

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до курсової роботи з дисципліни
«МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ»

(для студентів спеціальності 7.0922.03
«Електромеханічні системи автоматизації і електропривод»)

Р о з г л я н у т о
на засіданні кафедри
«Електропривод и автоматизація
промислових установок»
Протокол № 5 від 25.10.2001

З а т в е р д ж е н о
на засіданні Навчально-
видавничої
Ради ДонНТУ
Протокол № __ від ____ .2001

ВСТУП

Метою курсової роботи є закріплення та накопичення навичок аналізу систем автоматизованого електропривода методом математичного моделювання на електронній обчислювальній машині (ЕОМ).

Моделювання виконується на персональних ЕОМ у середовищі пакета MATLAB [1 – 8] та його поширення Simulink [5 – 10].

Окрім вище позначеної літератури, що стосується техніки моделювання та програмування, корисною може статися література з теорії та практики моделювання конкретних пристроїв і систем [11 – 20] та література з автоматизованого електропривода [21 – 130].

Звіт з курсової роботи складається з титульного аркуша, реферату, змісту роботи, вступу, основної частини та закінчення.

У вступі студент повинен:

- сформулювати завдання до роботи;
- освітити галузі використання електромеханічної системи, яку він буде досліджувати;
- обґрунтувати актуальність аналізу її методом математичного моделювання;
- обґрунтувати вибір математичного забезпечення.

Основна частина роботи повинна містити наступні розділи:

- 1) математичний опис об'єкта регулювання з переліком тих припущень, що прийняті при його розробці;
- 2) синтез регуляторів та розробка структурної схеми системи управління;
- 3) нормування структурної схеми та перетворення її до вигляду, що є зручним для математичного моделювання в середовищі поширення Simulink пакета MATLAB;
- 4) розробка Simulink-моделей (загальний план, зміст окремих підсистем та макроблоків, план послідовного ускладнення моделей з урахуванням більш-менш суттєвих особливостей об'єкта-оригінала);
- 5) розробка плану модельного експерименту (вибір режимів роботи системи, формування керуючих та збурюючих дій, оздоблення моделі перемикачами та логічними елементами, вибір пристроїв реєстрації вихідних сигналів);
- 6) вибір методів та параметрів чисельного інтегрування, розробка програм ініціалізації та експлуатації моделі;
- 7) аналіз результатів математичного моделювання.

У закінченні треба підвести підсумки досліджень та сформулювати основні висновки.

Паспортні та деякі розрахункові данні двигунів та перетворювачів енергії наведені у таблицях додатків.

1 АСТАТИЧНІ ЗА НАВАНТАЖЕННЯМ СИСТЕМИ РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ

1.1 Загальні відомості

За типом статичних механічних характеристик системи регулювання швидкості розподіляються на статичні та астатичні. Астатичні системи не змінюють усталене значення швидкості під дією зовнішніх обурень, зокрема під дією моменту статичного навантаження.

Різні варіанти астатичних систем регулювання швидкості (СРШ) зображені на рис. 1.1 – 1.5, 1.7. На рисунках позначені:

ЗІ – задавач інтенсивності;

ПІ-РШ, П-РШ, І-РШ – пропорційно-інтегральний, пропорційний та інтегральний регулятори швидкості;

ДШ – датчик швидкості;

РС, ДС – регулятор та датчик струму якоря;

ТП – тиристорний перетворювач у колі якоря двигуна;

Д – двигун постійного струму з незалежним збудженням;

ДСМ – датчик статичного моменту;

РДС, ДДС – регулятор та датчик динамічного струму якоря;

СО – вузол струмообмеження;

СВ – вузол струмової відсічки;

ОДС – вузол обмеження динамічного струму;

МКШ – еталонна модель контуру швидкості;

І – інтегратор;

U_3 – напруга завдання на швидкість двигуна;

M_C – момент статичного опору.

Найбільш поширеним засобом забезпечення нульового статизму за навантаженням у системах підпорядкованого регулювання є використання ПІ-регулятора швидкості при наявності підлеглого контуру регулювання струму якоря з ПІ- або з ПІ²-регулятором [21 – 30]. Якщо такий контур настроїти на “симетричний оптимум”, то без урахування дії проти-ЕРС двигуна його перехідна характеристика має перерегулювання 53,7%, час досягнення максимуму – $10,3T_{\mu}$ та час першого узгодження з усталеним значенням – $5,9T_{\mu}$. Якщо система не потребує відробки лінійної керуючої дії без статичної похибки, то проміж задавачем інтенсивності (ЗІ) та регулятором швидкості (РШ) встановлюють аперіодичну ланку ФЗ (фільтр у каналі завдання), що компенсує наявність форсуючої ланки у передавальній функції замкненого контуру швидкості. Завдяки цьому перерегулювання перехідної функції контуру зменшується до 6,2%, а терміни досягнення максимуму та першого узгодження з усталеним значенням зростають відповідно до $14,3T_{\mu}$ і $18T_{\mu}$. Блок-схема такої системи зображена на рис.1.1.

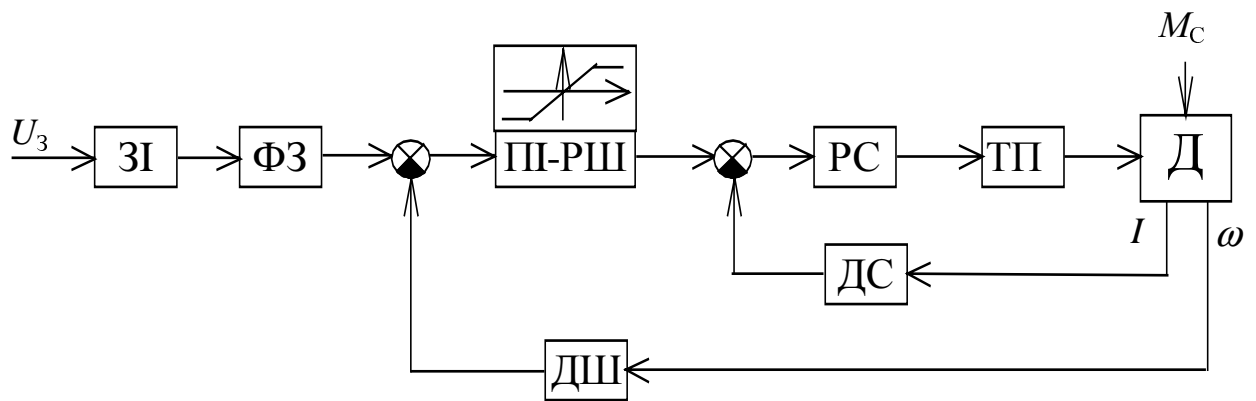


Рисунок 1.1 – Система з ПІ-регулятором швидкості

За допомогою структурних перетворень з системи рис.1.1 можна отримати систему з так званим складеним регулятором швидкості, що наведена на рис.1.2. Складений регулятор складається з двох регуляторів швидкості: внутрішнього пропорційного (П-РШ) та зовнішнього інтегруючого (І-РШ). Внутрішній регулятор обмежує величину якірного струму, а зовнішній завжди працює у лінійній зоні. Така структура відрізняється від попередньої простотою налагодження.

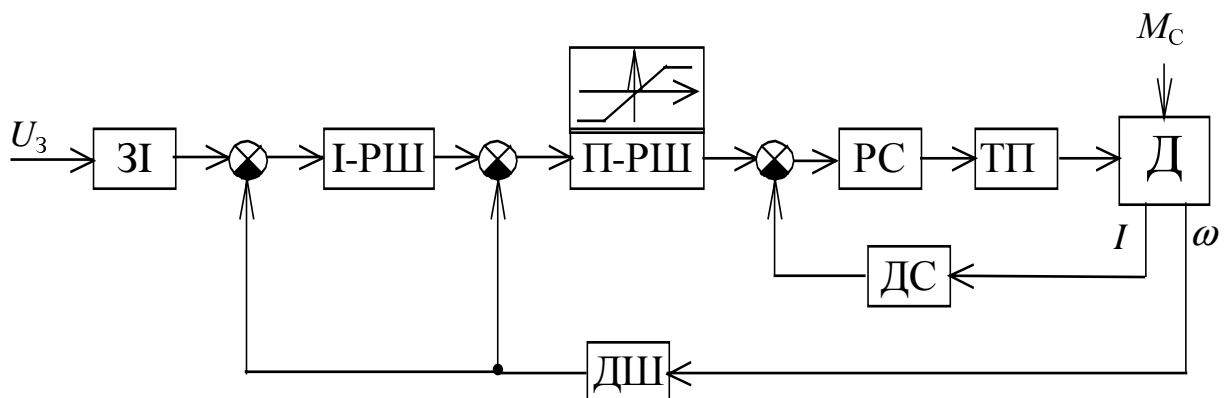


Рисунок 1.2 – Система із складеним регулятором швидкості

Швидкодію систем рис. 1.1, 1.2 у пуско-гальмувальних режимах можна підвищити застосуванням принципу комбінованого управління за керуючою дією [29, 48]. Він здійснюється за допомогою задавачів інтенсивності з паралельними зв'язками за похідною від його вихідного сигналу. Структурні схеми таких ЗІ зображені на рис.1.3: а) у системі з ПІ-регулятором швидкості, б) у системі зі складеним регулятором швидкості. Оскільки ці задавачі доповнюють передавальну функцію замкненої системи форсуючою ланкою другого порядку, то їх зовуть іноді пропорційно-інтегрально-диференціальними (ПІД-ЗІ) на відміну від звичайних інтегруючих (І-ЗІ) без паралельних зв'язків.

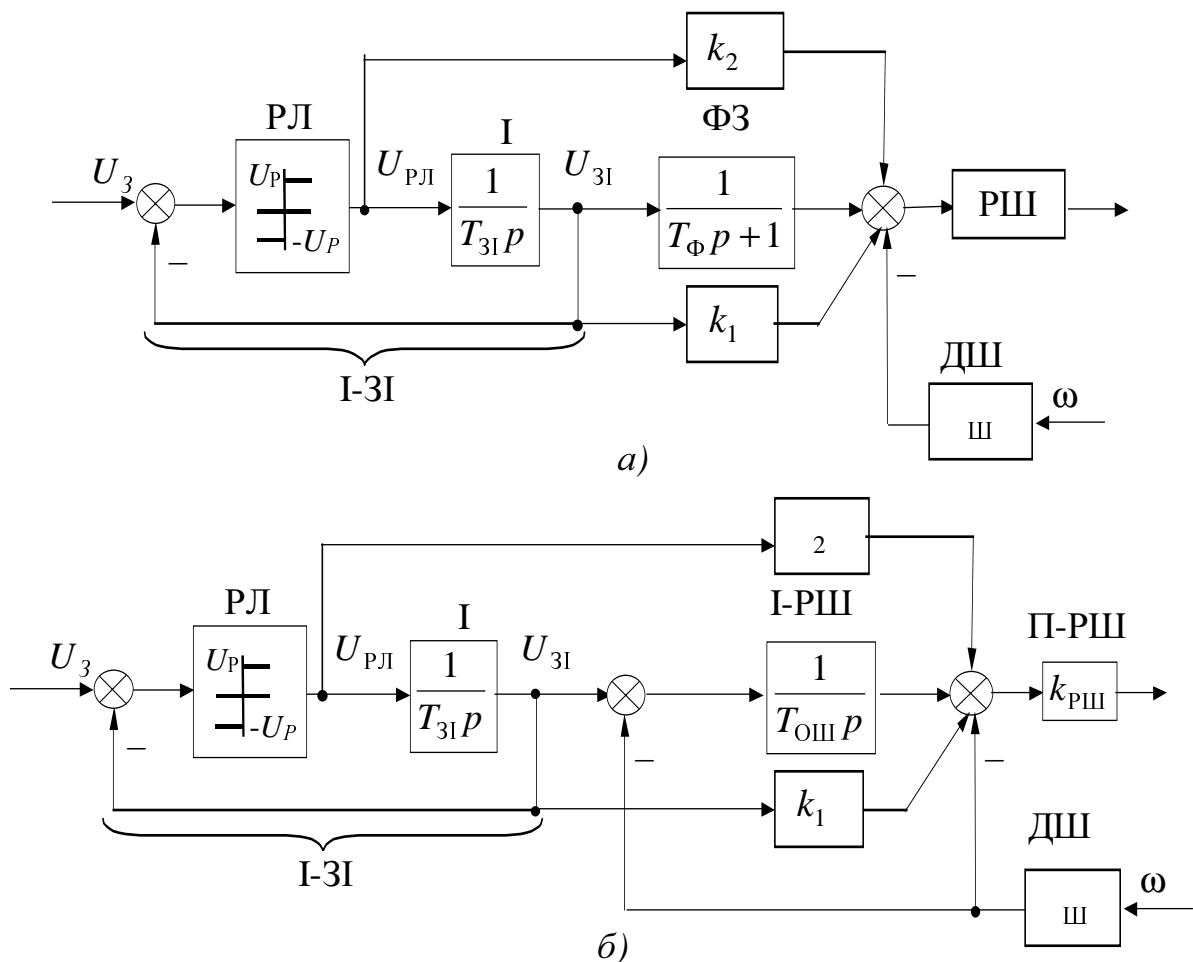


Рисунок 1.3 – Структурні схеми задавачів інтенсивності

На схемах позначені:

РЛ – релейна ланка (ланка з ідеальною релейною характеристикою);

I – інтегратор;

ФЗ – фільтр в каналі завдання;

U_3 – завдання на усталене значення швидкості обертання двигуна;

U_{3I} – вихідний сигнал інтегрального ЗІ, що завдає бажаний закон зміни швидкості.

Параметри коректуючих зв'язків k_1 , k_2 обирають з умов «модульного оптимуму» [29, 49].

Ще одним засобом досягнення астатизму є компенсація дії навантаження позитивним зворотним зв'язком за статичним моментом, заведеним на вхід тиристорного перетворювача або регулятора струму, або регулятора швидкості [50, 51, 93, 94]. Варіант такої системи з каналом компенсації на вході РШ зображений на рис.1.4. Він має переваги над іншими, бо не порушує роботу привода в режимі струмообмеження.

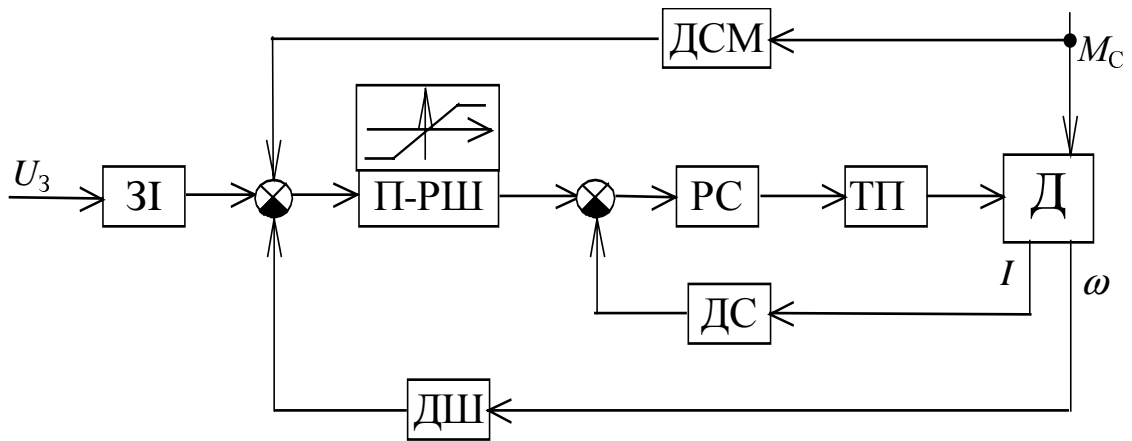


Рисунок 1.4 – Система регулювання швидкості з компенсацією дії статичного моменту

Оскільки динамічний струм є різницею між повним та статичним струмом, то система з негативним зворотним зв'язком за струмом та позитивним зв'язком за статичним струмом, заведеним до входу регулятора струму, повністю еквівалентна системі із негативним зворотним зв'язком за динамічним струмом або моментом [29, 52, 53], блок-схема якої зображена на рис.1.5.

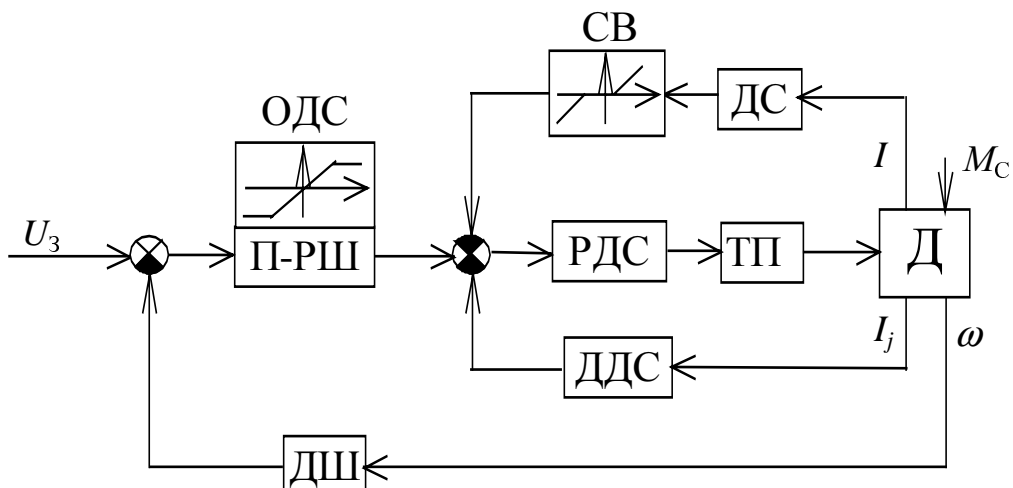


Рисунок 1.5 – Система регулювання швидкості з внутрішнім контуром динамічного струму та вузлом струмової відсічки

Особливістю цієї системи є те, що за рахунок обмеження вихідного сигналу пропорційного регулятора швидкості у системі обмежується не повний, а динамічний струм якірного кола. Це дає можливість позбавитися від задавача інтенсивності, але потребує вирішення задачі струмообмеження. Її можна вирішити включенням у систему вузла струмової відсічки (СВ) або розробкою структури зі зворотними зв'язками, що перемикаються в залежності від режиму роботи, як це показано на рис.1.6 [29].

Системи рис. 1.4 – 1.6 мають значно менше перерегулювання за струмом та динамічну просадку швидкості під дією навантаження та більшу швидкодію у пуско-гальмувальних режимах, ніж системи рис. 1.1, 1.2 з I-задавачами інтенсивності, і не потребують встановлення аперіодичної ланки на вході регулятора швидкості. Їх важливим недоліком є складність вимірювання статичного та динамічного струмів.

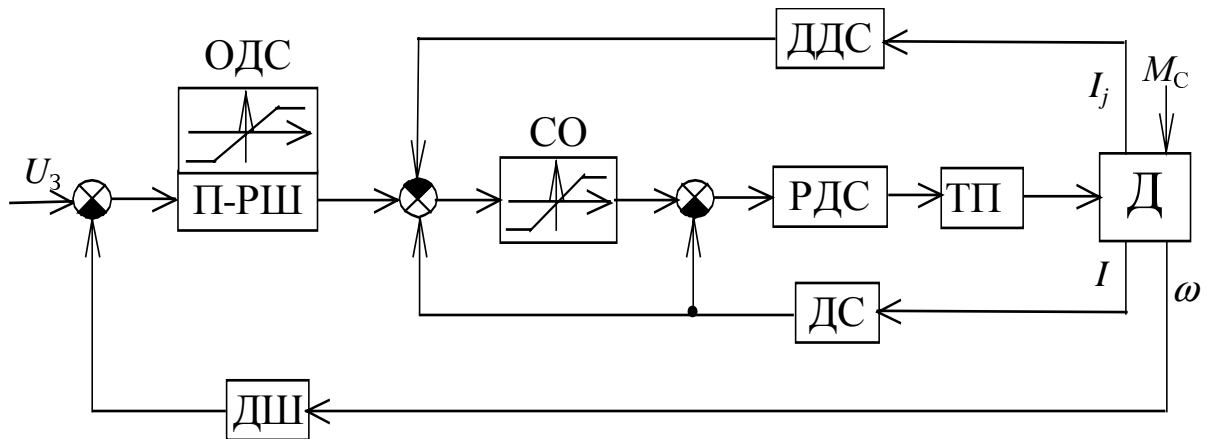


Рисунок 1.6 – Система регулювання швидкості із зворотними зв'язками за динамічним струмом та повним струмом

Одним з засобів непрямого вимірювання динамічного струму є диференціювання вихідного сигналу датчика швидкості [55], а другим – використання моделі двигуна, як це показано на рис.1.7а,б. Недоліком рішення рис.1.7а є підсилення рівня перешкод, що завжди присутні на виході датчика швидкості. Обидва рішення мають невисоку точність вимірювання за рахунок неможливості точного знання параметрів привода та їх зміни під час роботи. Можливо також оцінити ці сигнали за допомогою спостерігачів стану [28]. Слід відзначити, що розробки датчиків статичного моменту активно ведуться вченими та інженерами [56, 57]. Наприклад, вже давно були розроблені досвідні екземпляри магніто-пружних датчиків [56, 95], але у промислових системах електропривода вони ще й досі не використовуються.

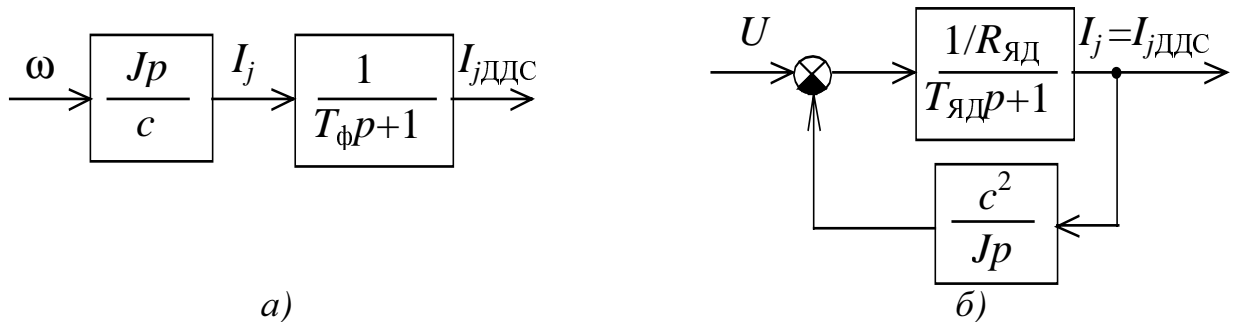


Рисунок 1.7 – Структурні схеми датчиків динамічного струму:
а) із реальним диференціюванням швидкості; б) із моделлю двигуна

Оригінальний засіб досягнення астатизму запропонував В.П. Бичков [58]. Його рішення, що зображено у вигляді блок-схеми рис.1.8, належить до класу систем з еталонними моделями [50].

Різниця між бажаною поведінкою швидкості на виході еталонної моделі замкненого контуру швидкості МКШ та дійсною швидкістю, вимірюваною за допомогою датчика швидкості ДШ, через інтегратор І подається на вхід РШ. Завдяки такій структурі зменшується вплив на перехідні процеси не тільки моменту навантаження, але й інших параметричних та зовнішніх збурень: нелінійності та дискретності тиристорного перетворювача, перешкод вимірювання і т.п.

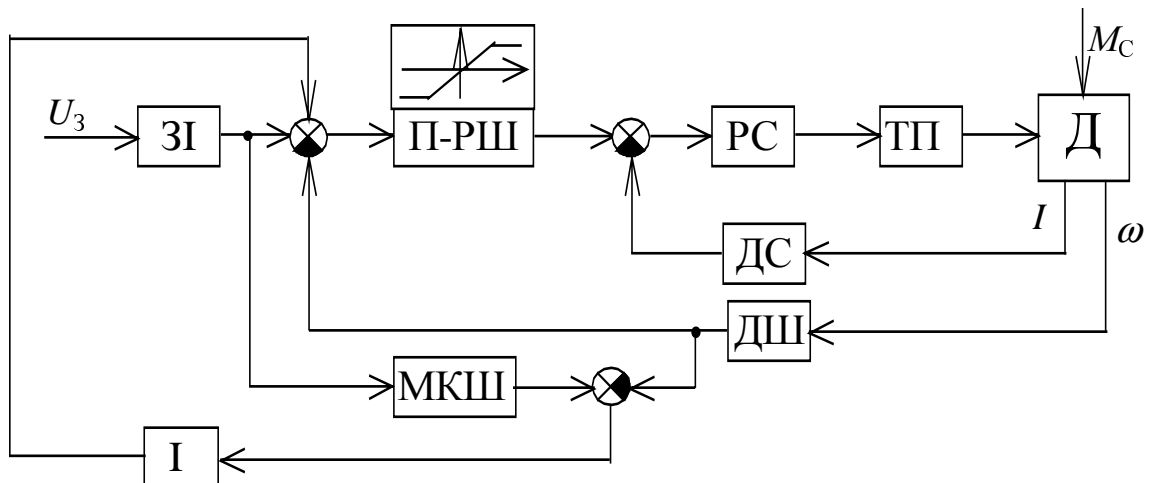


Рисунок 1.8 – Система регулювання швидкості з еталонною моделлю контуру швидкості

Передавальна функція МКШ може мати 3-й, 2-й або навіть 1-й порядок:

$$W_{\text{МКШ}}(p) = \frac{1/k_{\text{ш}}}{T_{\text{ш}}T_{\text{Т}}T_{\mu}p^3 + T_{\text{ш}}T_{\text{Т}}p^2 + T_{\text{ш}}p + 1} \approx \frac{1/k_{\text{ш}}}{T_{\text{ш}}T_{\text{Т}}p^2 + T_{\text{ш}}p + 1} \approx \frac{1/k_{\text{ш}}}{T_{\text{ш}}p + 1}$$

1.2 Завдання

Виконати порівняльний аналіз динамічних властивостей астатичних систем підпорядкованого регулювання швидкості, зображених на рисунках з номерами, що вказані у табл.1.1, у режимах відпрацювання керуючої та обурюючої дій та у режимі стопоріння за загальним планом, наведеним у вступі.

Таблиця 1.1 – Варіанти завдань

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Схеми на рис.	1.1, 1.2, 1.4	1.1, 1.4, 1.6	1.2, 1.5, 1.7	1.1, 1.4, 1.8	1.2, 1.5, 1.8	1.2, 1.4, 1.6	1.1, 1.2, 1.6	1.1, 1.6, 1.8	1.2, 1.6, 1.8	1.1, 1.5, 1.6

Оцінити чутливість систем щодо зміни параметрів силової частини привода.

Порівняти перешкодозахищеність системи з різними засобами вимірювання динамічного моменту.

2 СИСТЕМИ РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ З ОБМЕЖЕННЯМ РИВКА

2.1 Загальні відомості

Системи регулювання швидкості з обмеженням ривка ρ застосовують у приводах установок, що здійснюють перевезення людей, а також при наявності у електромеханічній системі пружних елементів та зазорів. У першому випадку це зумовлено бажанням забезпечити комфортність пасажирів, а у другому – необхідністю зменшення пружних моментів.

Досить часто обмежують не ривок, а першу похідну струму якоря dI/dt , бо ця величина при відсутності статичного моменту на валу двигуна пропорційна ривку.

Для вирішення сформульованої вище задачі можна запропонувати наступні засоби:

- 1) використання на вході контуру швидкості не I-, а I^2 -задавача інтенсивності (ЗІ);
- 2) використання I-задавача інтенсивності на вході контуру струму (ЗІС);
- 3) використання I-задавачів інтенсивності на вході контурів струму (ЗІС) та швидкості (ЗІШ);
- 4) обмеження вхідного сигналу регулятора струму (не контуру, а саме регулятора, тобто вихідного сигналу елемента зрівняння завдання на струм і дійсного струму).

На рис.2.1 зображена структурна схема I^2 -задавача інтенсивності. Він складається з пропорційного підсилювача ПП, ланки обмеження ЛО, ланки з ідеальною релейною характеристикою РЛ та двох інтеграторів І1, І2. За допомогою негативних зворотних зв'язків утворюються два контури, внутрішній з яких уявляє собою звичайний I-ЗІ.

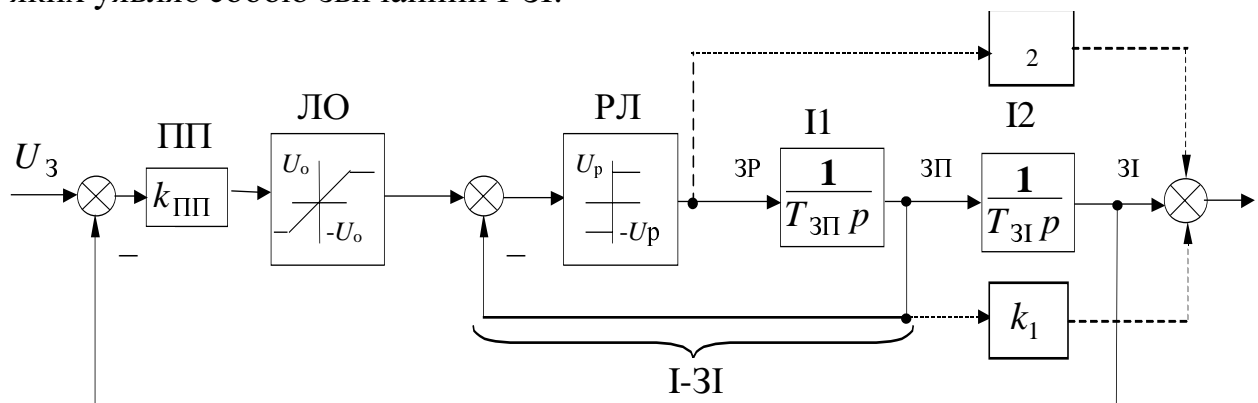


Рисунок 2.1 – Структурна схема I^2 -задавача інтенсивності

Наведений I^2 -ЗІ формує сигнали завдання на швидкість $U_{3І} = k_{ш}\omega$ (ω – швидкість обертання двигуна, $k_{ш}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю), прискорення $U_{3П}$ та ривок $U_{зр}$, які повинні змінюватись за графіками, зображеними на рис.2.2, де позначено:

$t_{зр}$. – час зростання прискорення;

$t_{сп.}$ – час спадання прискорення;

t_y – час зміни швидкості з усталеним прискоренням;

$\Delta\omega$ – зміна швидкості при роботі системи з усталеним прискоренням.

Параметри ЗІ обираються з умов:

$$\frac{U_0}{T_{3І}} = \frac{k_{ш}\Delta\omega}{t_y} = k_{ш}\epsilon_0, \quad (2.1)$$

$$\frac{U_p}{T_{3П}} = \frac{U_0}{t_{сп.}} = \frac{k_{ш}\epsilon_0 T_{3І}}{t_{сп.}} = k_{ш}\rho_0 T_{3І}, \quad (2.2)$$

$$\frac{U_0 t_{сп.}}{2T_{3І}} k_{ПП} = U_0, \quad (2.3)$$

де ε_0 – обмеження на прискорення;
 ρ_0 – обмеження на ривок.

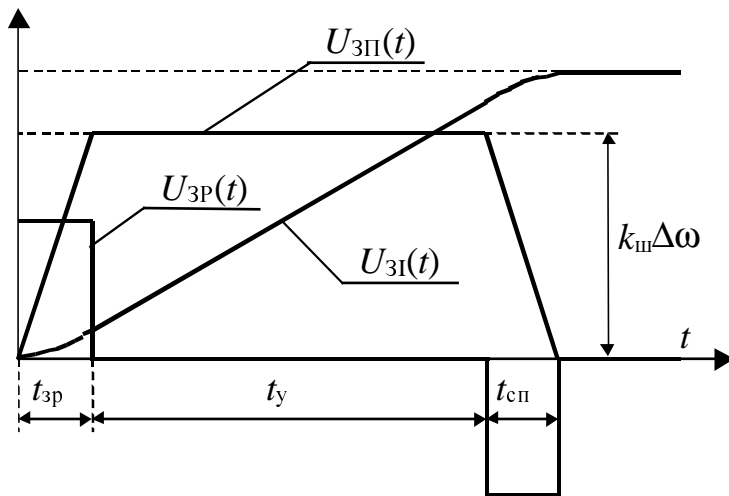


Рисунок 2.2 – Діаграми зміни вихідних сигналів I^2 -ЗІ

Для більш точного відпрацювання системою керуючої дії I^2 -ЗІ може доповнюватися паралельними корегуючими зв'язками за першою та другою похідними від вихідного сигналу, що показані на рис.2.1 пунктирами. Коефіцієнти передачі цих зв'язків обираються здебільш з умов “модульного оптимуму”.

Системи з I^2 -ЗІ обмежують ривок тільки у пуско-гальмувальних режимах. Інші

варіанти обмежують dI/dt як у пуско-гальмувальних режимах, так і при нахиді навантаження.

При наявності I -ЗІ на вході контуру струму його параметри обираються з рівняння

$$\frac{U_P}{T_{ЗП}} = \frac{k_C I_{j0}}{t_{сп.}} = k_C \left(\frac{dI}{dt} \right)_0, \quad (2.4)$$

а коефіцієнт підсилення регулятора швидкості $k_{РШ}$ розраховується не з умов компенсації “великої” сталої часу контуру, а з умови забезпечення спадання прискорення за лінійним законом без перерегулювання та дотягування. Якщо знехтувати інерційністю контуру струму, то для цього треба задовольнити рівнянню

$$k_{Ш} \frac{\varepsilon_0 t_{сп.}}{2} k_{РШ} = k_{Ш} \frac{I_{j0} t_{сп.}}{2 J_{\Sigma}} k_{РШ} = k_C I_{j0}. \quad (2.5)$$

У формулах (2.4), (2.5) позначені:

$I_{j0}, \left(\frac{dI}{dt} \right)_0$ – обмеження на динамічний струм та його першу похідну;

k_C – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом;

J_{Σ} – сумарний момент інерції привода.

З урахуванням інерційності контуру струму коефіцієнт підсилення регулятора швидкості, знайдений з виразу (2.5), треба дещо зменшити.

2.2 Завдання

Порівняти якість перехідних процесів у системах регулювання швидкості з різними засобами обмеження ривка у режимах пуску, прикладення статичного моменту та гальмування під дією реактивного навантаження, перевищуючого рівень струмообмеження.

Оцінити ефективність використання паралельних корегуючих зв'язків у системі з I^2 -задавачем інтенсивності.

Типи регуляторів струму РС і швидкості РШ та деякі чисельні данні наведені у табл.2.1.

Таблиця 2.1 – Варіанти завдань

№ вар.	Тип РС	Тип РШ	$\frac{I_{max}}{I_H}$	$\frac{I_{j0}}{I_H}$	$\frac{(dI/dt)_0}{I_H/T_\mu}$	$\frac{t_{сп.}}{T_\mu} = \frac{t_{нар.}}{T_\mu}$
1	П	П	1,8	1,2	0,12	20
2			2,0	1,0	0,30	18
3			2,2	1,6	0,15	25
4			2,4	0,8	0,20	22
5	П ²	П	1,8	1,2	0,12	20
6			2,0	1,0	0,30	18
7			2,2	1,6	0,15	25
8			2,4	0,8	0,20	22
9	П	П	1,8	1,2	0,12	20
10			2,0	1,0	0,30	18
11			2,2	1,6	0,15	25
12			2,4	0,8	0,20	22
13	П ²	П	1,8	1,2	0,12	20
14			2,0	1,0	0,30	18
15			2,2	1,6	0,15	25
16			2,4	0,8	0,20	22

3 СИСТЕМИ НЕПРЯМОГО РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ

3.1 Загальні відомості

Системи непрямого регулювання швидкості [29, 54, 96, 97] застосовують для управління приводами, що не потребують високих статичних та динамічних показників. Відмовлення від датчика швидкості, роль якого у аналогових системах виконує тахогенератор, підвищує надійність роботи електромеханічної системи, знижує експлуатаційні та капітальні витрати, позбавляє від необхідності боротьби з перешкодами, зумовленими низько- та високочастотними пульсаціями напруги тахогенератора. Замість зворотного зв'язку за швидкістю в цих системах слід було б використати зворотний зв'язок за ЕРС двигуна E_d , яка при постійному потоку збудження Φ змінюється прямо пропорційно швидкості ω :

$$E_d = k\Phi\omega. \quad (3.1)$$

Вимірювання ЕРС здійснюють на основі рівняння

$$E_d(p) = U_d(p) - R_{яд} I(p) - L_{яд} p I(p) = U_d(p) - R_{яд} I(p) (T_{яд} p + 1), \quad (3.2)$$

де U_d – напруга якоря двигуна;

$R_{\text{яд}}, L_{\text{яд}}$ – активний опір та індуктивність тієї частини якірного кола збоку двигуна, з якої знімається сигнал зворотного зв'язку за напругою;

$$T_{\text{яд}} = \frac{L_{\text{яд}}}{R_{\text{яд}}}. \quad (3.3)$$

Але із-за неможливості здійснення операцій ідеального диференціювання струму якоря в системах використовують різноманітні комбінації негативного зворотного зв'язку за напругою двигуна та позитивного – за струмом якоря, заведених на вхід пропорційного регулятора зовнішнього контуру.

Системи непрямого регулювання швидкості можна розподілити на системи з постійно діючим контуром струму якоря (двоконтурні) та на системи, у яких контур струму вмикається до роботи тільки у режимі струмообмеження (одноконтурні).

У системах з постійно діючим внутрішнім контуром струму якоря зовнішній контур використовують у наступних варіантах:

- 1) з інерційним датчиком ЕРС (ДЕ);
- 2) з безінерційним датчиком напруги (ДН);
- 3) з безінерційним ДН та компенсацією падіння напруги на активному опорі;
- 4) з моделлю двигуна на виході безінерційного ДН.

Цим варіантам відповідають такі рівняння формування сигналу зворотного зв'язку U_{33i} :

$$U_{331}(p) = k_H \left(\frac{U_D(p)}{(T_{\text{яд}} p + 1)} - R_{\text{яд}} I(p) \right) = k_H \frac{U_D(p)}{(T_{\text{яд}} p + 1)} - k_C I(p), \quad (3.4)$$

$$U_{332}(p) = k_H U_D(p), \quad (3.5)$$

$$U_{333}(p) = k_H (U_D(p) - R_{\text{яд}} I(p)) = k_H U_D(p) - k_C I(p), \quad (3.6)$$

$$U_{334}(p) = \frac{k_H}{T_{\text{мд}} T_{\text{яд}} p^2 + T_{\text{яд}} p + 1}, \quad (3.7)$$

де k_H – коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою;

$k_C = k_H R_{\text{яд}}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом;

$$T_{\text{мд}} = \frac{J R_{\text{яд}}}{(k\Phi)^2} = T_M \frac{R_{\text{яд}}}{R_{\text{я}}}. \quad (3.8)$$

Якщо електромагнітна стала часу двигуна $T_{\text{яд}}$ досягає значної величини, то на вході системи з датчиком ЕРС встановлюють аперіодичну ланку, а задавач інтенсивності доповнюють паралельними коректуючими зв'язками, як це показано на рис.1.3а.

Одноконтурні системи непрямого регулювання швидкості використовують для управління електроприводами, які мають невеликі значення електромагнітної та електромеханічної сталих часу. Такі параметри характерні для потужних тихохідних двигунів постійного струму з незалежним збудженням, які приводять до руху, наприклад, валки обтискних прокатних станів. Зворотний зв'язок за напругою у цих системах намагаються наблизити не до ЕРС двигуна E_D , а до ЕРС перетворювача $E_{\text{п}}$, що живить якірне коло двигуна:

$$E_{\Pi}(p) = U_{\text{д}}(p) + R_{\text{яп}} I(p) + L_{\text{яп}} p I(p) = U_{\text{д}}(p) + R_{\text{яп}} I(p) (T_{\text{яп}} p + 1), \quad (3.9)$$

де $R_{\text{яп}}$, $L_{\text{яп}}$ – активний опір та індуктивність тієї частини якірного кола збоку перетворювача, з якої знімається сигнал зворотного зв'язку за напругою;

$$T_{\text{яп}} = \frac{L_{\text{яп}}}{R_{\text{яп}}}. \quad (3.10)$$

Один з найпростіших варіантів одноконтурної системи з І-регулятором напруги (РН) та вузлом струмової відсічки (СВ) зображено на рис.3.1. Для компенсації електромагнітної сталої часу датчик струму (ДС) доповнюють реальною форсуючою ланкою.

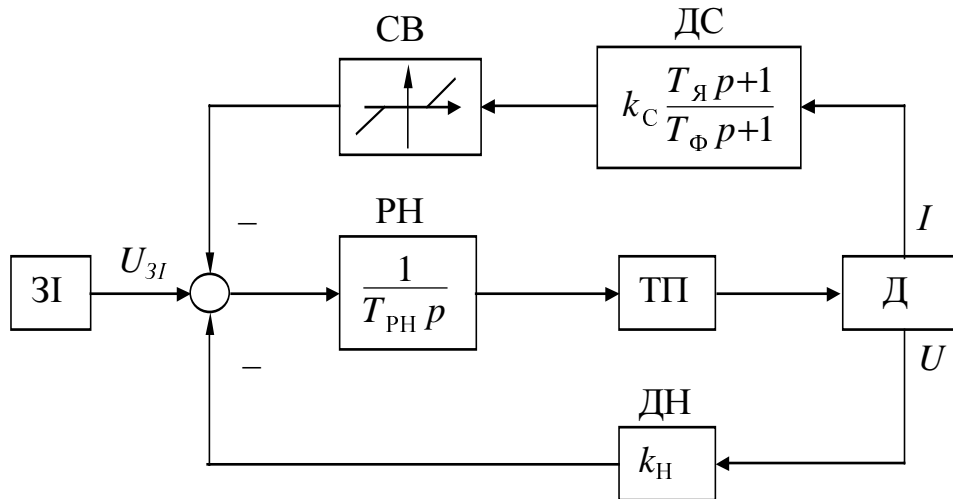


Рисунок 3.1 – Одноконтурна система непрямого регулювання

Ще один варіант обмеження струму за допомогою ланки “зона нечутливості”, увімкненому між датчиком струму та релеюною ланкою ЗІ показано на рис.3.2.

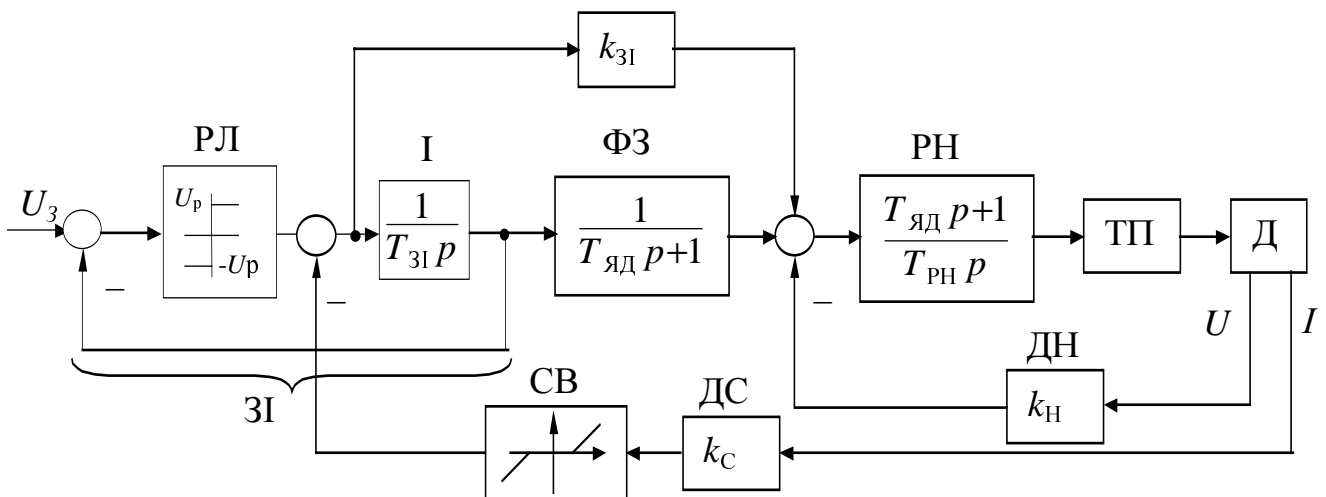


Рисунок 3.2 – Одноконтурна система непрямого регулювання швидкості зі струмовою відсічкою, заведеною на ЗІ

Таким способом струм обмежується за рахунок регулювання прискорення електромеханічної системи та пропорційного йому динамічного струму. Зворотний зв'язок за напругою виконано інерційним, тому регулятор напруги має

пропорційно-інтегральну структуру, а на вході його встановлено фільтр ФЗ з аперіодичною структурою. Швидкодія у пуско-гальмувальних режимах підвищується за допомогою використання ПЗ-задавача інтенсивності.

На рис.3.3 зображена система зі зворотними зв'язками за напругою та струмом якоря, що перемикаються. Коли струм якоря I досягає максимально-допустимого значення I_{max} , розподільний підсилювач РП з ланкою струмообмеження СО насичується. В цей час система стає нечутливою до зміни негативного зворотного зв'язку за напругою та позитивного за струмом і починає працювати у режимі струмообмеження. Якщо струм якоря I не перевищує максимально-допустимого значення I_{max} , РП працює у лінійній зоні, позитивний та негативний зворотні зв'язки за струмом взаємно компенсують друг друга, і в системі працює тільки контур регулювання напруги із складеним регулятором РН, що складається з послідовно з'єднаних ПЗ-регулятора струму (РС) та розподільного підсилювача.

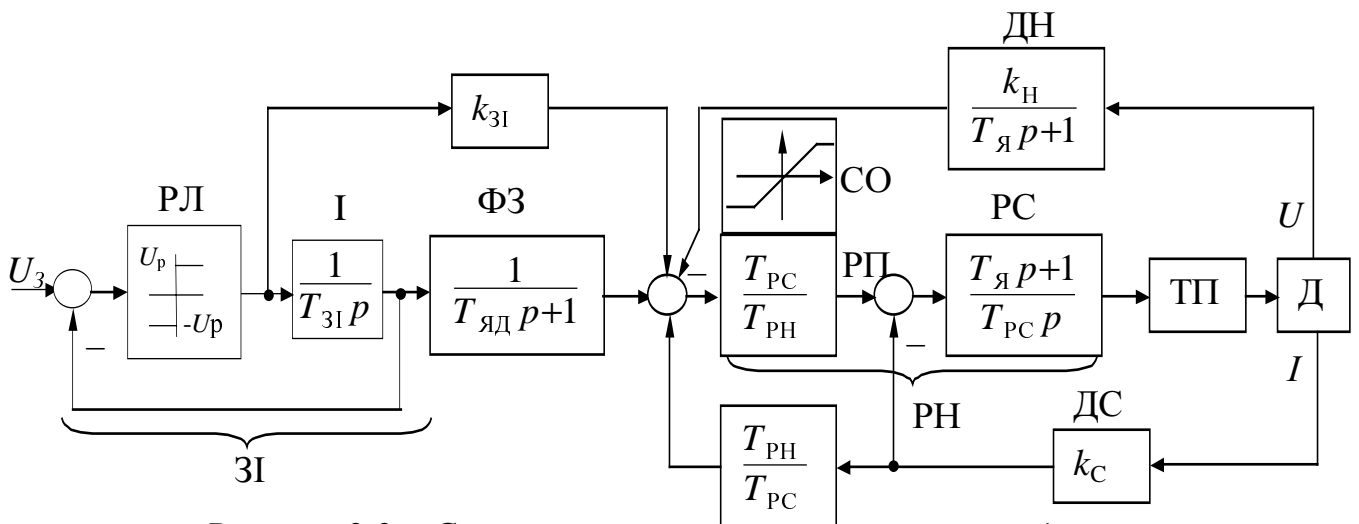


Рисунок 3.3 – Система непрямого регулювання швидкості зі зворотними зв'язками, що перемикаються

3.2 Завдання

Виконати порівняльний аналіз статичних та динамічних властивостей а) двоконтурних і б) одноконтурних систем непрямого регулювання швидкості у режимах пуску, прикладання статичного моменту та гальмування під дією реактивного навантаження, перевищуючого рівень струмообмеження.

Навести сімейства ЛАЧХ розімкненого та перехідні функції замкненого зовнішнього контуру з різними значеннями коефіцієнта підсилення регулятора напруги. Вивести вирази для статичного падіння швидкості під дією навантаження і порівняти їх з результатами математичного моделювання. Виконати варіацію електромеханічної сталої часу привода у бік підвищення та зниження удвічі. Оцінити чутливість систем до зміни якірнього опору під впливом температури та до можливих помилок при формуванні сигналів зворотних зв'язків.

Відносні значення активних опорів

$$\bar{R}_{яд} = R_{яд} / R_{я} \quad (3.11)$$

та індуктивностей

$$\bar{L}_{\text{яд}} = L_{\text{яд}} / L_{\text{я}} \quad (3.12)$$

частини якірного кола ТП-Д, з якого знімається сигнал зворотного зв'язку за напругою і яка примикає до двигуна, наведені у табл.3.1.

Таблиця 3.1 – Варіанти завдань

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\bar{R}_{\text{яд}}$	0,54	0,68	0,46	0,50	0,52	0,44	0,58	0,61	0,70	0,47	0,54	0,45
$\bar{L}_{\text{яд}}$	0,70	0,54	0,62	0,56	0,71	0,60	0,48	0,80	0,66	0,58	0,64	0,52

4 СИСТЕМИ ДВОЗОННОГО РЕГУЛЮВАННЯ ТА СТАБІЛІЗАЦІЇ ШВИДКОСТІ

4.1 Загальні відомості

Системи двозонного регулювання швидкості використовують здебільш для потужних електроприводів механізмів, у яких, за умовами технологічного процесу, моменти статичного навантаження зменшуються з підвищенням швидкості. Тоді регулювання швидкості до номінального значення здійснюється за рахунок зміни напруги у якірному колі, а вище номінального значення – за рахунок зміни напруги у колі збудження. До таких приводів належать насамперед головні електроприводи (електроприводи валків) обтискних і безперервних прокатних станів, та приводи головного руху станків.

Якірні кола двигунів живляться здебільш від тиристорних перетворювачів, але для живлення потужних двигунів використовують також генератори постійного струму з тиристорним збудженням.

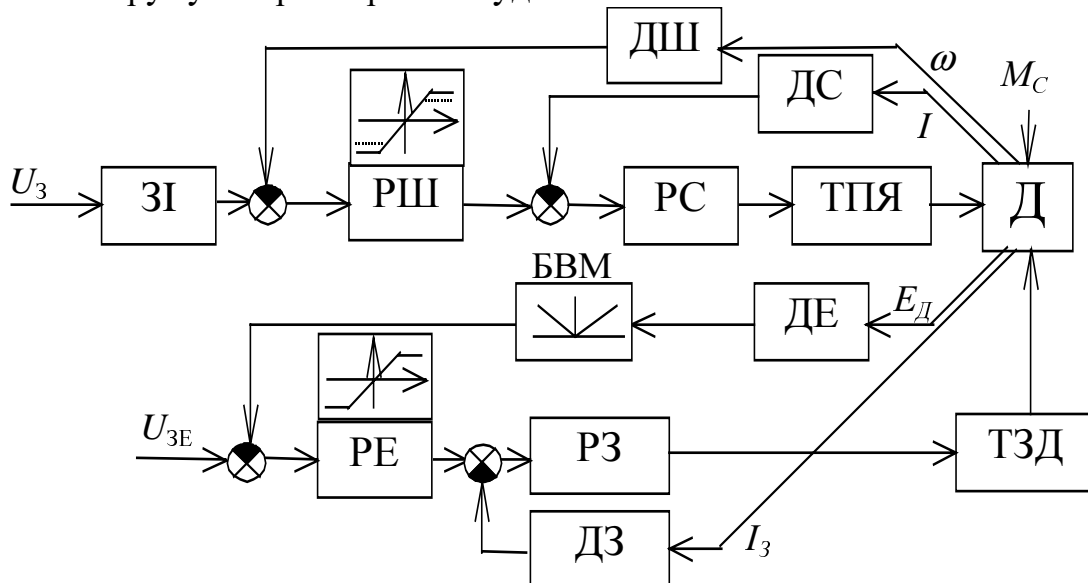


Рисунок 4.1 – Система двозонного регулювання швидкості з залежним управлінням ЕРС якоря та поля двигуна

За засобом узгодження керування між двома зонами системи двозонного регулювання розподіляються на системи залежного, роздільного та параметри-

чною управління [21 – 30, 99 – 104]. Функціональні схеми цих систем з живленням якоря від ТП показані на рис. 4.1, 4.2, 4.3, а коло регулювання напруги генератора для систем Г-Д – на рис.4.4.

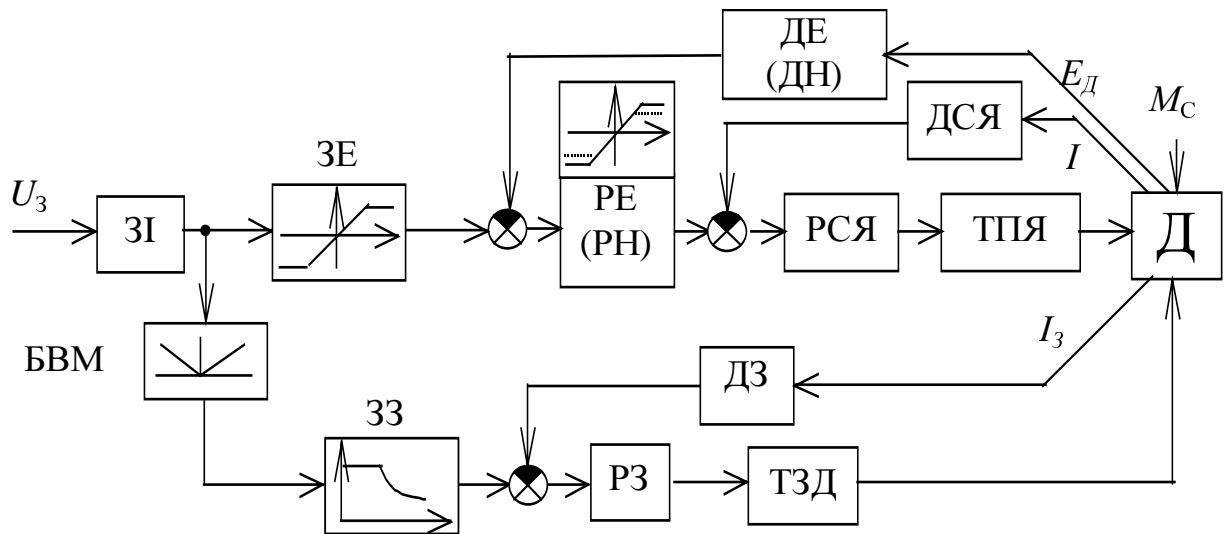


Рисунок 4.2 – Система двозонного регулювання швидкості з роздільним управлінням ЕРС якоря та поля двигуна

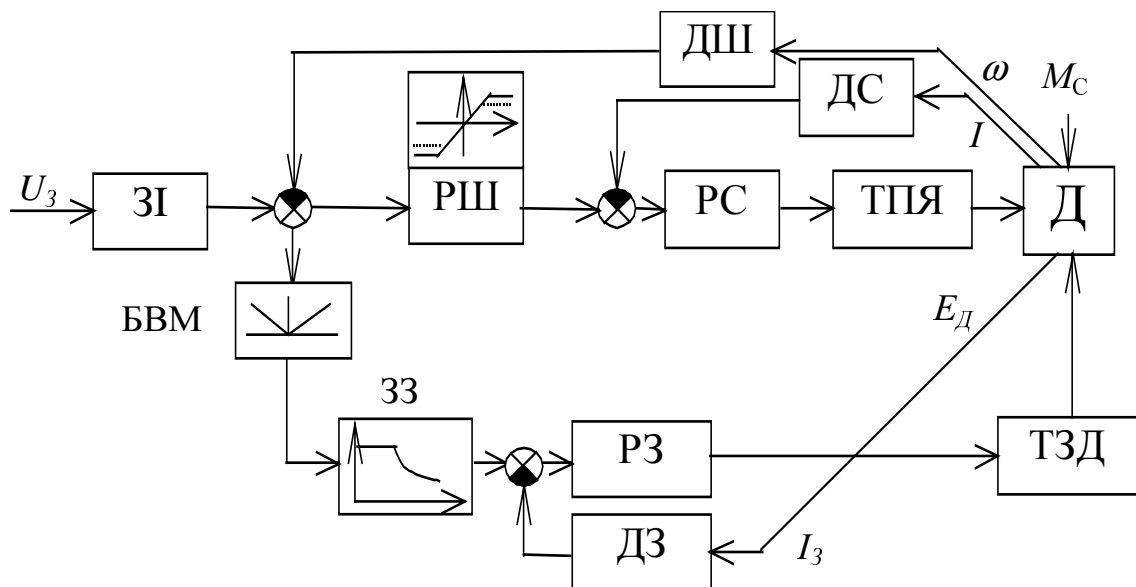


Рисунок 4.3 – Система двозонного регулювання швидкості з параметричним управлінням полем двигуна

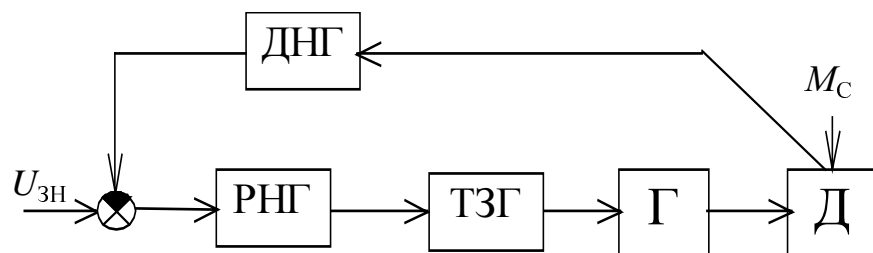


Рисунок 4.4 – Контур регулювання напруги генератора

У системах з залежним управлінням послаблення поля двигуна здійснюється у функції ЕРС або напруги якоря двигуна, а у системах з роздільним та параметричним засобами керування – у функції вихідної напруги задавача інте-

нсивності. Тому ЗІ є обов'язковим елементом систем рис 4.2, 4.3, а у схемі рис.4.1 його може не бути. Тоді пуск та гальмування привода здійснюється у режимі струмообмеження.

Роздільне управління напругою якоря і полем двигуна здійснюють у системах непрямого регулювання швидкості (без датчика швидкості). Керування швидкістю у першій зоні здійснюється контуром регулювання ЕРС або напруги якоря, а у другій зоні – контуром регулювання струму або потоку збудження.

В залежності від структури задавача інтенсивності прискорення та гальмування приводу може відбуватися з постійним динамічним моментом або з постійним динамічним струмом. Структурні схеми задавачів, що забезпечують названі вище режими, зображені на рис.4.5. Вони складаються з ланки з ідеальною релейною характеристикою (РЛ) та інтегратора (І), охоплених негативним зворотним зв'язком. Перший з них (а) має постійний темп зміни вихідної напруги, а другий (б) зменшує темп під час послаблення поля двигуна завдяки наявності на вході інтегратора блока множення (БМ) на сигнал, пропорційний потоку збудження.

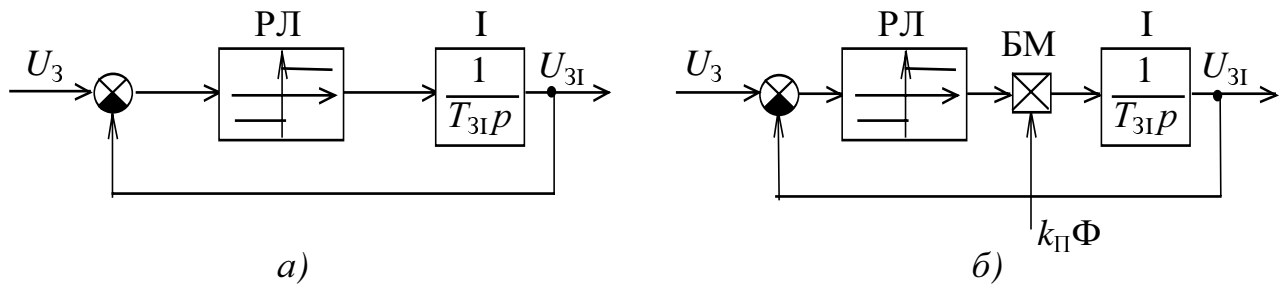


Рисунок 4.5 – Структурні схеми задавачів інтенсивності:
 а) із завданням постійного динамічного моменту,
 б) із завданням постійного динамічного струму

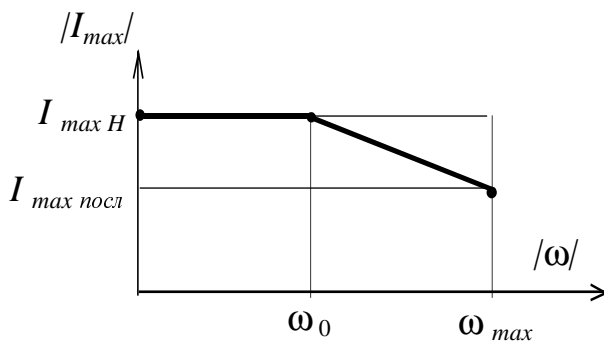


Рисунок 4.6 – Діаграма залежності
 $I_{max} = f(\omega)$

Особливістю систем двозонного регулювання швидкості є також вузол змінного струмообмеження, що зветься регулятором потужності. Залежність максимально-припустимого струму якоря двигуна від швидкості його обертання наведена на рис.4.6.

4.2 Завдання

1. Виконати математичний опис двигуна постійного струму з регулюванням напруги у колі якоря та у колі збудження.
2. Розробити структурну модель двигуна у абсолютних та відносних одиницях.
3. Отримати перехідні процеси у розімкненій системі перетворювач-двигун з тиристорним збудженням при роботі за діаграмами зміни напруги якоря

$U(t)$, напруги збудження $U_3(t)$ та моменту навантаження $M_C(t)$, наведеними на рис.4.7.

4. Синтезувати регулятори системи управління згідно з варіантами, наведеними у табл.4.1 (абревіатури П та ПІ позначають пропорційний та пропорційно-інтегральний типи регуляторів), і навести структурну схему синтезованої системи. Передбачити можливість лінеаризації кіл регулювання.

Таблиця 4.1 – Варіанти завдань

№ варіанта	Загальна структура	Силова схема	Регулятори у колі якоря	Регулятори у колі збудження
1	рис.4.1	ТП-Д	ПІ-РС, П-РШ	ПІ-РЕ, ПІ-РСЗ
2	рис.4.1	ТП-Д	ПІ-РС, П-РШ	ПІ-РН, ПІ-РПЗ
3	рис.4.1	ТП-Д	ПІ-РС, ПІ-РШ	ПІ-РЕ, ПІ-РСЗ
4	рис.4.1	ТП-Д	ПІ-РС, ПІ-РШ	ПІ-РН, ПІ-РПЗ
5	рис.4.1	Г-Д	ПІ-РНГ, ПІ-РС, П-РШ	ПІ-РЕ, ПІ-РПЗ
6	рис.4.1	Г-Д	ПІ-РНГ, ПІ-РС, П-РШ	ПІ-РН, ПІ-РПЗ
7	рис.4.2	ТП-Д	ПІ-РС, П-РЕ	ПІ-РСЗ
8	рис.4.2	ТП-Д	ПІ-РС, П-РН	ПІ-РПЗ
9	рис.4.2	Г-Д	ПІ-РНГ, ПІ-РС, П-РЕ	ПІ-РСЗ
10	рис.4.2	Г-Д	ПІ-РНГ, ПІ-РС, П-РН	ПІ-РПЗ
11	рис.4.2	Г-Д	ПІ-РНГ	ПІ-РПЗ
12	рис.4.3	ТП-Д	ПІ-РС, П-РШ	ПІ-РСЗ
13	рис.4.3	ТП-Д	ПІ-РС, ПІ-РШ	ПІ-РПЗ
14	рис.4.3	Г-Д	ПІ-РНГ, ПІ-РС, П-РШ	ПІ-РПЗ
15	рис.4.3	Г-Д	ПІ-РНГ, ПІ-РС, ПІ-РШ	ПІ-РПЗ

5. Обрати базові величини та виконати нормування структурної схеми.
6. Для систем Г-Д отримати сімейства перехідних характеристик замкненого контуру та логарифмічних амплітудно- та фазо-частотних характеристик розімкненого контуру регулювання напруги генератора для різних значень постійної часу інтегрування розімкненого контуру.
7. Обрати засіб компенсації внутрішнього зворотного зв'язку двигуна за його ЕРС; навести перехідні функції контуру струму якоря за керуючою та збурюючою діями без компенсації та з компенсацією цього зв'язку.
8. Отримати сімейства перехідних характеристик замкнених контурів та логарифмічних амплітудно- та фазо-частотних характеристик розімкнених контурів регулювання, що містять змінні параметри. Зробити висновки щодо параметрів лінійних регуляторів.
9. Отримати перехідні процеси системи під час розгону до максимальної швидкості у режимі струмообмеження та при роботі з двома описаними вище типами задавачів інтенсивності.
10. Отримати перехідні процеси системи під час накидання номінального навантаження на основній та максимальній швидкостях. Вивести формули для

усталених значень вихідних сигналів та порівняти їх зі значеннями, отриманими за допомогою математичного моделювання.

11. Отримати перехідні процеси стопоріння двигуна під дією реактивного навантаження, яке переводить систему у режим струмообмеження.
12. Отримати перехідні процеси двох послідовних проходів заготовки через клітину реверсивного обтискного прокатного стана.

Паспортні та розрахункові данні двигуна та перетворювача у якірному колі наведені у додатку А, а характеристика намагнічування двигуна у відносних одиницях задана у табл.4.2.

Таблиця 4.2 – Характеристика намагнічування двигуна

i_3/i_{3H}	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1
Φ/Φ_H	0	0.02	0.042	0.067	0.098	0.141	0.205	0.3	0.447	0.669	1	1.486

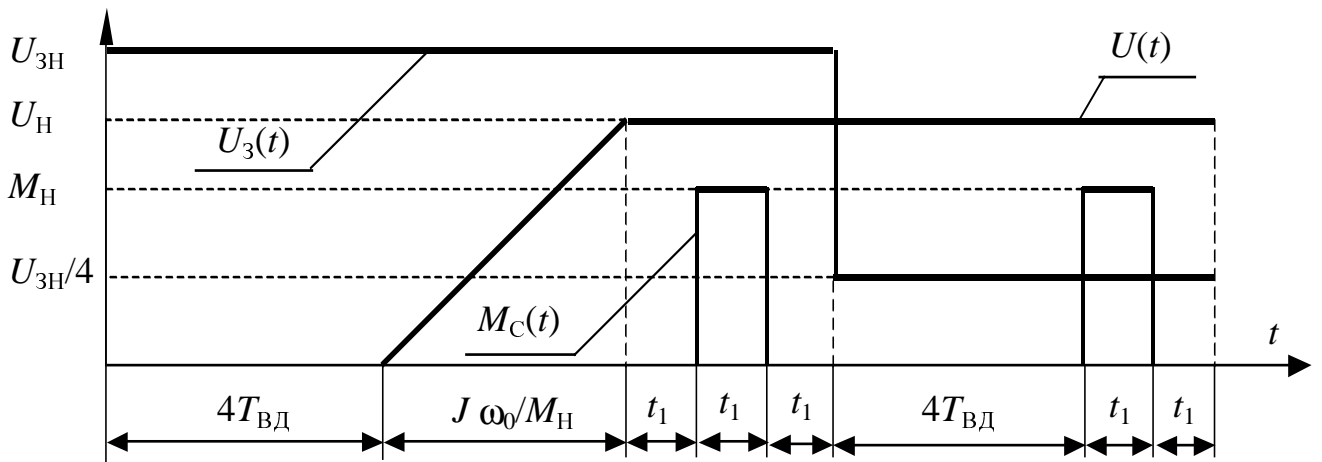


Рисунок 4.7 – Діаграми зміни вхідних сигналів двигуна при керуванні напругою якоря та напругою кола збудження

5 СИСТЕМИ ЧАСТОТНОГО КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ НА ОСНОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ З КЕРОВАНИМ ВИПРЯМЛЯЧЕМ ТА АВТОНОМНИМ ІНВЕРТОРОМ НАПРУГИ

5.1 Загальні відомості

Асинхронний електропривод з частотним керуванням використовується для механізмів середньої та малої потужності, які не потребують глибокого регулювання швидкості (найчастіше діапазон регулювання обмежений показником 10:1) та високої якості перехідних процесів в електроприводі. Це деякі установки промислового електроприводу (турбомеханізми, підйомно-транспортні механізми, очисні комбайни тощо).

Формування механічних характеристик АД при частотному керуванні підпорядковано задачам забезпечення потрібної перевантажувальної здатності при заданому діапазоні регулювання швидкості. Задана перевантажувальна зда-

тність забезпечується шляхом дотримування конкретних співвідношень між частотою та амплітудою напруги статора двигуна.

Тут розглядається електропривод на основі асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором, силова частина якого має перетворювач частоти з ланкою постійної напруги (ПЧЛПН). Функціонально в ПЧЛПН напруга джерела постійної частоти спрямляється за допомогою керованого випрямляча (КВ), а потім за допомогою автономного інвертора напруги (АІН) перетворюється у змінну напругу регульованої частоти.

При частотному регулюванні швидкості АД напруга статора у загальному випадку може змінюватись як в функції частоти статора, так і в функції статичного моменту навантаження (ковзання).

Функціональна схема розімкненої системи частотного керування наведена на рис.5.1. Напруга від задавача інтенсивності (ЗІ) безпосередньо подається для завдання частоти на вхід АІН та через функціональний перетворювач (ФП) для завдання напруги на вхід КВ. За допомогою ФП може бути реалізована будь-яка залежність напруги статора АД від частоти. В наведеній функціональній схемі в ФП реалізований закон частотного регулювання $\frac{U}{f} = const$, який

виконується при $\frac{U_s}{U_{SH}} = \frac{f_s}{f_{SH}} \leq 0.9 \div 1.1$. При подальшому підвищенні частоти

напруга статора АД має бути обмеженою на рівні $(0.9 \div 1.1)U_{SH}$, а підвищення швидкості в цій зоні здійснюється за рахунок підвищення частоти та (або) за рахунок зменшення основного потоку (послаблення поля) двигуна. Гранична

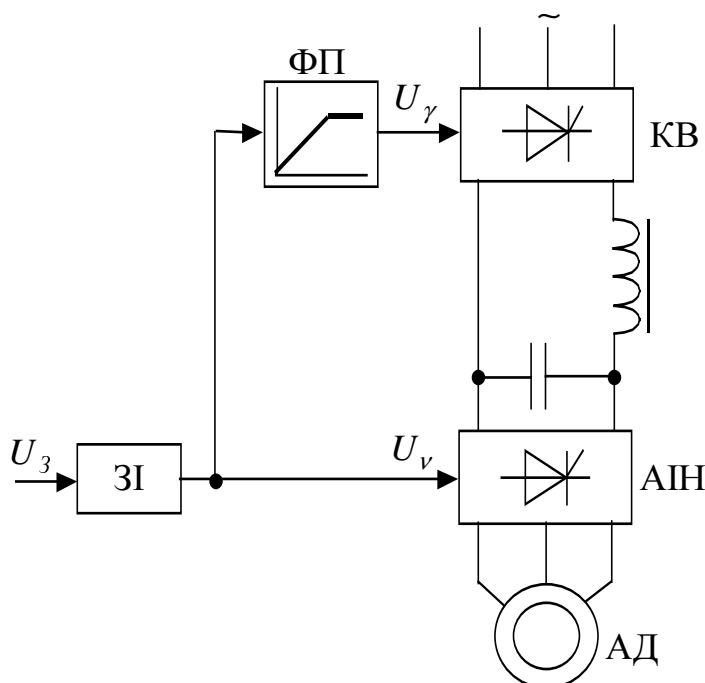


Рисунок 5.1 – Функціональна схема розімкненої системи частотного управління

точка між цими двома зонами має назву “точка гасіння поля”. У випадку регулювання швидкості за рахунок послаблення поля двигуна у системі керування повинен бути організований контур регулювання потоку АД аналогічно тому, як це виконується у системах двозонного регулювання швидкості (див. розділ 4).

Жорсткість механічних характеристик частотно-регульованих електроприводів змінного струму достатньо висока і без зворотних зв'язків за швидкістю (більша за жорсткість характеристик приводів постійного струму)

[27], але при використанні зворотних зв'язків за швидкістю жорсткість механічних характеристик може бути будь-якою високою. На рис.5.2 зображена фун-

кціональна схема системи частотного управління з контуром стабілізації швидкості електроприводу.

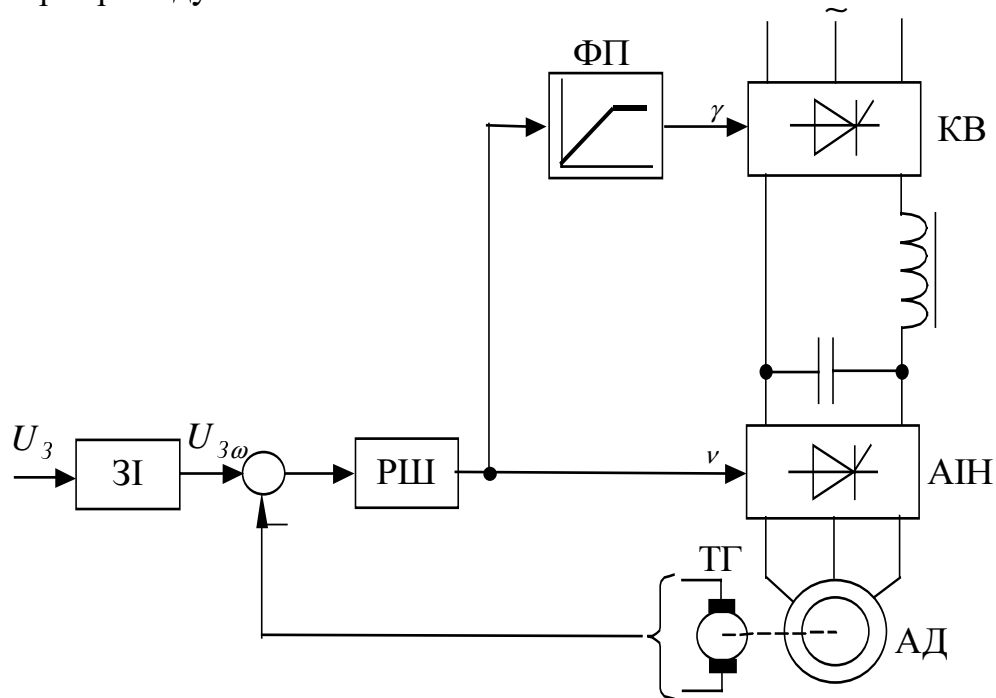


Рисунок 5.2 – Функціональна схема системи частотного управління з регулюванням швидкості АД

В системах частотного керування з ФП можуть бути використані зворотні зв'язки за напругою фільтра ланки постійної напруги або за вихідною напругою ПЧ [27]. Функціональна схема системи зі зворотнім зв'язком за спрямленою напругою наведена на рис.5.3.

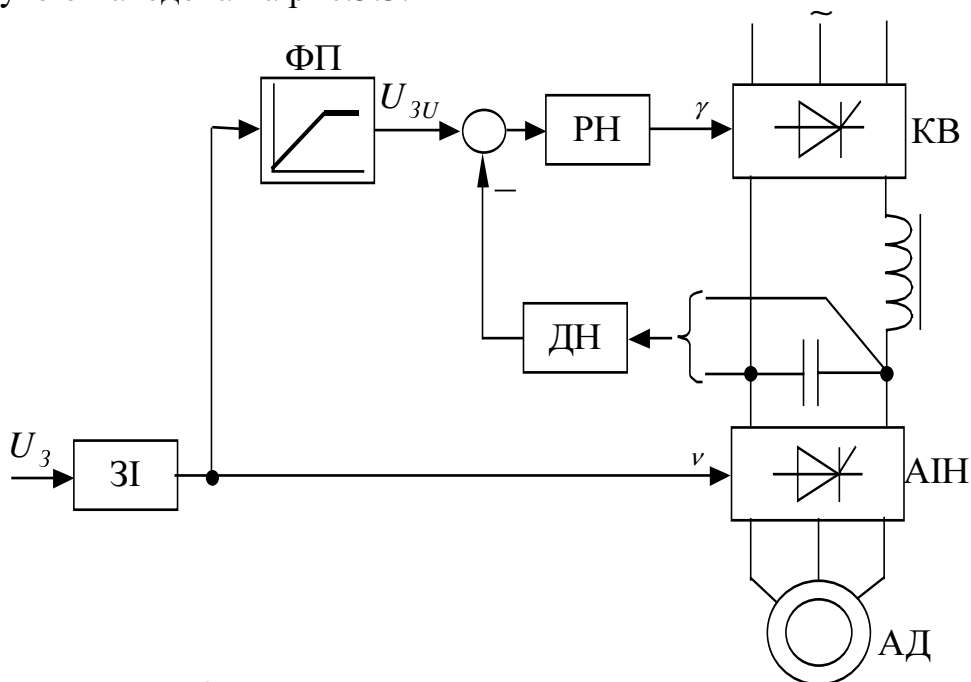


Рисунок 5.3 – Функціональна схема системи частотного управління зі стабілізацією напруги фільтру

В системах частотного регулювання можна також використовувати не тільки контури регулювання напруги, але й підлегли контури регулювання

струму [27]. На рис.5.4 зображена функціональна схема системи частотного управління з внутрішнім контуром регулювання спрямованого струму та зовнішнім контуром регулювання вихідної напруги ПЧЛПН.

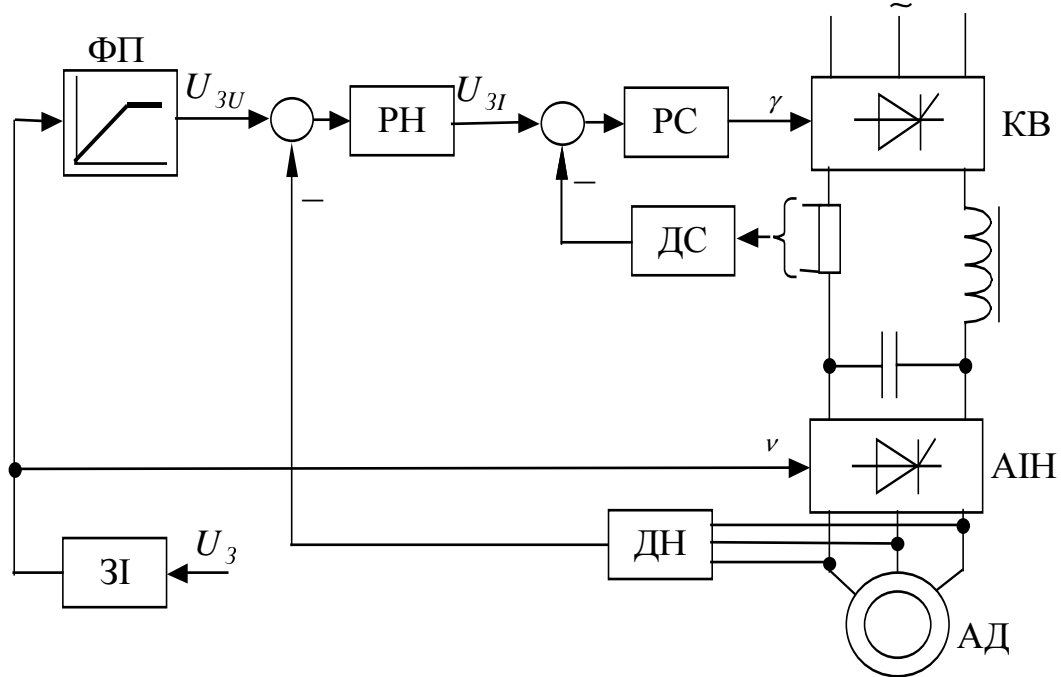


Рисунок 5.4 – Функціональна схема системи частотного управління з регулюванням спрямованого струму та напруги статора АД

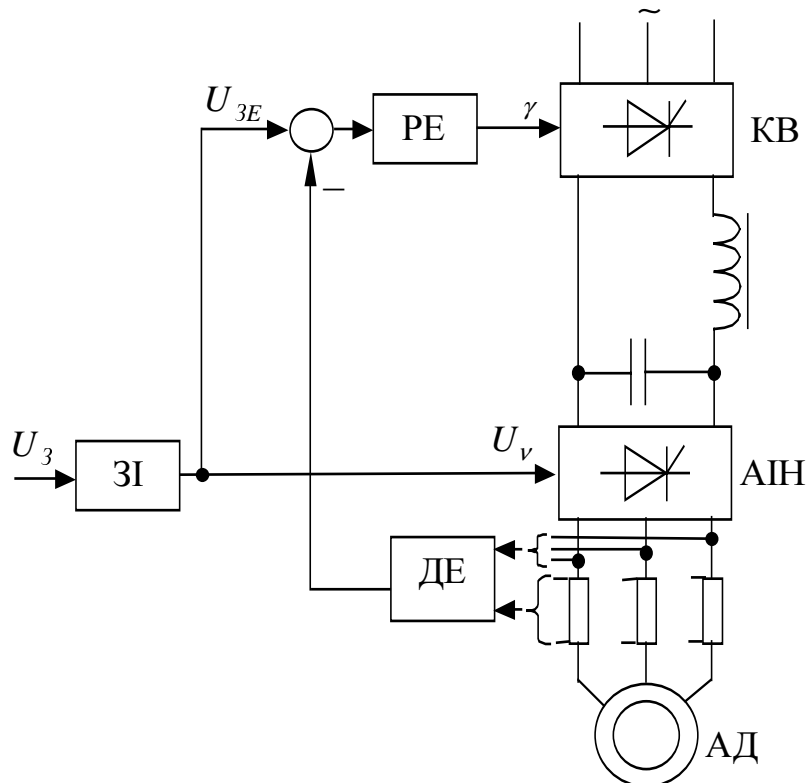


Рисунок 5.5 – Функціональна схема системи частотного управління з регулюванням ЕРС статора АД

Інший вид систем частотного регулювання – системи зі зворотним зв'язком за ЕРС статора двигуна (рис.5.5), які можуть бути виконані без ФП. У цих системах порівняльно просто може бути забезпечено стабільність потоку

двигуна при регулюванні швидкості [27]. Поруч з цим можна використовувати зовнішній контур регулювання швидкості АД, який буде забезпечувати високу жорсткість механічних характеристик частотного електропривода (рис.5.6).

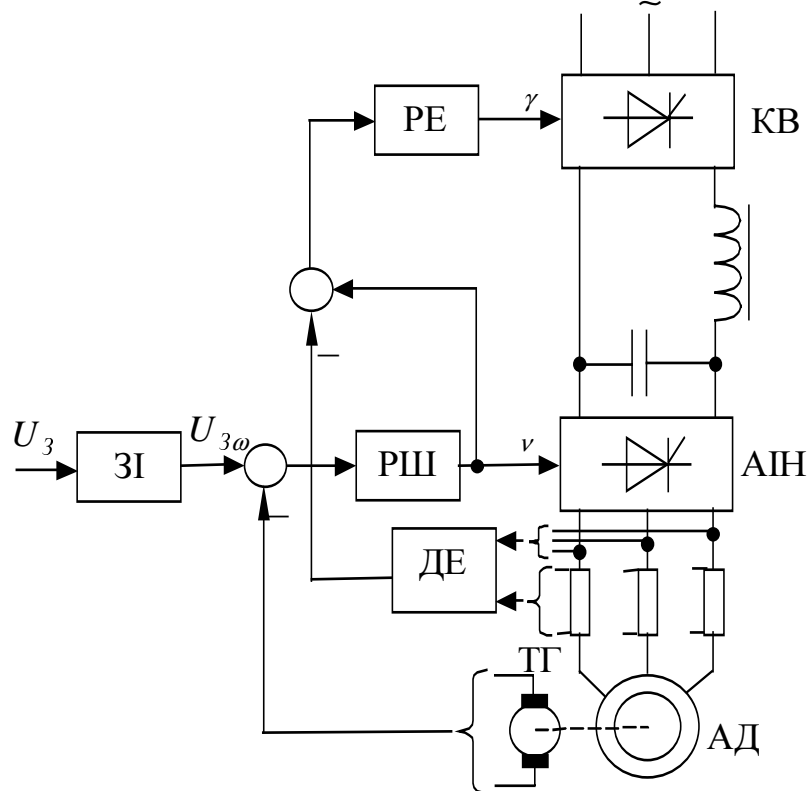


Рисунок 5.6 – Функціональна схема системи частотного управління з регулюванням ЕРС статора та швидкості АД

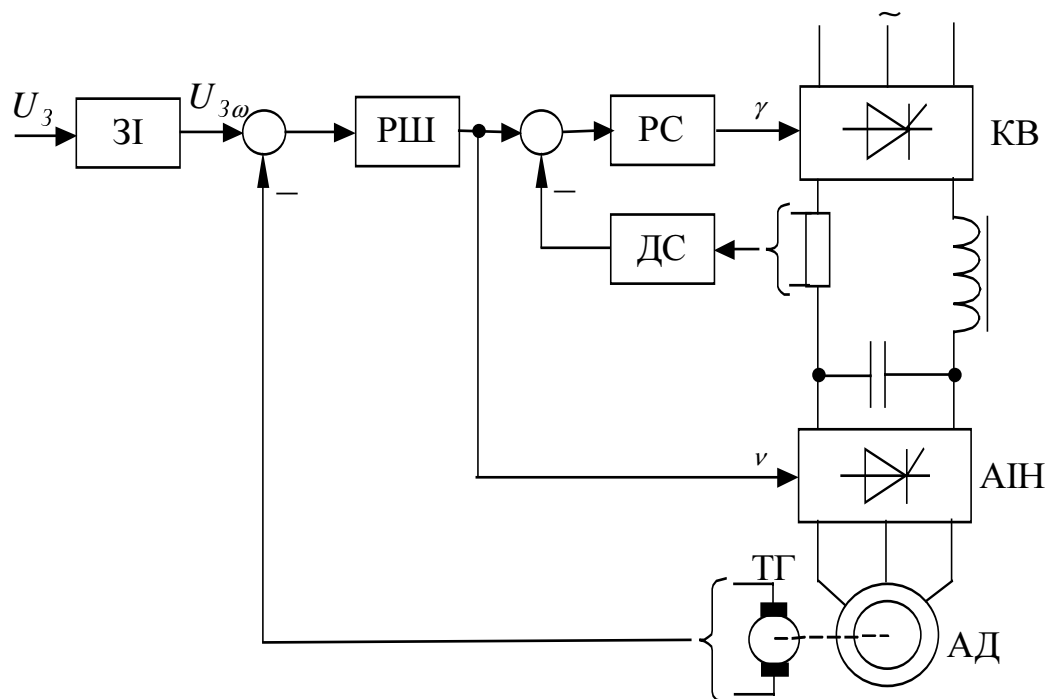


Рисунок 5.7 – Функціональна схема системи частотного управління з регулюванням спрямованого струму та швидкості АД

Найбільш поширеною системою частотного керування є система зі зворотними зв'язками за спрямленим струмом та швидкістю АД [89]. Функціональна схема такої системи наведена на рис.5.7.

5.2. Завдання

1. Розробити структурну модель асинхронного двигуна для дослідження статичних режимів роботи. Технічні данні АД наведені у додатку Б.
2. На основі розробленої моделі виконати дослідження статичних характеристик АД при змінюванні значення заданого в табл.5.1 параметру.
3. Виконати математичний опис еквівалентної двофазної асинхронної машини у заданій системі координат (табл.5.1) та розробити відповідну структурну модель.
4. За допомогою розробленої математичної моделі провести дослідження динамічних характеристик асинхронного двигуна при різних значеннях заданого в табл.5.1 параметру.
5. Розробити структурну модель об'єкту "перетворювач частоти – асинхронний двигун" в системі координат, орієнтованій відносно вектора напруги статора.
6. Синтезувати передавальні функції регуляторів системи частотного керування (табл.5.1) при використанні розробленої математичної моделі об'єкта. Отримати перехідні функції замкнених контурів, що були синтезовані. Зробити висновки щодо параметрів синтезованих регуляторів.
7. Навести функціональну та структурну схеми синтезованої системи.
8. Отримати перехідні процеси в системі при її роботі за тахограмою, що зображена на рис.5.8. Значення моментів часу та величин відносної кутової частоти обертання, позначені на тахограмі, завдає викладач (керівник роботи).

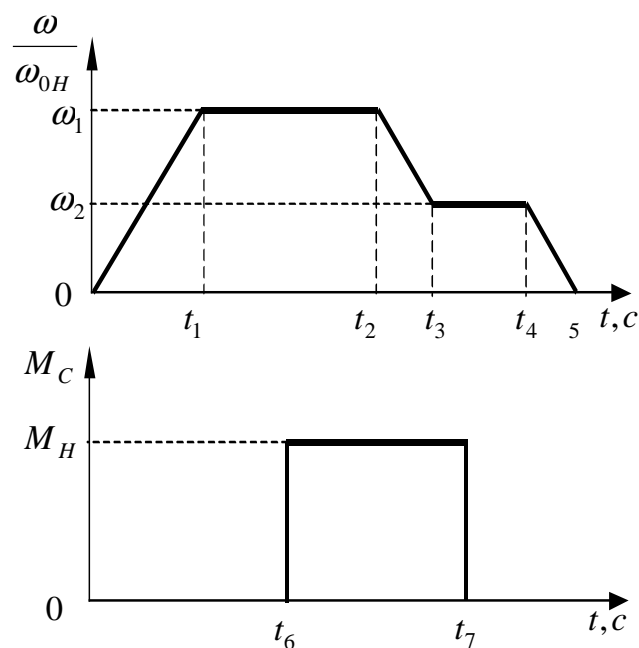


Рисунок 5.8 – Тахограма роботи

9. Вивести формули для ustalених значень вихідних сигналів згідно з тахограмою роботи, та порівняти їх із значеннями, отриманими при математичному моделюванні.

Таблиця 5.1 – Варіанти завдань

№ вар.	Система керування	Система координат	Закон керування	Параметр, що змінюється	Примітки
1	рис.5.1	нерухома статора	$\frac{U}{f} = const$	R_R	
2	рис.5.2	орієнтована відносно $\bar{\Psi}_S$	$\frac{U}{\sqrt{f}} = const$	U_S	ПІ-РШ
3	рис.5.2	нерухома статора	$\frac{U}{f^2} = const$	$X_{R\sigma}$	ПІ-РШ
4	рис.5.3	нерухома статора	$M_K = const$	f_S	ПІ-РН
5	рис.5.3*	нерухома ротора	$\frac{U}{\sqrt{f}} = const$	Z_p	ПІ-РН, * зворотній зв'язок за напругою статора АД
6	рис.5.4	орієнтована відносно \bar{U}_R	$\frac{U}{f} = const$	R_S	ПІ-РС, ПІ-РН
7	рис.5.5	нерухома статора	$E = const$	$X_{S\sigma}$	ПІ-РЕ
8	рис.5.5	орієнтована відносно $\bar{\Psi}_R$	$E = const$	R_S	ПІ-РЕ
9	рис.5.6	орієнтована відносно $\bar{\Psi}_R$	$E = const$	Z_p	ПІ-РЕ, ПІ-РШ
10	рис.5.6	нерухома ротора	$E = const$	Z_p	ПІ-РЕ, ПІ-РШ
11	рис.5.7	нерухома статора		R_R	ПІ-РС, ПІ-РШ
12	рис.5.7	орієнтована відносно $\bar{\Psi}_S$		f_S	ПІ-РС, ПІ-РШ

5.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

5.3.1. Модель асинхронного двигуна для дослідження статичних режимів роботи.

Механічна характеристика асинхронного двигуна має вигляд, показаний на рис.5.9 (лінія 1), і може бути розрахована за повною

$$M = \frac{2M_K(1+\xi)}{\frac{S}{S_K} + \frac{S_K}{S} + 2\xi} \quad (5.1)$$

або спрощеною

$$M = \frac{2M_K}{\frac{S}{S_K} + \frac{S_K}{S}} \quad (5.1')$$

формулами Клосса [38, 45], або більш точно за допомогою схеми заміщення АД (рис.5.10) після її перетворення з розподіленням втрат по такій формулі:

$$M = 3I_R^2 R_R \frac{1}{\omega_0 S} = \frac{3U_S^2}{\left(R_S + \frac{R_R}{S}\right)^2 + X_K^2} \cdot \frac{R_R}{\omega_0 S}. \quad (5.2)$$

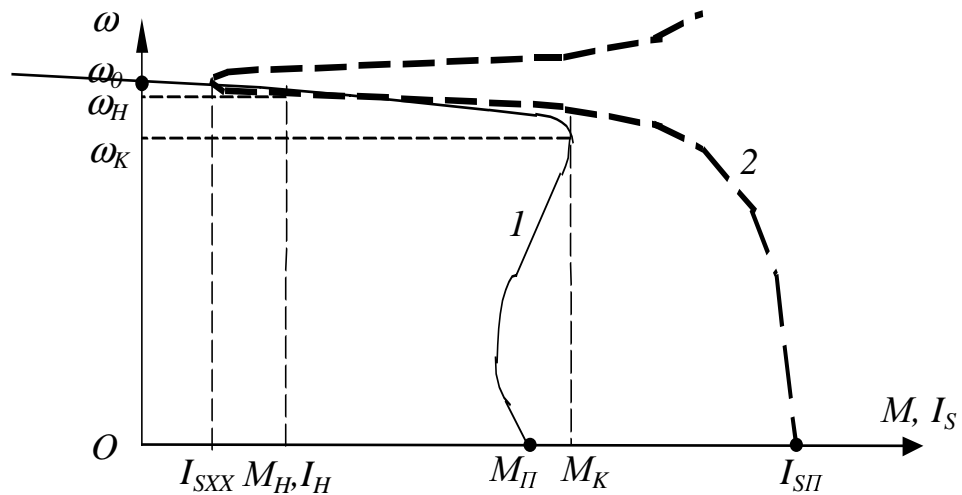


Рисунок 5.9 – Статичні характеристики АД

У формулах (5.1), (5.2):

$$S = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \text{ – ковзання АД; } \omega_0 = \frac{2\pi f_s}{Z_p} \text{ – синхронна швидкість обертання АД;}$$

Z_p – кількість пар полюсів АД; M_K – критичний момент АД;

$$M_K = \frac{3U_S^2}{2\omega_0 \left(\sqrt{R_S^2 + X_K^2} + R_S \right)} \quad (5.3)$$

S_K – критичне ковзання АД:

$$S_K \approx \frac{R_R}{\sqrt{R_S^2 + X_K^2}} \quad (5.4)$$

$$\xi = \frac{R_S}{\sqrt{R_S^2 + X_K^2}} = \frac{R_S}{R_R} S_K; \quad (5.5)$$

R_S, R_R – відповідно активний опір обмотки статора та активний опір обмотки нерухомого ротору, приведений до кола статора;

$X_K = X_{S\sigma} + X_{R\sigma}$ – індуктивний опір короткого замикання;

$X_{S\sigma}, X_{R\sigma}$ – відповідно індуктивний опір розсіювання обмотки статора та індуктивний опір розсіювання обмотки ротору, приведений до кола статора;

U_S – діюче значення напруги статора АД; f_S – частота напруги джерела.

Електромеханічна характеристика двигуна зображена на рис.5.9 (лінія 2) і може бути розрахована за еквівалентною схемою заміщення АД для однієї фази (рис.5.10):

$$I_S = I_m + I_R = \frac{U_S}{\sqrt{R_S^2 + (X_m + X_{S\sigma})^2}} + \frac{U_S}{\sqrt{\left(R_S + \frac{R_R}{S}\right)^2 + X_K^2}}, \quad (5.6)$$

де X_m – опір взаємної індукції (індуктивність контуру намагнічування).

Перехідні процеси в АД не можна вважати безінерційними. Для урахування динаміки електромагнітних процесів вводиться аперіодична ланка, у якій використовується електромагнітна стала часу:

$$T_E = \frac{L_K}{R_R} = \frac{X_K}{2\pi f_S R_R}, \quad (5.7)$$

де $L_K = L_{S\sigma} + L_{R\sigma}$ – індуктивність короткого замикання;

$L_{S\sigma}, L_{R\sigma}$ – індуктивності розсіяння відповідно статора и приведена ротора.

Основне рівняння руху:

$$M - M_C = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (5.8)$$

де M_C – статичний момент; J – момент інерції ротору двигуна та механізму.

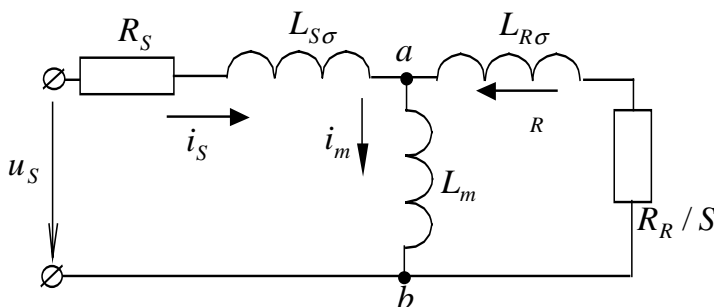


Рисунок 5.10 – Еквівалентна схема заміщення АД

Використовуючи рівняння (5.1) – (5.8), можна побудувати простішу структурну модель двигуна для дослідження статичних режимів. За допомогою розробленої моделі можна розрахувати, наприклад, номінальні значення струму статора двигуна, електромагнітного моменту та ін. При розрахунку механічних характеристик доцільно прийняти $T_E = 0$ для встановлення значення пускових моменту та струму.

Якщо прийняти припущення про те, що робота АД відбувається на лінійній частині механічної характеристики, рівняння (6.1) та (6.6) можна лінеаризу-

вати [27, 38, 45], а за допомогою отриманої лінеарізованої моделі синтезувати передавальні функції регуляторів системи керування [27, 38].

5.3.2. Динамічна модель асинхронного двигуна.

При дослідженні динамічних режимів роботи асинхронного двигуна та системи керування на його основі необхідно розробити динамічну модель трифазної асинхронної машини. При розробці моделі для асинхронної машини роблять декілька загальновідомих припущень [36, 39, 46 та ін.], і таким чином, розглядають так звану “ідеалізовану” асинхронну машину.

Але для спрощення рівнянь електричного балансу кіл статора і ротора АД дуже часто переходять к розгляданню еквівалентної двофазної машини, рівняння для котрій складають в узагальнених комплексних векторах у будь-якій системі координат. При цьому запобігають присутності у рівняннях періодичних коефіцієнтів.

Рівняння електричного балансу статора и ротора для еквівалентної двофазної асинхронної машини, записані в ортогональній системі координат x, y , яка обертається с довільною кутовою швидкістю ω_K відносно “природної” трифазної системи координат, мають такий вигляд [39]:

$$\bar{U}_S = \bar{I}_S R_S + \frac{d\bar{\Psi}_S}{dt} + j\omega_K \bar{\Psi}_S, \quad (5.9)$$

$$\bar{U}_R = \bar{I}_R R_R + \frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} + j(\omega_K - \omega_R) \bar{\Psi}_R. \quad (5.10)$$

У рівняннях (5.9), (5.10):

$\omega_R = 2\pi f_s S = Z_p \omega$ – кутова частота обертання поля ротора, приведена до кола статору;

$\bar{U}_S, \bar{I}_S, \bar{\Psi}_S, \bar{U}_R, \bar{I}_R, \bar{\Psi}_R$ – узагальнені комплексні вектори відповідно напруги, струму, потокозчеплення статора і ротора (усі параметри ротора приведені до кола статора). Всі вони можуть бути розкладені на складові за окремими координатами таким чином:

$$\bar{V} = \frac{2}{3} \left(v_A + v_B e^{j2\pi/3} + v_C e^{j4\pi/3} \right) = v_x + jv_y, \quad (5.11)$$

де v_A, v_B, v_C – миттєві значення фазних величин (напруг, струмів або потокозчеплень);

v_x, v_y – складові за координатами відповідно x і y .

В системах частотного керування використовуються асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором, тоді у рівнянні (5.10) $\bar{U}_R = 0$.

Рівняння потокозчеплень статора та ротора:

$$\bar{\Psi}_S = L_S \bar{I}_S + L_m \bar{I}_R, \quad (5.12)$$

$$\bar{\Psi}_R = L_m \bar{I}_S + L_R \bar{I}_R, \quad (5.13)$$

Рівняння формування сигналу електромагнітного моменту:

$$M = \frac{3}{2} Z_p L_m (i_{Rx} i_{Sy} - i_{Ry} i_{Sx}), \quad (5.14)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p (\psi_{Sx} i_{Sy} - \psi_{Sy} i_{Sx}), \quad (5.15)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p K_R [\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}], \quad (5.16)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p K_S (i_{Rx} \psi_{Sy} - i_{Ry} \psi_{Sx}), \quad (5.17)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{\sigma L_S L_R} (\psi_{Sy} \psi_{Rx} - \psi_{Sx} \psi_{Ry}). \quad (5.18)$$

У рівняннях (5.12) – (5.18):

$L_S = L_m + L_{S\sigma}$, $L_R = L_m + L_{R\sigma}$ – повні індуктивності відповідно статора і ротора;
 L_m – взаємна індуктивність між статором та ротором (індуктивність кола намагнічування);

$K_S = \frac{L_m}{L_S}$, $K_R = \frac{L_m}{L_R}$ – коефіцієнти електромагнітного зв'язку відповідно статора і ротора;

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_S L_R}$ – повний коефіцієнт розсіяння.

З метою зменшення кількості змінних із рівнянь (5.12) та (5.13) можна виразити будь-які два вектори (при частотному керуванні доцільніше виразити вектори $\bar{\mathbf{I}}_R$ і $\bar{\Psi}_S$):

$$\bar{\mathbf{I}}_R = \frac{1}{L_R} \bar{\Psi}_R - K_R \bar{\mathbf{I}}_S, \quad (5.19)$$

$$\bar{\Psi}_S = \sigma L_S \bar{\mathbf{I}}_S + K_R \bar{\Psi}_R, \quad (5.20)$$

та підставити отримані вирази у (5.9) та (5.10), внаслідок чого вони будуть мати вигляд:

$$\bar{\mathbf{U}}_S = R_S \bar{\mathbf{I}}_S + \sigma L_S \frac{d\bar{\mathbf{I}}_S}{dt} + K_R \frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} + j\sigma L_S \omega_K \bar{\mathbf{I}}_S + jK_R \omega_K \bar{\Psi}_R, \quad (5.21)$$

$$0 = -K_R R_R \bar{\mathbf{I}}_S + \frac{R_R}{L_R} \bar{\Psi}_R + \frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} + j(\omega_K - \omega_R) \bar{\Psi}_R. \quad (5.22)$$

Для розробки моделі двофазної машини рівняння (5.9), (5.10), (5.12), (5.13) або (5.21), (5.22) розкладаються на складові згідно з (5.11), доповнюються одним із рівнянь (5.14) – (5.18) та рівнянням руху (5.8).

Найбільш часто використовуються нерухомі системи координат та системи координат, що обертаються відносно статора з кутовою швидкістю ω_K [36, 37, 39]. Наведемо тут перелік позначень систем координат:

α, β – система координат, нерухома відносно статора ($\omega_K = 0$);

1,2 – система координат, нерухома відносно ротора, орієнтовані відносно векторів напруги $\bar{\mathbf{U}}_R$ або струму $\bar{\mathbf{I}}_R$ ротора ($\omega_K = \omega_R$);

x, y – система координат, яка обертається синхронно зі статором, орієнтовані відносно векторів напруги $\bar{\mathbf{U}}_S$ або струму $\bar{\mathbf{I}}_S$ статора ($\omega_K = \omega_S$);

d, q – система координат, орієнтована відносно вектора потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_R$;

u, v – система координат, орієнтована відносно вектора потокозчеплення статора $\bar{\Psi}_S$.

Ці позначення будуть використовуватися надалі (розділи 5 – 8) для позначення відповідних систем координат.

При синтезі алгоритмів керування досить часто використовують системи координат, орієнтовані відносно будь-якого вектора ($\bar{U}_S, \bar{I}_S, \bar{\Psi}_S, \bar{U}_R, \bar{I}_R, \bar{\Psi}_R$). При цьому з метою спрощення алгоритму додатково роблять декілька додаткових припущень. Так, при частотному керуванні дуже часто не враховують активний опір статора двигуна ($R_s = 0$) [27].

Якщо в системі керування потрібно регулювати величину ЕРС статора, тобто вектор \bar{E}_S , то сигнал ЕРС можна розрахувати таким чином:

$$\bar{E}_S = \bar{U}_S - \bar{I}_S R_s - L_{s\sigma} \frac{d\bar{I}_S}{dt}, \quad (5.23)$$

Об'єктом керування для контуру регулювання ЕРС є тиристорний перетворювач разом з колом статора АД.

5.3.3. Математичний опис перетворювача частоти з ланкою постійної напруги.

Принципова схема ПЧЛПН зображена на рис.5.11.

Вплив ланки постійного струму на інерційність перетворювача ураховують, складаючи диференціальні рівняння для фільтру [46, 89]:

$$\left. \begin{aligned} U_d - U_I &= R_F I_d + L_F \frac{dI_d}{dt}; \\ \frac{dU_I}{dt} &= \frac{1}{C_F} (I_d - I_I), \end{aligned} \right\} \quad (5.24)$$

де R_F, L_F, C_F – параметри фільтру ланки постійної напруги.

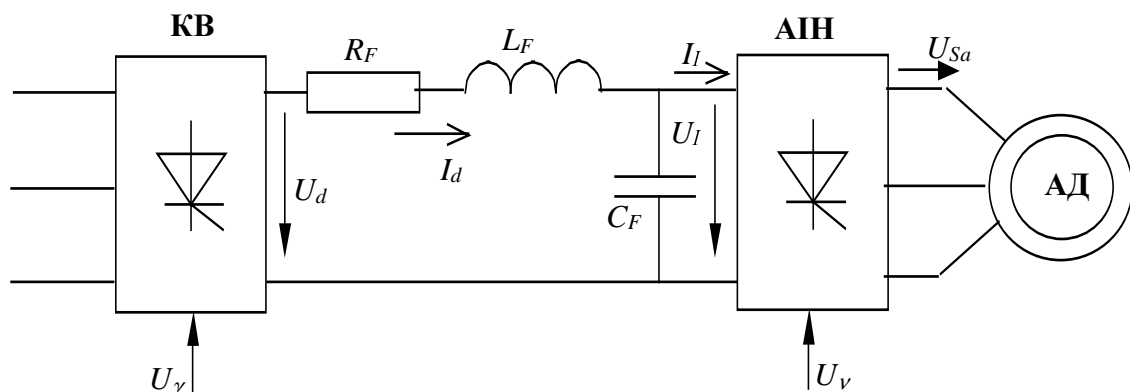


Рисунок 5.11 – Принципова схема силової частини системи частотно-регульованого електроприводу

Динамічні властивості випрямляча ураховують введенням малої сталої часу, інвертор вважають безінерційним [89].

Якщо знехтувати вищими гармоніками вихідної напруги інвертора, то його можна розглядати як ідеальне джерело синусоїдної напруги, тобто напруга фази А статора

$$u_A = U_{Sm} \sin(\omega_C t), \quad (5.25)$$

де $U_{Sm} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_I$ – амплітуда основної гармоніки напруги;

$\omega_C = 2\pi f_C$ – вихідна кутова частота інвертора.

Якщо обрати систему координат x, y таку, що вісь x співпадає с віссю фази А двигуна (система координат орієнтована за \bar{U}_S), то складові напруги будуть дорівнювати:

$$u_{Sx} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_I, \quad u_{Sy} = 0. \quad (5.26)$$

Складаючи рівняння потужностей на вході та виході інвертора:

$$U_I I_I = \frac{3}{2} (u_{Sx} i_{Sx} + u_{Sy} i_{Sy}) \quad (5.27)$$

і урахуваючи (5.26), можна обчислити складову струму статора i_{Sx} :

$$I_I = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} i_{Sx}. \quad (5.28)$$

Якщо при моделюванні використовується інша система координат, струм інвертора I_I обчислюється за (5.27), а в системі керування слід передбачити координатний перетворювач.

Доповнюючи рівняння динамічної моделі двигуна рівняннями (5.24), (5.26) – (5.28), та урахувавши наявність керованого випрямляча аперіодичною ланкою, можна отримати модель об'єкта досліджень "Перетворювач частоти – асинхронний двигун".

Синтез регуляторів струму, напруги або ЕРС здійснюють за допомогою отриманої математичної моделі, попередньо отримавши передавальну функцію АД $W_{АД} = \frac{i_{Sx}(p)}{u_{Sx}(p)}$ шляхом лінеаризації розробленої динамічної моделі АД [27, 36].

Синтез регулятора швидкості виконують за допомогою лінеаризованої моделі АД, далі роблять послідовну корекцію його сталої інтегрування.

6 СИСТЕМИ ЧАСТОТНО-СТРУМОВОГО КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ НА ОСНОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ З КЕРОВАНИМ ВИПРЯМЛЯЧЕМ ТА АВТОНОМНИМ ІНВЕРТОРОМ СТРУМУ

6.1. Загальні відомості

Асинхронний електропривод з частотно-струмовим управлінням використовується в електроприводах механізмів середньої та великої потужності, які

не потребують глибокого регулювання швидкості. Насамперед це потужні турбомеханізми, електроприводи екскаваторів та ін.

При частотно-струмовому керуванні здійснюється взаємопов'язане змінування амплітуди та частоти струму статора двигуна. Частіше усього при частотно-струмовому регулюванні швидкості завдаються вимогою постійності потоку на необхідному рівні, після чого розраховують відповідну залежність тока статора від абсолютного ковзання.

Тут розглядається асинхронний електропривод, силова частина якого має перетворювач частоти з ланкою постійного струму (ПЧЛПС), який конструктивно має керований випрямляч (КВ), фільтр у ланці постійного струму та автономний інвертор струму (АІС). У системах частотно-струмового керування КВ виконує ті ж функції, що і в системах частотного керування (спрямлення струму). На виході АІС маємо струм регульованої амплітуди та частоти.

Функціональна схема системи частотно-струмового регулювання наведена на рис.6.1. Напряга від задавача інтенсивності (ЗІ) безпосередньо подається для завдання частоти на вхід АІС та через функціональний перетворювач (ФП) на вхід контуру регулювання струму. Завданням на струм статора є вихідний сигнал ФП, в якому реалізована залежність струму статора від абсолютного ковзання (від частоти напруги ротора) [27, 89].

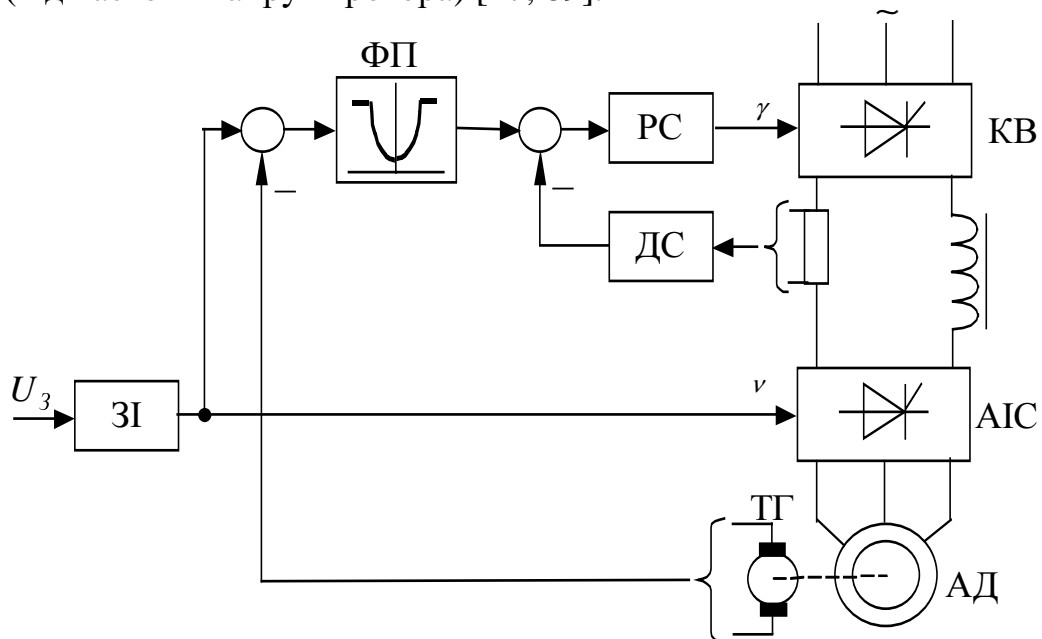


Рисунок 6.1 – Функціональна схема системи частотно-струмового управління з регулюванням спрямованого струму

Як і в системах частотного регулювання, в цих системах для забезпечення необхідної жорсткості механічних характеристик можуть бути організовані зовнішні контури регулювання швидкості АД [27]. Функціональна схема системи керування в такому випадку буде мати вигляд, показаний на рис.6.2.

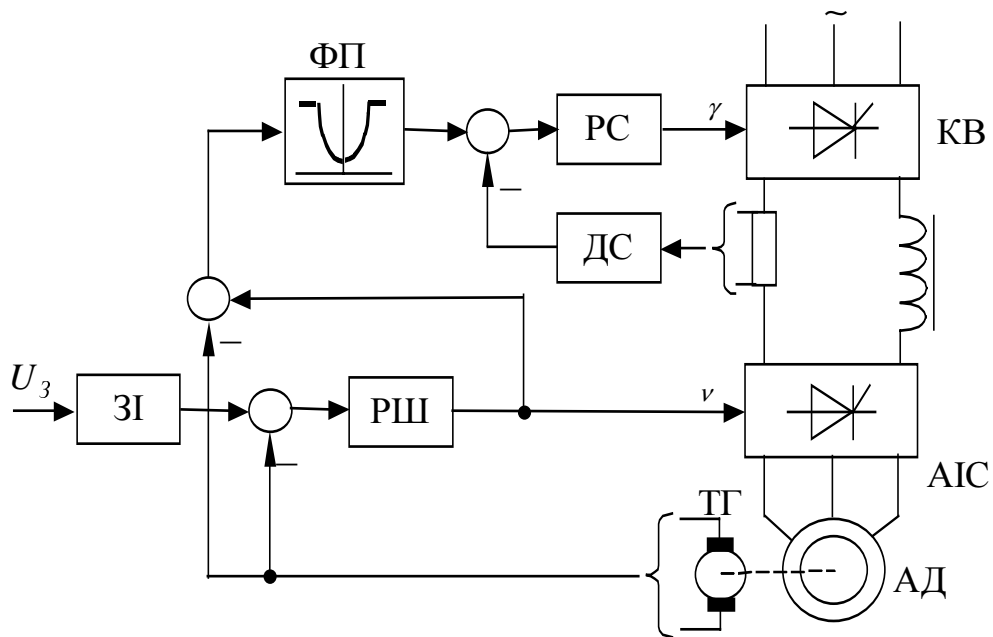


Рисунок 6.2 – Функціональна схема системи частотно-струмового управління з регулюванням спрямованого струму та швидкості

6.2. Завдання

1. Розробити структурну модель асинхронного двигуна для дослідження статичних режимів роботи. Технічні данні АД наведені у додатку Б.
2. На основі розробленої моделі виконати дослідження статичних характеристик АД при змінюванні значення заданого в табл.6.1 параметру.
3. Виконати математичний опис еквівалентної двофазної асинхронної машини у заданій системі координат (табл.6.1) та розробити відповідну математичну модель.
4. Провести дослідження динамічних характеристик асинхронного двигуна при змінюванні заданого параметру (табл.6.1).
5. Розробити структурну модель об'єкту “перетворювач частоти – асинхронний двигун” в системі координат, орієнтованій за вектором струму статора, з використанням “струмової” математичної моделі АД.
6. Синтезувати регулятори системи керування (табл.6.1) на основі розробленої математичної моделі об'єкту. Отримати перехідні функції замкнених контурів, що були синтезовані. Зробити висновки щодо параметрів синтезованих регуляторів.
7. Навести функціональну та структурну схеми синтезованої системи.
8. Отримати перехідні процеси в системі при її роботі за тахограмою, зображеною на рис.5.10. Значення моментів часу та величин відносної кутової частоти обертання, позначені на тахограмі, завдає викладач (керівник роботи).
9. Вивести формули для усталених значень вихідних сигналів згідно з тахограмою роботи, та порівняти їх зі значеннями, отриманими при математичному моделюванні.

Таблиця 6.1 – Варіанти завдань

№ вар.	Система керування	Система координат	Параметр, що змінюється	Примітки
1	рис.6.1	нерухома статора	f_s	ПІ-РС
2	рис.6.1	орієнтована відносно \bar{U}_s	R_s	ПІ-РС
3	рис.6.2	нерухома ротора	Z_p	ПІ-РШ, ПІ-РС
4	рис.6.2	орієнтована відносно $\bar{\Psi}_R$	U_s	ПІ-РШ, ПІ-РС
5	рис.6.2	орієнтована відносно $\bar{\Psi}_s$	R_R	ПІ-РШ, ПІ-РС

6.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

6.3.1. Струмова динамічна модель асинхронного двигуна.

Для дослідження динамічних властивостей (а також для синтезу регуляторів) систем частотно-струмового регулювання необхідно додатково розробити так звану “струмову” динамічну модель АД.

При розробці струмової структурної моделі АД початковими найчастіше є рівняння (5.21) та (5.22). Рівняння (5.22) необхідно записати через складові відповідно (5.11), доповнити рівнянням електромагнітного моменту (5.16) та рівнянням руху (5.8). За отриманими рівняннями складових можна побудувати структурну схему моделі АД, сигналами завдання для якої будуть складові струму статора. Для обчислення сигналів напруги статора слід використовувати рівняння (5.21), записане у складових згідно з (5.11).

Як і в системах частотного керування (див. розділ 5), з метою спрощення синтезу алгоритму управління можна зробити декілька додаткових припущень – наприклад, знехтувати активним опором обмотки статора або вважати поточкозчеплення двигуна незмінним.

6.3.2. Математичний опис перетворювача частоти з ланкою постійного струму.

Вплив ланки постійного струму на інерційність перетворювача ураховують, склавши диференційне рівняння для фільтру [46, 89]:

$$U_d - U_I = R_F I_d + L_F \frac{dI_d}{dt}, \quad (6.1)$$

де R_F, L_F – параметри фільтру ланки постійного струму.

Якщо знехтувати вищими гармоніками вихідної напруги інвертора струму, який також вважається безінерційним, то його можна розглядати як ідеальне джерело синусоїдного струму, тобто струм фази А статора

$$i_A = I_{Sm} \sin(\omega_C t), \quad (6.2)$$

де $I_{Sm} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_I$ – амплітуда основної гармоніки струму.

Якщо обрати систему координат x, y таку, що вісь x співпадає с віссю фази А двигуна (система координат орієнтована відносно \bar{I}_S), то складові струму будуть дорівнювати:

$$i_{Sx} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_I, \quad i_{Sy} = 0. \quad (6.3)$$

Використовуючи рівняння (5.27) з урахуванням (6.3), можна отримати:

$$U_I = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} u_{Sx}. \quad (6.4)$$

Доповнюючи рівняння динамічної “струмової” моделі двигуна рівняннями (6.1), (6.3) та (6.4), та урахувавши наявність керованого випрямляча аперіодичною ланкою, можна отримати модель об’єкта досліджень “Перетворювач частоти – асинхронний двигун”.

На основі отриманої моделі синтезують регулятор струму ланки постійного струму. Передавальну функцію регулятора швидкості синтезують за допомогою лінеаризованої моделі АД, а при математичному моделюванні уточнюють.

7. СИСТЕМИ ЧАСТОТНО-СТРУМОВОГО КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ НА ОСНОВІ БЕЗПОСЕРЕДНЬОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ

7.1. Загальні відомості

За системою “безпосередній перетворювач частоти (БПЧ) – асинхронний двигун (АД)” виконуються електроприводи тихохідних механізмів середньої та великої потужності, а також глибокорегульовані електроприводи з підвищеними вимогами щодо швидкодії, перевантажувальної здатності та якості регулювання швидкості.

На рис.7.1 зображена функціональна схема системи частотно-струмового регулювання з незалежним завданням величини магнітного потоку АД.

На схемі позначено:

РС-А, РС-В, РС-С – регулятори струмів фаз А, В, С статора двигуна відповідно (пропорційні);

ДС-А, ДС-В, ДС-С – датчики сигналів струмів фаз А, В, С статора двигуна відповідно;

КП – координатний перетворювач;

РШ – регулятор швидкості;

ТГ – датчик швидкості (тахогенератор).

Завдання струмів статора відбувається у системі координат, орієнтованій відносно вектора Ψ_R . У блоку КП сигнали завдання перетворюються у трифазну систему координат і подаються на входи регуляторів фазних струмів статору АД.

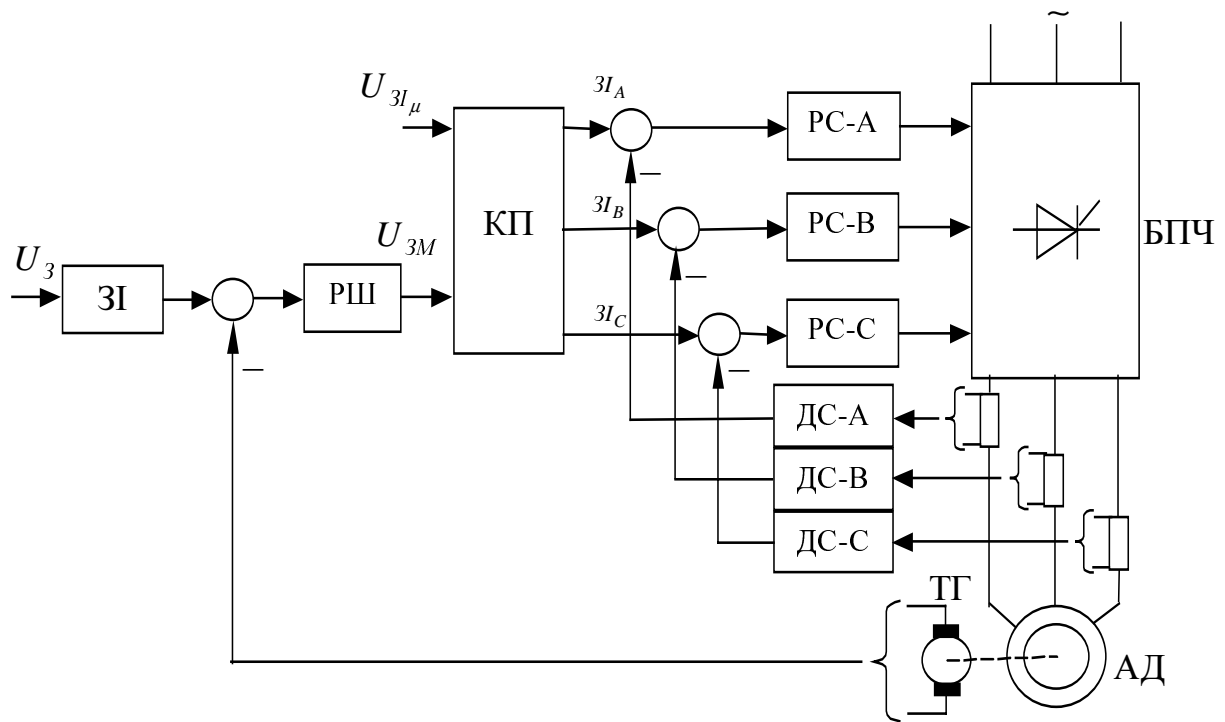


Рисунок 7.1 – Функціональна схема системи частотно-струмового управління з завданням струму намагнічування

Функціональна схема системи частотно-струмового регулювання на основі БПЧ, яка забезпечує точну стабілізацію швидкості електроприводу, наведена на рис.7.2.

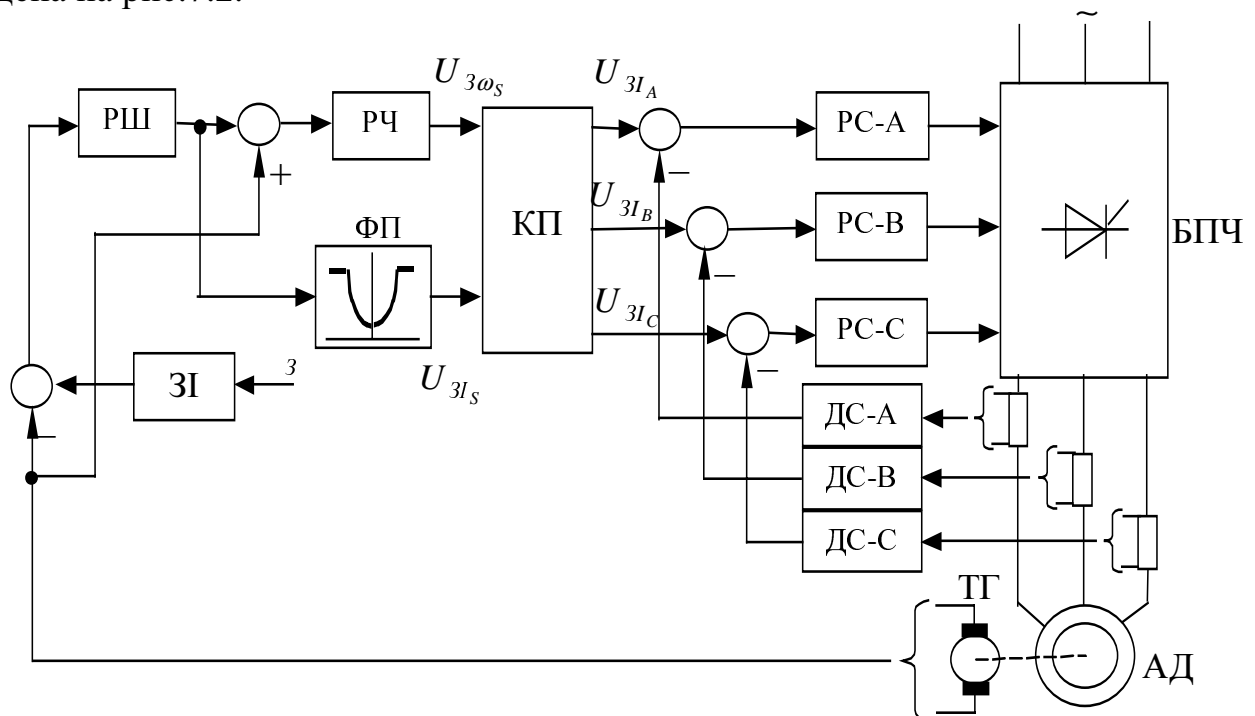


Рисунок 7.2 – Функціональна схема системи частотно-струмового управління зі стабілізацією швидкості

На схемі додатково позначено:
 ФП – функціональний перетворювач;
 РЧ – регулятор частоти обертання (пропорційно-інтегральний).

У блоку ФП реалізована функціональна залежність заданого значення струму статора від абсолютного ковзання. Перетворювач КП формує сигнали завдання на струми фаз, котрі подаються на регулятори фазних струмів.

В наведеній системі застосований найпростіший і найефективніший засіб стабілізації швидкості для всього діапазону робочих режимів: сигнал частоти обертання в будь-якому режимі дорівнює:

$$\omega_{s3} = \omega \pm (\omega_{s3} - \omega). \quad (7.1)$$

Такий засіб формування ω_{s3} забезпечує роботу АД на лінійній частині механічних характеристик як у перехідних, так і в усталених режимах, при обмеженні сигналів струму. Регулятор швидкості виконується пропорційно-інтегральним.

Для отримання високоякісних динамічних властивостей електроприводу в системі можуть бути використані додаткові контури регулювання струмів статора АД разом зі стабілізацією потоку двигуна. Функціональна схема такої системи наведена на рис.7.3.

На схемі позначено:

РФС-А, РФС-В, РФС-С – регулятори фазних струмів статора АД (пропорційні);

РС1, РС2 – зовнішні регулятори струмів статора АД (інтегральні);

ДС-А, ДС-В, ДС-С – датчики струмів фаз статора;

РШ – регулятор швидкості;

РП – регулятор потокозчеплення ротору (пропорційно-інтегральний);

КП 2-3 – координатний перетворювач із двохфазної системи (орієнтованій за вектором потокозчеплення ротору) до трифазної статора АД;

КП 3-2 – координатні перетворювачі зворотні.

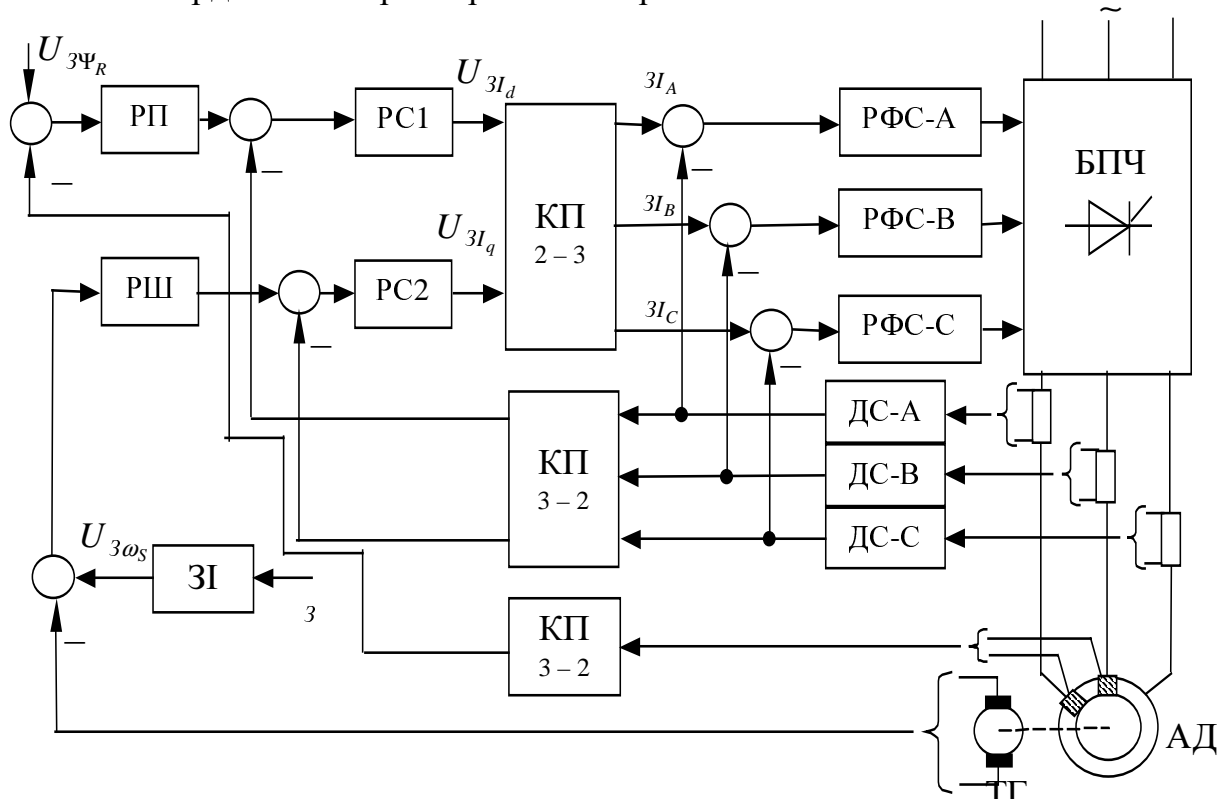


Рисунок 7.3 – Функціональна схема системи частотно-струмового управління зі стабілізацією потоку двигуна

Слід відзначити, що у даній системі потокозчеплення ротору є вимірювальною координатою, її вимірювання здійснюється за допомогою датчиків Холла.

Координатні перетворювачі найчастіше реалізуються у дві ступені:

- перетворення координат до нерухомої ортогональної системи координат;
- перетворення координат до необхідної ортогональної системи координат.

7.2. Завдання

1. Розробити структурну модель асинхронного двигуна для дослідження статичних режимів роботи. Технічні данні АД наведені у додатку Б.
2. На основі розробленої моделі виконати дослідження статичних характеристик АД при змінюванні значення заданого в табл.7.1 параметру.
3. Виконати математичний опис асинхронного двигуна і розробити його динамічну модель у системі координат, орієнтованій відносно вектора потокозчеплення ротора.
4. Провести дослідження динамічних характеристик АД при змінюванні параметру, наведеного у табл.7.1.
5. Синтезувати регулятори системи керування, отримати передавальні функції розімкнених та замкнених контурів регулювання. Зробити висновки щодо параметрів синтезованих регуляторів.
6. Навести функціональну та структурну схеми електроприводу.
7. Отримати графіки перехідних процесів в електроприводі при роботі його за тахограмою, наведеною на рис.5.10.
8. Обчислити усталені значення величин при роботі електроприводу за тахограмою та порівняти їх із результатами, отриманими при математичному моделюванні.

Таблиця 7.1 – Варіанти завдань

№ вар.	Система керування	Параметр, що змінюється	Примітки
1	рис.7.1	f_s	П-РШ
2	рис.7.1	R_s	ПІ-РШ
3	рис.7.2	Z_p	
4	рис.7.3	U_s	П-РШ
5	рис.7.3	R_R	ПІ-РШ

7.3. Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

7.3.1. Динамічна модель асинхронного двигуна в системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора.

При складенні математичного опису динамічних процесів в обраній системі координат початковими є рівняння рівноваги напруг статора та ротору (5.21) та (5.22).

Якщо помножити (5.20) на K_R та почленно відняти з (5.19), отримаємо

$$\bar{U}_S = \left(R_S + K_R^2 R_R + j\sigma L_S \omega_K \right) \bar{I}_S + \sigma L_S \frac{d\bar{I}_S}{dt} + K_R \left(j\omega_R - \frac{R_R}{L_R} \right) \bar{\Psi}_R, \quad (7.2)$$

Якщо розкласти (7.2) та (5.20) на складові (5.11) відповідно осей координат d, q , отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} u_{Sd} &= \left(R_S + K_R^2 R_R \right) i_{Sd} - \sigma L_S \omega_K i_{Sq} + \sigma L_S \frac{di_{Sd}}{dt} - \frac{K_R R_R}{L_R} \psi_{Rd} - K_R \omega_R \psi_{Rq}; \\ u_{Sq} &= \left(R_S + K_R^2 R_R \right) i_{Sq} + \sigma L_S \omega_K i_{Sd} + \sigma L_S \frac{di_{Sq}}{dt} - \frac{K_R R_R}{L_R} \psi_{Rq} + K_R \omega_R \psi_{Rd}. \end{aligned} \right\} \quad (7.3)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{Rd} &= -K_R R_R i_{Sd} + \frac{R_R}{L_R} \psi_{Rd} + \frac{d\psi_{Rd}}{dt} - (\omega_K - \omega_R) \psi_{Rq}; \\ u_{Rq} &= -K_R R_R i_{Sq} + \frac{R_R}{L_R} \psi_{Rq} + \frac{d\psi_{Rq}}{dt} + (\omega_K - \omega_R) \psi_{Rd}. \end{aligned} \right\} \quad (7.4)$$

Відповідно до концепції орієнтації за вектором потокозчеплення ротора:

$$\psi_{Rd} = |\bar{\Psi}_R| = \Psi_R, \quad \psi_{Rq} \equiv 0, \quad (7.5)$$

та якщо урахувати, що для короткозамкненого двигуна

$$u_{Rd} = u_{Rq} = 0, \quad (7.6)$$

рівняння (7.3), (7.4) будуть мати наступний вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u_{Sd} &= \left(R_S + K_R^2 R_R \right) i_{Sd} - \sigma L_S \omega_K i_{Sq} + \sigma L_S \frac{di_{Sd}}{dt} - \frac{K_R R_R}{L_R} \Psi_R; \\ u_{Sq} &= \left(R_S + K_R^2 R_R \right) i_{Sq} + \sigma L_S \omega_K i_{Sd} + \sigma L_S \frac{di_{Sq}}{dt} + K_R \omega_R \Psi_R, \end{aligned} \right\} \quad (7.7)$$

$$\left. \begin{aligned} 0 &= -K_R R_R i_{Sd} + \frac{R_R}{L_R} \Psi_R + \frac{d\Psi_R}{dt}; \\ 0 &= -K_R R_R i_{Sq} + (\omega_K - \omega_R) \Psi_R. \end{aligned} \right\} \quad (7.8)$$

З другого рівняння (7.8) можна отримати умову точної орієнтації за полем ротору:

$$\omega_K = \omega_R + K_R R_R \frac{i_{Sq}}{\Psi_R}. \quad (7.9)$$

Величину електромагнітного моменту двигуна можна обчислити за (5.16), яке з урахуванням (7.5) буде мати вигляд:

$$M = \frac{3}{2} Z_p K_R \Psi_R i_{sq}. \quad (7.10)$$

За рівняннями (7.7), (7.8), (7.10) та рівнянням руху (5.8) можна побудувати структурну модель асинхронного двигуна в системі координат, орієнтованій відносно $\bar{\Psi}_R$.

7.3.2. Синтез регуляторів.

З структурної схеми асинхронного двигуна видно, що він як об'єкт керування має два канали управління. Якщо знехтувати внутрішніми перехрещеними зворотними зв'язками двигуна (ВПЗЗ) та зв'язком за проти-ЕРС двигуна, структурну схему АД можна спростити.

Три дійсних контури регулювання фазних струмів в природній нерухомій системі координат статора A, B, C (рис. 7.1 – 7.3), можна замінити двома “фіктивними” в системі координат d, q та на основі спрощеної структурної схеми синтезувати передавальні функції “фіктивних” регуляторів фазних струмів, які будуть співпадати з передавальними функціями дійсних регуляторів.

Алгоритм синтезу зовнішніх контурів повністю відповідає алгоритмові синтезу регуляторів у системах підпорядкованого регулювання. Передавальна функція регулятора синтезується з припущенням, що потокозчеплення ротору не вчиняє вплив на формування електромагнітного моменту. В загальній структурній схемі системи для лінеаризації КРШ вихідний сигнал синтезованого регулятора швидкості необхідно поділити на величину потокозчеплення ротору (щоб компенсувати наявність блоку перемноження при обчисленні сигналу електромагнітного моменту в структурній схемі двигуна).

Після синтезу передавальних функцій усіх регуляторів в системі управління треба компенсувати ВПЗЗ двигуна введенням відповідних сигналів у систему керування [36, 37]. Вплив проти-ЕРС компенсується в системі керування аналогічно тому, як це здійснюється в системах електроприводу постійного струму.

В цілому такий алгоритм синтезу регуляторів використовується також в системах векторного керування АД (див. розділ 8).

8. СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛІННЯ З НЕПРЯМИМ ВИЗНАЧЕННЯМ ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ РОТОРА

8.1. Загальні відомості

8.1.1. Поняття про принцип векторного управління.

Розподільне регулювання швидкістю і потокозчепленням асинхронного електродвигуна (АД) можна ефективно робити, якщо використовувати принцип векторного управління (ВУ) [37, 44]. ВУ машинами змінного струму відрізняється від традиційних систем управління частотних приводів тим, що при формуванні керуючих сигналів враховується взаємне положення узагальнених векторів електромагнітних величин. Доцільність цього стає зрозумілою, якщо проаналізувати вираз для електромагнітного моменту (5.16).

Визначення двох складових, які містяться у виразі електромагнітного моменту (5.16), припускає використання систем координат, які обертаються і які пов'язані з узагальненими векторами. Конкретна система координат обирається, виходячи з вимог, які висуваються до електропривода.

У всіх системах ВУ необхідно обчислювати значення складових узагальнених векторів. Це здійснюється виміром складових опорного вектора у координатах, що пов'язані зі статором чи ротором, та подальшого перетворення за допомогою перетворювача координат (ПК). Використання в якості опорних векторів поточозчеплення ротора дозволяє побудувати прості у технічному відношенні системи.

Існує два різних засоби виміру магнітного потоку машини в повітряному зазорі: датчиками Холла і за допомогою вимірювальних обмоток. Обмеження і недоліки, які пов'язані з обома засобами вимірювання, призводять до того, що частіше всього для визначення потоку використовують математичні моделі або спостерігачі стану. При цьому робиться висновок про значення потоку ротора, використовуючи доступні для виміру величини, такі як напруга, струм, швидкість обертання чи кут повороту. Існують різні моделі, які відрізняються за вхідними величинами, витратами на реалізацію і чутливістю до зміни параметрів.

Розглянемо деякі моделі непрямого визначення поточозчеплення ротора.

8.1.2. Модель $\bar{I}_s - \omega$ або $\bar{I}_s - \theta$.

В ортогональній системі координат, що обертається зі швидкістю ω_K , вираз для поточозчеплення ротора має вигляд:

$$\frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} = L_m \frac{R_R}{L_R} \bar{I}_s - \left(\frac{R_R}{L_R} + j(\omega_K - \omega_R) \right) \bar{\Psi}_R. \quad (8.1)$$

Тут і далі використовуються позначення, прийняті у розділі 5.

Якщо розглянути рівняння (8.1) для деяких характерних значень ω_K отримаємо варіанти структурної схеми так званої “струмової” моделі непрямого визначення поточозчеплення ротора.

8.1.2.1. Нерухома координатна система статора ($\omega_K = 0$).

У нерухомій системі координат статора рівняння (8.2) буде мати вигляд:

$$\frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} = L_m \frac{R_R}{L_R} \bar{I}_s - \left(\frac{R_R}{L_R} - j\omega_R \right) \bar{\Psi}_R, \quad (8.2)$$

або, якщо перетворити до проєкцій на дійсну та уявну осі:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{R\alpha}}{dt} &= L_m \frac{R_R}{L_R} i_{S\alpha} - \frac{R_R}{L_R} \psi_{R\alpha} - \omega_R \psi_{R\beta}; \\ \frac{d\psi_{R\beta}}{dt} &= L_m \frac{R_R}{L_R} i_{S\beta} - \frac{R_R}{L_R} \psi_{R\beta} + \omega_R \psi_{R\alpha}. \end{aligned} \right\} \quad (8.3)$$

Структурна схема, яка відповідає рівнянням (8.3), зображена на рис.8.1, де позначено $T_R = L_R/R_R$.

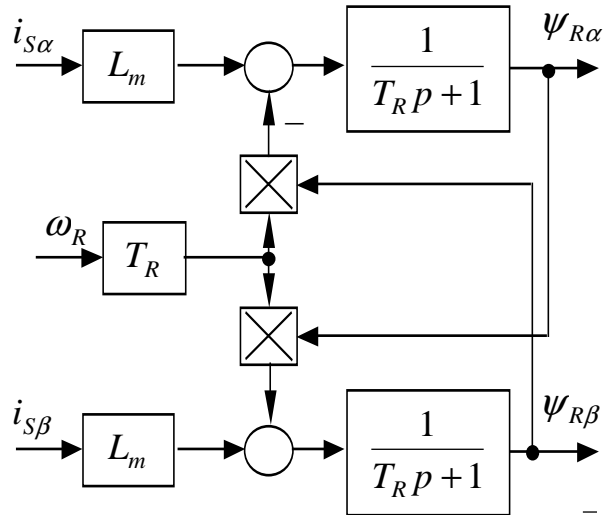


Рисунок 8.1 – Структурна схема моделі $\bar{\mathbf{I}}_s - \omega$ в нерухомій системі координат статора

8.1.2.2. Координатна система, що обертається зі швидкістю ротора (нерухома ротора, $\omega_K = \omega_R$).

З рівняння (8.1) опис моделі для цього випадку має вигляд:

$$\frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} = L_m \frac{R_R}{L_R} \bar{\mathbf{I}}_s - \frac{R_R}{L_R} \bar{\Psi}_R, \quad (8.4)$$

або

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{R1}}{dt} + \frac{R_R}{L_R} \psi_{R1} &= L_m \frac{R_R}{L_R} i_{S1}, \\ \frac{d\psi_{R2}}{dt} + \frac{R_R}{L_R} \psi_{R2} &= L_m \frac{R_R}{L_R} i_{S2}. \end{aligned} \right\} \quad (8.5)$$

Структурна схема відповідної моделі зображена на рис.8.2.

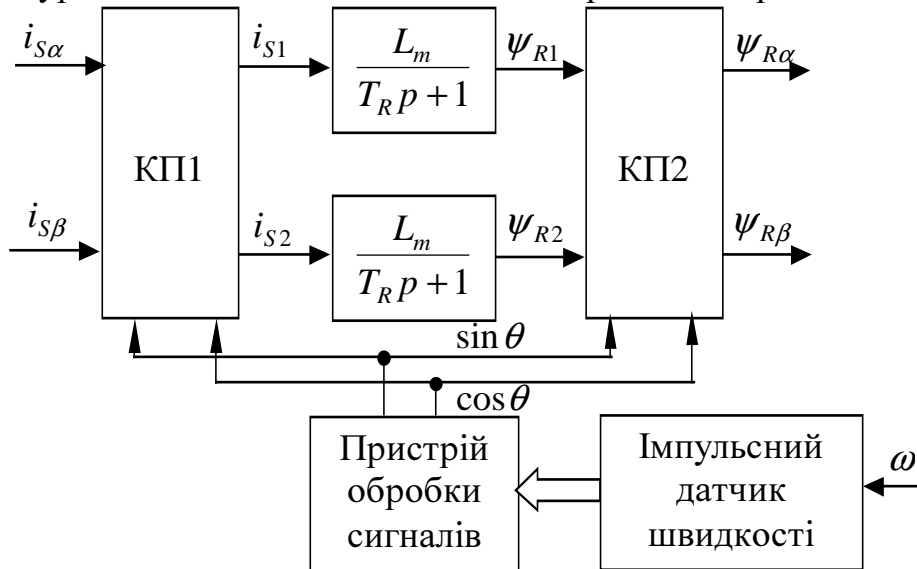


Рисунок 8.2 – Структурна схема моделі $\mathbf{I}_s - \theta$ в нерухомій системі координат ротора

Як бачимо, структура моделі спростилась, бо з неї зникли блоки множення та перехресні зв'язки, але значно виросли загальні витрати на обчислення. В

моделі необхідні пристрій обробки сигналів з датчика імпульсів та два перетворювача координат (КП1, КП2).

8.1.2.3. Координатна система потоку ротора (орієнтована відносно вектора $\bar{\Psi}_R$)

Вектор потоку ротора суміщається з дійсною віссю, тобто:

$$\psi_{Rq} = 0, \quad d\psi_{Rq}/dt = 0.$$

Таким чином, з (8.1) маємо наступну модель у системі координат (d, q) :

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_R}{dt} + \frac{R_R}{L_R} \Psi_R &= L_m \frac{R_R}{L_R} i_{Sd}; \\ \omega_2 \Psi_R &= L_m \frac{R_R}{L_R} i_{Sq}. \end{aligned} \right\} \quad (8.6)$$

Відповідна структурна схема моделі зображена на рис.8.3.

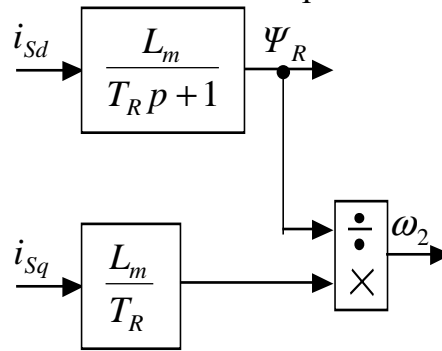


Рисунок 8.3 – Структурна схема моделі $\bar{\mathbf{I}}_S - \omega$ в системі координат d, q

Вхідними величинами є складові струмів i_{Sd} і i_{Sq} . Вихідні величини – модуль потокозчеплення ротора і частота ковзання $\omega_2 = \omega_K - \omega_R$.

“Струмову” модель можна використовувати у всіх випадках експлуатації, включаючи і холостий хід. На моделювання потоку негативно впливає похибка при урахуванні числа обертів.

Різниця між $\bar{\mathbf{I}}_S - \omega$ і $\bar{\mathbf{I}}_S - \theta$ моделями така, що для моделювання вектора потоку ротора чи визначення заданого значення вектора струму статора необхідно знати кут повороту ротора, який отримують на виході імпульсного датчика ($\bar{\mathbf{I}}_S - \theta$ модель), або необхідно аналогове складання пропорційних за частотою величин при використанні тахогенератора ($\bar{\mathbf{I}}_S - \omega$ модель).

8.1.3. Модель $\bar{\mathbf{U}}_S - \bar{\mathbf{I}}_S$.

Опис цієї моделі можна отримати з рівняння (5.21) асинхронного двигуна в системі координат, яка обертається зі швидкістю ω_K :

$$\frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} = \frac{L_R}{L_m} \left(\bar{\mathbf{U}}_S - R_S \bar{\mathbf{I}}_S - \sigma L_S \frac{d\bar{\mathbf{I}}_S}{dt} - j\sigma L_S \omega_K \bar{\mathbf{I}}_S \right) - j\bar{\Psi}_R \omega_K. \quad (8.7)$$

Вхідними величинами є напруга $\bar{\mathbf{U}}_S$ і струм $\bar{\mathbf{I}}_S$ статора. З рівняння (8.7) бачимо, що незалежно від системи координат необхідно реалізувати розімкнене інтегрування. Але визначення потоку на дуже малих частотах неможливо тому, що в інтеграторах наявний ефект дрейфу нуля. Модель $\bar{\mathbf{U}}_S - \bar{\mathbf{I}}_S$ використовують

у нерухомій системі координат статора для моделювання потоку ротора. З рівняння (8.7) з $\omega_K = 0$ отримуємо:

$$\frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} = \frac{L_R}{L_m} \left(\bar{U}_S - R_S \bar{I}_S - \sigma L_S \frac{d\bar{I}_S}{dt} \right) \quad (8.8)$$

або

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{R\alpha}}{dt} &= \frac{L_R}{L_m} \left(u_{S\alpha} - R_S i_{S\alpha} - \sigma L_S \frac{di_{S\alpha}}{dt} \right); \\ \frac{d\psi_{R\beta}}{dt} &= \frac{L_R}{L_m} \left(u_{S\beta} - R_S i_{S\beta} - \sigma L_S \frac{di_{S\beta}}{dt} \right). \end{aligned} \right\} \quad (8.9)$$

Структурна схема зображена на рис.8.4.

Технічна реалізація обох інтеграторів, які не охоплені зворотним зв'язком, є обмеженням для цього методу. При малих частотах температурні коливання опорів статора негативно впливають на моделювання потоку ротора, тому що відсоток падіння напруг на R_S у рівняннях (8.9) зростає із зменшення частоти. Нижче частоти 3 Гц моделювання потоку не використовують.

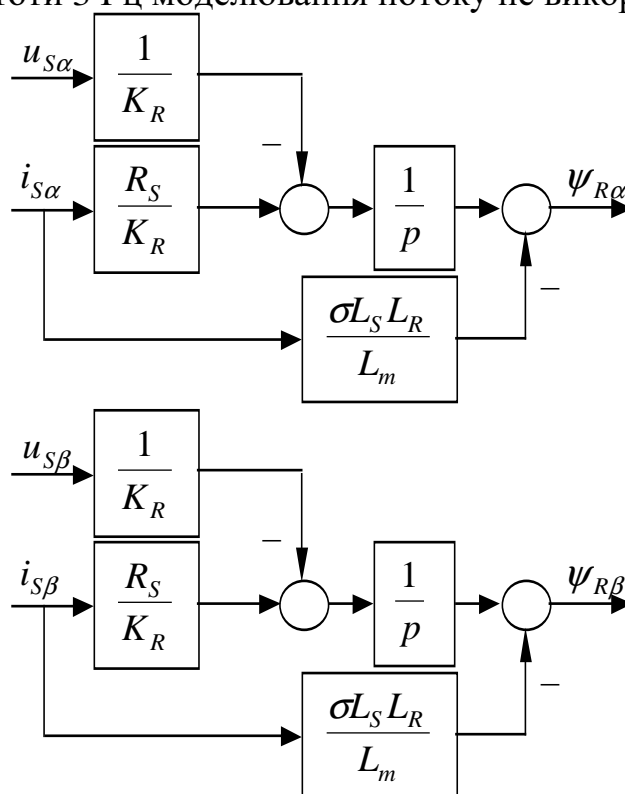


Рисунок 8.4 – Структурна схема моделі $\bar{U}_S - \bar{I}_S$ в нерухомій системі координат статора

8.1.4. Модель $\bar{U}_S - \omega$.

Якщо розглянути рівняння асинхронного двигуна (5.9), (5.10) відносно змінних $\bar{\Psi}_S, \bar{\Psi}_R$ і \bar{U}_S , отримуємо модель:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{\Psi}_S}{dt} = \bar{U}_S - \frac{R_S}{\sigma L_S} \bar{\Psi}_S + \frac{R_S L_m}{\sigma L_S L_R} \bar{\Psi}_R - j\bar{\Psi}_S \omega_K, \\ \frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} = -\frac{R_R}{\sigma L_R} \bar{\Psi}_R + \frac{R_R L_m}{\sigma L_S L_R} \bar{\Psi}_S - j\bar{\Psi}_R (\omega_K - \omega_R). \end{cases} \quad (8.10)$$

При $\omega_K = 0$ отримаємо опис моделі у нерухомій системі координат статора:

$$\left. \begin{cases} \frac{d\psi_{S\alpha}}{dt} = -\frac{R_S}{\sigma L_S} \psi_{S\alpha} + \frac{R_S L_m}{\sigma L_S L_R} \psi_{R\alpha} + u_{S\alpha}; \\ \frac{d\psi_{S\beta}}{dt} = -\frac{R_S}{\sigma L_S} \psi_{S\beta} + \frac{R_S L_m}{\sigma L_S L_R} \psi_{R\beta} + u_{S\beta}; \\ \frac{d\psi_{R\alpha}}{dt} = \frac{R_R L_m}{\sigma L_S L_R} \psi_{S\alpha} - \frac{R_R}{\sigma L_R} \psi_{R\alpha} - \omega_R \psi_{R\beta}; \\ \frac{d\psi_{R\beta}}{dt} = \frac{R_R L_m}{\sigma L_S L_R} \psi_{S\beta} - \frac{R_R}{\sigma L_R} \psi_{R\beta} + \omega_R \psi_{R\alpha}. \end{cases} \right\} \quad (8.11)$$

Відповідна структурна схема моделі зображена на рис.8.5. В цій моделі можливе моделювання складових потоку до нульової частоти статора включно.

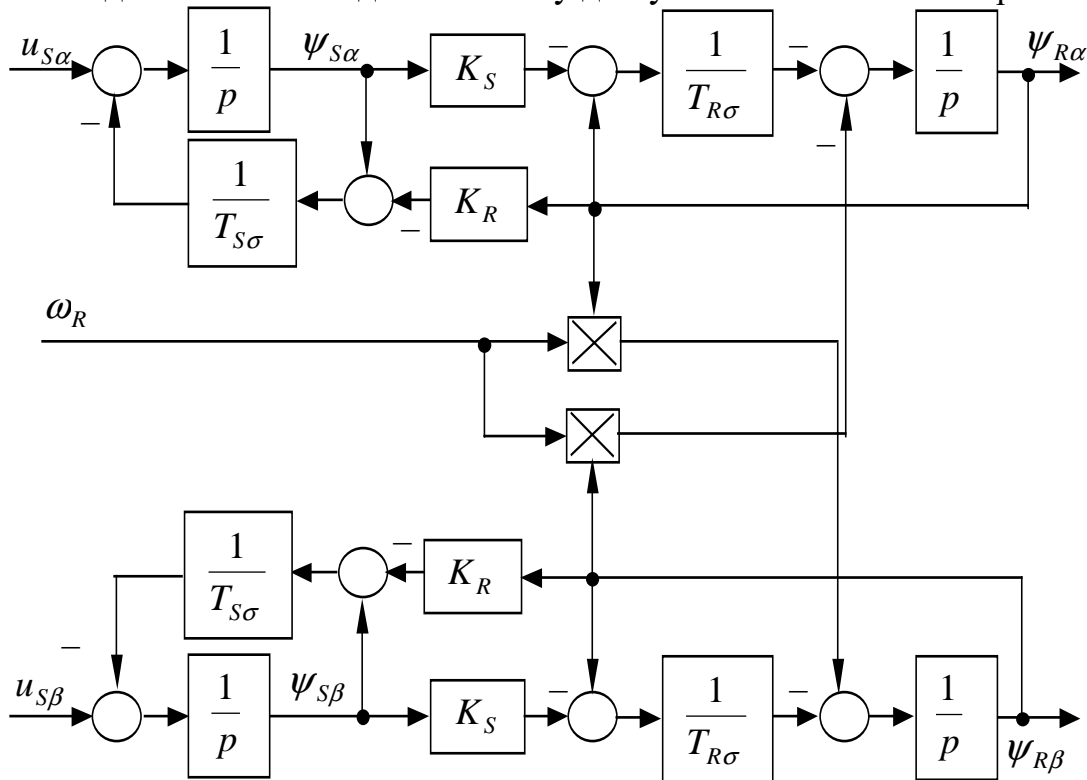


Рисунок 8.5 – Структурна схема моделі $\bar{U}_S - \omega$ в нерухомій системі координат статора

Функціональна схема системи векторного управління асинхронного двигуна з непрямим визначенням потокозчеплення на підставі моделі рис.8.2 наведена на рис.8.6.

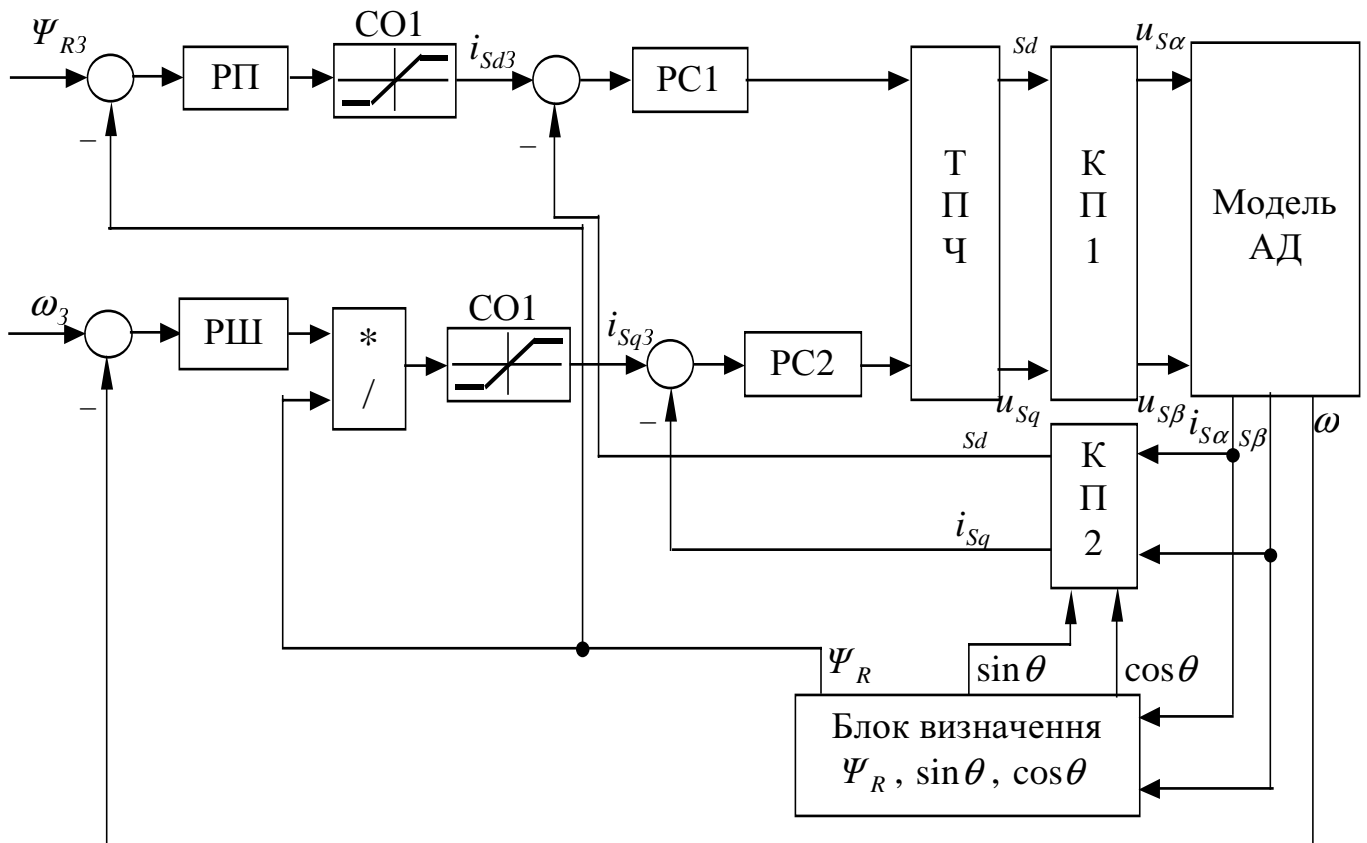


Рисунок 8.6 – Система векторного управління АД з непрямим визначенням потокозчеплення ротора

На схемі позначено:

- РП – регулятор потокозчеплення ротора;
- РШ – регулятор швидкості;
- РС1, РС2 – регулятори струмів статора;
- СО1, СО2 – вузли струмообмеження.
- КП1, КП2 – координатні перетворювачі.

Система має два канали керування: модулем вектора потокозчеплення ротора $|\Psi_R|$ та кутовою швидкістю ротора ω .

Недоліками СВУ є складність керуючих і функціональних пристроїв під час перетворення координат і фаз, виконання компенсаційних зв'язків при широкому діапазоні регулювання швидкості і навантаженні електропривода.

8.2 Завдання

1. Виконати математичний опис асинхронного двигуна у системі координат відповідно варіанту та розробити структурну модель пристрою моделювання потоку.
2. Розробити структурну модель двигуна в координатах d, q та отримати перехідні процеси у розімкненій системі ТП-АД.
3. За допомогою спрощеної структурної схеми АД синтезувати регулятори системи управління.
4. Отримати ряд перехідних характеристик замкнених контурів.

5. Отримати ряд логарифмічних амплітудно- та фазово-частотних характеристик розімкнених контурів регулювання для лінеаризованої моделі.
6. Обрати базові величини та виконати нормування структурної схеми.
7. Навести функціональну та структурну схеми системи векторного управління з непрямим визначенням потокозчеплення ротору.
8. Отримати графіки перехідних процесів у системі векторного управління при роботі за тахограмою (завдає керівник роботи).
9. Обчислити усталені значення величин при роботі електроприводу за тахограмою та порівняти їх із результатами, отриманими при математичному моделюванні.

№ варіанта	1	2	3	4	5
Система координат	α, β	d, q	x, y	α, β	α, β
Модель визначення Ψ_R	$\bar{I}_s - \omega$	$\bar{I}_s - \theta$	$\bar{I}_s - \omega$	$\bar{U}_s - \bar{I}_s$	$\bar{U}_s - \omega$

Технічні данні асинхронних двигунів наведені у додатку Б.

8.3. Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

8.3.1. Динамічна модель двофазного АД.

Для розробки динамічної моделі двофазної машини рівняння (5.21), (5.22) розкладаються на складові згідно з (5.11), доповнюються одним із рівнянь (5.14) – (5.18) та рівнянням руху (5.8). Далі слід підставити необхідне значення частоти обертання системи координат ω_K .

В системі координат d, q для опису електромагнітних перехідних процесів в асинхронній машині необхідні чотири рівняння електричної рівноваги кіл статора і ротора (7.7), (7.8), рівняння перетворення електромагнітної енергії у механічну (7.10) та рівняння механічної рівноваги (рівняння руху) (5.8).

8.3.2. Використання спрощеної моделі АД в координатах d, q для синтезу регуляторів системи управління.

Якщо вважати, що внутрішні перехрещені зворотні зв'язки двигуна (ВПЗЗ) скомпенсовані та знехтувати внутрішнім зворотним зв'язком за проти-ЕРС двигуна, можна отримати спрощену модель АД (рис.8.7).

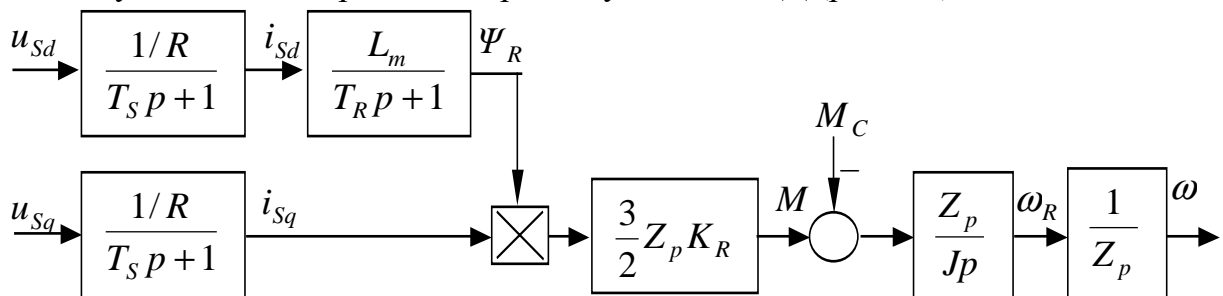


Рисунок 8.7 – Спрощена модель АД в координатах d, q

З використанням спрощеної моделі АД система векторного управління має таку ж структуру, як і системи двозонного регулювання швидкості в елект-

роприводах постійного струму. Тепер канал регулювання потокозчеплення є лінійним та незалежним від каналу регулювання швидкості. Синтез регуляторів струму i_{sd} і потокозчеплення Ψ_R виконується відповідно до теорії синтезу регуляторів у лінійних системах. Таким же чином виконується й синтез регулятору струму i_{sq} . Регулятори РС1 і РС2 доцільно обирати ПІ, регулятор РП – також ПІ.

Для синтезу регулятора швидкості попередньо слід виконати лінеаризацію каналу регулювання швидкості. Для цього на вхід контуру регулювання струму i_{sq} слід встановити блок ділення (див. рис.8.6), щоб компенсувати наявність блоку множення у моделі АД. Тепер контур швидкості є лінійним і синтез регулятора здійснюється аналогічно тому, як це виконується в системах електропривода постійного струму.

8.3.3. Компенсація впливу внутрішніх зворотних зв'язків та проти-ЕРС двигуна.

Компенсація впливу ВПЗЗ здійснюється шляхом введення у систему керування (на вхід ТПЧ) таких саме сигналів з протилежним знаком, поділених на коефіцієнт посилення тиристорного перетворювача [36].

Компенсація впливу проти-ЕРС двигуна здійснюється так само (аналогічно тому, як це виконується в електроприводах постійного струму).

8.3.4. Перетворення координат.

Рівняння перетворення координат із системи α, β до системи координат, яка обертається з довільною кутовою швидкістю ω_K , мають вигляд [36, 39, 46 та ін.]:

$$\left. \begin{aligned} v_x &= v_\alpha \cos \theta_K + v_\beta \sin \theta_K; \\ v_y &= v_\beta \cos \theta_K - v_\alpha \sin \theta_K, \end{aligned} \right\} \quad (8.12)$$

де $\frac{d\theta_K}{dt} = \omega_K$.

Рівняння для зворотного перетворення координат мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} v_\alpha &= v_x \cos \theta_K - v_y \sin \theta_K; \\ v_\beta &= v_x \sin \theta_K + v_y \cos \theta_K. \end{aligned} \right\} \quad (8.13)$$

9 АВТОМАТИЧНІ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ПОЛОЖЕННЯМ МЕХАНІЗМУ

9.1 Загальні положення

Системи регулювання положення являють собою клас систем з надзвичайно широким діапазоном призначень. Вони знаходять застосування в системах електроприводу різноманітних промислових установок і роботів, а також у системах наведення антен, оптичних телескопів, і радіотелескопів, у системах стабілізації різних платформ в умовах хитання основ, на яких монтуються ці платформи, і т.ін. Потужність виконавчих двигунів складає від одиниць і десят-

ків ват до десятків і сотень кіловат, їхнє живлення здійснюється від електромашичних, тиристорних перетворювачів, або транзисторних підсилювачів потужності.

Контроль положення здійснюється за допомогою датчиків, що в аналоговій чи цифровій формі подають інформацію про переміщення робочого органа механізму протягом усього шляху. В якості датчиків використовуються селісини, що обертаються, трансформатори, індуктусини, імпульсні і цифрові датчики та ін.

У більшості випадків потужні промислові системи управління положенням будуються сьогодні за принципами підлеглого регулювання при живленні двигунів постійного струму від тиристорних перетворювачів. При цьому система має внутрішні контури струму і швидкості, і зовнішній контур положення з аналоговими або цифровими регуляторами.

Але слід додати, що сучасні системи регулювання положення мають, крім цифрового регулятора положення, ще цифровий регулятор швидкості. Можливим є також варіант прямого цифрового керування, тобто усі регулятори цифрові.

На рис.9.1 показана схема системи регулювання положенням. На схемі позначено: ЗП – задавач положення; РП – регулятор положення; ЗІ – задавач інтенсивності; РШ – регулятор швидкості; РС – регулятор струму; ВП – вентильний перетворювач; Д – двигун; А – передавальне число редуктора; ДС – датчик струму; ДШ – датчик швидкості; ДП – датчик положення.

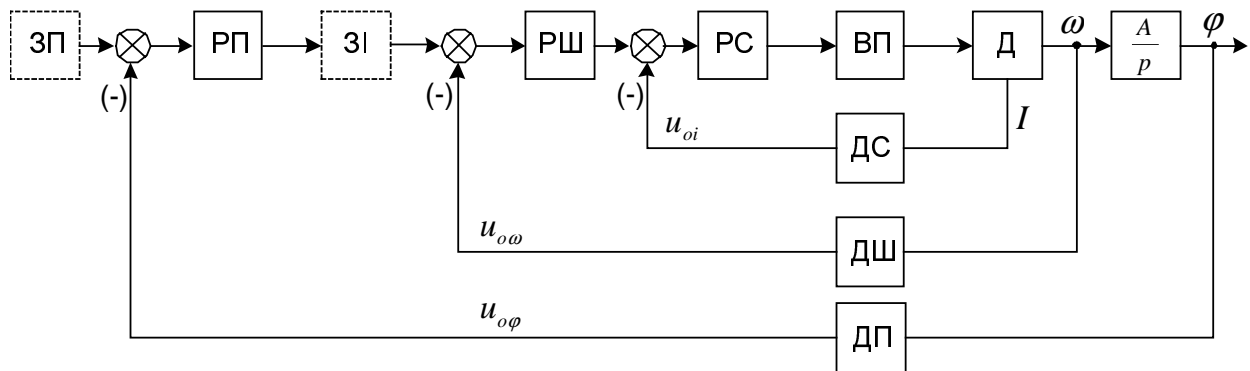


Рисунок 9.1 – Структурна схема системи регулювання положенням

У випадку, коли система має цифрові контури регулювання (положення або швидкості, чи два контури разом), регулятори цих контурів, а також задаючі пристрої (ЗП і ЗІ) виконуються на мікро-ЕОМ.

Системи регулювання положенням можуть працювати у режимі позиціонування, тобто переміщення робочого органа механізму з одного фіксованого положення в інше, та в слідкуючому режимі, тобто в переміщенні виконавчого органа у відповідності з сигналом завдання, що змінюється довільно в умовах дії перешкод.

У самому простому варіанті, коли не має жорстких вимог до показників якості регулювання, система регулювання положення виконується з лінійним РП (Л-РП), без ЗП і ЗІ.

Для того, щоб уникнути залежності прискорення від статичного моменту навантаження, між регулятором положення та контуром регулювання швидкості ставлять задавач інтенсивності.

Недоліком систем з Л-РП є неможливість добитися оптимального характеру відпрацювання переміщень різної величини. Цього недоліку позбавлена система з нелінійним РП, в якій вихідний сигнал регулятора положення повинен мати параболічну характеристику. Однак і в цієї системі є один значний недолік: через неідеальність контуру швидкості виникає перерегулювання за положенням, усунення якого потребує ускладнення нелінійності регулятора. Щоб ліквідувати цей недолік, в системах регулювання положення використовують ЗП, який дозволяє мати лінійний регулятор положення, настроєний за модульним оптимумом, незалежно від величини переміщень, що відпрацьовуються. Крім того, ЗП дає можливість одержання сигналів похідних від задаючого впливу без використання диференціюючих елементів, тобто реалізувати комбіноване управління.

Усі ці системи є статичними за навантаженням, тобто в них має місце помилка при відпрацьовуванні переміщення, яка пов'язана з моментом статичного опору. Щоб уникнути помилки, систему регулювання необхідно виконати астатичною другого порядку. Зробити це можливо, надавши регулятору швидкості або регулятору положення пропорційно-інтегральну структуру.

Різні варіанти систем регулювання положення наведені в табл.9.1.

Таблиця 9.1 – Варіанти систем регулювання положення

№ схеми	Система регулювання
1	Система без ЗП, без ЗІ з Л-РП і П-РШ
2	Система без ЗП з ЗІ, Л-РП і П-РШ
3	Система зі ЗП, Л-РП і П-РШ
4	Система без ЗП, без ЗІ з Н-РП і П-РШ
5	Система без ЗП, з ЗІ, Н-РП і П-РШ
6	Система без ЗП, без ЗІ з Л-РП і ПІ-РШ
7	Система без ЗП з ЗІ, Л-РП і ПІ-РШ
8	Система зі ЗП, Л-РП і ПІ-РШ
9	Система без ЗП, без ЗІ з Н-РП і ПІ-РШ
10	Система без ЗП, з ЗІ, Н-РП і ПІ-РШ
11	Система зі ЗП, П-РШ і ПІ-РП
12	Аналоговий П-РШ і ЗІ, цифровий Н-РП
13	Цифрові ПІ-РШ з фільтром на вході, цифровий Л-РП
14	Аналоговий П-РШ, цифрові Л-РП і ЗП, датчик миттєвого значення швидкості
15	Аналоговий П-РШ, цифрові Л-РП і ЗП, датчик середнього значення швидкості

У таблиці використані наступні позначення:
 Л-РП – лінійний пропорційний регулятор положення;
 Н-РП – нелінійний пропорційний регулятор положення;
 ПІ-РП – лінійний пропорційно-інтегральний регулятор положення.

9.2 Завдання

Виконати порівняльний аналіз динамічних властивостей систем регулювання положення, які наведені у табл.9.2, у режимах відпрацювання великих, середніх та малих переміщень.

Таблиця 9.2 – Варіанти завдань

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
№ схеми з табл.9.1	1, 3, 5, 12	1, 4, 5, 12	1, 3, 4, 14	2, 3, 4, 14	6, 8, 10, 13	6, 9, 10, 13	6, 8, 9, 13	7, 8, 9	11, 10, 7	11, 8, 3, 14	14, 15

9.3 Методичні вказівки і рекомендації

При нормуванні математичного опису або структурних схем за базове переміщення зручно вибрати максимальне переміщення, що відпрацьовується по трикутної тахограмі:

$$\varphi_{\delta} = \omega_0 t_{po} = \varepsilon_3 t_{po}^2 = \omega_0^2 / \varepsilon_3, \quad (9.1)$$

де $\varepsilon_3 = \varepsilon_p = -\varepsilon_z = const$ – задане прискорення при розгоні і гальмуванні привода при відсутності моменту статичного опору;

t_{po} – час розгону привода до швидкості ідеального холостого ходу двигуна ω_0 при $M_{c\Sigma} = 0$.

Коефіцієнт підсилення регулятора положення в системі з ЗП необхідно вибрати за принципом підлеглого регулювання і оптимізувати з умов модульного оптимуму або з умови відсутності перерегулювання за положенням.

Коефіцієнт підсилення регулятора положення в системах без ЗП необхідно вибрати з умови рівноуповільненого руху привода при гальмуванні:

$$k_{\varphi} \Delta \varphi_m k_{PI} = k_{\omega} \omega_{max}, \quad (9.2)$$

де k_{ω}, k_{φ} – коефіцієнти зворотних зв'язків за швидкістю та положенням;

$\Delta \varphi_m, \omega_{max}$ – неузгодженість за положенням і швидкість двигуна в момент початку гальмування.

Для лінійного РП ω_{max} вибирається з умови відпрацювання всіх можливих переміщень без перерегулювання і дотягування, а коефіцієнт k_{PI} уточнюється при моделюванні з умов відпрацювання базового переміщення без перерегулювання і без дотягування, тому що рівняння (9.2) складено без урахування інерційності контуру швидкості.

При моделюванні нелінійного задавача положення (ЗП) необхідно скористатися структурною схемою, наведеною на рис.9.2.

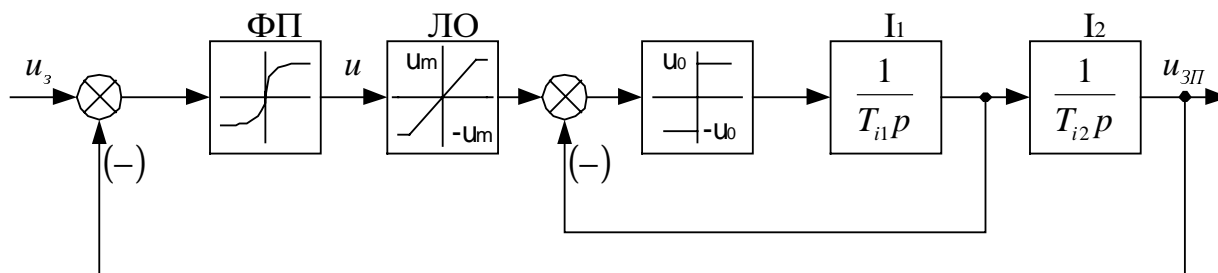


Рисунок 9.2 - Структурна схема ЗП

При моделюванні нелінійного РП необхідно спрямляти початкову ділянку його статичної характеристики і знижувати вихідну напругу нелінійної ділянки цієї характеристики з урахуванням запізнювання моменту початку гальмування внаслідок інерційності контуру швидкості.

Моделювати нелінійний РП можна двома способами. Перший – безпосередньо за допомогою базових блоків Simulink за структурною схемою. Другий варіант полягає в тому, що за рівняннями, що описують роботу нелінійного РП, у середовищі пакета MATLAB можна створити функцію, що реалізує алгоритм його роботи, а потім за допомогою Simulink-блоку MATLAB Fn створити модель регулятора положення і вставити її в модель системи.

При моделюванні дискретних датчиків швидкості необхідно скористатися наступними передавальними функціями:

- для датчика миттєвого значення

$$D(z) = 1 \quad (9.3)$$

- для датчика середнього значення

$$D(z) = \frac{z + 1}{2z} \quad (9.4)$$

При моделюванні цифрових ЗІ і ЗП щоб уникнути автоколивань треба замінити ланки "sign" послідовно з'єднаними пропорційною ланкою з великим коефіцієнтом підсилення і типовою нелінійністю "обмеження координат".

10 СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ З ПРУЖНИМИ ЗВ'ЯЗКАМИ

10.1 Загальні відомості

В реальних системах електроприводу припущення про те, що зв'язок вала двигуна з механізмом є абсолютно жорстким, іноді не може бути прийнятим. На практиці майже усі зв'язки двигуна з механізмом не є абсолютно жорсткими, і можливість не брати до уваги вплив пружності пов'язана з тим, що власна частота пружних коливань системи двигун – механізм набагато вище тих частот, що є важливими для автоматичної системи керування. Саме тому підвищити швидкодію автоматичних систем у класичному варіанті систем підпорядкованого керування іноді неможливо саме за наявності впливу пружності. Для

підвищення швидкодії треба застосовувати додаткові корегуючі зв'язки або доповнювати систему комбінованими задавачами інтенсивності.

Структурна схема двомасового електромеханічного об'єкту (ДЕМО) наведена на рис.10.1 [27, 34, 35].

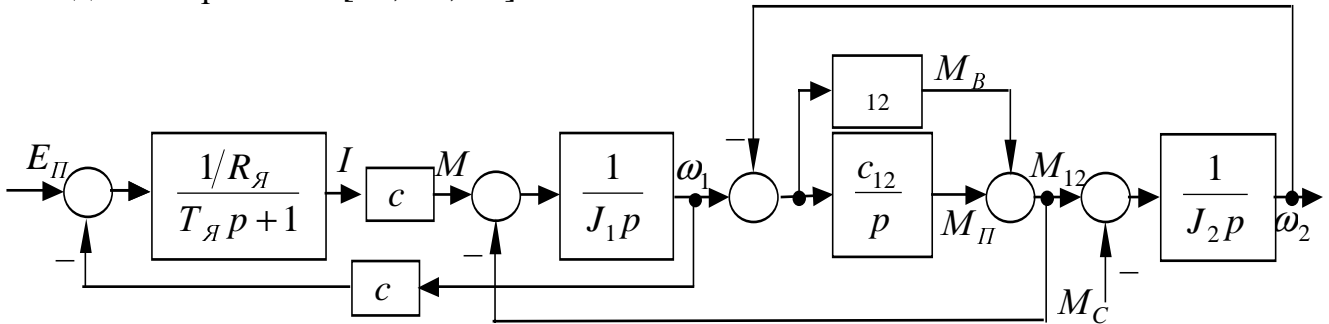


Рисунок 10.1 – Структурна схема двомасової електромеханічної системи в абсолютних одиницях виміру

На схемі прийняті такі позначення:

E_{Π} – ЕРС перетворювача;

I – струм двигуна;

M – електромагнітний момент двигуна;

J_1 – момент інерції першої маси (двигуна);

J_2 – приведений до валу двигуна момент інерції другої маси (механізму);

$J_{\Sigma} = J_1 + J_2$ – сумарний момент інерції привода;

$\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1}$ – коефіцієнт розподілення мас, що показує співвідношення сумарного моменту інерції двигуна і механізму до моменту інерції двигуна;

ного моменту інерції двигуна і механізму до моменту інерції двигуна;

$T_{12} = \frac{1}{\Omega_{12}} = \sqrt{\frac{J_1 J_2}{J_{\Sigma} c_{12}}} = \sqrt{\frac{J_2}{\kappa_{12}}} = \sqrt{\frac{J_{\Sigma} (\gamma - 1)}{\kappa_{12}}}$ – стала часу вільних коливань двомасової пружної системи;

вої пружної системи;

c_{12} – коефіцієнт жорсткості, який є коефіцієнтом пропорційності між пружним моментом $M_{\Pi} = c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2)$ та кутом скручування пружного елемента;

Ω_{12} – частота вільних коливань двомасової пружної системи;

$T_2 = \sqrt{\frac{J_2}{c_{12}}} = \sqrt{\gamma} T_{12}$ – стала часу коливань другої маси;

$T_{12} = 1/\Omega_{12}$ – стала часу вільних коливань двомасової пружно-в'язкої системи;

b_{12} – коефіцієнт внутрішнього тертя в пружній передачі;

M_{12} – пружно-в'язкий момент, що дорівнює сумі пружного M_{Π} та в'язкого M_B моментів;

φ_1 – кут повороту валу двигуна;

φ_2 – приведений до валу двигуна кут повороту валу механізму;

M_C – момент сил протидії (статичний момент).

Як було зазначено вище, у разі побудови класичної двоконтурної системи підпорядкованого керування швидкості такого об'єкту, неможливо досягти високої швидкодії при відсутності пружних коливань. Тому треба використовувати додаткові корегуючі ланки. У теорії систем автоматичного керування відомими є два способи корекції підпорядкованої системи [27, 35]. Це спосіб заведення на регулятор швидкості зворотного зв'язку за першою похідною від швидкості другої маси, та спосіб заведення зворотного зв'язку за другою похідною від швидкості другої маси. Ці способи можна проілюструвати наступним рисунком.

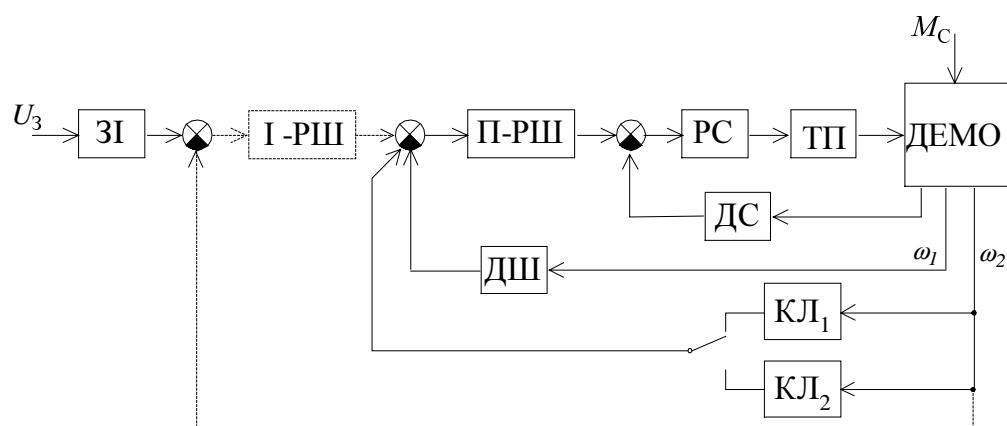


Рисунок 10.2 – Способи корекції роботи систем керування двомасовим електромеханічним об'єктом

На цьому рисунку $КЛ_1$ та $КЛ_2$ – корегуючі ланки, відповідно для системи з додатковим зворотним зв'язком за першою похідною від швидкості другої маси, та для системи зі зворотним зв'язком за другою похідною від швидкості другої маси.

При необхідності досягти астатичних властивостей системи керування двомасовим об'єктом можна доповнювати систему ще одним контуром з інтегральним регулятором швидкості (див. рис.10.2 – зв'язок, що показаний пунктиром).

З метою підвищення швидкодії системи керування при відпрацюванні керуючої дії можна використовувати задавач інтенсивності з комбінованим принципом роботи. У випадку системи з пропорційним регулятором швидкості структурну схему такого задавача можна представити у вигляді рис.1.3а. На цьому рисунку аперіодична ланка з постійною часу T_ϕ – це фільтр на вході системи, який треба встановити додатково для реалізації принципів комбінованого керування. У реальних системах цей фільтр вже є присутнім для компенсації впливу фільтру, який встановлюється в зворотному зв'язку за швидкістю з метою фільтрації пульсацій тахогенератора. Сталу часу T_ϕ можна брати у діапазоні $(2 \div 4)T_\mu$. У разі астатичної системи керування з додатковим контуром та інтегральним регулятором швидкості можна скористатися самим інтегральним регулятором і побудувати комбінований задавач за його допомогою. Структурна схема комбінованого задавача для астатичної системи керування наведена на

рис.1.3б. На рис.1.3 ланки з коефіцієнтами k_1 та k_2 – це компаундируючі зв’язки, параметри яких розраховуються згідно методики, наведеної нижче.

Єдиною величиною, яка може варіюватися у процесі налагодження такої системи керування, є коефіцієнт підсилення контуру швидкості (іншими словами, можна змінювати тільки сталу інтегрування розімкненого контуру швидкості $T_{ш}$). При параметричному синтезі системи керування ДЕМО треба взяти до уваги той факт, що постійна часу регулятора швидкості має бути набагато більшою, ніж у системи керування одномасовим об’єктом, тобто ми повинні зменшити швидкодію контуру швидкості. Якщо ми будемо використовувати класичну настройку контуру за модульним оптимумом, тобто візьмемо $T_{ш} = 2T_c$, то отримаємо велику коливальність такої системи, а може, навіть порушимо її сталість.

10.2. Завдання

- 1) Виконати математичний опис об’єкта керування – двомасової електромеханічної системи.
- 2) Розробити структурну модель об’єкта керування у абсолютних та відносних одиницях.
- 3) Розробити “базову” структурну модель системи керування двомасовим об’єктом. За базову систему керування взяти систему з пропорційним регулятором швидкості, зі звичайним задавачем інтенсивності та без будь-яких корекцій.
- 4) Синтезувати регулятор швидкості системи за модульним оптимумом.
- 5) Отримати перехідні процеси у системі управління при відпрацюванні керуючої дії та накиданні навантаження.
- 6) Доповнити базову структурну схему системи керування корегуючим зв’язком, який вказаний у вашому варіанті завдання (табл.10.1).

Таблиця 10.1 – Варіанти завдань

№ вар	Система керування	Провести дослідження
1	Система з П-РШ, додатковим корегуючим зв’язком за першою похідною від швидкості другої маси	При зміні сталої часу T_{12} в діапазоні $(0.5 \div 2)$ значення T_{12} табл.10.2
2	Система з П-РШ, додатковим корегуючим зв’язком за першою похідною від швидкості другої маси	При зміні коефіцієнта розподілення мас γ в діапазоні $(0.9 \div 5)$ значення γ табл.10.2
3	Система з П-РШ, додатковим корегуючим зв’язком за першою похідною від швидкості другої маси	При зміні коефіцієнта внутрішнього тертя b_{12} в діапазоні $(0 \div 3)$ значення b_{12} табл.10.2
4	Система з П-РШ, додатковим корегуючим зв’язком за другою похідною від швидкості другої маси	При зміні сталої часу T_{12} в діапазоні $(0.5 \div 2)$ значення T_{12} табл.10.2
5	Система з П-РШ, додатковим корегуючим зв’язком за другою похідною від швидкості другої маси	При зміні коефіцієнта розподі-

	гуючим зв'язком за другою похідною від швидкості другої маси	лення мас γ в діапазоні (0.9÷5) значення γ табл.10.2
6	Система з П-РШ, додатковим корегуючим зв'язком за другою похідною від швидкості другої маси	При зміні коефіцієнта внутрішнього тертя b_{12} в діапазоні (0÷3) значення b_{12} табл.10.2
7	Система з П-РШ, додатковим корегуючим зв'язком за першою похідною від швидкості другої маси, комбінований задавач інтенсивності	Проаналізувати ступінь зростання швидкодії при комбінованому керуванні при зміні сталої часу T_u на (5÷30) відсотків.
8	Система з П-РШ, додатковим корегуючим зв'язком за другою похідною від швидкості другої маси, комбінований задавач інтенсивності	Проаналізувати ступінь зростання швидкодії при комбінованому керуванні при зміні сталої часу T_u на (5÷30) відсотків.
9	Система з І-РШ, додатковим корегуючим зв'язком за першою похідною від швидкості другої маси, комбінований задавач інтенсивності	Зробити висновок про ступінь зростання швидкодії при використанні комбінованого керування
10	Система з І-РШ, додатковим корегуючим зв'язком за другою похідною від швидкості другої маси, комбінований задавач інтенсивності	Зробити висновок про ступінь зростання швидкодії при використанні комбінованого керування

- 7) Синтезувати сталу часу регулятора швидкості та коефіцієнт корегуючої ланки за модульним оптимумом.
- 8) Отримати відповідні перехідні процеси у скорегованій системі керування.
- 9) Для варіантів з І-РШ доповнити систему ще одним контуром швидкості другої маси з інтегруючим регулятором швидкості та отримати перехідні процеси
- 10) Замінити задавач інтенсивності на такий, що реалізує принцип комбінованого керування (якщо це вказано у вашому варіанті), розрахувати його коефіцієнти і отримати перехідні процеси у системі керування при відпрацюванні задавальної дії.
- 11) Провести дослідження, що вказані у завданні (табл.10.1).

Таблиця 10.2 – Параметри двомасової електромеханічної системи

J_1 , кг·м ²	J_2 , кг·м ²	C_{12} , Н·м/рад	b_{12} , Н·м·с	T_2 , с	T_{12} , с
0,1356	0,0855	72,4	0,12	0,03438	0,027

10.3. Методичні рекомендації

10.3.1. Система керування з пропорційним регулятором швидкості першої маси.

Розраховувати T_u треба з наступних міркувань. Ми повинні отримати від системи спокійну поведінку другої маси (виконавчого механізму), при цьому

форма швидкості першої маси (двигуна), а також струму двигуна може навіть бути достатньо коливною. Тому треба при розрахунках параметрів орієнтуватися на передатну функцію від сигналу завдання на швидкість до швидкості другої маси (при синтезі одномасових систем ми використовуємо передатну функцію до швидкості першої маси). Завданням студенту (усі варіанти) є отримати передатну функцію $\frac{\omega_2(p)}{U_{3\omega}(p)}$. Така передатна функція буде мати п'ятий порядок,

якщо контур струму апроксимований коливною ланкою $\frac{1}{T_c T_\mu p^2 + T_c p + 1}$, а ре-

гулятор швидкості – пропорційний. Потім треба отримати рівняння, з якого буде розрахована стала часу T_u . Це рівняння є першим рівнянням модульного оптимуму, тобто:

$$a_1^2 - 2a_2 = 0, \quad (10.1)$$

де a_1 та a_2 – коефіцієнти характеристичного поліному замкненої системи керування.

Наведемо тут вже готовий вираз для сталої часу T_u з метою перевірки студентами отриманих ними результатів:

$$T_u = T_c + \sqrt{T_c^2 + 2\gamma T_{12}^2}. \quad (10.2)$$

У разі використання способів корекції роботи таких систем, треба доповнити існуючу двоконтурну систему підпорядкованого керування додатковим зворотним зв'язком за першою похідною від швидкості другої маси, або зворотним зв'язком за другою похідною від швидкості другої маси. У першому випадку треба використовувати зворотний зв'язок з корегуючою ланкою КЛ₁, у другому – КЛ₂ (див. рис.10.2). Передавальні функції цих корегуючих ланок дорівнюють:

$$W_{КЛ1}(p) = \tau_1 p, \quad (10.3)$$

$$W_{КЛ2}(p) = \tau_2 p^2. \quad (10.4)$$

При використанні корегуючих зв'язків треба розраховувати не тільки сталу часу регулятора швидкості, але й коефіцієнт корегуючої ланки τ_1 або τ_2 . Робити це треба на основі системи рівнянь, побудованої з використанням вже двох рівнянь модульного оптимуму, а саме

$$\begin{cases} a_1^2 - 2a_2 = 0; \\ a_2^2 - 2a_1 a_3 + 2a_4 = 0. \end{cases} \quad (10.5)$$

Відносно виводу передавальних функцій систем з корегуючими ланками треба сказати, що вони мають відрізнятися від функцій системи без додаткових зв'язків тільки коефіцієнтами при першій та другій ступінях p . У знаменнику передавальної функції (тобто, у характеристичному поліномі) додатково з'являються члени з $\tau_1 p$, або $\tau_2 p^2$.

Отриману систему рівнянь досить складно вирішити аналітично. Тому треба користуватися математичним апаратом, що має система Matlab відносно

рішення систем алгебраїчних рівнянь. Наведемо приклад рішення системи рівнянь за допомогою функції *fsolve*.

Саму систему рівнянь треба задати у вигляді *m*-функції, такої, як, наприклад, наступна:

```
function f = optMODw(p,p1,p2,p3,p4,p5,p6);
x=p(1); y=p(2);
Tt=p2; Tmu=p1; Ty=p3;
G=p4; T12=p5; b12=p6;
a1=x+b12*T12+y;
a2=b12*T12*(x+y)+Tt*x+G*Ty^2;
a3=x*Tt*Tmu+x*Tt*b12*T12+x*Ty^2;
a4=x*Tt*Tmu*b12*T12+x*Tt*Ty^2;
f=zeros(1,2);
f(1)=a1^2-2*a2-(b12*T12)^2;
f(2)=a2^2-2*a1*a3+2*a4;
```

Тоді вирішити цю систему можна наступною командою Matlab:

```
X1=fsolve('optmodw',[Tc0 tau10],options,Tmu,Tt,Ty,G,T12,b12);
```

Іншим способом знаходження параметрів T_u та τ_1 або τ_2 є наступна методика. Треба отримати вираз для τ_1 (або τ_2 , в залежності від завдання), потім цей вираз підставити в інше рівняння. Тоді ми отримаємо вираз (кубічне рівняння) для знаходження T_u . Можна скористатися функцією *roots*, щоб знайти всі корені цього рівняння. З отриманих трьох коренів тільки один буде використовуватись надалі, інші можуть бути комплексними або меншими нуля.

Треба зауважити, що на етапі моделювання оптимізованої таким чином системи доцільніше замінити корегуючий зв'язок за першою похідною від швидкості другої маси на зв'язок за пружним моментом, а корегуючий зв'язок за другою похідною – на зв'язок за різницею швидкостей першої та другої маси. При цьому треба змінити передавальні функції корегуючих ланок за правилами переносу точки зйому сигналу. Це робиться тому, що неможливо реалізувати на практиці ідеальне диференціювання, тим більше другого порядку. А сигнали пружного моменту та різності швидкостей вже існують в моделі. Але ця заміна є рівноцінною тільки при відпрацюванні задавальної дії.

10.3.2. Система керування з інтегральним регулятором швидкості другої маси.

При розрахуванні сталої часу інтегрального регулятора швидкості треба користуватися відомим положенням про те, що, якщо внутрішній контур оптимізований за модульним оптимумом, то у зовнішньому контурі треба у два рази збільшувати сталу часу. Тобто, якщо ми знайшли сталу T_u , то $T_i = 2T_u$. Для подальшого синтезу комбінованого задавача інтенсивності треба отримати передавальну функцію системи з додатковим контуром регулювання швидкості другої маси. Це не викликає жодних питань, тому що у нас вже є передавальна функція для внутрішнього контуру. Отримана передавальна функція має шостий порядок.

10.3.3. Обчислення коефіцієнтів комбінованого задавача інтенсивності.

Для виводу коефіцієнтів компаундуючих зв'язків треба отримати передавальні функції задавачів.

Щодо отримання коефіцієнтів поліному управління b_1 та b_2 , треба користуватися повними рівняннями модульного оптимуму, тобто:

$$\begin{cases} a_1^2 - 2a_2 = b_1^2 - 2b_2; \\ a_2^2 - 2a_1a_3 + 2a_4 = b_2^2. \end{cases} \quad (10.6)$$

Звідси легко виразити потрібні параметри.

Відносно системи з пропорційним регулятором швидкості можна зробити такі зауваження. Якщо ми оптимізували систему за модульним оптимумом, то швидше за все отримаємо нульові (або близькі до нуля) значення коефіцієнтів b_1 та b_2 , а значить, не побачимо ефекту від застосування комбінованого задавача. У цьому разі ми можемо самі дещо змінити настройку системи за рахунок збільшення на 10 відсотків сталої часу T_w . Тоді треба знов перерахувати коефіцієнти a_i характеристичного поліному та коефіцієнти задавача.

Щодо системи з пропорційно-інтегральним регулятором швидкості, то при розрахуванні коефіцієнтів задавача у системі (10.6) треба використовувати коефіцієнти характеристичного полінома шостого порядку.

ДОДАТОК А

Таблиця А1 – Технічні дані двигунів постійного струму з незалежним збудженням, тривалого режиму роботи

Тип	P_H	n_H	I_H	$R_{яд}$	N	$2a$	$2p$	w_n	$R_{оз}$	$I_{зH}$	Φ_H	n_{max}	J_d
	кВт	об/хв	А	Ом	вит	–	–	вит	Ом	А	мВб	об/хв	кг·м ²
$U_H = 440\text{ В}, U_{зH} = 440\text{ В}$													
П81	32	1500	83	0,250	580	2	4	2000	208,4	1,62	14,4	2000	0,68
П82	25	1000	66	0,373	630	2	4	1525	137,6	2,46	19,8	1500	0,78
П91	55	1500	143	0,143	420	2	4	1615	129,2	2,62	19,6	1800	1,48
П101	42	750	107	0,206	564	2	4	1660	130,0	2,60	29,0	1400	2,58
П81	19	1000	52	0,630	870	2	4	2000	208,4	1,62	14,4	1500	0,68
П101	100	1500	256	0,051	282	2	4	1660	130,0	2,60	29,9	2000	2,58
П102	125	1500	316	0,034	222	4	4	1450	101,5	3,33	38,3	2000	3,00
П111	95	1000	240	0,067	660	4	4	1460	87,0	3,89	19,0	1500	5,10
П111	160	1500	400	0,025	420	4	4	1460	87,0	3,89	20,3	–	5,10
П112	85	750	220	0,075	660	2	4	1310	82,0	4,13	25,3	1500	5,57
П112	180	1500	450	0,023	736	2	4	1310	82,0	4,13	16,2	2000	5,75
$U_H = 220\text{ В}$													
П112	200	1500	1000	0,050	184	4	4	750	24,0	6,55	16,2	1500	5,75
П52	14	3000	74	0,027	248	2	4	1200	94,8	1,79	7,2	3000	0,10
П61	19	3000	100	0,057	248	2	4	1600	104,0	1,63	8,2	3000	0,14
П72	25	1500	132	0,083	324	2	4	1100	67,0	2,34	12,5	2250	0,40
П111	160	1500	809	0,064	216	4	4	850	28,0	5,61	18,6	1800	5,10
П102	125	1500	632	0,079	228	4	4	840	32,5	4,84	13,0	1800	3,00
П101	100	1500	508	0,013	304	2	4	950	37,8	4,16	13,7	1800	2,58
П92	75	1500	381	0,014	162	2	4	830	31,8	4,94	20,1	1900	1,75
П22	1	1500	5,9	4,170	1728	2	2	4800	600,0	0,30	3,2	3450	0,01
П42	7,4	3000	39,8	0,205	378	2	4	1350	136,0	1,24	5,1	3000	0,05
П52	14	3000	74	0,027	248	2	4	1200	94,8	1,79	7,2	3000	0,09

У таблиці позначено:

P_H, U_H, n_H – номінальні значення потужності, напруги якоря та кількості обертів валу двигуна за хвилину;

$I_H, I_{зH}$ – номінальні значення струму якоря двигуна та струму обмотки збудження;

J_d – момент інерції двигуна;

$R_{яд}, R_{оз}$ – активний опір часу якоря двигуна та обмотки збудження;

$R_{яп}, T_{яп}$ – активний опір та електромагнітна стала часу якірного кола перетворювача;

Φ_H – номінальний потік двигуна;

$2a, 2p$ – число паралельних кіл та число пар полюсів.

ДОДАТОК Б

Таблиця Б1 – Технічні данні асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором серії МТК, 380 В, 50 Гц

№ вар.	Тип	P_H , кВт	n_H , об/хв	X_m , Гн	Статор		Ротор		
					R_1 , Ом	X_1 , Ом	R_2 , Ом	X_2 , Ом	J , кг*м ²
1	МТК011-6	1,4	870	54,0	5,98	3,93	8,41	3,80	0,02
2	МТК012-6	2,2	875	36,4	3,6	2,58	5,7	2,63	0,028
3	МТК-11-6	2,2	883	48,4	3,67	2,54	5,02	2,88	0,04
4	МТК-12-6	3,5	875	35,2	2,09	1,61	3,36	1,92	0,063
5	МТК111-6	3,5	870	29,8	2,16	2,03	3,33	1,46	0,046
6	МТК-21-6	5,0	910	24,5	1,11	1,07	1,86	1,5	0,098
7	МТК112-6	5,0	890	22,9	1,32	1,39	2,34	1,02	0,065
8	МТК-22-6	7,5	905	17,6	0,69	0,74	1,33	1,07	0,138
9	МТК-31-8	7,5	682	17,3	0,79	0,90	1,30	0,79	0,25
10	МТК-31-6	11,0	920	13,5	0,42	0,47	0,82	0,71	0,25
11	МТК-41-8	11,0	685	11,0	0,43	0,53	0,84	0,66	0,445
12	МТК-42-8	16,0	685	8,8	0,27	0,36	0,60	0,47	0,65
13	МТК-51-8	22,0	692	6,9	0,18	0,30	0,38	0,39	1,05
14	МТК-52-8	28,0	695	6,0	0,14	0,23	0,30	0,30	1,38

У таблиці позначено:

P_H – номінальна потужність двигуна;

n_H – номінальне значення кількості обертів за хвилину;

R_1, X_1 – активний та індуктивний опори фази обмотки статора;

R_2, X_2 – активний та індуктивний опори фази обмотки ротору;

X_m – взаємоіндуктивність (індуктивність кола намагнічування);

J – момент інерції двигуна;

У табл.Б1 наведені лише основні технічні данні двигунів [92]. За необхідністю інші данні (наприклад, номінальний струм двигуна, кратність пускового та критичного моменту та ін.) треба отримати, розрахувавши статичні характеристики двигуна.

Параметри перетворювачів частоти обираються з умов забезпечення роботи електроприводу поза зоною преривного струму (напруги). Параметри ПЧЛПН можна обрати орієнтовно з таких співвідношень:

$$R_F = 0.05R_K \dots 0.5R_K; L_F = 0.2 \dots 2L_K; X_{CF} = (0.1 \dots 0.5) * X_m,$$

а параметри ПЧЛПС:

$$R_F = 0.05R_K \dots 0.5R_K; L_F = 1 \dots 10L_K.$$

Студент має також можливість самостійно обрати параметри електроприводу, використовуючи науково-технічну або довідкову літературу.

ЛІТЕРАТУРА

1. Потемкин В.Г. Система инженерных и научных расчетов МАТЛАБ 5.x: – В 2-х т. Том 1. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1999. – 366 с.
2. Потемкин В.Г. Система инженерных и научных расчетов МАТЛАБ 5.x: – В 2-х т. Том 2. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1999. – 304 с.
3. Потемкин В.Г., Рудаков П.И. Система МАТЛАБ 5 для студентов. – 2-е изд., испр. и дополн. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1999. – 448 с.
4. Мартынов Н.Н., Иванов А.П. МАТЛАБ 5.x. Вычисления, визуализация, программирование. – М.: КУДИЦ-ОБРАЗ, 2000.– 336 с.
5. Дьяконов В.П., Абраменкова И.В. МАТЛАБ 5.0/5.3. Система символьной математики. – М.: Нолидж, 1999. – 640 с.
6. MATLAB und SIMULINK. Beispielorientierte Einführung in die Simulation dynamischer Systeme / Josef Hoffman – Bonn Addison-Wesley-Longman. – 1998.
7. Лазарев Ю.Ф. МАТЛАБ 5.x. – К.: Издательская группа ВHV, 200.– 384 с. (Серия “Библиотека студента”)
8. Лозинський А.О., Мороз В.І., Паранчук Я.С. Розв’язування задач електро-механіки в середовищі пакетів MathCAD і МАТЛАБ: Навчальний посібник. – Львів: Видавництво Державного університету “Львівська політехніка”, 2000. – 166 с.
9. Гультяев А.К. МАТЛАБ 5.2. Имитационное моделирование в среде Windows. – СПб.: КОРОНАпринт, 1999. – 288 с.
10. Толочко О.И. Использование пакета Matlab и его расширения Simulink при исследовании систем электропривода / Методическое пособие (для студентов специальности 7.0922.08). – Донецк: ДонГТУ, 1999. – 87 с.
11. Егоров В.Н. и др. Цифровое моделирование систем электропривода. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 168 с.
12. Моделирование асинхронных электроприводов с тиристорным управлением. Петров Л.П., Ладинзон В.А., Подзолов Р.Г., Яковлев А.В. – М.: “Энергия”, 1977. – 200 с.
13. Математическое моделирование электромашинно-вентильных систем. Плахтына Е.Г. – Львов: Вища шк. Изд-во при Львов. ун-те, 1986. – 164 с.
14. Башарин А.В., Постников Ю.В. Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ: Учебное пособие для вузов. – 3-е изд. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ие, 1990. – 512 с.
15. Черный А.П. и др. Моделирование электромеханических систем / Учебное пособие. – Кременчуг: КГПИ, 1999. – 204 с.
16. Булгаков А.А. К расчету переходных процессов в цепях с управляемыми вентилями // Электричество, 1953, №4. – с. 29 – 34.
17. Стульников В.И., Колчев Е.В. Математическое моделирование тиристорных преобразователей. – М.: “Техника”, 1971. – 107 с.
18. Богрый В.С., Русских А.А. Моделирование полупроводниковых преобразователей. – М.: “Энергия”, 1972. – 184 с.

19. Голованов О.В., Дуванов С.Г., Смирнов В.Н. Моделирование сложных дискретных систем на ЭВМ третьего поколения. – М.: “Энергия”, 1978. – 160 с.
20. Ицхаков А.С., Придатков А.Г. Математическая модель выпрямителя. – Электричество, 1980, №6, – с. 34 – 39.
21. Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пистрак М.Я., Слежановский О.В. Управление вентиляемыми электроприводами постоянного тока. – 1970. – 199 с.
22. Фишбейн В.Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентиляемого электропривода постоянного тока. – М.: Энергия, 1972. – 135 с.
23. Решмин Б.И., Ямпольский Д.С. Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов. – М.: Энергия, 1975. – 183 с.
24. Гарнов В.К., Рабинович В.Б., Вишневецкий Л.М. Унифицированные системы автоуправления электроприводом в металлургии. – М.: Металлургия, 1977. – 391 с.
25. Тиристорные электроприводы прокатных станов / Под ред. В.М. Перельмутера. – М.: Металлургия, 1978. – 151 с.
26. Бычков В.П. Электропривод и автоматизация металлургического производства. – М.: Высшая школа, 1977. – 391 с.
27. Башарин А.В. и др. Управление электроприводами. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 392 с.
28. Системы управления электроприводами: Учеб.пособие / А.П. Голубь, Б.И. Кузнецов, И.А. Опрышко, В.П. Соляник. – К.: УМК ВО, 1992. – 376 с.
29. Коцегуб П.Х.
30. Шрейнер Р.Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов. Часть 1. Электроприводы постоянного тока с подчиненным регулированием координат: Учеб. Пособие для вузов. – Екатеринбург: Изд-во Урал. гос. проф.-пед. ун-та, 1997. – 279 с.
31. Динамика вентиляемого привода постоянного тока / Н.В. Донской и др.; под ред. А.Д. Поздеева. – М.: “Энергия”, 1975. – 224с.
32. Фанштейн В.Г., Фанштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами / Под ред. О.В. Слежановского. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 240с.
33. Ключев В.И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. – М.: Энергия, 1971. – 320 с.
34. Бургин Б.Ш. Анализ и синтез двухмассовых электромеханических систем: монография / Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1992. – 199 с.
35. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Энергоатомиздат, 1992. – 288 с.
36. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентиальными преобразователями / О.В.Слежановский, Л.Х.Дацковский, И.С.Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.
37. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1987. – 136 с., ил.

38. Ковчин С.А., Сабинин Ю.А. Теория электропривода: Учебник для вузов. – СПб.: Энергоатомиздат. Санкт-Петербургское отделение, 1994. – 496 с., ил.
39. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: Учебник для вузов. – М.: Энергия, 1980. – 928 с., ил.
40. Пересада С. М. Экспоненциальное решение задачи управления АД с косвенной ориентацией по вектору потокосцепления ротора // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Труды научно-технич. конф., Харьков: Основа, 1997. – с. 59-63
41. Пересада С. М. Робастное векторное управление асинхронным электроприводом // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник ХГПУ. Спец. выпуск. – Харьков:ХГПУ, с.115 – 120, 1998.
42. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным электроприводом. В трех частях // Техническая электродинамика. – 1999.
43. Садовой А. В., Клименко Ю. М., Журавский Д. М. Проблемы создания глубокорегулируемых асинхронных электроприводов с векторным полеориентированным управлением // Межвузовский журнал: Автоматика, автоматизация, электротехнические комплексы и системы. – Херсон: 1997 №1, с. 131 – 139.
44. Пересада С.М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: Аналитический обзор // Сборник научных трудов ДонГТУ. Серия: Электротехника и энергетика, выпуск 4. – Донецк: ДонГТУ, 1999. – С. 8 – 20.
45. Leonhard W. Regelung elektrischer Antriebe / Durchgesehene und ergänzte Übersetzung des Autors “Control of Electrical Drives”, 2nd Ed., Chap. 10-15. – Springer Verlag, 1997.
46. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
47. Даргау В.А., Рудаков В.В. Векторное управление машинами переменного тока //Записки Ленинградского горного института, XX, вып.1, 1976. – С.48 – 54.
48. Коцегуб П.Х., Толочко О.И. Оптимизация систем управления с задатчиком интенсивности // Электротехническая промышленность. Серия “Электропривод”, 1976, вып. 7 (51). – С. 22 – 25.
49. Коцегуб П.Х., Толочко О.И. Оптимизация систем управления по модулю амплитудно-частотной характеристики // Изв. вузов, Электромеханика, 1977, №6. – С. 679 – 684.
50. Бычков В.П., Алферов В.Г., Катарская А.А. Инвариантность в системах электропривода с последовательной коррекцией // Промышленная энергетика, 1972, №8. – С. 50 – 53.
51. Лобанов А.И., Новиков С.А. Электропривод постоянного тока с комбинированным управлением по возмущающему воздействию // Сборник трудов ВЗПИ, 1978, №118. – С. 62 – 74.

52. Кунинин П.Н., Мурашкин А.К., Петрачков А.И. Электропривод с обратной связью по динамическому моменту // Автоматизация производственных процессов. – Новосибирск, 1978. – С. 85 – 92.
53. Кунинин П.Н. и др. Система управления электроприводом чистовой клетки непрерывно-заготовочного стана // Изв.вузов. Черная металлургия, 1979, №6. – С.144 – 146.
54. Коцегуб П.Х., Перепичаенко Е.К., Толочко О.И. Об использовании электронных моделей двигателя при построении систем управления вентильными приводами. // В кн. Электроэнергетика и автоматизация промышленных установок. – Донецк: ДПИ, 1974. – С. 139 – 146.
55. Фанштейн В.Г., Фанштейн Э.Г. Об определении динамического момента по регулируемым параметрам электропривода, доступным измерению // Электротехника, 1976, №11. – С.50 – 54.
56. Стасяк В.Н., Левинтов С.Д. Экспериментальные исследования влияния конструктивных параметров магнитоупругого датчика момента на его характеристики // Исследование электроприводов, эл. машин и вент. преобразователей. Сб.науч.трудов №124. – Челябинск, 1973.
57. Лабудев С.А. Бесконтактный измеритель угловых ускорений с инерционным маховиком // Вестник КПИ. Сер. электроэнергетики, 1972, №9. – С. 196 – 200.
58. Бычков В.П. А.с. 439052, кл. Н 02Р 5/06, оп. 5.08.1974 в БИ №29, 1974.
59. Громыко В.Д., Санковский Е.А. Самонастраивающиеся системы с моделью. – М.: Энергия, 1974.
60. Андреев Г.И., Босинзон М.А., Кондриков А.И. Принципы построения электроприводов с двухзонным регулированием скорости // Проблемы автоматизированного электропривода. Материалы семинара. – М.,1974, с. 197 – 203.
61. Земляков В.Д., Тихомиров В.Г., Шматына В.Н. Исследование чувствительности систем подчиненного регулирования скорости вентильного электропривода постоянного тока // Электромашиностроение и электрооборудование. Респ. межвед. НТС, вып.26. – К.: Техніка, 1978.
62. Асимптотическая оптимизация нелинейных систем управления // Панасюк А.И., Панасюк В.И. – Минск: Белорусск.ун-т, 1977. – 206 с.
63. Автоматизированный многодвигательный электропривод постоянного тока // Иванов Г.М., Левин Г.М., Хуторецкий В.М. – М.: Энергия, 1978. – 160 с.
64. Динкель и др. Тиристорный электропривод рудничного подъема. – М.: Недра, 1978. – 312 с.
65. Афанасьев В.Д. Автоматизированный электропривод в прокатном производстве. – М.: Металлургия, 1977. – 280 с.
66. Баранов Б.М., Евсеев О.М. О работе регулятора выравнивания нагрузок на стане 2500 ММК. // Сб. научн. трудов Магнитогорского горно-металлург. Института. Вып.124– Магнитогорск, МГМИ, 1973. – С. 53 – 59.
67. Определение напряжения, пропорционального скорости двигателя. Пат.СССР, кл.G01Р 3/42, №64966, оп. 31.08.78.

68. Лехов О.С., Жигалин А.Г. Моделирование на АВМ динамических нагрузок в линии привода обжимного прокатного стана // Изв.вузов. Черная металлургия, №2, 1974. – С. 108 – 112.
69. Осипов О.И. Экспериментальное исследование промышленных помех и разработка способов их подавления в вентильных электроприводах прокатных станов с элементами УБСР. Автореферат к.т.н., 1974, Л. Сев.-Зап. заочн. политехн. ин-т.
70. Зеленов А.Б., Гривко А.М. Система автоматического выравнивания нагрузок параллельно соединенных электрических машин двухдвигательного привода // Электромашиностроение и электрооборудование. Респ. межвед. НТС, вып.22. – К.: Техніка, 1976.
71. Земляков В.Д. Об оптимизации параметров систем регулирования взаимосвязных приводов // Электромеханика, 1978, №8. – С. 834 – 840.
72. Ровенский, Задорожный, Земляков В.Д., Дививи. Синтез универсальной цифровой модели электромеханической системы реверсивного тиристорного электропривода валков прокатного стана с отдельным управлением // Вестник ХПИ, 1981, №180. – С. 69 – 71.
73. Сидельников И.В. и др. Способ выравнивания токов нагрузки двигателей постоянного тока и устройство для его осуществления. А.с. №601795, кл. Н-02Р 5/46, оп. 22.04.78.
74. Краус Б.А. Регулирование скорости электропривода чистовой клетки стана горячей прокатки при заходе металла в валки // Электромеханика, 1980, №10. – С. 1079-1081.
75. Миронов, Федоров, Евдокимов. Синхронизация ЭП вертикальных и горизонтальных валков слябинга // Труды МЭИ, 81, №520. – С. 18 – 23.
76. Бычков В.П. и др. Влияние внутренней обратной связи по ЭДС двигателя на характер переходных процессов в системах подчиненного регулирования скорости // Труды МЭИ, 1979, №400. – с. 30 – 32.
77. Коцегуб П.Х. Способ компенсации э.д.с. двигателя в системах вентильного электропривода // Изв. вузов. Электромеханика, 1980, №1. – С. 42 – 48.
78. Андриенко П. Компенсация ЭДС в электроприводах переменного тока // АЭП. Материалы семинара, М., 1980. – С. 134 – 137.
79. Присмотров Н.И., Каблуков А.К., Слепцов Г.А. Использование интегральных критериев для оптимизации ЭП с упр. мех. связью // Электрооборудование пром. предприятий, Чебоксары, 1979, №7. – С. 82 – 87.
80. Кацевич, Никольский, Чулин. Оптимальное по критерию минимума потерь управление электроприводом постоянного тока // Электричество, 1981. – С. 65 – 68.
81. Копылов И.П. Применение вычислительных машин в инженерно-экономических расчетах (Электрические машины): Учебник. – М.: Высшая школа, 1980. – 256 с.
82. Методические указания к лабораторным и практическим занятиям по курсу «Моделирование электромеханических систем» (для студентов специальности 7.0922.08). Раздел «Моделирование систем электропривода постоянного

- тока» / Сост.: О.И. Толочко, В.Ю. Мариничев, О.В. Писковатская. – Донецк: ДонГТУ, 1998. – 50 с.
83. Ковалев Е.Б., Толочко О.И., Чекавский Г.С. Математическая модель электромеханической системы “асинхронный двигатель - кривошипно-шатунный механизм”. // Збірник наукових праць ДонДТУ. Серія “Електротехніка і енергетика”, випуск 17. – Донецьк: ДонДТУ, 2000. – С. 31 – 34.
 84. Зимин Е.Н., Яковлев В.И. Автоматическое управление электроприводами / Учебное пособие для студентов вузов специальности ЭАПУ. – М.: Высш. школа, 1979. – 318 с.
 85. Садовой А.В., Сухинин Б.В., Сохина Ю.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами. – К.: ИСИМО, 1996. – 298 с.
 86. Многократноинтегрирующие системы управления / В.Б. Клепиков и др. – К.: НВК «КІА», 1998. – 244 с.
 87. Сандлер А.С., Тарасенко Л.М. Динамика каскадных асинхронных электроприводов. – М.: Энергия, 1977. – 200 с.
 88. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1977. – 328 с.
 89. Ващенко А.П., Онищенко Г.Б. Частотно-регулируемый асинхронный электропривод // Сер. «Электропривод и автоматизация промышленных установок» (Итоги науки и техники). Том 9. – М., ВИНТИ, 1988. – С. 1 – 96.
 90. Трещев И.И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. – Л.: Энергия, 1980. – 344 с.
 91. Вейнгер А.М. Регулируемый синхронный электропривод. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 224 с.
 92. Вешеневский . Характеристики двигателей в электроприводе.
 93. Бычков В.П., Алферов В.Г. и др. Система управления главным приводом с косвенным выделением возмущения по нагрузке // Труды МЭИ, 1972, вып. 149. – С. 49 – 53.
 94. Файнберг М.Ю. Образование и использование сигналов по возмущению для автоматизированных электроприводов // Известия вузов. Горный журнал, 1969, №10. – С. 106 – 110.
 95. Левинтов С.Д., Борисов А.М., Стасяк В.Н. Знакочувствительный магнитоупругий измеритель момента // Электричество, 1970, №7, с. 90 – 91.
 96. Коцегуб П.Х., Перепичаенко Е.К., Толочко О.И. Одноконтурная система вентильного электропривода с обратной связью по ЭДС (напряжению) преобразователя. // Изв. вузов, Электромеханика, 1974, №6. – С. 681 – 685.
 97. Коцегуб П.Х., Толочко О.И. Компенсация статизма по нагрузке в системе вентильного привода с обратной связью по ЭДС преобразователя // Изв. вузов, Электромеханика, 1977, №11. – С. 1246 – 1251.
 98. Прудков М.Л. Анализ динамических свойств систем зависимого управления полем двигателей постоянного тока // Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок (ГПИ Тяжпромэлектропроект). – М.: Энергия, 1969. №11. – С. 3 – 9.
 99. Анисимов В.С., Зеленцова Л.М., Зубок А.А. Приближенная автономизация контура регулирования э.д.с. в зависимой системе двухзонного регулирования

- ния скорости двигателя // Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок (ГПИ Тяжпромэлектропроект). – М.: Энергия, 1973. №4. – С. 11 – 13.
100. Вишневская К.А., Козин В.М., Кочубиевский Ф.Д. Сравнение динамики систем двухзонного регулирования скорости двигателя при управлении потоком в функции якорного напряжения и ЭДС // Электротехническая промышленность. Сер. Электропривод, 1974, вып. 5 (31).
101. Малюк Н.Т., Омеляненко Н.М., Поздеев А.Д. Некоторые особенности синтеза вентильных электроприводов с двухзонным регулированием скорости // Электротехническая промышленность. Сер. Электропривод, 1979, вып. 4 (75). – С. 14 – 17.
102. Лapidус М.И., Пистрак М.Я. Рациональное управление полем двигателя в системе двухзонного регулирования частоты вращения // Электропривод, 1980, №1. – С. 7 – 9.
103. Толочко О.И., Максаев П.А. Сравнительный анализ систем двухзонного регулирования скорости // Проблемы создания новых машин и технологий. Научные труды Кременчугского государственного политехнического института. Выпуск 2. – Кременчуг, КГПИ, 1999. – С. 32 – 35.
104. Толочко О.И., Максаев П.А. Система двухзонного регулирования с основной обратной связью по скорости и с параметрическим управлением полем двигателя // Контроль і управління в складних системах (КУСС-99). Книга за матеріалами п'ятої міжнародної науково-технічної конференції, м. Вінниця, 3-5 лютого 1999 року. У 3-х томах. Том 3. – Вінниця: “УНІВЕРСУМ-Вінниця”, 1999. – С. 117 – 123.
105. Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Губарь Ю.В., Светличный А.В. Система позиционного электропривода с датчиком положения // Изв. вузов, Электромеханика, 1982, №3. – С. 331 – 337.
106. Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Губарь Ю.В. Выбор параметров цифроаналоговой системы позиционного электропривода с датчиком положения по модульному оптимуму // Изв. вузов, Электромеханика, 1983, №7. – С. 102 – 107.
107. Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Губарь Ю.В. Анализ и синтез комбинированной цифро-аналоговой системы регулирования скорости // Изв. вузов, Электромеханика, 1984, №2. – С. 45 – 51.
108. Коцегуб П.Х., Баринберг В.А., Толочко О.И., Федоряк Р.В. Оптимизация двухмассовых систем регулирования скорости // Известия вузов. Электромеханика, №4, 1998. – С. 54 – 57.
109. Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Федоряк Р.В. Оптимизация двухмассовых систем регулирования скорости с комбинированным управлением по задающему воздействию // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник ХГПУ. Специальный выпуск. – Харьков: ХГПУ, 1998. – С. 40 – 41.
110. Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Федоряк Р.В. Астатическая по возмущению система регулирования скорости двухмассового электромеханического объекта // Контроль і управління в складних системах (КУСС-99). Книга за ма-

- теріалами п'ятої міжнародної науково-технічної конференції, м.Вінниця, 3-5 лютого 1999 року. У 3-х томах. Том 3. – Вінниця: “УНІВЕРСУМ-Вінниця”, 1999. – С. 111 – 116.
111. Боровиков М.А. Применение упреждающей коррекции в следящих системах с люфтом // Электричество, 1977, №6.
 112. Устройство для определения скорости двигателя в ЭП с двухзонным регулированием. Шамрай и др. А.с. 612370, кл. Н 02 Р 5/00, оп. 30.05.78.
 113. Шевелев Н.В. Уточненный расчет контура тока в схеме регулирования скорости двигателя // Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. – М.: Энергия, 1967, №11. – С. 34 – 39.
 114. Орещенко Р.А. Анализ влияния внутренней обратной связи по э.д.с. двигателя на контур тока // ИУ, 1967, №11. – С. 39 – 43.
 115. Бычков В.П., Вега К.М. Компенсация внутренней обратной связи двигателя постоянного тока в системах электропривода с подчиненным регулированием // Электричество, 1970, №11. – С. 36 – 38.
 116. Иванов Г.М. Косвенный метод измерения момента в упругом элементе электропривода при демпфировании механических колебаний // Электропривод, 1980, №1. – С. 1 – 4.
 117. Иванов Г.М. Тиристорный электропривод постоянного тока с упругим звеном в механической части // Электротехника, 1980, №6. – С. 16 – 19.
 118. Переслегин. Вопросы создания электроприводов, обеспечивающих ограничение упругих деформаций в механических системах // Электропривод, 1980, №4(84). – С. 8 – 10.
 119. Ткаченко В.Я. Способ демпфирования колебаний в ЭП и устройство для его осуществления. А.с. 693525 Н 02 Р 5/06, оп.25.10.79.
 120. Ткаченко В.Я. Устройство для демпфирования колебаний в ЭП с упругой связью между двигателем и механизмом. А.с. 736317, Н 02 Р 5/06, оп.30.05.80
 121. Ткаченко В.Я. Устройство для демпфирования колебаний в упругой связи между двигателем и механизмом ЭП. А.с. 714607, Н 02 Р 5/06, оп.7.02.80
 122. Чермалых и др. Двухканальная система подчиненного управления с упругими звеньями // Вестник КПИ. Горная электромеханика и автоматика, 1981, №12. – С. 3 – 7.
 123. Перепичаенко и др. Исследование динамики замкнутой линейной ДЭМС // Труды МЭИ, 1981, №520. – С. 60 – 67.
 124. Паулов А.М., Дружилов С.А. Компенсация влияния переменного момента инерции объекта на динамику электропривода // Автоматиз. эл.-мех. системы. – Новосибирск: НЭТИ, 1979. – 223 с.
 125. Вейгман и др. Устройство для управления ТЭП постоянного тока с люфтом в кинематической передаче. А.с. 836746, Н 02 Р 5/06, оп. 7.06.81.
 126. Денис, Уханская. Улучшение качества переходных процессов динамических систем методом упреждающих сигналов // Вестник ЛПИ, 1981, №151. – С. 34 – 37.

127. Шестаков В.М. Динамика АСР скорости двигателя, управляемого потоком возбуждения // Электротехническая промышленность. Сер. Электропривод, 1976, вып. 1 (45). – С. 9 – 12.
128. Шестаков В.М. Выбор рациональных структур АСР натяжения // Электромеханика, 1981, №6. – С. 656 – 662.
129. Динкель А.Д. и др. Электропривод рудничной подъемной установки по системе ТП-Д с реверсом по цепи возбуждения // Электротехническая промышленность. Сер. Электропривод, 1979, вып. 8 (79). – С. 20 – 22.
130. Иванов, Левин. Самонастраивающаяся система регулирования натяжения // Электропривод, 1981, №6. – С. 6 – 8.

ЗМІСТ

Вступ _____	3
1. Астатичні за навантаженням системи регулювання швидкості _____	4
2. Системи регулювання швидкості з обмеженням ривка _____	9
3. Системи непрямого регулювання швидкості _____	12
4. Системи двозонного регулювання та стабілізації швидкості _____	16
5. Системи частотного керування швидкістю асинхронних двигунів на основі перетворювачів частоти з керованим випрямлячем та автономним інвертором напруги _____	20
6. Системи частотно-струмового керування швидкістю асинхронних двигунів на основі перетворювачів частоти з керованим випрямлячем та автономним інвертором струму _____	32
7. Системи частотно-струмового керування швидкістю асинхронних двигунів на основі безпосередніх перетворювачів частоти _____	35
8. Системи векторного управління _____	40
9. Автоматичні системи управління положенням механізму _____	48
10. Системи електроприводу з пружними зв'язками _____	52
Додатки _____	60
Література _____	62