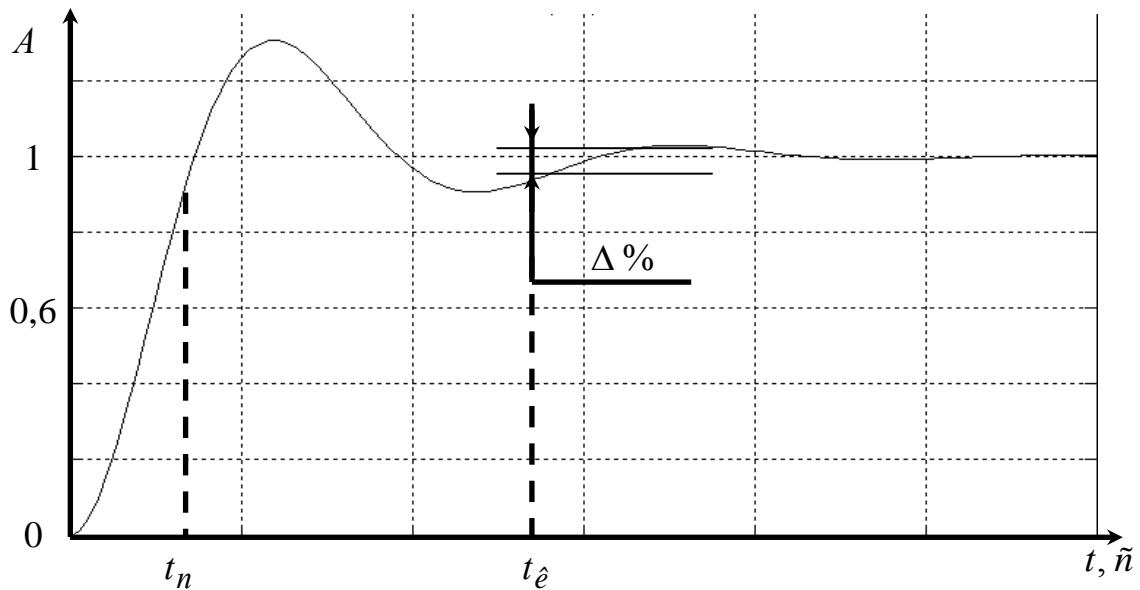


Рис. 2 Перехідний процес

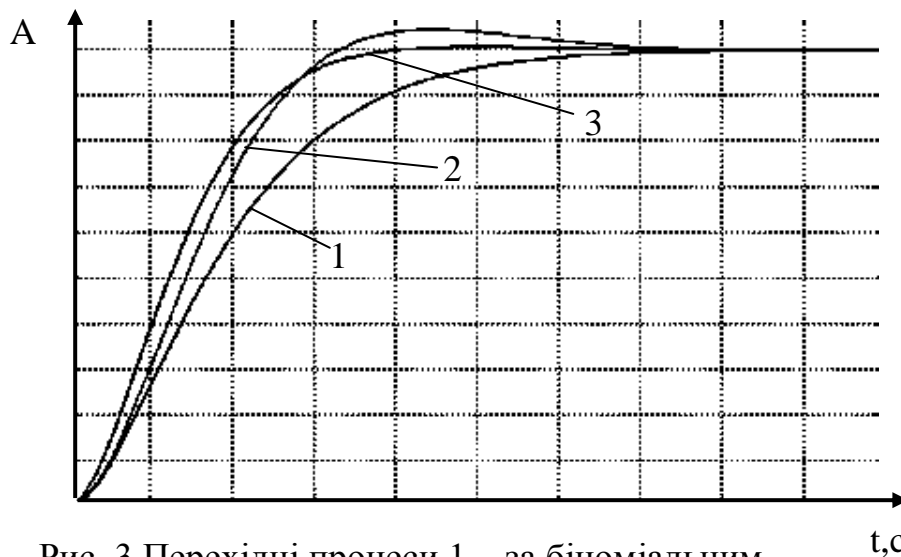


Рис. 3 Перехідні процеси 1 – за біноміальним розподіленням; 2 – за Баттервортом; 3 – за Бесселем

Розглянемо характеристичне рівняння:

$$a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n = 0;$$

яке запишемо у вигляді:

$$p^n + \frac{a_1}{a_0} p^{n-1} + \dots + \frac{a_{n-1}}{a_0} p + \frac{a_n}{a_0} = p^n + a'_1 s^{n-1} + \dots + a'_{n-1} p + a'_n = 0.$$

За виразами Вієта a'_1 визначається як сума всіх коренів рівняння. В

загальному вигляді $a'_n = \prod_{i=1}^n p_i$. При необхідності, можна задати потрібне

розташування коренів характеристичного поліному на комплексній площині виходячи з вимог динаміки. В випадку, коли корені дійсні й кратні то:

$$p_i = -\sqrt[n]{a'_n}. \text{ Прийmemo наступне позначення: } \omega_0 = \sqrt[n]{a'_n} = \sqrt[n]{|p_1| \cdot |p_2| \cdot \dots \cdot |p_n|}, \text{ де}$$

ω_0 - середнегеометричний корінь.

З урахуванням викладено вище запишемо:

$$p^n + \frac{a'_1}{\omega_0} \omega_0 p^{n-1} + \frac{a'_2}{\omega_0^2} \omega_0^2 p^{n-2} + \dots + \frac{a'_{n-1}}{\omega_0^{n-1}} \omega_0^{n-1} p + \omega_0^n =$$

$$p^n + A_1 \omega_0 p^{n-1} + A_2 \omega_0^2 p^{n-2} + \dots + A_{n-1} \omega_0^{n-1} p + \omega_0^n = 0$$

Розташування коренів характеристичного рівняння на комплексній площині визначається величиною ω_0 , що пов'язана з розташуванням точки на дійсній вісі – геометричний центр всіх коренів системи. Коефіцієнт A_i визначає взаємне розташування коренів. Слід зауважити, що A_i визначає криву перехідного процесу в відносному часі $\tau = \omega_0 t$, а величина ω_0 масштабує час протікання перехідного процесу.

На рис.4 показано вплив зміни значення середньгеометричного кореня на форму і якість часових і частотних характеристик (на прикладі фільтру Баттерворта).

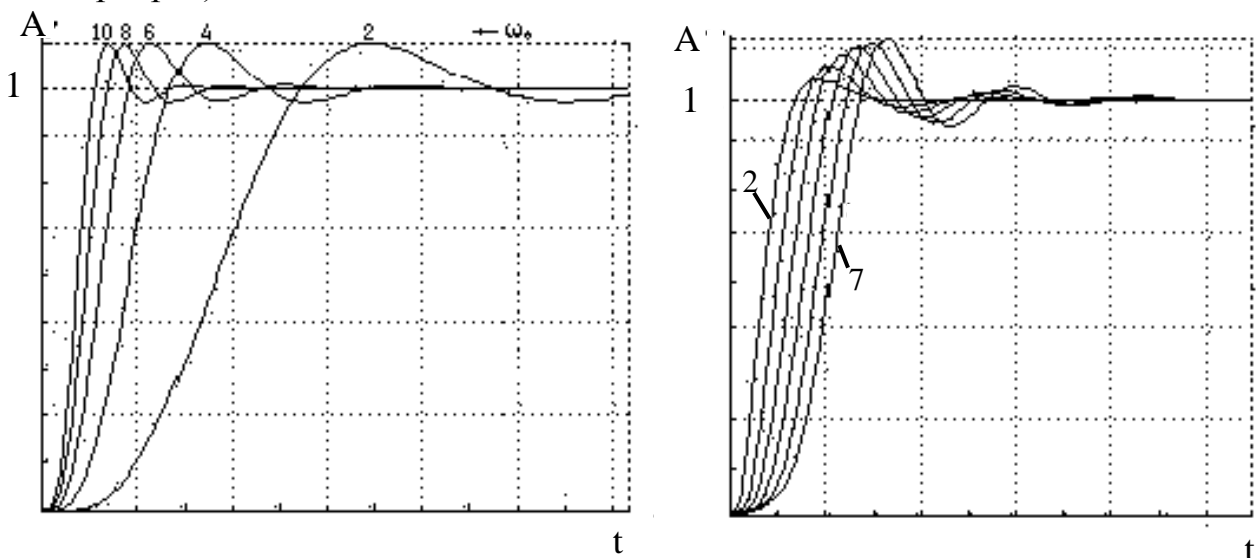


Рис. 4 Вплив середньгеометричного кореня на перехідні характеристики $\omega_0 = 2, \dots, 10$ (а) й ступеня системи $n = 2 \dots 7$ (б)

Зростання ω_0 сприяє поліпшенню динаміки системи завдяки зменшенню часу наростання і часу встановлення сигналу. Ступінь характеристичного полінома задає порядок системи, що синтезується.

3 Порядок формування бажаних перехідних процесів

1. З початку визначають вигляд бажаного перехідного процесу.

2. Далі слід вибрати бажане характеристичне рівняння з наперед заданими коефіцієнтами:

$$p^n + A_1 \omega_0 p^{n-1} + A_2 \omega_0^2 p^{n-2} + \dots + A_{n-1} \omega_0^{n-1} p + \omega_0^n = 0.$$

3. Наступним кроком визначають характеристичне рівняння структурної схеми об'єкту керування: $p^n + B_1 p^{n-1} + B_2 p^{n-2} + \dots + B_{n-1} p + B_n = 0$,

де B_i коефіцієнти, що пов'язані з параметрами системи.

4. Записують систему алгебраїчних рівнянь, дорівнюючи коефіцієнти рівнянь при однакових ступенях оператора Лапласа P :

$$\begin{cases} B_1 = A_1 \omega_0 \\ B_2 = A_2 \omega_0^2 \\ \dots \\ B_n = A_n \omega_0^n \end{cases}$$

З урахуванням середньгеометричного кореня ω_0 характеристичні поліноми моделі Бесселя набувають форми запису, що наведена у таблиці 1, а моделі Баттерворта та біноміального розподілення коренів у таблицях 2,3 відповідно.

Таблиця 1

порядок поліному	Поліном
1	$p + \omega_0$
2	$p^2 + 2,2\omega_0 p + 1,62\omega_0^2$
3	$p^3 + 3,42\omega_0 p^2 + 4,87\omega_0^2 \delta + 2,77\omega_0^3$

Таблиця 2

порядок поліному	Поліном
1	$p + \omega_0$
2	$p^2 + 1.41\omega_0 p + \omega_0^2$
3	$p^3 + 2\omega_0 p^2 + 2\omega_0^2 + \omega_0^3$

Вид перехідних процесів для біноміального розподілення коренів при умові, що порядок поліному не перевищує 4 наведено на рис.5, а для моделей Баттерворта та Бесселя на рис. 6, 7 відповідно. Розв'язуючи систему відносно параметрів регулятора, отримують коефіцієнти, які забезпечують наперед задані перехідні процеси.

Таблиця 3

порядок поліному	Поліном
1	$p + \omega_0$
2	$p^2 + 2\omega_0 p + \omega_0^2$
3	$p^3 + 3\omega_0 p^2 + 3\omega_0^2 + \omega_0^3$

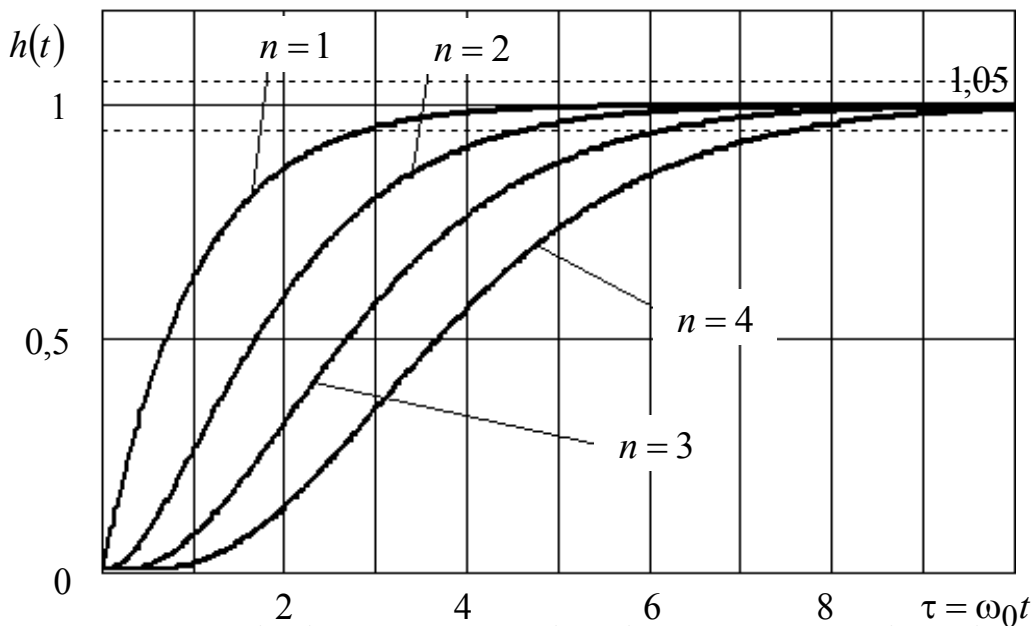


Рис. 5 Перехідні процеси при біноміальному розподіленні

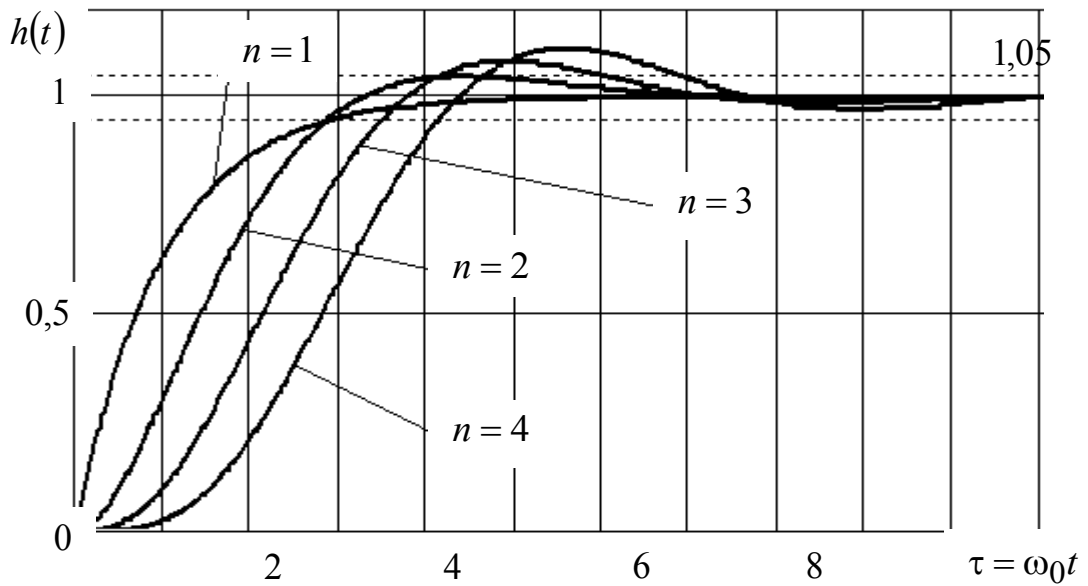


Рис. 6 Перехідні процеси для моделі Баттерворта

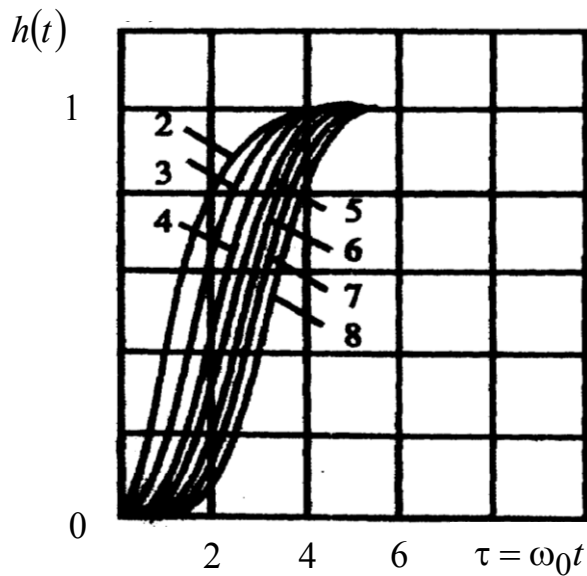


Рис. 7 Перехідні процеси для моделі Бесселя

4 Методичний приклад

В якості вихідних даних маємо:

- номінальна напруга двигуна – 220 В;
- номінальний струм двигуна – 8,7 А;
- опір якірної ланки – 2,5 Ом;
- число пар полюсів – 2;
- номінальна швидкість – 1500 об/хв.

Визначимо параметри об'єкту керування.

Індуктивність якірної ланки розраховується за виразом:

$$L_a = 0,5 \frac{30U_i}{\pi I_i n_i p}, \text{ де } \delta - \text{число пар полюсів.}$$

Отримаємо: $L_a = 0,5 \frac{30 \cdot 220}{\pi \cdot 8,7 \cdot 1500 \cdot 2} = 0,04.$

Електромагнітна стала часу розраховується як: $T_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{0,04}{2,5} = 0,016.$

До об'єкту керування в контурі струму (рис. 8) відносяться силовий тиристорний перетворювач й якірна ланка двигуна постійного струму, тобто дві

аперіодичні ланки з сталими часу T_a й T_μ : $W_{об}(p) = \frac{k_{mn}/R_a}{(T_\mu p + 1)(T_a p + 1)}.$

Стала часу тиристорного перетворювача дорівнює: $\dot{O}_\mu = 0,005$ с.

За умови, що максимальна амплітуда корисного сигналу дорівнює 10 вольт, коефіцієнт перетворення тиристорного перетворювача дорівнює:

$$k_{mn} = \frac{U_{вух}}{U_{вх}} = \frac{220}{10} = 22.$$

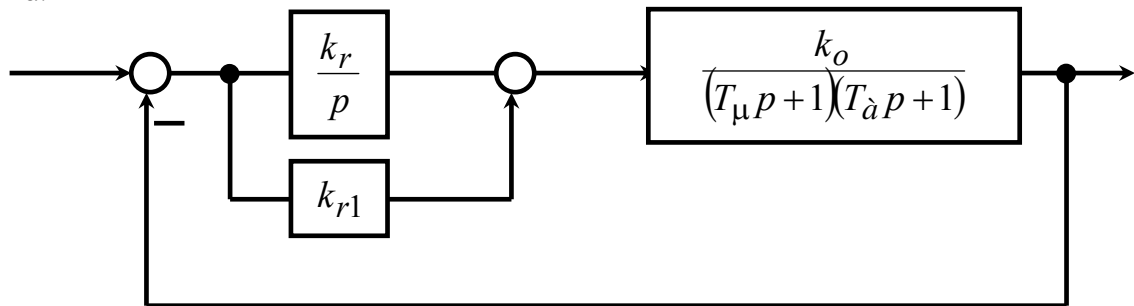


Рис. 8 Структурна схема контуру струму

Передатну функцію ПІ – регулятора запишемо у вигляді:

$$W_r(p) = \frac{k_r}{p} + k_{r1} = \frac{k_r \left(\frac{k_{r1}}{k_r} p + 1 \right)}{p}.$$

З метою поліпшення динамічних характеристик контуру струму слід скомпенсувати більшу сталу часу (\dot{O}_a), для чого прийємо: $\frac{k_{r1}}{k_r} = T_a = 0,016.$

Передатна функція замкненої системи з ПІ – регулятором струму запишеться як:

$$W_{zam}(p) = \frac{k_r k_o / T_\mu}{p^2 + \frac{1}{T_\mu} p + \frac{k_r k_o}{T_\mu}}, \text{ де } k_o = k_{mn} / R_a.$$

Характеристичний поліном замкненого контуру струму $p^2 + \frac{1}{T_\mu} p + \frac{k_r k_o}{T_\mu}$

для забезпечення потрібної якості перехідного процесу повинен відповідати стандартному розподіленню. Наприклад, розподілення Баттерворта другого ступеня має вигляд: $\omega_0^2 + 1,41\omega_0 p + p^2$. Тобто, щоб у синтезованій системі перехідний процес відповідав наведеному на рис. 6 (фільтр Баттерворта)

необхідно, щоб виконувалися наступні умови: $\frac{1}{T_\mu} = 1.41\omega_0$, $\frac{k_r k_o}{T_\mu} = \omega_0^2$. Звідки

$$\omega_0 = \frac{1}{1.41T_\mu} = \frac{1}{1.41 \cdot 0.005} = 141.8.$$

З рис. 6 визначаємо час протікання перехідного процесу: $t = \frac{\tau}{\omega_0} = \frac{3.2}{141.8} = 0.023$ с. З урахуванням наведеного вище отримаємо значення коефіцієнтів регулятора:

$$k_r = \frac{T_\mu \omega_0^2}{k_o} = \frac{0.005 \cdot 141.8^2}{\frac{22}{2.5}} = 11.4; \quad k_{r1} = T_a k_r = 11.4 \cdot 0.016 = 0.18.$$

Модель синтезованої системи наведений на рис. 9.

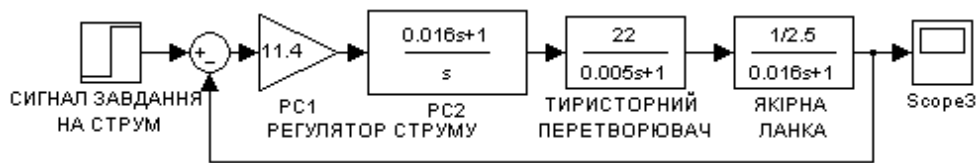


Рис. 9 Модель системи

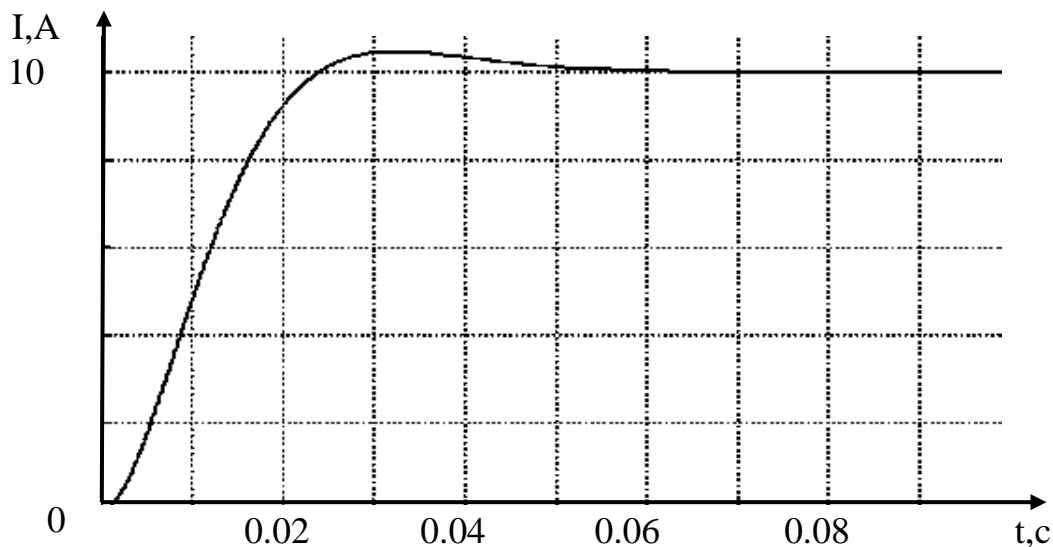


Рис.10 Відпрацювання контуром струму сигналу ступінчастого керування амплітудою 10 В.

На вхід системи за допомогою блоку «Step» подається ступінчастий керуючий сигнал, що змінюється від «0» до «10». Відпрацювання ступінчастого сигналу керування системою наведено на рис 10, з якого видно, що параметри перехідного процесу належать збігаються з очікуваними. Під час синтезу регулятора струму за іншими критеріями (Бессель, біноміальне розподілення полюсів) діяти слід за наведеним алгоритмом.

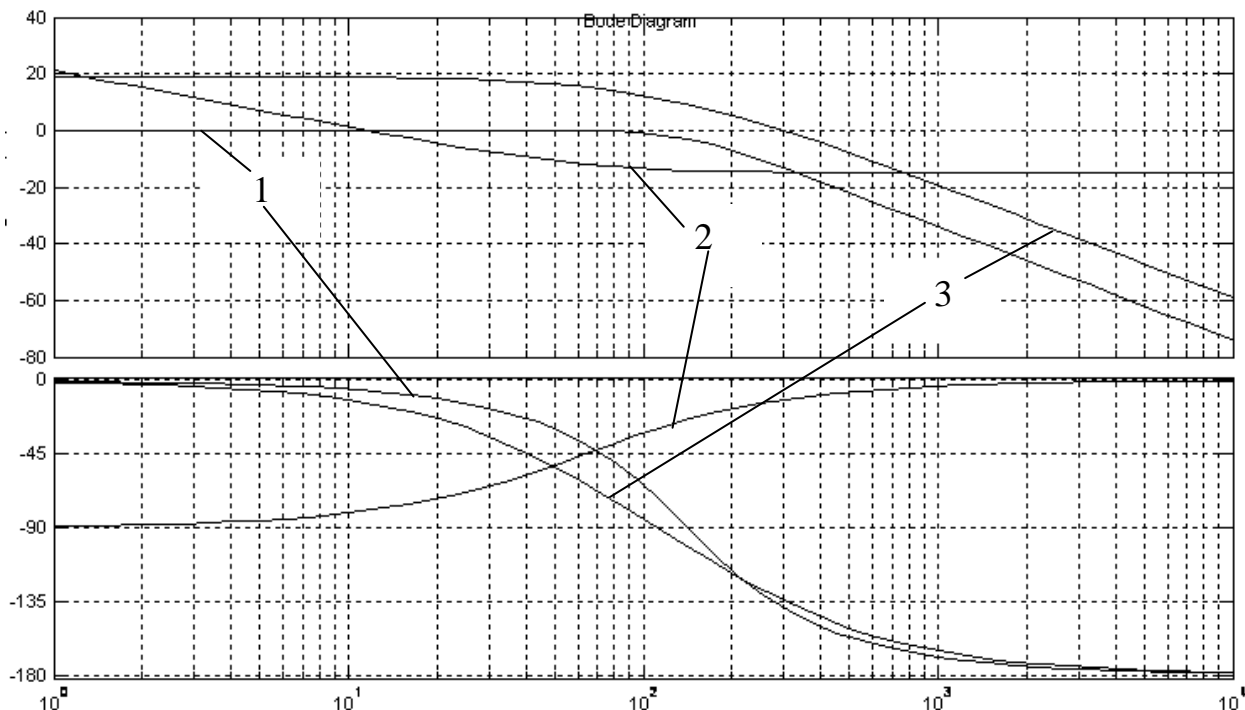


Рис. 11 ЛАЧХ й ФЧХ 1 - замкнутого контуру струму
 2 – регулятору
 3 – об'єкту керування

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №2

«Оптимізація контуру струму за технічним оптимумом»

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ РОБОТИ

1. Виконати синтез регулятора струму за умови наявності неединичного зворотного зв'язку.
2. Розробити й реалізувати математичну модель контуру струму в «Simulink».
3. Дослідити реакцію оптимізованого контуру струму на ступінчастий керуючий вплив амплітудою 10 вольт поданий **на вхід регулятора струму**.
4. Роздрукувати в єдиних вісях координат перехідний процес за струмом в оптимізованому контурі струму й перехідний процес за струмом в розімкненому контурі без регулятора (п. 6 лабораторної роботи №1). Виконати порівняльний аналіз перехідних процесів.
5. Дослідити вплив коефіцієнту зворотного зв'язку на перехідний процес за струмом (порівняти результати лабораторних робіт №1 й №2).

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

1 Критерії оптимальності. Загальні положення

Для оптимізації окремих контурів систем підпорядкованого керування у практиці розрахунків системи керування електроприводами найбільше поширення отримали два критерії – *технічний* та *симетричний*.

Вказані критерії спираються на використанні часного критерію оптимальності, який полягає в тому, що *якість перехідних процесів в оптимізованому контурі з одиничним зворотнім зв'язком при ступінчастому керуючому впливі буде оптимальною якщо АЧХ замкненого контуру (модуль передатної функції замкненого контуру) в достатньо широкому частотному інтервалі починаючи з нуля, дорівнює одиниці*. Максимальному наближенню до ідеального фільтру низьких частот відповідає:

$$W(p) = \left| W(p) = \frac{U_{вих}(p)}{U_{вх}(p)} \right|_{p=j\omega} = \begin{cases} 1 & 0 \leq \omega \leq \omega_{зр} \\ 0 & \omega > \omega_{зр} \end{cases} \quad (1),$$

де $\omega_{зр}$ - частота зрізу. Умова (3.7) виконується при:

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{d^k}{d\omega^k} |W(j\omega)| = 0, \text{ де } k = 1, 2, \dots \quad (2).$$

За умови, що передатна функція замкненої системи має вигляд:

$$W(p) = \frac{b_0 + \sum_{i=1}^m b_i p^i}{a_0 + \sum_{j=1}^n b_n p^n}, \quad (3)$$

і з використанням (2) отримаємо співвідношення для коефіцієнтів поліномів чисельника й знаменника:

$$\left. \begin{aligned} (b_1^2 - 2b_0b_2)a_0^2 &= b_0^2(a_1^2 - 2a_0a_2) \\ (b_2^2 - 2b_1b_3 + 2b_0b_4)a_0^2 &= b_0^2(a_2^2 - 2a_1a_3 + 2a_0a_4) \\ (b_3^2 - 2b_2b_4 + 2b_1b_3 - 2b_0b_6)a_0^2 &= b_0^2(a_3^2 - 2a_2a_4 + 2a_1a_3 - 2a_0a_6) \\ \dots \dots \dots \\ \left(b_r^2 + 2 \sum_{l=1}^r (-1)^l b_{r-l} b_{r+l} \right) a_0^2 &= b_0^2 \left(a_r^2 + 2 \sum_{l=1}^r (-1)^l a_{r-l} a_{r+l} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

В випадку, коли система містить r коефіцієнтів, то r рівнянь можуть бути розв'язані, а передатна функція (4) буде оптимальною. Досягнутий при цьому оптимум є *оптимумом за модулем*.

2 Синтез регулятора за технічним критерієм оптимізації

Припустимо, що передатна функція об'єкту керування має вигляд:

$$W(p) = \frac{k_{об}}{\prod_{k=1}^m (1 + \tau_{wk} p)(1 + T_\mu p)} \quad (5),$$

де τ_{wk} - більша стала часу об'єкту керування;

T_μ - мала некомпенсована стала часу ($\tau_{wk} \gg T_\mu$). Передатну функцію регулятора запишемо як:

$$W_r(p) = \frac{\prod_{i=1}^n (1 + \tau_{ri} p)}{\tau_0 p} \quad (6).$$

Передатна функція замкненої системи за прямим каналом керування (рис.1) запишеться у вигляді:

$$W_{зам}(p) = \frac{k_{об} \prod_{i=1}^n (1 + \tau_{ri} p)}{\tau_0 p \prod_{k=1}^m (1 + \tau_{wk} p) (1 + T_{\mu} p) + k_{об} \prod_{i=1}^n (1 + \tau_{ri} p)} \quad (7).$$

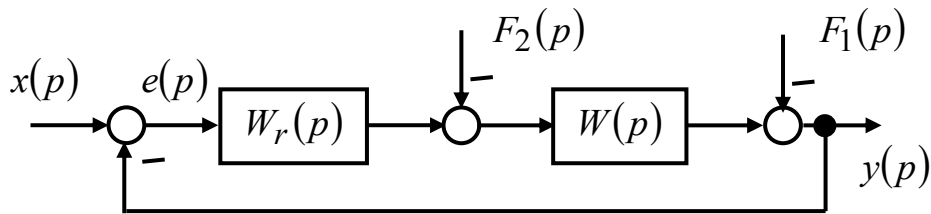


Рис. 1 Структурна схем а контуру, що оптимізується

Технічний критерій оптимізації можливо сформулювати наступним чином:

1. кількість великих сталих часу в поліномі чисельника передатної функції регулятора повинно дорівнювати кількості великих сталих часу передатної функції об'єкту керування, причому, вказані сталі повинні попарно дорівнювати одна одній за абсолютною величиною - $\tau_{ri} = \tau_{wk} (i = k)$;
2. стала часу інтегрування τ_0 повинна обиратися за умови, що $\tau_0 = 2T_{\mu} k_{об}$.

При виконанні умов 1, 2 перехідному процесові властиві наступні характеристики: *перерегулювання* $\sigma = 4,35\%$; *час першого узгодження* $t_n = 4,7T_{\mu}$; *час регулювання (при 2% відхиленні)*: $t_k = 8,4T_{\mu}$. Контур, що оптимізований за модульним оптимумом за впливом, що керує є *астатичним* (статична похибка $e(p) = 0$; динамічна похибка $e'(p) = A/2T_{\mu}$, де A - швидкість зміни лінійно зростаючого сигналу) і має *астатизм першого ступеня*.

У випадку, коли об'єкт керування описується коливальною ланкою з великими сталими часу $\tau_{w1}; \tau_{w2}$ й аперіодичною ланкою з малою некомпенсованою сталою часу T_{μ} : $W(p) = \left(\frac{k_{об}}{(1 + \tau_{w1} p + \tau_{w2} p^2)(1 + T_{\mu} p)} \right)$, потрібно для компенсації $\tau_{w1}; \tau_{w2}$ використовувати пропорційно-інтегро-диференціальний (ПІД) регулятор з передатною функцією:

$$W_r(p) = \frac{1 + 2d\tau p + \tau^2 p^2}{\tau_0 p} \quad (8).$$

Коефіцієнти ПІД – регулятора визначаються як:

$$\tau^2 = \tau_{w1} \tau_{w2}; \quad 2d = \frac{\tau_{w1}}{\sqrt{\tau_{w1} \tau_{w2}}} \quad (d < 1); \quad \tau_0 = 2T_{\mu} k_{об}.$$

Передатні функції розімкненого й замкненого контуру, що оптимізований за технічним критерієм набувають вигляду:

$$W_{роз}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(1+T_{\mu}p)} \quad (9)$$

$$W_{зам}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}^2p^2 + 2T_{\mu}p + 1} \quad (10)$$

Технічний критерій оптимізації *використовувати неприпустимо*, коли об'єкт керування містить ланку ідеального інтегрування. В цьому випадку слід скористатися симетричним оптимумом.

Виконаємо оптимізацію контуру струму ДПС з параметрами, що наведені в лабораторній №1, за модульним оптимумом. Бажана передатна функція у відповідності до викладеного вище має вигляд (9):

$W_{баж}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(1+T_{\mu}p)}$. Передатну функцію об'єкту керування (рис. 2) запишемо

як: $W_{об}(p) = \frac{k_{об}}{(1+T_{\mu}p)(1+T_a p)}$, де $k_{об} = \frac{k_{\partial c} k_{mn}}{R_a}$.

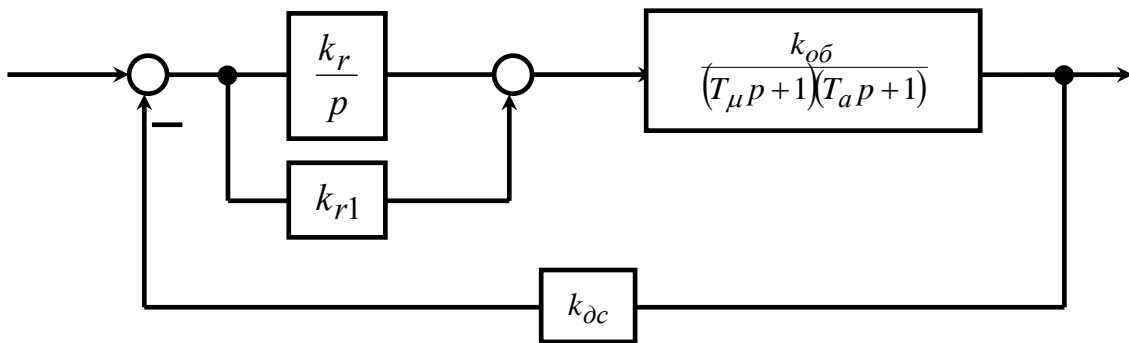


Рис. 2 Структурна схема контуру струму

Коефіцієнт перетворення датчика струму розраховується за виразом: $k_{\partial c} = \frac{U_{вих}}{\lambda I_n} = \frac{10}{2,5 \cdot 8,7} = 0,46$, де $\lambda = 2,5$ - перевантажувальна здатність двигуна постійного струму.

Передатна функція регулятора струму визначається як:

$W_r(p) = \frac{W_{баж}(p)}{W_{об}(p)} = k_{pc} \frac{1+T_a p}{p}$, де $k_{pc} = \frac{R_a}{2T_{\mu}K_{mn}k_{\partial c}} = \frac{2,5}{2 \cdot 0,005 \cdot 22 \cdot 0,46} = 24,7$ - коефіцієнт

підсилення регулятора струму. Таким чином: $W_r(p) = 24,7 \cdot \frac{1+0,016p}{p}$. Передатна

функція замкненого оптимізованого контуру струму набуває вигляду:

$$W_{замк}^{opt}(p) = \frac{1/k_{\partial c}}{2T_{\mu}^2p^2 + 2T_{\mu}p + 1}$$

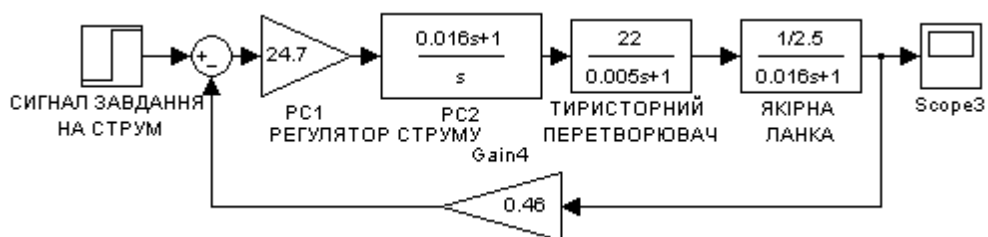


Рис. 3 Контур струму оптимізований за технічним критерієм

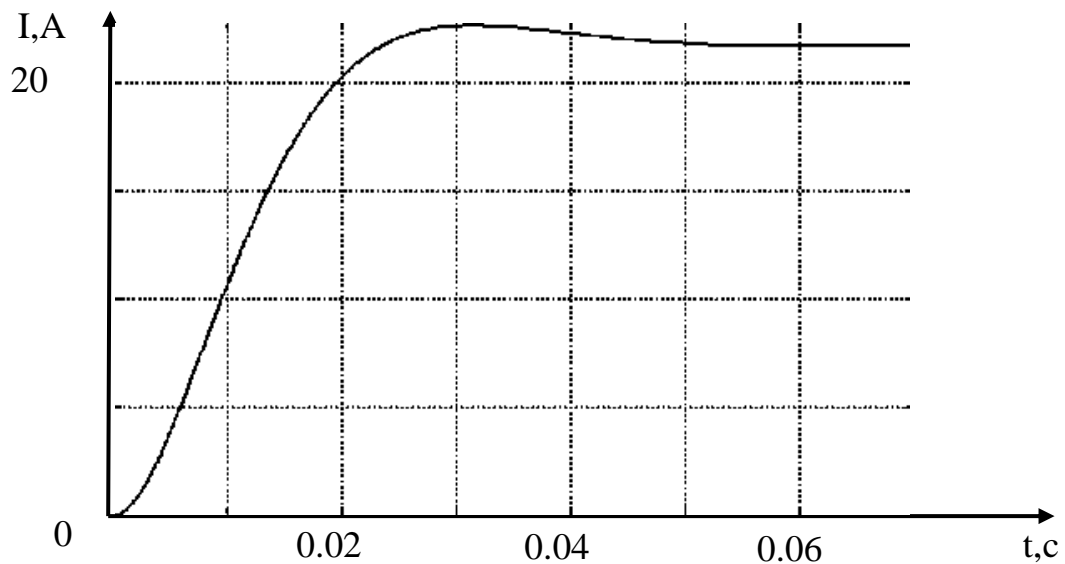


Рис.4 Відпрацювання контуром струму сигналу ступінчастого керування амплітудою 10 В.

ДОДАТОК

Вихідні дані

Параметри двигуна постійного струму									Параметри механізму	
№	Тип	P_H , кВт	n_H , об/хв	U_H , В	I_H , А	R_a , Ом	p	$J_{ДВ,2}$, кгм ²	$J_{мех,2}$, кгм ²	$n_{мех.}$, об/хв
1	П91	55	1500	220	287	0,0257	4	1,5	6* $J_{ДВ}$	100
2	П92	25	600	220	136	0,111	4	1,75	6* $J_{ДВ}$	256
3	П92	32	750	220	169	0,074	4	1,75	8* $J_{ДВ}$	258
4	П92	42	1000	220	219	0,0547	4	1,75	7* $J_{ДВ}$	654
5	П92	75	1500	220	381	0,0183	4	1,75	10* $J_{ДВ}$	7889
6	П101	32	600	220	172	0,0749	4	2,575	11* $J_{ДВ}$	521
7	П101	42	750	220	222	0,049	4	2,575	40* $J_{ДВ}$	456
8	П101	55	1000	220	286	0,0292	4	2,575	5* $J_{ДВ}$	245
9	П101	100	1500	220	508	0,0131	4	2,575	9* $J_{ДВ}$	897
10	П102	42	600	220	223	0,05	4	3	4* $J_{ДВ}$	654
11	П102	55	750	220	286	0,0311	4	3	6* $J_{ДВ}$	126
12	П102	75	1000	220	385	0,0199	4	3	5* $J_{ДВ}$	589
13	П102	125	1500	220	632	0,0079	4	3	4* $J_{ДВ}$	478
14	П111	55	600	220	287	0,0362	4	5,1	6* $J_{ДВ}$	564
15	П111	75	750	220	387	0,0236	4	5,1	4* $J_{ДВ}$	125
16	П111	100	1000	220	511	0,0153	4	5,1	8* $J_{ДВ}$	258
17	П111	160	1500	220	809	0,00638	4	5,1	7* $J_{ДВ}$	159
18	П112	70	600	220	361	0,0262	4	5,85	6* $J_{ДВ}$	654
19	П112	85	750	220	436	0,0192	4	5,85	15* $J_{ДВ}$	756
20	П112	125	1000	220	632	0,0102	4	5,85	30* $J_{ДВ}$	148
21	П112	200	1500	220	1000	0,00495	4	5,85	10* $J_{ДВ}$	357

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №3

«Синтез регулятора швидкості електроприводу постійного струму»

Порядок виконання роботи

1. Розрахувати параметри передатної функції об'єкту керування.
2. Розрахувати параметри П – регулятора швидкості (технічний оптимум).
3. Розрахувати параметри ПІ – регулятора швидкості (симетричний оптимум).
4. Розробити математичну модель контуру швидкості з П – й ПІ – регулятором в «Simulink» й дослідити його реакцію на ступінчастий керуючий вплив амплітудою 10в (контур струму представлений аперіодичною ланкою першого ступеня).
5. Виконати порівняльний аналіз реакції контуру швидкості з П – й ПІ – регулятором на стрибкове навантаження від нульового значення до величини номінального струму поданого до контуру після закінчення перехідного процесу за швидкістю, за умови відпрацювання контуром струму вхідного ступінчастого сигналу амплітудою 10 вольт (контур струму в моделі повинен бути представлений у розгорнутому вигляді). Дослідити й роздрукувати перехідні процеси в електроприводі постійного струму (вихід регулятора швидкості, вихід силового перетворювача, струм, сигнал навантаження, швидкість двигуна).
6. Записати передатну функцію замкненого контуру швидкості з синтезованим ПІ – регулятором.

Методичний приклад

Виконаємо синтез регулятора швидкості ДПС, за технічним оптимумом за умови, що до об'єкту керування входить контур струму, оптимізований за технічним оптимумом з передатною функцією:

$$W_{\text{замк}}^{\text{онт}}(p) = \frac{1/k_{\text{дс}}}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1}. \quad (1)$$

Нехтуючи коефіцієнтами при p^2 через їхній малий вплив на перехідний процес в зоні низьких частот (1) отримаємо:

$$W_{\text{замк}}^{\text{онт}}(p) \approx \frac{1/k_{\text{дс}}}{2T_{\mu} p + 1}. \quad (2)$$

Бажана передатна функція при оптимізації за технічним оптимумом:

$$W_{\text{роз.мв.}}^{\text{б.ж.}}(p) = \frac{1}{2T_t p(1 + T_t p)}, \quad (3)$$

де $T_t = 2T_{\mu}$.

Вихідні дані:

стала часу керованого перетворювача $T_{\mu} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ c}$;

опір якірного ланцюга $R_a = 2,5 \text{ Ом}$; стала часу $T_m = 0,27 \text{ c}$;

коефіцієнт перетворення датчика швидкості $k_{\omega} = \frac{10}{\omega_{ном}} = 0,06$; $KF = 1,26$;

коефіцієнт перетворення датчика струму $k_{I} = 0,46 \frac{B}{A}$.

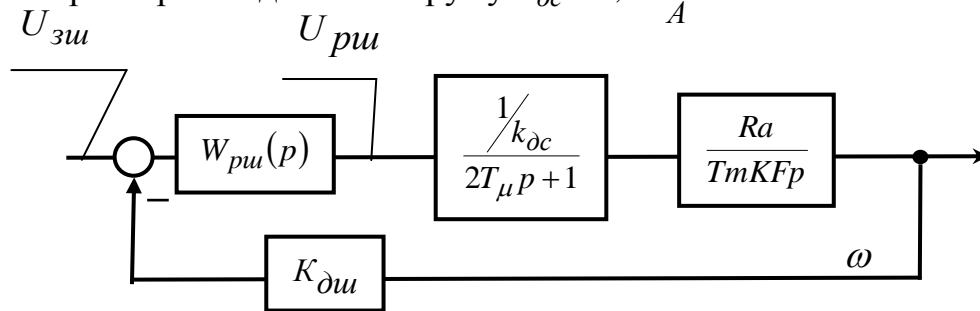


Рис. 1 Контур швидкості

З (3) можна виразити передатну функцію П - регулятора швидкості:

$$W_{ru}(p) = \frac{k_{\omega}}{2T_{\mu}k_{\omega} \frac{R_a}{T_m K_F}} \quad (4).$$

$$K_{ru} = \frac{0,46}{4 \cdot 0,005 \cdot 0,06 \cdot 2,5 / 0,27 \cdot 1,26} = 52,16$$

Однак система з П – регулятором є статичною (має швидкісну статичну похибку), що є її основним недоліком (рис. 2, 3). Щоб позбавитися вказаного недоліку слід виконати оптимізацію за симетричним оптимумом. До виходу регулятора швидкості (рис. 3) підключений блок обмеження, що обмежує вихід регулятора на рівні $[-10;10] B$. Це пов'язане з наявністю в реальній системі автоматичного керування обмеження за напругою живлення елементів системи. В коректно синтезованій системі підпорядкованого керування двигуном постійного струму регулятор струму не повинен насичуватися, тому обмежувати слід лише регулятор швидкості.

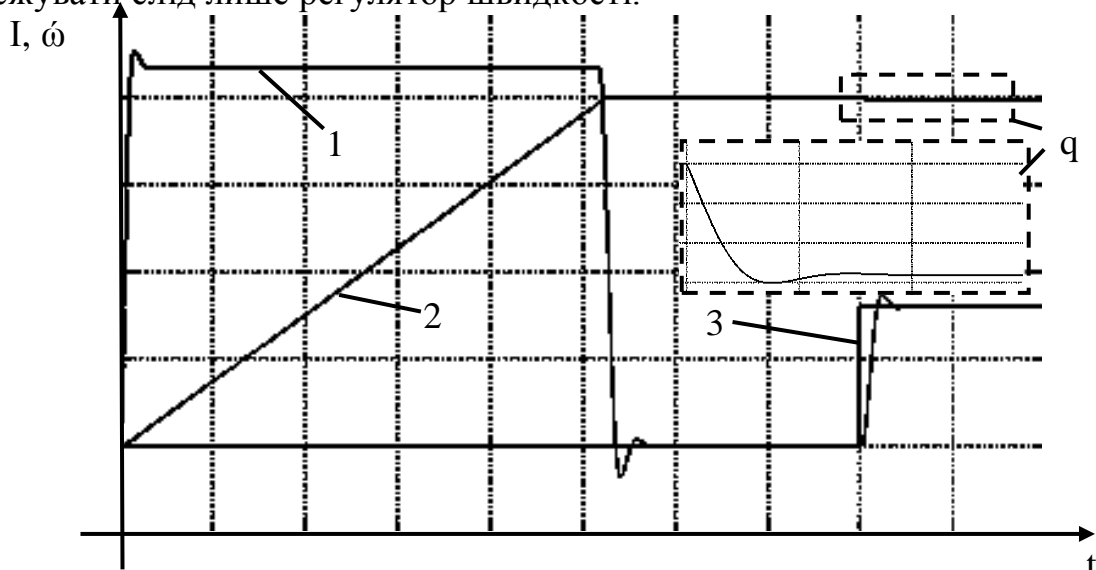


Рис. 2 Перехідні процеси в електроприводі постійного струму
1 – струм; 2 – швидкість; 3 - навантаження

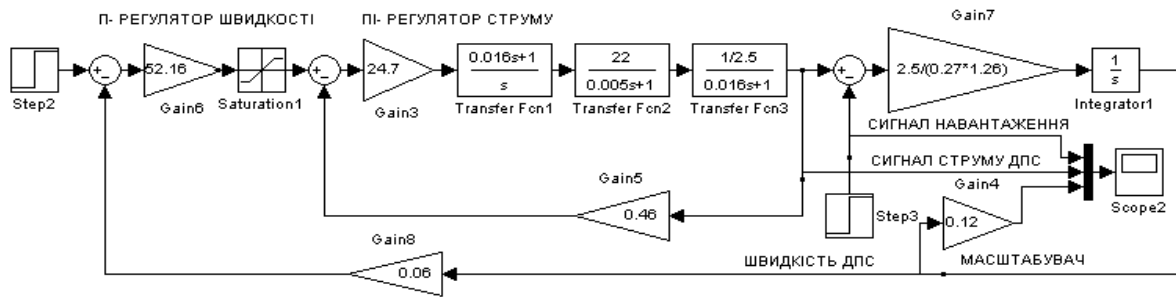


Рис. 3 Модель електропривода постійного струму

Оптимізація контуру швидкості за симетричним критерієм

Об'єкт керування лишається незмінним (2). Виконаємо розрахунок параметрів передатної функції регулятора швидкості.

Передатна функція об'єкту керування:

$$W_{об.шв.}(p) = \frac{1/k_{dc}}{2T_{\mu}p+1} \cdot \frac{R_a k_{dш}}{T_m K_F p} \quad (5).$$

За вимогами симетричного критерію (з урахуванням, що для контуру швидкості мала некомпенсована стала часу $T_{\mu} = 2 \cdot 0,005 = 0,01$):

$$\tau_{ру} = 4T_{\mu} = 8 \cdot 0,005 = 0,04 ;$$

$$\tau_0 = \frac{8T_{\mu}^2 k_{об}}{T_m} = \frac{8T_{\mu}^2}{T_m} \cdot \frac{1/k_{dc}}{K_F} \cdot R_a k_{дш} = \frac{8 \cdot 0,01^2 \cdot 1/0,46 \cdot 2,5 \cdot 0,06}{0,27 \cdot 1,26} = 7,7 \cdot 10^{-4}.$$

Передатна функція ПІ – регулятора набуває вигляду:

$$W_{ру}(p) = \frac{1 + \tau_{ру}p}{\tau_0 p} = \frac{1 + 0,04p}{0,00077p} = \frac{1298}{p} + 51,9.$$

Модель перехідна процеси в системі з ПІ – регулятором швидкості ЕМС з ПІ – регулятором швидкості й сама математична модель електропривода постійного струму наведені на рис. 4, 5 відповідно. Перехідні процеси в системі автоматизованого електропривода постійного струму наведені на рис. 6.

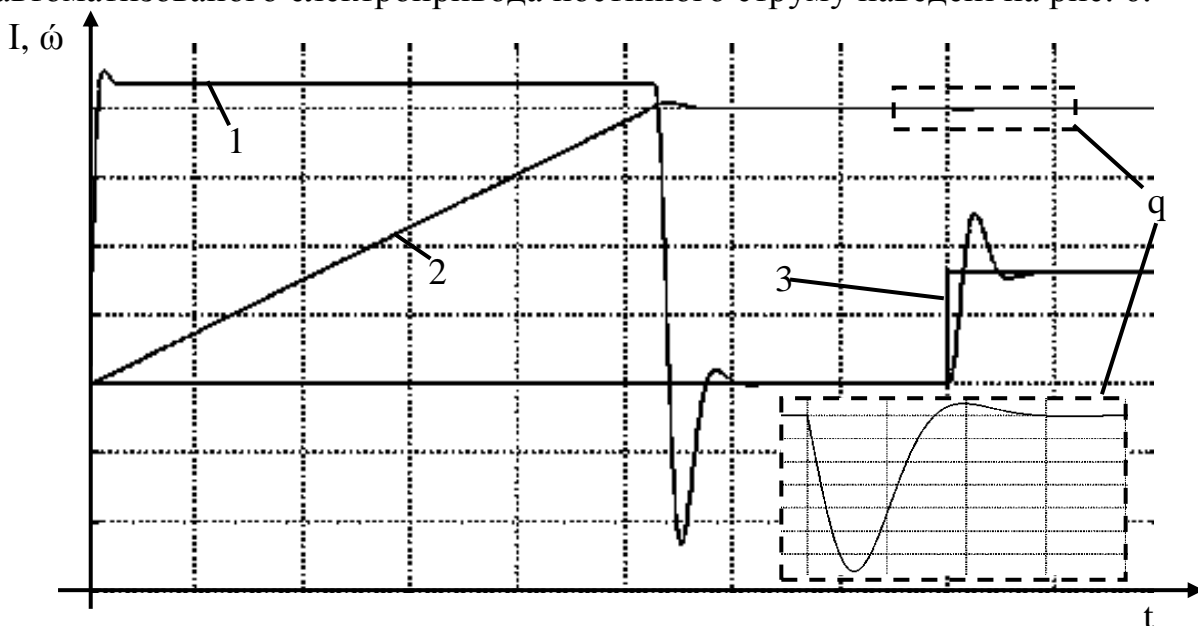


Рис. 4 Перехідні процеси в електроприводі постійного струму з ПІ – регулятором швидкості
1 – струм; 2 – швидкість; 3 - навантаження

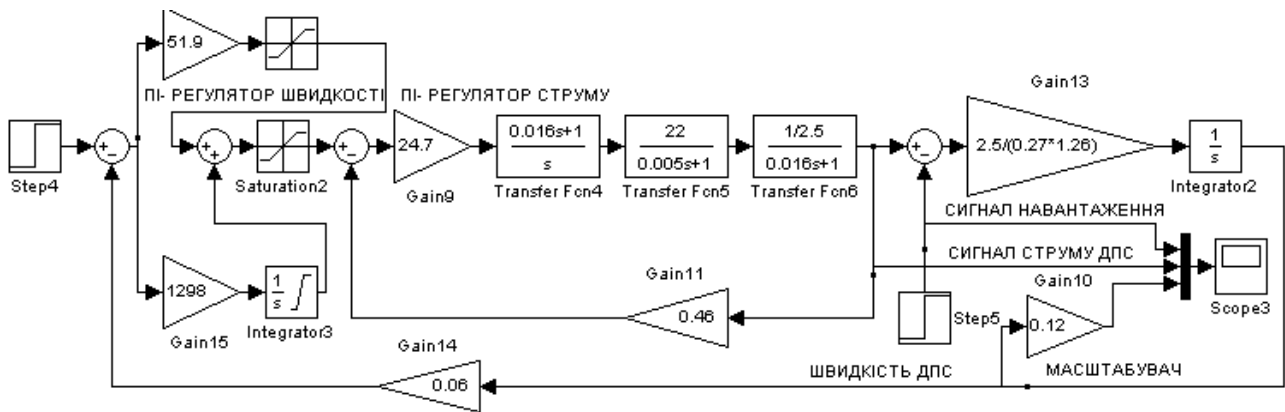


Рис. 5 Модель електропривода постійного струму з ПІ – регулятором швидкості

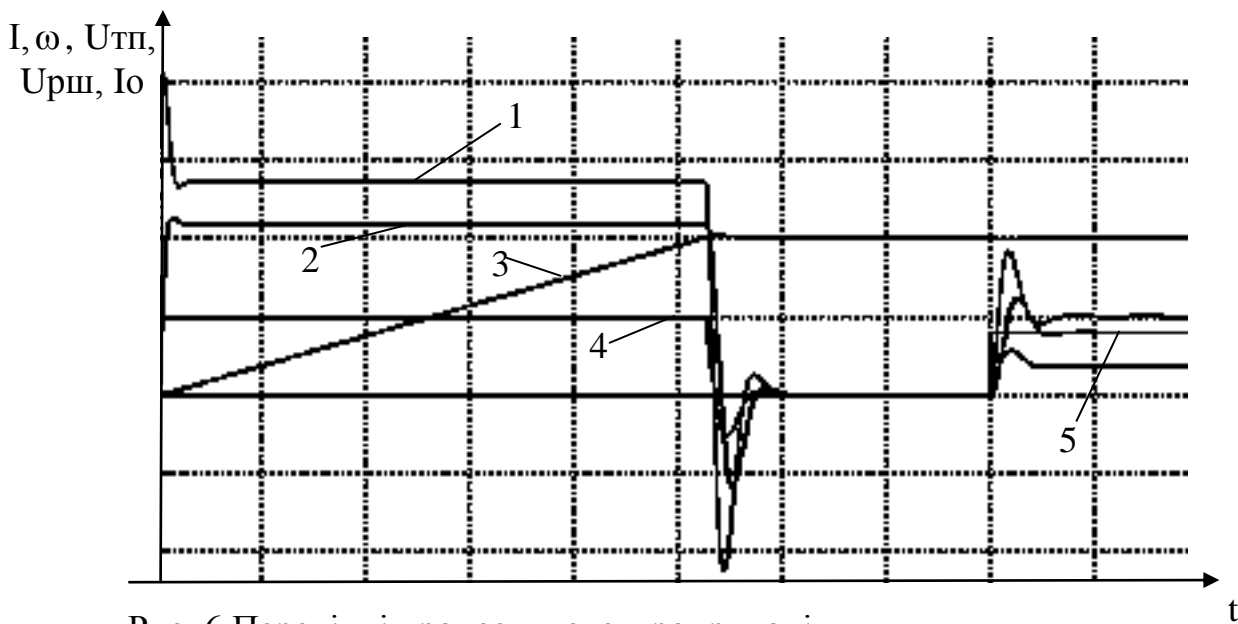


Рис. 6 Перехідні процеси в електроприводі

1 – напруга тиристорного перетворювача; 2 – струм ДПС; 3 – швидкість ДПС; 4 – напруга регулятора швидкості; 5 – сигнал навантаження

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №4 «Дослідження імпульсних систем»

Порядок виконання роботи

11. Записати передатну функцію замкненого контуру струму, що оптимізований за Баттервортом.
12. Дослідити вплив ефекту квантування за часом на вигляд перехідного процесу (відпрацювання ступінчастого сигналу керування). Діапазон змін часу квантування належить $[0,1; 1,0]$ з кроком зміни 0,1.
13. Дослідити вплив ефекту квантування за рівнем сигналу. Діапазон змін зони нечутливості квантуючого елемента $[0,1; 1,5]$ з кроком зміни 0,2.
14. Записати висновки про максимально припустиму зону нечутливості квантуючого елемента із збереженням якості керування.

Методичний приклад

Виконаємо дослідження впливу ефекту квантування за часом на вигляд перехідного процесу. Передатна функція об'єкту дослідження має вигляд:

$$W(p) = \frac{p+2}{2p^2+3p+4}$$

Отримаємо реакцію на ступінчастий сигнал керування, для чого у "Command window" запишемо:

```
>> w=tf([1 2],[2 3 4])  
  
Transfer function:  
      s + 2  
-----  
2 s^2 + 3 s + 4  
  
>> step(w)
```

Рис. 1

Реакція на ступінчастий вплив має вигляд:

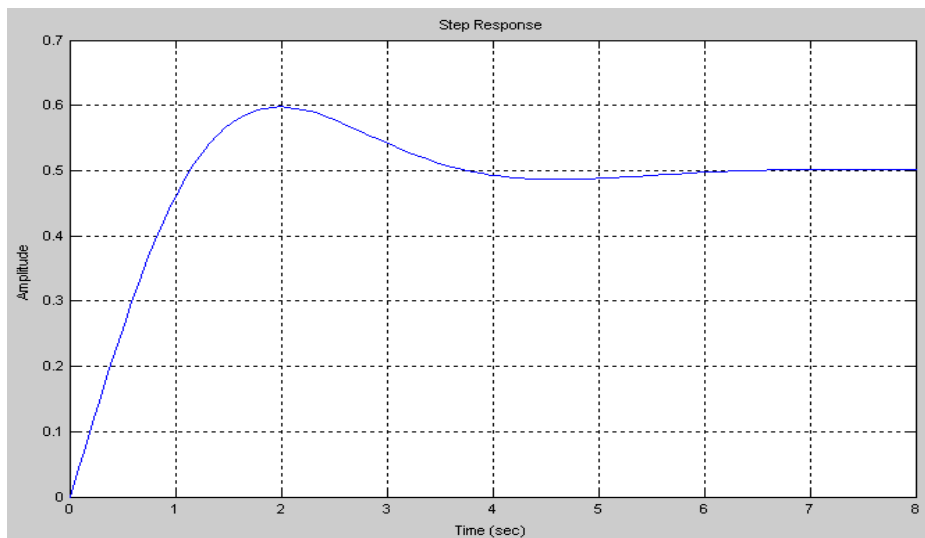


Рис. 2

Для отримання передатної функції з урахуванням часу квантування, що дорівнює 0,1 с слід записати:

```
>> W01=c2d(w,0.1)  
  
Transfer function:  
 0.05103 z - 0.04176  
-----  
z^2 - 1.842 z + 0.8607  
  
Sampling time: 0.1  
>> step(w,W01)
```

Рис. 3

На рис. 4 наведено в єдиній системі координат зміна в поточному часі безперервного сигналу й квантованого з інтервалом квантування 0,1с.

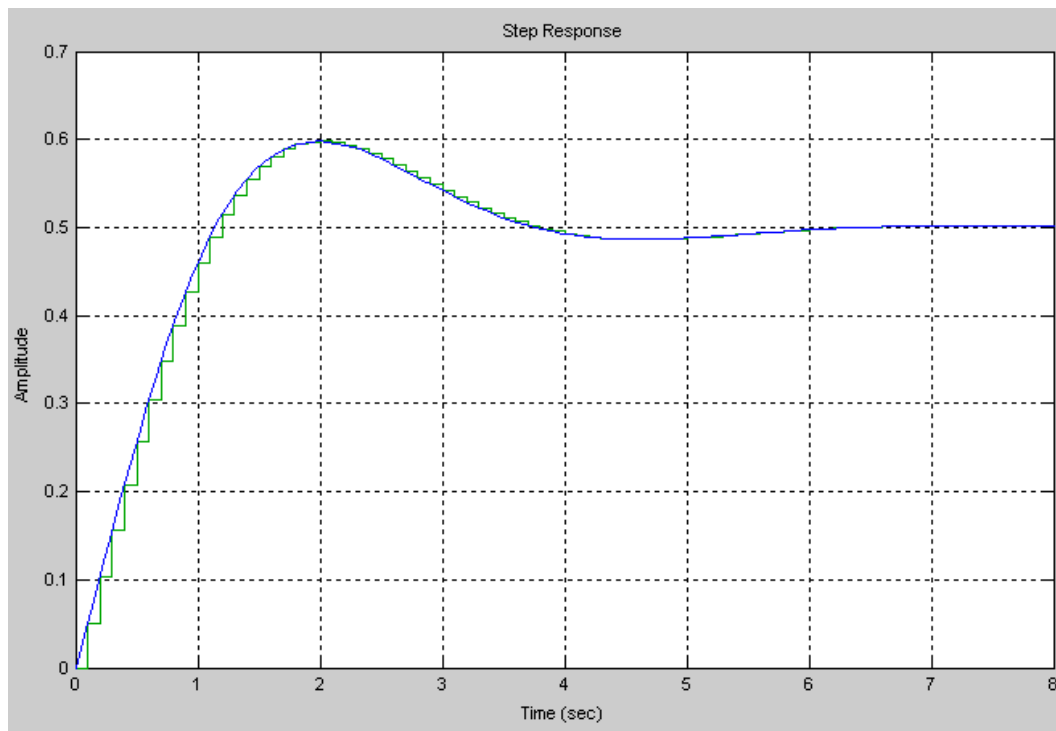


Рис. 4

Для дослідження впливу ефекту квантування за рівнем сигналу слід реалізувати наступні системи:

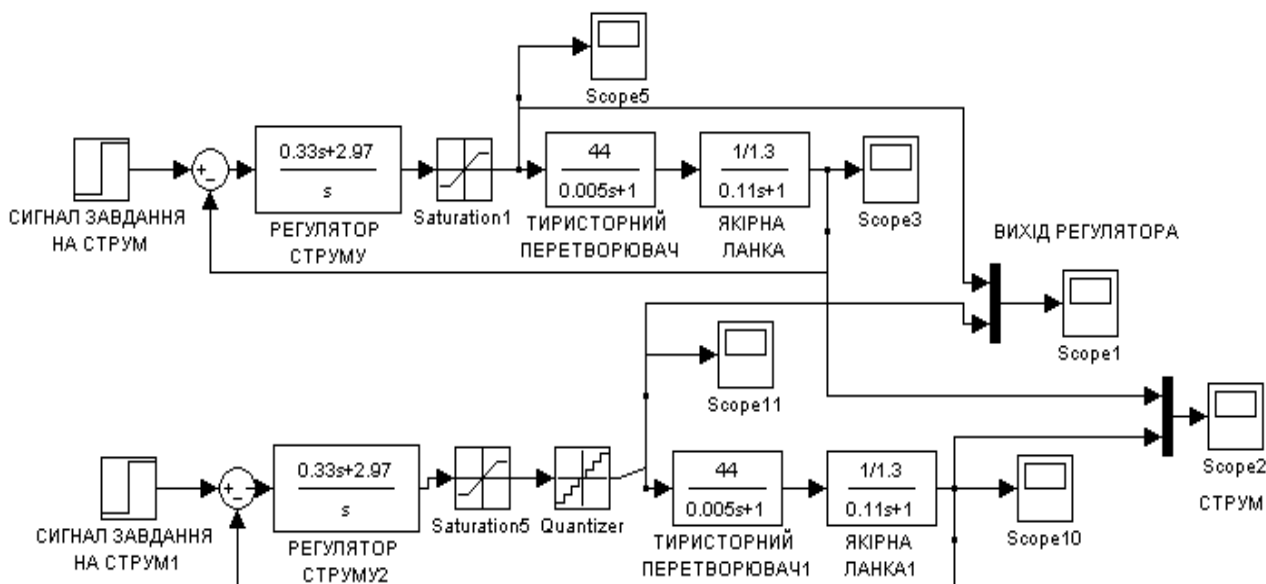


Рис. 5

На рис 5 наведені дві системи автоматичного керування, що відрізняються наявністю квантовача на виході регулятора струму (нижня частина рисунку 5). В блоці «Quantizer» слід назначати рівень нечутливості. За

результатами досліджень побудувати залежність часу керування від зони нечутливості елемента «Quantizer».

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №5 «Цифрові системи автоматичного керування»

Порядок роботи

1. Визначити за допомогою z – перетворення передатну функцію ПІ – регулятора швидкості.
2. Реалізувати за допомогою «Simulink» математичні моделі САК швидкістю ДПС з НЗ (рис. 1, 2).
3. Дослідити вплив ефекту квантування за рівнем сигналу. Діапазон зміни зони нечутливості квантуючого елемента за прямим каналом керування й за каналом зворотнього зв'язку $[0,1; 1,5]$ з кроком зміни $0,1$.
4. Записати висновки про зміну значення максимально припустимого значення зони нечутливості квантуючого елемента (за умови, що максимальне значення величини перерегулювання не перевищуватиме 20%) при наявності квантувача водночас в прямому й зворотному каналах в порівнянні з випадком, коли квантувач є тільки в прямому каналі керування.

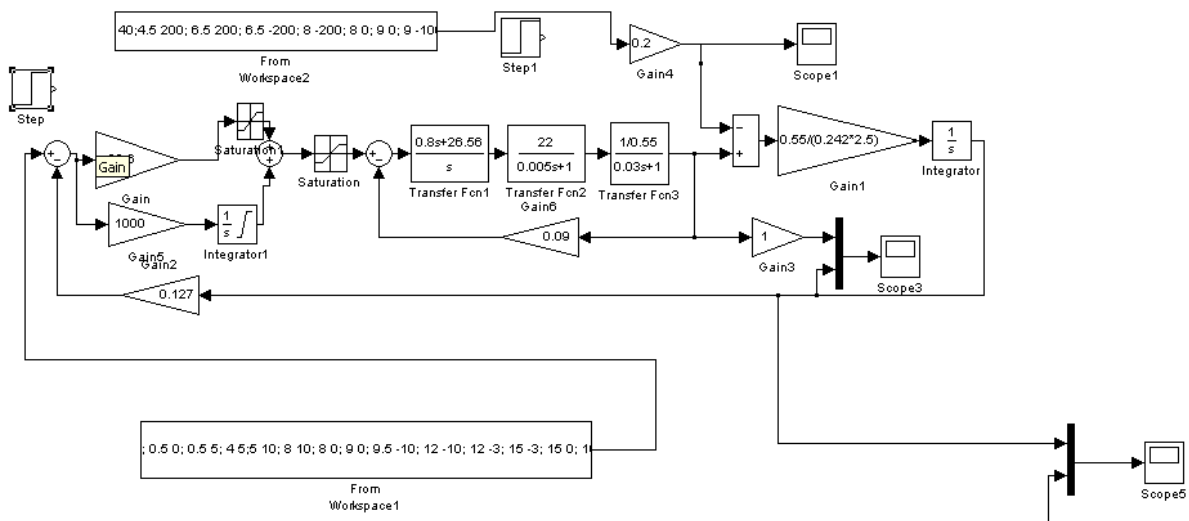


Рис. 1 САК швидкістю ДПС з НЗ без квантуючого елемента

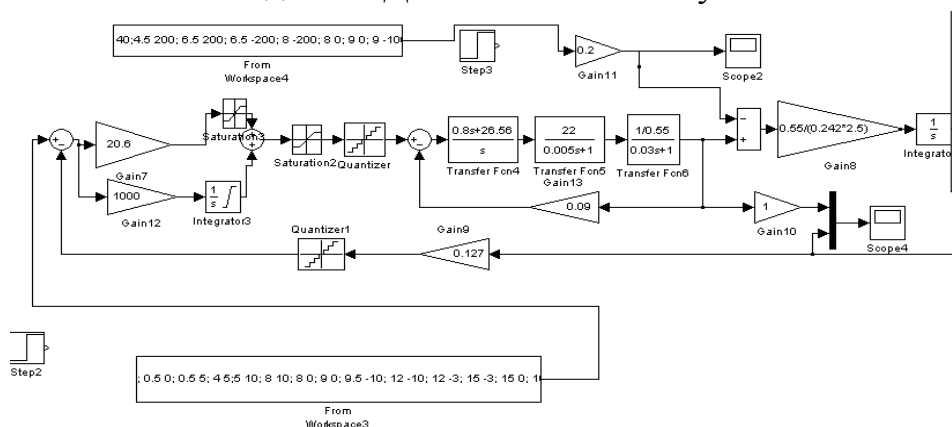


Рис. 2 САК швидкістю ДПС з НЗ з квантуючим елементом у прямому каналі керування та в каналі зворотного зв'язку

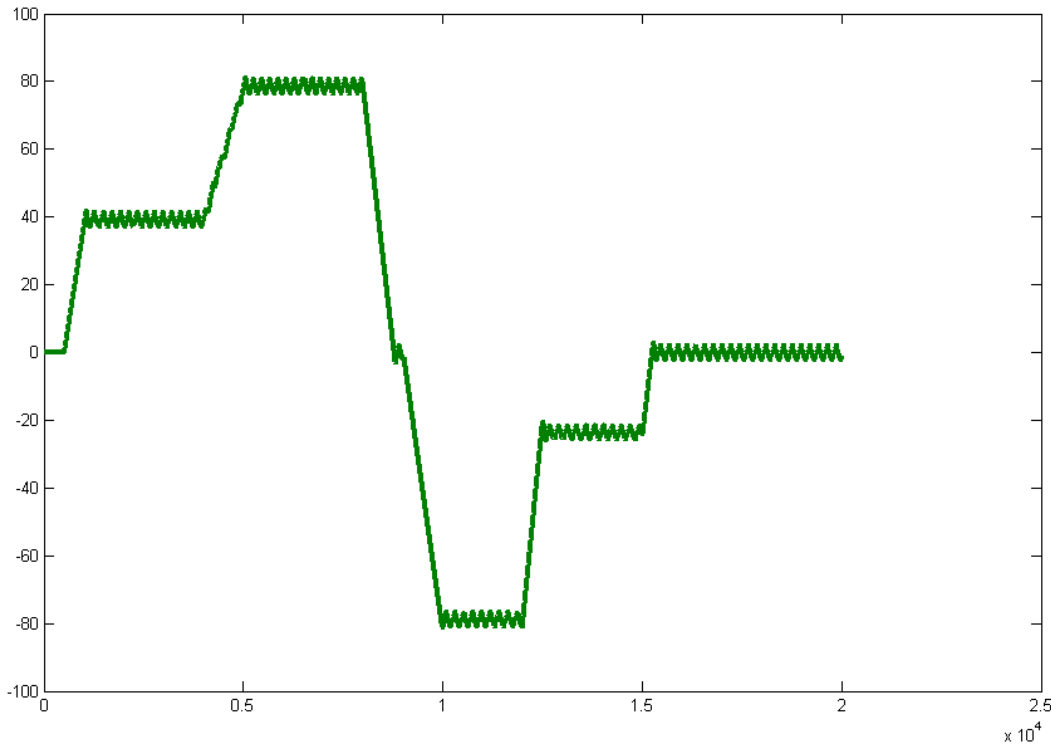


Рис. 3 Перехідний процес за швидкістю за умови, що Δ квантовачів дорівнює 0,5

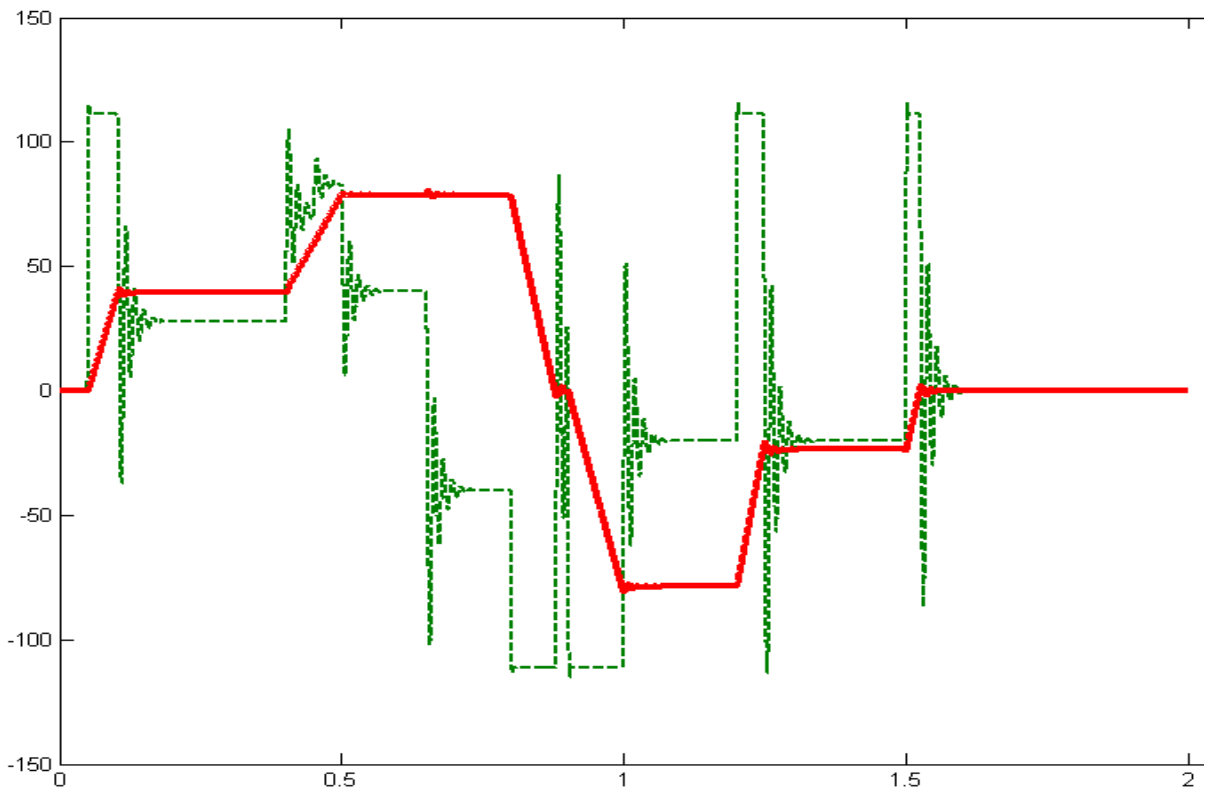


Рис. 4 Перехідні процеси за струмом та швидкістю у вихідній САК (рис. 1)

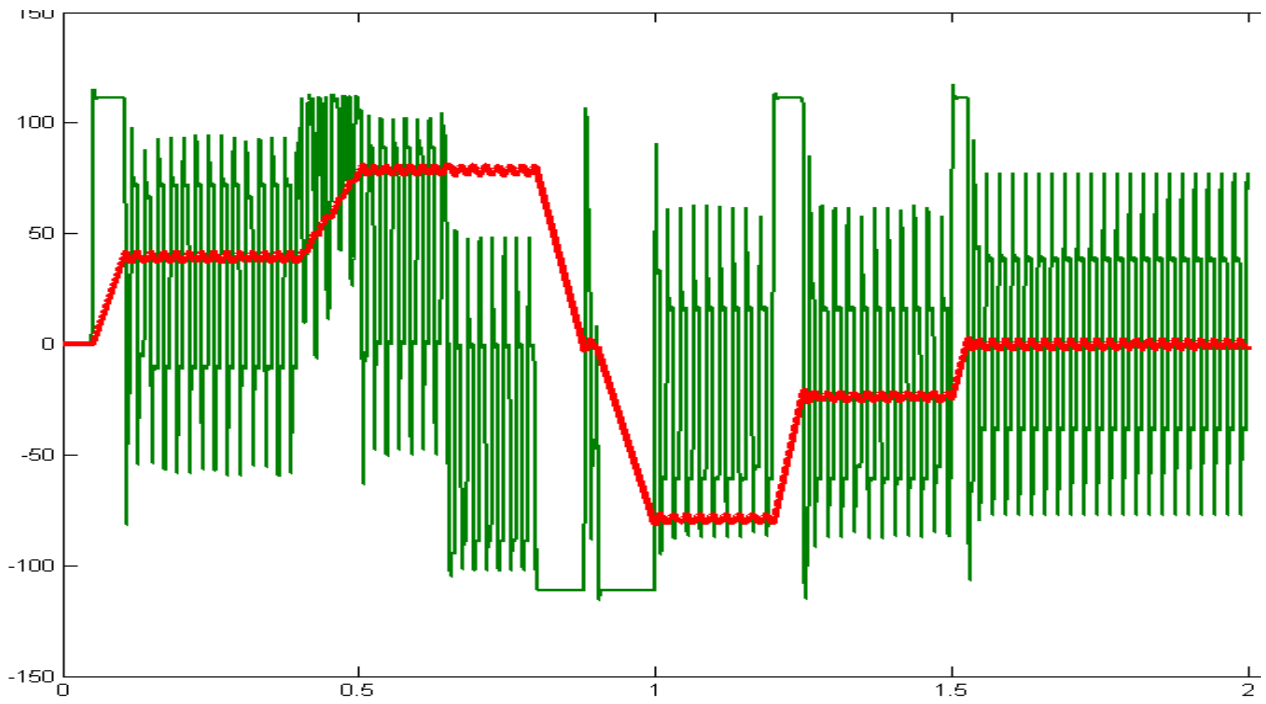


Рис. 5 Перехідні процеси за струмом та швидкістю у САК за умови, що Δ квантовачів дорівнює 0,5

РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

1. Automatic control systems / Farid Golnaraghi, Bendjamin C. Kuo. – John Wiley&Sons, inc. – 2009. – 786 p.
2. Introduction to digital control systems theory/ A. Kulik, I. Dybska. – The textbook. – Kharkiv: National Aerospace University “Kharkov Aviation Institute”, 2007. – 165 p.
3. Воронов А.А. Основы теории автоматического управления. Автоматическое регулирование непрерывных линейных систем. – М.: Энергия, 1986. – 309 с.
4. Зимин Е.Н., Яковлев В.И. Автоматическое управление электроприводами. – М.: Высшая школа, 1979. – 317 с.
5. Классические методы автоматического управления. / Под ред. А.А. Ланнэ. – СПб: БХВ – Петербург, 2004. – 640 с.
6. Лукас В.А. Теория автоматического управления. – М.: Недра, 1990. – 416 с.
7. Основы теории автоматического управления./ Никулин А.Е.. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 640 с.
8. Первозванский А.А. Курс теории автоматического управления. – М.: Наука, 1986. – 616 с.
9. Попович МИ.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування: Підручник. – К.: Либідь, 1997.-544с.
10. Сборник задач по теории автоматического регулирования и управления/ Под ред. В.А. Бессекерского. М.: Наука, 1978. – 512с.
11. Солодовников В.В., Плотников В.Н., Яковлев А.В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования. – М.: Машиностроение, 1985. – 535 с.
12. Теория автоматического регулирования техническими системами: Учебное пособие для машиностроительных и приборостроительных вузов / В.В. Солодовников, А.В. Яковлев. – М.: Издат-во МГТУ, 1993. – 492 с.
13. Цифровые системы автоматизации и управления. / Густав Олссон, Джангуидо Пиани. – СПб.: Невский Диалект, 2001. – 557 с.
14. Шаруда В.Г. Практикум з теорії автоматичного управління: Навчальний посібник.- Дніпропетровськ: Національна гірнича академія України, 2002. – 414с., іл.133.