

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
КРИВОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Електротехнічний факультет
Кафедра: Електричної інженерії

ПРАКТИЧНІ ЗАНЯТТЯ

з дисципліни «Системи керування електроприводами»
для студентів спеціальності G3 Електрична інженерія (за старим переліком
спеціальностей 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка)

Розробив: к.т.н., доц. Осадчук Ю.Г.

Кривий Ріг
2025

Практичні заняття з навчальної дисципліни «Системи керування електроприводами» для здобувачів в галузі знань: G Інженерія, виробництво та будівництво; спеціальність: G3 Електрична інженерія (за старим переліком спеціальностей 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка), КНУ, 2025. - 84 с.

Розробник:

Осадчук Ю.Г. – канд. техн. наук, доцент кафедри електричної інженерії.

Рецензент:

Сінчук О.М. – завідувач кафедри електричної інженерії, д-р техн. наук, професор.

Робоча програма затверджена на засіданні кафедри електричної інженерії

Протокол №1 від 28 серпня 2025 року

Завідувач кафедри _____ О.М. Сінчук

Схвалено Вченою радою електротехнічного факультету

Протокол №1 від 30 серпня 2025 року.

Голова _____ В.О. Федотов

Схвалено групою забезпечення ОПП

Протокол № 1 від «26» серпня 2025 року

Гарант ОПП _____ Пересунько І.І.
(підпис)

ЗМІСТ

№ з/п	Назва заняття	Номера сторінок
1	2	3
Пз 1	Синтез релейно-контакторних та логічних схем керування. Визначення параметрів та передаточних функцій елементів автоматизованого електроприводу. Оцінка статичних та динамічних показників розімкненої системи.	4-12
Пз 2	Складання структурних та принципових схем управління, розрахунок коефіцієнтів зворотних зв'язків, регуляторів, статичних та динамічних характеристик приводу постійного струму по варіантам структур замкнутих систем з загальним суматором і підлеглого керування координат	13-49
Пз 3	Складання структурних та принципових схем управління, розрахунок коефіцієнтів зворотних зв'язків, регуляторів, статичних та динамічних характеристик приводу змінного струму по варіантам структур замкнутих систем з загальним суматором і підлеглого керування координат.	50-79
Пз4	Розробка проекту системи регулювання реактивної потужності підстанції з цифровим регулятором реактивної потужності синхронного двигуна.	80-84

Практичне заняття №1.

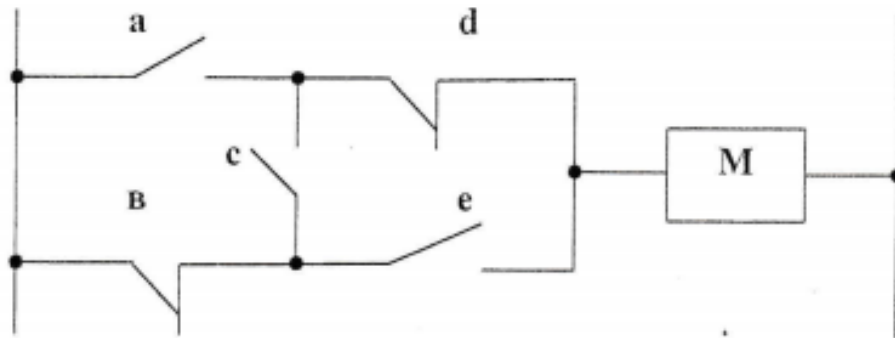
Синтез релейно-контакторних та логічних схем керування. Визначення параметрів та передаточних функцій елементів автоматизованого електроприводу.

Оцінка статичних та динамічних показників розімкненої системи.

Перетворення релейно-контактних структур в безконтактні.

Перетворення схем типа «Н» в «П».

Розглянемо фрагмент релейно-контактної схеми

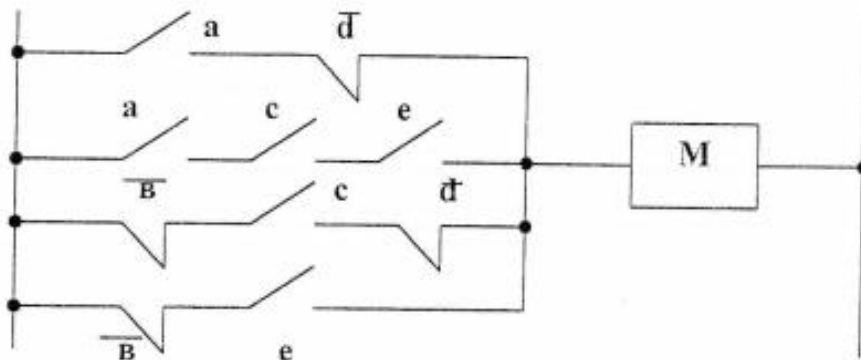


Структури с перехресними вітками називають структурами класу «Н».

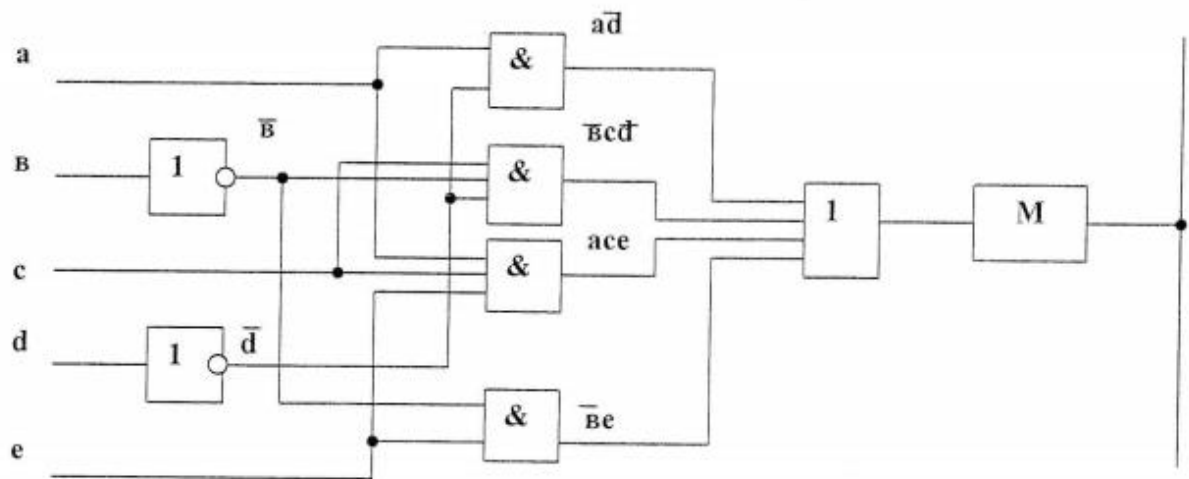
Такі схемні рішення є важко аналізуються при необхідності знаходити несправність в схемі. Тому структуру "Н" переводять на структуру "П", що має ряд паралельних гілок. Для цього, використовуючи закони алгебри логіки, складають логічні перемикаючі функції. Логічна перемикає функція $F(M)$ спрацювання контактора M має вигляд:

$$F(M) = a\bar{d} + ace + \bar{b}c\bar{d} + \bar{b}e = a(\bar{d} + ce) + \bar{b}(c\bar{d} + e)$$

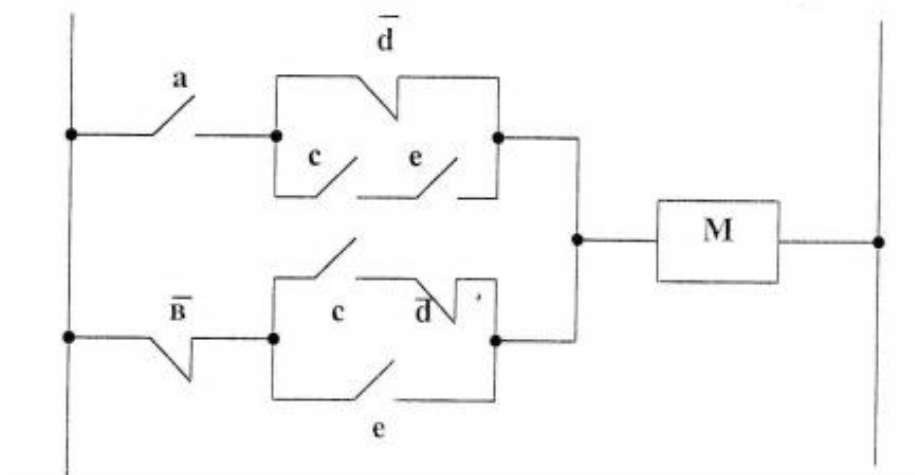
Будемо працювати з першою частиною виразу: складемо структуру класу «П» і реалізуємо усе на базі логіки. Варіант схеми «П» має вигляд:



Логічна схема управління має вигляд:

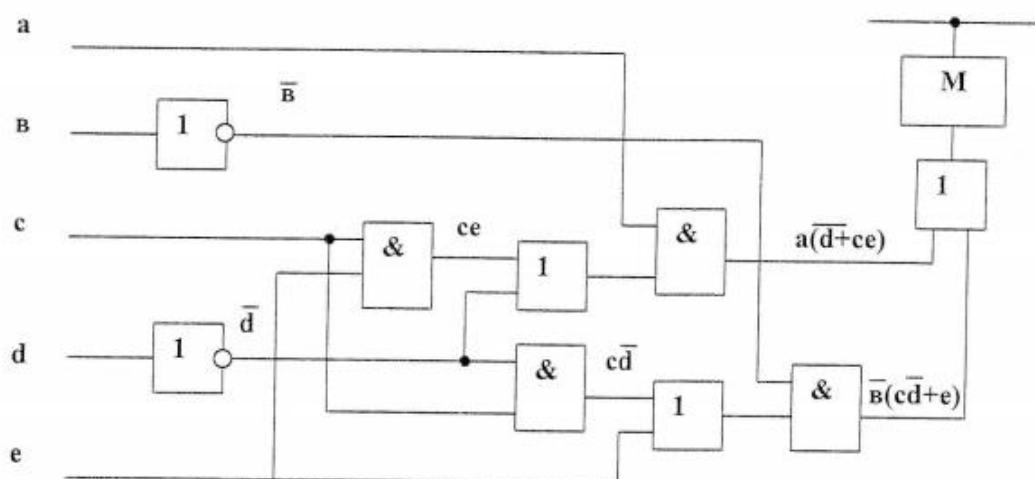


Тепер зробимо це ж саме для другої частини виразу. Варіант схеми «П»:



Логічна
управління:

схема



Як видно, більш економічним являється перший варіант логічної схеми (має меншу кількість елементарних блоків).

Особливості визначення параметрів та передаточних функцій елементів автоматизованого електроприводу.

Задача 1. Двигун постійного струму (ДПС) типу П72 з параметрами:

$P_H = 25 \text{ кВт}$; $n_H = 1500 \text{ об/хв}$; $I_H = 132 \text{ А}$; $U_H = 220 \text{ В}$; $(R_{\text{я}} + R_{\text{ДП}})_{\text{хол}} = 0,093 (\text{Ом})$; $r_{\text{оз}} = 67 (\text{Ом})$; $I_{\text{зн}} = 2,34 \text{ А}$; $GD^2 = 6,4 \text{ кгм}^2$; $\eta_H = 85\%$.

Живиться від мережі через трансформатор (Тр) і регулюючий тиристорний перетворювач (ТП) з параметрами:

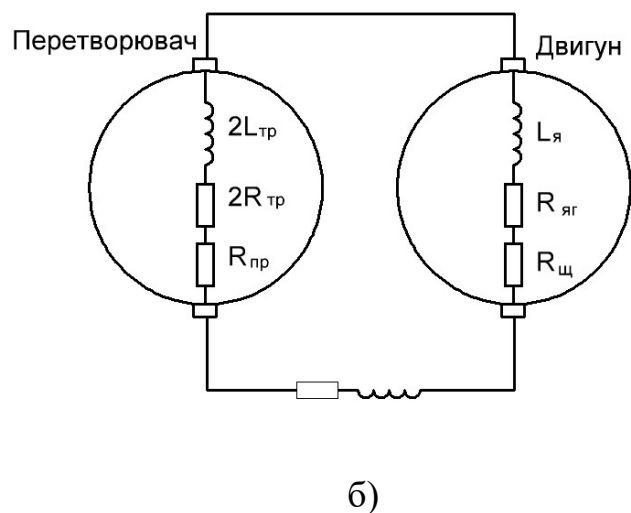
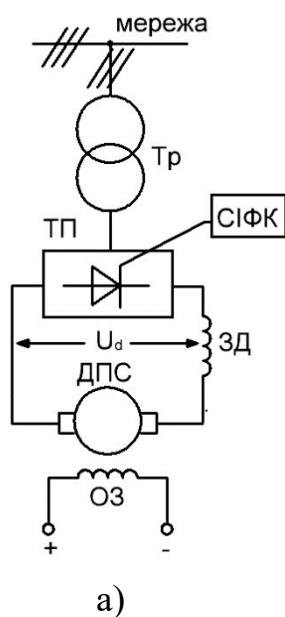
- трансформатор (Тр) типу ТСТО-230/100-М1 з параметрами: $K_T = 1,8$; $R_{\text{тр}} = 0,023 (\text{Ом})$; $X_{\text{тр}} = 0,065 (\text{Ом})$; $U_K = 4,75\%$
- тиристорний перетворювач (ТП) типу КПТН-230/160-ТМ з параметрами: $U_{\text{дн}} = 230 \text{ В}$; $I_{\text{дн}} = 160 \text{ А}$.

працює на механізм, момент інерції якого, приведений до валу двигуна, складає $J_{\text{мех}} = 0,3 \text{ Дж}$.

Потрібно: 1) Вибрати згладжуючий дросель в ланці постійного струму
2) Визначити коефіцієнти та постійні часу структурної схеми привода: R_o , T_e , K_e , K_m , J_o , K_d , T_m .

Рішення.

Спрощена принципова схема силової частини (а) та схема заміщення (б) системи приводу, приведена до низьковольтної частини.



Вибір згладжуючого дроселя.

Умови: $I_{дрн} \geq I_n$ – основа умова;

$L_{др} \geq L_{дррозр}$ – додаткова,

де $L_{дррозр}$ – розрахункове значення індуктивності дроселя, визначається згідно [1]:

$$L_{др розр} = \frac{\sqrt{2}U'_n}{\omega \cdot m \cdot I_{d min}}$$

де U'_n – діюче значення пульсацій 1-ї гармоніки випрямленої напруги:
 $U'_n = 0,35U_{дн}$;

$I_{d min}$ – мінімальне значення випрямляючого струму: $I_{d min} = (0,1-0,2)I_{дн}$;

ω_m – кутова частота мережі, $\omega_m = 2\pi f_m = 314$ 1/с;

$f_m = 50$ Hz – промислова частота мережі;

m – пульсивність випрямленої напруги, для 3-фазної мостової схеми $m=6$.

Обираємо згладжуючий дросель типу ФРОС-8/0,5: $L_{др} = 20$ мГн, $I_{дрн} = 136$ А.

Примітка. Практична рекомендація, щодо вибору індуктивності згладжуючого дроселя (для отримання високих статичних і динамічних показників: астатизм першого порядку та аперіодичність системи):
 $L_{др} \leq (0,1-0,2)L_{я}$. В прикладі (задача 1) індуктивність згладжуючого дроселя штучно завищена для отримання гірших показників статичної і динамічної необхідності їх корегування.

Загальний опір силової частини R_o :

$$R_o = R_{яг} + R_{лр} + 2R_{тр} + R_{др} + R_w,$$

де $R_{яг}$ – опір якоря в гарячому стані:

$$R_{яг} = (R_{я} + R_{дп} + R_{ко})_{хол} \cdot (1,15 \div 1,25) = 0,1 \text{ (Ом)},$$

$R_{дп}$ – опір додаткових полюсів двигуна;

$R_{ко}$ – опір компенсаційної обмотки (якщо є);

$(1,15 \div 1,25)$ – межа зміщення температурного коефіцієнту розширення міді;

$R_{\text{пр}}$ - опір частотного перетворювача (комутаційний опір перетворювача):

$$R_{\text{пр}} = \frac{m \cdot X_{\text{тр}}}{2 \cdot \pi} = 0,062 \text{ (Ом)};$$

$R_{\text{щ}}$ – опір щоточних контактів:

$$R_{\text{щ}} = \frac{\Delta U_{\text{щ}}}{I_{\text{н}}} = 0,015 \text{ (Ом)},$$

де $\Delta U_{\text{щ}}$ – падіння напруги на щітках: $\Delta U_{\text{щ}} = (1-2) \text{ В}$;

$R_{\text{др}}$ – активний опір дроселя, задається в паспорті, або приймається $0,1R_{\text{яг}}:R_{\text{др}} = 0,01 \text{ (Ом)}$;

$R_{\text{тр}}$ – активний опір фази трансформатора (задається).

Таким чином, $R_0 = 0,23 \text{ (Ом)}$.

Примітка: Якщо невідомо $R_{\text{тр}}$ та $X_{\text{тр}}$?

Параметри визначаються наступним чином:

$$R_{\text{тр}} = \frac{\Delta P_{\text{кз}} \cdot U_{2\text{л}}^2}{S_{\text{н}}^2},$$

де $\Delta P_{\text{кз}}$ – втрати короткого замикання, Вт;

$U_{2\text{л}}$ – лінійна вторинна напруга трансформатора, В;

$S_{\text{н}}$ – номінальна повна потужність трансформатора, В·А.

Вторинний фазний струм трансформатора $I_{2\text{ф}}$:

$$I_{2\text{ф}} = \frac{S_{\text{н}}}{\sqrt{3} \cdot U_{2\text{л}}}.$$

Повний опір фази трансформатора $Z_{\text{тр}}$:

$$Z_{\text{тр}} = \frac{U_{\text{к}}(\%) \cdot U_{2\text{л}}}{100 \cdot I_{2\text{ф}} \cdot \sqrt{3}},$$

де $U_{\text{к}}(\%)$ – напруга короткого замикання (%).

Звідки, індуктивний опір фази трансформатора:

$$X_{\text{тр}} = \sqrt{Z_{\text{тр}}^2 - R_{\text{тр}}^2}.$$

Якщо невідомо $R_{я}$?

Для двигунів постійного струму незалежного та послідовного збудження:

$$R_{яг} \approx 0,5 \cdot (1 - \eta_n) \cdot \frac{U_n}{I_n};$$

Для двигунів постійного струму послідовного збудження:

$$R_{яг} \approx 0,25 \cdot (1 - \eta_n) \cdot \frac{U_n}{I_n},$$

де η_n – номінальний коефіцієнт корисної дії двигуна.

Загальна індуктивність силової частини L_o :

$$L_o = 2 \cdot L_{тр} + L_{я} + L_{др},$$

де $L_{тр} = \frac{X_{тр}}{\omega_m} = 0,2 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$

$X_{тр}$ – індуктивний опір фази трансформатора, Ом;

$L_{я}$ – індуктивність якоря, визначається, згідно [1], по формулі Уманського:

$$L_{я} = K^* \cdot \frac{U_n}{I_n \cdot n_n \cdot 2P},$$

де P – число пар полюсів (визначається по аналогії з асинхронними двигунами: $P = 1$ для $n_o = 3000$ об/хв, $P = 2$ для $n_o = 1500$ об/хв, $P = 3$ для $n_o = 1000$ об/хв і т.п.);

n_n, n_o – відповідно, номінальна і синхронна частота обертів двигуна, об/хв;

K^* - конструктивний коефіцієнт двигуна:

$K^* = (6 - 8)$ - для швидкохідних компенсованих машин,

$K^* = (8 - 12)$ - для нормальних некомпенсованих машин,

$K^* = (5 - 10)$ – для нормальних компенсованих машин.

Вибираємо значення $K^* = 10$, тоді $L_{я} = 0,28 \cdot 10^{-2} \text{ Гн}.$

Таким чином, $L_o = 0,0232 \text{ Гн}.$

Електромагнітна постійна часу $T_3 = \frac{L_o}{R_o} = 0,1 \text{ с}.$

Коефіцієнт електро-рухівної сили (ЕРС) двигуна:

$$K_e = \frac{U_H - I_H \cdot R_{яг}}{\omega_H} = 1,3 \frac{\text{Вс}}{\text{рад}},$$

де ω_H – номінальна частота обертів двигуна:

$$\omega_H = n_H \cdot 0,105 = 157 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

Коефіцієнт моменту двигуна:

$$K_M = \frac{M_H}{I_H} = 1,21 \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{А}},$$

де $M_H = \frac{P_H}{\omega_H} = 159 \text{ Н} \cdot \text{м}$ – номінальний момент двигуна,

P_H – номінальна потужність двигуна, Вт.

Примітка: Коефіцієнти K_e і K_M повинні бути приблизно однаковими.

Коефіцієнт передачі двигуна по управлінню:

$$K_d = \frac{1}{K_e} = 0,77 \frac{\text{рад}}{\text{В} \cdot \text{с}}.$$

Електромеханічна постійна часу:

$$T_M = \frac{J_o \cdot R_o}{K_e \cdot K_M} = 0,31 \text{ с},$$

де J_o – сумарний момент інерції системи привода:

$$J_o = J_{дв} + J'_{мех} = \frac{1,36D^2}{4} = 2,1 \text{ кг} \cdot \text{м}^2,$$

де $6D^2$ – маховий момент двигуна.

Задача 2 Оцінити орієнтовно характер перехідного процесу в розімкнутій системі привода.

Оскільки $4T_e > T_M$, корені характеристичного рівняння $T_э \cdot T_M \cdot P^2 + T_M \cdot P + 1 = 0$, отриманого з передаточної функції електропривода по управлінню $W_{ЕП}^{УВ}(P) = \frac{K_d}{T_э \cdot T_M \cdot P^2 + T_M \cdot P + 1}$, будуть комплексними.

Таким чином, перехідний процес носить характер затухаючих коливань.

Побудова статичних механічних характеристик розімкнутої системи привода та оцінка похибки регулювання швидкості (статизму системи) в діапазоні регулювання швидкості $D = 5$.

Рішення

Рішення статичної механічної характеристики приводу (залежність частоти обертів від моменту навантаження):

$$\omega = \frac{U_H}{K_e} - \frac{M \cdot R_o}{K_e \cdot K_M},$$

де $\frac{U_H}{K_e} = \omega_0$ - швидкість ідеального холостого ходу двигуна;

$\frac{M \cdot R_o}{K_e \cdot K_M} = \Delta\omega$ - просадка швидкості під навантаженням.

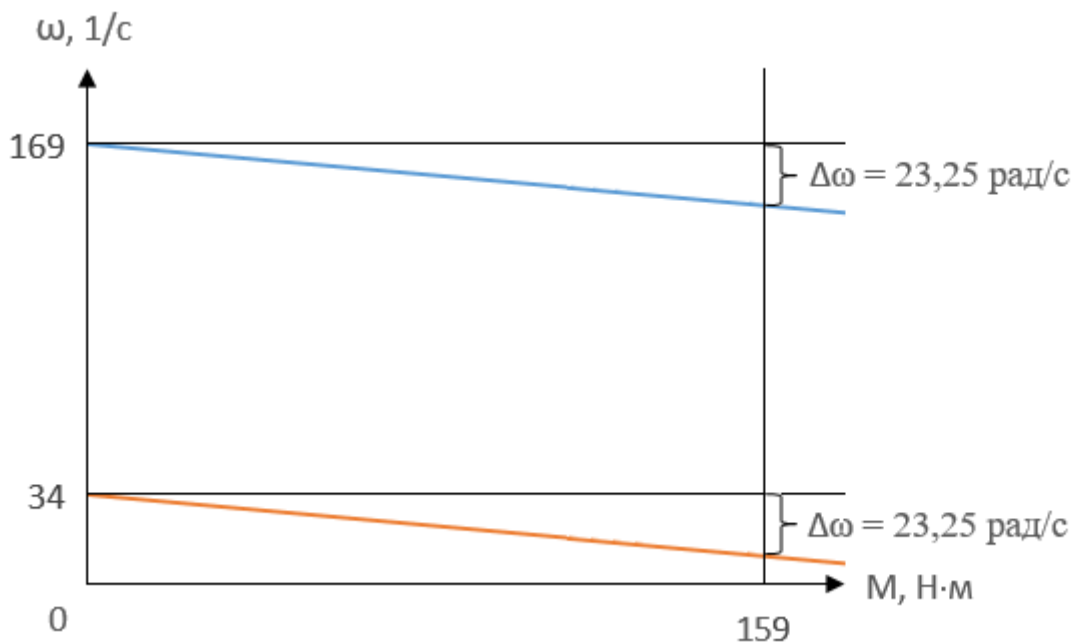
Залежність $\omega = f(M)$ – лінійна, тому верхня та нижня характеристики будуються по 2 точках.

Верхня характеристика:

- 1) $\omega = \omega_0 = \frac{U_H}{K_e} = 169 \frac{\text{рад}}{\text{с}}; M = 0.$
- 2) $\Delta\omega = \frac{M \cdot R_o}{K_e \cdot K_M} = 23,25 \frac{\text{рад}}{\text{с}}; M = M_H = 159 \text{ Н} \cdot \text{м}.$

Нижня характеристика:

- 1) $\omega = \frac{\omega_0}{D} = \frac{169}{5} = 34 \frac{\text{рад}}{\text{с}}; M = 0.$
- 2) $\Delta\omega = 23,25 \frac{\text{рад}}{\text{с}}; M = M_H = 159 \text{ Н} \cdot \text{м}.$



Відносне значення похибки (статизму Δ_p) розімкнутої системи для верхньої характеристики діапазону регулювання :

$$\Delta_p = \frac{\Delta\omega}{\omega_o} \cdot 100\% = 13,8\%.$$

Відносне значення похибки (статизму Δ_p^*) розімкнутої системи для нижньої характеристики (технологічне значення статизму в діапазоні регулювання Д):

$$\Delta_p^* = \frac{\Delta\omega}{\omega_o} \cdot 100\% = 69\%.$$

Проектуючи оптимізовану систему регулювання, необхідно орієнтуватися на технологічне значення статизму Δ_p^* , щоб виключити різного роду аварійні ситуації, можливі в роботі установки.

Таким чином, спроектована система повинна задовольняти вимозі, щодо статизму:

$$\Delta_z^* \leq \Delta_{з\text{дд}}^* \rightarrow \emptyset ,$$

де $\Delta_{з\text{дд}}^*$ - задане в технологічній карті установки значення статизму;

Δ_z^* - отримане значення статизму замкненої оптимізованої системи.

Ідеальний варіант спроектованої системи - $\Delta_z^* \approx 0$, тобто похибка регулювання зведена до 0 (система – астатична).

Практичне заняття №2.

Складання структурних та принципових схем управління, розрахунок коефіцієнтів зворотних зв'язків, регуляторів, статичних та динамічних характеристик приводу постійного струму по варіантам структур замкнутих систем з загальним суматором і підлеглого керування координат.

Вихідні дані: Система ЕП-ТП-Д; $P_n=3800$ кВт; $n_n=80$ об/хв; $D=9$;

$\Delta_z^* \leq 3\%$; $\delta \leq 7\%$; $t_p \leq 1,8$ с; $J_{\text{дв}}=3 \cdot 10^4$ кг·м²; $J_o=4,24 \cdot 10^4$ кг·м²

Режим роботи - тривалий; механізм - летючі ножиці; обмеження струму – так.

Потрібно: Вибрати електрообладнання; розрахувати незмінну частину СКЕП і характеристики розімкнутої системи; співставити, обґрунтувати і розрахувати варіанти структур замкнених СКЕП: з загальним суматором та підлеглого керування координат з синтезом потрібних регуляторів та

оцінкою статичних та динамічних показників. Розробити принципову схему системи підлеглого керування координат з елементами захисту привода.

Летючі ножиці призначені для різання металу на ходу («на лету») при його русі з великою швидкістю. У багатьох випадках працездатність цих ножиців визначає продуктивність прокатного стана (наприклад, безперервного заготовочного).

Існують наступні основні типи летучих ножиців: барабанні, важільно-кривошипні, із плаваючим кривошипом, планетарні й маятникові.

Будемо розглядати летучі ножиці Блюмінга №2 металургійного комбінату «АрселорМіттал Кривий Ріг», які можна віднести до кривошипно-ексцентрикового типу.

Розглянемо застосування регуляторів просторового положення ножів для ножиців, що працюють у старт-стоповому режимі.

Одержання першої мірної довжини (відрізання переднього кінця) забезпечується пуском ножиців з вихідного положення для кожної нової смуги або застосуванням регуляторів просторового положення ножів. Найбільше поширення в цей час одержав сельсинний регулятор просторового положення ножів, що являє собою сельсинну систему, що включає в роботу на час, що забезпечує одержання першої мірної довжини, після чого регулятор з роботи виключається. Досвід експлуатації летучих ножиців показує, що сполучення регулятора просторового положення ножів для забезпечення відрізання переднього мірного кінця з наступним розрізуванням смуги на мірні довжини по тахометричній системі є найбільш раціональним рішенням. Тому основним режимом роботи ножиців є режим, що забезпечує відпрацьовування просторового положення ножів по сельсинній схемі керування, а розрізування на мірні довжини - по тахометричній схемі керування.

Відпрацьовування просторового положення ножів при сельсинній схемі керування залежно від кута неузгодженості відбуваються з перевищенням або зниженням швидкості в порівнянні із синхронної. Оптимальним графіком зміни швидкості при

Відпрацьовуванні просторового положення ножів є трикутний. Використання такого графіка при швидкості вище синхронної приводить до значного перевищення встановлених потужностей машин. Звичайне перевищення швидкості над максимальною робочою беруть порядку 25%. При роботі на максимальних робочих швидкостях відпрацьовування просторового положення ножів за рахунок збільшення швидкості також відбувається зі збільшеним часом за рахунок обмеження максимальної швидкості привода. Застосування регуляторів просторового положення ножів, що працюють тільки за рахунок зниження швидкості ножиців, забезпечує рішення завдання при менших потужностях двигуна й живильних генераторів. Ще однією перевагою регуляторів, що працюють

тільки за рахунок зниження швидкості ножиців, полягає в тому, що може бути забезпечене скорочення паузи між прокочуваними полосами, при збереженні необхідної точності у відрізання першої мірної довжини. Таким чином, регулятор просторового положення ножів шляхом зниження швидкості привода дозволяє скоротити паузу між прокочуваними полосами, за рахунок закінчення синхронізації зі швидкістю металу в ножицях.

При роботі ножиців за завданням від тахогенератора, під час порізу металу на мірні довжини, у систему керування надходить також сигнал керування з машини розкрою для корекції розмірів відрізаємої заготовки.

Робота летючих ножиців у старт-стоповому режимі.

Ножиці такого типу встановлюються перед чистовою групою безперервних тонколистових і сортових гарячекатаних станів для відрізання переднього кінця розкату перед подачею її в кліть, а також після чистової групи клітей безперервних сортових станів, для розрізування вихідної заготовки зі стана на мірні довжини при роботі на холодильник. Цикл роботи таких ножиців полягає у форсованому пуску ножиців перед кожним різом, забезпеченні до моменту різі швидкості ножів, рівної швидкості заготовки, розрізуванні заготовки, форсованому гальмуванні привода й зупинці ножиців у вихідному положенні. При цьому у функції кута повороту ножів розрізняють "реверсивний" й "нереверсивний" цикли роботи ножиців.

Досвід експлуатації летючих ножиців сортових станів (що працюють на холодильник) показує, що технологічно при більших швидкостях прокатки необхідно забезпечувати розрізування металу практично при синхронній швидкості руху смуги і ножів ножиців. Для летючих ножиців, що працюють у режимі пуску без пропусків різі розгін до повної швидкості й гальмування з повної швидкості повинні відбуватися менш чим за один оберт ножів ножиців. Ця умова приводить до необхідного забезпечення максимальних прискорень, що потребує системи привода, які забезпечують максимальне заповнення струмової діаграми двигуна, у перехідних режимах при малій тривалості останніх. Узгодження швидкості ножів зі швидкістю заготовки відбувається за допомогою тахометричних схем керування, описаних вище. Точність довжин що відрізають, забезпечується пуском ножиців перед кожним різом з строго фіксованого положення. Зупинка ножиців у фіксованому вихідному положенні забезпечується зниженням швидкості ножиців до невеликої величини (повзуча швидкість) і відключенням привода у вихідному положенні із застосуванням великого гальмового моменту привода, що фіксує зупинку ножиців. Зміна режимів роботи привода у функції кута повороту ножів виробляється контактами обертового шляхового вимикача.

Таким чином, привод летючих ножиців такого типу повинен забезпечувати:

- 1) Розгін і гальмування ножів ножиців до робочих швидкостей при заданих кутах повороту ножів за час розгону;
- 2) Надійну роботу привода при великій кількості включень двигуна;
- 3) Фіксацію з великою точністю вихідного положення ножів;
- 4) Запас кінетичної енергії деталей, що рухаються, механізму й привода достатній для розрізування максимальних перетинів при мінімальній робочій швидкості.

Робота двигуна летючих ножиців, що працюють у режимі пусків, у порівнянні з роботою двигуна летючих ножиців з безперервним рухом ножів відбувається в більш тяжких умовах. Дійсно, двигун летючих ножиців з перервним рухом ножів форсовано відпрацьовує тільки просторове положення ножів. Такий режим у загальному циклі прокатки однієї смуги займає до 10% часу, у тому в тепловому відношенні двигун не навантажений. Двигун же летючих ножиців у режимі пусків безупинно працює у форсованому режимі, що викликає його нагрівання й тепловий режим починає обмежувати темп роботи летючих ножиців. Відомо, що для механізмів, що працюють у повторно-короткочасному режимі максимальні прискорення в перехідному режимі забезпечуються при оптимальному передаточному числі між двигуном і виконавчим механізмом. Розрахунок потужності, двигуна носить перевірочний характер, тобто попередньо вибирається двигун, а потім перевіряється забезпечення приводом необхідних режимів. Таким чином, першим завданням при виборі потужності привода розглянутих летючих ножиців є визначення оптимального передаточного числа для забезпечення мінімальної тривалості процесів пуску й гальмування при заданих номінальному моменті M_n і маховому моменті двигуна $GD^2_{дв}$, що встановилася швидкості обертання ножів ножиців n_n і моменті опору на валу ножиців. Шуканою завбільшки цього випадку є швидкість обертання двигуна що визначає величину передаточного числа.

З наведеного аналізу треба, що одержання максимальних прискорень ножиців вимагає одержання від двигуна максимальних моментів. Максимальний момент двигуна визначається перевантажувальною здатністю двигуна й коефіцієнтом заповнення струмової діаграми. Вирішальне значення для заповнення струмової діаграми двигуна має швидкість зміни напруги, що прикладає до якоря двигуна. У системі Г-Д швидкість зміни напруги генератора визначається коефіцієнтами форсування, що діють у ланцюзі обмотки збудження генератора.

Забезпечення розгону ножиців до робочої швидкості й гальмування ножиців з повної швидкості на шляху менш чим один оберт ножів приводить до необхідності забезпечення максимальних прискорень у перехідних режимах, що досягають 1500-1700 про/хв/сек. Реалізація таких прискорень у системах електромашинного керування стає практично неможливим через їх інерційності й наявність великої кількості релейно-контакторної апаратури. Впровадження систем іонного привода для реверсивної роботи із числам

включень більше 1000 у годину робить одержання таких прискорень можливим.

Точність довжини заготівель, що відрізають, забезпечується пуском ножиців перед кожним різом зі строго фіксованого положення. При цьому момент подачі імпульсу на пуск ножиців регулюється залежно від швидкості руху заготівлі змінюю положення командоапарата або за допомогою електронного реле часу з регульованою витримкою.

Механізм різання ножиців, утворений кривошипамі, шатунами й балансирами, у станині встановлений летюча. По технічних умовах летучі ножиці повинні забезпечувати перпендикулярність перетину смуги, що розріже, до її осі, при гарній якості перетину, без завусин і загинів на кінцях; які утрудняють подачу такої заготівлі в наступні кліті стана, а також викликають труднощі при подальшому пересуванні заготівлі по рольгангу.

Для забезпечення цих вимог при розрізуванні великих перетинів прокату з великою висотою необхідно паралельно-горизонтальний рух ножів у момент різів, і при цьому швидкість руху ножів повинно бути дорівнює швидкості заготівлі.

Досвід експлуатації показує, що невелике перевищення швидкості ножа над швидкістю прокатки не викликає порушення якості перетину й навіть бажано для кращого відділення відрізаної заготівлі від наступної за нею.

Ножиці працюють у режимі запусків на кожен різ переднього кінця, різів на мірні довжини, а при аварійному різі безупинно обертаються, поки не буде розрізана вся заготівля. Цикл роботи таких ножиців полягає у форсованому пуску ножиців перед кожним різом, забезпеченні до моменту швидкості ножів, рівної або небагато перевищуючої (порядку 5%) швидкості заготівлі, розрізуванні заготівлі, форсованому гальмуванні привода й зупинці ножиців у вихідному положенні. Таким чином, розгін до повної швидкості й гальмування з повної швидкості повинні відбуватися менш чим за один оберт ножів. Точність ножів, що відрізають, забезпечується пуском ножиців перед кожним різом зі строго фіксованого положення. Зупинка ножиців у фіксованому положенні забезпечується зниженням швидкості до невеликої величини (повзуча швидкість) і відключенням привода у вихідному положенні із застосуванням великого гальмівного моменту привода.

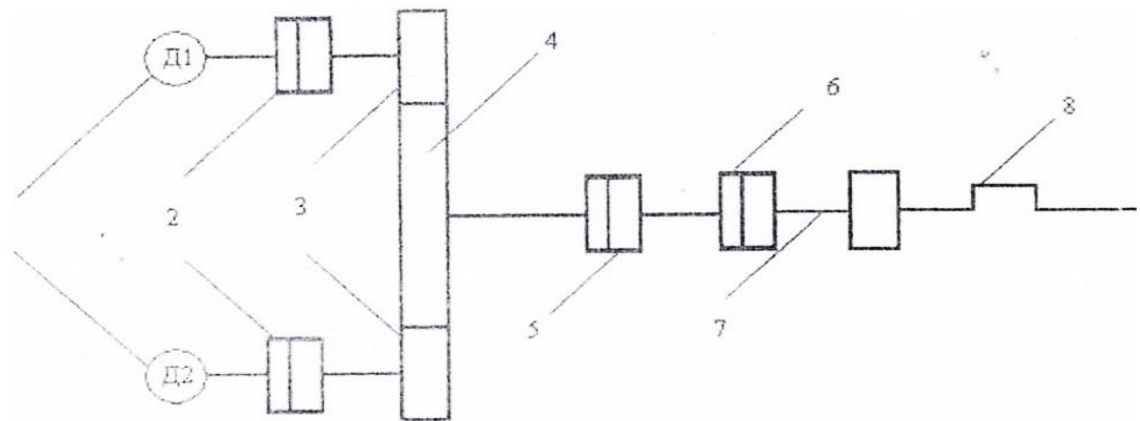


Рис. 1 Кінематична схема приводу

Де:

- 1 – двигун постійного струму;
- 2 – муфти запобіжні;
- 3 – зубчасті колеса;
- 4 – шестірня;
- 5 – муфта зубчаста;
- 6 – муфта із клинами;
- 7 – проміжний вал;
- 8 – ексцентриковий вал.

Технічні дані на механізм й електричне устаткування

Максимальне зусилля різання	2000 кН;
Максимальне число різів у хвилину	13;
Переріз блюмсів максимальний	400x400 мм;
Переріз блюмсів мінімальний	200x200 мм;
Радіус ексцентрикового вала	250 мм;
Підйом ножів	25 мм;

Число блюмсів, які розрізуються одночасно		2;
Час різання		4,6 с;
Максимальний момент, що крутить на		
Приводному валу ножиців	7900 Нм;	
Моменти інерції окремих деталей:		
двигун	30000 кгм ² ;	
запобіжна муфта	857 кгм ² ;	
зубчасте колесо		890 кгм ² ;
шестірня		5135 кгм ² ;
муфта із клинами	86 кгм ² ;	
проміжний вал	58 кгм ² ;	
зубчаста муфта	79 кгм ² ;	
ексцентриковий вал	25 кгм ² ;	
момент інерції механізму наведений до валу двигуна		8680 кгм ² ;
час пуску		0,75 с;
припустимий момент запобіжної муфти	1050 кНм;	
швидкість обертання вхідного вала	8,377 1/с;	
передаточне число редуктора		5.

Двигуни живляться від 12-ти пульсних ТП. Перетворювачі зібрані по мостовій схемі. Управління вентилями роздільне, симетричне. Для згладжування пульсацій передбачено дросель 1мГн.

Умови й режим роботи електроустаткування, вимоги до електроустаткування й електропривода.

Електропривод летучих ножиців перебуває в машинному залі, а не в самому цеху, тобто він працює в сприятливих умовах - гарна вентиляція, відсутня загазованість, пил, вібрація найменша.

Електропривод металом не нагрівається, що поліпшує його роботу

Електропривод кліті працює в повторно-короткочасному режимі.

До електропривода пред'являються наступні вимоги:

- а) розгін і гальмування привода до робочих швидкостей при заданих кутах повороту ножів за час розгону;
- б) надійну роботу привода при великій кількості включень двигуна;
- в) фіксацію з великою точністю вихідного положення ножів;
- г) запас кінетичної енергії деталей, що рухаються, механізму й привода, достатній для розрізування максимальних перетинів при мінімальній робочій швидкості.

Все електроустаткування перебуває в машинному залі воно виконана у звичайному виконанні тому що не потрібно захищати його від пилу, газів і можливих механічних ушкоджень.

Двигуни перебувають у цеху на механізмі в умовах підвищеного запилювання та високої температури, двигуни виконані пилозахищеними із примусовою вентиляцією через проміжний охолоджувач.

Все електроустаткування розташовується в доступному для огляду й ремонту місці.

Структурна схема

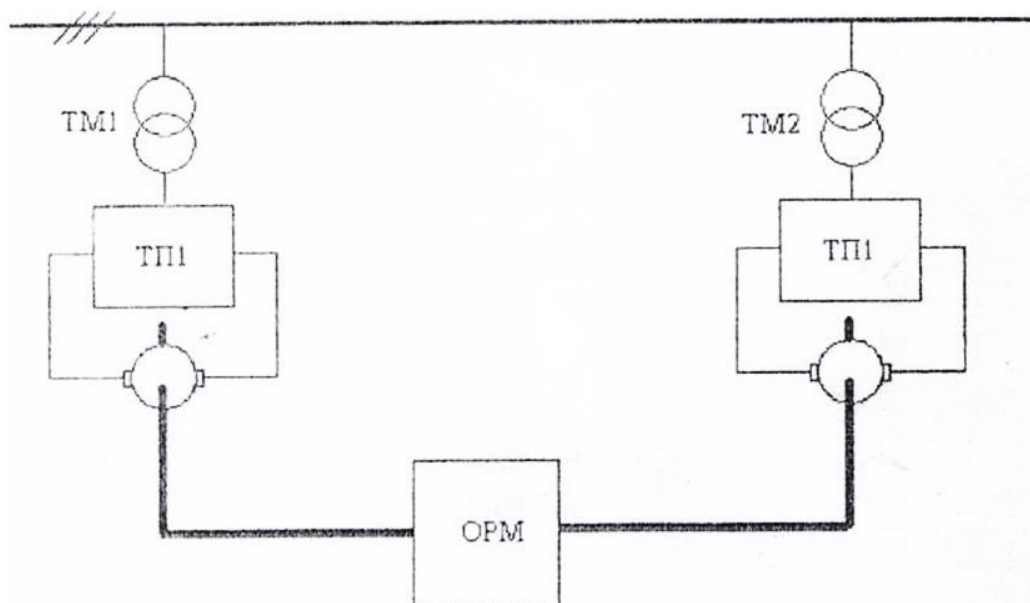


Рис. 2. Структурна схема

Висновки

У даному курсовому проекті була розроблена система керування електроприводом летючих ножниць за системою тиристорний перетворювач – двигун постійного струму. ДПС має параметри $P_n=3800$ кВт, $n_n=80$ об/хв. До системи були пред’явлені наступні вимоги:

- статизм на нижній характеристиці регулювання: $\Delta^*=3,5\%$;
- перерегулювання: $\delta=6\%$;
- час регулювання $t_p=1,9$ сек.

У першу чергу були розраховані статичні механічні характеристики розімкнутої системи, статизм на нижній характеристиці регулювання якої склав: $\Delta^*=178\%$.

Через те, що значення статизму струму не задовольнили заданим умовам, то був проведений розрахунок замкнутої системи із загальним суматором. Як датчик швидкості використано тахогенератор, а як датчик струму – шунт.

В результаті було отримано такі показники:

- перерегулювання $\delta=75\%$;
- час перехідного процесу $t=1\text{с}$;
- статизм $\Delta^*=3,5\%$.

Схема із загальним суматором ефективно обмежувала струм, але значення статизма та перерегулювання не задовольняло задане.

Розрахунок системи підкореного регулювання проводився для забезпечення показників, близьких до заданого. Для цього використовувався масштабний множник T_μ .

Система підкореного регулювання складається з регуляторів струму й швидкості. Синтез регулятора струму проводився на модульний оптимум. У результаті був отриманий регулятор Π^2 – структури. Регулятор швидкості був синтезований на симетричний оптимум, тому що статизм системи ($27,443\%$) не задовольняв заданому. У результаті був отриманий регулятор Π – структури.

Для обмеження струму в системі використовується задатчик інтенсивності з часом наростання сигналу $0,643\text{ с}$.

При побудові графіків струму та швидкості у системі з підкореним регулюванням були отримані наступні результати: струм і швидкість встановлюються на рівні номінальних, пусковий струм не перевищує максимально заданого, час регулювання задовольняє заданому і складає $0,55\text{с}$. Перерегулювання склало $\delta=4,2\%$.

Оскільки синтез регуляторів проводився на симетричний оптимум, то статиз є нульовим.

У системі були застосовані захисти від короткого замикання й перевищення струмом допустимої величини, проведено захист вентилів тиристорного перетворювача від струмів к.з. та перенапруження.

1. Вибір елементів силової частини електродвигуна

1.1. Вибір двигуна

Для розрахунку було обрано електродвигун постійного струму незалежного збудження з наступними параметрами:

потужність номінальна:

$P_H=3800\text{ кВт}$,

напруга номінальна:	$U_H:=800 \text{ В,}$
струм якоря номінальний:	$I_H:=5100 \text{ А,}$
швидкість обертання номінальна:	$n_H:=80 \text{ об/хв,}$
момент інерції двигуна:	$J_{дв}:=30000 \text{ кг*м}^2,$
момент інерції механізму, приведений до валу двигуна:	$J_{pm}:=12400 \text{ кг*м}^2.$

1.2. Вибір тиристорного перетворювача

Тиристорний перетворювач було обрано виходячи з умови:

$$I_{дн} \geq I_H U_{дн} \geq U_H.$$

Тип перетворювача: ТПЗ-6300/825Т-30/0У4.

Номінальний випрямлений струм: $I_{дн}:=6300 \text{ А.}$

Номінальна випрямлена напруга: $U_{дн}:=825 \text{ В } U_{тп}:= U_{дн}$

1.3. Вибір трансформатора

Тип: ТМ-5000/6

Схема з'єднання обмоток: $Yn/Y0$

Номінальна потужність: $S_H:=5000 \text{ кВА}$

Номінальна напруга первинної обмотки: $U_{1н}:=6 \text{ кВ}$

Номінальна напруга вторинної обмотки: $U_{2н}:=660 \text{ В } U_{2ф}:=380 \text{ В}$

Втрати холостого ходу: $\Delta P_{xx}:=16000 \text{ Вт}$

Втрати короткого замикання: $\Delta P_{кз}:=50000 \text{ Вт}$

Напруга короткого замикання: $U_{кз}:=5,5 \%$

Струм холостого ходу: $I_{xx}:=4 \%$

1.4. Вибір згладжуючого дроселя

З достатньою для інженерних розрахунків точністю необхідна індуктивність якірного кола системи ТП-Д може бути визначена за формулою:

$$L_{\text{ДР}} \geq \frac{\sqrt{2} \cdot U_{\text{П}}}{m \cdot \omega_c \cdot I_{\text{dmin}}}, \quad (1.1)$$

де: $U_{\text{П}}$ – діюче значення першої гармоніки випрямленої напруги;

$m := 6$ – число умовних фаз;

$\omega_c := 314$ рад/с – кутова частота живлячої мережі;

I_{dmin} – мінімальний випрямлений струм.

Знайдемо діюче значення першої гармоніки випрямленої напруги [4]:

$$U_{\text{П}} := 0.35 \cdot U_{\text{дн}} \quad U_{\text{П}} := 0.35 \cdot 825 = 288.75 \text{ В} \quad (1.2)$$

Мінімальний випрямлений струм:

$$I_{\text{dmin}} := 0.1 \cdot I_{\text{дн}} \quad I_{\text{dmin}} = 0.1 \cdot 6300 = 630 \text{ А} \quad (1.3)$$

Тоді виходячи з формули (1.1):

$$L_{\text{ДР}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{\text{П}}}{m \cdot \omega_c \cdot I_{\text{dmin}}} \quad L_{\text{ДР}} = \frac{1.414 \cdot 288.75}{6 \cdot 314 \cdot 630} = 3.44 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}$$

Вибираємо стандартний дросель виходячи з умови $L_{\text{ДРН}} \geq I_{\text{дн}}$:

Де:

$I_{\text{дн}}$ – номінальний випрямлений струм;

Тип:

ФРОС-6300

Номінальний випрямлений струм:

$I_{\text{ДРН}} := 6300 \text{ А}$

Індуктивність:

$L_{\text{ДР}} := 1 \text{ мГн}$

1.5. Розрахунок сумарного опору та індуктивності силового кола

Сумарний опір силового кола розраховується по формулі:

$$R_0 = 2 \cdot R_{\text{тр}} + R_{\gamma} + R_{\text{ягор}} + R_{\text{др}} + R_{\text{щ}}, \quad (1.4)$$

де $R_{\text{тр}}$ – активний опір фази трансформатора;

R_{γ} – активний опір контура комутації;

$R_{\text{ягор}}$ – активний опір якоря в горячому стані;

$R_{\text{др}}$ – активний опір дроселя;

$R_{\text{щ}}$ – активний опір щіток.

ККД двигуна номінальний:

$$\eta_n := \frac{P_n \cdot 1000 [\text{Вт}]}{U_n \cdot I_n [\text{ВТ}]} \eta_n = \frac{3800 \cdot 1000}{800 \cdot 5100} = 0.931 \quad (1.5)$$

Тоді активний опір якоря в горячому стані буде:

$$R_{\text{ягор}} := 0.5 \cdot (1 - \eta_n) \cdot \frac{U_n}{I_n} \quad (1.6)$$

$$R_{\text{ягор}} := 0.5 \cdot (1 - 0.931) \cdot \frac{800}{5100} = 5.383 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$$

Активний опір дроселя:

$$R_{\text{др}} := 0.1 \cdot R_{\text{ягор}} R_{\text{др}} = 0.1 \cdot 5.383 \cdot 10^{-3} \text{ Ом} \quad (1.7)$$

Опір контура комутації:

$$R_{\gamma} = \frac{m \cdot X_{\text{ТР}}}{2 \cdot \pi} \quad (1.8)$$

$$X_{\text{ТР}} = \frac{U_{\text{кз}} \cdot U_{2\phi\text{н}}}{100 \cdot I_{2\phi\text{н}}} \quad (1.9)$$

Де (1.9) формула для визначення реактивного опору фази трансформатора;

$I_{2\phi\text{н}} := 4.146 \cdot 10^3 \text{ А}$ – струм вторинної обмотки трансформатора;

$U_{2\phi\text{н}} := U_{2\phi}$ – напруга вторинної обмотки трансформатора;

$m := 6$ – число умовних фаз.

$$X_{\text{ТР}} = \frac{U_{\text{кз}} \cdot U_{2\phi\text{н}}}{100 \cdot I_{2\phi\text{н}}} X_{\text{ТР}} = \frac{5.5 \cdot 380}{100 \cdot 4.146 \cdot 10^3} = 5.041 \times 10^{-3} \text{ Ом}$$

Тоді за формулою (1.8):

$$R_{\gamma} = \frac{m \cdot X_{\text{ТР}}}{2 \cdot \pi} R_{\gamma} = \frac{6 \cdot 5.041 \times 10^{-3}}{2 \cdot 3.14} = 4.814 \times 10^{-3} \text{ Ом}$$

Активний опір фази трансформатора:

$$R_{\text{ТР}} := \frac{\Delta P_{\text{КЗ}} \cdot U_{2\text{H}}^2}{(S_{\text{H}} \cdot 1000)^2} R_{\text{ТР}} := \frac{50000 \cdot 660^2}{(5000000)^2} = 8.712 \times 10^{-4} \text{ Ом} \quad (1.10)$$

Падіння напруги в щітках:

$$\Delta U_{\text{Щ}} := 1.5 \text{ В}$$

Активний опір щіток:

$$R_{\text{Щ}} := \frac{\Delta U_{\text{Щ}}}{I_{\text{H}}} R_{\text{Щ}} := \frac{1.5}{5100} = 2.941 \times 10^{-4} \text{ Ом} \quad (1.11)$$

Тоді за формулою (1.4) сумарний опір силового кола:

$$R_0 = 2 \cdot R_{\text{ТР}} + R_{\gamma} + R_{\text{ягор}} + R_{\text{др}} + R_{\text{Щ}}$$

$$R_0 = 2 \cdot 8.71 \cdot 10^{-4} + 4.814 \cdot 10^{-3} + 5.383 \cdot 10^{-4} + 5.383 \cdot 10^{-4} + 2.94 \cdot 10^{-4} = 0.013 \text{ Ом}$$

Визначимо сумарну індуктивність якірного кола за формулою:

$$L_0 = 2 \cdot L_{\text{фтр}} + L_{\text{др}} + L_{\text{я}} \quad (1.12)$$

Де $L_{\text{фтр}}$ – індуктивність фази трансформатора;

$L_{\text{я}}$ – індуктивність якоря;

$L_{\text{др}}$ – індуктивність дроселя.

Індуктивність якоря двигуна (визначаємо за формулою Уманського):

Конструктивний коефіцієнт k приймаємо в межах 5...6, так як двигун має компенсаційну обмотку:

$$k := 5$$

частота живлячої мережі:

$$f_c := 50 \text{ Гц}$$

Число пар полюсів:

$$2p = \frac{\pi \cdot f_c}{\omega_{\text{нДВ}}} \quad 2p = 37$$

Тоді:

$$L_{\text{я}} := k \cdot \frac{U_{\text{H}}}{I_{\text{H}} \cdot n_{\text{H}} \cdot (2p)} L_{\text{я}} := 5 \cdot \frac{800}{5100 \cdot 80 \cdot 37} = 2.65 \times 10^{-4} \text{ Гн} \quad (1.13)$$

Індуктивність дроселя:

$$L_{\text{др}} := 10^{-3} \text{ Гн}$$

Визначаємо індуктивність фази трансформатора:

$$L_{\text{фтр}} := \frac{U_{\text{кз}} \cdot U_{2\text{фн}}}{\omega_c \cdot 100 \cdot I_{2\text{фн}}}$$

$$L_{\text{фтр}} := \frac{5.5 \cdot 380}{314 \cdot 100 \cdot 4.146 \times 10^3} = 1.605 \times 10^{-5} \text{ Гн} \quad (1.14)$$

Тоді сумарна індуктивність якорного кола (1.12):

$$L_0 := 2 \cdot L_{\text{фтр}} + L_{\text{др}} + L_{\text{я}}$$

$$L_0 = 2 \cdot 1.605 \times 10^{-5} + 1 \times 10^{-3} + 2.65 \times 10^{-4} = 1.297 \times 10^{-3} \text{ Гн}$$

1.6. Розрахунок постійних часу та коефіцієнтів системи

Електромагнітна постійна часу:

$$T_e := \frac{L_0}{R_0} T_e = \frac{(1.297 \cdot 10^{-3})}{0.013} = 0.102 \text{ с} \quad (1.15)$$

Кутова швидкість номінальна:

$$\omega_H := \frac{\pi \cdot n_H}{30} \omega_H = 8.378 \frac{\text{рад}}{\text{с}} \quad (1.16)$$

Момент номінальний:

$$M_H := \frac{P_H \cdot 1000 [\text{Вт}]}{\omega_H \left[\frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]} M_H := \frac{3800000}{8.378} = 4.536 \cdot 10^5 \text{ Нм.} \quad (1.17)$$

Коефіцієнт моменту двигуна:

$$k_M := \frac{M_H}{I_H} k_M := \frac{(4.536 \cdot 10^5)}{5100} = 88.94 \text{ Нм/А} \quad (1.18)$$

Коефіцієнт ЕРС:

$$k_e := \frac{U_H - I_H \cdot R_{\text{ягор}}}{\omega_H} \quad (1.19)$$

$$k_e := \frac{800 - 5100 \cdot 5.383 \times 10^{-3}}{8.378} = 92.216 \frac{\text{Вс}}{\text{рад}}$$

Коефіцієнт передачі двигуна по керуванню:

$$k_d := \frac{1}{k_e} k_d := \frac{1}{92.216} = 0.011 \frac{\text{рад}}{\text{Вс}} \quad (1.20)$$

Сумарний момент інерції системи:

$$J_0 := J_{\text{дв}} + J_{\text{рм}}$$

$$J_0 := 3 \times 10^4 + 1.24 \times 10^4 = 4.24 \times 10^4 \text{ кг} \cdot \text{м}^2 \quad (1.21)$$

Механічна постійна часу:

$$T_M := \frac{J_0 \cdot R_0}{k_e \cdot k_M} T_M := \frac{4.24 \cdot 10^4 \cdot 0.013}{92.216 \cdot 88.94} = 0.066 \text{ с} \quad (1.22)$$

Так як $T_M < 4T_e$, то процес носить коливальний характер.

Коефіцієнт підсилення тиристорного перетворювача:

Напруга керування: $U_y := 10 \text{ В}$

$$k_{\text{тп}} := \frac{U_{\text{тп}}}{U_y} k_{\text{тп}} := \frac{825}{10} = 82.5 \quad (1.23)$$

2. Розрахунок характеристик розімкнутої системи

Знайдемо похибку регулювання виходячи з основного рівняння статички:

$$\omega = \frac{U_H}{k_e} - \frac{I_H \cdot R_0}{k_e} = \omega_0 - \Delta\omega \quad (2.1)$$

Розглянемо два випадки.

1) $M=0$:

$$\omega_0 = \frac{U_H}{k_e} \omega_0 = \frac{800}{92.216} = 8.675 \text{ рад/с} \quad (2.2)$$

2) $M=M_H$:

$$\Delta\omega := \frac{I_H \cdot R_0}{k_e} \quad \Delta\omega = \frac{5100 \cdot 0.013}{92.216} = 0.706 \frac{\text{рад}}{\text{с}} \quad (2.3)$$

Знайдемо статизм характеристик.

Статизм верхньої характеристики:

$$\Delta_p := \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot 100 \quad \Delta_p := \frac{0.706}{8.675} \cdot 100 = 8.142 \% \quad (2.4)$$

Статизм нижньої характеристики:

Діапазон регулювання $D:=9$

$$\Delta'_p := \frac{\Delta\omega}{\frac{\omega_0}{D}} \cdot 100 \quad \Delta'_p := \frac{0.706}{\frac{8.675}{9}} \cdot 100 = 73.274 \% \quad (2.5)$$

Статичні характеристика розімкненої системи мають вигляд (рис.2.1):

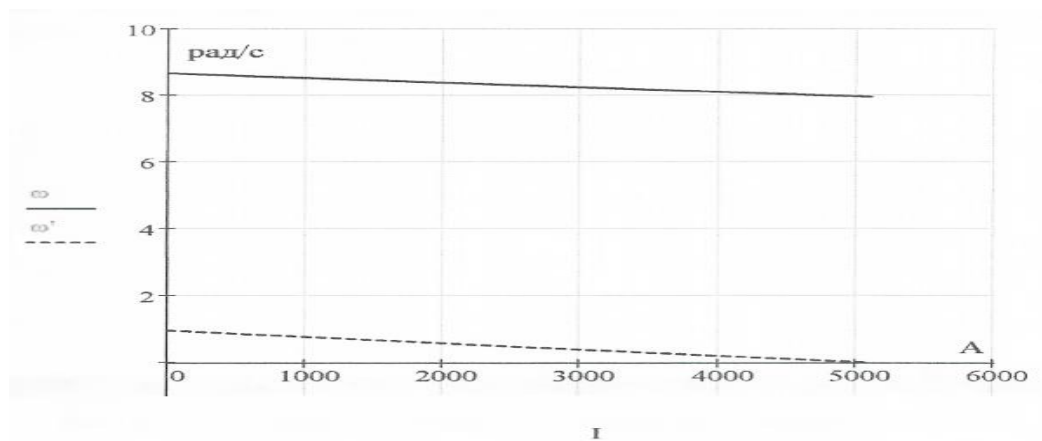


Рис. 2.1. Статичні характеристики розімкненої системи

Складемо структурну схему для моделювання системи ТП-Д (рис. 2.2):

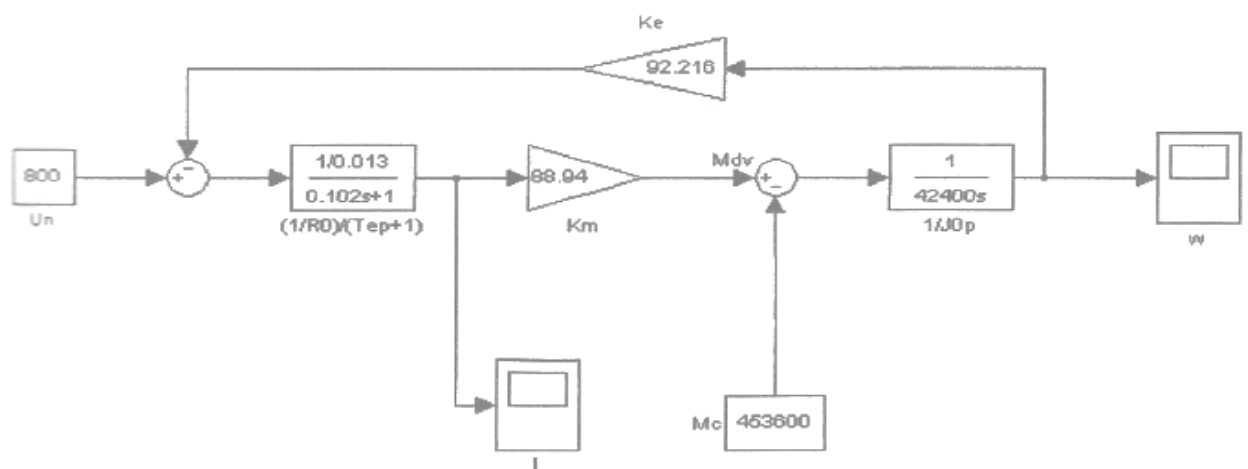


Рис. 2.2. Структурна схема розімкнутої системи

У результаті моделювання були отримані наступні графіки:

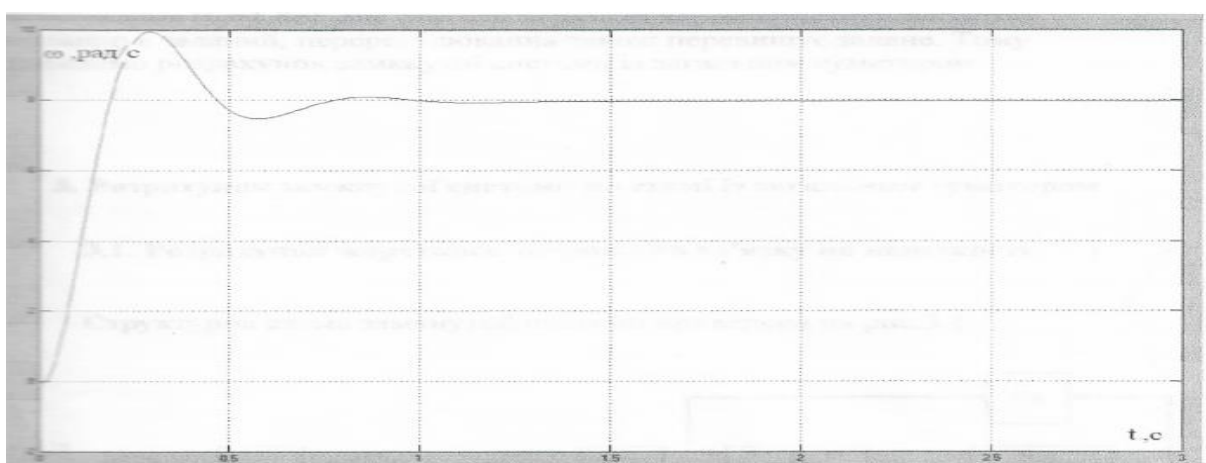


Рис. 2.3. Перехідний процес по швидкості в розімкнутій системі

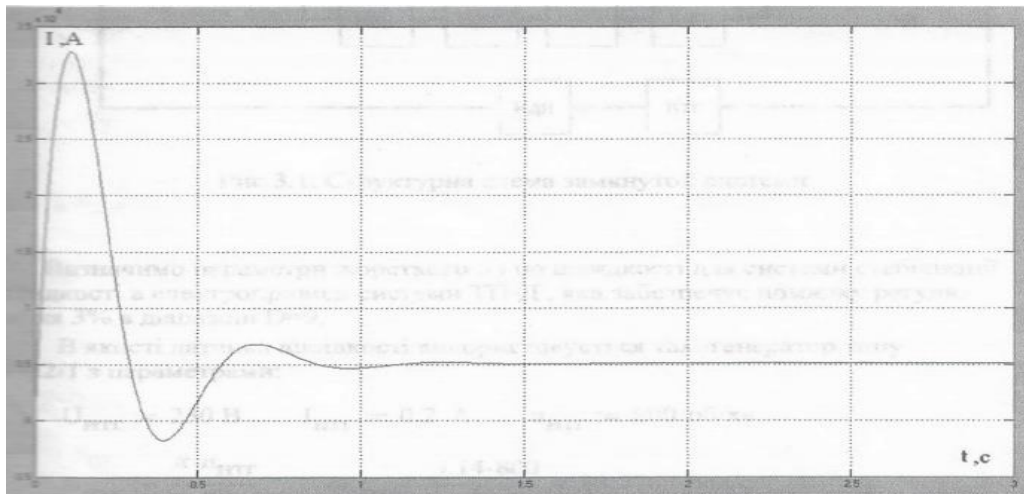


Рис. 2.4. Перехідний процес по струму в розімкнутій системі

Як видно із графіків розімкнута система забезпечує заданий час регулювання ($t_p = 1.8c$), але статизм верхньої характеристики набагато перевищує заданий, перерегулювання також перевищує задане. Тому проведемо розрахунок замкнутої системи із загальним суматором.

3. Розрахунок системи по схемі із загальним суматором

3.1. Розрахунок жорсткого зворотного зв'язку по швидкості

Структурна схема замкнутої системи приведена на рис.3.1.

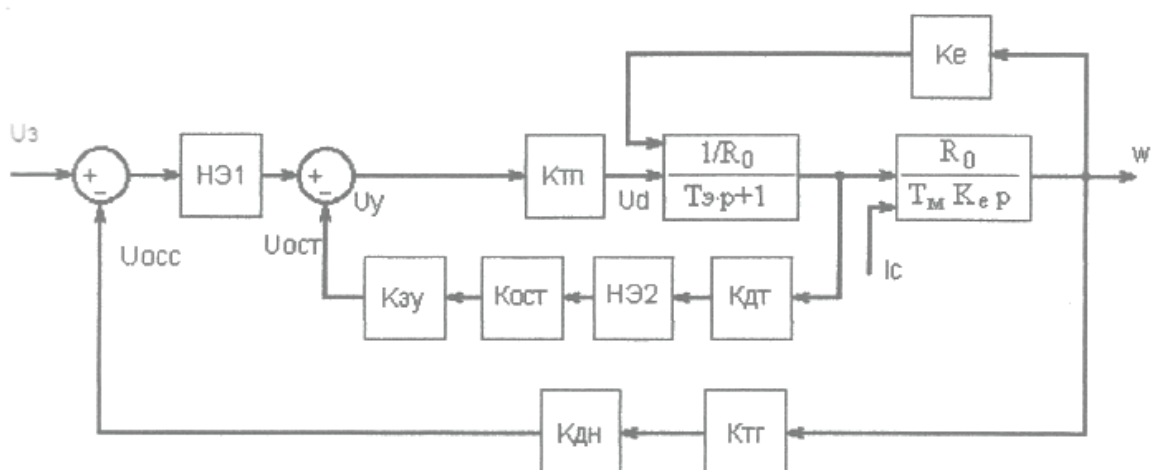


Рис. 3.1. Структурна схема замкнутої системи

Визначимо параметри жорсткого ЗЗ по швидкості для системи стабілізації швидкості в електроприводі системи ТП-Д, яка забезпечує помилку регулювання 3% в діапазоні D=9.

В якості датчика швидкості використовується тахогенератор типу ПТ-22/1 з параметрами:

$$U_{\text{НТГ}} := 230 \text{ В} \quad I_{\text{НТГ}} := 0.2 \text{ А} \quad n_{\text{НТГ}} := 800 \text{ об/хв}$$

$$\omega_{\text{НТГ}} := \frac{\pi \cdot n_{\text{НТГ}}}{30} \quad \omega_{\text{НТГ}} := \frac{3.14 \cdot 800}{30} = 83.776 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$$

Тахогенератор був вибраний виходячи з умови:

$$\omega_{\text{НТГ}} \geq \omega_{\text{НДВ}} \quad (3.1)$$

Коефіцієнт підсилення тахогенератора:

$$k_{\text{ТГ}} := \frac{U_{\text{НТГ}}}{\omega_{\text{НТГ}}} \quad k_{\text{ТГ}} := \frac{230}{83.776} = 2.745 \frac{\text{Вс}}{\text{рад}} \quad (3.2)$$

Потрібний коефіцієнт підсилення замкнутої системи:

$$\Delta_p = 8.142 \% \quad \Delta'_3 := 3\%$$

$$k_{\text{тр}} := \frac{\Delta_p \cdot D}{\Delta'_3} - 1 \quad k_{\text{тр}} := \frac{8.142 \cdot 9}{3} - 1 = 23.426 \quad (3.3)$$

Коефіцієнт подільника напруги:

$$k_{\text{ДН}} := \frac{k_{\text{тр}}}{k_{\text{ТП}} \cdot k_{\text{д}} \cdot k_{\text{ТГ}}} \quad k_{\text{ДН}} := \frac{23.426}{82.5 \cdot 0.011 \cdot 2.745} = 9.537 \quad (3.4)$$

Т.я. КДН=9.537, а це неможливо із-за того, що ДН не може підсилювати сигнал, на виході тиристорного перетворювача комутується електронний підсилювач з коефіцієнтом підсилення рівним 10. Тобто вираз для знаходження КДН прийме вигляд:

$$k_{\text{еу}} := 10$$

$$k_{\text{ДН}} := \frac{k_{\text{тр}}}{k_{\text{ТП}} \cdot k_{\text{д}} \cdot k_{\text{ТГ}} \cdot k_{\text{еу}}} \quad k_{\text{ДН}} := \frac{23.426}{82.5 \cdot 0.011 \cdot 2.745 \cdot 10} = 0.954 \quad (3.5)$$

Знайдемо опір подільника напруги:

$$R_{\text{ДН}} \geq \frac{U_{\text{НТГ}}}{I_{\text{НТГ}}} \quad R_{\text{ДН}} := \frac{U_{\text{НТГ}}}{I_{\text{НТГ}}} \quad R_{\text{ДН}} := \frac{230}{0.2} = 1.15 \times 10^3 \text{ Ом} \quad (3.6)$$

Тоді:

$$r_{дн} := R_{дн} \cdot k_{дн} r_{дн} := 1.15 \cdot 10^3 \cdot 0.954 = 1.097 \times 10^3 \text{ Ом} \quad (3.7)$$

У якості ДН приймаємо дрововий резистор ПЕВР-13 з опором 1,2кОм.

3.2. Обмеження форсувань замкнутої системи

Напруга завдання в розімкнутій системі для отримання номінальної швидкості двигуна:

$$U_{зраз} := \frac{\omega_0}{k_{тп} \cdot k_d \cdot k_{ey}} U_{зраз} := \frac{8.675}{82.5 \cdot 0.011 \cdot 10} = 0.97 \text{ В} \quad (3.8)$$

Коефіцієнт підсилення системи по управляючій дії:

$$k_{зув} := \frac{k_{тп} \cdot k_d \cdot k_{ey}}{1 + k_{тп} \cdot k_d \cdot k_{ey} \cdot k_{тг} \cdot k_{дн}}$$

$$k_{зув} := \frac{82.5 \cdot 0.011 \cdot 10}{1 + 82.5 \cdot 0.011 \cdot 10 \cdot 2.745 \cdot 0.954} = 0.366 \quad (3.9)$$

Напруга завдання в замкнутій системі:

$$U_{ззам} := \frac{\omega_0}{k_{зув}} U_{ззам} := \frac{8.675}{0.366} = 23.685 \text{ В} \quad (3.10)$$

Коефіцієнт форсування по напрузі:

$$k_{\phi} := \frac{U_{ззам}}{U_{зраз}} k_{\phi} := \frac{23.685}{0.97} = 24.425 \quad (3.11)$$

Таким чином вхідний вузол повинен витримувати 24-кратне перевантаження, замість допустимої двократної і потребує захисту. У найпростішому випадку виконаємо обмеження шляхом шунтування додаючого вузла нелінійним елементом типу «обмеження», тобто стабілітронами рівень відчутності яких вибираємо в межах:

$$U_{упрмах} \leq U_{зраз} \cdot k_{фдоп}$$

$$k_{фдоп} := 2 \quad (3.12)$$

$$U_{упрмах} := U_{зраз} \cdot k_{фдоп} U_{упрмах} = 0.97 \cdot 2 = 1.939 \text{ В}$$

Виходячи з цього, вибираємо два стабілітрони серії КС147А з рівнем нечутливості 2В.

3.3 Розрахунок струмової відсічки

Виконаємо статичний розрахунок системи ТП-Д, що містить зворотний зв'язок по швидкості і струмову відсічку. У якості датчика струму використовується датчик активного типу, що містить вимірювальний шунт та

проміжний підсилювач.

Загальний вигляд датчика струму показаний на рис.3.2.

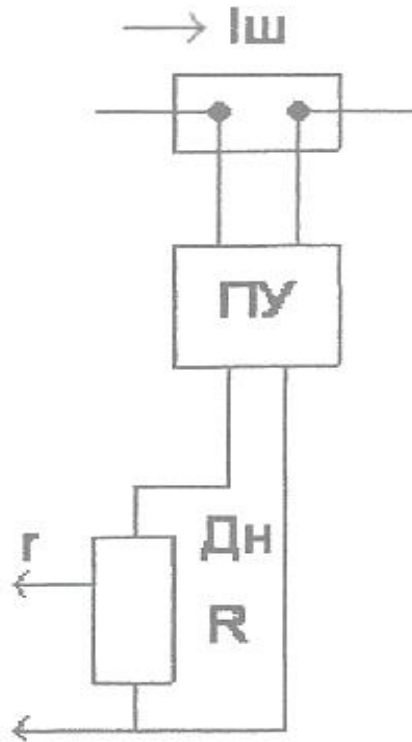


Рис. 3.2. Загальний вигляд датчика струму

Знайдемо коефіцієнт підсилення датчика струму:

$$k_{\text{дт}} = \frac{U_A}{I_{\text{мах}}} \quad (3.13)$$

де:

$U_A := 10 \text{ В}$ – напруга керування,

$I_{\text{МАХ}}$ – максимальний струм:

$$I_{\text{МАХ}} := 2 \cdot I_H \quad I_{\text{МАХ}} := 1.02 \times 10^4 \text{ А}$$

Тоді:

$$k_{\text{дт}} := \frac{U_A}{I_{\text{МАХ}}} \quad k_{\text{дт}} := \frac{10}{10200} = 9.804 \times 10^{-4} \frac{\text{В}}{\text{А}}$$

Вибираємо струм відсічки та струм упору:

$$I_{\text{ОТС}} := 1.4 \cdot I_H \quad I_{\text{ОТС}} := 7.14 \times 10^3 \text{ А} \quad (3.14)$$

$$I_{yп} := 2 \cdot I_H I_{yп} := 1.02 \times 10^4 \text{ A} \quad (3.15)$$

Розрахунок уставки нечутливості нелінійного елемента включеного на вихід датчика струму:

$$U_{02} := I_{отс} \cdot k_{дт} \quad (3.16)$$

$$U_{02} := 7.14 \times 10^3 \cdot 9.804 \times 10^{-4} = 7 \text{ В}$$

Нелінійний елемент реалізується двома зустрічно увімкненими стабілітронами з напругою пробою 7В.

Напруга перетворювача у режимі ступору привода з максимальною швидкістю (залишкова напруга на тиристорного перетворювача в режимі ступору):

$$U_{осттп} := I_{yп} \cdot R_0 \quad (3.17)$$

$$U_{осттп} := 1.02 \times 10^4 \cdot 0.013 = 130.265 \text{ В}$$

Відповідна напруга на вході тиристорного електронного підсилювача рівна:

$$U_{уост} := \frac{U_{осттп}}{k_{тп} \cdot k_{ey}} U_{уост} := \frac{130.265}{82.5 \cdot 10} = 0.158 \text{ В} \quad (3.18)$$

Потрібний максимальний сигнал зворотного зв'язку при упорі з максимальною швидкістю:

$$U_{ост} := U_{упрмах} - U_{уост} \quad (3.19)$$

$$U_{ост} := 1.939 - 0.158 = 1.781 \text{ В}$$

Приріст датчика струму в момент дії токової відсічки:

$$\Delta U_{дт} := (I_{yп} - I_{отс}) \cdot k_{дт} \quad (3.20)$$

$$\Delta U_{дт} := (1.02 \times 10^4 - 7.14 \times 10^3) \cdot (9.804 \times 10^{-4}) = 3 \text{ В}$$

Потрібний коефіцієнт зворотнього зв'язку по струму реалізується потенціометричним дільником, що шунтується на виході нелінійного елемента:

$$k_{ост} := \frac{U_{ост}}{\Delta U_{дт}} k_{ост} := \frac{1.781}{3} = 0.594 \quad (3.21)$$

Опір подільника напруги прийемо рівним 10кОм. Тоді:

$$R_{дн} := 10 \text{ кОм}$$

$$r_{дн} := R_{дн} \cdot k_{ост} \quad r_{дн} := 10 \cdot 0.594 = 5.938 \text{ кОм} \quad (3.22)$$

Виходячи з розрахунків побудуємо характеристику (рис. 3.3.):

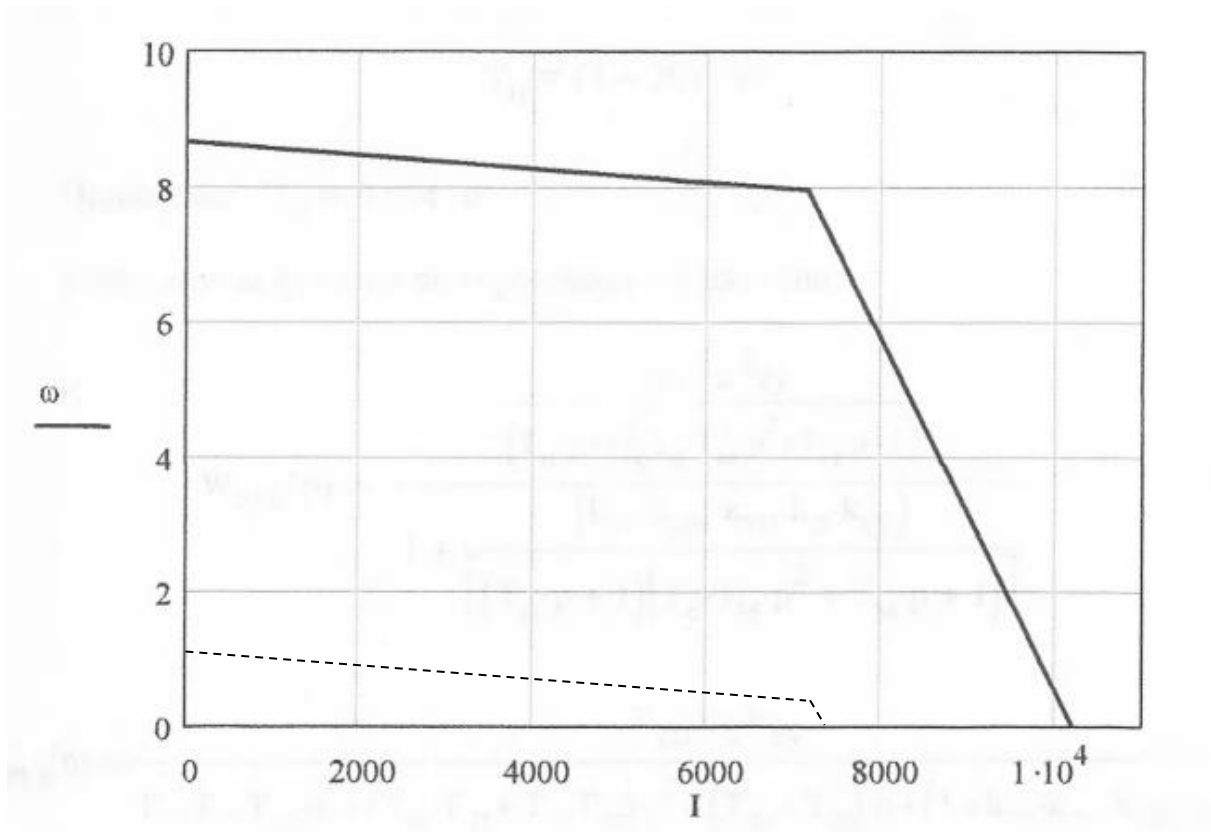


Рис. 3.3 Графік залежності $I=f(\omega)$

4. Визначення стійкості системи

Складаємо схему замкнутої системи (рис. 4.1).

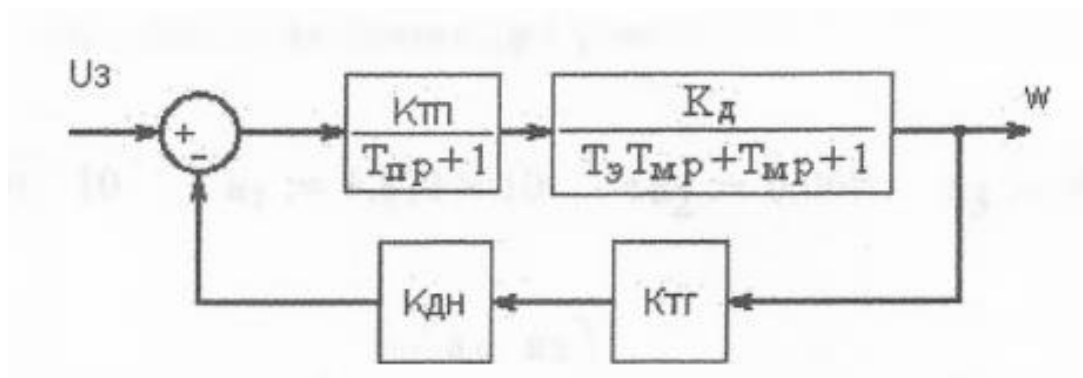


Рис. 4.1 Спрощена схема замкнутої системи

Розрахунок стійкості проведемо з урахуванням інерційності перетворювача. За постійну часу перетворювача прийемо некомпенсуєму постійну часу підлеглого оптимізації внутрішнього контуру.

$$T_{\pi} = (4-20) \text{ мс}$$

Прийmemo $T_{\pi}=0.004 \text{ с}$

Передаточна функція по керуючому збудженню:

$$W_{зуб}(p) = \frac{\frac{k_{тп} \cdot k_d \cdot k_{ey}}{(T_{п} \cdot p + 1)(T_e \cdot T_m \cdot p^2 + T_m \cdot p + 1)}}{1 + \frac{(k_{тг} \cdot k_{дн} \cdot k_{тп} \cdot k_d \cdot k_{ey})}{[(T_{п} \cdot p + 1)(T_e \cdot T_m \cdot p^2 + T_m \cdot p + 1)]}} = \quad (4.1)$$

$$= \frac{k_{тп} \cdot k_d \cdot k_{ey}}{T_{п} \cdot T_e \cdot T_m \cdot p^3 + (T_m \cdot T_{п} + T_e \cdot T_m) \cdot p^2 + (T_m + T_{п}) \cdot p + (1 + k_{тг} \cdot k_{дн} \cdot k_{тп} \cdot k_d \cdot k_{ey})}$$

Кінцевий результат з підставленими значеннями:

$$W_{зуб}(p) := \frac{8.946}{1.676 \times 10^{-5} \cdot p^3 + 6.871 \times 10^{-3} \cdot p^2 + 0.069 \cdot p + 24.425}$$

Характеристичне рівняння замкненої системи:

$$1.676 \times 10^{-5} \cdot p^3 + 6.871 \times 10^{-3} \cdot p^2 + 0.069 \cdot p + 24.425 = 0$$

Досліджуємо на стійкість за критерієм Гурвіца:

$$a_0 := 1.676 \times 10^{-5} \quad a_1 := 6.871 \times 10^{-3} \quad a_2 := 0.069 \quad a_3 := 24.425$$

$$\Delta := \begin{pmatrix} 6.871 \times 10^{-3} & 24.425 \\ 1.676 \times 10^{-5} & 0.069 \end{pmatrix} |\Delta| = 6.474 \times 10^{-5} |\Delta| > 0$$

Так як $a_1 > 0$ та визначник $\Delta > 0$, то система стійка. Розділими характеристичне рівняння на a_0 :

$$p^3 + 410 \cdot p^2 + 4117 \cdot p + 1447000 = 0$$

$$b_1 := 410$$

$$b_2 := 4117$$

$$b_3 := 1447000$$

$$M := \frac{b_1}{\sqrt[3]{b_3}}$$

$$M := \frac{410}{\sqrt[3]{1447000}} = 3.625 \quad (4.2)$$

$$N := \frac{b_2}{\sqrt[3]{b_3^2}}$$

$$N := \frac{4117}{\sqrt[3]{1447000^2}} = 0.322$$

По діаграмі Вишнеградського визначаємо в яку зону попадуть відповідні значення M та N . Видно, що по отриманим значенням M та N попадаємо в II область, значить характер процесу – коливальний (рис. 4.2.)

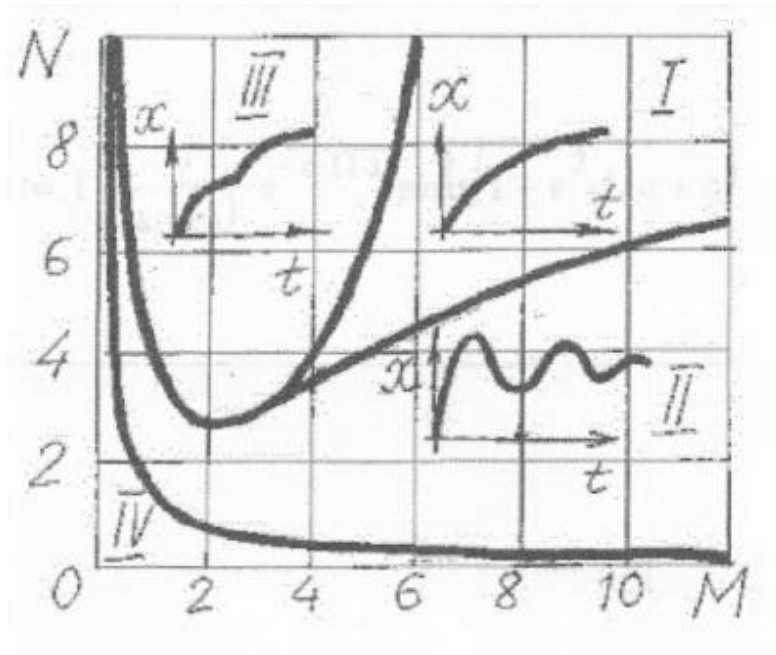


Рис. 4.2. Діаграма Вишнеградського

Коефіцієнтом передаточної функції по керуючому збудженню при p^3 нехтуємо і ділимо її чисельник і знаменник на вільний член знаменника:

$$W_{зуб}(p) := \frac{8.946}{6.871 \times 10^{-3} \cdot p^2 + 0.069 \cdot p + 24.425}$$

$$W_{зуб}(p) := \frac{0.366}{2.813 \times 10^{-4} \cdot p^2 + 2.825 \cdot 10^{-3} \cdot p + 1} \quad (4.3)$$

$$\alpha := 2.813 \cdot 10^{-4} \quad \beta := 2.825 \cdot 10^{-3}$$

Частота очікуваних коливань:

$$\Omega := \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \quad \Omega := \frac{1}{\sqrt{2.813 \cdot 10^{-4}}} = 59.623 \text{ Гц} \quad (4.4)$$

Коефіцієнт затухання:

$$\varepsilon := \frac{\beta}{2\sqrt{\alpha}} \quad \varepsilon := \frac{2.825 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \sqrt{2.813 \cdot 10^{-4}}} \quad (4.5)$$

Кут навантаження:

$$\varphi := \arcsin(\sqrt{1 - \varepsilon^2}) \quad \varphi \cdot \frac{180}{\pi} = 85.169 \quad (4.6)$$

Тоді аналітичний вираз графіка перехідного процесу у відносних одиницях буде мати вигляд:

$$\omega'(t) := 1 - \frac{1}{\sin(\varphi)} \cdot e^{-\varepsilon \cdot \Omega \cdot t} \cdot \sin(\sqrt{1 - \varepsilon^2} \cdot \Omega \cdot t + \varphi) \quad (4.7)$$

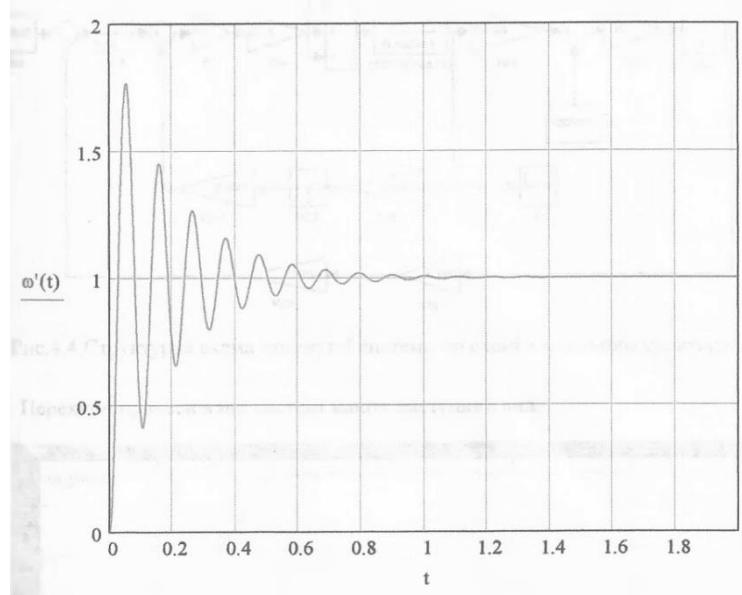


Рис. 4.3. Графік перехідного процесу по швидкості у відносних одиницях, отриманий аналітично

Структурна схема замкнутої системи по схемі з загальним суматором наведена на рис. 4.4.

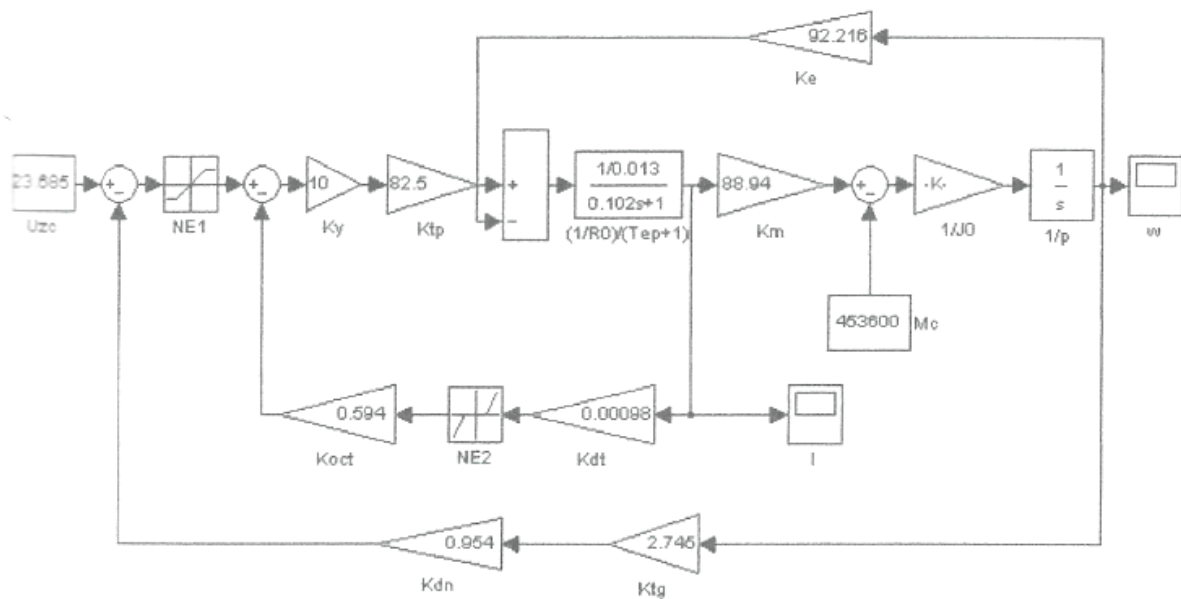


Рис. 4.4. Структурна схема замкнутої системи по схемі з загальним суматором

Перехідні процеси в цій системі мають наступний вид:

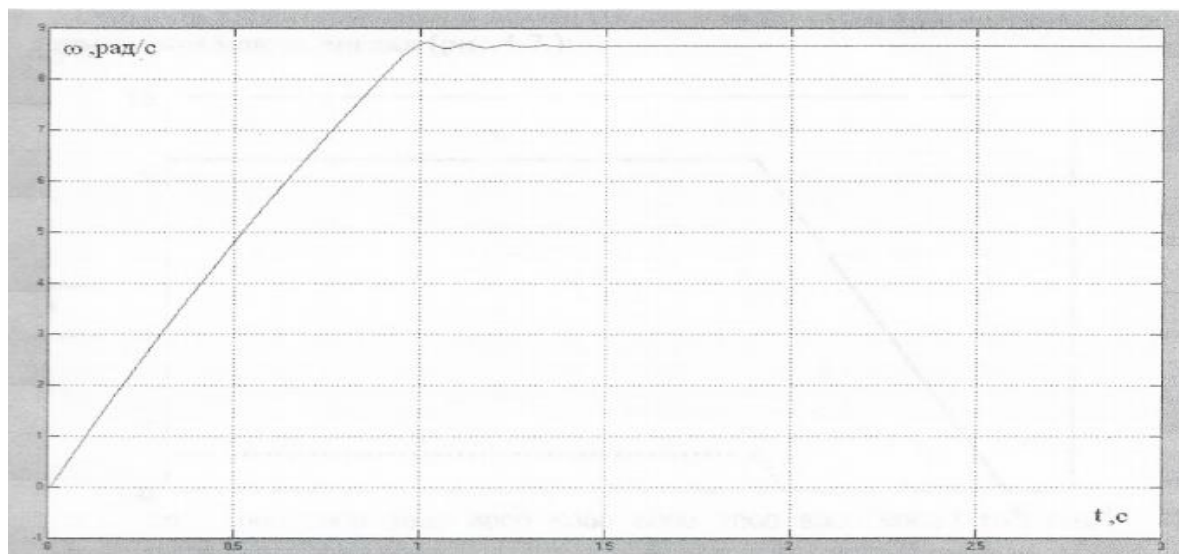


Рис. 4.5. Перехідний процес по швидкості в системі з загальним суматором

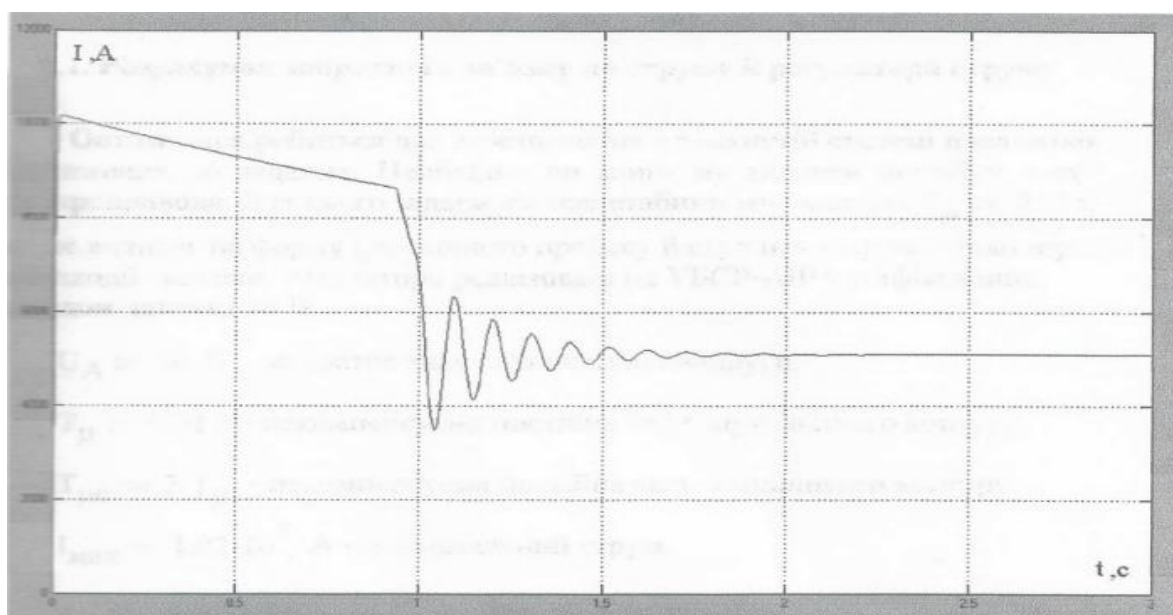


Рис. 4.6. Перехідний процес по струму в системі з загальним суматором

Статичні характеристики в замкнутій системі по схемі з загальним суматором мають вигляд: (рис 4.7.):

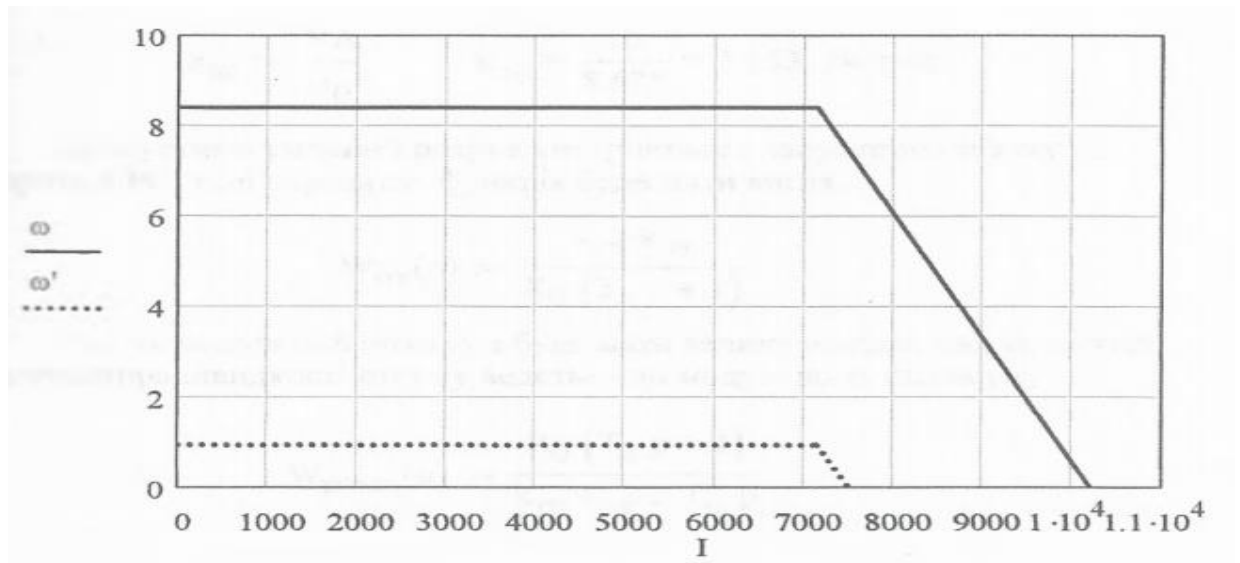


Рис. 4.7. Статичні характеристики замкнутої системи

5. Розрахунок системи підлеглого керування

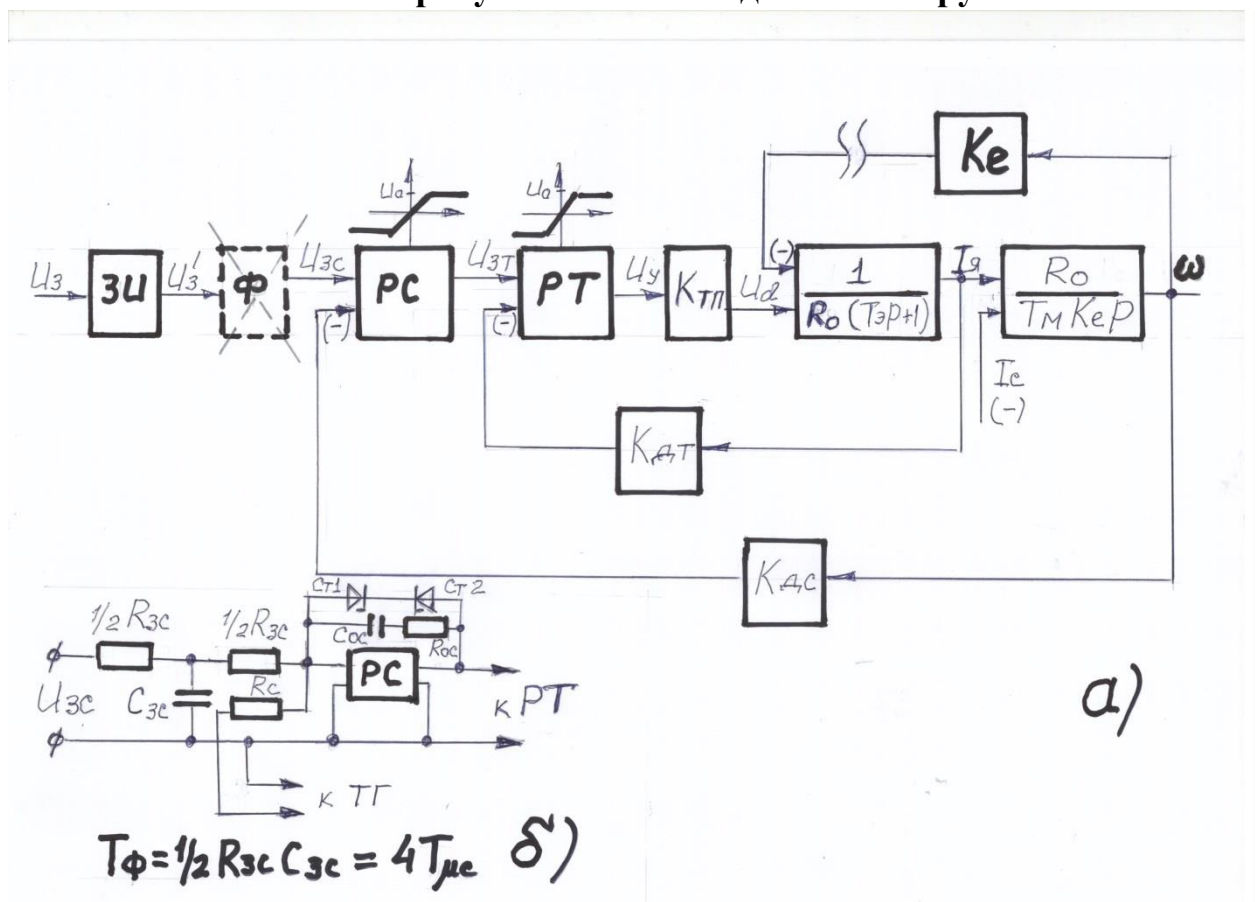


Рис. 5.1.1 Структурна схема двухконтурної системи підлеглого керування координат зі зворотними зв'язками по струму та швидкості (а), принципова схема регулятора швидкості налаштованого на симетричний оптимум (б)

5.1. Розрахунок зворотного зв'язку по струму й регулятора струму

Оптимізація робиться для забезпечення в замкнутій системі показників наближених до заданих. Необхідно до мінімуму знизити постійну часу електропривода. Для цього задаємося масштабним множником $T_\mu := 0.01$ с, що не впливає на форму перехідного процесу й служить узагальненою мірою швидкодії системи. Регулятори реалізовані на УБСР-АІР з уніфікованим виходом датчика 10 В.

$U_A := 10$ В – апаратне значення вихідної напруги,

$T_\mu := 0.01$ с – некомпенсуєма постійна часу внутрішнього контуру,

$T_{\mu c} := 2 \cdot T_\mu$ – некомпенсуєма постійна часу зовнішнього контуру,

$I_{\max} := 1.02 \cdot 10^4$ А – максимальний струм.

Коефіцієнт зворотного зв'язку по струму:

$$k_{dT} := \frac{U_A}{I_{\max}} k_{dT} := \frac{10}{1.02 \cdot 10^4} = 9.804 \times 10^{-4} \frac{\text{В}}{\text{А}} \quad (5.1)$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку по швидкості:

$$k_{dс} := \frac{U_A}{\omega_0} k_{dс} := \frac{10}{8.675} = 1.153 \frac{\text{Вс}}{\text{рад}} \quad (5.2)$$

Припустимо умовний розрив внутрішнього зворотного зв'язку по проти-ЕРС, тоді передатна функція буде мати вигляд:

$$W_{OT}(p) := \frac{k_{ТП} \cdot k_{dT}}{R_0 \cdot (T_e \cdot p + 1)} \quad (5.3)$$

Так як модульний оптимум буде мати велику швидкодію, то синтез регулятора швидкості струму ведеться по модульному оптимуму:

$$W_{PTMO}(p) := \frac{R_0 \cdot (T_e \cdot p + 1)}{k_{ТП} \cdot k_{dT} \cdot 2 \cdot T_\mu \cdot p} \quad (5.4)$$

$$W_{PTMO}(p) := \frac{R_0 \cdot T_e}{k_{ТП} \cdot k_{dT} \cdot 2 \cdot T_\mu} + \frac{R_0}{(k_{ТП} \cdot k_{dT} \cdot 2 \cdot T_\mu \cdot p)}$$

$$W_{PTMO}(p) := 0.802 + \frac{7.895}{p}$$

Регулятор струму має пропорційно-інтегральну структуру. Принципова схема реалізації має вигляд (рис.5.1.):

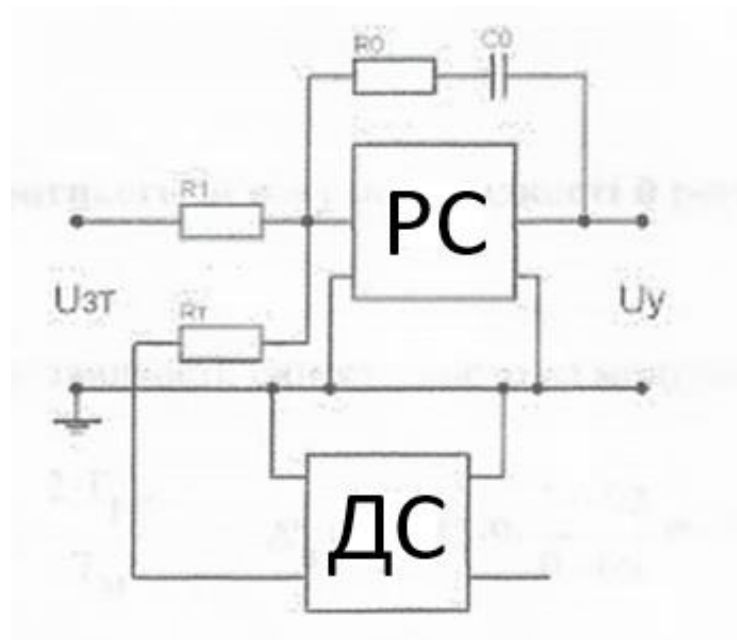


Рис. 5.1. Принципова схема регулятора струму

Значення опорів й ємностей розраховуємо по формулам:

$$\frac{R_0}{R_1} = \Pi \quad (5.5)$$

$$\frac{1}{R_1 \cdot C_0} = I \quad (5.6)$$

$$R_T = R_1$$

Приймемо $C_0 = 10$ мкФ, тоді:

$$R_1 = R_T = \frac{1}{I \cdot C_0} = \frac{1}{7.895 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 12670 \text{ Ом}$$

$$R_1 = R_T = 12.67 \text{ кОм}$$

$$R_0 = \Pi \cdot R_1 = 0.802 \cdot 12.67 = 10.161 \text{ кОм}$$

Де R_T – узгоджуючий резистор, якщо використовується елементи з різними уніфікованими виходами.

Для умови максимального струму маємо:

$$U_{3T\text{MAX}} = I_{\text{MAX}} \cdot k_{\text{ДТ}} = 10 \text{ В}$$

Для обмеження $U_{3T\text{MAX}}$ ставимо обмежуючі стабілітрони з напругою пробоя на рівні $U_{\text{ПР}} = U_{3T\text{MAX}}$. Вибираємо стабілітрони типу Д814В з напругою пробоя 9.5...10.5 В.

5.2. Розрахунок зворотного зв'язку по швидкості й регулятора швидкості

Статизм регулятора швидкості, синтезованого на модульний оптимум:

$$\Delta'_3 := \Delta_p \cdot D \cdot \frac{2 \cdot T_{\mu c}}{T_M} \Delta'_3 := 8.142 \cdot 9 \cdot \frac{2 \cdot 0.02}{0.066} = 44.393 \% \quad (5.8)$$

Оскільки статизм замкнутої системи за модульним оптимумом не задовольняє поставленому завданню, синтезуємо регулятор на симетричний оптимум.

$$W_{pcco}(p) := \frac{T_M \cdot k_e \cdot k_{dT} \cdot (4 \cdot T_{\mu c} \cdot p + 1)}{R_0 \cdot k_{ДС} \cdot 8 \cdot T_{\mu c}^2 \cdot p}$$

$$W_{pcco}(p) := \frac{T_M \cdot k_e \cdot k_{dT} \cdot 4 \cdot T_{\mu c}}{R_0 \cdot k_{ДС} \cdot 8 \cdot T_{\mu c}^2} + \frac{T_M \cdot k_e \cdot k_{dT}}{R_0 \cdot k_{ДС} \cdot 8 \cdot T_{\mu c}^2 \cdot p}$$

$$W_{pcco}(p) := 10.137 + \frac{126.708}{p}$$

Передаточна функція фільтра, встановленого на вхід системи:

$$W_{\Phi}(p) := \frac{1}{4 \cdot T_{\mu c} \cdot p + 1}$$

$$T_{\Phi} := 4 \cdot T_{\mu c} T_{\Phi} := 0.08 \text{ с} \quad (5.10)$$

$$W_{\Phi}(p) := \frac{1}{0.08 \cdot p + 1}$$

Принципова схема регулювання швидкості представлена на рис. 5.2:

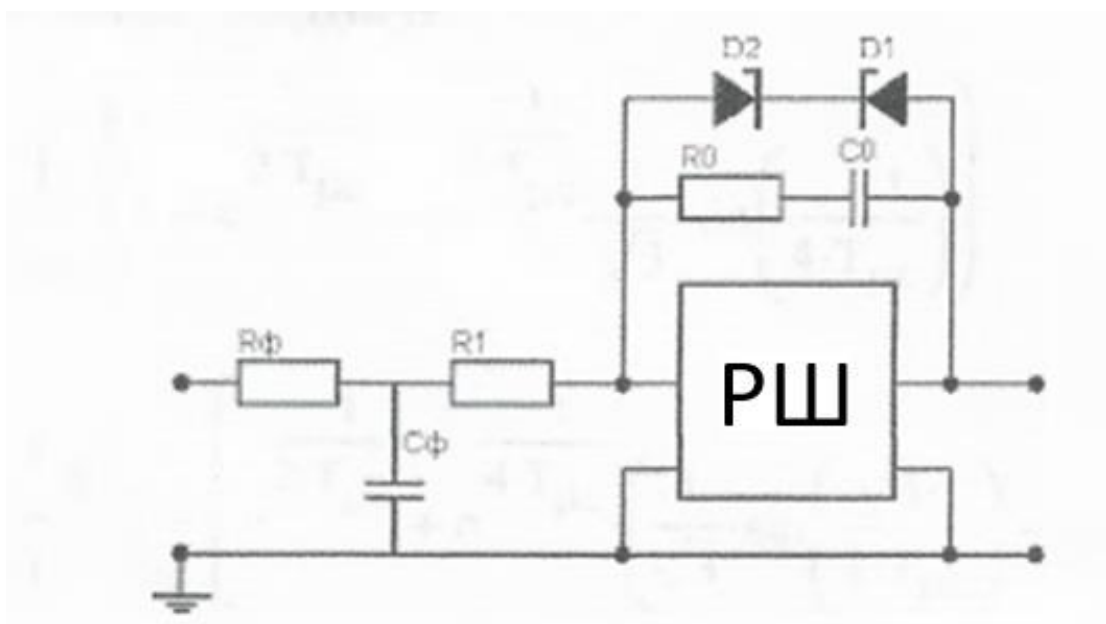


Рис.5.2. Принципова схема регулятора швидкості

Коефіцієнти підсилення регулятора:

$$U_{3C} := \omega_0 \cdot k_{DC} U_{3C} := 10 \text{ В}$$

$$\frac{R_0}{R_1} = 10.137$$

$$\frac{1}{R_1 \cdot C_0} = 126.708$$

Прийmemo $C_0=1$ мкФ та $R_1=R_\Phi$, тоді:

$$R_1 = \frac{1}{I \cdot C_0} = \frac{1}{126.708 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 7892 \text{ Ом}$$

$$R_1 = 7.892 \text{ кОм}$$

$$R_0 = \Pi \cdot R_1 = 10.137 \cdot 7.892 = 80 \text{ кОм}$$

$$R_\Phi = R_1 = 7.892 \text{ кОм}$$

$$T_\Phi = R_\Phi C_\Phi = 0.08 \text{ с}$$

$$C_\Phi = \frac{T_\Phi}{R_\Phi} = \frac{0.08}{7892} = 1.014 \times 10^{-5} \text{ Ф}$$

$$C_\Phi = 10 \text{ мкФ}$$

У відповідності з даними побудуємо залежності для симетричного оптимуму настройки регулятора швидкості:

$$\omega(t) := U_{3C} \cdot \frac{1}{k_{DC}} \cdot \left(1 - e^{\frac{-t}{2 \cdot T_{\mu c}}} - e^{\frac{-t}{4 \cdot T_{\mu c}}} \cdot \sin \left(\frac{\sqrt{3} \cdot t}{4 \cdot T_{\mu c}} \right) \right)$$

$$I(t) := U_{3C} \cdot \frac{T_M \cdot k_e}{R_0 \cdot 2 \cdot T_{\mu c}} \cdot \left[e^{\frac{-t}{2 \cdot T_{\mu c}}} + e^{\frac{-t}{4 \cdot T_{\mu c}}} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sin \left(\frac{\sqrt{3} \cdot t}{4 \cdot T_{\mu c}} \right) - \cos \left(\frac{\sqrt{3} \cdot t}{4 \cdot T_{\mu c}} \right) \right) \right]$$

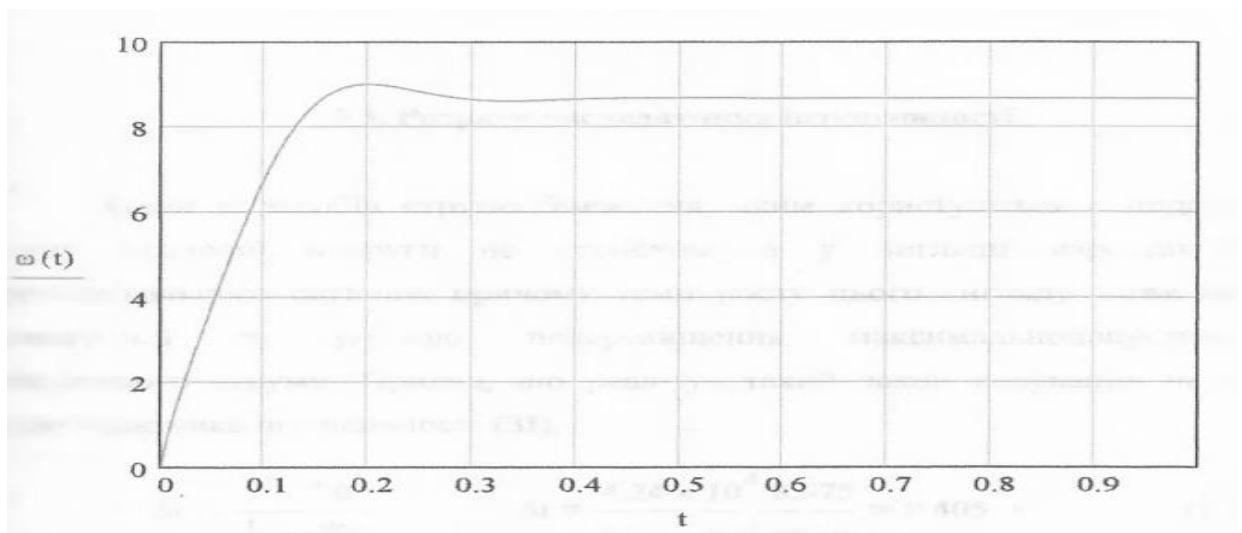


Рис.5.3. Перехідний процес по швидкості при настройці регулятора швидкості на симетричний оптимум

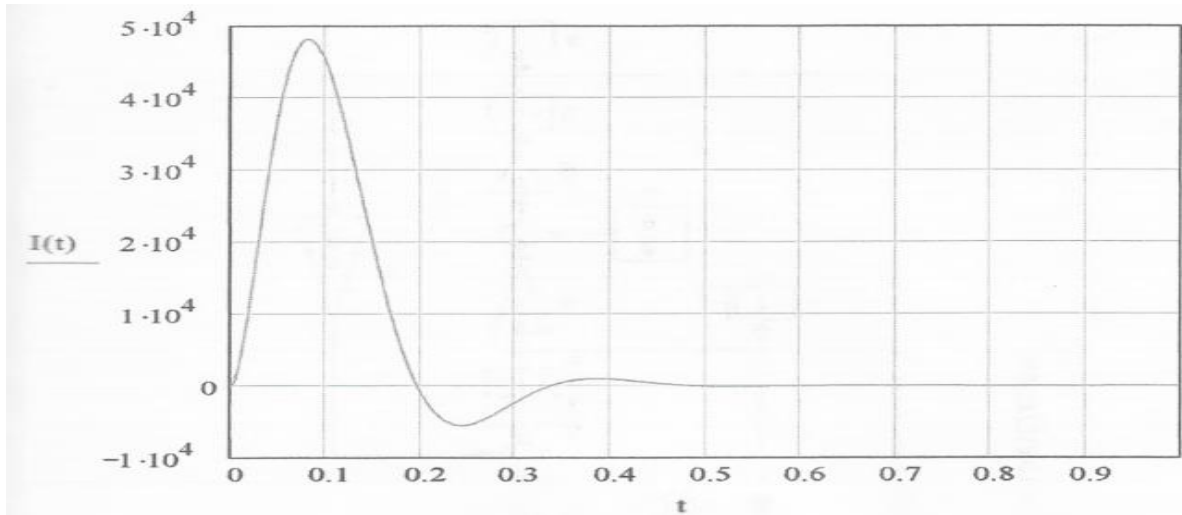


Рис. 5.4. Перехідний процес по струму при настройці регулятора швидкості на симетричний оптимум

5.3. Розрахунок задатчика інтенсивності

Один із засобів струмообмеження, яким користуються є подача в схему задаючої напруги не стрибком, а у вигляді наростаючого трапецієдального сигналу, причому темп росту цього сигналу може бути визначений за умовою неперевикнення максимально допустимого динамічного струму. Прилад, що реалізує такий закон керування носить назву задатчика інтенсивності (ЗІ).

$$\Delta t := \frac{J_0 \cdot \omega_0}{I_{\max} \cdot k_M} \Delta t := \frac{4.24 \times 10^4 \cdot 8.675}{1.02 \times 10^4 \cdot 88.94} = 0.405 \text{ c}$$

Структурна схема системи підлеглого регулювання матиме вигляд (рис.5.5.):

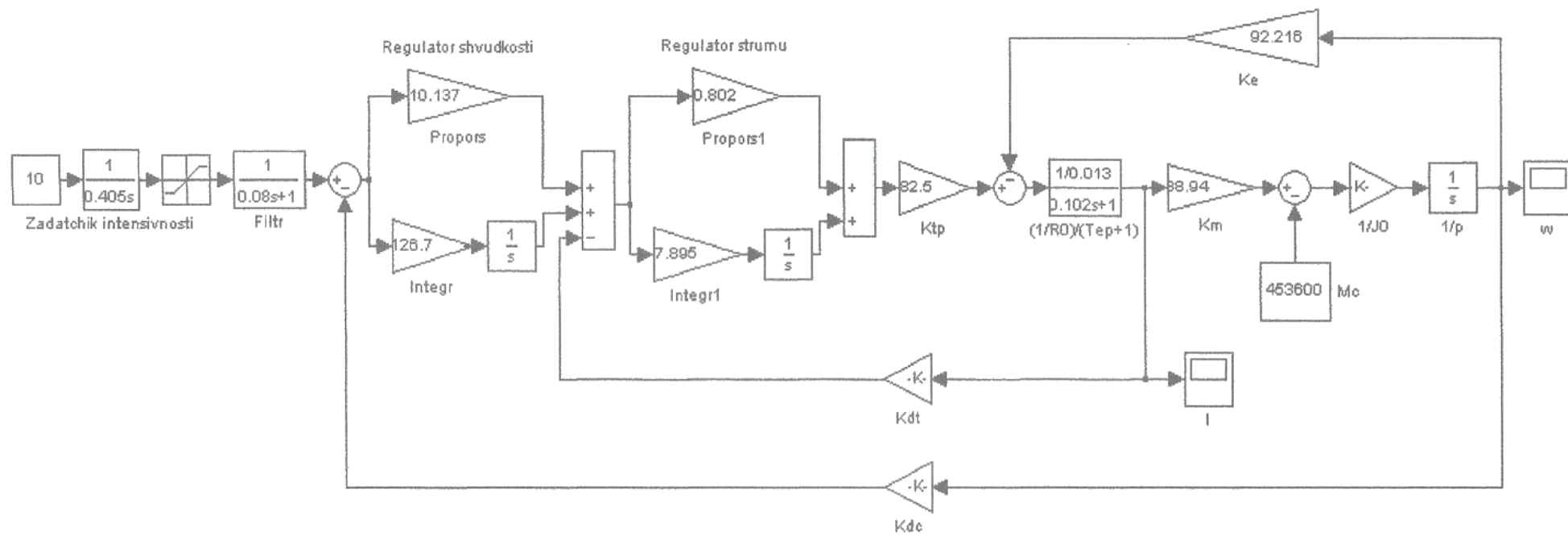


Рис. 5.5. Структурна схема підлеглого керування

Перехідні процеси в системі підлеглого регулювання будуть мати вигляд:

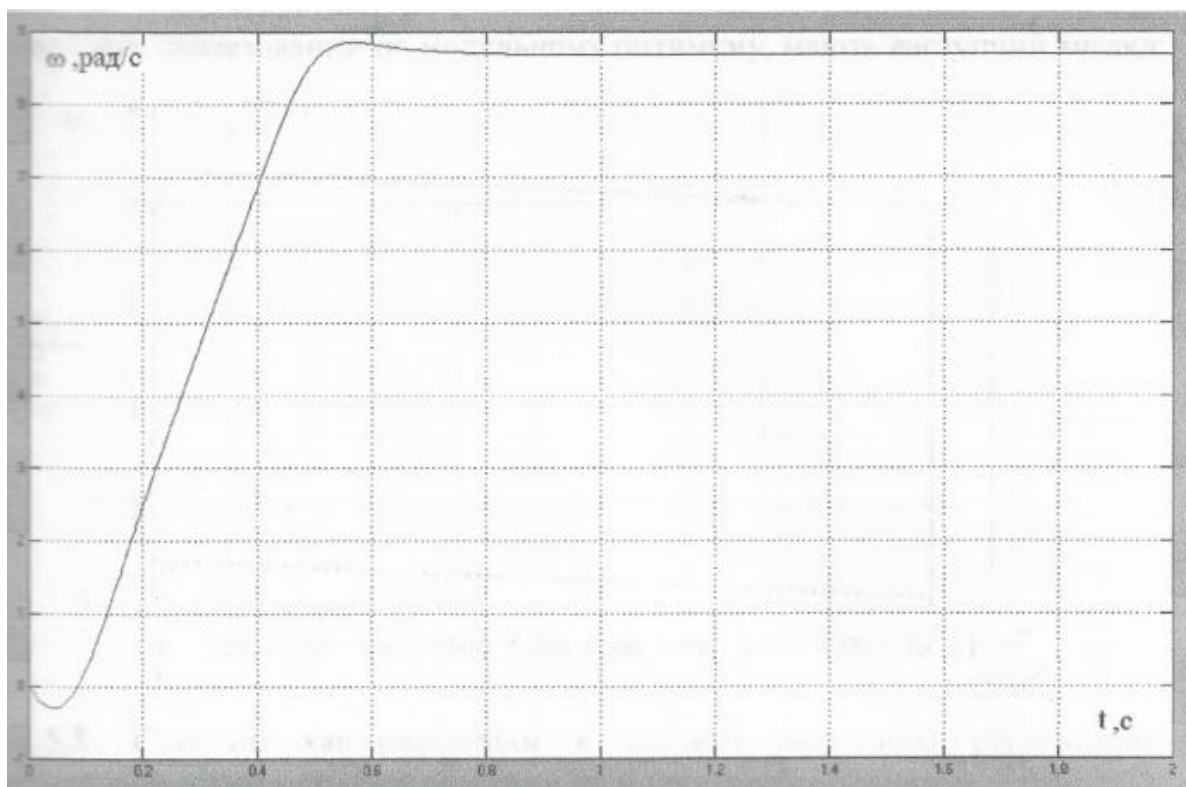


Рис. 5.6. Перехідний процес по швидкості в системі підлеглого керування



Рис. 5.7. Перехідний процес по струму в системі підлеглого керування

Статичні характеристики в системі підлеглого регулювання з регулятором швидкості, синтезованим по модульному оптимуму, мають наступний вигляд:

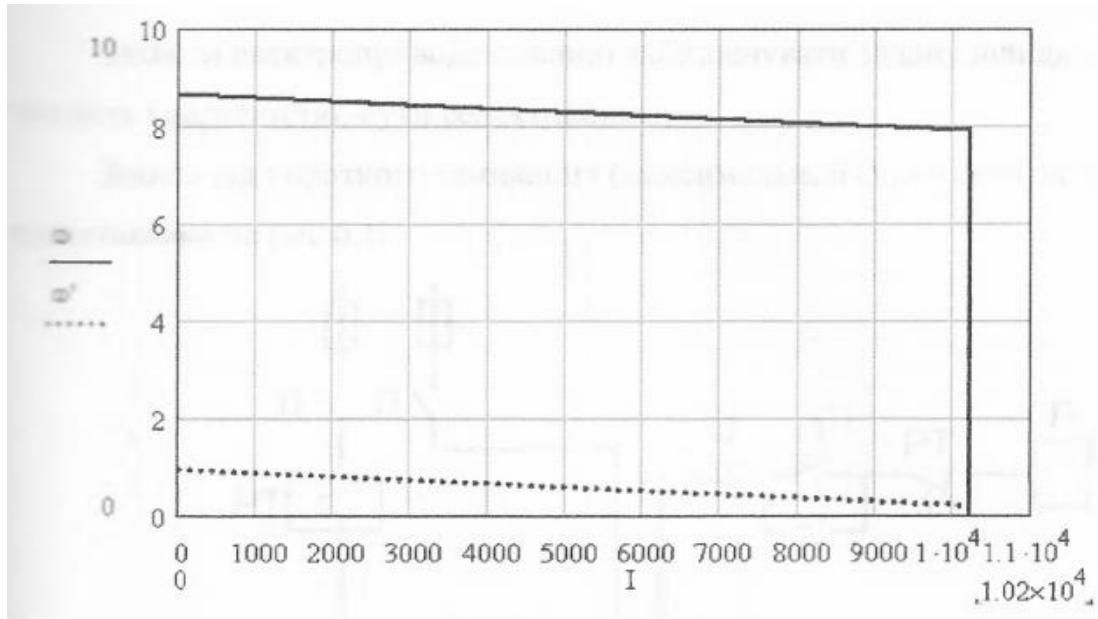


Рис.5.8. Статичні характеристики в системі підлеглого регулювання з регулятором швидкості, синтезованим по модульному оптимуму

Статичні характеристики в системі підлеглого регулювання з регулятором швидкості, синтезованим по симетричному оптимуму, мають наступний вигляд:

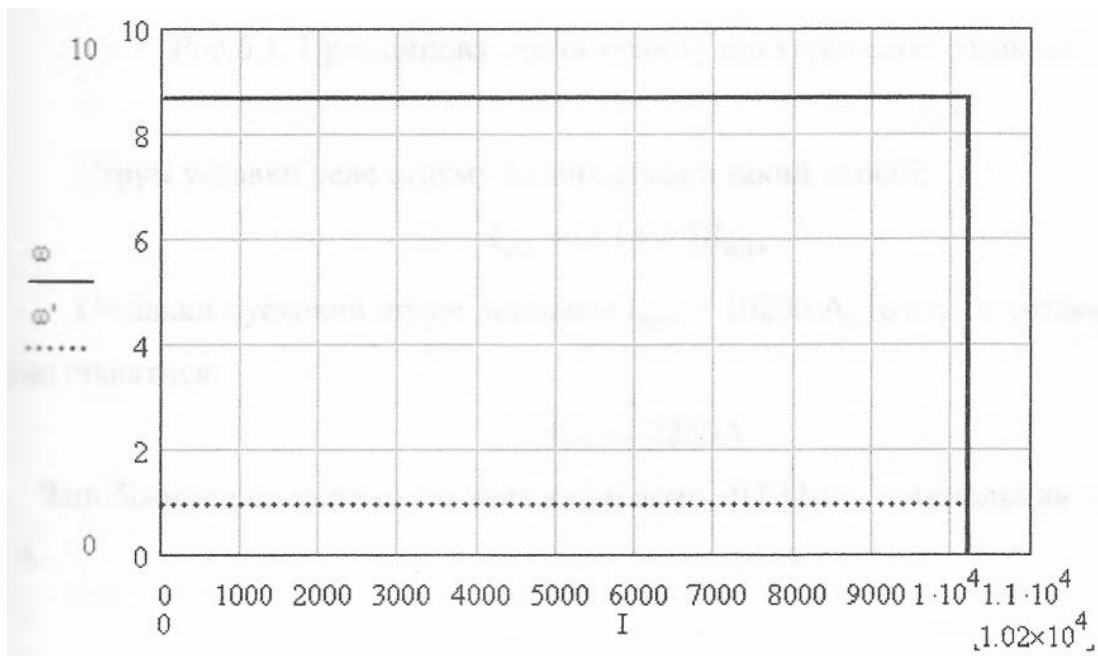


Рис. 5.9. Статичні характеристики в системі підлеглого регулювання з регулятором швидкості, синтезованим по симетричному оптимуму

6. Розробка вузлів електричного захисту електропривода

Захист від короткого замикання (максимальний струмовий захист) представлена на рис. 6.1.:

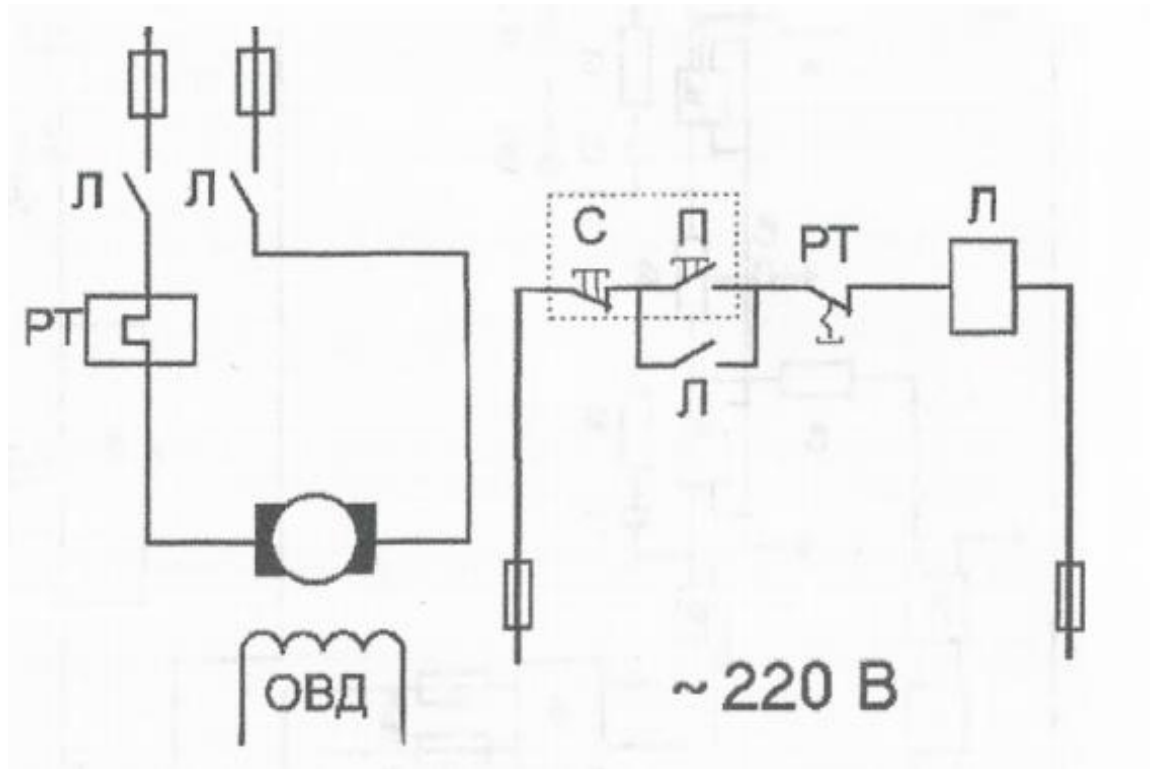


Рис. 6.1. Принципова схема захисту від короткого замикання

Струм уставки реле струму вибирається в такий спосіб:

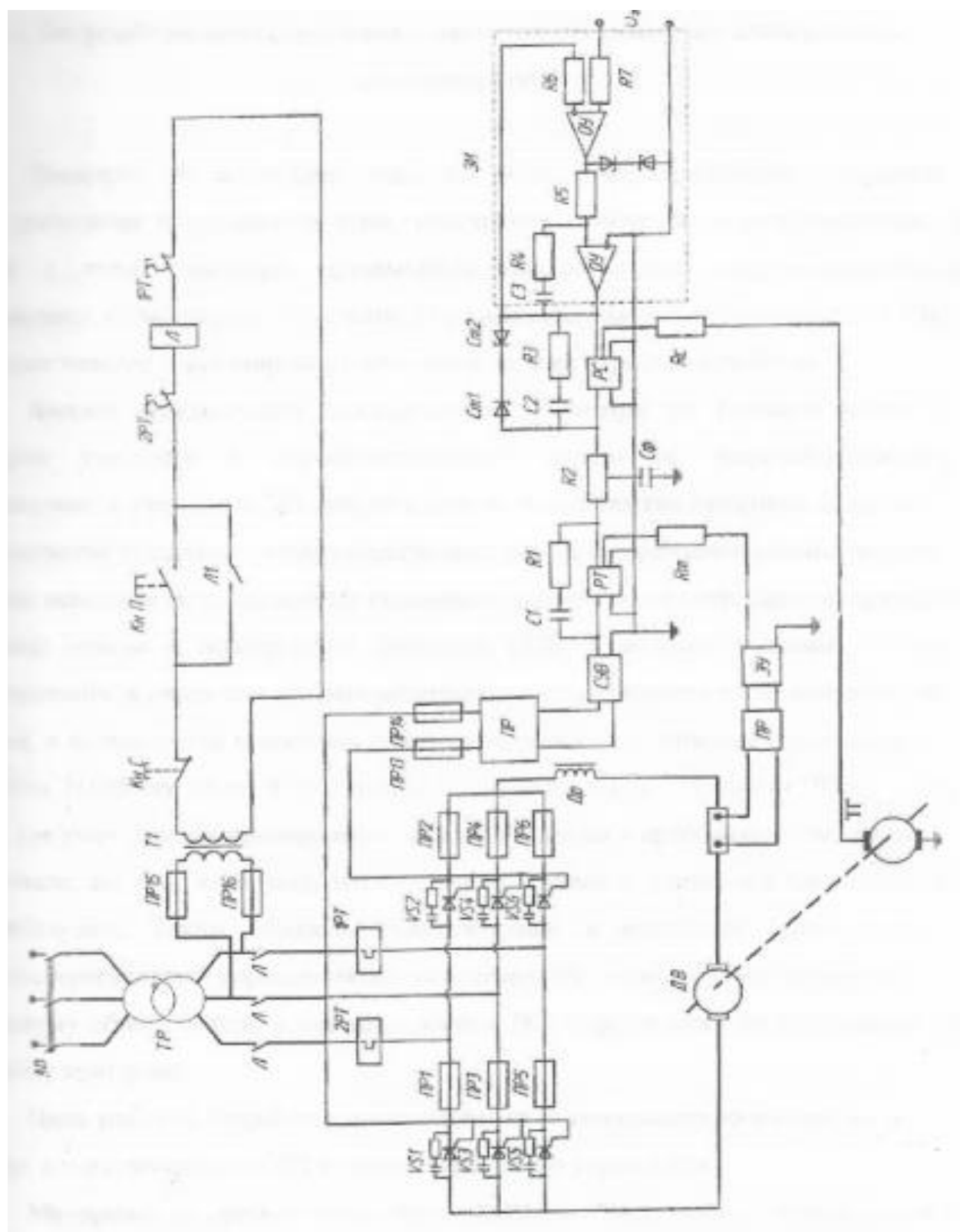
$$I_{\text{уст}} = (1.1 \div 1.3) I_{\text{пуск}}.$$

Оскільки пусковий струм дорівнює $I_{\text{пуск}}=10200$ А, то стру уставки реле буде рівнятися:

$$I_{\text{yct}} = 12240 \text{ A.}$$

Запобіжники оперативного кола вибираємо НПН2-60, номінальний струм 6А.

Принципова схема приводу типу ТП-Д приведена на рис. 6.2.



Практичне заняття №3.

Складання структурних та принципових схем управління, розрахунок коефіцієнтів зворотних зв'язків, регуляторів, статичних та динамічних характеристик приводу змінного струму по варіантам структур замкнутих систем з загальним суматором і підлеглому керування координат.

Вихідні дані: Система ЕП-ПЧ-АД; $P_n=132$ кВт; $n_n=950$ об/хв; $D=4,5$;

$\Delta_n^* \leq 3,5\%$; $\delta \leq 6\%$; $t_p \leq 1,35$ с; $J_o=38,9$ Н·м

Режим роботи - безперервний; механізм – стрічковий конвеєр; обмеження стуму – так.

Потрібно: Вибрати електрообладнання; розрахувати незмінну частину СКЕП і характеристики розімкнутої системи; співставити, обґрунтувати і розрахувати варіанти структур замкнених СКЕП: з загальним суматором та підлеглому керування координат з синтезом потрібних регуляторів та оцінкою статичних та динамічних показників. Розробити принципову схему системи підлеглому керування координат з елементами захисту привода.

Сьогодні важко собі уявити металургійне підприємство без конвеєрів різних типів. На сьогодні конвеєри є найбільш економічно вигідним і зручним транспортом для доставки вантажів всередині підприємства. Для прикладу розглянемо рудозбагачувальну фабрику №2, що знаходиться на Криворізькому ГЗКкомбінату «АрселорМіттал Кривий Ріг».

РОФ №2 є одним з основних цехів підприємства, так як безпосередньо є основним цехом для виробництва якісного залізомісткого концентрату, який надалі експортується в багато країн Євросоюзу і не тільки. Тут ми дійсно можемо спостерігати величезну кількість конвеєрів різних типів. Тут ми бачимо і стрічкові, і так звані катучі конвеєри (017-018-019-020) тощо.

За принципом дії машини поділяють на дві самостійні конструктивні групи: машини періодичної і безперервної дії. Конвеєри відносяться до іншого виду машин (їх також називають машинами безперервного транспорту і транспортують машин).

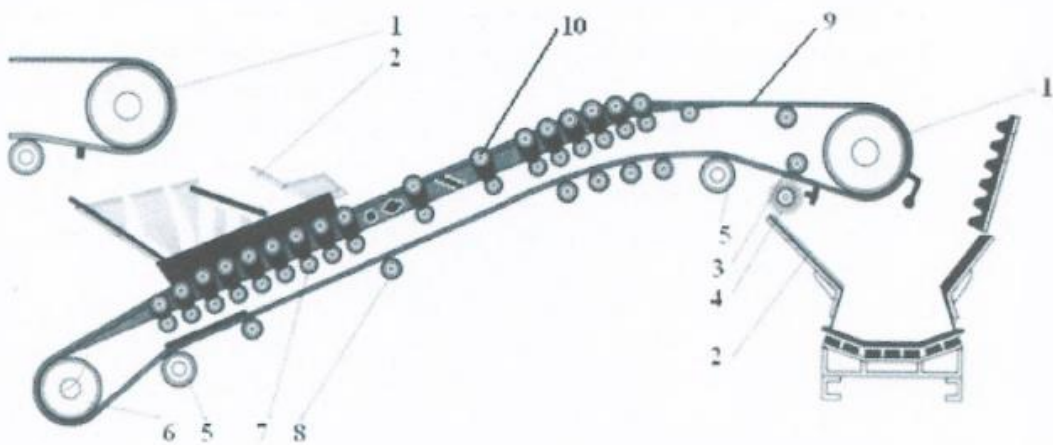
Конвеєрний транспорт в цих умовах більш економічний, ніж залізничний або автомобільний.

Отже, конвеєри є складовою і невід'ємною частиною сучасного технологічного процесу: вони встановлюють і регулюють темп виробництва, забезпечують його ритмічність, сприяють підвищенню продуктивності праці і збільшення випуску продукції. Конвеєри є основними засобами комплексної механізації і автоматизації транспортних і вантажно-розвантажувальних робіт і з технологічних операцій.

Конвеєри на сучасних підприємствах застосовують в якості:

- високопродуктивних транспортних машин, передавальних вантажі з одного пункту в інший на ділянках внутрішньозаводського і в ряді випадків - зовнішнього транспорту;
- транспортних агрегатів потужних перевантажувальних пристроїв (наприклад, мостових перевантажувачів, відвалоутворюючих і інших) і вантажно-розвантажувальних машин;
- Машин для переміщення вантажів виробів в технологічному процесі поточного виробництва від одного робочого місця до іншого, від однієї технологічної операції до іншої, що встановлюють, організують і регулюють темп виробництва, поєднуючи в ряді випадків функції накопичувачів (рухомих складів) і розподільників вантажів-виробів по окремих технологічних лініях;
- Машин і передавальних пристроїв в технологічних і автоматичних лініях виготовлення і обробки деталей і складальних одиниць виробів. Тісний зв'язок конвеєрів із загальним технологічним процесом виробництва обумовлює їх високу відповідальність. Порушення роботи хоча б одного конвеєра в загальній транспортно-технологічній системі викликає порушення роботи всього комплексу машин системи і підприємства в цілому. Будь-яка автоматична технологічна система не може працювати при несправності транспортних агрегатів.

Розглянутий нами конвеєр 1СК-1Р знаходиться в галереї між складами концентрату №2 і №1 (РОФ №2 і РОФ №1) і виконує функцію відвантаження готового концентрату безпосередньо зі складу №2 на склад №1 і подальше транспортування продукції у вагони ЖД транспорту.



1 - приводний барабан; 2 - завантажувальний лоток; 3 - притискної ролик; 4 - очисний пристрій; 5 - відхиляючий барабан; 6 - кінцевий барабан;

7 - амортизуючі ролюкоопори; 8 - нижні ролюкоопори; 9 - стрічка; 10 - верхні ролюкоопори

Мал. 1.1.2 Загальний вигляд конвеєра 1СК-1Р Технічні характеристики конвеєра 1СК-1Р:

- Швидкість стрічки 2,21 м / сек
- Довжина конвеєра 273 м
- Продуктивність 1200 т / год
- Тип редуктора ЦДМ-630-7624
- Передавальне число редуктора 28,3
- Діаметр приводного барабана 1400 мм
- Довжина приводного барабана 1600 мм
- Діаметр барабанів, відхиляють, 630 мм
- Довжина барабанів, відхиляють, 1400 мм

Вимоги до електроприводу 1СК-1Р конвеєра впливають із сутності завдань, які він виконує. Виходячи з умов технологічного процесу можна висунути основні вимоги до електроприводу 2Т конвеєра:

- Режим роботи 2Т конвеєра - тривалий, безперервний;
- Частота пуску і зупинки обумовлена лише кількістю рухомого складу, які завантажують похилий конвеєр складу концентрату №1 та на який безпосередньо працює завантаження конвеєром 1СК-1Р.

Алгоритм функціонування процесу транспортування складається з ряду операцій, що проводяться в певній послідовності. Першою з них є операція завантаження стрічки конвеєра, другий - заповнення погонної ділянки стрічки (поперечного його перетину), третьої транспортування вантажу, четвертої - розвантаження стрічки.

При цьому система управління повинна забезпечити такі показники:

- Сумарне навантаження або максимальне тягове зусилля повинне бути не більше розрахункового або заданого в залежності від якості стиків і загального стану стрічки конвеєра, барабанів;
- Лінійне завантаження має бути не вище розрахункового або обмежуватися завданням по тяговим зусиллям;

- Швидкість матеріалу в пункт завантаження стрічки повинна бути відповідною лінійному завантаженні або вище, якщо це необхідно за вимогами якості розвантаження або енергетики приводів;

Швидкість обертання окремих приводних барабанів повинна відповідати механічним характеристикам двигунів з перетворювачами за підтримки заданого розподілу навантаження між двигунами;

- Натяг стрічки повинен відповідати величині, що забезпечує роботу пари тертя стрічка-барабан без прослизання і не перевищувати значень відповідних максимальним розривних умов стиків.

Всі ці фактори необхідно враховувати при виборі системи приводу таких механізмів. Крім цього, дане питання потрібно розглядати з економічної точки зору, тобто за рівнем капітальних вкладень і за рівнем витрат на експлуатацію.

2. Вибір елементів силової частини електропривода

2.1. Вибір двигуна

Найбільш відповідним для використання для приводу стрічкового конвеєра є вибухобезпечний асинхронний двигун з короткозамкненим ротором типу АИР 315М6. Паспортні дані електродвигуна наведені в табл. 2.1.

Табл. 2.1.

Найменування параметру	Величина і розмірність
Номінальна потужність, P_n	132 кВт
Синхронна частота обертання ротора, ω_0	1000 об/хв
Номінальна частота обертання ротора, ω_n	950 об/хв
Номінальна живляча напруга, U_n	380 В
Номінальна частота живлячої напруги, f_n	50 Гц
Номінальний струм статора, I_n	135 А
Активний опір обмотки статора, $R_{ст}$	0,059 Ом
Індуктивність статорної обмотки, $L_{сх}$	1,727 мГн
Момент інерції двигуна, J	4,5 кг·м ²
Номінальний ККД, η	0,935
Номінальний коефіцієнт потужності $\cos\phi$	0,9
$I_{п}/I_n$	6,5
$M_{п}/M_n$	1,4
$M_{кр}/M_n$	2,3

2.2. Вибір перетворювача частоти

Вибір перетворювача частоти виконуємо виходячи з умови:

$$I_{\text{вих.пч}} \geq I_{1\text{н}}; \quad (2.1)$$

$$U_{\text{вих.пч}} \geq U_{1\text{н}}; \quad (2.2)$$

Умовам (2.1) і (2.2) задовольняє перетворювач частоти ЕКТ 2Р-250 / 380-200-УХЛЧ. Цей пристрій призначений для плавного пуску та економічного регулювання продуктивності шляхом зміни частоти обертання приводного електродвигуна. При цьому виключаються 6-7 кратні пускові струми, зменшується вплив на мережу, зберігається високе значення ККД конвеєра і двигуна у всьому діапазоні роботи.

Економічне регулювання продуктивності забезпечується зміною частоти обертання приводного електродвигуна за допомогою пристрою ЕКТ 2Р-250 / 380-200-УХЛЧ (далі ПЧ).

ПЧ дозволяє регулювати в широких межах значення частоти, струму і напруги на статорі асинхронного двигуна.

ПЧ серії ЕКТ перетворює параметри електричної енергії мережі живлення 380 В, 50 Гц в систему трифазних струмів регульованих напруги і частоти для харчування ланцюгів статора АД.

ПЧ серії ЕКТ є двоблоковий перетворювач частоти: перший блок - діодний міст перетворює змінну напругу в односпрямоване, пульсуюче. Далі напруга фільтрується в проміжній ланцюга на ємнісному фільтрі і надходить на блок перетворювача в змінну напругу на IGBT-транзисторах. IGBT-перетворювач подає трифазне симетричне змінну напругу регульованою амплітуди і частоти на електродвигун. Потужність, яку перетворювач споживає з мережі, є майже повністю активною.

Блок сполучення і керування електродвигуном заснований на програмованому мікропроцесорі. Мікропроцесор управляє електродвигуном на основі отриманих даних вимірювань, встановлених параметрів і сигналів управління, що приходять з керуючої панелі і І / О плати. У свою чергу блок сполучення і управління управляє ланцюгом СІФУ, яка видає необхідні керуючі імпульси на IGBT-транзистори. Підсилювач підсилює керуючі імпульси, що надходять з СІФУ на IGBT-транзистори.

Основні параметри пристрою ЕКТ 2Р-250 / 380-200-УХЛЧ наведені в табл. 2.2.

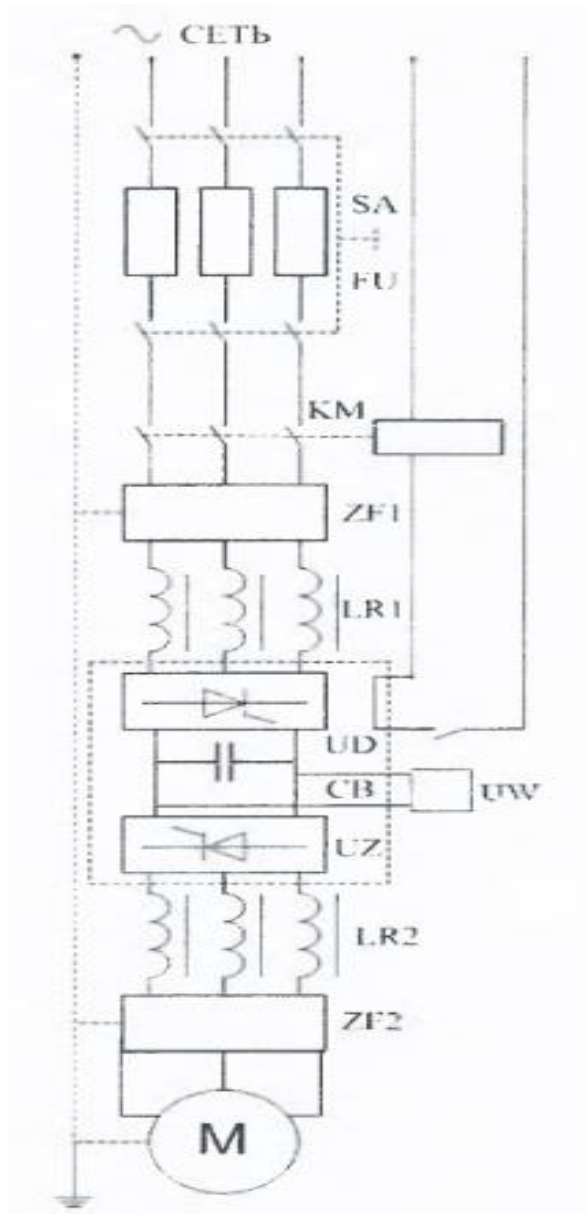
Табл. 2.2.

Найменування параметру	Величина
Номинальна вихідна потужність ПЧ, кВА	165
Номинальний струм навантаження, А	250
Номинальна напруга на вході, В	380(+10%-15%)
Діапазон регулювання напруги, В	0- $U_{\text{мер}}$
Частота живлячої мережі, Гц	50±5%
Діапазон регулювання частоти, Гц	15-200
Коефіцієнт потужності в номінальному режимі, не менше	0,92
Тривалість кратності струму перевантаження (сек)	120
Кратність струму перевантаження	3 $I_{\text{ном}}$

Блок сполучення і керування електродвигуном призначений для реалізації функцій управління, регулювання, захисту, автоматизації та забезпечення надійної роботи електроприводу, із забезпеченням наступних можливостей:

- формування імпульсів управління ПЧ за заданими алгоритмами роботи керованого випрямляча та інвертора струму;
- автоматичне формування процесів пуску і відключення ПЧ, а також формування команд управління вимикачами як на вході ПЧ, так і на виході і шунтувальним ПЧ вимикачем в тих випадках, коли передбачений режим перемикання АД на безпосереднє живлення від мережі;
- регулювання вихідної частоти ПЧ за сигналами технологічного регулятора, а також в режимі ручного управління;
- відображення інформації про режими роботи, несправності і причини аварійного відключення ПЧ;

автоматичне формування узагальнених сигналів про стан ПЧ і їх передачу на диспетчерський пульт.



2.3. Вибір струмообмежувального реактора.

Обираємо струмообмежувальний реактор із умови:

$$I_{\text{ТОРНOM}} \geq I_{1\text{H}}; \quad (2.3)$$

Обираємо реактор: РТСТ-256-0,156УЗ.

Параметри:

- Номінальний струм – 265 А.
- Індуктивність – $0,156 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$;
- Активний опір – 0,0072 Ом.

2.4. Розрахунок загального опору ланцюга

$$R_0 = 2 \cdot R_{\text{Ф.АД}} + R_{\gamma\text{И}} + R_{\gamma\text{В}} + 2 \cdot R_{\text{ТОР}}; \quad (2.4)$$

Де $R_{\text{ТОР}}$ – активний опір струмообмежувального реактора;

$R_{\gamma И}$ – комутаційний опір інвертора;

$R_{\gamma В}$ – комутаційний опір випрямляча;

$R_{ДР}$ – активний опір дроселя;

$R_{Ф.АД}$ – активний опір фази синхронного двигуна.

Активний опір струмообмежувального реактора РТСТ-41:

$$R_{ТОР} = 0,0072 \text{ Ом};$$

Активний опір фази асинхронного двигуна:

$$R_{Ф.АД} = 0,059 \text{ Ом};$$

Комутаційний опір випрямляча визначимо за формулою:

$$R_{\gamma В} = \frac{m \cdot X_{ТОР}}{2 \cdot \pi}; \quad (2.5)$$

Де m – пульсність схеми ($m=6$);

$X_{ТОР}$ - індуктивний опір струмообмежувального реактора:

$$X_{ТОР} = 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot L_{ТОР}; \quad (2.6)$$

Де f_c – частота живлячої мережі;

$L_{ТОР}$ – індуктивність струмообмежувального реактора.

Тоді

$$X_{ТОР} = 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,156 \cdot 10^{-3} = 0,049 \text{ Ом};$$

$$R_{\gamma В} = \frac{6 \cdot 0,049}{2 \cdot \pi} = 0,0468 \text{ Ом}.$$

Комутаційний опір інвертора:

$$R_{\gamma И} = \frac{6 \cdot X_C}{2 \cdot \pi}; \quad (2.7)$$

Де X_C – надперехідний опір асинхронного двигуна:

$$X_C = \frac{U_{1\Phi}}{\lambda_1 \cdot I_{1Н}} = \frac{380}{3 \cdot 6,5 \cdot 235} = 0,083 \text{ Ом};$$

$$R_{\gamma И} = \frac{6 \cdot 0,083}{2 \cdot \pi} = 0,079 \text{ Ом};$$

$$R_0 = 0,059 + 0,0468 + 0,079 + 2 \cdot 0,0072 = 0,1992 \text{ Ом}$$

$$L_0 = 2 \cdot L_{Ф.АД} + 2 \cdot L_{ТОР}; \quad (2.8)$$

Де $L_{\Phi.AД}$ - індуктивний опір фази асинхронного двигуна;

$L_{ТОР}$ – індуктивний опір струмообмежувального реактора

$$L_{\Phi.AД} = 5,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$L_0 = 2 \cdot 0,0055 + 2 \cdot 0,000156 = 5,8 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

2.5. Розрахунок електромеханічної і електромагнітної постійних часу.

Електромагнітна постійна часу:

$$T_e = \frac{L_0}{R_0} = \frac{0,0058}{0,1992} = 0,029 \text{ с}; \quad (2.9)$$

Коефіцієнт моменту двигуна:

$$k_M = \frac{M_H}{I_H \cdot \frac{\pi}{\sqrt{6}}} = \frac{1327}{235 \cdot 1,28} = 4,41 \frac{\text{Нм}}{\text{А}}; \quad (2.10)$$

Коефіцієнт ЕДС:

$$k_e = \frac{U_H \cdot \frac{3\sqrt{2}}{\pi}}{\omega_0} = \frac{380 \cdot 1,35}{105} = 4,89 \text{ В} \cdot \frac{\text{с}}{\text{рад}}; \quad (2.11)$$

Коефіцієнт передачі двигуна по управлінню:

$$k_d = \frac{1}{k_e} = \frac{1}{4,89} = 0,204 \frac{\text{рад}}{\text{Вс}} \quad (2.12)$$

Механічна постійна часу:

$$T_M = \frac{J_0 \cdot R_0}{k_e \cdot k_M} = \frac{38,9 \cdot 0,1992}{4,89 \cdot 4,41} = 0,36 \text{ с} \quad (2.13)$$

Передаточна функція ТПЧ може бути представлена аперіодичною:

$$W_{ТПЧ} = \frac{K_n}{T_n p + 1} \quad (2.14)$$

Де K_{Π} – статичний коефіцієнт ТПЧ;

$$K_{\Pi} = \frac{U_d}{U_y} = \frac{380 \cdot 1,35}{10} = 51,3 \quad (2.15)$$

Де T_{Π} – еквівалентна постійна часу перетворювача:

$$T_{\Pi} = T_{cy} + T_{фcy} + r_c \quad (2.16)$$

Де T_{cy} – постійна часу сумуючого підсилювача;

$T_{\text{фсу}}$ – постійна часу фазозсувуючого приладу;

R_c – середньостатистична затримка.

Перші дві величини приймаються малими і не враховуються, тобто:

$$T_{\Pi} = r_c \quad (2.17)$$

$$\tau_{\Pi} = \frac{1}{f_c} \quad (2.18)$$

де f_c - середня частота діапазону регулювання.

Так як $D=4.5$, то $w_{\text{мін}}=11.11 \cdot \text{Гц}$, із цього потрібно:

$$f_c = \frac{11.11 + 50}{2} = 30.555 \cdot \text{Гц} \quad (2.19)$$

$$r_c = \frac{1}{2 \cdot 30.555} = 0.0164 \cdot c \quad (2.20)$$

3.Розрахунок статичних і динамічних характеристик розімкнутої системи.

Визначимо похибка регулювання, виходячи з основного рівняння динаміки:

Знайдемо похибку регулювання виходячи з основного рівняння статички:

$$\omega = \frac{U_n}{K_e} - \frac{M_n \cdot R_0}{K_e \cdot K_m} = \omega_0 - \Delta\omega \quad (3.1)$$

Розглянемо два випадки.

3) $M=0$:

$$\omega_0 = \frac{U_n}{K_e} = \frac{380}{4.89} = 105 \text{ рад/с} \quad (3.2)$$

4) $M=M_n$:

$$\Delta\omega := \frac{M_n \cdot R_0}{K_e \cdot K_m} = \frac{1327 \cdot 0.1992}{4.89 \cdot 4.41} = 12.25 \frac{\text{рад}}{\text{с}} \quad (3.3)$$

Статизм характеристик:

верхньої:

$$\Delta = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot 100\% = \frac{12.25}{105} \cdot 100\% = 11,7 \% \quad (3.4)$$

нижньої:

$$\Delta^* = \frac{\Delta\omega \cdot D}{\omega_0} \cdot 100 \% = \frac{12.25 \cdot 4.5}{105} \cdot 100 \% = 52.65 \%, \quad (3.5)$$

де $D=4.5$ – діапазон регулювання.

Складемо структурну схему для моделювання розімкнутої системи:

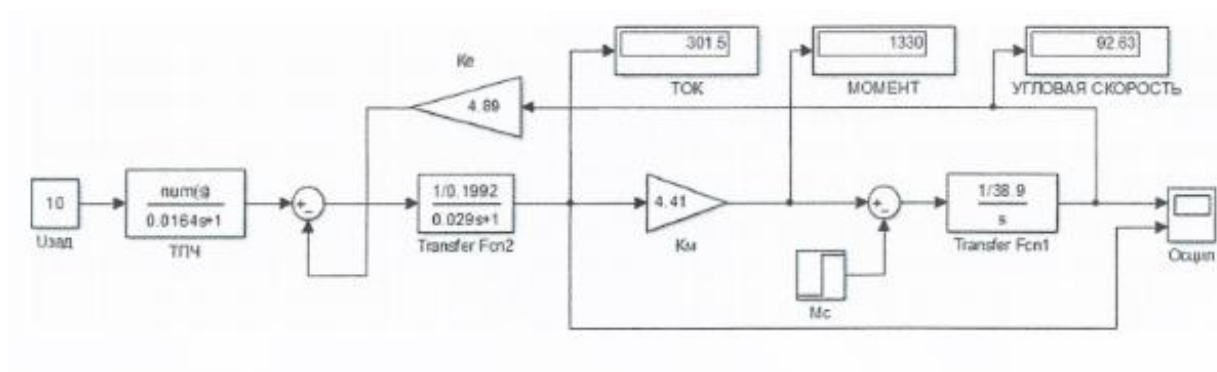


Рис. 3.1. Структурна схема розімкнутої системи

В результаті моделювання були отримані такі графіки:

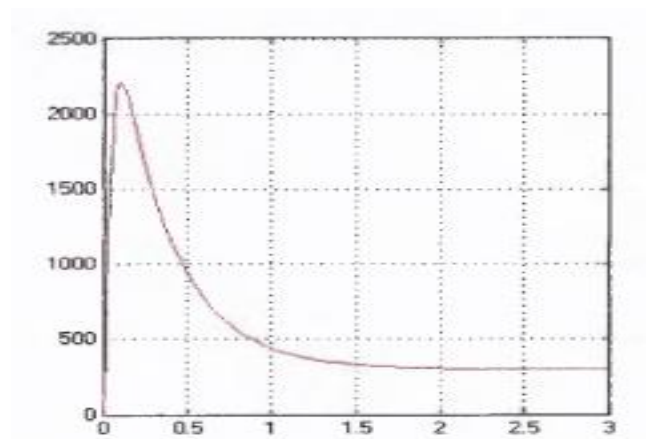


Рис. 3.2. Перехідний процес по струму в розімкнутій системі

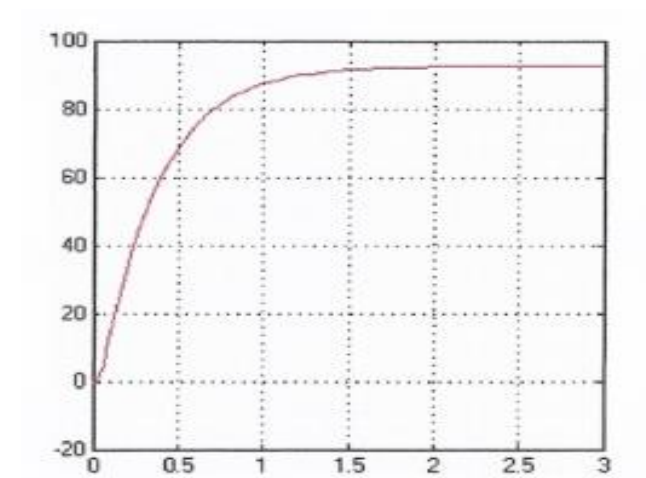


Рис. 3.2. Перехідний процес по швидкості в розімкнутій системі

Статичні характеристики в розімкнутій системі мають вигляд:

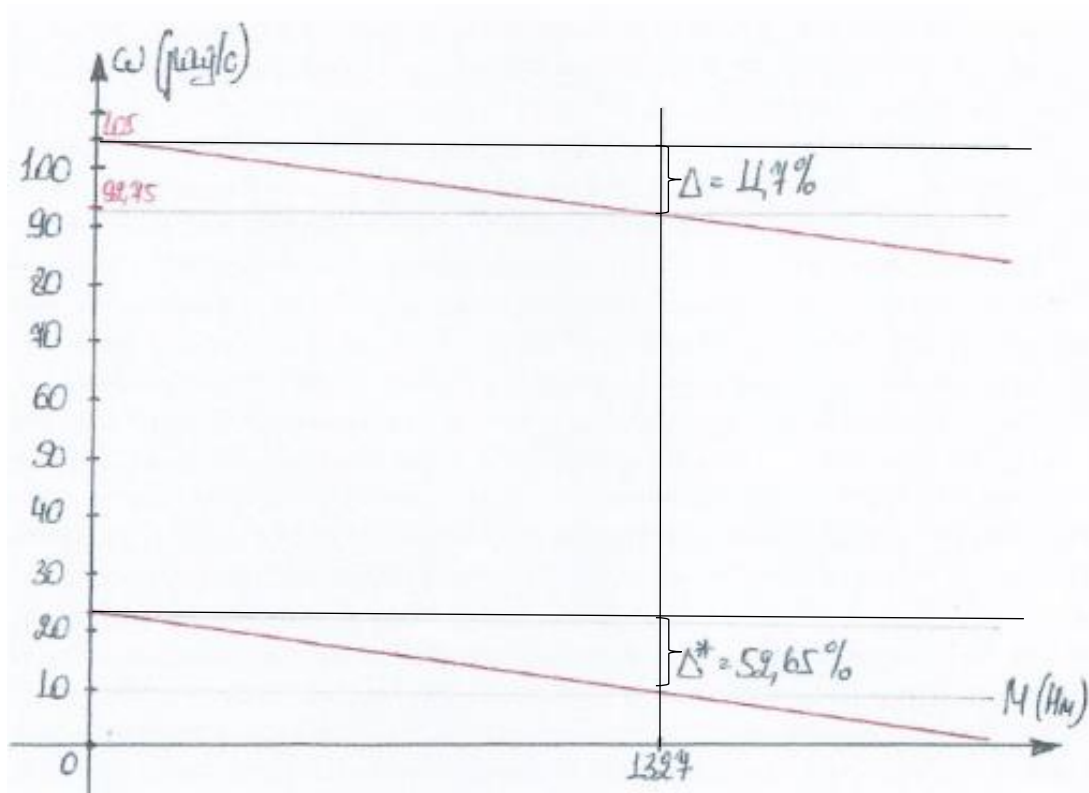
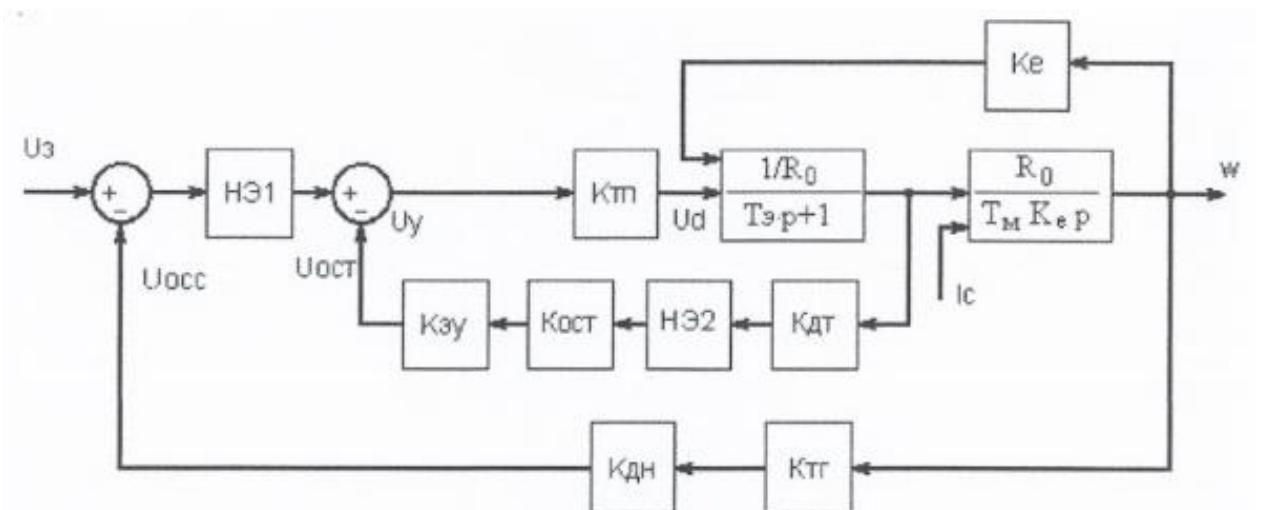


Рис.3.4. Статичні характеристики розімкненої системи

4. Розрахунок замкнутої системи за схемою із загальним суматором.

4.1. Розрахунок жорсткої зворотного зв'язку за швидкістю.

Структурна схема замкнутої системи приведена на рис. 4.1



Визначимо параметри жорсткої ОС по швидкості для системи стабілізації швидкості в електроприводі перетворювач частоти - асинхронний двигун, що забезпечує похибку регулювання 3,5% в діапазоні $D = 4,5$.

Як датчик швидкості використовується тахогенератор постійного струму типу: СТ-22, з параметрами:

- номінальну напругу 230В;
- номінальний струм якоря 0,2А;
- номінальна швидкість 1000 об / хв;
- струм збудження 0,35 А;
- $R_{\text{я}} = 42,3 \text{ Ом};$
- $R_{\text{ОВ}} = 127 \text{ Ом}.$

Тахогенератор був вибраний виходячи з умови:

$$\omega_{\text{НТГ}} \geq \omega_{\text{НДВ}} \quad (4.1)$$

Коефіцієнт підсилення тахогенератора:

$$K_{\text{ТГ}} = \frac{U_{\text{НТГ}}}{\omega_{\text{НТГ}}} = \frac{230}{105} = 2,19 \frac{\text{Вс}}{\text{рад}} \quad (4.2)$$

Потрібний коефіцієнт підсилення замкнутої системи:

$$K_{\text{Тр}} := \frac{\Delta_p \cdot D}{\Delta_{*3}} - 1 = \frac{11,7 \cdot 4,5}{3,5} - 1 = 14,04 \quad (4.4)$$

Коефіцієнт подільника напруги:

$$K_{\text{ДН}} := \frac{K_{\text{Тр}}}{K_{\text{ТП}} \cdot K_{\text{Д}} \cdot K_{\text{ТГ}}} = \frac{14,04}{51,3 \cdot 0,204 \cdot 2,19} = 0,61 \quad (4.5)$$

Так як коефіцієнт подільника напруги менше одиниці, то на вході тиристорного перетворювача електронний підсилювач не потрібно.

Опір дільника напруги:

$$R_{\text{ДН}} \geq \frac{U_{\text{ТГ}}}{I_{\text{ТГ}}} = \frac{230}{0,2} = 1150 \text{ Ом}; \quad (4.6)$$

Як ДН приймаємо дротяний резистор з опором $R=1,2\text{кОм}$.

тоді:

$$r_{\text{ДН}} = R_{\text{ДН}} \cdot k_{\text{ДН}} = 1200 \cdot 0,61 = 732 \text{ Ом} \quad (4.7)$$

4.2 Обмеження форсувань замкнутої системи.

Коефіцієнт посилення системи по керуючому впливу:

$$K_3^{УВ} := \frac{K_{ТП} \cdot K_d}{1 + K_{ТП} \cdot K_d \cdot K_{ТГ} \cdot K_{ДН}} = \frac{51,3 \cdot 0,204}{1 + 51,3 \cdot 0,204 \cdot 2,19 \cdot 0,61} = 0,7; \quad (4.8)$$

Напруга завдання в замкнутій системі:

$$U_{ззс} = \frac{\omega_0}{K_3^{УВ}} = \frac{105}{0,7} = 150 \text{ В}; \quad (4.9)$$

Напруга завдання в розімкнутій системі:

$$U_{зрс} := \frac{\omega_0}{K_{ТП} \cdot K_d} = \frac{105}{51,3 \cdot 0,204} = 10 \text{ В}; \quad (4.10)$$

Коефіцієнт форсування по напрузі:

$$K_{форс} = \frac{U_{ззс}}{U_{зрс}} = \frac{150}{10} = 15. \quad (4.11)$$

Таким чином, вхідний вузол повинен витримувати 15-кратну форсування, замість допустимої дворазовою, і повинен бути захищений. Обмеження форсування здійснимо шляхом шунтування підсумовуючого вузла нелінійним елементом типу «обмеження», який реалізується у вигляді двох зустрічно включених стабілітронів, напруга пробою яких вибирається на рівні:

$$U_{упрмах} \leq K_{форс, доп} \cdot U_{ззс} = 2 \cdot 10 = 20 \text{ В}$$

Виходячи з цього, вибираємо 2 стабілітрона серії КС147А з рівнем нечутливості 20 В.

4.3 Статичний розрахунок струмового відсічення.

Виконаємо статичний розрахунок системи містить зворотний зв'язок по швидкості і по току з відсіченням. Як датчик струму використовується датчик активного типу, що містить вимірювальний шунт і проміжний підсилювач. Загальний вигляд датчика струму показаний на рис.3.2.

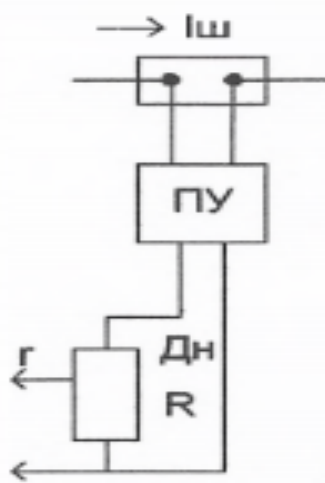


Рис. 3.2. Загальний вигляд датчика струму

Знайдемо коефіцієнт підсилення датчика струму:

$$K_{\text{дт}} = \frac{U_A}{I_{\text{max}}} = \frac{10}{470} = 0,0213 \text{ В/А} \quad (4.12)$$

Де $I_{\text{max}} = 2I_{\text{нд}} = 470 \text{ А}$.

Вибираємо струм відсічки та струм упору:

$$I_{\text{отс}} = 1,2 \cdot I_{\text{нд}} = 281 \text{ А} \quad (4.13)$$

$$I_{\text{уп}} = 2 \cdot I_{\text{нд}} = 470 \text{ А} \quad (4.14)$$

Розрахунок уставки нечутливості нелінійного елемента включеного на вихід ДС:

$$U_{02} := I_{\text{отс}} \cdot K_{\text{дт}} = 281 \cdot 0,0213 = 6 \text{ В.} \quad (4.15)$$

НЕ реалізується двома зустрічно увімкненими стабілітронами з напругою пробою $U_{\text{проб}} = 6 \text{ В}$.

Напруга перетворювача у режимі ступору привода з максимальною швидкістю (залишкова напруга на тиристорного перетворювача в режимі ступору):

$$U_{\text{осттп}} = I_{\text{уп}} \cdot R_0 = 470 \cdot 0,1992 = 93,6 \text{ В} \quad (4.16)$$

Відповідна напруга на вході електронного підсилювача рівна:

$$U_{\text{уост}} = \frac{U_{\text{осттп}}}{K_{\text{тп}}} = \frac{93,6}{51,3} = 1,82 \text{ В} \quad (4.17)$$

Потрібний максимальний сигнал зворотного зв'язку при упорі з максимальною швидкістю:

$$U_{\text{ост}} = U_{\text{ззс}} - U_{\text{уост}} = 12 - 1,82 = 10,18 \text{ В;} \quad (4.18)$$

Приріст датчика струму в момент дії токової відсічки:

$$\Delta U_{\text{дт}} = (I_{\text{уп}} - I_{\text{отс}}) \cdot K_{\text{дт}} = (470 - 281) \cdot 0,0213 = 4 \text{ В;} \quad (4.19)$$

Потрібний коефіцієнт зворотнього зв'язку по струму реалізується потенціометричним дільником, що шунтується на виході нелінійного елемента:

$$K_{\text{ост}} = \frac{U_{\text{ост}}}{\Delta U_{\text{дт}}} = \frac{10,18}{4} = 2,545 \quad (4.20)$$

Оскільки $K_{\text{ост}} > 1$, значить необхідно в ланку зворотного зв'язку по струму, після потенціометричного дільника включити електронний підсилювач з $K_{\text{еу}} = 10$:

$$K_{\text{ост}} = \frac{U_{\text{ост}}}{\Delta U_{\text{дт}} \cdot K_{\text{ЕУ}}} = \frac{10,18}{4 \cdot 10} = 0,2545 \quad (4.21)$$

Опір діляника напруги оберемо рівним $R_{\text{дн}}=10$ кОм, тоді:

$$r_{\text{дн}} = R_{\text{дн}} \cdot K_{\text{ост}} = 2,545 \text{ кОм}; \quad (4.22)$$

5. Визначення стійкості системи

Складемо спрощену структурну схему замкнутої системи:

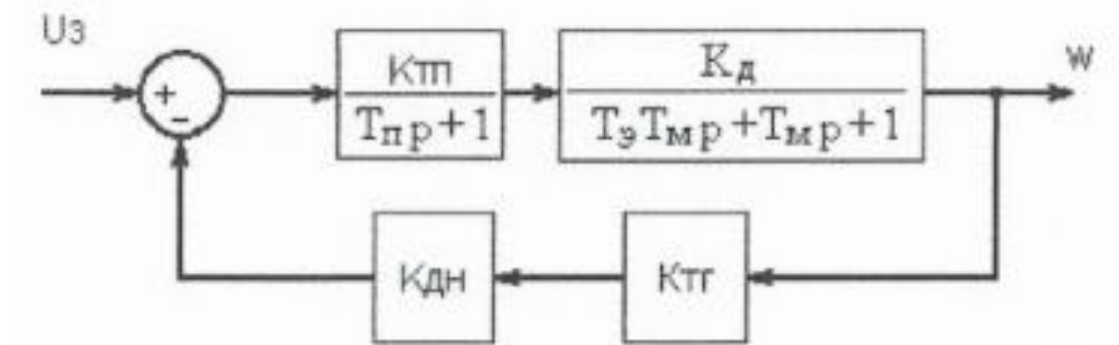


Рис. 5.1. Спрощена структурна схема замкнутої системи

Передавальна функція по керуючому впливу:

$$W_3^{yB}(p) = \frac{\frac{K_{\text{тп}} \cdot K_{\text{д}}}{(T_{\text{п}} \cdot p + 1)(T_{\text{е}} \cdot T_{\text{м}} \cdot p^2 + T_{\text{м}} \cdot p + 1)}}{1 + \frac{(K_{\text{тг}} \cdot K_{\text{дн}} \cdot K_{\text{тп}} \cdot K_{\text{д}})}{[(T_{\text{п}} \cdot p + 1)(T_{\text{е}} \cdot T_{\text{м}} \cdot p^2 + T_{\text{м}} \cdot p + 1)]}} =$$

$$\frac{K_{\text{тп}} \cdot K_{\text{д}}}{T_{\text{п}} \cdot T_{\text{е}} \cdot T_{\text{м}} \cdot p^3 + (T_{\text{м}} \cdot T_{\text{п}} + T_{\text{е}} \cdot T_{\text{м}}) \cdot p^2 + (T_{\text{м}} + T_{\text{п}}) \cdot p + (1 + K_{\text{тг}} \cdot K_{\text{дн}} \cdot K_{\text{тп}} \cdot K_{\text{д}})}$$

$$= \frac{10,465}{0,00017 \cdot p^3 + 0,016 \cdot p^2 + 0,3764 \cdot p + 14,98}$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} 0,016 & 14,98 \\ 0,00017 & 0,3764 \end{vmatrix} = 0,00348 > 0$$

Так як визначник $\Delta > 0$, то система стійка.

Розділими характеристичне рівняння на a_0 :

$$p^3 + 94,12 \cdot p^2 + 2211 \cdot p + 88117$$

$$b_1 = 94,12$$

$$b_2 = 2211;$$

$$b_3 = 88117$$

$$M = \frac{b_1}{\sqrt[3]{b_3}} = \frac{94,12}{\sqrt[3]{88117}} = 2,11 \quad (5.2)$$

$$N = \frac{b_2}{\sqrt[3]{b_3^2}} = \frac{2211}{\sqrt[3]{88117^2}} = 1,12$$

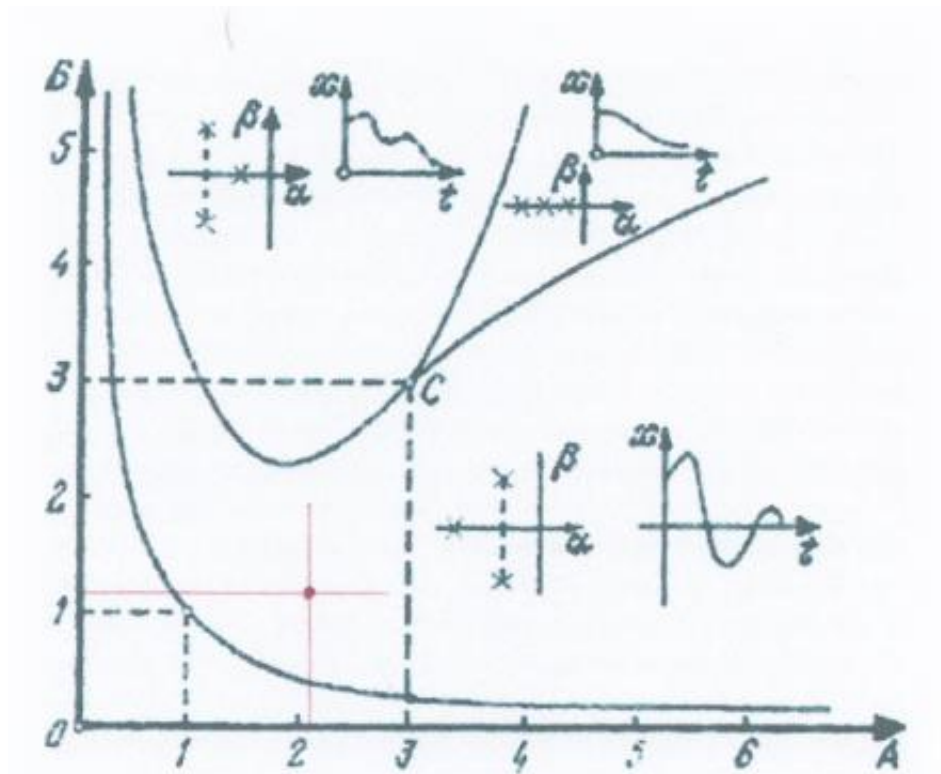


Рис. 5.2. Графік оцінки стійкості по Вишнеградському

Коефіцієнтом передавальної функції по керуючому впливу при p^3 нехтуємо і розділимо її чисельник зі знаменником на вільний член знаменника:

$$\begin{aligned} W_3^{yB}(p) &= \frac{10,47}{0,016 \cdot p^2 + 0,3764 \cdot p + 14,98} = \\ &= \frac{0,697}{0,001 \cdot p^2 + 0,025 \cdot p + 1}; \end{aligned} \quad (5.3)$$

$$\alpha = 0,001 \quad \beta = 0,025$$

Частота очікуваних коливань:

$$\Omega = \frac{1}{\sqrt{\alpha}} = \frac{1}{\sqrt{0,001}} = 31,62 \text{ Гц} \quad (5.4)$$

Коефіцієнт затухання:

$$\varepsilon = \frac{\beta}{2\sqrt{\alpha}} = \frac{0,001}{2 \cdot \sqrt{0,025}} = 0,39 \quad (5.5)$$

Кут навантаження:

$$\varphi = \arcsin(\sqrt{1 - \varepsilon^2}) = \arcsin(\sqrt{1 - 0,39^2}) = 67^\circ \quad (5.6)$$

Тоді аналітичний вираз графіка перехідного процесу у відносних одиницях буде мати вигляд:

$$\begin{aligned} \omega * (t) &= 1 - \frac{1}{\sin(\varphi)} \cdot e^{-\varepsilon \cdot \Omega \cdot t} \cdot \sin(\sqrt{1 - \varepsilon^2} \cdot \Omega \cdot t + \varphi) = \\ &= 1 - 1,086 \cdot e^{-12,33t} \cdot \sin(29,12 \cdot t + 67^\circ) \\ \omega * (t) &= 1 - 1,086 \cdot e^{-12,33t} \cdot \sin(29,12 \cdot t + 67^\circ) \end{aligned}$$

t:=0,001...0,6 (sek)

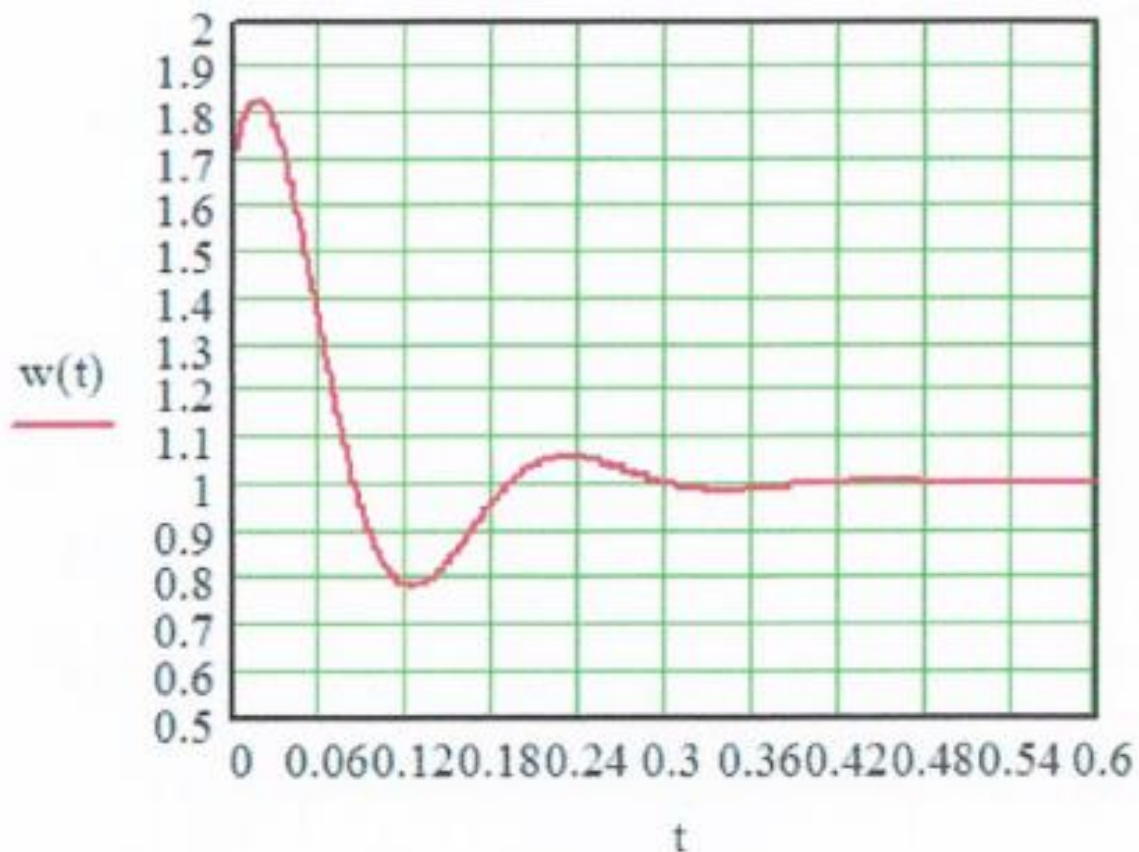


Рис. 5.3. Графік перехідного процесу по швидкості у відносних одиницях, отриманий аналітично

Структурна схема замкнутої системи за схемою із загальним суматором представлена на рис.5.3.

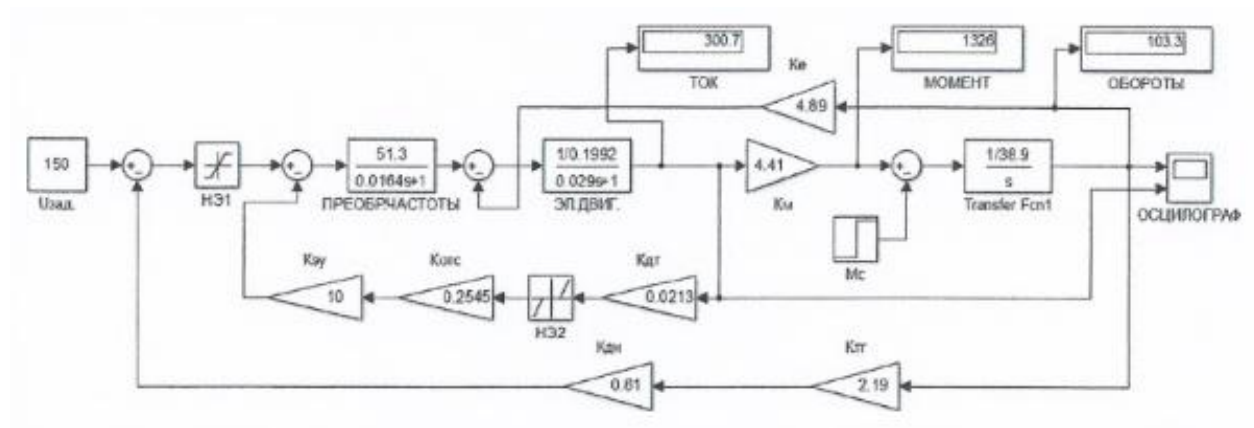


Рис. 5.3. Структурна схема замкнутої системи з загальним суматором

Перехідні процес в замкнутій системі за схемою із загальним суматором мають такий вигляд:

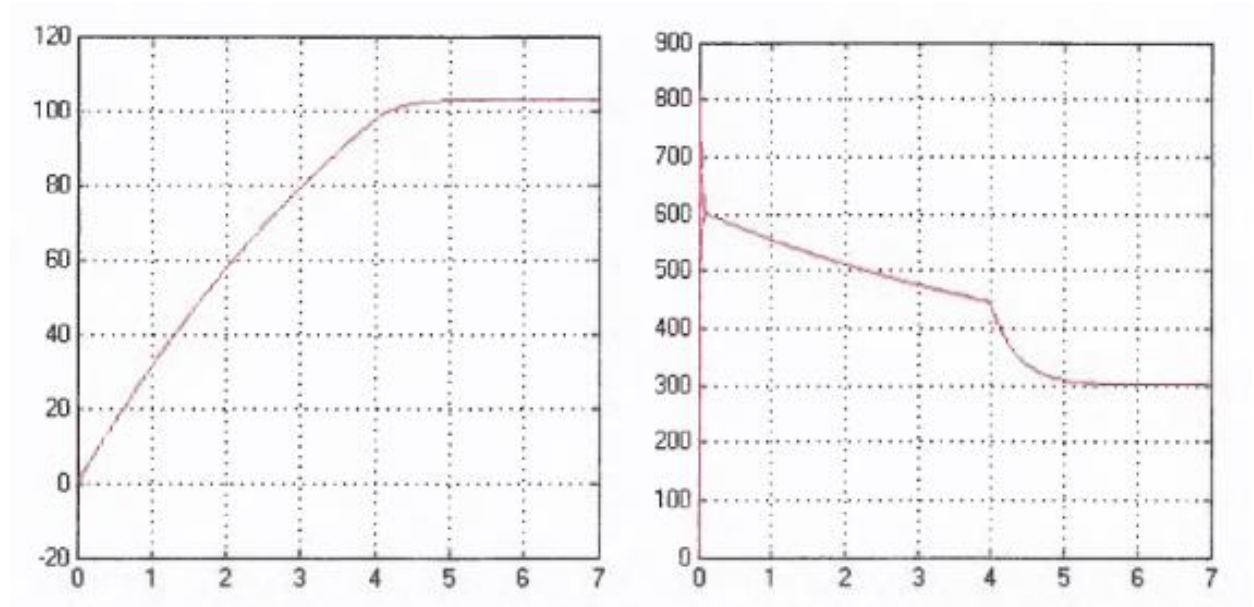


Рис. 4.5. Перехідний процес по швидкості й струму в системі з загальним суматором

Статичні характеристики в замкнутій системі за схемою із загальним суматором мають вигляд:

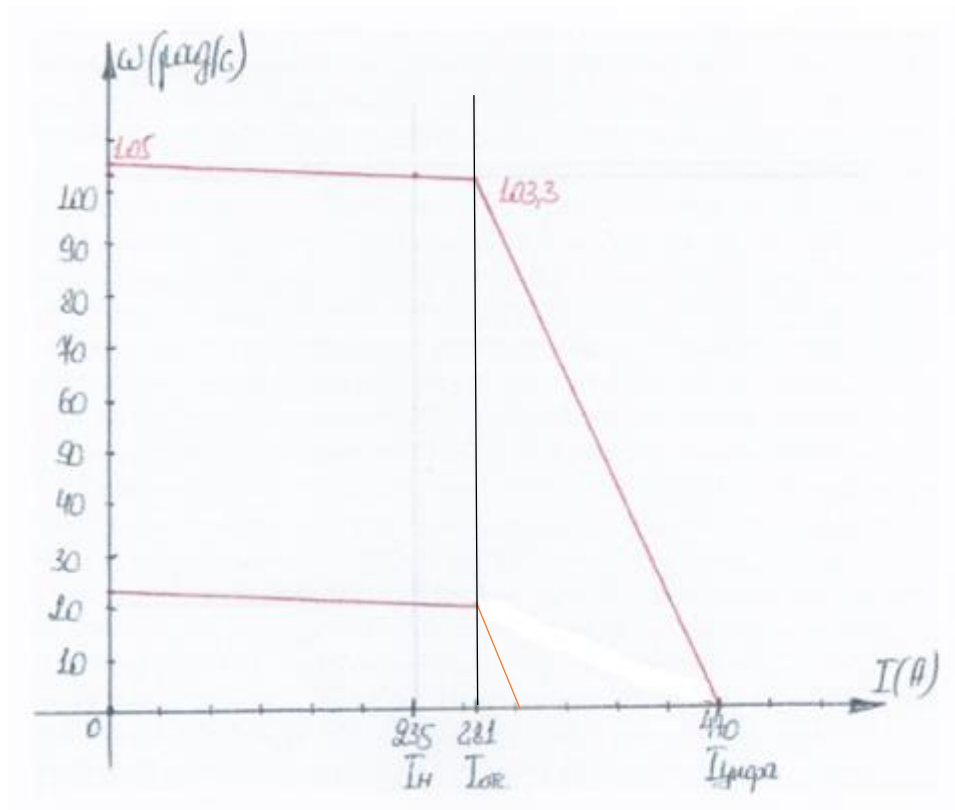


Рис.5.5. Статичні характеристики в замкнутій системі за схемою із загальним суматором

6. Розрахунок системи підлеглокерування

6.1. Розрахунок зворотного зв'язку по струму і регулятора струму.

Оптимізація проводиться для забезпечення в замкнутій системі показників близьких до заданих. Необхідно до мінімуму знизити постійну часу електроприводу. Для цього задаємося масштабним множником $T_\mu = 0,004$ с, який не впливає на форму перехідного процесу і служить узагальненою мірою швидкодії системи. Регулятори реалізовані на УБСР-АП з уніфікованим виходом датчика 10 В.

Коефіцієнт зворотного зв'язку по струму:

$$K_{дт} = \frac{U_a}{I_{дн}} = \frac{10}{235} = 0,0426 \frac{В}{А} \quad (6.1)$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку по швидкості:

$$K_{ДС} = \frac{U_A}{\omega_0} = \frac{10}{105} = 0,095 \frac{Вс}{рад} \quad (6.2)$$

Так як $T_M > 4T_e$, то допустимо умовний розрив внутрішнього зворотного зв'язку з протидії ЕРС, тоді передавальна функція матиме вигляд:

$$W_{от}(p) := \frac{K_{ТП} \cdot K_{ДТ}}{R_0 \cdot (T_e \cdot p + 1)} \quad (6.3)$$

Оскільки модульний оптимум має більшу швидкодію, синтез регулятора струму ведеться за модульним оптимуму:

$$\begin{aligned} W_{рт}^{мо}(p) &= \frac{Зн(о)}{Числ(о) \cdot 2 \cdot T_\mu \cdot p} = \frac{R_0 \cdot (T_e \cdot p + 1)}{K_{ТП} \cdot K_{ДТ} \cdot 2 \cdot T_\mu \cdot p} = \\ &= \frac{0,1992 \cdot 0,029 \cdot p}{51,3 \cdot 0,0213 \cdot 2 \cdot 0,004 \cdot p} + \frac{0,1992}{51,3 \cdot 0,0213 \cdot 2 \cdot 0,004 \cdot p} = \frac{22,9}{p} + 0,67 \end{aligned} \quad (6.4)$$

Регулятор струму має пропорційно-інтегральну структуру. Принципова схема реалізації має вигляд (рис.6.1.):

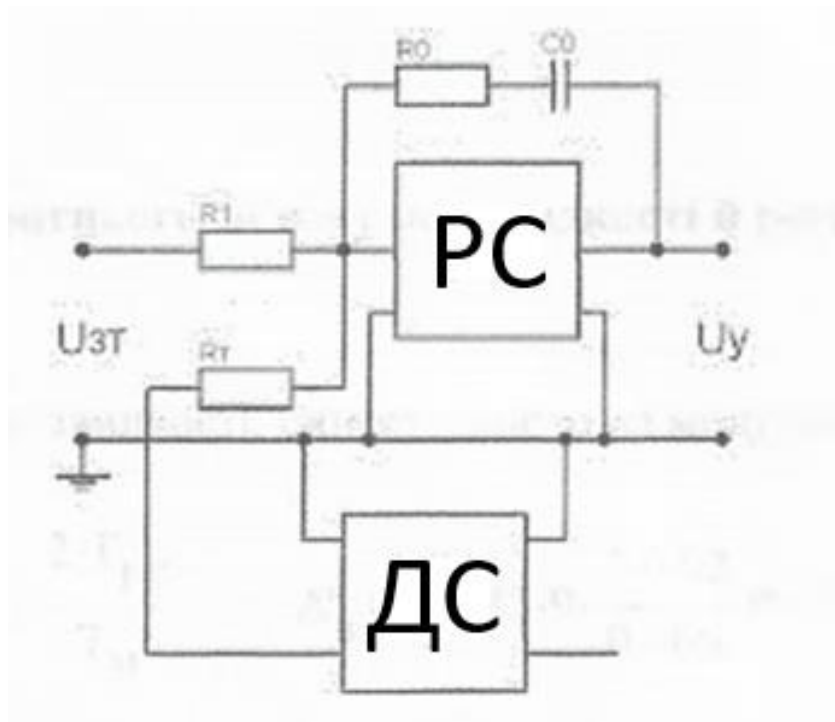


Рис. 5.1. Принципова схема регулятора струму

Значення опорів й ємностей розраховуємо по формулам:

$$\frac{R_0}{R_1} = \Pi; \quad (6.5)$$

$$\frac{1}{R_1 \cdot C_0} = И; \quad (6.6)$$

$$R_T = R_1;$$

Прийmemo $C_0 = 1$ мкФ, тоді:

$$R_1 = R_T = \frac{1}{И \cdot C_0} = \frac{1}{22,9 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 43,67 \text{ кОм}$$

$$R_0 = 0,67 \cdot 43,67 = 29,26 \text{ кОм}$$

Де R_T – узгоджуючий резистор, якщо використовується елементи з різними уніфікованими виходами.

6.2. Розрахунок зворотного зв'язку по швидкості й регулятора швидкості

Статизм регулятора швидкості, синтезованого на модульний оптимум:

$$\Delta_{*3} = \Delta_p \cdot D \cdot \frac{2 \cdot T_{\mu c}}{T_M} = 5 \cdot 4,5 \cdot \frac{2 \cdot 0,008}{0,36} = 1 \% \quad (6.8)$$

Оскільки статизм замкнутої системи за модульним оптимуму задовольняє поставленому завданню, синтезуємо регулятор на модульний оптимум.

$$W_{pc}^{mo}(p) = \frac{T_M \cdot K_e \cdot K_{дт}}{2 \cdot T_{\mu c} \cdot R_0 \cdot K_{дс}} = \frac{0,36 \cdot 4,89 \cdot 0,0426}{2 \cdot 0,008 \cdot 0,1992 \cdot 0,095} = 247,68 \quad (6.9)$$

Передаточна функція фільтра, установленого на вхід системи:

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{4 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1} = \frac{1}{0,016 \cdot p + 1} \quad (6.10)$$

$$C = 1 \text{ мкФ};$$

$$R = \frac{0,016}{C} = \frac{0,016}{1} = 16 \text{ (кОм)};$$

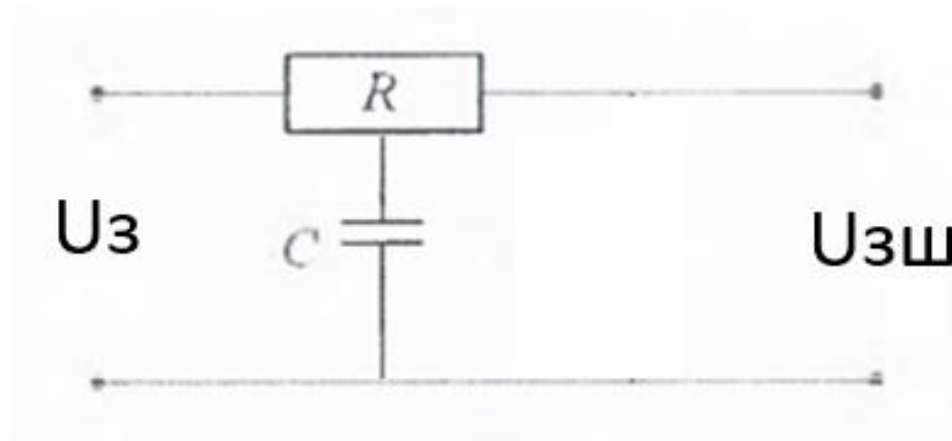


Рис.5.2. Принципова схема фільтру

6.3 Розрахунок задатчика інтенсивності

Один із засобів струмообмеження користуються подачею в схему задає напруга не стрибком, а у вигляді наростаючого трапецеїдальної сигналу, причому темп зростання цього сигналу може бути визначений, наприклад, за умовою неперевикнення динамічного струму максимально допустимого. Пристрій реалізує такий закон управління носить назву задатчик інтенсивності (3І).

$$\Delta t = \frac{J_0 \cdot \omega_0}{I_{\max} \cdot K_M} = \frac{38,9 \cdot 105}{2 \cdot 235 \cdot 4,41} = 1,97 \text{ сек.} \quad (6.11)$$

6.4 Складання структурної схеми

Структурна схема системи підлеглого регулювання з П-регулятором швидкості буде мати вигляд показаний на рис.5.3

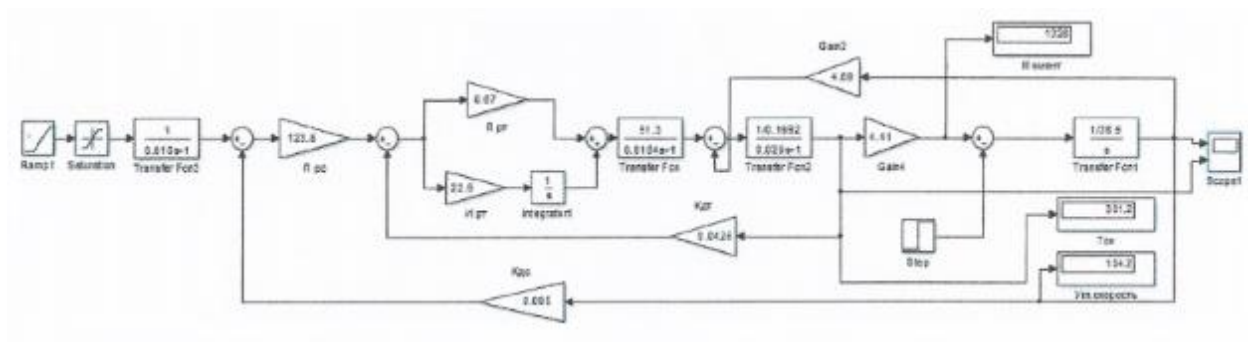
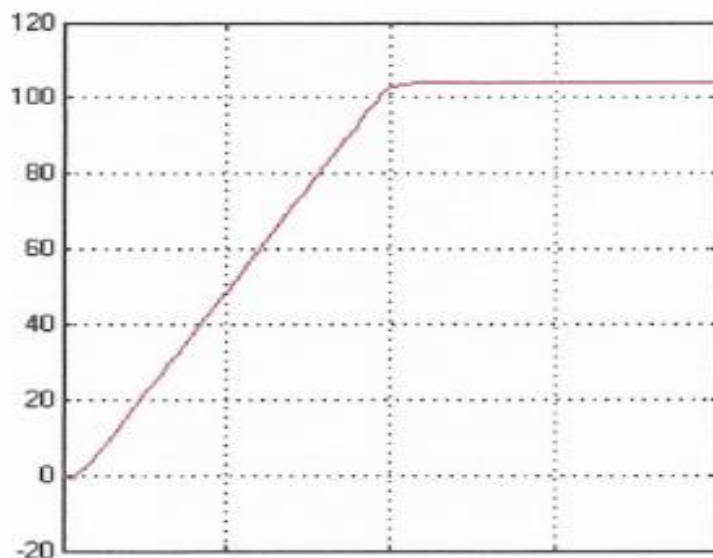


Рис. 5.5. Структурна схема замкнутої системи підлеглого керування

Перехідні процеси в системі підлеглого регулювання матимуть вигляд:



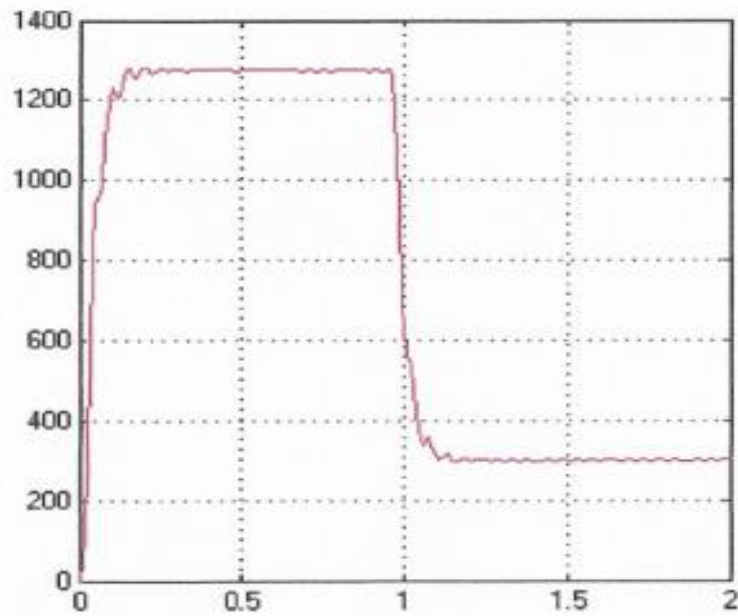


Рис. 6.4. Перехідний процес по швидкості і струму в системі з підлеглим регулюванням

Статичні характеристики в системі підлеглого регулювання з регулятором швидкості, синтезованим по модульному оптимуму, мають наступний вигляд:

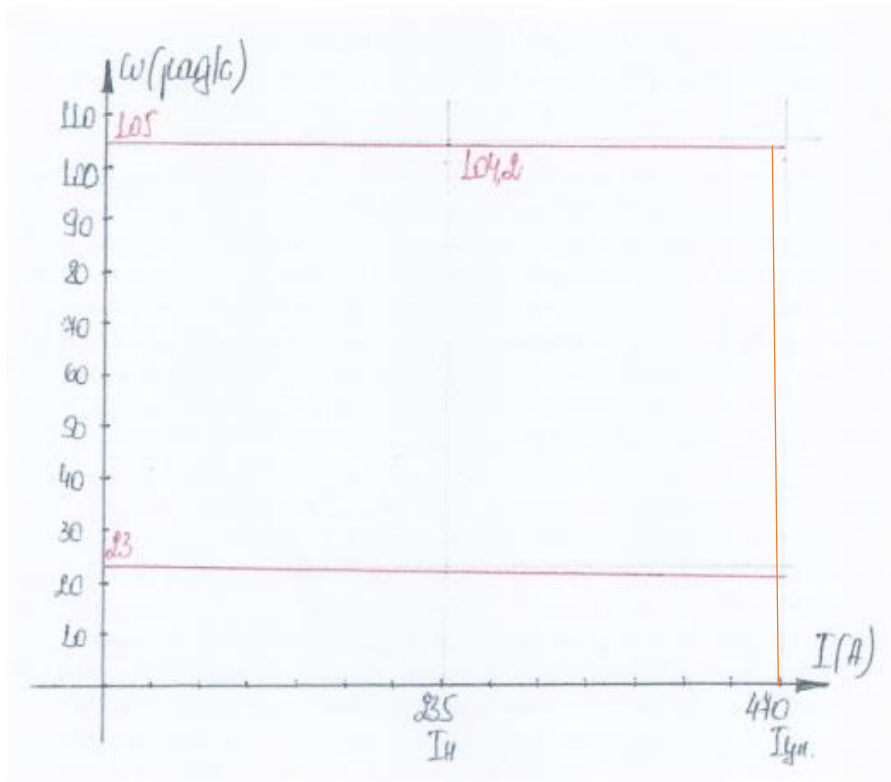


Рис.5.8. Статичні характеристики в системі підлеглого регулювання з регулятором швидкості, синтезованим по модульному оптимуму

7. Розробка вузлів електричного захисту електроприводу

Захисту електроприводу повинні забезпечувати заданий швидкодію, володіти точністю і надійністю, бути селективними.

7.1 Захист від короткого замикання

Захист від короткого замикання (максимальний струмовий захист) представлена або автоматами з електромагнітним розчеплювачем, або запобіжниками. Можливий захист від короткого замикання двома реле максимального струму, одночасно захищають двигун від надмірно великих кидків струму, при тривалому режимі роботи захист від перегріву, викликаного перевантаженням по струму здійснюється за допомогою автоматів з тепловим розчеплювачем.

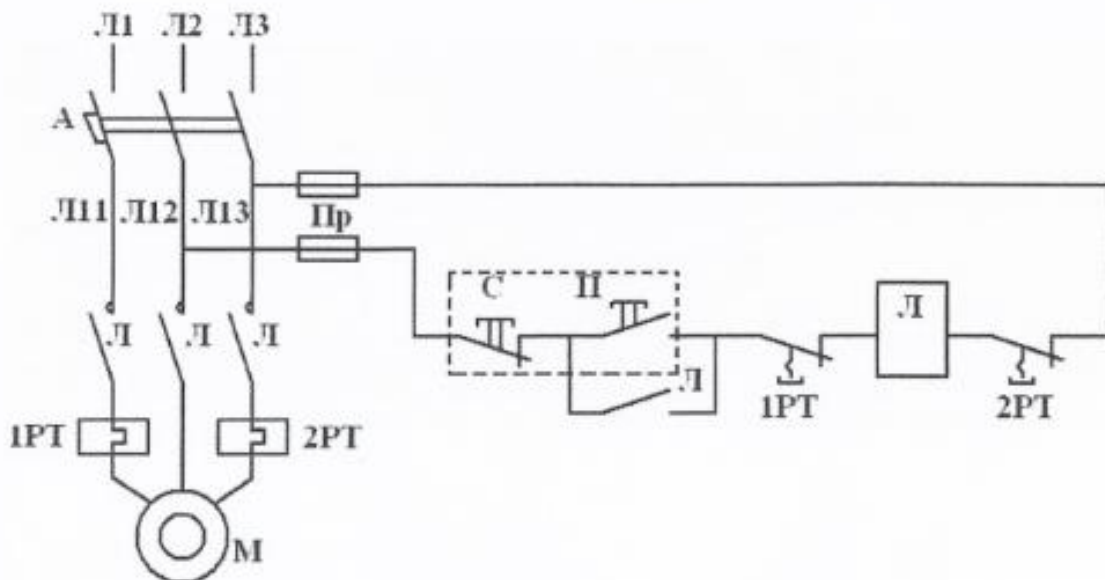


Рис 7.1. Принципова схема можливої реалізації захисту АД

Струм уставки реле струму вибирається в такий спосіб:

$$I_{уст} = (1.1 \div 1.3) I_{пуск}.$$

Оскільки пусковий струм дорівнює $I_{пуск} = 235 * 6.5 = 1527 \text{ А}$, то струм уставки реле буде дорівнювати $I_{уст} = 1800 \text{ А}$. Вибираємо і встановлюємо трансформатори струму ASK 101.4 1800 / 5A 15VA K1.1 з використанням теплового реле на 5 ампер. Запобіжники оперативного ланцюга вибираємо НПН2-60, номінальний струм - 6 А.

7.2 Захист від самозапуску або нульовий захист

Нульовий захист (від надмірного зниження і зникнення напруги) здійснюється за допомогою лінійних контакторів відключають схему. При відновленні харчування автоматичний повторний запуск неможливий. Якщо в пусковій схемі присутній команда контролер, даний вид захисту відключаючи схему дозволяє повторний запуск тільки при установці команда контролера в вихідний нульовий стан.

8. Складання принципової схеми приводу

Загальна принципова схема електроприводу типу ПЧ-АД з керуванням по системі підлеглого регулювання із застосуванням ряду різних захистів двигуна і системи управління має такий вигляд.

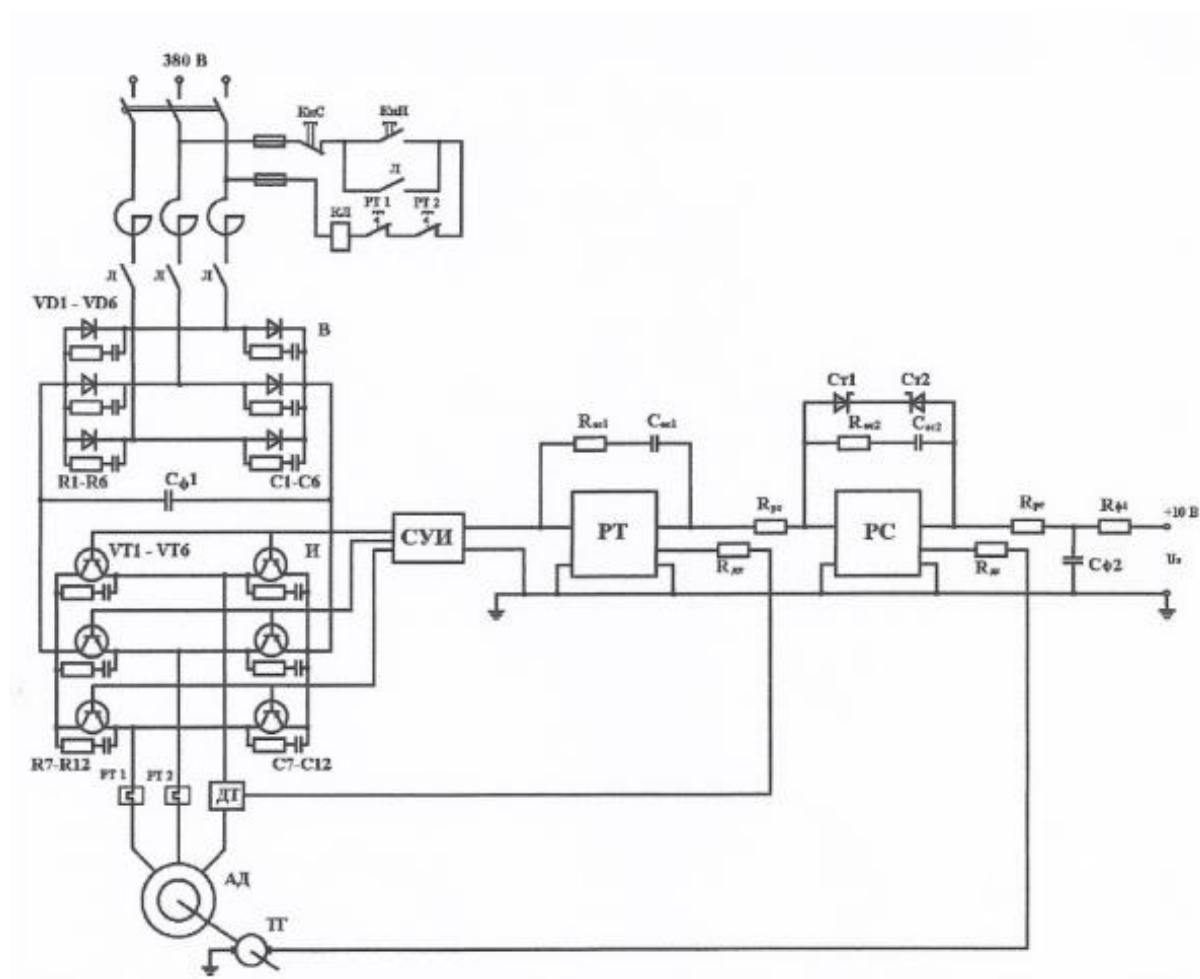


Рис.8.1. Принципова схема приводу

Висновки.

В даному курсовому проєкті була розглянута система керування електроприводом стрічкового конвеєра, побудованого за схемою «перетворювач частоти - асинхронний двигун з короткозамкненим ротором». АТ має параметри: $P_n = 132 \text{ кВт}$, $n_n = 950 \text{ об / хв}$. До системи були пред'явлені наступні вимоги:

- статизм на нижній характеристиці регулювання: $\Delta^* < 3,5\%$;
- перерегулювання: $\delta < 6\%$;
- час регулювання: $t_p = 1,35 \text{ сек}$.

В першу чергу були розраховані статичні і механічні характеристики розімкненої системи і отримані наступні результати:

- статизм на нижній характеристиці регулювання: $\Delta^* = 52,65\%$;
- кратність пускового струму: $I_p / I_n = 10$;
- час регулювання: $t_p = 2 \text{ сек}$.

Так як значення статизму, пускового струму та часу регулювання не задовольнили заданої умови, то було проведено розрахунок замкнутої системи з загальним суматором. Як датчик швидкості використовувався тахогенератор, а в якості датчика струму - шунт.

Схема із загальним суматором дозволила отримати наступні статичні і динамічні характеристики:

- статизм на нижній характеристиці регулювання: $\Delta^* = 7,4\%$;
- кратність пускового струму: $I_p / I_n = 2,5$;
- час регулювання: $t_p = 5 \text{ сек}$.

Схема із загальним суматором ефективно обмежувала струм, але значення статизму і час регулювання все ж дещо перевищували задані.

Розрахунок системи підпорядкованого регулювання проводився для забезпечення показників, близьких до заданих. Для цього використовувався масштабний множник T_μ . Система підпорядкованого регулювання складається з регуляторів струму і швидкості. Оскільки $T_m > 4T_e$, синтез регулятора струму проводився на модульний оптимум, тому що він має кращу швидкодію. В результаті було отримано регулятор ПІ-структури струму. Регулятор швидкості був синтезований на модульний оптимум, тому що статизм системи (1%) задовольняв заданому. В результаті було отримано регулятор ПІ-структури.

Для обмеження струму в системі використовується задатчик інтенсивності з часом наростання сигналу 1,97 с.

При моделюванні системи з підлеглим регулюванням були отримані наступні результати: струм і швидкість встановлюються на рівні номінальних, пусковий струм не перевищує максимально заданого, час регулювання практично відповідає заданому.

В системі були застосовані захисту від: короткого замикання і перевищення струмом допустимої величини.

Практична робота № 4

Розробка проекту системи регулювання реактивної потужності підстанції з цифровим регулятором реактивної потужності синхронного двигуна.

4.1 Загальні положення

Згідно проведених на першому етапі роботи досліджень, були визначені оптимальні величини компенсуючих пристроїв, установка яких на підстанціях мінімізує оплату підприємства за реактивну потужність. Причому, це нерегульовані встановлюються на підприємствах компенсуючі установки.

Сучасний рівень розвитку ставить додаткові завдання в питаннях компенсації реактивної потужності, тобто використання додаткових компенсуючих засобів (якщо такі є) для плавного регулювання режимів споживання генерації реактивної потужності на місцях, тобто синхронних двигунів.

Проведені дослідження показали, що компенсують можливості синхронних двигунів на підприємстві використані не в повній мірі і величини генерується ними реактивної потужності можна збільшити (при необхідності зменшити) використовуючи організаційні заходи, пов'язані з установкою раціонального рівня збудження в зимовий і літній періоди експлуатації. Це дозволить знизити потужність рекомендованих для установки компенсуючих пристроїв.

При цьому також необхідно встановити той факт, що на додаткову генерується реактивну потужність синхронного двигуна зачіпаються певна величина активної енергії (а тарифи на активну потужність майже на два порядки вище, ніж на реактивну). Так, для двигуна СДЗС-17-64-6, потужністю 4000 кВт, зростання струму збудження на 10% збільшує генерацію реактивної потужності на 20% Q_n , при цьому витрата активної енергії збільшується на 4,35% P_n .

Тому ці розрахунки необхідно завжди виконувати з прив'язкою до поточних тарифів.

4.2 Раціональні режими збудження синхронних двигунів технологічних цехів.

Якщо строго енергосистемою буде накладено обмеження на споживання реактивної потужності, застосування синхронних двигунів для компенсації може бути використано. Експериментальні дані, зняті для синхронних споживачів підстанцій, дозволили визначити можливі раціональні з технічних і експлуатаційних параметрів величини струмів збудження для зимового і літнього періодів експлуатації. При цьому забезпечується дотримання всіх технологічних норм експлуатації.

4.3 Розробка цифрового регулятора реактивної потужності синхронного двигуна.

а) Синтез цифрового регулятора реактивної потужності синхронного двигуна, розносна рівнянь і алгоритмів функціонування.

Згідно / 1 /, передавальна функція об'єкта регулювання $W_O(p)$, тобто залежність між задає напругою на вході тиристорного збудника U_3 і реактивною потужністю синхронного двигуна Q (на підставі знятих експериментальних даних)

$$W_O(p) = \frac{Q(p)}{U_3} = \frac{k}{T_B p + 1},$$

де k – коефіцієнт посилення об'єкту, $k = \frac{\Delta Q}{\Delta U_3}$;

T_B – постійна часу об'єкта, с.

Запис всіх часів в системі здійснюється у відносних одиницях, де за базисне значення приймається базисне час, що дорівнює інтервалу дискретизації роботи мікропроцесорного пристрою: $t_{баз} = T_i$. Тобто, відносна постійна часу об'єкта $\tau_B = \frac{T_B}{T_i}$.

Передавальна функція об'єкта в z-формі:

$$W_O(z) = \frac{Q(z)}{U_3(z)} = \frac{k}{B_1 + \tau_B z} = \frac{\frac{k}{\tau_B}}{z + \frac{B_1}{\tau_B}},$$

де $B_1 = 1 - \tau_B$ – константи.

При синтезі цифрового регулятора необхідно, щоб бажана передатна функція замкнутої системи $W_{ж}(z)$ забезпечувала періодичність перехідних процесів і одночасно астатизм першого порядку. Це досягається при структурі бажаної передавальної функції $W_{ж}(z)$ /9/.

$$W_{ж}(z) = \frac{1 - e^\alpha}{z - e^\alpha},$$

де $\alpha = \frac{1}{\tau_{ж}}$, с

$\tau_{ж}$ – бажана відносна постійна часу замкнутої системи.

На першому етапі синтезу нехтуємо обчислювальним і вимірювальним запізненням. В цьому випадку передавальна функція регулятора - ланки послідовної корекції буде визначатися з виразу

$$\frac{1 - e^\alpha}{z - e^\alpha} = \frac{W_p(z) \cdot W_O(z)}{1 + W_p(z) \cdot W_O(z)},$$

де $W_p(z)$ – передавальна функція регулятора в z-формі.

Звідки:

$$W_p(z) = \frac{\left(z + \frac{B_1}{\tau_B}\right)}{z - 1} \cdot (1 - e^\alpha) \cdot \frac{\tau_B}{k} = \frac{z + d}{z - 1} \cdot c,$$

де $c = (1 - e^\alpha) \cdot \frac{\tau_B}{k}$ – константа;

$d = \frac{B_1}{\tau_B}$ – константа.

Реальна система автоматичного регулювання (САР) володіє обчислювальним запізненням на один інтервал дискретності прямому каналі (z^{-1}) і інформаційним запізненням на один інтервал (z^{-1}) в каналі зворотного зв'язку. При цьому бажана схема контуру регулювання повинна бути представлена у вигляді зображеному на рис. 4.5. При цьому забезпечується стійкість роботи цифрової системи / 9 /. Остаточна структура нашого контуру регулювання зображена на рис. 4.6. Прирівнюючи еквівалентні передавальні функції обох структур, знаходимо передавальну функцію коригуючого ланки $W_k(z)$ – компенсатора запізнень:

$$W_k(z) = \frac{z^2}{z^2 + (1 - e^\alpha) \cdot z + (1 - e^\alpha)}.$$

На рис. 4.5, 4.6 величина Q_3 – це необхідна для компенсації величина реактивної потужності. Переходячи від z -зображень системи до оригіналів отримаємо вихідні значення цікавлять нас величин на кожному з інтервалів n .

Різницеві рівняння компенсатора:

$$x_1(n) = -x_1(n - 1) \cdot (1 - e^\alpha) - x_1(n - 2) \cdot (1 - e^\alpha) + Q_3(n) - Q(n - 1).$$

Різницеве рівняння регулятора:

$$x_2(n) = cx_1(n) + dcx_1(n - 1) + x_2(n - 1).$$

Різницеве рівняння для визначення вихідного параметра системи – $Q(n)$:

$$Q(n) = \frac{k}{\tau_B} \cdot x_2(n - 2) - Q(n - 1) \cdot \frac{B_1}{\tau_B}.$$

Різницеві рівняння - це програма функціонування мікропроцесорного пристрою на кожному з n -інтервалів дискретності, де n -необхідне число інтервалів дискретності. Ставлячи на виході системи необхідне для компенсації значення реактивної потужності за певними раніше алгоритмам (різницеvim рівнянням), відпрацьовуються відповідні величини $x_1(n)$, $x_2(n)$ і при цьому забезпечується заданий аперіодичний закон зміни вихідного параметра $Q(n)$.

Задає напругу на вході тиристорного збудника $U_3(n)$ визначається значенням $x_2(n - 1)$ плюс напруга зсуву U_{cm} , где U_{cm} – задає напругу на вході тиристорного збудника, відповідне $Q = 0$.

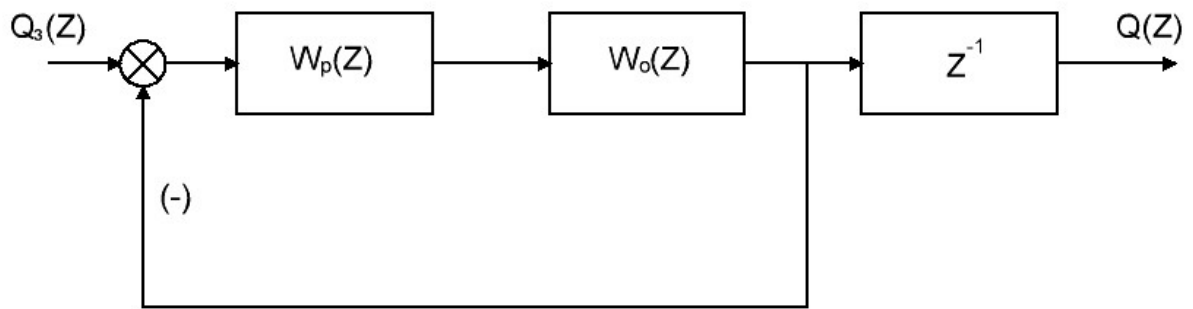


Рис. 4.5. Бажана структурна схема цифрового контуру регулювання реактивної потужності

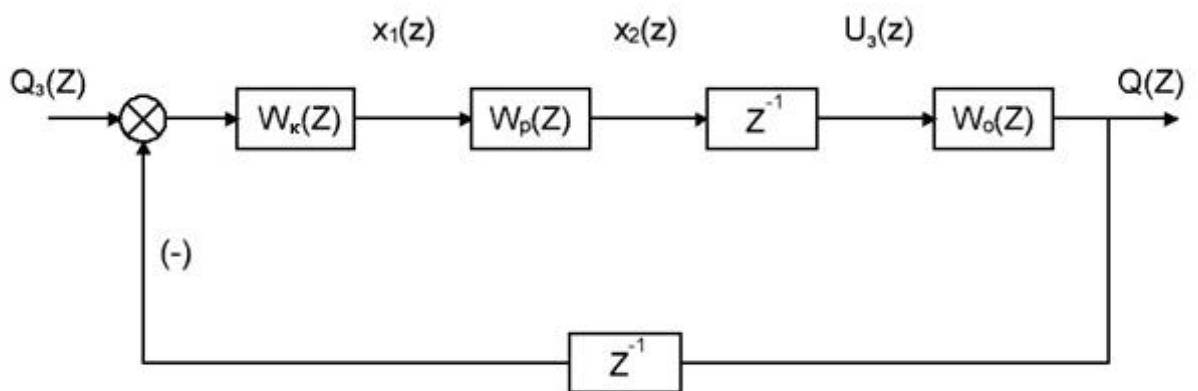


Рис. 4.6. Структурна схема цифрового контуру регулювання реактивної потужності.

б) Для синхронного двигуна СТД-10000 необхідні розрахункові параметри мають таке значення:

$$K = 700 \frac{\text{кВАр}}{\text{В}}; t_{\text{баз}} = T_{\text{и}} = 0,5 \text{ с}; \tau_{\text{в}} = 10; \tau_{\text{ж}} = 2; \alpha = -0,5.$$

Список рекомендованої літератури

1. Системи керування електроприводами: Підручник / Ю.Г.Осадчук, І.І. Пересунько, Г.І. Ткаченко, В.О. Федотов, Д.О.Кальмус; за ред. д.т.н., проф. О.М. Сінчука – Варшава: iScience Sp. z.o.o. – 2024 – 162 с.
2. Електротехнічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч. посібник / М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та ін.; за ред. М.Г. Поповича, О.Ю. Лозинського. – К.: Лебідь, - 2005. – 680 с.
3. Теорія електропривода./ За ред. М.Г. Поповича. – К.: Вища школа. -1993. – 494с.

4. Лимонов Л.Г. Автоматизований електропривід промислових механізмів. – Х.: Вид-во «Форт», 2009. – 272с.
5. Основи електроприводу. Виробничих машин і комплексів. Навчальний посібник/ В.Е. Воскобойник , В.А. Борізаї , Р.О. Борєва , О.Ю. Нестереня. – Д.: Національний ТУ «Дніпровська політехніка» , 2021.-254с.
6. Голодний І.М., Червінський Л.С., Жильцов А.В., Сайченко О.В., Романенко О.І. Моделювання регульованого електропривода: Підручник. - К.: Аграр Медіа Груп. 2019. - 206 с.
7. Регульований електропривод: Підручник / За ред. І.М. Голодного. - К.: Аграр Медіа Груп, 2011. - 513с.
8. Видмиш А. А., Ярошенко Л. В.. Основи електропривода. Теорія та практика. Частина І. - Вінниця: ВНАУ, 2020. - 387 с.
9. Системи керування електроприводами: Навч. посібник /А.П. Голуб та ін./ -К.:ПМКВО, 1992р.-353с.
10. Голуб А. П. Системи керування електроприводами : навч. посібник / А. П. Голуб, Б. І. Кузнецов, І. О. Опришко, В. П. Соляник. - К.: НМК ВО, 1992. - 352 с.
11. Грабко В. В. Системи керування електроприводами. Розрахунок системи підпорядкованого керування електроприводом постійного струму. Курсове та дипломне проектування : навчальний посібник / В. В. Грабко, М. П. Розводюк, В. В. Грабко. - Вінниця : ВНТУ, 2010. - 89 с.
12. Долбня В.Т. Топологічні методи аналізу й синтезу електричних систем і ланцюгів. Харків: Вища школа, 1974.-145с.