



А.І.ПАНКРАТОВ

**СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ
ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ**

Навчальний посібник

Краматорськ 2018

Міністерство освіти і науки України
Донбаська державна машинобудівна академія

А.І.Панкратов

СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Рекомендовано

Міністерством освіти і науки України

як навчальний посібник з дисципліни

«СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ»

(для студентів механічних та електромеханічних спеціальностей

денної і заочної форм навчання)

Краматорськ 2018

УДК 628.372.002

ББК 31.291

П - 16

Рецензенти:

Коцегуб П.Х., д-р техн.наук, проф., зав. кафедрою «Електропривід і автоматизація промислових установок» ДонНТУ;

Клепиков В.Б., д-р техн. наук, проф., зав. кафедрою «Автоматизовані електромеханічні системи» ХПДУ

Ягуп В.Г., д-р техн.наук, проф. кафедри «Електропостачання міст» ХНАМГ;

Гриф надано Міністерством освіти і науки України

Лист № 1.4/18-Г-982 від 20.06.07 р.

Панкратов А.І.

П – 16 Системи керування електроприводами. Видання 2: Навч. посібник з дисципліни «Системи керування електроприводами» (для студентів спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» денної і заочної форми навчання)/ – Краматорськ: ДДМА, 2018. – 225 с.

ISBN

Викладена методика проектування систем автоматичного керування електроприводів регулювання швидкості й положення на прикладі приводів механізмів головного руху й подачі механообробних верстатів.

Наводяться приклади дослідження показників якості регулювання вихідних координат електроприводів постійного і змінного струму в середовищі MatLab.

УДК 628.372.002

ББК 31.291

ISBN

© А.І.Панкратов, 2018

© ДДМА, 2018

ЗМІСТ

ВСТУП.....	9
1 ДИСКРЕТНІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ.....	12
1.1 Основні функціональні вузли дискретних систем ручного керування електроприводами.....	13
1.1.1 Типові схеми підключення електроприводів до живильної мережі.....	13
1.1.2 Системи ручного керування пуском.....	16
1.1.3 Ручне регулювання швидкості.....	19
1.2 Основні функціональні вузли дискретних систем автоматичного керування електроприводами.....	20
1.2.1 Системи керування автоматичним пуском електроприводів.....	20
1.2.2 Система керування автоматичним пуском асинхронного електропривода у функції швидкості.....	21
1.2.3 Система керування автоматичним пуском електропривода постійного струму у функції ЕРС.....	23
1.2.4 Система керування автоматичним пуском асинхронного електропривода у функції часу.....	25
1.3 Системи автоматичного гальмування електроприводів.....	28
1.3.1 Система керування динамічним гальмуванням асинхронного електропривода у функції швидкості.....	31
1.3.2 Система керування динамічним гальмуванням електропривода постійного струму у функції ЕРС.....	35
1.3.3 Система керування гальмуванням противмиканням асинхронного електропривода у функції ЕРС.....	36
1.4 Основні функціональні вузли захистів електроприводів.....	39
1.4.1 Струмове відсічення.....	40
1.4.2 Максимальний струмовий захист.....	42
1.4.3 Тепловий захист.....	43

1.4.4	Захист мінімальної напруги.....	45
1.4.5	Нульовий захист.....	46
1.5	Блокування в схемах керування електроприводів.....	47
1.5.1	Блокування кнопки «Пуск».....	48
1.5.2	Блокування одночасного вмикання контакторів «Уперед» й «Назад».....	49
1.5.3	Блокування в схемах послідовного запуску й гальмування електроприводів поточно-транспортних систем.....	49
1.6	Синтез безконтактних схем автоматичного керування електроприводами.....	51
2 АНАЛОГОВІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ.....		72
2.1	Технологічні вимоги до електроприводів механообробних верстатів.....	73
2.2	Комплектні тиристорні перетворювачі якоря й збудження.....	85
2.3	Силовий трансформатор.....	86
2.4	Силкові вентиляльні блоки ТП якоря.....	92
2.5	Зрівняльні реактори ТП якоря.....	94
2.6	Опорі якірного ланцюга електропривода.....	94
2.7	Статичні характеристики ТП якоря.....	98
2.8	Статичні електромеханічні характеристики тиристорного електропривода.....	103
2.9	Система керування електропривода із двозонним регулюванням швидкості	106
2.9.1	Функціональна схема системи двозонного регулювання швидкості.....	106
2.9.2	Структурна схема системи двозонного регулювання швидкості.....	111
2.9.3	Елементи й блоки СКЕП двозонного регулювання	

швидкості.....	112
2.9.3.1 Задатчик інтенсивності.....	112
2.9.3.2 Синтез регулятора швидкості одноконтурної САР на основі модульного оптимуму.....	114
2.9.3.3 Нелінійна ланка.....	117
2.9.3.4 Вузол залежного струмообмеження.....	118
2.9.3.5 Функціональний перетворювач ЕРС.....	122
2.9.3.6 Передатні функції структурної схеми другого каналу керування	123
2.9.3.7 Оцінка статичних і динамічних властивостей системи двобонного регулювання швидкості в середовищі MatLab.	125
2.10 Система керування електроприводом регулювання положення.....	129
2.10.1 Функціональна схема системи регулювання положення.....	130
2.10.2 Структурна схема системи регулювання положення.....	132
2.10.3 Елементи й блоки СКЕП регулювання положення.....	132
2.10.3.1 Датчик швидкості.....	132
2.10.3.2 Датчик струму.....	134
2.10.3.3 Датчик положення.....	136
2.10.3.4 Синтез регулятора струму на основі модульного оптимуму.....	139
2.10.3.5 Синтез регулятора швидкості системи регулювання положення на основі модульного оптимуму.....	143
2.10.3.6 Синтез регулятора положення на основі модульного оптимуму.....	146
2.10.3.7 Оцінка статичних і динамічних властивостей системи регулювання положення в середовищі MatLab.....	148
2.10.4 Фаззи-коррекция СКЕП регулювання положення у середовищі MatLab.....	150

2.11	Методичні вказівки до виконання самостійної роботи «Аналогові системи керування електроприводами постійного струму».....	153
2.11.1	Зміст розрахунково-пояснювальної записки.....	153
2.11.2	Зміст графічної частини.....	154
2.11.3	Варіанти завдань для проектування СКЕП.....	156
2.11.4	Технічні вимоги до двозонної СКЕП регулювання швидкості механізму головного руху механообробного верстата.....	157
2.11.5	Технічні вимоги до СКЕП регулювання положення механізму подачі механообробного верстата.....	158
3	АНАЛОГОВІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ ЗМІННОГО СТРУМУ.....	159
3.1	Схеми силових модулів частотних перетворювачів.....	160
3.2	Скалярне регулювання швидкості частотних електроприводів за законом $U_1/f_1 = \text{const}$	163
3.3	Функціональна схема скалярної системи керування частотним електроприводом за законом $U_1/f_1 = \text{const}$	166
3.4	Структурна схема скалярної системи керування частотного електропривода, що реалізує закон керування $U_1/f_1 = \text{const}$	168
3.5	Передатні функції елементів скалярної системи керування частотним електроприводом із законом регулювання $U/f = \text{const}$	169
3.6	Оцінка статичних і динамічних властивостей системи регулювання швидкості частотного електропривода з законом керування $U/f = \text{const}$ у середовищі MatLab.....	173
3.7	Скалярне регулювання швидкості частотних електроприводів за законом $\Psi_1 = \text{const}$	176
3.8	Схема силового модуля частотного перетворювача с керуванням за законом $\Psi_1 = \text{const}$	177
3.9	Функціональна схема скалярної системи керування	

частотним електроприводом з регулюванням швидкості за законом $\Psi_1 = \text{const}$	181
3.10 Структурна схема скалярної системи керування частотного електропривода із законом регулювання $\Psi_1 = \text{const}$	182
3.11 Передатні функції елементів скалярної системи керування частотного електропривода із законом регулювання $\Psi_1 = \text{const}$	182
3.12 Оцінка статичних і динамічних властивостей системи регулювання швидкості частотного електропривода за законом $\Psi_1 = \text{const}$ у середовищі MATLAB SIMULINK.....	184
3.13 Векторне керування частотним асинхронним електроприводом у перетвореної ортогональної системі координат $x - y$	186
3.14 Функціональна схема системи векторного керування частотним електроприводом за законом $\Psi_2 = \text{const}$ с виміром швидкості.....	188
3.15 Структурна схема системи векторного керування в координатах $x - y$ частотного електропривода із законом $\Psi_2 = \text{const}$	190
3.16 Передатні функції елементів структурної схеми аналогової СКЕП з векторним керуванням.....	191
3.17 Оцінка статичних і динамічних властивостей системи регулювання швидкості частотного електропривода за законом керування $\Psi_2 = \text{const}$ у середовищі MatLab.....	196
3.18 Методичні вказівки до виконання самостійної роботи «Аналогові системи керування електроприводами змінного струму».....	198
3.18.1 Загальні технічні вимоги до частотного електропривода регулювання швидкості механізму головного руху	

механообробного верстата.....	200
4 ЦИФРОВІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ.....	202
4.1 Мікропроцесорна система програмного керування.....	203
4.2 Оцінка статичних і динамічних властивостей цифрових систем керування.....	208
4.3 Математичний опис ЦСК рівняннями в кінцевих різностях	208
4.4 Математичний опис ЦСК рівняннями з z - перетвореннями Лапласа.....	209
СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	217
ДОДАТКИ	220
ДОДАТОК А. Технічні характеристики електродвигунів постійного струму типу 2ПН.....	220
ДОДАТОК Б. Довідкові дані погоджувальних трансформаторів.....	223
ДОДАТОК В. Технічні характеристики тахогенераторів.....	223
ДОДАТОК Г. Технічні характеристики вимірювальних перетворювачів положення.....	224
ДОДАТОК Д. Технічні дані асинхронних двигунів.	225

ВСТУП

Автоматизованим електроприводом заведено називати сукупність електротехнічних, електромеханічних, механічних перетворювачів енергій і системи керування.

Системи керування електроприводами забезпечують узгодження процесів перетворення енергій з метою одержання заданою технологією параметрів руху об'єкта керування.

До заданих параметрів руху об'єкта керування відносять:

- регульовані швидкості руху;
- діапазони регулювання швидкості;
- статичні помилки регулювання швидкостей;
- динамічні помилки регулювання швидкостей;
- час установлення (регулювання) заданих швидкостей;
- регульовані прискорення переміщення;
- статичні помилки регульованих прискорень;
- динамічні помилки регульованих прискорень (ривки);
- час установлення (регулювання) заданих прискорень;
- регульований шлях переміщення;
- статичні помилки регульованих переміщень;
- динамічні помилки регульованих переміщень;
- час установлення (регулювання) заданих переміщень;
- обмеження статичних і динамічних моментів (сил);
- час установлення обмежених статичних і динамічних моментів;
- регульовані динамічні моменти (сили);
- час установлення (регулювання) заданих динамічних моментів (сил).

Слід зазначити, що в статичних режимах роботи електроприводів обертальні моменти регулювати неможливо, тому що вони врівноважені статичними моментами опору, жорстко обумовленими технологією. Можна регулювати тільки динамічні моменти за рахунок регулювання прискорень.

Автоматизована електромеханічна система, що включає автоматизований електропривід й об'єкт керування, наприклад, механізм головного руху механообробного верстата, забезпечує автоматизацію технологічних процесів більше високого рівня – автоматизацію механообробного комплексу.

Тому забезпечення системою керування електроприводом заданих параметрів руху об'єкта керування дає можливість одержати необхідні показники якості кінцевої продукції, наприклад, точність виготовлення колінчатого вала автомобільного двигуна.

Властивості систем керування в значній мірі залежать від практичного виконання елементів, що реалізують алгоритми керування, тому системи керування електроприводами поділяють на:

- дискретні системи керування (релейно-контакторні й безконтактні);
- аналогові системи керування;
- цифрові системи керування.

Ця класифікація систем керування відбиває історичний процес їхнього вдосконалювання.

Алгоритми керування дискретних систем керування засновані на обробці й формуванні послідовної в часі сукупності дискретних керуючих сигналів – «включити» або «виключити». Ці алгоритми реалізуються за допомогою релейно-контакторних схем або безконтактних логічних схем або мікропроцесорних комплектів (контролерів).

Алгоритми керування аналогових систем керування засновані на обробці й формуванні аналогових (безперервних) керуючих сигналів. Ці алгоритми реалізуються за допомогою аналогових електронних схем, основними елементами яких є електронні операційні підсилювачі.

Алгоритми керування цифрових систем керування засновані на обробці й формуванні цифрових (кодових) керуючих сигналів.

Цифрові системи керування через те, що в них фізично оброблювана інформація являє собою послідовні в часі кодові сукупності імпульсів, називають імпульсними системами керування. Алгоритми керування цифрових систем керування реалізуються за допомогою контролерів або різної

обчислювальної здатності комп'ютерів.

Алгоритми керування всіх систем керування залежать також від типу електротехнічного перетворювача (електромашинного, тиристорного або транзисторного) і від типу електромеханічного перетворювача енергії (двигуна), прийнятих структур систем автоматичного регулювання (САР).

Проектування автоматизованого електропривода включає наступні основні етапи:

1) розробку технічного завдання, у якому наводяться основні дані про технологічний процес, технічні вимоги до електропривода, системи автоматизації й захистів, дані про обрані електромеханічний і механічний перетворювачі;

2) розробку функціональної схеми системи керування;

3) вибір елементів системи керування;

4) розробку принципової силової схеми електропривода;

5) розробку структурної схеми системи керування;

6) визначення параметрів передатних функцій елементів структурної схеми;

7) оцінку показників якості регулювання параметрів руху об'єкта керування;

8) корекцію САР;

9) розробку схем електричних з'єднань електропривода;

10) розробку принципової електричної схеми системи керування;

11) складання специфікації устаткування;

12) розробку монтажних схем.

У навчальному посібнику наводяться методики розробки систем керування найбільш відповідних і трудомістких етапів 2...9 на прикладі вибору систем керування електроприводів механообробних верстатів, для яких висуваються досить тверді вимоги до показників якості регулювання швидкості й положення.

Навчальний посібник призначений для студентів електромеханічних спеціальностей з метою одержання ними певних навичок самостійного проектування систем керування електроприводами.

1 ДИСКРЕТНІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Завданнями керування дискретних систем керування відповідно до вимог технологічного процесу є:

- плавний пуск із обмеженням пускових струмів і прискорень;
- регулювання швидкості;
- електромеханічне й механічне гальмування;
- реверс;
- захист силових ланцюгів і ланцюгів управління електропривода;
- блокування небажаних режимів.

Розрізняють дискретні системи ручного й автоматичного керування.

Для ручного керування використовують апарати ручного керування:

- рубильники;
- пакетні перемикачі;
- універсальні перемикачі;
- силові контролери;
- командо-контролери;
- кнопки керування;
- магнітні контактори;
- магнітні пускачі.

Недоліками ручного керування є:

- низька точність регулювання швидкості, пов'язана із суб'єктивною оцінкою результатів регулювання оператором;
- неприпустимі прискорення й сповільнення при пусках, регулюванні швидкості й гальмуваннях, пов'язані із суб'єктивною оцінкою результатів керування оператором;
- висока трудомісткість процесу керування.

Дискретні системи автоматичного керування частково усувають недоліки систем ручного керування.

При цьому автоматизують процеси пуску, гальмування, захистів і

блокувань.

Для автоматичного керування використовують апарати автоматичного й дистанційного керування:

- магнітні контактори;
- магнітні пускачі;
- реле струму, напруги, часу, теплові, проміжні й т.п.;
- кінцеві й шляхові вимикачі;
- датчики.

1.1 Основні функціональні вузли дискретних систем ручного керування електроприводами

Схема будь-якого електропривода поділяється на дві частини:

- силову схему;
- схему керування.

У силових принципових схемах відображаються з'єднання за допомогою комутаційних апаратів силових обмоток електродвигунів з живильною мережею, а також з пускорегулюючими й гальмовими опорами.

Принципові електричні схеми керування являють з'єднання електричних апаратів керування, які забезпечують задані технологіями алгоритми керування.

1.1.1 Типові схеми підключення електроприводів до живильної мережі

Схеми подачі живлення до електродвигунів можуть бути нереверсивними й реверсивними. На рисунку 1 наведені реверсивна схема подачі живлення до асинхронного двигуна (АД) з короткозімкнутим (к. з.) ротором і схема керування електроприводом.

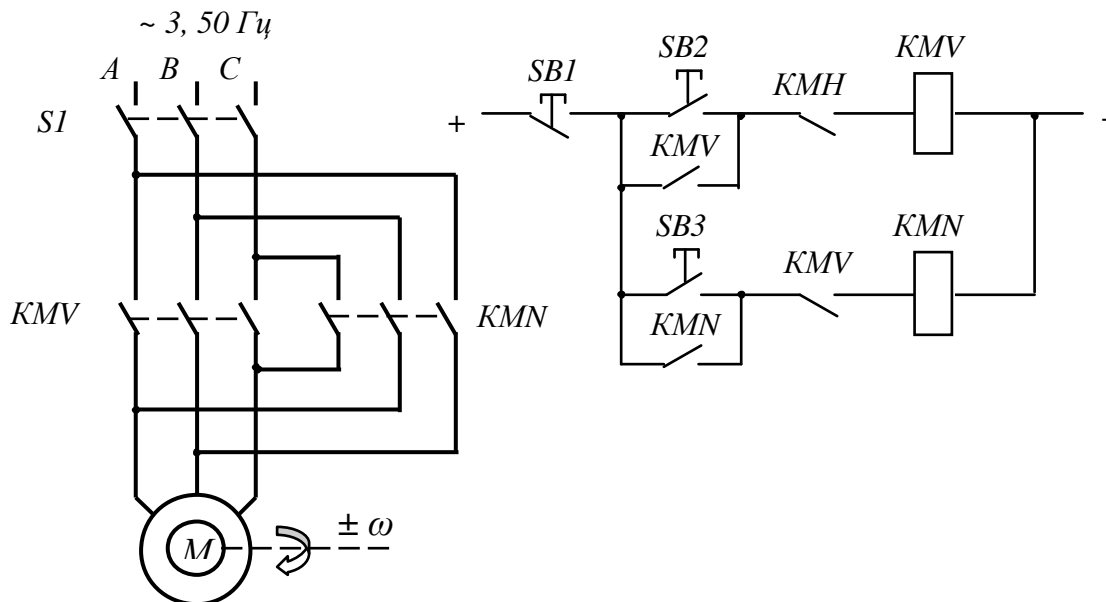


Рисунок 1 – Принципова схема керування реверсом асинхронного двигуна

Для вмикання приводу «Уперед» натискається кнопка $SB2$, спрацьовує магнітний контактор KM , що підключає статорну обмотку двигуна M до трифазної живильної мережі із прямим порядком чергування фаз $A \rightarrow B \rightarrow C$.

Для вмикання приводу «Назад» натискається кнопка $SB3$, спрацьовує магнітний контактор KM , що підключає статорну обмотку двигуна M до трифазної живильної мережі зі зворотним порядком чергування фаз $B \rightarrow A \rightarrow C$, і вал двигуна розвертається у зворотну сторону.

Схема реверса АД показана на рисунку 2.

Для видимого розриву ланцюга при ремонтах використовують рубильник SI .

У приводах постійного струму застосовують два типи реверса:

- реверс за якорем – зміна полярності напруги обмотки якоря;
- реверс за полем – зміна полярності напруги обмотки збудження.

На рисунку 2 наведена силова схема реверса за якорем, а на рисунку 3 – силова схема реверса за полем електропривода постійного струму незалежного збудження.

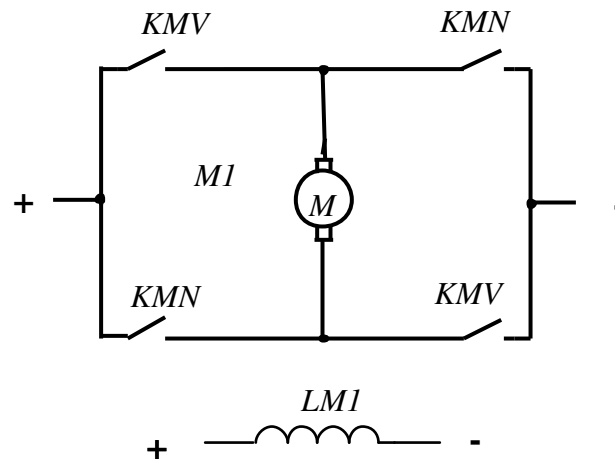


Рисунок 2 - Схема реверса за якорем електропривода постійного струму незалежного збудження

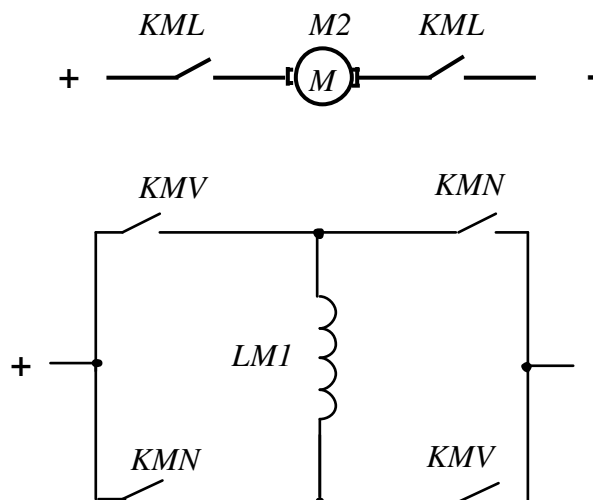


Рисунок 3 - Схема реверса за полем електропривода постійного струму незалежного збудження

Реверс за якорем використовують у приводах малої й середньої потужності ($P_n \leq 50$ кВт), наприклад, у механообробних верстатах. З метою зниження потужності комутаційних апаратів реверс за полем застосовують

у приводах великої потужності, наприклад, у потужних приводах прокатних станів, екскаваторів з мехлопатою, драглайнів. Недоліком цієї схеми є інерційність процесу реверса, яка пов'язана з великою електромагнітною постійною часу обмотки збудження.

Контакторні схеми керування реверсом приводів постійного струму ідентичні схемам змінного струму з постійним оперативним струмом (див. рис.1).

1.1.2 Системи ручного керування пуском

При прямому пуску електроприводів виникають більші пускові струми, які в кілька разів перевищують номінальні струми.

Для обмеження пускових струмів у ланцюгу обмоток ротора АД і якорі ЕПС включають пускові опори, які для плавності запуску поділяють на секції. На рисунку 4 як приклад наведена силова схема двоступінчастого пуску двигуна постійного струму (ДПС).

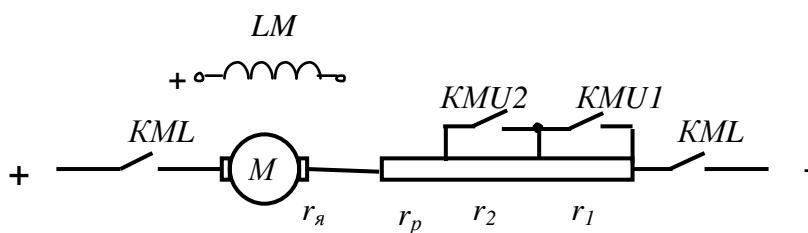


Рисунок 4 - Силовая схема двоступінчастого пуску ДПС

Схема ручного керування пуском повинна забезпечити вмикання лінійного контактора KM при максимальному пусковому опорі

$$RI = r_{я} + r_p + r_1 + r_2 ,$$

де $r_{я}$ – опір обмотки якоря;

r_p – опір робочої (невиведеної секції);

r_1 - опір першої пускової секції;

r_2 – опір другої пускової секції.

У міру розгону двигуна оператор послідовно повинен вмикати контактори прискорення $KM1$, $KM2$ які повинні послідовно шунтувати пускову секцію r_1 , потім r_2 .

При правильному виборі моментів вмикання контакторів прискорення розгін електропривода повинен здійснюватися у відповідності до статичної пускової діаграми за траєкторією, що включає точки $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow 6$ на рисунку 5.

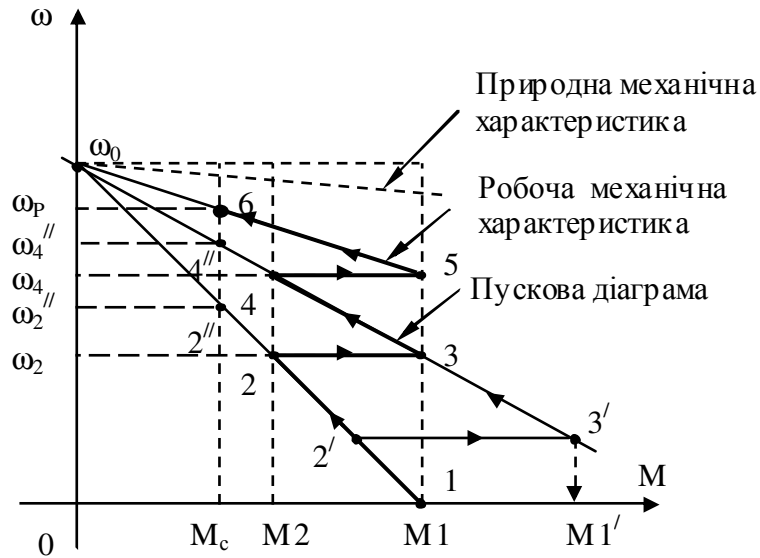


Рисунок 5 - Пускова діаграма ДПС при двоступінчастому пуску

Схема ручного керування пуском ДПС, що забезпечує цей алгоритм, наведена на рисунку 6.

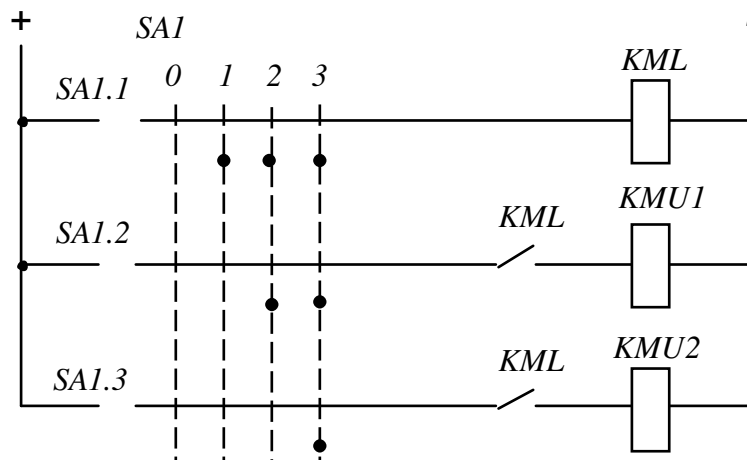


Рисунок 6 - Принципова схема ручного керування двоступінчастим пуском ДПС

Для керування пуском використовують апарат програмного керування – універсальний перемикач або командоконтролер *SA1*, що має чотири фіксованих положення. Увімкнений стан його контактів на принциповій схемі позначено точками на пунктирних лініях під відповідними контактами. У нульовому положенні *SA1* всі контактори відключені.

Командоапарат вибирають за кількістю ланцюгів керування й кількістю фіксованих положень важеля управління апарата.

Для наведеного прикладу схеми керування кількість ланцюгів керування дорівнює кількості об'єктів керування в силовій схемі – трьом магнітним контакторам *KML*, *KMU1*, *KMU2*, а кількість фіксованих положень дорівнює кількості операцій:

- 1) вимикання електропривода (положення 0);
- 2) вмикання електропривода з максимальним пусковим опором $R1 = r_a + r_p + r_1 + r_2$ (положення 1);
- 3) вмикання електропривода з пусковим опором $R2 = r_a + r_p + r_2$ (положення 2);
- 4) вмикання електропривода з нульовим пусковим опором (положення 3).

При переведенні рукоятки командоапарата *SA1* у положення 1 замикається контакт *SA1.1*, і після цього – лінійний контактор *KML*, що запускає двигун з максимальним пусковим опором *R1*.

Блоки-контакти лінійного контактора *KML* підготовлюють ланцюги вмикання контакторів прискорення *KMU1* й *KMU2*.

При переведенні рукоятки командоапарата *SA1* у положення 2 замикається контакт *SA1.2*, і після цього – контактор прискорення *KMU1*, що шунтує першу пускову секцію r_1 . Відбувається стрибок струму й моменту, і двигун розганяється відповідно до пускової діаграми (див. рис. 5) за траєкторією від точки 3 до точки 4. У цей момент часу необхідно перевести рукоятку командоапарата *SA1* у положення 3. При цьому замикається контакт *SA1.2*, і після цього – контактор прискорення *KMU2*, що шунтує

другу пускову секцію r_2 . Відбувається стрибок струму й моменту, й двигун розганяється відповідно до пускової діаграми (див. рис. 5) за траєкторією від точки 5 до точки 6, де динамічний режим розгону закінчується, тому що обертальний момент урівноважується статичним моментом опору ($M = M_c$).

Недоліком схем ручного керування пуском є низька точність керування, пов'язана з помилками оператора, які можуть викликати стрибки динамічних моментів (струмів) або сповільнення пуску.

Так, наприклад, якщо оператор при пуску переведе рукоятку командоапарата з положення 1 у положення 2 раніше, ніж координати приводу будуть дорівнювати координатам точки 2, то траєкторія розгону приводу буде включати точки $2' \rightarrow 3'$ (див. рис. 5), отже на валі двигуна виникне момент $M1' > M1$. При цьому виникне неприпустимий динамічний момент $M_{дин} = M1' - M_c$ і неприпустимий стрибок струму якоря, що погіршує умови комутації ДПС.

1.1.3 Ручне регулювання швидкості

Для реостатного регулювання швидкості в розглянутій схемі електропривода (див. рис. 4) використовуються пускові опори r_1 й r_2 .

Кількість швидкостей при статичному моменті опору $M_c = const$ дорівнює кількості додаткових опорів у ланцюгу якоря, включаючи нульове, тобто дорівнює трьом.

На пусковій діаграмі (див. рис. 5) цими швидкостями будуть:

- мінімальна швидкість ω_2'' у точці $2''$ (положення 1 важеля керування командоапарата SA1);

- середня швидкість ω_4'' у точці $4''$ (положення 2 важеля керування командоапарата SA1);

- максимальна (робоча) швидкість ω_p (положення 3 важеля керування командоапарата SA1).

Системи ручного керування електроприводами застосовуються на старих механообробних верстатах, козлових і мостових кранах.

Недоліками ручного регулювання швидкості є відсутність плавності, низькі діапазон і точність регулювання, значні втрати електричної енергії, пов'язані з нагріванням пускорегулюючих опорів.

1.2 Основні функціональні вузли дискретних систем автоматичного керування електроприводами

До основних функціональних вузлів дискретних систем автоматичного керування електроприводами відносяться:

- системи автоматичного пуску;
- системи автоматичного гальмування;
- захисти електроприводів;
- блокування небажаних режимів.

1.2.1 Системи керування автоматичним пуском електроприводів

Завданнями автоматизації пуску є:

- 1) підключення електродвигуна до живильної мережі з максимальним пусковим опором;
- 2) послідовне виведення пускових секцій з метою забезпечення плавності запуску.

Системи автоматичного пуску можуть забезпечувати:

- автоматичний пуск тільки до робочої (максимальної) швидкості;
- автоматичний пуск до будь-якої фіксованої швидкості.

У першому випадку використовують у неперсивному приводі двопозиційний командоапарат або дві кнопки керування «Пуск» й «Стоп» або трипозиційний командоапарат або три кнопки керування «Пуск уперед», «Пуск назад» й «Стоп» у реверсивному приводі.

У другому випадку використовують багатопозиційний командоапа-

рат, кількість позицій якого визначається кількістю регульованих швидкостей і можливістю реверса.

Завдання автоматичного виведення пускових секцій може бути вирішена при наявності інформації про параметри електропривода. Так, наприклад, ознакою необхідності вмикання першого контактора прискорення $KMU1$ у схемі (див.рис. 6) є розгін приводу до швидкості ω_2 (див. рис. 5). Отже для автоматизації пуску необхідно контролювати цей рівень швидкості й при досягненні швидкості цього рівня автоматично включати контактор $KMU1$.

Залежно від контрольованого параметра (швидкості, струму, ЕРС, часу) розрізняють чотири принципи керування пуском [19]:

- пуск у функції швидкості;
- пуск у функції струму;
- пуск у функції ЕРС;
- пуск у функції часу.

1.2.2 Система керування автоматичним пуском асинхронного електропривода у функції швидкості

Для контролю поточного значення швидкості в схемі на рисунку 7 використовується датчик швидкості (тахогенератор) BR .

ЕРС на виході датчика швидкості пропорційно швидкості

$$E_{BR} = k\Phi\omega,$$

тому при двоступінчастому пуску необхідно контролювати два рівні швидкості, що забезпечуються двома реле напруги $KU1$ й $KU2$, підключеними до виходу датчика швидкості BR .

Схема керування, наведена на рисунку 8, забезпечує пуск у два ступені у функції швидкості, реверс і регулювання швидкості.

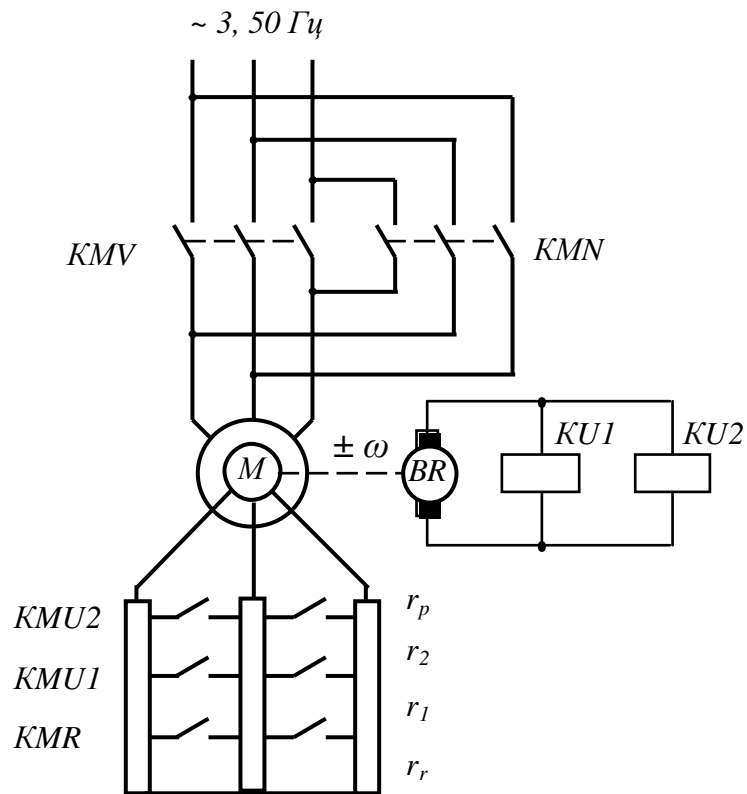


Рисунок 7 - Принципова реверсивна силова схема двоступінчастого пуску АД з фазним ротором

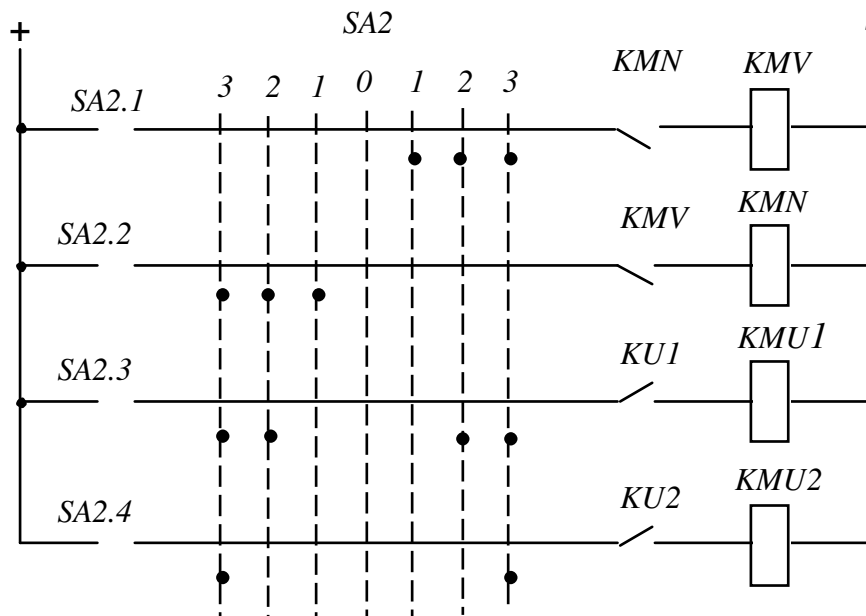


Рисунок 8 - Принципова реверсивна схема автоматичного керування двоступінчастим пуском АД у функції швидкості

При переведенні рукоятки командоапарата SA2 у положення 3 «Уперед» або «Назад» привід розганяється до швидкості ω_2 (див. рис. 5), спрацьовує реле напруги KUI, що своїм контактом KUI замикає ланцюг живлення обмотки управління контактора прискорення KMU1. У силовому ланцюгу (див. рис. 7) контакти цього контактора шунтують (виводять) першу пускову секцію r_1 , і привід розганяється далі до швидкості ω_4 , спрацьовує реле напруги KU2, вмикається магнітний контактор прискорення KMU2, контакти якого шунтують у силовій схемі пускову секцію r_2 . Далі привід розганяється до робочої швидкості ω_p .

При переведенні рукоятки командоапарата SA2 у положення 1 «Уперед» або «Назад» привід розганяється до швидкості ω_2'' і працює із цією швидкістю, тому що контактор KMU1 не спрацьовує через вимкнений у цьому положенні контакт SA2.3.

При переведенні рукоятки командоапарата SA2 у положення 2 «Уперед» або «Назад» привід розганяється до швидкості ω_4'' і працює із цією швидкістю, тому що контактор KM2 не спрацьовує через вимкнений у цьому положенні контакт SA2.4.

У схемі керування не показані ланцюги керування гальмуванням противмиканням.

1.2.3 Система керування автоматичним пуском електропривода постійного струму у функції ЕРС

Для автоматичного керування пуском у функції ЕРС за допомогою тахометричного моста, що включає опір обмотки якоря $r_{\text{я}}$, опір $r_{\text{дп}}$ обмотки додаткових полюсів LMD і два резистори r_{m1} й r_{m2} , у силовій схемі (рис. 9) зазначають сигнал, пропорційний ЕРС. При пуску у два ступені необхідно контролювати два рівні ЕРС, які пропорційні відповідним рівням швидкості.

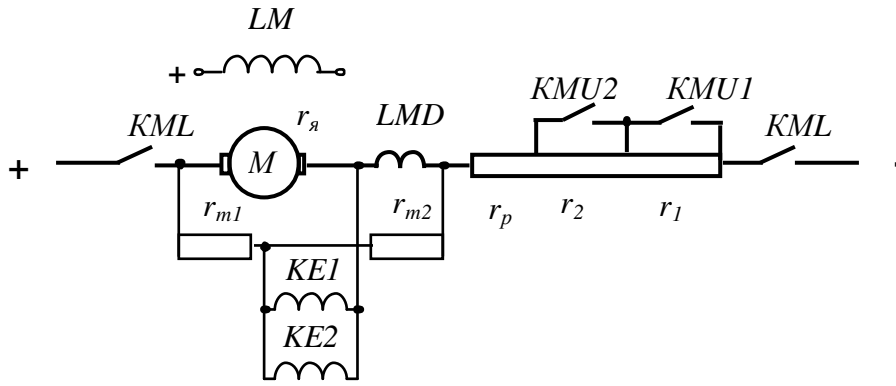


Рисунок 9 - Силова схема двоступінчастого пуску ДПС у функції ЕРС

Ці рівні ЕРС контролюються двома реле напруги *KE1* і *KE2*.

Значення резисторів r_{m1} й r_{m2} підбирають так, щоб дотримувалася умова балансу тахометрического моста:

$$r_{m1}r_{\text{дн}} = r_{\text{я}}r_{m2} .$$

Схема автоматичного керування двоступінчастим пуском ДПС у функції ЕРС наведена на рисунку 10.

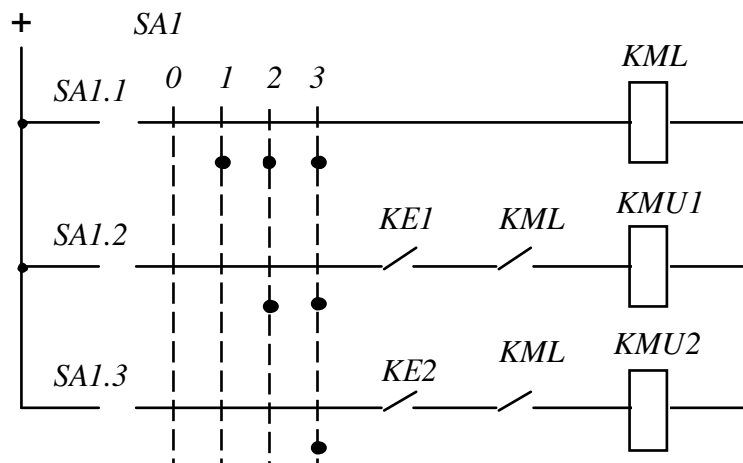


Рисунок 10 - Принципова схема автоматичного керування двоступінчастим пуском ДПС у функції ЕРС

При переведенні рукоятки командоапарата *SA1* у положення 3 привід розганяється до швидкості ω_2 (див. рис. 5), спрацьовує реле напруги *KE1*, що своїм контактом *KE1* замикає ланцюг живлення обмотки управління контактора прискорення *KMU1*. У силовому ланцюгу (див. рис. 9) контакти цього контактора шунтують першу пускову секцію r_1 , і привід розганяється далі до швидкості ω_4 , спрацьовує реле напруги *KE2*, включається магнітний контактор прискорення *KMU2*, контакти якого шунтують у силовій схемі пускову секцію r_2 . Далі привід розганяється до робочої швидкості ω_p .

При переведенні рукоятки командоапарата *SA1* у положення 1 привід розганяється до швидкості ω_2'' і працює із цією швидкістю, тому що контактор *KMU1* не спрацьовує через вимкнений у цьому положенні контакт *SA1.2*.

Після переведення рукоятки командоапарата *SA1* у положення 2 привід розганяється до швидкості ω_4'' і працює із цією швидкістю, тому що контактор прискорення *KM2* не включиться через вимкнений у цьому положенні контакт *SA1.3*.

1.2.4 Система керування автоматичним пуском асинхронного електропривода у функції часу

Якщо наведений до швидкості вала електродвигуна сумарний момент інерції J не змінюється, застосовують керування пуском у функції часу. У цьому випадку немає необхідності встановлювати датчики швидкості, струму й ЕРС, що підвищує надійність системи керування.

Швидкість при пуску залежить від часу, й ця залежність $\omega(t)$, якщо зневажити електромагнітну інерційність електропривода, описується диференціальним рівнянням першого порядку:

$$T_{mi} \frac{\partial \omega}{\partial t} + (\omega - \omega_{ci}) = 0, \quad (1)$$

де T_{mi} – електромеханічна постійна часу електропривода, що залежить від величини i – го пускового опору R_i ;

$$T_{mi} = \frac{JR_i}{(k\Phi_H)^2} \quad (2)$$

ω_{ci} – сталі значення швидкості при пуску з i -ої пусковим ступенем.

Розв'язання рівняння (1) має вигляд

$$\omega_i(t) = \omega_{ci} + (\omega_{нач.i} - \omega_{ci}) e^{-\frac{t}{T_{mi}}}, \quad (3)$$

де $\omega_{нач.i}$ – швидкість на початку i -го перехідного процесу.

Час розгону до i -ої швидкості, що встановилася, із включеним пусковим ступенем R_i визначається з 5% погрішністю за значеннями i -ої електромеханічної постійної часу T_{mi}

$$t_{pi} = 3T_{mi}. \quad (4)$$

Час перерваного перехідного процесу, наприклад, у точці 2 пускової діаграми (див. рис. 5) визначиться за формулою

$$t_{пшi} = T_{mi} \ln \frac{M1 - M_c}{M2 - M_c} = cT_{mi}. \quad (5)$$

Таким чином, розгін приводу від однієї до іншої точки статичних і динамічної пускових діаграм при $c = const$ відбувається за чіткі інтервали часу.

Для контролю за цими інтервалами часу в релейно-контакторних системах керування використовують реле часу.

На рисунку 11 як приклад наведена схема керування двоступінчастим пуском АД у функції часу. Силова схема АД для цього випадку аналогічна схемі на рисунку 7 (датчик швидкості BR і реле напруги $KU1$ й $KU2$ у цьому випадку не потрібні). Схема керування дає можливість регулювання швидкості при роботі «Уперед» й «Назад».

Після перемикання рукоятки командоапарата $SA3$ з положення 0 у положення 3 привід плавно розганяється до швидкості ω_p по точках $1 \rightarrow 2$

→ 3 → 4 → 5 → a (див. рис. 12).

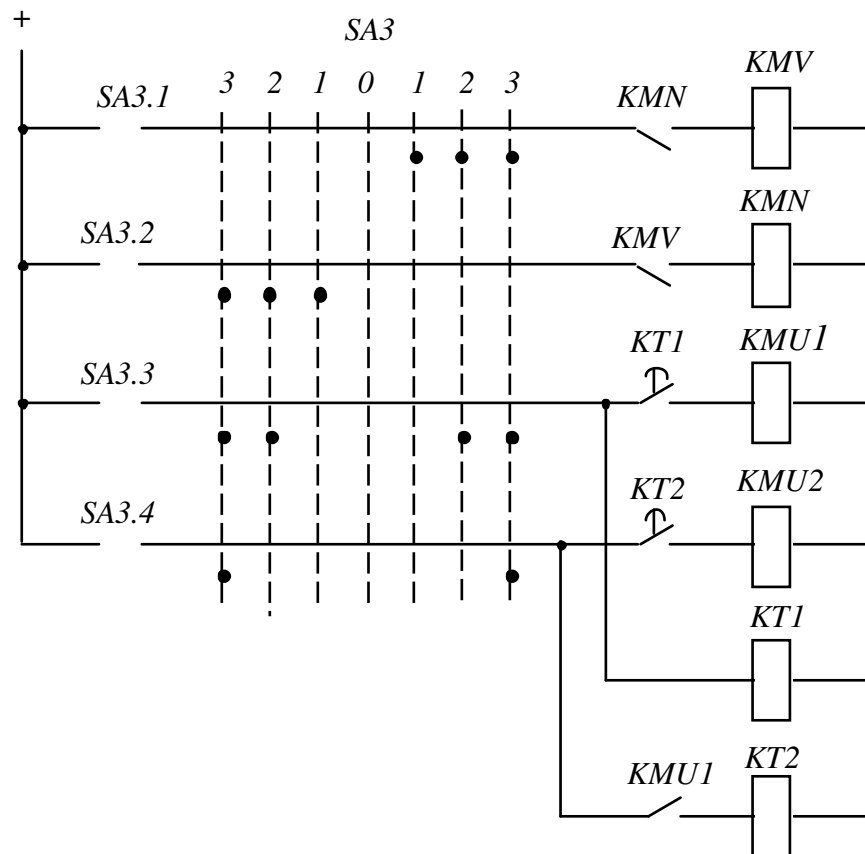


Рисунок 11 - Принципова схема автоматичного керування двоступінчастим пуском АД у функції часу

При цьому контакт SA3.3 запускає реле часу $KT1$, що своїм контактом $KT1$ через час t_{m1} замикає ланцюг живлення обмотки управління контактора прискорення $KMU1$. У силовому ланцюгу (див. рис. 7) контакти цього контактора шунтують першу пускову секцію r_1 і привід розганяється далі до швидкості ω_4 , у цей момент часу контакт SA3.4 і блок-контакт $KMU1$ запускають реле часу $KT2$, що своїм контактом $KT2$ через час t_{m2} включає магнітний контактор прискорення $KMU2$, контакти якого шунтують у силовій схемі пускову секцію r_2 . Далі привід розганяється до робочої швидкості ω_p .

При переведенні рукоятки командоапарата SA3 у положення 1 привід розганяється до швидкості $\omega_{2/}$ (см. рис. 12) і працює із цією швидкістю,

тому що контактор $KM1$ не спрацьовує через вимкнений у цьому положенні контакт $SA3.3$.

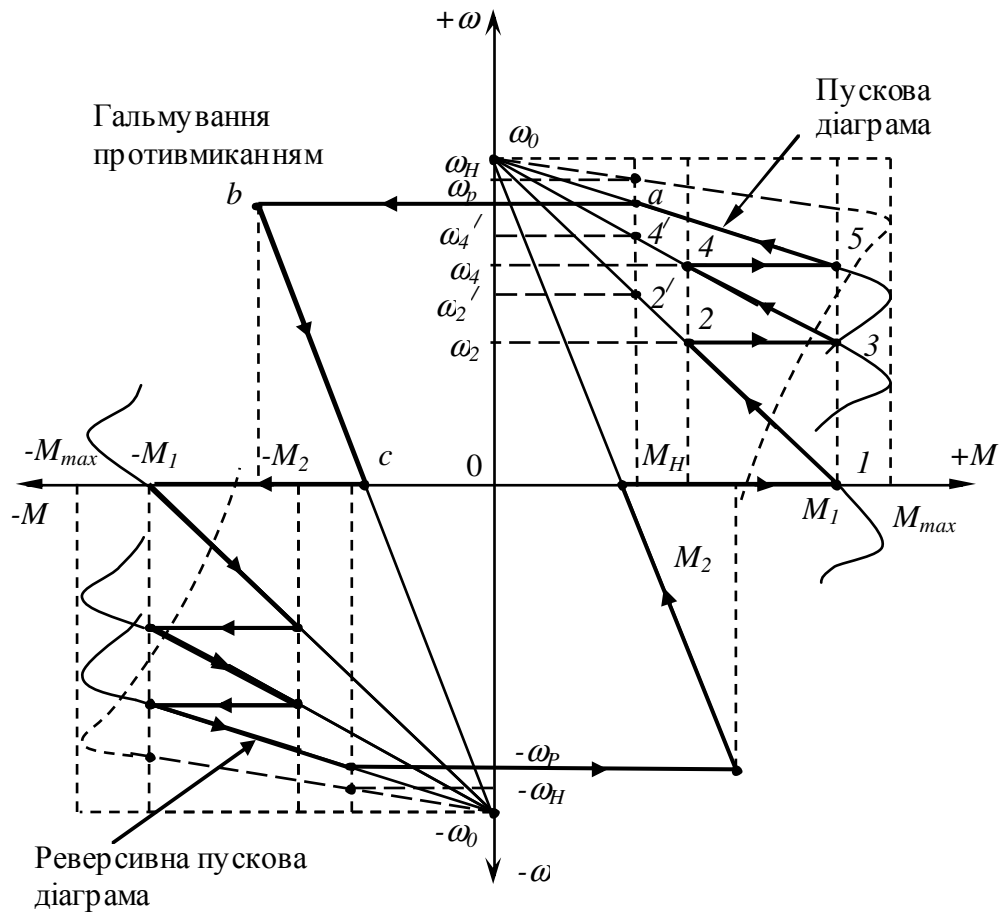


Рисунок 12 - Пускові діаграми й механічні (робочі) характеристики АД в режимі гальмування противмиканням

При переведенні рукоятки командоапарата $SA3$ у положення 2 привід розганяється до швидкості ω_4^l у функції часу й працює із цією швидкістю, тому що контактор $KM2$ не спрацьовує через вимкнений у цьому положенні контакт $SA3.4$.

1.3 Системи автоматичного гальмування електроприводів

В електроприводах застосовують два типи гальм:

- 1) електромеханічні;

2) механічні.

Правилами експлуатації машин і механізмів забороняється використовувати тільки одне механічне гальмування. Це пов'язано з тим, що при одному механічному гальмуванні виникають неприпустимі (неконтрольовані) динамічні удари в кінематичних ланцюгах приводу, й швидко зношуються гальмові колодки.

Тому в початковий момент гальмування необхідно включати електромеханічне гальмування, а потім, коли швидкість знизиться до $0,1\omega_{ном}$, включають механічні гальма.

Як електромеханічні гальма використовують привідний електродвигун в одному з гальмових режимів:

- рекуперативного гальмування;
- динамічного гальмування;
- гальмування противмиканням.

Причому у всіх цих режимах електродвигун працює генератором з віддачею (рекуперацією) електричної енергії в живильну мережу в першому режимі, у двох останніх режимах електрична енергія генератора перетворюється в теплову енергію, що виділяється в гальмових опорах.

Як механічні гальма використовують два типи:

- електрогідравлічні;
- електромагнітні.

В електрогідравлічних гальмах при гальмуванні гальмові колодки затискають гальмовий шків за допомогою пружини.

У робочому режимі гальмові колодки розтискають за допомогою електрогідравлічного приводу й системи важелів, причому енергія цього приводу під час роботи приводу витрачається на стискання пружини.

Для гальмування електрогідравлічний привід відключають, при цьому потенційна енергія стислої пружини використовується для гальмування, як у процесі гальмування, так і під час повної зупинки електропривода.

В електромагнітних гальмах при гальмуванні гальмові колодки затискають гальмові шківни також за допомогою пружин.

У робочому режимі гальмові колодки розтискають за допомогою електромагнітного приводу й системи важелів, причому енергія цього приводу під час роботи також витрачається на стискання пружини.

Для гальмування електромагнітний привід відключають, при цьому потенційна енергія стислої пружини використовується для гальмування, як у процесі механічного гальмування, так і під час повної зупинки приводу.

Таким чином, для механічного гальмування електропривода необхідно вимкнути привід механічних гальм, а для розгальмовування необхідно його увімкнути.

Завданнями автоматизації гальмування є:

1) складання схеми електромеханічного гальмування;

2) розбирання схеми електромеханічного гальмування при

$$\omega = 0.1 \omega_{ном};$$

3) вмикання механічного гальма при $\omega = 0.1 \omega_{ном}$.

Перше завдання вирішується автоматично після одержання команди на гальмування приводу.

Друге завдання може бути вирішене при наявності інформації про параметри електропривода. Ознакою необхідності розбирання схеми електромеханічного гальмування є зниження швидкості до $0, 1\omega_{ном}$. Отже для автоматизації гальмування необхідно контролювати цей рівень швидкості й автоматично формувати керуючий сигнал на розбирання схеми електромеханічного гальмування.

Третє завдання може бути вирішене також при наявності інформації про параметри електропривода. Ознакою необхідності вмикання механічного гальма є зниження швидкості до $0, 1\omega_{ном}$. Отже для автоматизації механічного гальмування необхідно контролювати цей рівень швидкості й автоматично формувати керуючий сигнал на вмикання механічного галь-

ма. Ознаками закінчення перехідного процесу гальмування можуть бути швидкість, струм, ЕРС і час [19].

Залежно від контрольованого параметра розрізняють чотири принципи керування гальмуванням:

- гальмування у функції швидкості;
- гальмування у функції струму;
- гальмування у функції ЕРС;
- гальмування у функції часу.

1.3.1 Система керування динамічним гальмуванням асинхронного електропривода у функції швидкості

Для динамічного гальмування АД відключають від мережі змінного струму й підключають до джерела випрямленого струму, у якості якого використовують мережу змінного струму й напівпровідниковий випрямляч.

У приводах механізмів подйому як джерело енергії доцільно використовувати АД з фазним ротором при роботі його в режимі асинхронного генератора із самозбудженням. Це дає можливість економії електроенергії при спусках вантажів і забезпечувати опускання вантажів навіть при зникненні енергії в мережі змінного струму (точка 3 на рис. 13).

На рисунку 14 наведена силова схема динамічного гальмування АД у режимі генератора із самозбудженням й керуванням у функції швидкості.

Вузол динамічного гальмування включає трифазний випрямний міст (діоди $VD1...VD6$) і магнітний контактор $KMD1$, що підключає статорну обмотку двигуна M к випрямленому струму ротора.

При відключенні електродвигуна від мережі змінного струму в режимі опускання вантажу ротор під дією ваги вантажу обертається, у його обмотці за рахунок залишкового магнітного потоку статора наводиться ЕРС ротора.

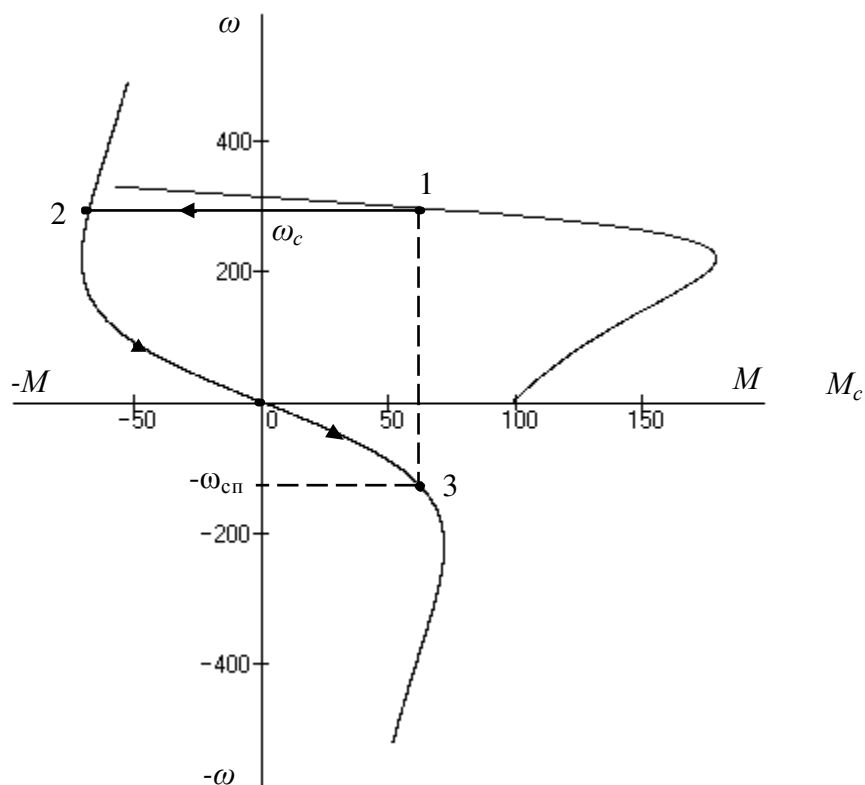


Рисунок 13 - Механічна характеристика АД при динамічному гальмуванні

Виникає струм ротора, що після випрямлення через контакти контактора *KMD1* подається в обмотку статора й підсилює його магнітний потік. Це у свою чергу збільшує ЕРС і струм ротора, магнітний потік статора й цей динамічний процес самозбудження триває до встановлення заданого випрямленого струму динамічного гальмування, що обмежується опором у ланцюгу ротора.

Для регулювання струму динамічного гальмування замість діодів *VD1...VD6* застосовують оптокерувальні тиристори (симистори) із системою імпульсно-фазового керування (СІФК).

На рисунку 15 наведена схема системи керування динамічним гальмуванням у функції швидкості.

Привід зупиняють переведенням рукоятки керування командоапарата з будь-якого робочого положення в положення *0*.

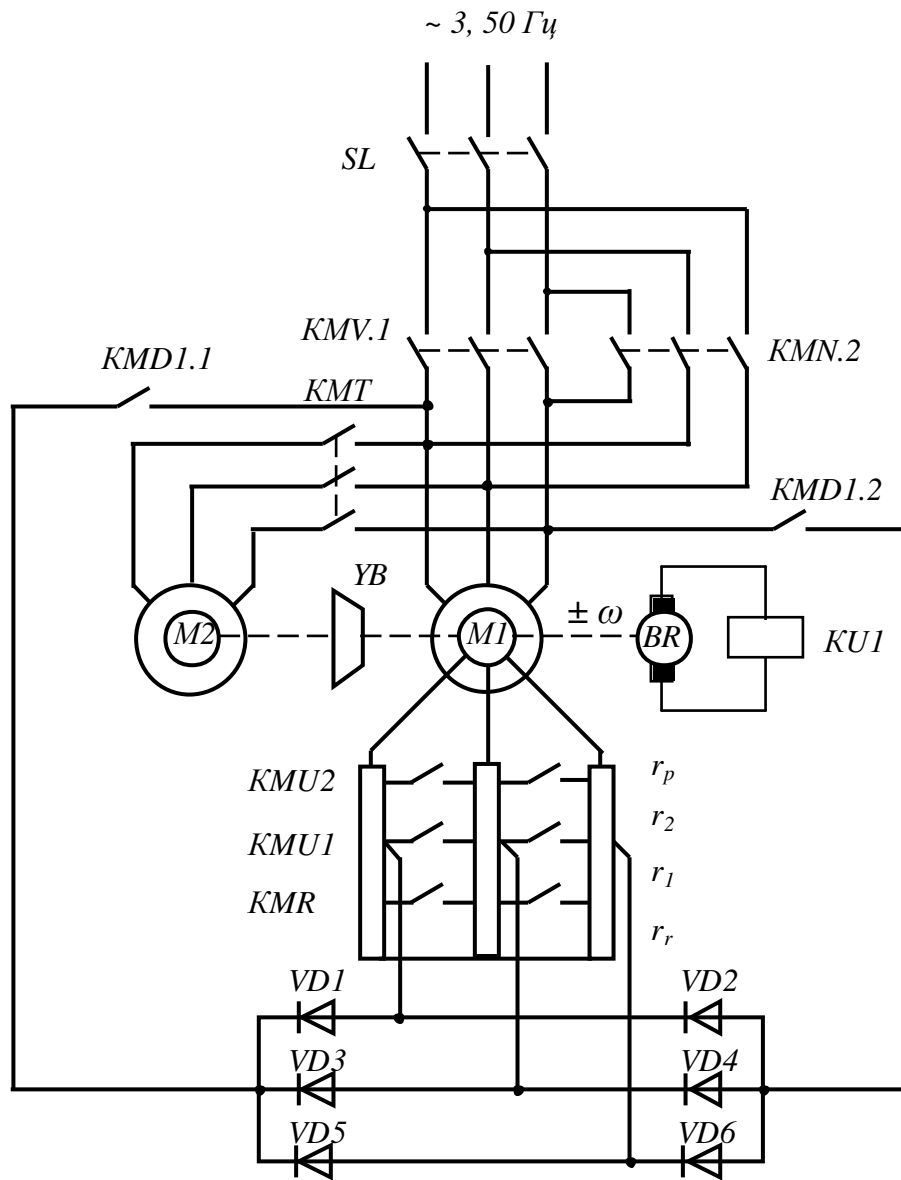


Рисунок 14 - Принципова силова схема динамічного гальмування АД із самозбудженням

При цьому спрацьовує магнітний контактор $KMD1$. У силовій схемі його контактами $KMD1.1$ й $KMD1.2$ складається схема динамічного гальмування, й привід гальмується при реактивному моменті опору за траєкторією, що включає точки $1 \rightarrow 2 \rightarrow 0$ (див. рис. 13).

Після того, як швидкість приводу знизиться до $0, I\omega_{ном}$, реле мінімальної напруги KUI своїм контактом $KUI.1$ вимкне контактор $KMD1$, а ко-

нтактом *KU1.2* вимкне магнітний контактор *KMT*, тому гальмові колодки за рахунок дії пружини затиснуть гальмовий шків електрогідравлічного гальма.

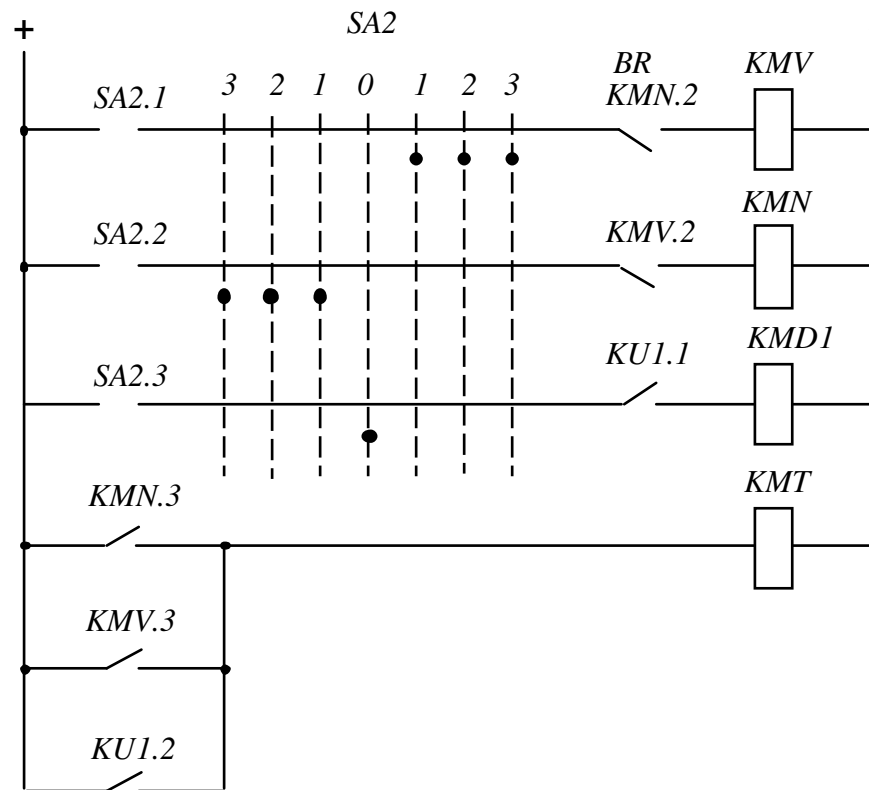


Рисунок 15 - Принципова схема керування динамічним гальмуванням у функції швидкості

При включенні приводу в будь-яке робоче положення блок-контакти *KMV.3* або *KMN.3* увімкнуть контактор *KMT*, який запустить двигун *M2* гідроштовхача *УВ*, що розтисне гальмові колодки.

У приводі механізму підйому, якщо при нульовій швидкості не увімкнута механічне гальмо, то під дією активного моменту опору M_c , що визначається вагою вантажу, вал двигуна буде розвертатися у зворотну сторону, й у точці 3 статичної рівноваги $M = M_c$ (див. рис. 13) вантаж буде опускатися в режимі динамічного гальмування зі швидкістю вала двигуна

- $\omega_{сн}$.

1.3.2 Система керування динамічним гальмуванням електропривода постійного струму у функції ЕРС

На рисунку 16 наведена принципова силова схема динамічного гальмування ДПС незалежного збудження у функції ЕРС.

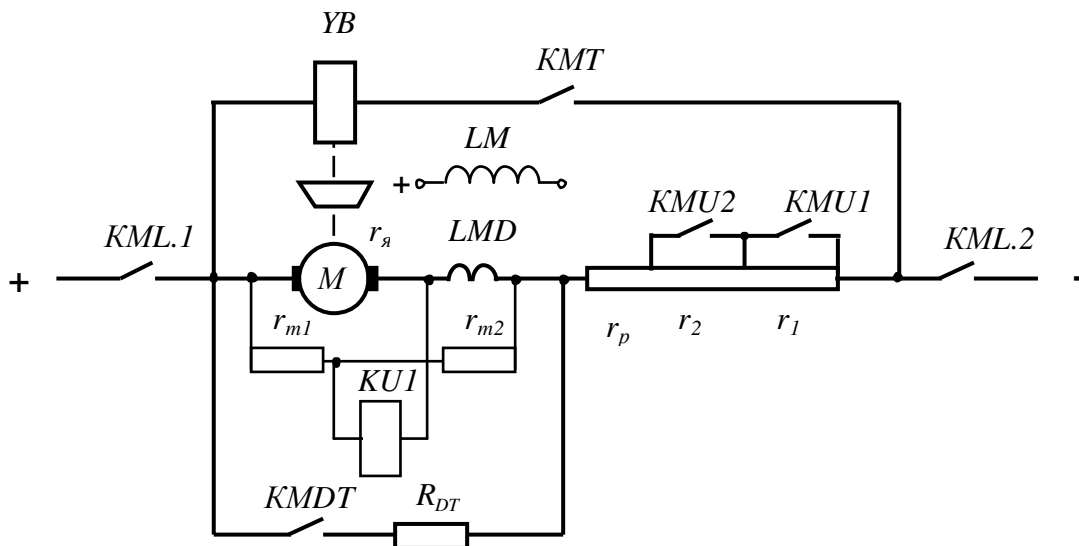


Рисунок 16 - Принципова силова схема динамічного гальмування ДПС у функції ЕРС

Контроль ЕРС здійснюється реле напруги $KU1$ і тахометрическим мостом, що включає резистори R_{m1} , R_{m2} , опори обмотки якоря й обмотки додаткових полюсів LMD .

Силовий ланцюг динамічного гальмування складається з контактів магнітного контактора $KMDT$ й опору динамічного гальмування R_{DT} . Для механічного гальмування використовується електромагнітне гальмо YB .

На рисунку 17 наведена схема системи керування динамічним гальмуванням у функції ЕРС.

Привід запускається кнопкою *SB2*, спрацьовує лінійний контактор *KML*, що підключає двигун до мережі, і своїм блок-контактом *KML.5* вмикає магнітний контактор *KMT*, який вмикає гальмовий електромагніт *УВ*, що розгальмовує вал електродвигуна *М*.

При натисканні на кнопку *SB1* контактор *KML* вимикає двигун від

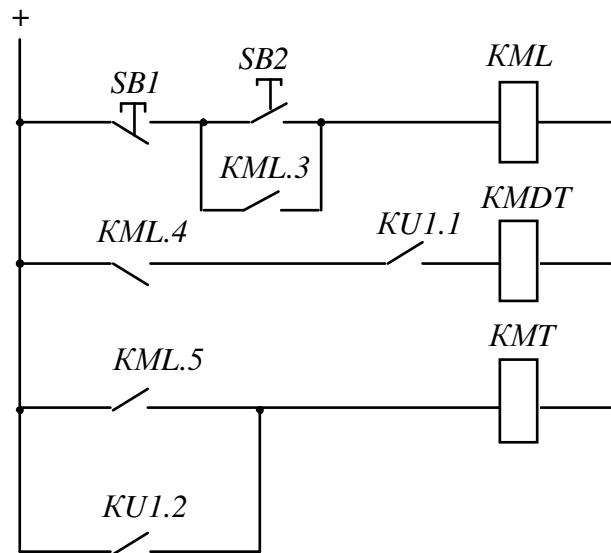


Рисунок 17 - Принципова схема керування динамічним гальмуванням ДПС у функції EPC

живильної мережі, а його розмикальний контакт *KML.5* вмикає контактор динамічного гальмування *KMDT*, що у свою чергу складає ланцюг динамічного гальмування. Після зниження швидкості до $0.1 \omega_{ном}$ реле напруги *KU1* вмикає контактори динамічного гальмування *KMDT* й електромагнітного гальма *KMT*. Електромагніт *УВ* губить живлення, тому спрацьовує механічне гальмо.

1.3.3 Система керування гальмуванням противмиканням асинхронного електропривода у функції EPC

Гальмування противмиканням застосовують при реверсах електроприводів. На рисунку 18 наведена силова схема гальмування противмиканням АД з фазним ротором. Для контролю EPC ротора застосовується реле

напруги KUR , підключене до двох фаз ротора через резистор R_1 і напівпровідниковий мостовий випрямляч UVI .

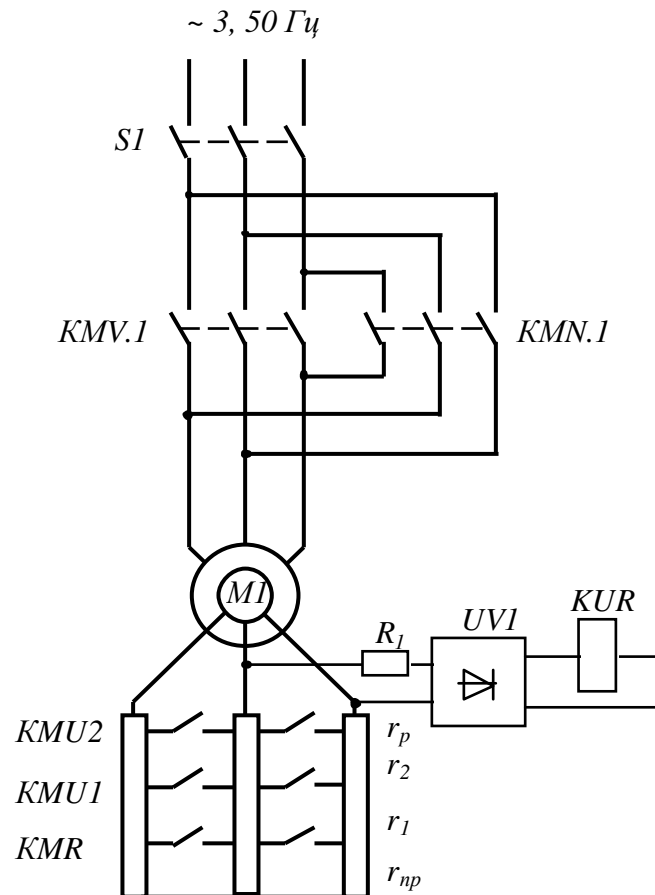


Рисунок 18 - Принципова силова схема гальмування
протишмикуванням АД у функції ЕРС

Схема керування гальмуванням протишмикуванням наведена на рисунку 19. Реверс електродвигуна при роботі приводу в напрямку «Уперед» роблять переведенням рукоятки командоапарата SA3 у будь-яке положення «Назад». Контактор KMV вимикається, а контактор KMN вмикається, змінюючи своїми контактами в силовому ланцюгу і порядок чергування фаз в обмотці статора.

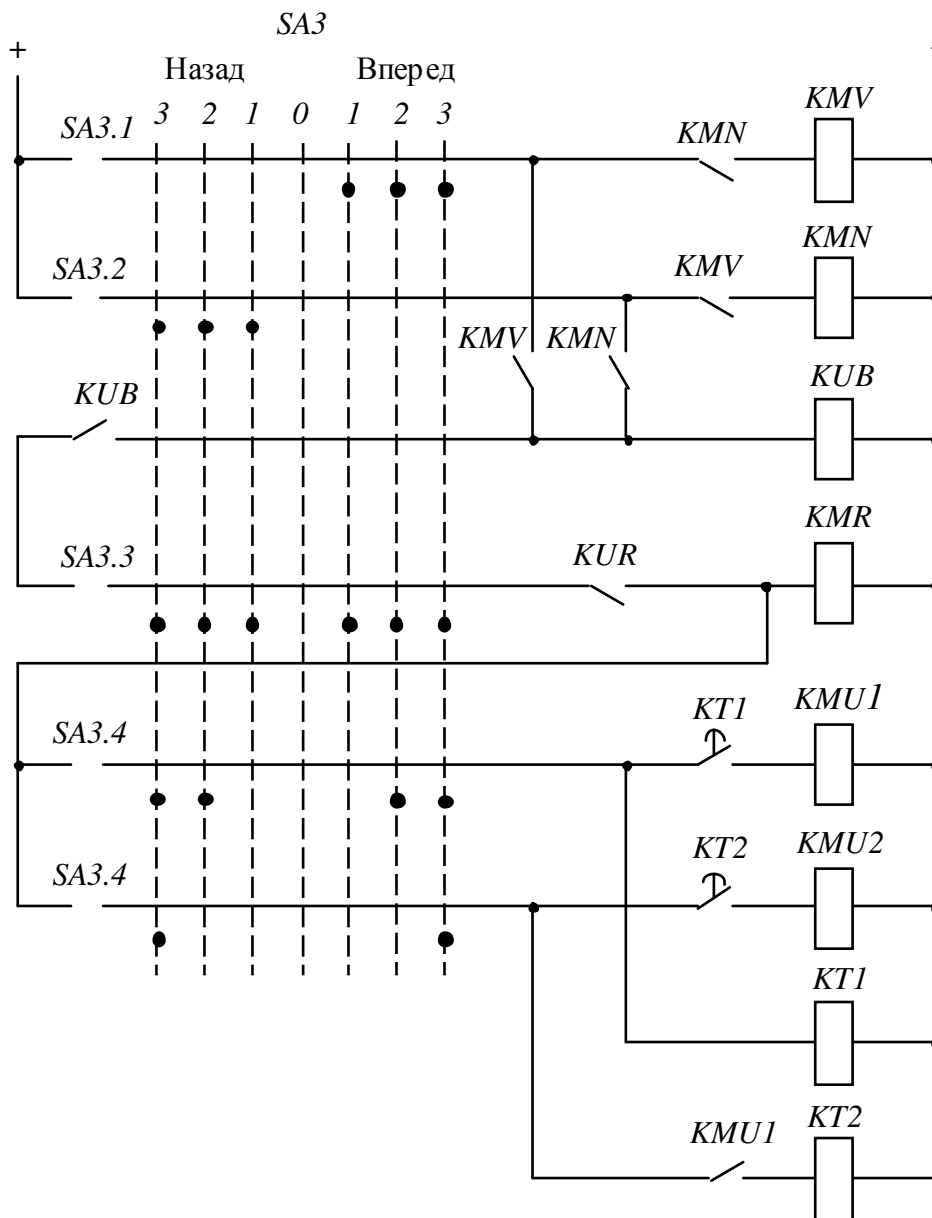


Рисунок 19 - Принципова схема автоматичного керування гальмуванням противмиканням у функції EPC і двоступінчастим пуском АД у функції часу

Напруга на затискачах обмотки ротора при цьому зростає приблизно у два рази, тому реле напруги *KUR* спрацьовує й своїм контактом *KUR* вмикає контактор противмикання *KMR* і контактори прискорення *KMU1* й *KMU2*, які вводять у ланцюг обмотки ротора щабель противмикання (див. рис. 17) $R_{np} = r_{rom} + r_p + r_1 + r_2 + r_{np}$,

де r_{np} – опір секції противмикання.

Цей опір обмежує струм противмикання до дворазового від номінального.

Двигун гальмується за траєкторією, що включає точки $a \rightarrow b \rightarrow c$ (див. рис. 12).

У точці c швидкість дорівнює нулю, тому напруга на затискачах обмотки ротора зменшується до трансформованої сіткової напруги. Реле напруги KUR , уставка повернення якого дорівнює $U_{2 ном}$, повертається у вихідний стан, а його розмикальний контакт KUR вмикає контактор противмикання KMR і схему запуску до заданої швидкості. Розгін приводу при реверсі здійснюється за виділеною стрілками траєкторією в третьому квадранті системи координат до швидкості $-\omega_p$ (див. рис. 12). Схема керування працює аналогічно при переведенні рукоятки командоапарата $SA3$ у будь-яке положення «Уперед» з положення «Назад».

1.4 Основні функціональні вузли захистів електроприводів

Захисти електроприводів призначені для автоматичного вимкнення електроприводів при виникненні аварійних режимів:

- 1) коротких однофазних або міжфазних замиканнях у силових ланцюгах;
- 2) струмових перевантаженнях двигуна;
- 3) теплових перевантаженнях двигуна;
- 4) зниженнях напруги в живильній мережі;
- 5) зникненнях напруги в живильній мережі.

Захисти електроприводів поділяються на:

- захисти силових ланцюгів електропривода;
- захисти ланцюгів керування.

Ланцюга керування звичайно захищаються від коротких замикань запобіжниками із плавкими вставками або струмовими захистами, убудованими в автоматичні вимикачі.

Для захисту від однофазних і міжфазних коротких замикань застосовують максимальні струмові захисти миттєвої дії – струмові відсічення. Потужні відповідальні електроприводи захищаються диференціальними струмовими захистами.

Для захисту від струмових перевантажень двигунів застосовують максимальні струмові захисти, що відключають привід з витримкою часу.

Для захисту від теплових перевантажень двигунів застосовують теплові захисти.

Для захисту від зниження напруги в живильній мережі застосовують захисти мінімальної напруги.

Для захисту від зникнення напруги в живильній мережі застосовують нульові захисти.

Види захистів електроприводів регламентуються Правилами пристрою електроустановок [24, гл.5.3].

1.4.1 Струмове відсічення

Струмове відсічення (ТВ) призначене для миттєвого вимкнення електропривода при виникненні коротких замикань у силовому ланцюгу.

Власний час спрацьовування ТВ дорівнює сумі часу спрацьовування реле максимального струму t_p і часу спрацьовування магнітного контактора t_k і звичайно не перевищує 0.2 с.

$$t_{ТВ} = t_p + t_k. \quad (6)$$

Струм спрацьовування захисту в безтрансформаторних схемах ТВ вибирають за умовою

$$I_{ТВ} = k_H I_{K \min}, \quad (7)$$

де k_H – коефіцієнт надійності ($k_H = 1.3$)

$I_{K \min}$ – мінімальний струм короткого замикання в зоні дії ТВ.

Струм спрацьовування реле струму ТВ (уставка) береться за умовою

$$I_{II} \leq I_{CP \text{ ТВ}} \leq I_{ТВ}, \quad (8)$$

де I_{II} – максимальний пусковий струм.

Схема ТВ АД з к. з. ротором у дворелейному виконанні наведена на рисунку 20.

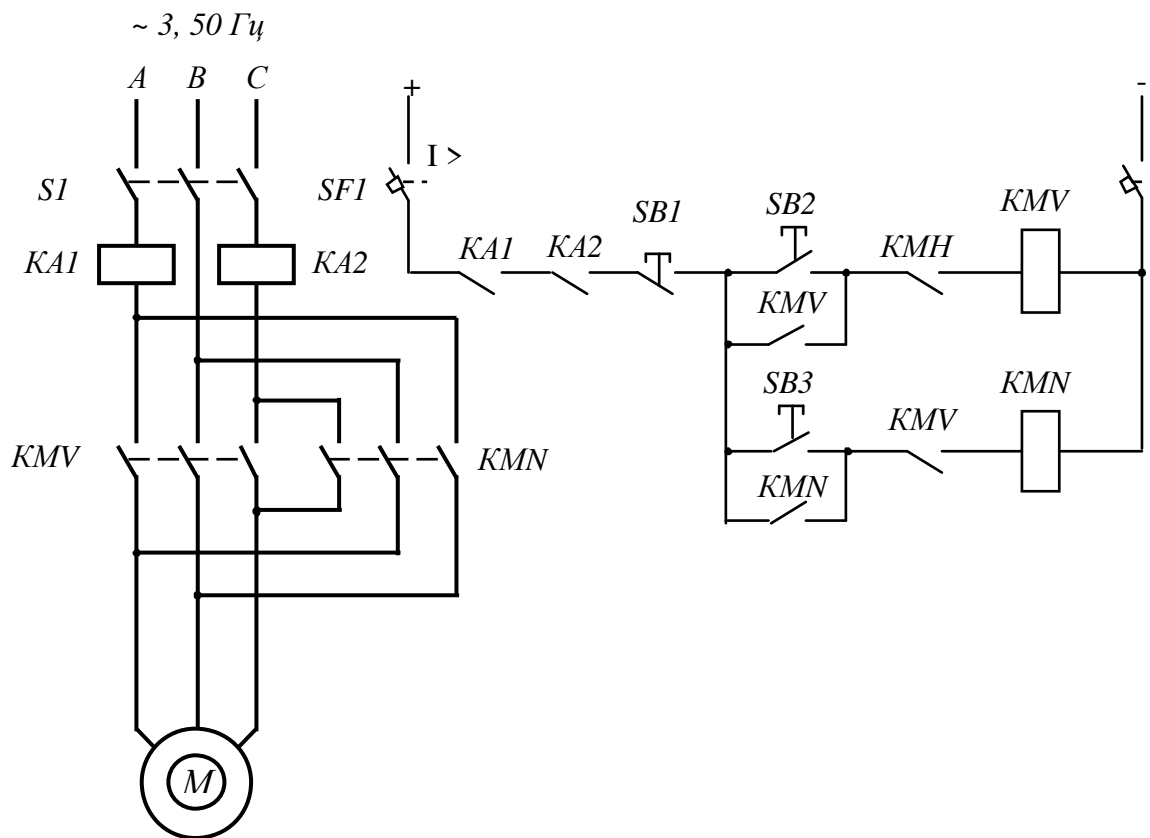


Рисунок 20 - Принципова схема струмового відсічення реверсивного асинхронного електропривода з к.з. ротором

До зони дії ТВ входять силові ланцюги магнітних контакторів KMV , KMN й електродвигуна M . При коротких замиканнях у зоні захисту ТВ спрацьовують реле максимального струму $KA1$, $KA2$, тому їхні контакти $KA1$, $KA2$ у ланцюгу керування вимикають за допомогою контакторів KMV або KMN ділянку силового ланцюга з ушкодженою ізоляцією.

1.4.2 Максимальний струмовий захист

Максимальний струмовий захист (МСЗ) призначений для вимикання електропривода при виникненні струмових перевантажень у силовому ланцюгу електропривода.

Захист електродвигунів від перевантаження повинен встановлюватися у випадках, коли можливе перевантаження механізму з технологічних причин, а також тоді, коли необхідно обмежити тривалість пуску при тяжких умовах пуску або самозапуску.

Струм спрацьовування реле максимальної дії в безтрансформаторних схемах МСЗ вибирають за умовою

$$I_{СП\ МСЗ} = \frac{k_H}{k_{II}} I_{РОБ.\ МАХ}, \quad (9)$$

де k_H – коефіцієнт надійності реле струму;

k_{II} – коефіцієнт повернення реле струму;

$I_{РОБ.\ МАХ}$ – максимальний робочий струм електродвигуна.

Для відбудування МСЗ від пускових струмів або короточасних перевантажень її виконують на базі реле струму з обмежено-залежною характеристикою витримки часу або звичайних реле максимального струму в комплекті з реле часу.

На рисунку 21 наведена схема МСЗ від перевантажень АД з к.з. ротором.

З урахуванням симетричності струмів трьох фаз статора можна було б контролювати струм в одній фазі реле максимального струму $KA1$, але для підвищення надійності захисту використовують друге реле $KA2$.

Максимальний струмовий захист працює в такий спосіб. Якщо струм у контрольованих ланцюгах перевищує струм спрацьовування захисту, спрацьовують реле струму $KA1$ або $KA2$ (або разом), вмикаючи своїми контактами реле часу, який з витримкою часу $t_{МСЗ}$ вимикає лінійний контактор KML , що відключає двигун M від живильної мережі.

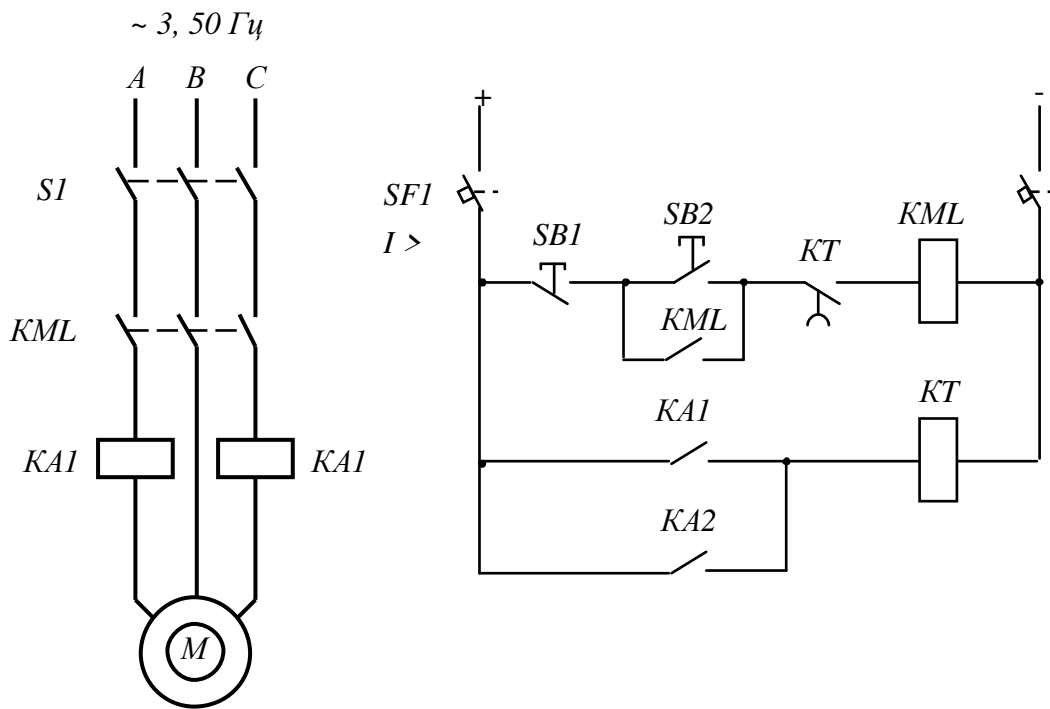


Рисунок 21 - Принципова схема максимального струмового захисту від перевантаження асинхронного АД з к.з. ротором

При виборі витримки часу МСЗ ураховують дві умови:

- 1) захист не повинен спрацьовувати при нормальному пуску або самозапуску;
- 2) не повинен допускатися перегрів обмоток двигуна вище його певної теплової характеристики.

Перша умова звичайно пріоритетна, тому частіше беруть залежно від часу пуску $t_{мз} = 5...15 \text{ с}$.

1.4.3 Тепловий захист

Тепловий захист (ТЗ) призначений для вимкнення електродвигуна від теплових перевантажень.

Для певного класу ізоляції обмоток електродвигуна існує гранично припустима температура нагрівання.

Перевищення цієї температури нагрівання може значно знизити термін служби електродвигуна. Так, наприклад, підвищення температури нагрівання на 10% від припустимої відповідного класу ізоляції знижує термін служби електродвигуна у два рази.

Для організації теплового захисту необхідно контролювати температуру нагрівання обмоток двигуна.

Київським інститутом електродинаміки розроблені теплові захисти, у яких контроль температури нагрівання здійснювався за допомогою убудованих у двигуни термодатчиків (термоелементів або позисторів). Потужності вихідних сигналів термодатчиків низькі, тому для посилення цих сигналів використовують електронні підсилювачі й компаратори із блоками живлення. Незважаючи на ефективність цих захистів, вони не одержали поширення в промисловості.

На практиці одержали поширення більше прості теплові захисти, виконані на базі теплових реле, основними елементами яких є біметалічні пластинки (дві зварені по кінцях металеві пластинки, які мають різні коефіцієнти лінійного розширення), що вигинаються при нагріванні струмами, які протікають обмотками захищених двигунів. Використовують пряме або непряме нагрівання пластинок. При непрямому нагріванні використовують електронагрівальні елементи, через які протікають струми двигунів, а біметалічні пластинки розташовують у безпосередній близькості від них.

Вигин біметалічних пластинок використовують для комутації вихідних контактів реле або для прямого впливу на механізми розчіплювання апаратів, наприклад, в автоматичних вимикачах. Теплові реле побічно вимірюють температуру нагрівання обмоток двигунів на основі рівності виділеного тепла в обмотці двигуна з опором $r_{обм}$ теплу, яке виділяється в нагрівальному елементі з опором $r_{нагр}$ тим самим струмом I :

$$0,24I^2 r_{обм} = 0,24I^2 r_{нагр}. \quad (10)$$

Ця умова справедлива, якщо $r_{обм} = r_{нагр}$ й однакові умови охолодження, що не завжди виконується. Через відсутність ідентичності теплових

характеристик теплових реле й двигунів, теплові захисти на основі теплових реле використовують в електроприводах малої й середньої потужності, які захищаються від міжфазних замикань запобіжниками із плавкими вставками.

Схема теплового захисту АД наведена на рисунку 22.

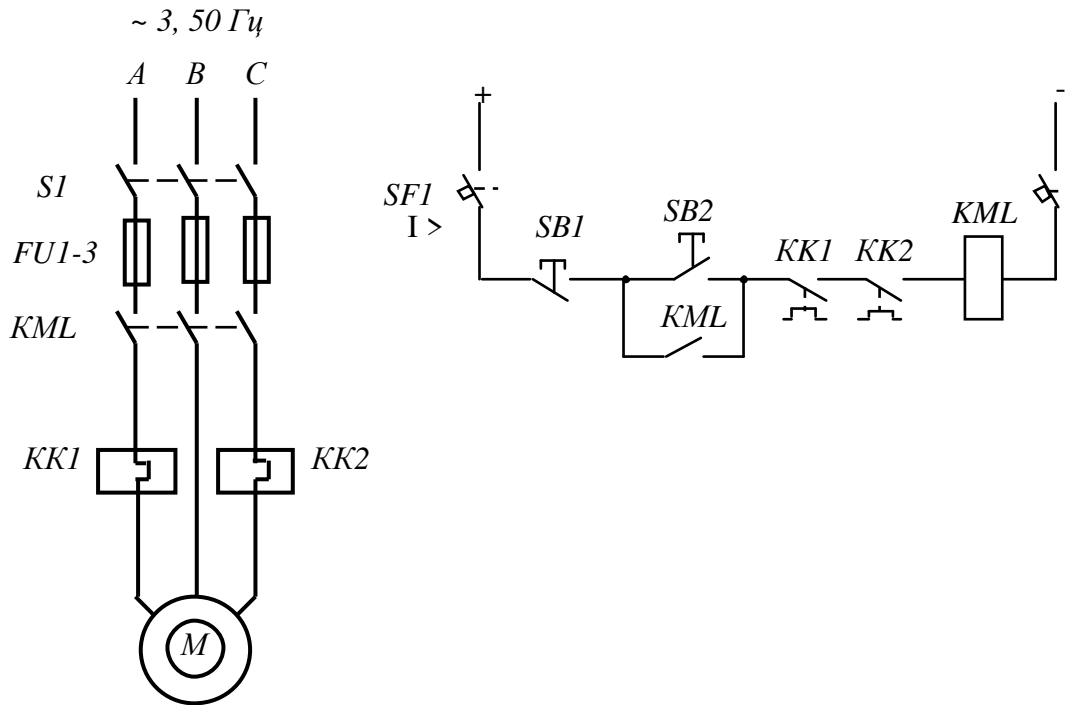


Рисунок 22 - Принципова схема теплового захисту асинхронного електропривода з к.з. ротором

1.4.4 Захист мінімальної напруги

Захист мінімальної напруги має різні призначення:

- забезпечення умов самозапуску більше відповідних двигунів;
- забезпечення заданої черговості самозапуску менш відповідних двигунів;
- забезпечення умов технологічного процесу й техніки безпеки.

Напруга спрацьовування реле мінімальної напруги вибирається за умовою забезпечення самозапуску відповідних двигунів після зовнішніх коротких замикань:

$$U_{cp} \approx 0,6U_{ном}. \quad (11)$$

Для забезпечення заданої черговості самозапуску двигунів уставки реле мінімальної напруги менше відповідних двигунів повинні бути більшими.

Схема захисту мінімальної напруги відповідного електродвигуна, що має можливість самозапуску після відновлення напруги, наведена на рисунку 23.

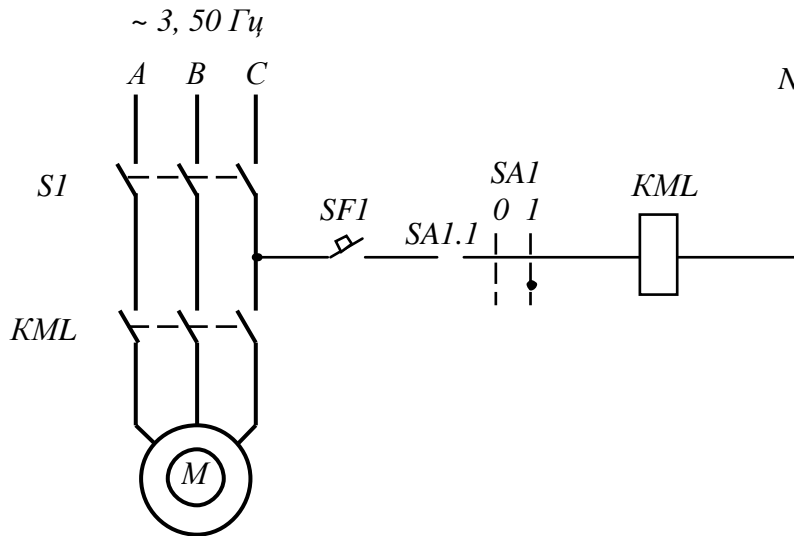


Рисунок 23 - Принципова схема мінімального захисту асинхронного електропривода з к.з. ротором

1.4.5 Нульовий захист

Нульовий захист призначений для запобігання самозапуску електропривода після зникнення й наступного відновлення напруги.

На рисунку 24 наведена схема нульового захисту АД з к.з. ротором.

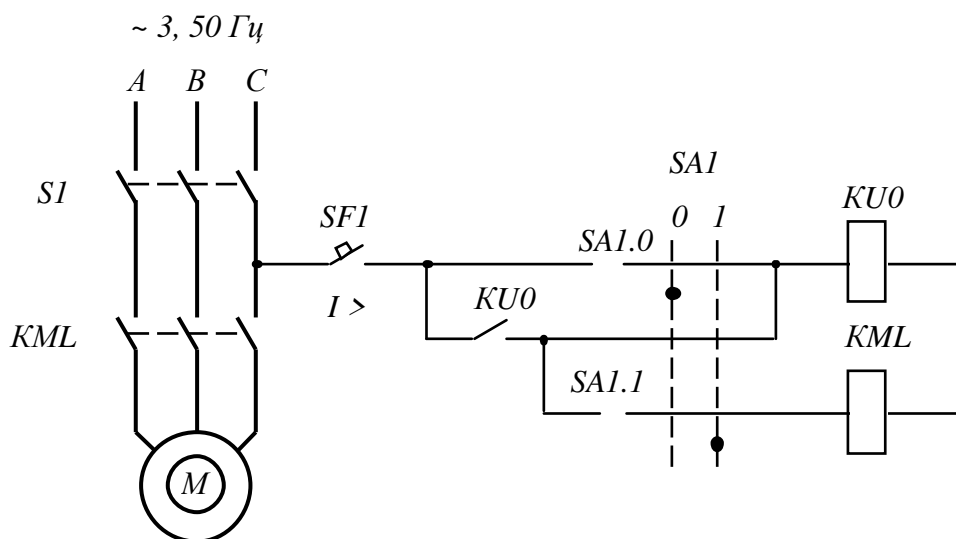


Рисунок 24 - Принципова схема нульового захисту асинхронного електропривода з к.з. ротором

У вихідному стані рукоятка командоапарата *SA1* перебуває в нульовому положенні. Для вмикання приводу спочатку вмикають рубильник *SI*, потім автоматичний вимикач *SF1*. При цьому реле напруги *KU0* замикає свій контакт у ланцюгу котушки керування магнітного контактора *KML*. Переведенням рукоятки керування командоапарата *SA1* у положення *1* вмикається контактор *KML*, що своїми контактами в силовому ланцюгу запускає двигун *M*. При зникненні напруги й повторній його подачі двигун не запуститься, тому що в робочому положенні командоапарата *SA1* реле напруги *KU0* не спрацює й не дозволить вмикання контактора *KML*.

Для запуску двигуна оператор повинен перевести рукоятку командоапарата *SA1* у нульове, а потім у робоче положення.

1.5 Блокування в схемах керування електроприводів

Блокування в схемах керування електроприводами забезпечуються за рахунок підключення відповідних блоків-контактів електричних апаратів

до схеми керування. Найбільш часто використовують наступні блокування:

- блокування кнопок «Пуск»;
- блокування одночасного вмикання контакторів «Уперед» й «Назад»;
- блокування в схемах послідовного запуску й гальмування електроприводів поточно-транспортних систем.

1.5.1 Блокування кнопки «Пуск»

Це блокування дає можливість відпускання нефіксованої кнопки «Пуск» після спрацювання включає цією кнопкою магнітного контактора. Блокування здійснюється шунтуванням замикаючим блоком-контактом *КМ* магнітного контактора кнопки «Пуск» *SB2* (рис. 25).

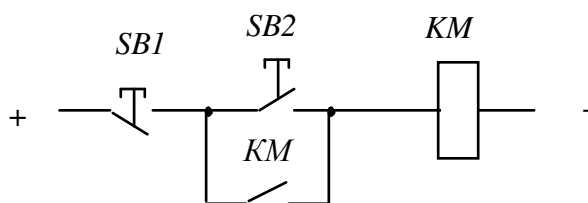


Рисунок 25 - Схема блокування кнопки «Пуск»

Після вмикання контактора *КМ* натисканням кнопки *SB2* його обмотка керування підключається до ланцюга живлення через замкнутий блок-контакт *КМ*, тому кнопку можна відпустити. Схема блокування одночасно забезпечує нульовий захист електропривода, що вмикається контактором *КМ*.

1.5.2 Блокування одночасного вмикання контакторів «Уперед» й «Назад»

Це блокування забороняє одночасне вмикання двох контакторів при помилковому натисканні двох кнопок керування *SB2* «Уперед» й *SB3* «Назад». Блокування забезпечується послідовним з'єднанням з котушками керування контакторів різнойменних розмикальних контактів (див. рис. 1).

1.5.3 Блокування в схемах послідовного запуску й гальмування електроприводів поточно-транспортних систем

На рисунку 26 наведена кінематична схема поточно-транспортної системи (ПТС), за допомогою якої сипучий матеріал транспортується трьома конвеєрними поставами *KC1*, *KC2*, *KC3*, які починають рухатися за допомогою електродвигунів *M1*, *M2*, *M3* відповідно.

Схема керування ПТС здійснює вмикання й відключення електродвигунів контакторами *KM1*, *KM2*, *KM3* за заданим алгоритмом роботи.

Технологія транспортування вантажу включає наступні основні умови роботи ПТС:

1 Запуск і зупинка ПТС повинні здійснюватися оператором з одного пульта керування.

2 Запуск електродвигунів *M1*, *M2*, *M3* повинен здійснюватися проти вантажопотоку.

3 Зупинка електродвигунів *M1*, *M2*, *M3* повинна здійснюватися за вантажопотоком.

4 Схема керування повинна забезпечувати аварійну зупинку з будь-якого місця ПТС впливом на тросові важелі кінцевих вимикачів, закріплених через рівні відстані на опорних конструкціях конвеєрів. Інші умови роботи ПТС не розглядаються.

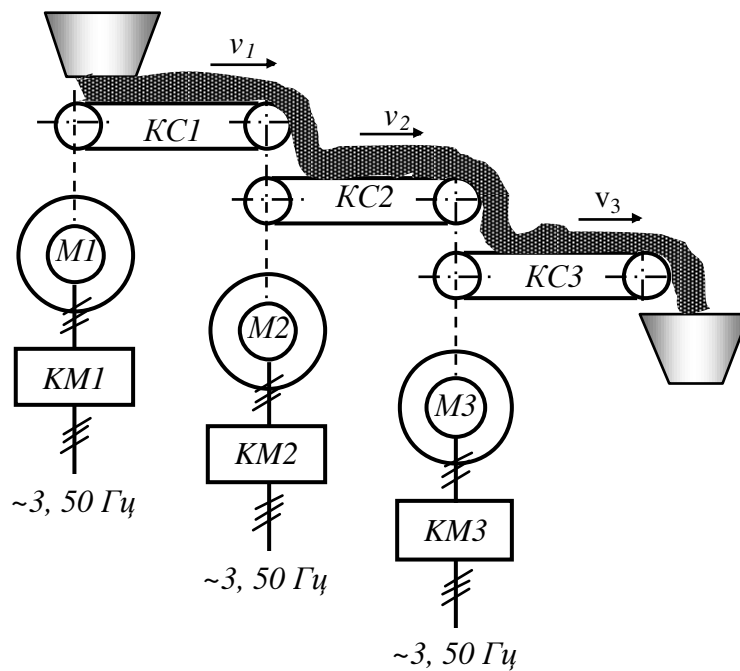


Рисунок 26 - Кінематична схема, що пояснює роботу ПТС

Схема керування приводами ПТС наведена на рисунку 27.

При пуску командоапаратом *SA4* двигуни конвеєрних поставів запускаються по черзі проти вантажопотоку, починаючи із хвостової ділянки, що забезпечується послідовним з'єднанням замикаючих блоків-контактів з відповідними обмотками керування магнітних контакторів. При зупинці з будь-якої причини конвеєри вимикаються за напрямком вантажопотоку, що виключає завали конвеєрів сипучим вантажем. Це досягається керуванням вимикання у функції часу. Час затримки на вимикання вибирається з урахуванням повного розвантаження наступного поставу й забезпечується реле часу *KT1* і *KT2*. Аварійні вимикання ПТС здійснюються кінцевими вимикачами *SQ1*, *SQ2*, *SQ3*.

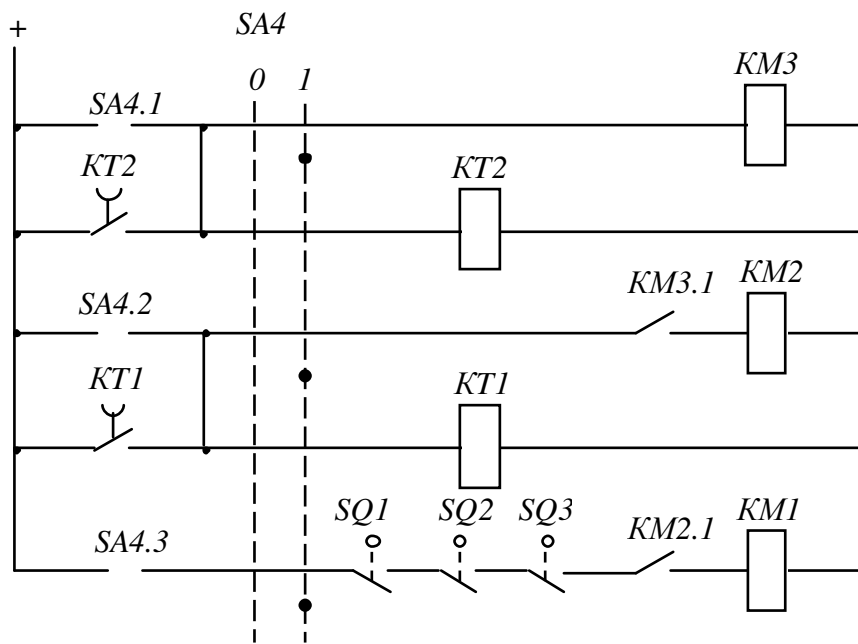


Рисунок 27 - Принципова схема керування електроприводом ПТС

1.6 Синтез безконтактних схем автоматичного керування електроприводами

Схеми дискретного керування на безконтактних логічних елементах мають показники надійності на порядок вище, ніж схеми на релейно-контакторних елементах [26]. Тому значне підвищення надійності електроприводів можливо за рахунок заміни релейно-контакторних схем керування на схеми, виконані на базі безконтактних логічних елементів або мікропроцесорів у сукупності з безконтактними силовими комутаторами.

Завданням синтезу систем автоматичного керування є розробка їхніх принципових схем. Схеми з використанням безконтактних логічних елементів, як правило, реалізують алгоритми керування в дискретній формі. Дискретний пристрій, описуваний моделлю кінцевого автомата, має кінцеву кількість входів і виходів, на кожному з яких може бути два або кілька рівнів фізичних параметрів. У цей час у переважних випадках застосову-

ються дискретні пристрої, у яких функціональні елементи є двопозиційними (включений - відключений; відкритий - закритий), а сигнали на входах і виходах мають усього два потенційних рівні. Наприклад, високий потенціал (+ 5 В) відповідає логічній "1", а низький потенціал (0...1,3 В) відповідає логічному "0".

На рисунку 28 наведена структура кінцевого автомата (КА) з n входами й m виходами.

Завдання синтезу КА – створити принципову схему, що входить до його структури, яка зв'язує вхідні й вихідні сигнали й реалізує заданий алгоритм роботи.

Алгоритм роботи КА може описуватися у вигляді таблиці поставів, таблиць і графів переходів, в алгебраїчній формі [27, 28].



Рисунок 28 - Структура кінцевого автомата

Завдання логічного проектування малої й середньої складності досить просто вирішуються в алгебраїчній формі з використанням логічних функцій алгебри Буля (алгебраїчний метод) [26, 28].

Методика синтезу систем автоматичного керування кінцевих автоматів ПТМ на безконтактних логічних елементах включає наступні етапи:

1 Словесний опис логічних умов (алгоритму) роботи об'єкта керування.

2 Ідентифікація логічних змінних.

3 Синтез логічних формул, що описують алгоритм роботи КА.

4 Мінімізація логічних формул.

5 Складання функціональної схеми КА.

6 Складання принципової електричної схеми КА.

Алгебраїчний метод проектування схеми КА розглянемо на прикладі синтезу схеми управління електропривода постійного струму, силова схема якого наведена на рисунку 29.

Приклад 1. Синтез схем автоматичного керування електропривода на безконтактних логічних елементах

Вихідними даними для синтезу є:

- кількість пускових ступенів $n = 2$;

- керування пуском здійснюється у функції часу;

- схема повинна забезпечувати регулювання швидкості зміною опору в ланцюгу якоря;

- схема повинна забезпечувати реверс за якорем;

- при реверсі повинна автоматично включатися схема електромеханічного гальмування противмиканням;

- при зупинці електропривода повинна вмикатися схема динамічного гальмування;

- керування гальмуванням противмиканням здійснюється у функції ЕРС;

- керування динамічним гальмуванням здійснюється у функції часу;

- електропривід повинен мати захист від перевантаження;

- електропривід повинен мати захист від струмів короткого замикання.

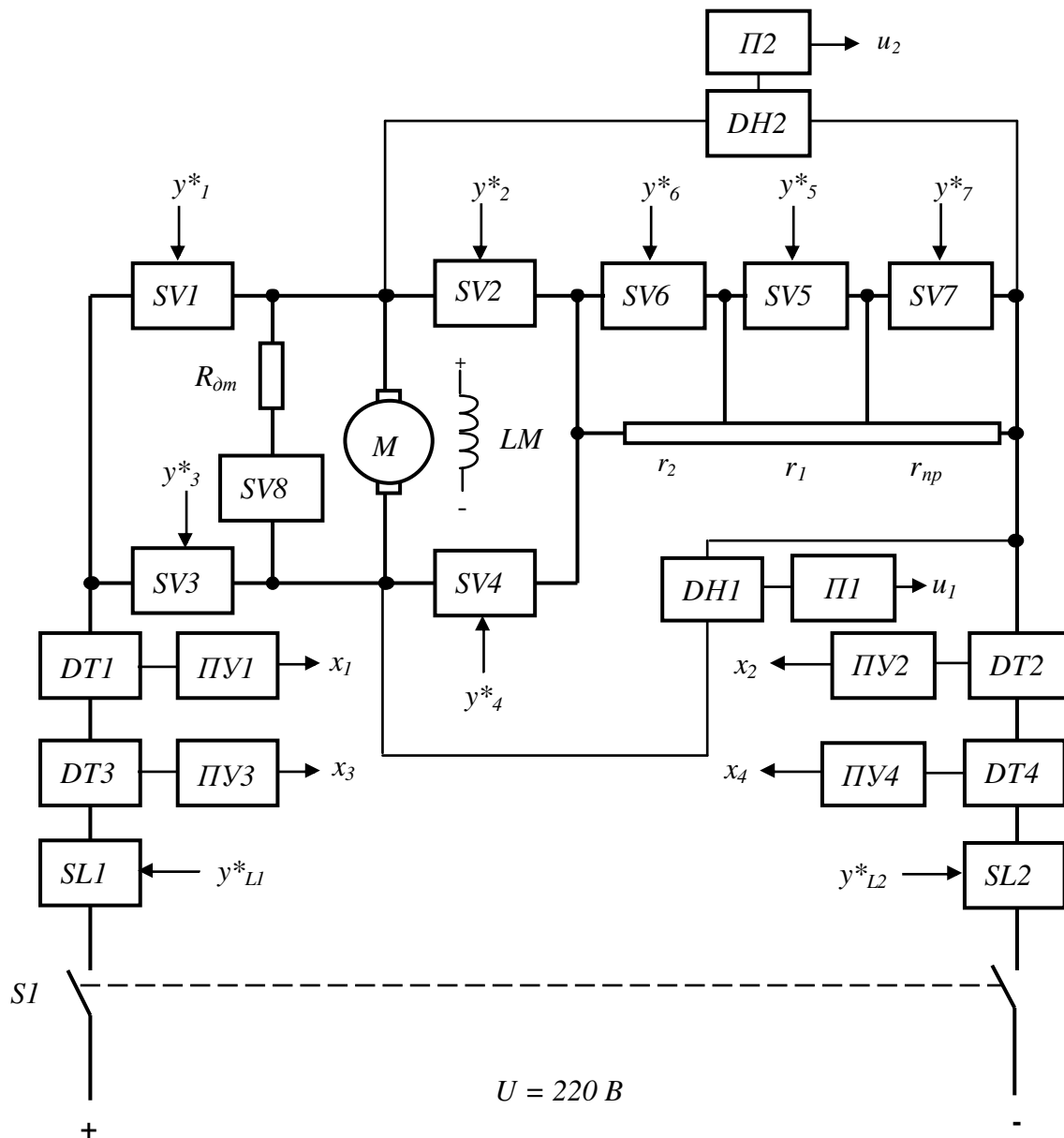


Рисунок 29 - Силова схема електропривода постійного струму з безконтактними комутаторами

Рішення

Синтез схеми КА виконується за етапами.

1 Словесний опис алгоритму роботи КА

На цьому етапі проектування у вільній формі описуються всі функціональні вузли й елементи об'єкта керування, їхнього зв'язку між собою, а також умови функціонування.

Об'єктами керування є безконтактні напівпровідникові комутатори $SV1...SV8$, $SL1$, $SL2$ (рис. 29).

Керуючі сигнали формуються безконтактним командоапаратом SA, функціональна схема якого наведена на рисунку 30.

Лінійні комутатори $SL1$ й $SL2$ (рис. 29) повинні включатися, якщо на їхніх керуючих входах є сигнали y_1 й y , рукоятка командоапарата SA перебуває в нульовому положенні, і не спрацювали захисту.

Привід повинен вмикатися в положення «Вперед», якщо увімкнені комутатори $SV1$ й $SV4$, увімкнені $SL1$ й $SL2$ і не спрацювали захисти.

Привід повинен вмикатися в положення «Назад», якщо увімкнені комутатори $SV2$ й $SV4$, увімкнені $SL1$ й $SL2$, рукоятка SA перебуває в другому положенні «Назад» і не спрацювали захисти.

Комутатор динамічного гальмування $SV8$ повинен вмикатися, якщо рукоятку командоапарата SA перевести з будь-якого робочого положення в нульове положення, й не закінчився час гальмування, або якщо рукоятку командоапарата SA перевести з будь-якого робочого положення в перше положення «Назад», і не спрацювали захисти.

Комутатор $SV7$ повинен вимикатися при переведенні рукоятки SA з положення «Назад» у положення «Уперед» і навпаки, тобто при реверсі приводу, і якщо напруга в контурі струму противмикання більше $1.1U_H$.

Комутатор $SV5$ повинен вмикатися, якщо рукоятку SA перевести з нульового положення в перше «Уперед», і пройде час t_{n1} , необхідний для розгону приводу до швидкості ω_1 (див. рис. 5), або при переведенні рукоятки SA в друге положення «Назад». Комутатор $SV6$ повинен вмикатися, якщо рукоятку SA перевести в друге положення на «Уперед» або «Назад», і пройде час t_{n2} , необхідний для розгону приводу до швидкості ω_2 (рис. 5).

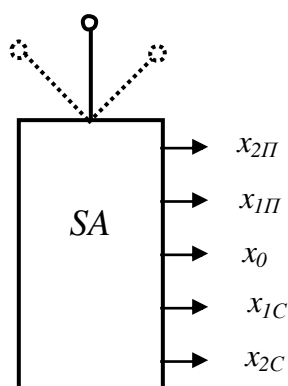


Рисунок 30 – Функціональна схема безконтактного командоапарата

2 Ідентифікація логічних змінних

Для створення математичної моделі КА необхідно абстрагуватися.

При цьому КА являється "чорним ящиком" з n входами й m виходами (рис.28). Спочатку необхідно розділити вхідні й вихідні фізичні впливи. Кожен фізичний вплив на систему керування, що впливає на роботу виконавчих органів КА, позначається математичним символом з відповідним індексом. Таким чином, певний фізичний вплив або фізичний стан об'єкта ідентифікується конкретній логічній змінній.

Ідентифікація логічних змінних виконується з урахуванням словесного опису алгоритму роботи КА й прийнятих позначень вхідних і вихідних дискретних сигналів на схемах рисунків 28, 29.

Вхідні логічні змінні.

$$x_1 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } I_{\text{я}} \geq I_{\text{роб.мах}}, \\ 0, \text{ якщо } I_{\text{я}} < I_{\text{роб.мах}}; \end{cases}$$

де $I_{\text{роб.мах}}$ - робочий максимальний струм електродвигуна.

$$x_2 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } I_{\text{я}} \geq I_{\text{роб.мах}}, \\ 0, \text{ якщо } I_{\text{я}} < I_{\text{роб.мах}}; \end{cases}$$

$$x_3 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } I_{\text{я}} \geq I_{\text{кз min}}, \\ 0, \text{ якщо } I_{\text{я}} < I_{\text{кз min}}; \end{cases}$$

де $I_{\text{кз min}}$ - мінімальний струм короткого замикання в зоні дії струмового відсічення;

$$x_4 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } I_{\text{я}} \geq I_{\text{кз min}}, \\ 0, \text{ якщо } I_{\text{я}} < I_{\text{кз min}}; \end{cases}$$

$$u_1 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } (U_{\text{я}} + E) \geq 1 \cdot IU_{\text{н}}, \\ 0, \text{ якщо } (U_{\text{я}} + E) < 1 \cdot IU_{\text{н}}, \end{cases}$$

де E – противоЕРС двигуна;

$$u_2 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } |-U_{\text{я}} - E| \geq 1 \cdot IU_{\text{н}}, \\ 0, \text{ якщо } |-U_{\text{я}} - E| < 1 \cdot IU_{\text{н}}, \end{cases}$$

$$x_0 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } SA \text{ увімкнений в положення } 0, \\ 0, \text{ якщо } SA \text{ не увімкнений в положення } 0 ; \end{cases}$$

$$x_{1П} = \begin{cases} 1, \text{ якщо } SA \text{ увімкнений в положення } 1 \text{ "Уперед",} \\ 0, \text{ якщо } SA \text{ не увімкнений в положення } 1 \text{ "Уперед" ;} \end{cases}$$

$$x_{2П} = \begin{cases} 1, \text{ якщо } SA \text{ увімкнений в положення } 2 \text{ "Уперед",} \\ 0, \text{ якщо } SA \text{ не увімкнений в положення } 2 \text{ "Уперед" ;} \end{cases}$$

$$x_{1С} = \begin{cases} 1, \text{ якщо } SA \text{ увімкнений в положення } 1 \text{ "Назад",} \\ 0, \text{ якщо } SA \text{ не увімкнений в положення } 1 \text{ "Назад" ;} \end{cases}$$

$$x_{2С} = \begin{cases} 1, \text{ якщо } SA \text{ увімкнений в положення } 2 \text{ "Назад",} \\ 0, \text{ якщо } SA \text{ не увімкнений в положення } 2 \text{ "Назад" ;} \end{cases}$$

$$x_{L1} = \begin{cases} 1, \text{ якщо } \epsilon \text{ сигнал на включення } SL1, \\ 0, \text{ якщо нема сигналу на включення } SL1 ; \end{cases}$$

$$x_{L2} = \begin{cases} 1, \text{ якщо } \epsilon \text{ сигнал на включення } SL2, \\ 0, \text{ якщо нема сигналу на включення } SL2 ; \end{cases}$$

$$t_1 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } t \geq t_{П1}, \\ 0, \text{ якщо } t < t_{П1}; \end{cases}$$

$$t_2 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } t \geq t_{П2}, \\ 0, \text{ якщо } t < t_{П2}; \end{cases}$$

$$t_3 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } t \geq t_{МС3}, \\ 0, \text{ якщо } t < t_{МС3}; \end{cases}$$

де $t_{МС3}$ - час затримки спрацьовування МСЗ.

$$t_4 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } t \geq t_{ДТ}, \\ 0, \text{ якщо } t < t_{ДТ}; \end{cases}$$

де $t_{ДТ}$ - час динамічного гальмування.

Вихідні логічні змінні

$$y_1 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } \epsilon \text{ сигнал на включення } SV1, \\ 0, \text{ якщо нема сигналу на включення } SV1; \end{cases}$$

$$y_2 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } \epsilon \text{ сигнал на включення } SV2, \\ 0, \text{ якщо нема сигналу на включення } SV2; \end{cases}$$

$$y_3 = \begin{cases} 1, \text{ якщо } \epsilon \text{ сигнал на включення } SV3, \\ 0, \text{ якщо нема сигналу на включення } SV3; \end{cases}$$

$$y_4 = \begin{cases} 1, \text{ якщо є сигнал на включення } SV4, \\ 0, \text{ якщо нема сигналу на включення } SV4; \end{cases}$$

$$y_5 = \begin{cases} 1, \text{ якщо є сигнал на включення } SV5, \\ 0, \text{ якщо нема сигналу на включення } SV5; \end{cases}$$

$$y_6 = \begin{cases} 1, \text{ якщо є сигнал на включення } SV6, \\ 0, \text{ якщо нема сигналу на включення } SV6; \end{cases}$$

$$y_7 = \begin{cases} 1, \text{ якщо є сигнал на включення } SV2, \\ 0, \text{ якщо нема сигналу на включення } SV7; \end{cases}$$

$$y_8 = \begin{cases} 1, \text{ якщо є сигнал на включення } SV8, \\ 0, \text{ якщо нема сигналу на включення } SV8; \end{cases}$$

$$y_{L1} = \begin{cases} 1, \text{ якщо є сигнал на включення } SL1, \\ 0, \text{ якщо нема сигналу на включення } SL1; \end{cases}$$

$$y_{L2} = \begin{cases} 1, \text{ якщо є сигнал на включення } SL2, \\ 0, \text{ якщо нема сигналу на включення } SL2; \end{cases}$$

3 Синтез логічних формул

Логічні формули, що описують алгоритм роботи системи керування, являються такими суперпозиціями логічних змінних у рівняннях, які забезпечують рівність їх лівих і правих частин нулю або одиниці.

Рівняння зручніше записувати в диз'юнктивній бездоганній нормальній формі (ДБНФ), при якій перебираються всі варіанти, де вихідна функція дорівнює "1", а вхідні логічні змінні зв'язані елементарними логічними операціями "І", "АБО", "НІ".

При цьому спочатку визначають суперпозиції, зв'язані логічною операцією "І", потім отримані суперпозиції зв'язують операцією "АБО".

Наприклад, словесно-логічна умова вмикання лінійних комутаторів $SL1$ й $SL2$ виконується ($y_1 = 1$ й $y_2 = 1$), якщо є сигнали x_1 й x_2 на вмикання, і не спрацював максимальний струмовий захист ($z_1 = 0$), не спрацювало струмове відсічення ($z_2 = 0$), і рукоятка командоапарата SA перебуває в нульовому положенні ($x_0 = 1$).

Логічні формули, що описують алгоритми роботи КА в ДБНФ, включаючи вищенаведений, мають вигляд:

- для керування лінійним комутатором:

$$y_{L1} = (x_{L1} + y_{L1}) \cdot \overline{z_1} \cdot \overline{z_2} \cdot x_0;$$

$$y_{L2} = (x_{L2} + y_{L2}) \cdot \overline{z_1} \cdot \overline{z_2} \cdot x_0;$$

- для керування комутаторами, що вмикають привід у положення «Уперед»:

$$y_1 = (x_{1П} + x_{2П} + y_1) \cdot y_{L1} \cdot y_{L2} \cdot \overline{y_2} \cdot \overline{y_3};$$

$$y_4 = (x_{1П} + x_{2П} + y_4) \cdot y_{L1} \cdot y_{L2} \cdot \overline{y_2} \cdot \overline{y_3};$$

- для керування комутаторами, що вмикають привід у положення «Назад»:

$$y_2 = (x_{1C} + x_{2C} + y_2) \cdot y_{L1} \cdot y_{L2} \cdot \overline{y_1} \cdot \overline{y_4};$$

$$y_3 = (x_{1C} + x_{2C} + y_3) \cdot y_{L1} \cdot y_{L2} \cdot \overline{y_1} \cdot \overline{y_4};$$

- для керування комутатором прискорення 1ступеня:

$$y_5 = (x_{1П} + y_5) \cdot y_7 \cdot t_1 + y_7 \cdot (x_{2C} + y_5) \cdot t_1;$$

- для керування комутатором прискорення 2ступеня:

$$y_6 = (x_{2C} + x_{2П} + y_6) \cdot y_7 \cdot t_2;$$

- для керування комутатором противмикання:

$$y_7 = [(y_2 \cdot y_3 + y_7) \cdot u_1 + (y_1 \cdot y_4 + y_7)] \cdot u_2;$$

- для керування комутатором динамічного гальмування при зупинці приводу:

$$y_8 = (x_0 + y_8) \cdot \overline{t_4} + (x_{1C} + y_8);$$

- для організації максимального струмового захисту від перевантаження:

$$z_1 = (x_1 + x_2) \cdot t_3;$$

- для організації струмового відсічення:

$$z_2 = (x_3 + x_4).$$

4 Мінімізація логічних формул

Мінімізація логічних формул здійснюється з урахуванням законів алгебри логіки [27]. Метою мінімізації є спрощення, одержання більше компактних формул. При цьому необхідно по можливості зменшувати кількість логічних операцій "І".

Застосувавши дистрибутивний закон, закон подвійного заперечення й закон де Моргана для логічних формул, одержимо їх у мінімізованому виді:

$$\begin{aligned}
 y_{L1} &= \overline{\overline{(x_{L1} + y_{L1}) + z_1 + z_2 + x_0}}; \\
 y_{L2} &= \overline{\overline{(x_{L2} + y_{L2}) + z_1 + z_2 + x_0}}; \\
 y_1 &= \overline{\overline{(x_{1II} + x_{2II} + y_1) + y_{L1} + y_{L2} + y_2 + y_3}}; \\
 y_4 &= \overline{\overline{(x_{1II} + x_{2II} + y_4) + y_{L1} + y_{L2} + y_2 + y_3}}; \\
 y_2 &= \overline{\overline{(x_{1C} + x_{2C} + y_2) + y_{L1} + y_{L2} + y_1 + y_4}}; \\
 y_3 &= \overline{\overline{(x_{1C} + x_{2C} + y_3) + y_{L1} + y_{L2} + y_1 + y_4}}; \\
 y_5 &= \overline{\overline{(x_{1II} + x_{2C} + y_5) + y_7 + t_1}}; \\
 y_6 &= \overline{\overline{(x_{2C} + x_{2II} + y_6) + y_7 + t_2}}; \\
 y_7 &= [(y_2 \cdot y_3 + y_7) \cdot u_1 + (y_1 \cdot y_4 + y_7)] \cdot u_2; \\
 y_8 &= (x_0 + y_8) \cdot \overline{t_4} + (x_{1C} + y_8); \\
 z_1 &= (x_1 + x_2) \cdot t_3; \\
 z_2 &= (x_3 + x_4).
 \end{aligned}$$

5 Функціональна схема системи керування електропривода

Для одержання функціональних схем, що реалізують мінімізовані логічні формули, необхідно з використанням асоціативного закону [26] виділити в них суперпозиції, у яких логічні змінні зв'язані елементарними функціями кон'юнкції "І", диз'юнкції "АБО", інверсії "НІ" й інверсії диз'юнкції "АБО-НІ".

Для реалізації функції y_{L1} необхідні: 1 логічний елемент "АБО-НІ" з 2 входами, 1 елемент "НІ", 1 елемент "АБО-НІ" із чотирма входами.

Для реалізації функції y_{L2} необхідні: 1 логічний елемент "АБО-НІ" з 2 входами, 1 елемент "НІ", 1 елемент "АБО-НІ" із чотирма входами.

Для реалізації функції y_1 необхідні: 1 логічний елемент "АБО-НІ" із трьома входами, 2 елементи "НІ", 1 елемент "АБО-НІ" з п'ятьма входами.

Для реалізації функції y_4 необхідні: 1 логічний елемент "АБО-НІ" із трьома входами, 2 елементи "НІ", 1 елемент "АБО-НІ" з п'ятьма входами.

Для реалізації функції y_2 необхідні: 1 логічний елемент "АБО-НІ" із трьома входами, 2 елементи "НІ", 1 елемент "АБО-НІ" з п'ятьма входами.

Для реалізації функції y_3 необхідні: 1 логічний елемент "АБО-НІ" із трьома входами, 2 елементи "НІ", 1 елемент "АБО-НІ" з п'ятьма входами.

Для реалізації функції y_5 необхідні: 2 логічних елементи "АБО-НІ" із трьома входами, 2 елементи "НІ".

Для реалізації функції y_6 необхідні: 1 логічний елемент "АБО" із трьома входами, 1 логічний елемент "І" з трьома входами.

Для реалізації функції y_7 необхідні: 1 логічний елемент "АБО" із трьома входами, 3 логічних елементи "І" з двома входами.

Для реалізації функції y_8 необхідні: 3 логічних елементи "АБО" із двома входами, 1 логічний елемент "І" з двома входами, 1 елемент "НІ".

Для реалізації функції z_1 необхідні: 1 логічний елемент "АБО" із двома входами, 1 логічний елемент "І" з двома входами.

Для реалізації функції z_2 необхідні 1 логічний елемент "АБО" із двома входами.

6 Принципова електрична схема системи керування електроприводом

Принципова електрична схема керування електроприводом складеться на основі функціональної схеми (рис. 32) з використанням серійних інтегральних мікросхем [29, 30].

Інтегральні мікросхеми мають бути одного класу й вибираються за функціональним призначенням, кількістю входів і виходів, рівнем потенційних сигналів й іншими параметрами. Дані про обрані елементи принципової електричної схеми наводяться в специфікації.

Варіант принципової електричної схеми керування, побудованої на мікросхемах серії K555, наведений на рисунку 33.

Електрична схема може також виготовлятися на одній програмувальній логічній інтегральній мікросхемі (ПЛІС). Основна перевага ПЛІС – малий час виготовлення замовлених варіантів схем. Досить включити відповідні засоби програмування, й через кілька секунд замовлена схема буде готова.

Процес виготовлення схеми, що реалізує заданий алгоритм керування, полягає в пропалюванні відповідних плавких перемичок логічної матриці ПЛІС, що складається з великої кількості елементарних логічних елементів "І", "АБО", "НІ", "АБО - НІ", "І - НІ" й ін.

Схема керування електроприводом може бути також реалізована за допомогою мікропроцесора. У цьому випадку алгоритми керування повинні бути реалізовані у вигляді програми мовою Асемблера, прийнятого в проекті мікропроцесора.

Керуюча програма подається у вигляді лістинга програми.

Настроєна на налагоджувальному пристрої програма записується за допомогою програматора в постійному запам'ятовуючому пристрої (ПЗП) мікропроцесора.

Мікропроцесорний комплект (МПК), називаний контролером, відразу після запуску керуючої програми через мультиплексор MUX і зовнішні порти контролера CPU одержує й обробляє інформацію про вхідні логічні сигнали й виробляє керуючі сигнали Y_i , які після посилення надходять на керуючі входи комутаторів $SV1...SV8, SL1, SL1...$ Логічні змінні часу $t_1 ... t_4$ формуються програмним способом, наприклад циклічною програмою виконання команди NOP , або за допомогою таймерів мікропроцесорного комплексу.

Пріоритети виконання команд керування, наприклад при аварійних режимах, забезпечуються контролерами переривання МПК.

У якості безконтактного командоапарата в сучасних мікропроцесорних системах керування використовують оптоелектронні командоапарати (джойстики). Зовнішній вигляд одного з них наведений на рисунку 31. Вихідні сигнали командоапарата захищені за допомогою кодів Грея.

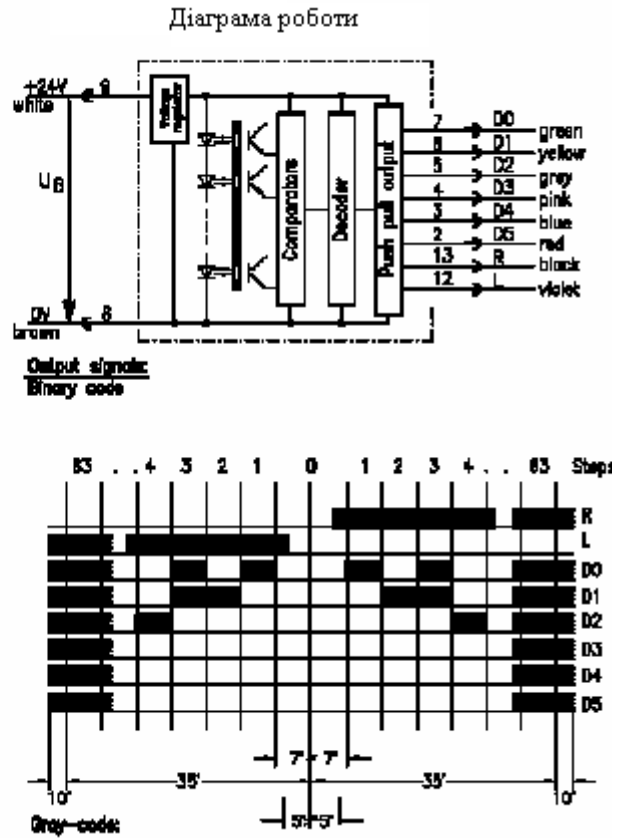
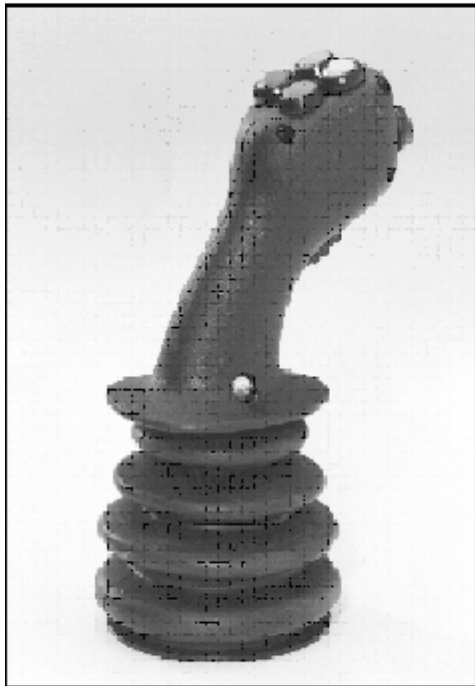


Рисунок 31 – Зовнішній вигляд і діаграма роботи оптоелектронного командоапарата

Функціональна схема мікропроцесорної системи керування електроприводом наведена на рисунку 34.

На рисунку 35 наведена схема блоку силового комутатора й граничного пристрою. Принципова схема процесорного модуля наведена на рисунку 36.

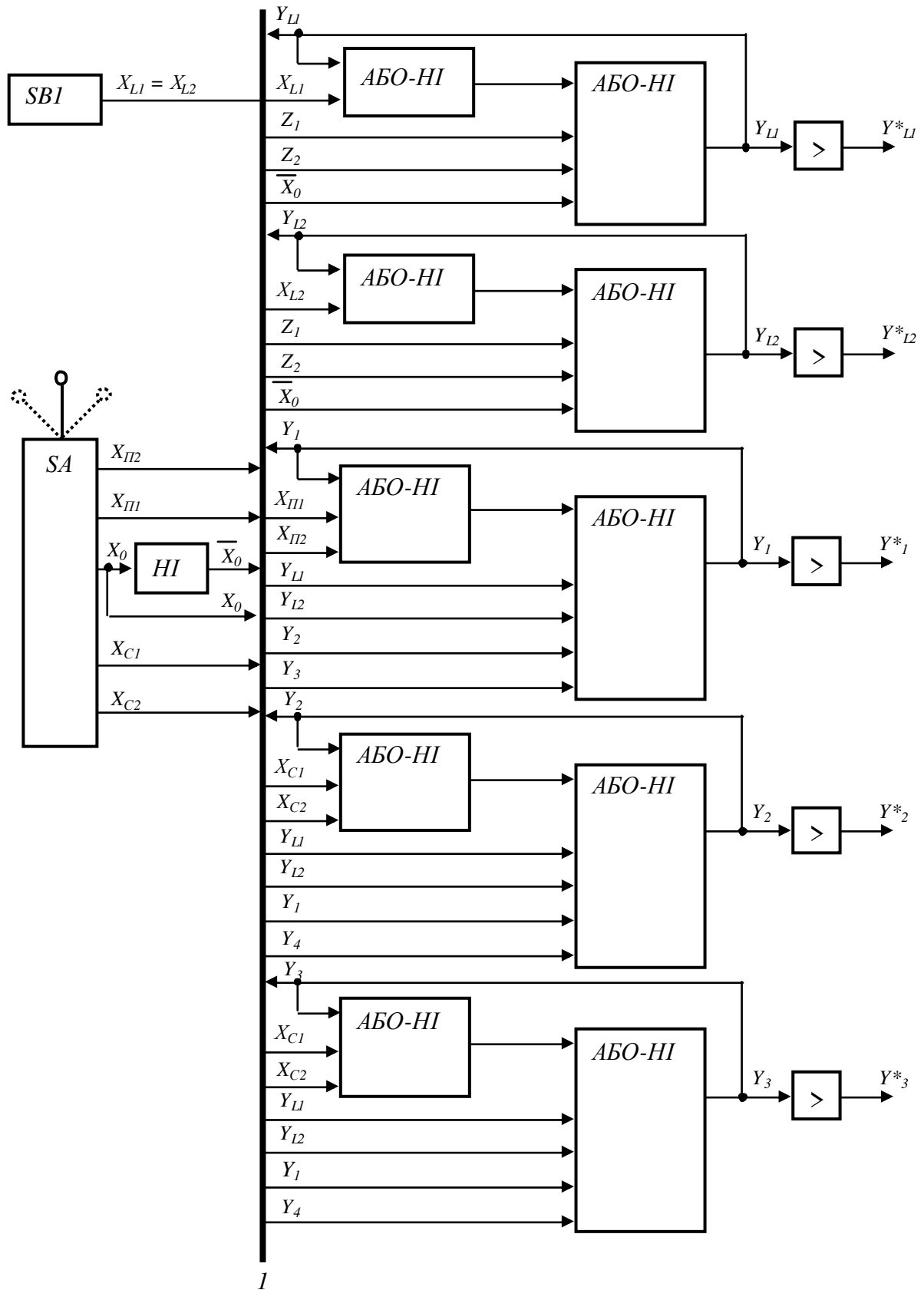


Рисунок 32 – Функціональна схема системи керування електроприводом

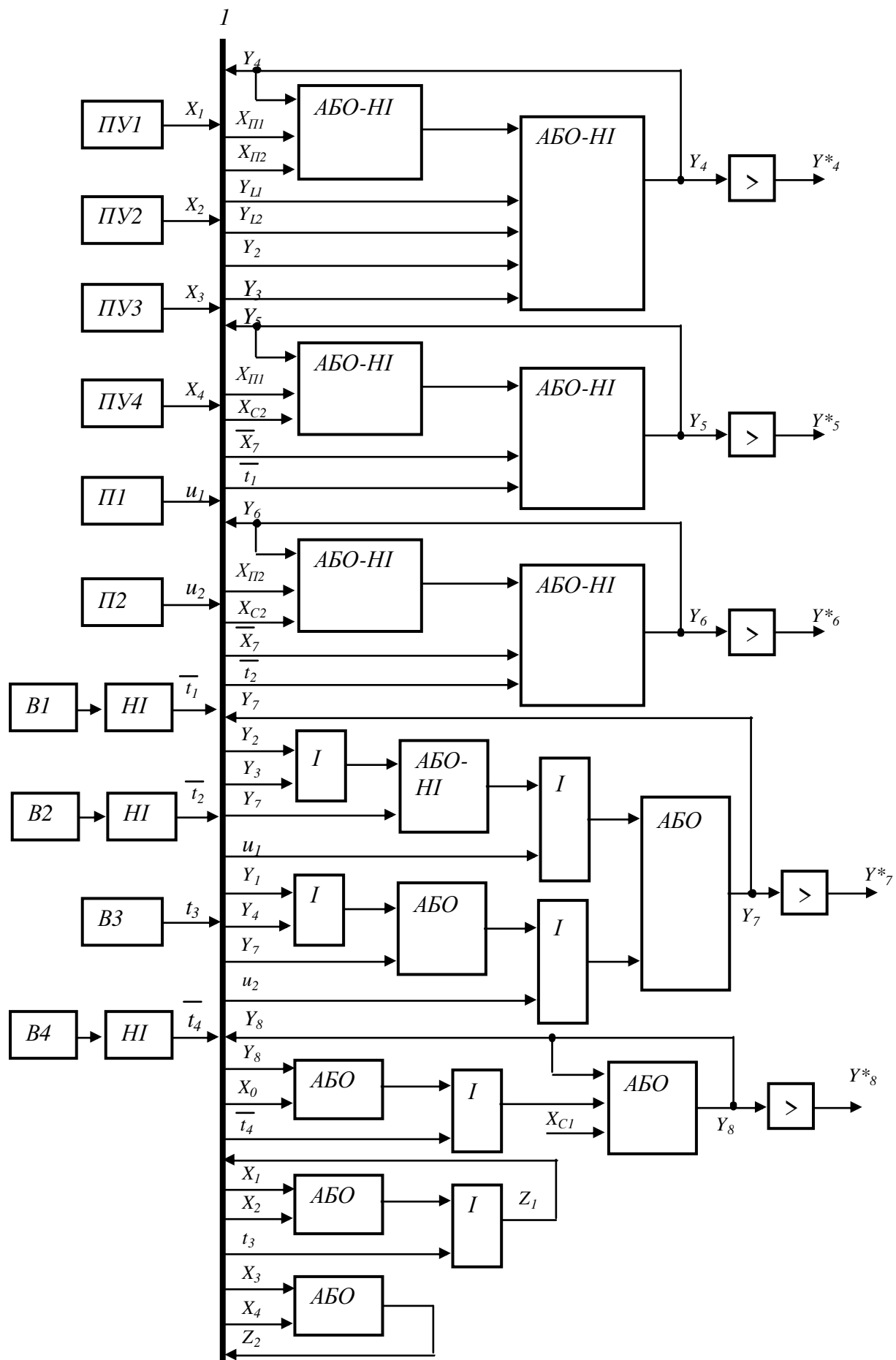


Рисунок 32, аркуш 2

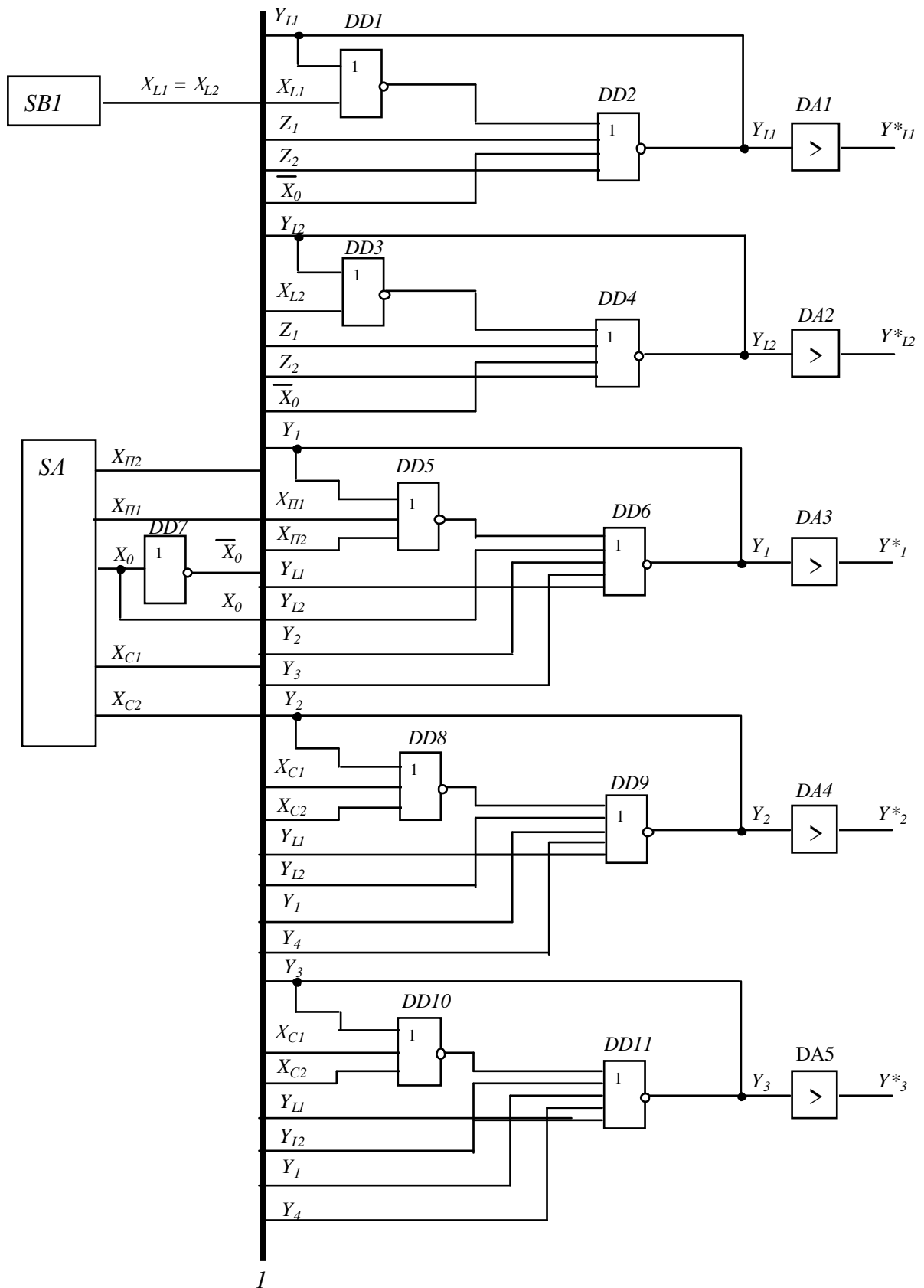
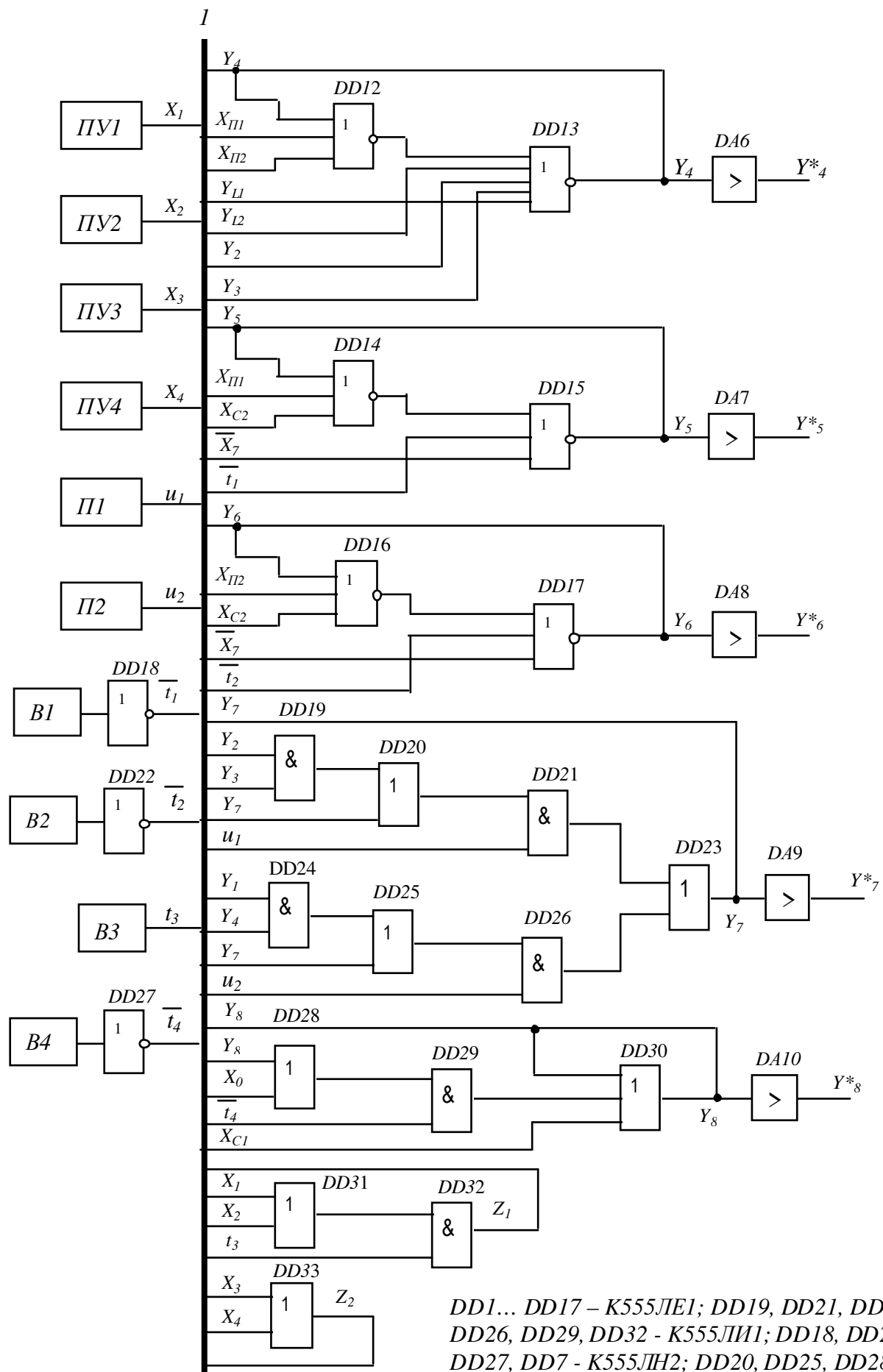


Рисунок 33 – Принципова схема системи керування електроприводом



DD1... DD17 – K555JE1; DD19, DD21, DD24, DD26, DD29, DD32 – K555JI1; DD18, DD22, DD27, DD7 – K555JI2; DD20, DD25, DD28, DD3, DD33 – K555JI1

Рисунок 33, аркуш 2

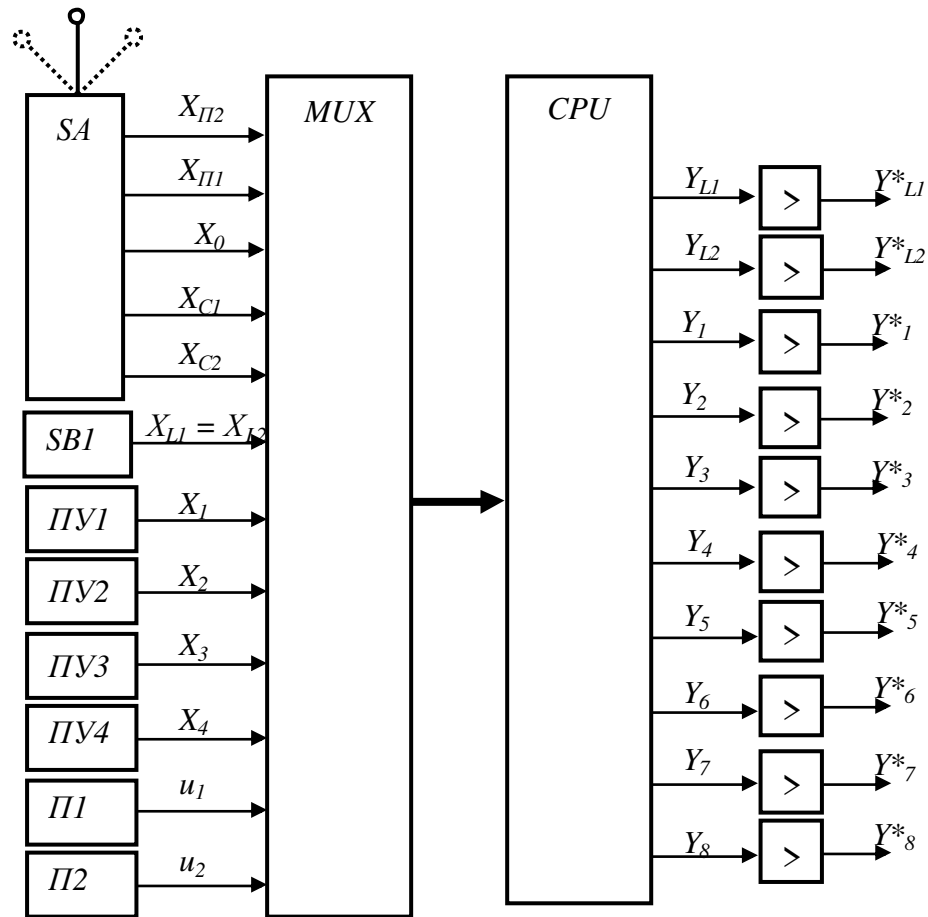


Рисунок 34 – Функціональна схема мікропроцесорної системи керування електроприводом

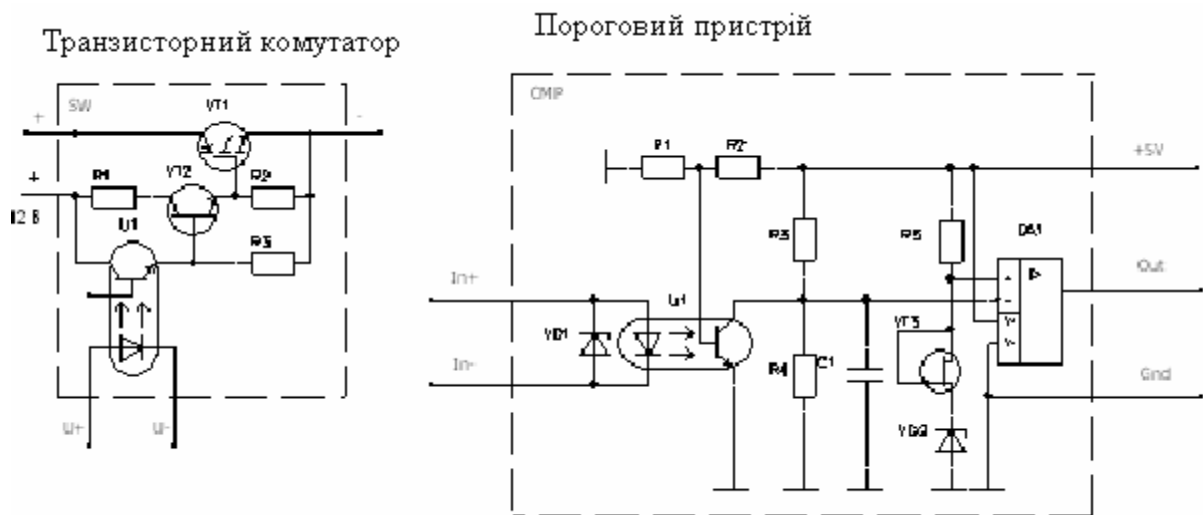


Рисунок 35 – Блок силового комутатора й граничного пристрою

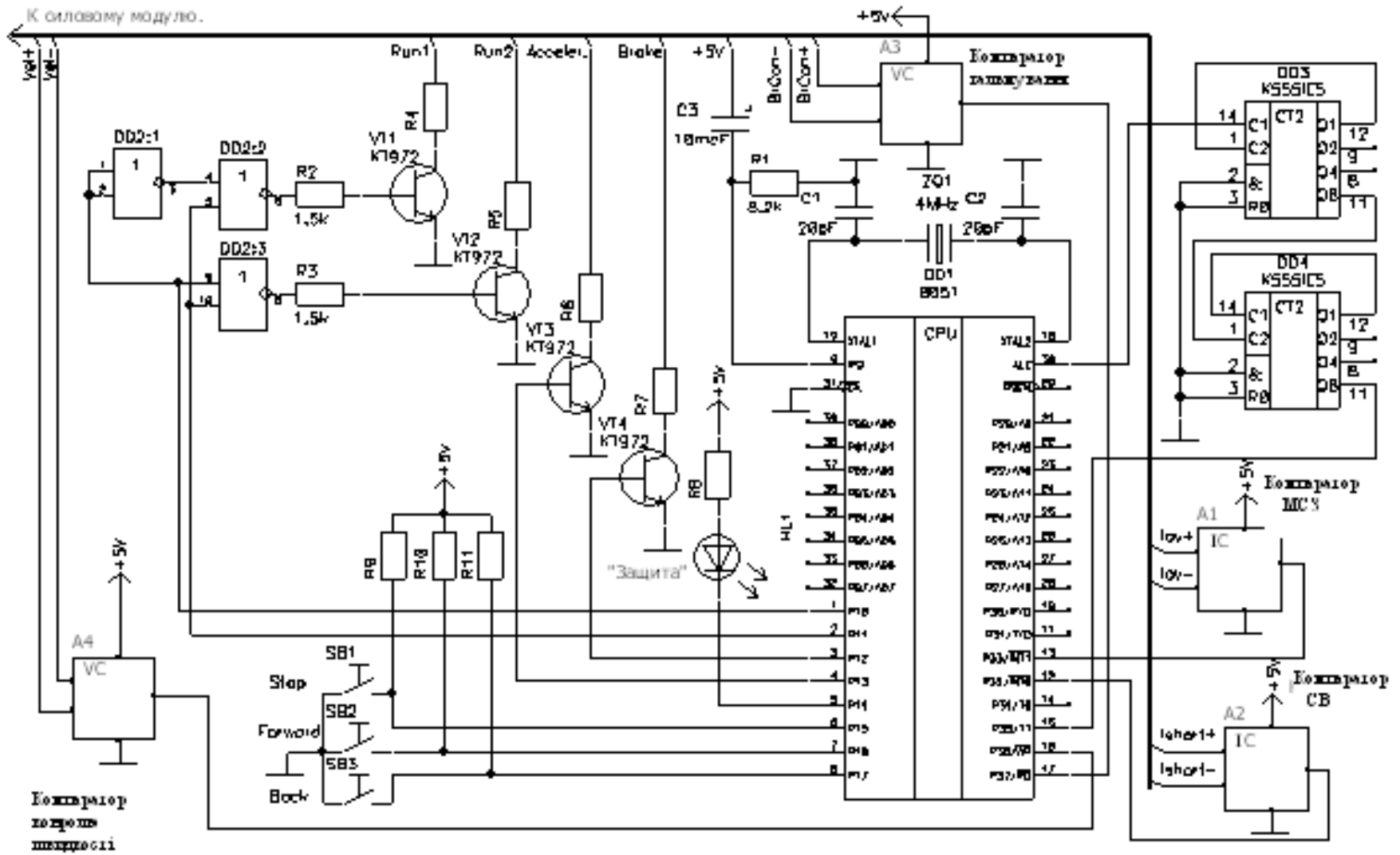


Рисунок 36 – Принципова схема процесорного модуля

Завдання на виконання розрахунково-графічної роботи
«Синтез схем автоматичного керування й захисту електроприводів
на релейно-контакторних і безконтактних елементах»

За даними відповідного варіанта в таблиці 1 необхідно:

1 Скласти силову принципову електричну схему електропривода на релейно-контакторних елементах.

2 Скласти принципову електричну схему керування електропривода на релейно-контакторних елементах.

3 Зробити ідентифікування логічних змінних.

4 Зробити синтез логічних формул функціонування складеної за п.1 схеми.

5 Скласти функціональну схему на безконтактних логічних елементах.

6 Скласти принципову силову схему на безконтактних комутаторах.

7 Скласти принципову схему на безконтактних логічних елементах.

При складанні принципової силовій схеми та схеми керування електропривода на релейно-контакторних елементах необхідно використати дані відповідного варіанту, які наведені у таблиці 1.

Необхідно також зробити опис роботи схеми на релейно-контакторних елементах електропривода .

Синтез безконтактної схеми електропривода необхідно зробити на підґрунті алгебрачного метода з мінімізацією логічних формул.

Залежно від індивідуального завдання схема безконтактного керування електроприводом може бути зроблена на базі безконтактних логічних елементів або на базі будь якої типової мікропроцесорної системи.

*Таблиця 1 - Варіанти даних для синтезу схем автоматичного керування
й захисту електроприводів*

Функціональні вузли й елементи схем	Варіант																										
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	
1 АД з к. з. ротором	1							1						1								1					
2 АД з фазним ротором		1					1		1						1						1		1				
3 ДПС незалежного збудження			1				1			1					1				1					1			
4 ДПС послідовного збудження				1		1					1						1		1							1	
5 ДПС компаундного збудження					1							1						1									1
6 Контакттор постійного струму		1			1	1		1			1	1		1			1	1		1				1		1	1
7 Контакттор змінного струму	1							1														1					
8 Реверсивний магнітний пускач	1	1	1	1			1		1	1	1			1	1		1			1			1	1			
9 Реверс по якорю			1		1		1				1		1			1		1		1					1		1
10 Реверс по полю				1		1						1					1		1		1					1	
11 1 пусковий шабелъ					1								1						1								
12 2 пускових шабля		1		1		1		1		1		1			1		1		1					1		1	
13 3 пускових шабля			1				1					1				1				1					1		1
14 Регул. швидкості		1	1	1		1	1	1		1	1		1		1		1		1					1	1		1
15 Кнопки керування	1				1		1		1					1		1		1		1		1					
16 Універсальний перемикач		1		1		1		1		1		1	1		1				1		1		1				
17 Командоконтролер			1								1														1		1
18 Пуску функ. ЕРС			1	1							1	1				1	1								1	1	1
19 Пуску функції швидкості		1			1		1		1						1				1		1			1			
20 Пуску функції часу						1		1	1	1				1						1		1					
21 Динамічне гальмування	1	1		1		1		1	1			1			1				1						1		1
22 Гальмування противмиканням	1	1		1			1		1	1	1			1	1		1			1		1	1	1			1
23 Гальмування у функції часу						1			1					1					1			1					
24 Гальмування у функції ЕРС		1			1		1				1				1			1		1					1		1
25 Гальмування у функції струму			1	1				1		1		1				1	1					1		1		1	
26 Гальмування у функції швидкості	1												1														
27 Максимальний струмовий захист	1		1		1		1		1		1		1	1		1		1		1		1		1		1	1
28 Струмове відсічення	1				1	1		1	1	1	1		1	1		1						1		1			1
29 Нульовий захист	1				1		1		1		1	1		1	1	1				1	1		1	1		1	
30 Електрогідравлічне гальмо	1			1	1	1				1	1	1	1														
31 Електромагнітне гальмо							1	1	1							1		1				1		1		1	1

2 АНАЛОГОВІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Ознакою будь-якої аналогової системи керування є те, що в ній виконується безперервна обробка й формування керуючих сигналів в аналоговій формі. Усі сигнали в системі керування електроприводами (СКЕП) є безперервними миттєвими значеннями електричних сигналів, тобто аналогів, наприклад, швидкості, струму або обертового моменту.

За типом струму виконавчого електромеханічного перетворювача системи керування поділяються на СКЕП постійного і змінного струму.

За функціональним призначенням системи керування поділяються на:

- системи регулювання швидкості;
- системи регулювання положення;
- системи регулювання натягу;
- системи стабілізації швидкості;
- системи синхронізації швидкості й ін..

За структурою САР розрізняють:

- системи із загальним підсумовуючим підсилювачем;
- системи підпорядкованого регулювання;
- адаптивні системи керування;
- модальні системи керування;
- системи фаззи-керування;
- нейросіткові системи керування;
- нейро-фаззи системи керування.

Найбільш жорсткі вимоги до показників якості регулювання швидкості висуваються до систем керування електроприводами механообробних верстатів, тому в навчальному посібнику розглядаються питання проектування цих систем.

2.1 Технологічні вимоги до електроприводів механообробних верстатів

У машинобудуванні більшість деталей обробляють різанням, що здійснюється шляхом послідовного видалення різальним інструментом (різцем) тонких шарів матеріалу у вигляді стружки з поверхні заготівлі. Процес різання на токарських верстатах здійснюється головним обертотворним рухом оброблюваної заготівлі, і прямолінійним рухом (подачі) різця уздовж заготівлі. Розрізняють також допоміжні рухи, які забезпечують транспортування й закріплення заготівлі на верстаті. Основні види токарської обробки (гостріння) наведені на рисунку 37.

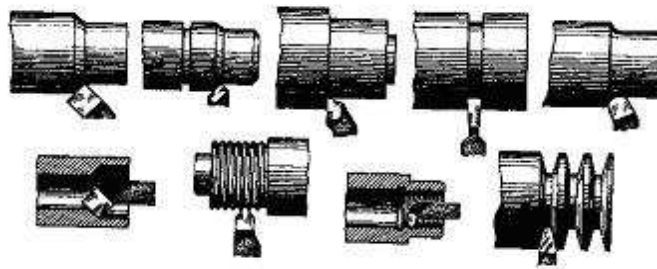


Рисунок 37 - Способи обробки заготівель на токарських верстатах

Елементами режиму різання при гострінні заготівлі є швидкість різання, подача й глибина різання. Швидкість різання v називається довжина шляху, що проходить різальна крайка інструмента щодо оброблюваної поверхні заготівлі за одиницю часу ($мм/хв.$).

Подачею називається величина переміщення різальної крайки інструмента за один оберт заготівлі або за одиницю часу ($мм/об$), позначається буквою s й може бути поздовжньою або поперечною.

Подача при різанні металу залежить від частоти обертання заготівлі. Швидкість подачі v при різанні ($мм/хв.$) визначається за формулою

$$V = s \cdot n, \quad (12)$$

де n – частота обертання заготовки (шпинделя), об/хв.

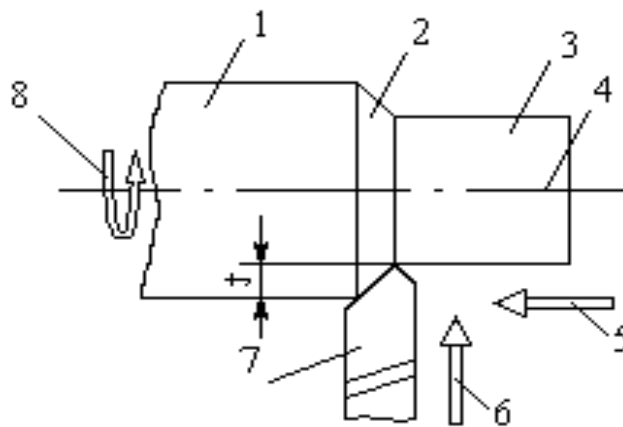
Глибиною різання t називається величина зрізаного шару металу за один прохід різця, обмірюваною за перпендикуляром до оброблюваної поверхні деталі:

$$t = \frac{D-d}{2} \quad (13)$$

де D – діаметр заготовки, мм;

d – необхідний діаметр заготовки за відповідний прохід, мм

Основні поверхні заготовки й основні рухи деталі й різця при гострінні наведені на рисунку 38.



1 – оброблювана поверхня, 2 – поверхня різання, 3 – оброблена поверхня,
4 – вісь обертання заготовки, 5 – поздовжня подача, 6 – поперечна подача,
7 – різець, 8 – головний рух, t – глибина різання

Рисунок 38 - Основні поверхні заготовки й основні рухи деталі й різця при гострінні

Технологічним процес – це частина виробничого процесу, пов'язаного з послідовною зміною форми, розмірів й якості поверхні заготовки за час від моменту її установлення на верстат до одержання готової деталі. Елементами технологічного процесу при обробці деталей гострінням є операції установки, переходів і проходів. Операція – закінчена частина технологічного процесу обробки заготовки, виконана на одному верстаті. Установлення – частина операції, виконана при одному закріпленні оброблюваної

заготівлі.

Перехід – частина операції, що містить у собі одночасну обробку декількох поверхонь деталі декількома інструментами.

Прохід – частина переходу, здійснена при одному переміщенні інструмента в напрямки подачі; за один прохід знімають один шар металу. Загальна довжина шляху L (мм), що проходить інструмент при різанні, знаходиться за формулою

$$L = (l_1 + l_2 + l_3) \cdot i,$$

де l_1 – довжина оброблюваної поверхні, мм;

$l_2 = t$ – величина врізання, мм;

l_3 – підведення й відвід інструмента, мм.

Більшість деталей типу валків, втулок, шайб, кілець виготовляють із заготівель у вигляді круглих, шестигранних або квадратних прутків. До металевих заготівель відносять прокат зі сталі або кольорових металів у вигляді прутків і труб, листових штампувань і виливків. Вибір виду заготівлі залежить від конструктивних особливостей деталі. Заготівля повинна мати не більші розміри, ніж готова деталь. Шар металу, що знімається при механічній обробці, називається припуском на обробку. Величина припуску має бути мінімальною, але при цьому має бути забезпечена точність виготовлення деталі.

Точність обробки

Забезпечення заданої точності обробки деталі – основна вимога до технологічного процесу. Під точністю обробки розуміють ступінь відповідності виготовленої деталі вимогам креслення й технічних умов. Точність обробки деталі складається з точності виконання розмірів, форми, відносного положення поверхонь і шорсткості поверхні деталі. Під точністю форми поверхні розуміють ступінь відповідності його розмірів геометричній формі (у поздовжньому й поперечному перерізах). При розробці технологічного процесу виготовлення деталі для забезпечення необхідної точності потрібно враховувати причини, які викликають погрішності обробки. Ос-

новними причинами погрішності обробки на токарських верстатах є недостатні точність верстата й жорсткість різального і допоміжного інструментів, погрішність установлення заготівлі на верстаті і її деформації при стисканні, погрішності в процесі виміру й ін.

Для виконання вимог до готової деталі, послідовність технологічних операцій визначають наступним порядком.

Спочатку роблять чорнову обробку заготівлі, при якій віддаляються невеликі шари металу. Це дає можливість виявити дефекти заготівлі й зняти внутрішні напруження, які можуть викликати деформації готової деталі.

Усі операції чорнкової обробки вимагають значних сил різання, що впливають на точність остаточно обробленої поверхні, тому їх треба виконувати перед операціями чистової обробки.

У першу чергу треба обробляти поверхні, при видаленні припусків яких у найменшому ступені знижується жорсткість заготівлі.

Чистові операції необхідно виконувати наприкінці обробки, тому що при цьому знижується ймовірність ушкодження оброблених поверхонь.

Поверхні деталі, зв'язані між собою точним відносним положенням, необхідно обробляти з однієї установки й в одній робочій позиції.

При обробці заготівель необхідна точність розмірів досягається зняттям припуску при послідовних переходах. Перед кожним проходом, оброблювану поверхню деталі вимірюють і визначають величину припуску, а потім визначають величину подачі інструмента. Так повторюють, поки фактичний розмір оброблюваної поверхні не ввійде до меж допуску на розмір за кресленням.

При обробці деталі цим методом обробляють тільки першу деталь, а потім фіксують потрібні положення механізмів верстата й швидко обробляють інші деталі партії.

Чим вище вимоги до точності обробки деталі, тим вище вимоги до верстата, точності вимірів, кваліфікації верстатника й ін. Одержання більше високої точності обробки вимагає більше високих витрат часу й праці.

Шорсткість поверхні

На поверхнях деталей після їхньої механічної обробки завжди залишаються нерівності. Сукупність нерівностей, які виходять при обробці, називають шорсткістю поверхні. Величина нерівності безпосередньо впливає на якість рухливих і нерухомих з'єднань. Деталі з великою шорсткістю поверхні не забезпечують необхідної точності й надійності складання, а в рухливих з'єднаннях швидко зношуються й не забезпечують початкових зазорів.

На поверхні, обробленій токарським різцем, виходять нерівності у вигляді гвинтових виступів і гвинтових канавок (рис. 39).

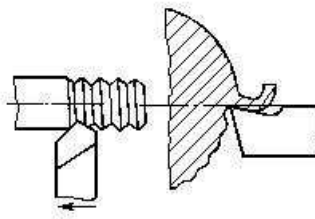


Рисунок 39 - Утворення нерівності при гострінні

Нерівності, розташовані в напрямках подачі, утворюють поперечну шорсткість, а нерівності, розташовані в напрямках швидкості різання, – поздовжню шорсткість. Висота й характер нерівностей залежать від оброблюваного матеріалу, режиму різання, геометрії різальних крайок інструмента й інших факторів. При збільшенні швидкості різання висота нерівностей зменшується. У виробничих умовах шорсткість обробленої поверхні деталі оцінюють методом порівняння зі зразком. Як зразок використовують оброблену деталь, шорсткість поверхні якої атестована.

Автоматизація й механізація токарської обробки

Під механізацією верстата розуміють його оснащення різноманітними пристроями, що полегшують роботу верстатника при виконанні технологічних операцій. Автоматизація являє собою процес керування верстатом без особистої участі оператора. До засобів автоматизації відносяться пристрої керування, виміру, пристрою збирання стружки й захисту від неї,

дії яких скоординовані з роботою верстата.

Підвищення продуктивності і якості роботи на токарських верстатах пов'язане з механізацією й автоматизацією циклу обробки. Циклом обробки називається сукупність переміщень робочих органів верстата, які повторюються при обробці кожної заготівлі.

Комплекс переміщень робочих органів за один цикл роботи верстата здійснюється в певній послідовності – за програмою.

Керуюча програма – це сукупність команд, що відповідає даному алгоритму функціонування верстата для обробки конкретної заготівлі. На верстатах з ручним керуванням програмою обробки є технологічна карта й креслення деталі. З метою спрощення експлуатації Міжнародна організація зі стандартизації обрала єдину систему координат для всіх верстатів. Вісь X на верстатах завжди розташована горизонтально, а вісь Z з'єднують із віссю обертання інструмента або шпинделя на токарських верстатах (рис. 40).

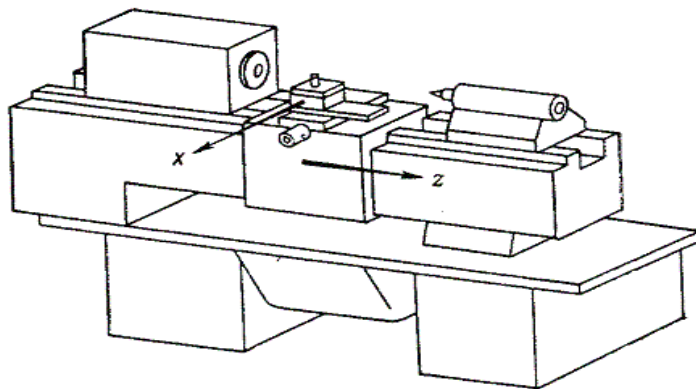


Рисунок 40 - Осі координат на токарському верстаті

При серійному виробництві програма обробки заготівлі повторюється багато разів, тому доцільно записати програму на програмоносій і забезпечити передачу сигналів керування програми до виконавчих органів верстата.

Залежно від призначення розрізняють приводи головного руху, подач і допоміжні приводи.

Головний привід забезпечує безпосередньо процес різання (рис. 41). Приводи подачі здійснюють переміщення заготовлі або різального інструменту в зоні різання (рис. 42).

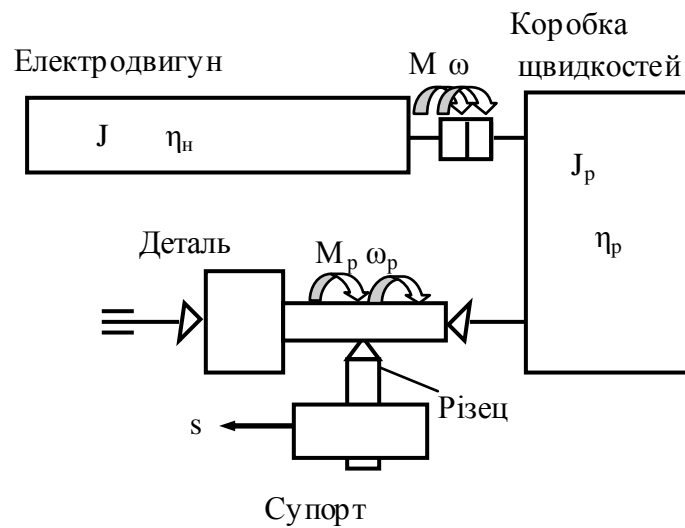


Рисунок 41 - Спрощена кінематична схема приводу головного руху токарного верстата

Допоміжні приводи забезпечують допоміжні переміщення заготовель, деталей, різального інструменту, обертання інструментальних механізмів, поворотних і похилих столів, рух палет, візків, перевантажувачів, подачу змащення, вентиляцію й т.п.

Відповідно до призначення до кожного приводу висуваються конкретні вимоги.

Головний привід повинен регулюватися при постійній потужності ($P = const$), тому що силове різання виконується при менших частотах обертання шпинделя, а чистова обробка з меншим зусиллям різання й при високих частотах.

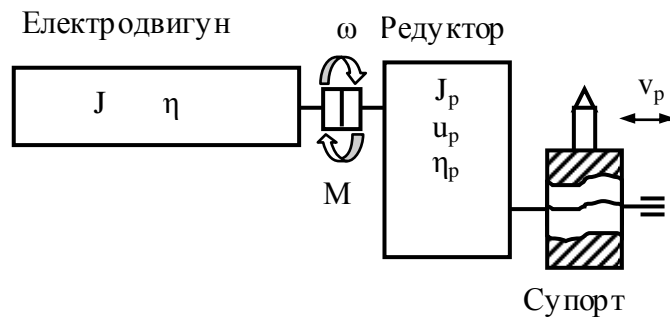


Рисунок 42- Спрощена кінематична схема механізму подачі токарського верстата

Аналіз технологічних режимів верстатів різних груп показує, що діапазон регулювання частот обертання шпинделя не перевищує $D = 1000:1$. При наявності режиму орієнтації шпинделя діапазон розширюється до $D > 5000:1$. Однак необхідна потужність приводу при орієнтації незначна й істотно менше потужності різання. У механізмах головного руху (навіть там, де застосовуються регульовані електроприводи) у більшості верстатів є дво-, триступінчасті коробки швидкостей.

Привід подач повинен регулюватися при постійному моменті ($M = \text{const}$). У механізмах подач основне зусилля затрачається на подолання сил тертя при переміщенні вузла верстата. Приводи подач повинні забезпечувати діапазон регулювання $D > 10000$, тому що у верстатах зі ЧПУ мінімальна подача визначається дискретністю керування й зворотного зв'язку. Тільки при відпрацьовуванні приводом кожної дискрети можуть бути забезпечені висока точність і мала шорсткість при обробці. Крім того, приводи подач повинні мати високі швидкості ходу й високу швидкодію при розгоні – гальмуванні й при скиданні – накиді навантаження.

Допоміжні приводи не беруть участь у процесі різання. У цих приводах не потрібний широкий діапазон регулювання ($D < 10:1$), не завжди повинна досягатися висока швидкодія, часто необхідні плавний розгін і гальмування.

У поворотних пристроях (магазинах, столах) з більш власним моментом інерції й невисоким передатним відношенням, коли наведений до вала двигуна момент інерції механізму значно перевищує власний момент інерції двигуна, основне зусилля затрачається в перехідних режимах на розгін і гальмування махових мас.

При встановленому русі навантаження на привід близьке до холостого ходу.

Розширення технологічних режимів обробки на одному верстаті з використанням сучасного різального інструменту викликало ускладнення САР електроприводів, збільшення встановленої потужності двигуна головного руху, розширення діапазонів регулювання швидкостей, зростання жорсткості вимог до стабільності й рівномірності обертання валів електродвигунів всіх приводів.

Вимога підвищення продуктивності також викликала збільшення потужності й максимальної швидкості приводу головного руху, підвищення швидкості ходу приводів подач, збільшення максимальних робочих подач, зменшення часу розгону й гальмування, позиціонування приводів подач, допоміжних переміщень й орієнтації шпинделя.

Необхідність задоволення вимог зниження шорсткості й підвищення точності при обробці й позиціонуванні сприяла збільшення жорсткості вимог до статичних і динамічних помилок регулювання швидкості електроприводів при різних обурюючих впливах.

Для забезпечення повторюваності розмірів деталей в оброблюваній партії й високої точності позиціонування необхідно мати високостабільний привід з високою рівномірністю переміщення й аперіодичним перехідним процесом зміни швидкості.

Поява низькошвидкісних високомоментних двигунів невеликих габаритів дозволило істотно зменшити механічну частину коробки подач, а в ряді випадків повністю її прибрати, установивши виконавчий двигун безпосередньо на ходовий гвинт.

У випадках, коли двигун не має коробки подач, підвищується потужність механічної передачі, ККД, знижується момент інерції електромеханічного приводу, збільшується складова від різання в загальному навантаженні приводів подач. У більшості сучасних верстатів навантаження на двигун при робочих подачах без різання становить не більше 20...30 % від номінальної.

Зріст складової від сил різання в загальному навантаженні на привід подачі збільшив коливання навантаження на електроприводі подачі при різанні, що посилює вимоги до статичної й динамічної твердості механічних характеристик приводу подачі.

Максимальна робоча подача сучасних багатоцільових верстатів становить 30...50 % швидкості швидких переміщень.

Швидкість швидких переміщень залежить від характеристик механічної частини приводу, можливостей системи комп'ютерного програмного керування (КПК), наприклад від максимальної частоти сигналу керування приводом від системи КПК, дискретності керування, максимальної кутової швидкості привідного електродвигуна, коефіцієнта редукції передачі від двигуна до механізму й інших обмежень, внесених системою КПК.

Мінімальна швидкість приводу визначається технологічними вимогами, дискретністю керування, чутливістю електропривода. Особливо високі вимоги висуваються до динамічних характеристик приводу за керуючим й обурюючим впливами. Незадовільні динамічні властивості регульованого електропривода, особливо при збурюванні за навантаженням, є причиною підвищеної шорсткості поверхні, тому досить важливо забезпечити високу швидкодію приводу при скиданні й накиді навантаження, а також реверсі двигуна під навантаженням на найменших швидкостях.

Стабільність характеристик електропривода при досить великому коефіцієнті підсилення визначається стабільністю нуля вхідного підсилювача регулятора й датчика швидкості – тахогенератора. Найбільша відносна нестабільність має місце при малих швидкостях, коли корисний сигнал

порівняємо з перешкодами в ланцюгах керування й пульсаціями ЕРС та хогенератора.

Іншим фактором, що впливає на стабільність, а отже, і на ідентичність параметрів при обробці партії деталей, є характер перехідного процесу за керуючим впливом у замкнених системах слідкувального і регулювального електроприводів. У випадку аперіодичного перехідного процесу при русі в один бік люфти в механічних вузлах не розкриваються, а також відсутній вплив гістерезису, що сприяє істотному підвищенню стабільності й точності позиціонування й обробки.

Електроприводи подач розрізняються за наступними ознаками:

- за способом виконання силового перетворювача (видом силових напівпровідникових приладів) – тиристорні на основі реверсивних керованих випрямлячів, транзисторні на основі реверсивних широтно-імпульсних перетворювачів;

- за компонуванням конструкції (кількістю приводів, виконаних у єдиному конструктиві) – однокоординатні, багаткоординатні.

До складу електропривода подачі входять:

- електродвигун постійного струму зі збудженням від постійних магнітів з убудованим датчиком швидкості, електромагнітним гальмом, датчиком температурного захисту й датчиком шляху;

- напівпровідниковий перетворювач, що включає силовий блок (забезпечує перетворення напруги змінного струму в постійний), регулятори (забезпечують регулювання швидкості двигуна в широкому діапазоні з високою точністю), блоки живлення, захисту й діагностики;

- силовий трансформатор (автотрансформатор) для узгодження напруги живильної мережі з напругою електродвигуна, обмеження струму короткого замикання в приводі й зниження впливу перешкод або струмообмежувальний реактор, що обмежує струм короткого замикання;

- комутаційні реактори для зниження взаємного впливу приводів при багаткоординатному виконанні й живленні їх від одного силового транс-

форматора (або через струмообмежувальні реактори);

- зрівняльні або згладжувальні реактори для обмеження зрівняльних струмів при спільному керуванні випрямною й інверторною групами тиристорів і для згладжування пульсацій струму якоря двигуна (у результаті чого забезпечується зниження нагрівання й поліпшення комутації двигуна);

- автоматичний вимикач для відключення приводу від мережі в аварійних режимах.

Склад електропривода може мінятися залежно від конкретного типу електропривода й способу виконання силового перетворювача. Живлення електропривода виробляється від трифазної промислової мережі змінного струму напругою 220, 380, 660, 1140 В частотою 50Гц.

Електроприводи забезпечуються апаратурами захисту, сигналізації, індикації робочих й аварійних режимів і мають наступні види захистів: від коротких замикань, струмових перевантажень, перенапруги, зникнення вентиляції (у системах із примусовим охолодженням), а також напруги мережі, неправильного чергування фаз.

Електроприводи головного руху постійного струму класифікуються за наступними ознаками:

- за способом виконання силового перетворювача – тиристорні або транзисторні (широко-імпульсні перетворювачі);

- за способом регулювання швидкості – однозонні (змінюється напруга на якорі електродвигуна), двузонні (змінюється напруга на якорі електродвигуна й струм збудження);

- за наявністю реверса швидкості електродвигуна – реверсивні, нереверсивні;

- за способом реверса – реверсивні електроприводи з реверсом струму якоря електродвигуна при живленні від двокомплектного тиристорного перетворювача, реверсивні електроприводи з реверсом струму збудження електродвигуна.

Якщо привід головного руху повинен працювати в слідкувальному режимі (зі зворотним зв'язком за положенням), то електропривід необхідно виконувати з реверсом за якорем. У протилежному випадку чутливість електропривода при різнополярних збудженнях буде недостатня для забезпечення стійкості слідкувального приводу.

До складу електропривода головного руху входять: електродвигун постійного струму з незалежним збудженням або збудженням від постійних магнітів (двигун може комплектуватися датчиком швидкості, вентилятором й іншими пристроями), напівпровідниковий перетворювач; блок живлення обмотки збудження двигуна; трансформатор або струмообмежуючі реактори; автоматичний вимикач.

Параметри проєктованих систем керування електроприводів механообробних верстатів у значній мірі залежать від вибору типів комплектних тиристорних перетворювачів і узгоджувальних трансформаторів.

2.2 Комплектні тиристорні перетворювачі якоря й збудження

Однофазні схеми силової частини перетворювачів використовуються для приводів малої потужності (1,0...1,5 кВт) з напівпровідниковими вентилями. Для приводів щодо невеликої потужності застосовуються також трифазні трипульсні схеми. Шестипульсні схеми застосовуються для приводів великої потужності також у випадках, коли необхідний великий діапазон регулювання швидкості двигуна. Реверсивні електроприводи виконуються з однією й двома вентильними групами. У приводах, де припустимий час реверса становить 0,5 ... 2,5 с, можливе застосування схеми з реверсом у ланцюгу збудження. Недолік цієї схеми – мала швидкодія внаслідок великої постійної часу ланцюга збудження двигуна.

У практиці найбільше поширення одержала рівнобіжна-зустрічно-паралельна схема з'єднання вентильних груп, тому що вона має деякі пе-

реваги перед іншими схемами, а саме: містить простий двообмотувальний трансформатор, що може бути застосований як у реверсивному, так й у нереверсивному електроприводі й має меншу типову потужність трансформатора в порівнянні із трансформаторами в інших схемах; може живлитися безпосередньо від трифазної мережі через анодні струмообмежувальні реактори, дозволяє уніфікувати конструкції реверсивного й нереверсивного електроприводів.

На рисунках 43 й 44 як приклад наведені схеми тиристорних перетворювачів якоря й збудження комплектного електропривода ЭТУ-2-2Д.

Як вентилі в схемах ТП застосовуються оптотиристори МТОГО 63.

2.3 Силовий трансформатор

Розрахунок параметрів силового трансформатора можна здійснити за методикою, викладеною в роботі [17]. У таблиці 2 наведені значення основних розрахункових коефіцієнтів, що зв'язують струм і напругу в ланцюгу з параметрами трансформатора.

Для розрахунку потужності силового трансформатора, що працює на один перетворювач й електропривід необхідні дані – номінальна напруга U_n і номінальний струм двигуна I_n .

На рисунку 45 наведена розрахункова схема заміщення силового ланцюга тиристорного електропривода.

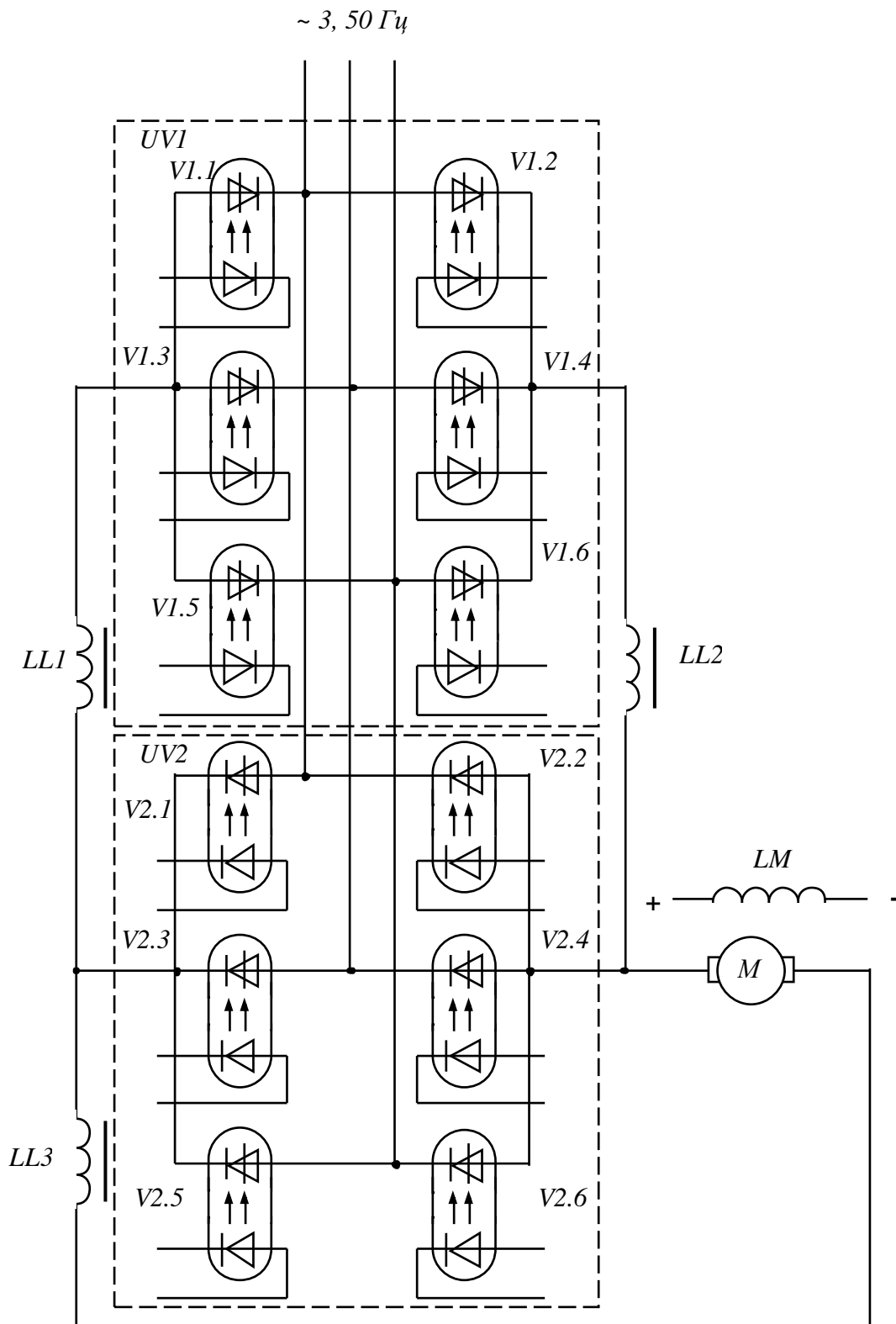


Рисунок 43 – Схема тиристорного перетворювача якоря
електропривода ЭТУ-2-2Д

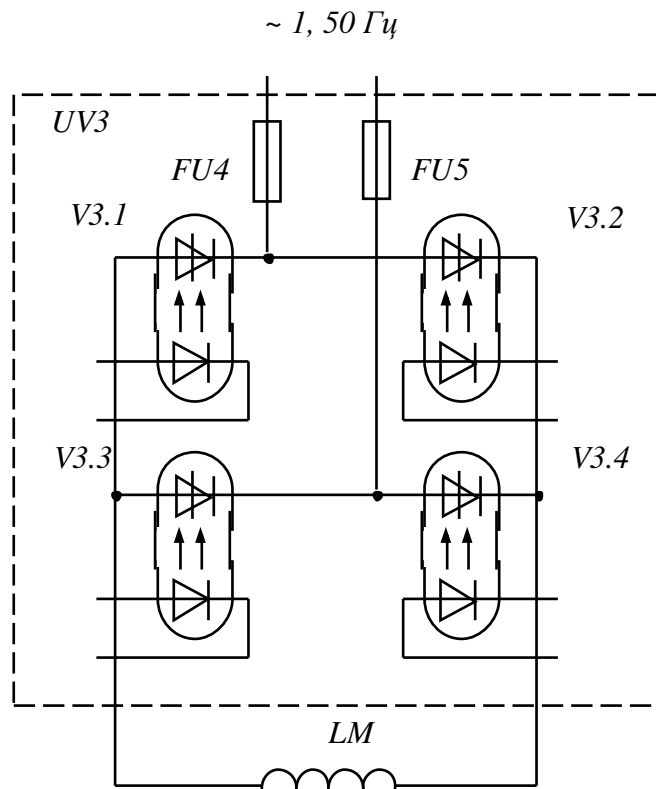


Рисунок 44 – Схема тиристорного перетворювача
збудження електропривода ЭТУ-2-2Д

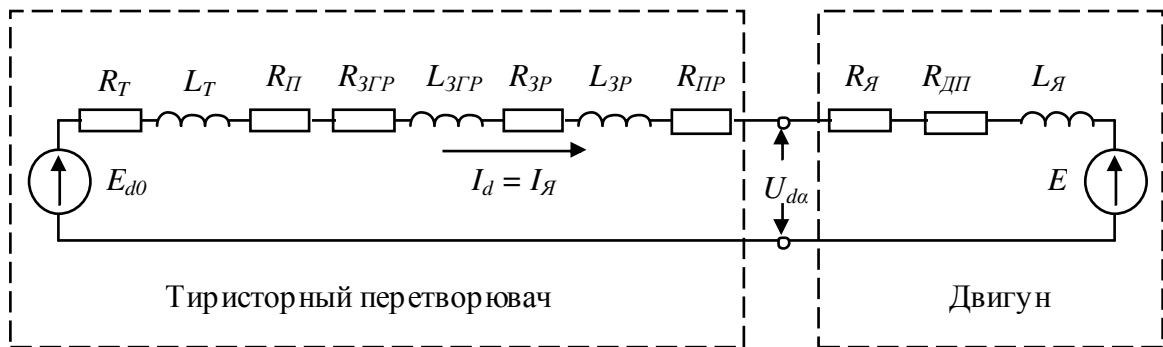


Рисунок 45 – Схема заміщення силового ланцюга тиристорного
електропривода

На схемі заміщення позначено:

R_T, L_T – опір й індуктивність узгоджувального трансформатора;

$R_П$ – опір вентилів ТП;

$R_{ЗГР}, L_{ЗГР}$ – опір й індуктивність згладжувального реактора;

$R_{зр}$, $L_{зр}$ – опір й індуктивність зрівняльного реактора;

$R_{я}$, $R_{дп}$, $L_{я}$ – опір й індуктивність обмоток якоря й додаткових полюсів;

$R_{дп}$ – опір проводів;

E_{d0} – напруга умовного холостого ходу ТП;

$U_{d\alpha}$ – вихідна напруга ТП.

Спочатку визначається мінімально необхідна напруга умовного холостого ходу тиристорного перетворювача

$$E_{d0} = U_d + \Delta U_{cd} + \Delta U_{зр} + \Delta U_k + \Delta U + \Delta U_{mp}, \quad (14)$$

де U_d – середнє значення випрямленої напруги на якорі електродвигуна, $U_d = U_n$;

$\Delta U_{cd} = (0,005 \dots 0,01)U_d$ – спадання напруги на активному опорі згладжувального дроселя;

$\Delta U_{mp} = (0,015 \dots 0,025)U_d$ – спадання напруги на активному опорі силового трансформатора;

ΔU_k – комутаційне спадання напруги.

Для орієнтовного визначення ΔU_k доцільно скористатися рівнянням

$$\Delta U_k = A \cdot \frac{u_k}{100\%} \cdot U_d, \quad (15)$$

де u_k – напруга короткого замикання силового трансформатора, попередньо береться рівним 5%;

A – коефіцієнт, обумовлений схемою перетворювача: для нульової схеми трифазного випрямляча величина A може бути взята рівною 0.87, для мостової трифазної схеми - 0.5;

ΔU – можлива зміна напруги на виході тиристорного перетворювача, викликане коливанням напруги в живильній мережі змінного струму,

$$\Delta U = 0.2U_n. \quad (16)$$

Необхідна напруга вторинної обмотки силового трансформатора повинна бути:

- для схеми трифазного випрямляча з нульовою точкою:

$$E_{2\phi} = \frac{E_{d0}}{1,17} = U_{2\phi}; \quad (17)$$

$$E_{2л} = \frac{E_{d0}}{1,17} \sqrt{3} = U_{2л}. \quad (18)$$

- для мостової трифазної схеми

$$E_{2\phi} = \frac{E_{d0}}{2,34} = U_{2\phi}; \quad (19)$$

$$E_{2л} = \frac{E_{d0}}{2,34} \sqrt{3} = U_{2л}. \quad (20)$$

Теоретичне значення струму вторинної обмотки визначається на основі методики, викладеної в довіднику [12]:

$$I_2 = I_d K_{T2}, \quad (21)$$

де K_{T2} – коефіцієнт схеми за струмом вторинної обмотки (див. табл.2);

$I_d = I_H$ – струм навантаження.

Струм вторинної обмотки

$$I'_2 = I_2 K_i, \quad (22)$$

де $K_i = 1,05...1...1,1$ – коефіцієнт, що враховує відхилення форми струму від прямокутної.

Коефіцієнт трансформації

$$k_{TP} = \frac{U_{1\phi}}{U_{2\phi}}, \quad (23)$$

де $U_{1\phi}$ і $U_{2\phi}$ – фазні напруги на первинній і вторинній обмотках відповідно.

Теоретичне значення струму первинної обмотки –

$$I'_1 = K_{T1} \frac{I_d}{k_{TP}}, \quad (24)$$

де K_{T1} – коефіцієнт схеми за струмом первинної обмотки, береться з

таблиці 2.

Таблиця 2 - Значення розрахункових коефіцієнтів ТП

Схема з'єднань вентильних блоків ТП	$K_{сх.ф}$	$K_{сх.л}$	$K_{Т1}$	$K_{Т2}$	K_M	$K_{НВ}$	$K_{ТВ}$
Однофазна двополу- періодна	-	-	1,11	0,786	1,77	3,72	0,5
Трифазна з нульовим виводом	1,17	0,68	0,47	0,576	1,45	2,25	0,33
Трифазний міст	2,34	1,35	0,815	0,815	1,065	1,065	0,33

У таблиці 2 прийняті наступні позначення.

Коефіцієнти схеми по напрузі:

по фазному -
$$K_{сх.ф} = \frac{U_d}{U_{2ф}} ;$$

по лінійному -
$$K_{сх.л} = \frac{U_d}{U_{2,л}} ;$$

Коефіцієнт схеми по струму первинної обмотки трансформатора

$$K_{m1} = \frac{k_{mp1}}{I_d}$$

Коефіцієнт схеми по струму вторинної обмотки трансформатора

$$K_{m2} = \frac{k_{mp2}}{I_d} .$$

Коефіцієнт схеми по потужності

$$K_M = \frac{S_T}{I_d U_d} .$$

Коефіцієнт схеми по максимальній напрузі вентилля

$$K_{НВ} = \frac{U_{В. max}}{U_d} .$$

Коефіцієнт схеми по середньому струмі вентилля

$$K_{TB} = \frac{I_B}{I_d}.$$

Теоретичне значення типової потужності трансформатора ідеального випрямляча з навантаженням на протиЕРС визначається по формулі

$$S_{TT} = K_M U_d I_d 10^{-3}, \quad (25)$$

де K_M – коефіцієнт схеми по потужності, береться з таблиці 2, $I_d = I_H$;

$$U_d = U_H.$$

Розрахункова типова потужність трансформатора з урахуванням потужності збудження

$$S_T = K_U K_d K_i S_{TT}, \quad (26)$$

де $K_U = K_d = 1,1$; $K_i = 1,06$.

На підставі розрахованих значень типової потужності, лінійні напруги й струмів приймається трансформатор відповідно до додатка Б або за даними літератури [19].

Для обраного трансформатора із вторинною номінальною напругою U_{2H} й заданою схемою з'єднання вентилів уточнюється значення ЕРС

$$E_{d0} = \frac{U_{2H}}{\sqrt{3}} \cdot k_{CX}, \quad (27)$$

де $k_{CX} = 2.34$ для трифазній бруківці й шестипульсової нульовий схем ТП і $k_{CX} = 1.17$ для трифазної нульової схеми ТП.

Уточнюється також напруга вторинної обмотки трансформатора, що погодить.

У двухзонних електроприводів у порівнянні з однозонними для забезпечення необхідних динамічних властивостей ТП випрямлену напругу збільшують на 20-25 %.

2.4 Силові вентиляльні блоки ТП якоря

Для вибору вентилів визначається середнє значення струму вентиля:

$$I_B = K_{TB} \cdot I_d, \quad (28)$$

де K_{TB} – коефіцієнт схеми за середнім струмом вентиля, береться з таблиці 2.

Номінальний струм вентиля

$$I_{BH} = K_B \cdot I_B, \quad (29)$$

де $K_B = (2...2,5)$ – коефіцієнт запасу, обирається, виходячи з надійності роботи вентиля з урахуванням пускових струмів.

Величина струму, що проходить через вентиль при короткому замиканні на стороні постійного струму, –

$$I_K = \frac{100}{u_k \%} \cdot I_d. \quad (30)$$

Думаючи, що короточасний припустимий струм, що протікає через вентиль не повинен перевищувати 15-кратного значення номінального струму, знайдемо номінальний струм вентиля, А:

$$I_{BH} = \frac{I_K}{15}. \quad (31)$$

Вентиль вибирається за найбільшим із двох отриманих значень номінального струму.

Максимальна величина зворотної напруги, що прикладається до вентиля, визначається за співвідношенням

$$U_{B. MAX} = K_{HB} \cdot K_U \cdot K_\alpha \cdot K_R \cdot U_d, \quad (32)$$

де K_{HB} – коефіцієнт схеми за максимальною напругою вентиля береться з таблиці 2: для мостової схеми – $K_{HB} = 1,065$; для нульової схеми – $K_{HB} = 2,35$; $K_\alpha = K_R = U_d = 1,1$.

Клас тиристора, обумовлений величиною максимальної зворотної напруги, також береться із запасом.

Комплектні силові вентиляльні блоки на основі прийнятих тиристорів вибираються за даними [7, 18].

2.5 Зрівняльні реактори ТП якоря

Для забезпечення керованого режиму роботи тиристорного перетворювача електропривода при коливаннях (зниженнях) сіткової напруги, коли протиЕРС двигуна $E \geq U_d$, застосовують двокомплектні ТП із погодженим керуванням

$$\alpha_B + \alpha_{II} = 180^\circ, \quad (33)$$

де α_B, α_{II} – кути керування випрямного й інверторного комплектів ТП.

При узгодженому спільному керуванні комплектами тиристорів (коли відмикаючі імпульси подаються одночасно на обидва комплекти тиристорів, один із яких працює у випрямному, а інший в інверторному режимах) виникає так званий зрівняльний струм, що замикається усередині випрямної й інверторної груп вентилів, минаючи ланцюг навантаження. Для обмеження статичних і динамічних зрівняльних струмів у контур між групами вентилів включаються зрівняльні реактори.

При роздільному керуванні вентильними групами зрівняльних струмів не буде, тому що одна із груп завжди замкнена. Тому для ТП із роздільним керуванням вентильних груп зрівняльні реактори не вибираються.

Зрівняльні реактори вибираються й включаються за схемами обраних КТП [18].

2.6 Опори якорного ланцюга електропривода

Для визначення параметрів передатних функцій проекрованої системи необхідно визначити параметри схеми заміщення тиристорного електропривода.

1) Активний опір трансформатора, зведений до ланцюга випрямленого струму,

$$R_T = \frac{\Delta P_K}{amI_d^2}, \quad (34)$$

де ΔP_K – втрати потужності короткого замикання трансформатора;

a – кількість паралельних дротів, $a = 3$;

m – кількість фаз, $m = 3$;

2) Індуктивний опір трансформатора, зведений до ланцюга випрямленого струму, Ом:

$$X_T = \frac{u_L U_{2\Phi}}{I_2'}, \quad (35)$$

де u_L – індуктивна складова напруги короткого замикання узгоджувального трансформатора.

3) Опір, внесений за рахунок перекриття анодних струмів, Ом:

$$R_{\Pi} = \frac{m_{\Pi} \cdot X_T}{2 \cdot \pi}, \quad (36)$$

де m_{Π} – коефіцієнт пульсацій для трифазної схеми з нульовим виводом, $m_{\Pi} = 3$; для шестифазної з нульовим виводом і трифазної мостової – $m_{\Pi} = 6$.

4) Індуктивність трансформатора, наведена до контуру двигуна,

$$L_T = \frac{X_T}{2 \cdot \pi \cdot f}, \quad (37)$$

де f – частота струму живильної мережі.

5) Індуктивність двигуна складається з індуктивності якоря й індуктивності додаткових полюсів електродвигуна:

$$L_{\text{Я}} = K_L \cdot \frac{U_H}{p \cdot \omega_H \cdot I_H}, \quad (38)$$

де K_L – коефіцієнт індуктивності: для некомпенсованих двигунів – $K_L = 0,6$, а для компенсованих – $K_L = 0,25$;

p – кількість пар полюсів.

б) Активний опір зрівняльного реактора

$$R_{3p} = \frac{\Delta U_{3p}}{I_d}, \quad (39)$$

де ΔU_{3p} – спадання напруги на зрівняльному реакторі (3...4 В).

7) Індуктивність згладжувального реактора.

Повна індуктивність якірного ланцюга, необхідна для забезпечення режиму гранично-безперервного струму $I_{d.zp}$ на швидкості ω_{min} [3],

$$L_H = \frac{0.46 U_{2\phi} \sin \alpha_{max}}{2\pi f m_{II} I_{d.zp}}, \quad (40)$$

де $I_{d.zp} = 0.1 I_d$ – граничний струм, менше якого виникає його переривання;

α_{max} – граничний кут регулювання.

$$\alpha_{max} = \arccos \frac{E_{d0 min}}{E_{d0}}, \quad (41)$$

де $E_{d0 min}$ – мінімальна випрямлена ЕРС перетворювача при умовному холостому ході;

$$E_{d0 min} = k \Phi_H \omega_{min} + I_H R_{TP}; \quad (42)$$

де ω_{min} – швидкість обертання електродвигуна, що відповідає нижній межі її регулювання із зімкнутою САР

$$\omega_{min} = \frac{\omega_{max}}{D_1}, \quad (43)$$

де ω_{max} – максимальна кутова швидкість у першій зоні регулювання, рівна номінальній швидкості двигуна;

D_1 – діапазон регулювання швидкості в першій зоні регулювання;

R_{TP} – внутрішній опір ТП.

$$R_{\Pi\Pi} = R_T + R_{\Pi} + R_{3P} + R_{\Pi P}, \quad (44)$$

За значенням L_H перебуває величина індуктивності згладжувального реактора

$$L_{3GP} = L_H - (L_{\text{я}} + L_T + L_{3P}). \quad (45)$$

Якщо $L_{3GP} > 0$, то за довідковим даними [18] вибирається згладжувальний реактор найближчої більшої індуктивності з номінальним струмом, що відповідає номінальному струму двигуна.

Якщо $L_{3GP} < 0$, то необхідності в установці згладжувального реактора немає.

8) Розрахунковий активний опір ланцюга якоря

$$R_P = 1,2 (R_{\text{я}} + R_{\text{ДП}}) + R_T + R_{\Pi} + R_{3P} + R_{3GP} + R_{\Pi P}, \quad (46)$$

де $R_{\text{я}} + R_{\text{ДП}}$ - опори обмоток якоря та додаткових полюсів ДПС.

9) Розрахункова індуктивність якірного ланцюга

$$L_P = L_{\text{я}} + L_{\text{ДП}} + L_T + L_{3P} + L_{3GP}, \quad (47)$$

де $L_{\text{я}} + L_{\text{ДП}}$ - індуктивності обмоток якоря та додаткових полюсів ДПС.

10) Електромагнітна постійна часу тиристорного приводу

$$T_E = \frac{L_P}{R_P}. \quad (48)$$

11) Електромеханічна постійна часу електропривода

$$T_M = \frac{J_{\Sigma} \cdot R_P}{(k\Phi_n)^2}, \quad (49)$$

де J_{Σ} - зведений сумарний момент інерції приводу.

2.7 Статичні характеристики ТП якоря

Регулювальна характеристика тиристорних перетворювачів, побудованих за мостовою схемою Ларіонова й нульовою шестипульсною схемою, при умовному холостому ході описується рівнянням

$$E_{d\alpha} = E_{d0} \cdot \cos \alpha. \quad (50)$$

Залежність напруги на якорі електродвигуна у функції кута регулювання α перетворювача при незмінному (номінальному) моменті на валі може бути визначена за допомогою рівняння

$$U_{d\alpha} = E_{d0} \cos \alpha - I_H R_{ТП}. \quad (51)$$

Напруга умовного холостого ходу ТП при номінальному навантаженні

$$U_{d\alpha} = E_{d0} \cos \alpha - I_H R_{ТП}. \quad (52)$$

Динамічний запас за напругою $\Delta U_{дин}$, необхідний для одержання жорсткої електромеханічної характеристики за рахунок введення негативного зворотного зв'язку за швидкістю,

$$\Delta U_{дин} = U_{d0} - U_H. \quad (53)$$

Динамічний запас за напругою ТП має бути

$$\Delta U_{дин} \approx 40..50 \text{ В}.$$

Якщо умова (53) не виконується, то необхідно збільшити напругу вторинної обмотки узгоджувального трансформатора U_{2H} , і розрахунок параметрів ТП повторити.

Номинальний кут регулювання ТП

$$\alpha_{НОМ} = \arccos \frac{(U_H + I_H \cdot R_{ТП})}{E_{d0}}. \quad (54)$$

Прохідна характеристика (вхід – вихід) перетворювача $E_{ТП} = f(u_V)$ може бути отримана при відомій регулювальній характеристиці системи

імпульсно-фазового керування (СІФК) $\alpha = f(U_y)$ і за регульовальною характеристикою $E_d = f(\alpha)$.

За отриманою прохідною характеристикою визначається коефіцієнт передачі тиристорного перетворювача

$$k_{ТПЯ} = \frac{\Delta E_{ТП}}{\Delta u_y}. \quad (55)$$

З урахуванням лінеаризації прохідної характеристики СІФК коефіцієнт передачі тиристорного перетворювача

$$k_{ТПЯ} = \frac{U_H}{u_{y\text{ ном}}}, \quad (56)$$

де $u_{y\text{ ном}}$ – номінальний сигнал керування на вході СІФК.

Приклад 2. Побудова графіків статичних характеристик ТП

Вихідні дані для розрахунку статичних характеристик в MahtCad:

Номинальна напруга: $U_H := 220 \text{ В}$

Номинальный струм: $I_H := 6.81 \text{ А}$

Опір якоря: $R_{я} := 2.2 \text{ Ом}$

Опір обмотки додаткових полюсів $R_{дп} := 1.57 \text{ Ом}$

Розрахунковий опір кола якоря: $R_p := 7.334 \text{ Ом}$

Розрахунковий опір ТП: $R_{ТП} := 2.296 \text{ Ом}$

ЕРС холостого ходу ТП: $E_{d0} := 351 \text{ В}$

Рішення

1 Регульовальні характеристики ТП

Номинальний кут керування СІФК

$$\alpha_H := \arccos \left[\frac{[U_H + I_H \cdot (R_{\Sigma} + R_{\text{ТП}})]}{E_{d0}} \right] \cdot \frac{180}{\pi}$$

$$\alpha_H = 28.669 \text{ град}$$

Регулювальна характеристика ТП при умовному холостому ході

$$\alpha := 0..180 \quad E_{d0}(\alpha) := E_{d0} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{180} \cdot \alpha\right)$$

Регулювальна характеристика ТП при номінальному навантаженні

$$U_{d\alpha}(\alpha) := \begin{cases} \left(E_{d0} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{180} \cdot \alpha\right) - I_H \cdot R_{\text{ТП}} \right) & \text{if } \alpha < 85 \\ \left(E_{d0} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{180} \cdot \alpha\right) + I_H \cdot R_{\text{ТП}} \right) & \text{if } \alpha > 95 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

Графіки регулювальних характеристик ТП наведені на рисунку 46.

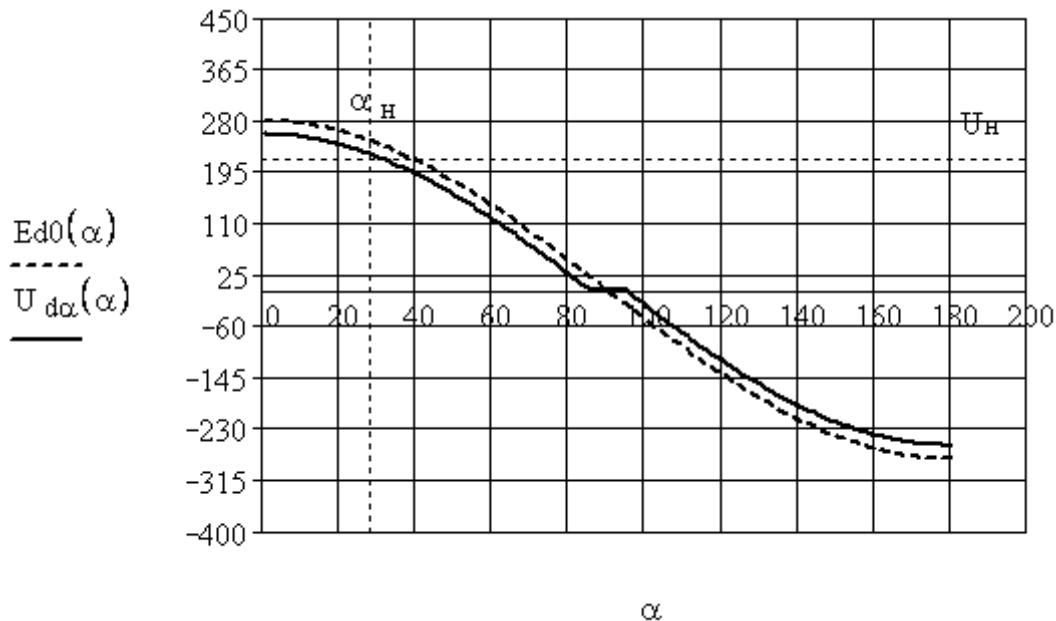
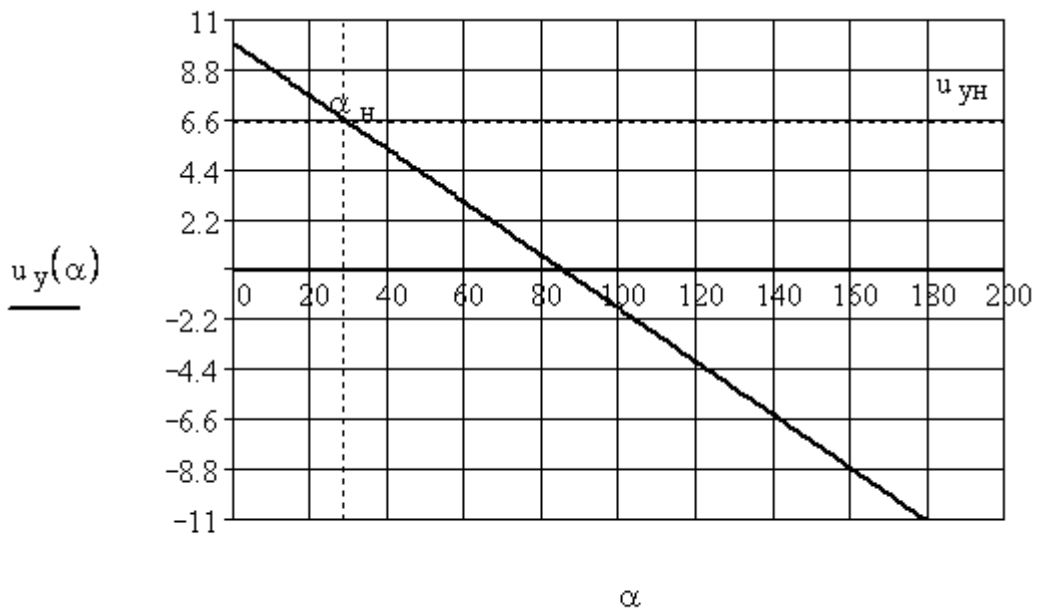


Рисунок 46 - Графіки регулювальних характеристик ТП

2 Регулювальна характеристика СІФК

Номинальний сигнал управління на вході СІФК

$$\alpha_{\text{пр}} := 85 \quad u_{\text{уН}} := 10 - 10 \cdot \frac{\alpha_{\text{Н}}}{\alpha_{\text{пр}}} \quad u_{\text{уН}} = 6.627$$



Графік регулювальної характеристики СІФК наведений на рисунку 47

$$u_y(\alpha) := 10 - 10 \cdot \frac{\alpha}{\alpha_{\text{пр}}} .$$

Рисунок 47 - Графік регулювальної характеристики СІФК

3 Прхідна характеристика ТП

Прхідна характеристика ТП наведена на рисунку 48.

У зв'язку з нелінійною залежністю коефіцієнта передачі від кута керування необхідно лінеаризувати прохідну характеристику ТП, для якої коефіцієнта передачі постійний і визначається по номінальних параметрах

$$k_{\text{ТП}} := \frac{U_{\text{Н}}}{u_{\text{уН}}} \quad k_{\text{ТП}} := 33$$

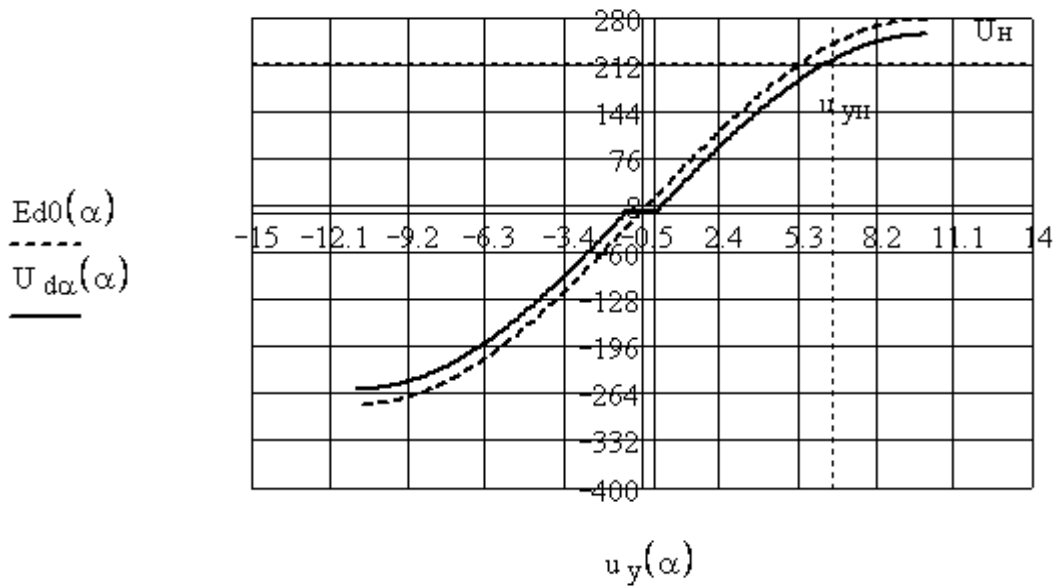


Рисунок 48 - Графік прохідної характеристики ТП

Коефіцієнт передачі ТП

$$k_{ТП}(\alpha) := \frac{U_{d\alpha}(\alpha)}{u_y(\alpha)}$$

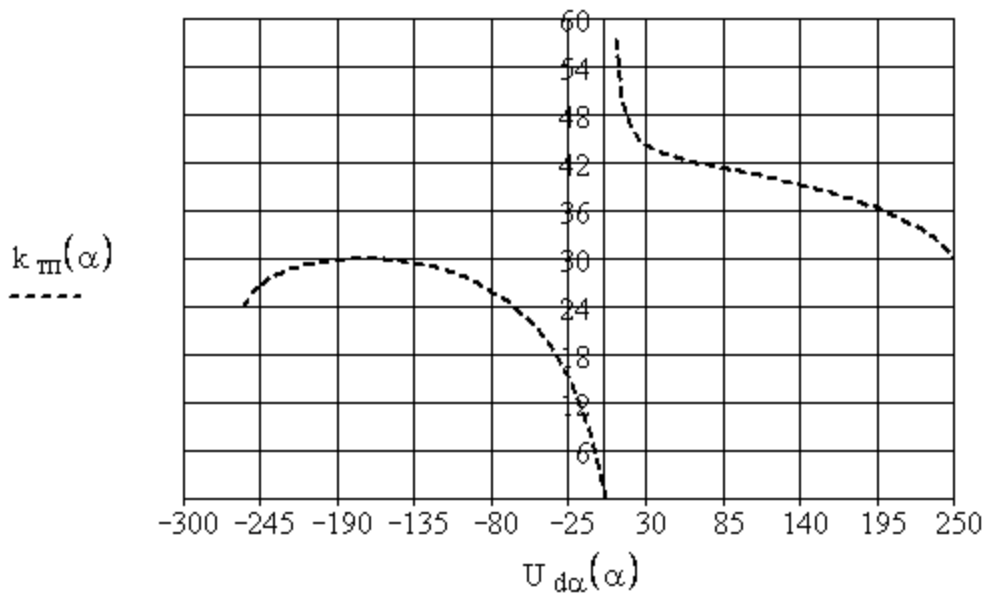


Рисунок 49 - Графік залежності коефіцієнта передачі ТП від кута керування α

2.8 Статичні електромеханічні характеристики тиристорного електропривода

Статичні електромеханічні характеристики дають можливість оцінити:

- статичні помилки регулювання швидкості;
- діапазони регулювання швидкості приводу.

Рівняння природної механічної характеристики двигуна постійного струму незалежного (паралельного) збудження при живленні від мережі нескінченної потужності має вигляд

$$\omega = \frac{U}{k\Phi_n} - M \frac{R_{яц}}{(k\Phi_n)^2} = \omega_0 - \Delta\omega, \quad (57)$$

де U – напруга якірного ланцюга двигуна;

M – електромагнітний момент, що розвивається двигуном;

$R_{яц}$ – опір ланцюга якоря, $R_{яц} = R_я + R_{дп}$;

k – коефіцієнт, що залежить від конструкції двигуна;

Φ_n – номінальний магнітний потік двигуна;

ω_0 – швидкість ідеального холостого ходу;

$\Delta\omega$ – статичне падіння швидкості.

Рівняння електромеханічної (швидкісний) характеристики при живленні від мережі нескінченної потужності

$$\omega = \frac{U}{k\Phi_n} - I_я \frac{R_{яц}}{k\Phi_n} = \omega_0 - \Delta\omega, \quad (58)$$

де $I_я$ – статичний струм якоря.

Електромеханічні характеристики двигуна при живленні від тиристорного перетворювача в розімкнутій системі й при допущеннях безперервності струму аж до $I_я = 0$ так само лінійні

$$\omega = \frac{E_{d0} \cos \alpha - I_я R_p}{k\Phi_n}. \quad (59)$$

Мінімальній швидкості ω_{0min} відповідає граничний кут керування

$$\alpha_{max} = \arccos \frac{U_{d min}}{E_{do}}, \quad (60)$$

де $U_{d min} = 2I_H R_P$.

За паспортними даними двигуна й статичними характеристиками ТП визначаються:

- номінальна кутова швидкість приводу дорівнює номінальній швидкості двигуна:

$$\omega_H = \frac{\pi \cdot n_H}{30}; \quad (61)$$

- номінальний коефіцієнт ЕРС електродвигуна

$$k\Phi_H = \frac{U_H - I_H \cdot R_{яц}}{\omega_H}; \quad (62)$$

- кутова швидкість ідеального холостого ходу у першій зоні регулювання

$$\omega_0 = \frac{U_H}{k\Phi_H}; \quad (63)$$

- кутова швидкість ідеального холостого ходу в другій зоні регулювання

$$\omega'_0 = \frac{U_H}{k\Phi}; \quad (64)$$

- номінальний обертальний момент

$$M_H = k\Phi_H I_H. \quad (65)$$

При зміні напруги на якірному ланцюгу двигуна його характеристики переміщуються паралельно природній, тому що жорсткість характеристик не міняється (рис. 50).

Мінімальна напруга в першій зоні регулювання при номінальному навантаженні визначається за формулою

$$U_{min} = U_H \frac{\omega_{0min}}{\omega_0}. \quad (66)$$

Мінімальна швидкість при живленні від мережі нескінченної потужності й дворазовому припустимому перевантаженні

$$\omega_{min} = \Delta\omega_H = I_H R_{яц}. \quad (67)$$

Мінімальна швидкість при живленні від ТП і дворазовому припустимому перевантаженні

$$\omega'_{min} = \Delta\omega_H = I_H R_P. \quad (68)$$

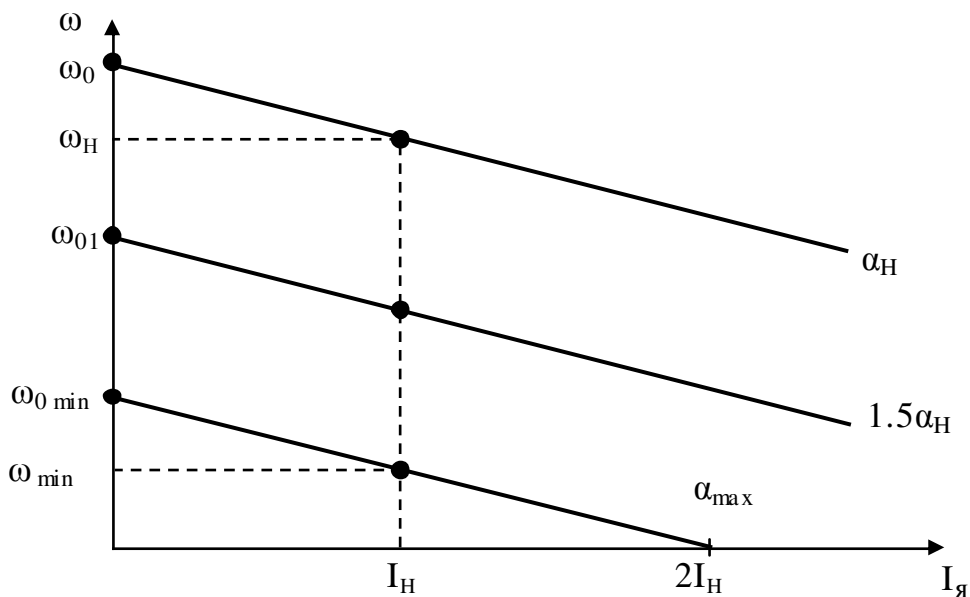


Рисунок 50 – Електромеханічні характеристики тиристорного електропривода з розімкнутою САР

Очевидно, що $\omega'_{min} > \omega_{min}$, тому діапазон регулювання тиристорного приводу з розімкнутої САР зменшується.

Діапазон регулювання швидкості в першій зоні регулювання (змінюю напруги)

$$D_I = \frac{\omega_H}{\omega_{min}}. \quad (69)$$

Діапазон регулювання швидкості в другій зоні регулювання (змінюю магнітного потоку)

$$D_2 = \frac{\omega_{max}}{\omega_H}. \quad (70)$$

Повний діапазон регулювання

$$D = D_1 \cdot D_2 = \frac{\omega_{max}}{\omega_{min}}. \quad (71)$$

Жорсткість механічних характеристик у першій зоні регулювання

$$\beta = \frac{(k\Phi_H)^2}{R_{яц}}. \quad (72)$$

Жорсткість механічних характеристик у другій зоні регулювання

$$\beta' = \frac{(k\Phi)^2}{R_{яц}}. \quad (73)$$

Статична помилка регулювання швидкості механічної характеристики в першій зоні регулювання визначається за формулою

$$\sigma_{\omega} = \frac{\omega_0 - \omega_H}{\omega_0} \cdot 100. \quad (74)$$

Статична помилка регулювання швидкості механічної характеристики в другій зоні регулювання визначається за формулою

$$\sigma_{\omega} = \frac{\omega'_0 - \omega_H}{\omega'_0} \cdot 100. \quad (75)$$

2.9 Система керування електропривода із двозонним регулюванням швидкості

2.9.1 Функціональна схема системи двозонного регулювання швидкості

Двозонні системи тиристорних електроприводів регулювання швидкості мають комплектні електроприводи типу ЕПУ-1 [17], ЕТУ-2-2Д [18],

які успішно експлуатуються в промисловості.

При ослабленні магнітного потоку швидкість приводу постійного струму збільшується, тому загальний діапазон регулювання швидкості двозонного електропривода за рахунок другої зони збільшується й визначається за формулою (71).

Регулювання швидкості в другій зоні при незмінному статичному моменті опору на валі двигуна викликає збільшення струму якоря, тому що обертальний момент, урівноважений статичним моментом, пропорційний струму якоря й магнітному потоку. Так, наприклад, для збереження рівності обертального моменту M моменту опору M_C зменшення магнітного потоку у два рази вимушено збільшує струм якоря у два рази:

$$M_C = M = k\Phi I_{\text{я}} = k(0.5\Phi)(2I_{\text{я}}). \quad (76)$$

Тому обробку деталей на верстатах при ослабленому магнітному потоку виконують рідко, а виконують допоміжні операції, наприклад, «повернення каретки на швидкому ході», що підвищує продуктивність верстатів.

Регулювання швидкості в двох зонах може виконуватися незалежно від двох автономних задатчиків швидкості. Однак при цьому можуть виникати небажані режими роботи при ослабленому потоку збудження. Тому в сучасних електроприводах застосовують один задатчик швидкості, що забезпечує двозонне керування, залежне від швидкості. Магнітний потік залишається номінальним при регулюванні швидкості в першій зоні, подальше підвищення швидкості забезпечується зниженням магнітного потоку.

Система керування має два канали регулювання швидкості.

- перший канал регулювання зміною напруги якоря;
- другий канал регулювання зміною струму збудження.

Система керування потоком збудження пов'язана із системою керування напругою якоря через ЕРС двигуна.

Тому що ЕРС пропорційна магнітному потоку й кутовій швидкості

$E = k\Phi\omega$, стабілізація ЕРС у другій зоні призводить до того, що магнітний потік змінюється зворотно пропорційно кутовій швидкості.

Сигнал, пропорційний ЕРС двигуна, знімається з діагоналі тахометричного моста, утвореного якорем двигуна, обмоткою додаткових полюсів і двома паралельно з'єднаними резисторами. На рисунку 51 наведена функціональна схема системи керування двозонним регулюванням швидкості

Перший канал керування швидкістю за напругою має функціональні блоки:

- силовий трансформатор TVI якоря;
- задатчик швидкості $ЗШ$;
- задатчик інтенсивності $ЗІ$ з коефіцієнтом передачі $k_{ЗІ}$;
- регулятор швидкості $РШ$ із коефіцієнтом передачі $k_{РШ}$;
- тиристорний перетворювач якірного ланцюга $ТПЯ$ з коефіцієнтом передачі $k_{ТПЯ}$;
- двигун постійного струму $Д$ з коефіцієнтом передачі $k_{Д}$;
- нелінійна ланка $НЛ$, що коректує нелінійність прохідної характеристики $ТПЯ$, коефіцієнт передачі $НЛ$ $k_{НЛ}$, обернено пропорційний коефіцієнту передачі $ТПЯ$;
- перемикач характеристик $ПХ$, що узгоджує реверсивний сигнал $НЛ$ із нереверсивною регулювальною характеристикою наступної ланки;
- датчик швидкості $ДШ$ із коефіцієнтом передачі $k_{ДШ}$;
- вузол залежного струмообмеження $ВЗС$, що забезпечує обмеження струму якоря у функції швидкості;
- функціональний перетворювач ЕРС $\PhiПЕ$, що компенсує зворотний зв'язок за ЕРС двигуна, коефіцієнт передачі $\PhiПЕ$

$$k_{\PhiПЭ} = \arcsin(\varepsilon) \quad (\varepsilon - \text{відносна ЕРС двигуна}).$$

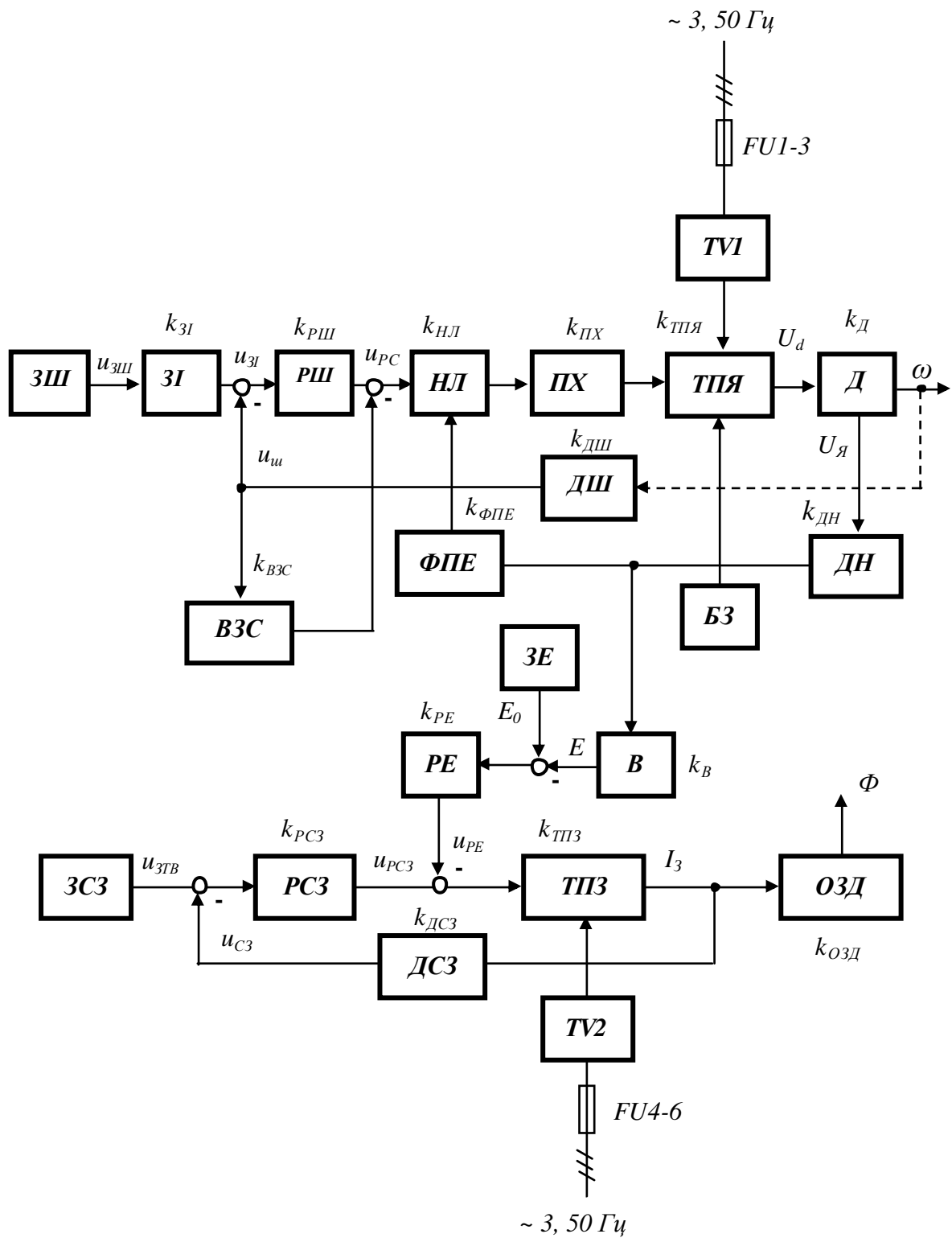


Рисунок 51 - Функціональна схема системи керування
двоzonним регулюванням швидкості

Другий канал керування швидкістю за струмом збудження двигуна включає функціональні блоки:

- силовий трансформатор $TV2$ збудження;
- задатчик струму збудження $ЗЗ$;
- регулятор струму збудження $РСЗ$ із коефіцієнтом передачі $k_{РСЗ}$;
- тиристорний перетворювач збудження $ТПЗ$ із коефіцієнтом передачі $k_{ТПЗ}$;
- датчик струму збудження $ДСЗ$ із коефіцієнтом передачі $k_{ДСЗ}$;
- обмотка збудження двигуна $ОЗД$ із коефіцієнтом передачі $k_{ОЗД}$;
- датчик напруги $ДН$ із коефіцієнтом передачі $k_{ДН}$;
- задатчик ЕРС $ЗЕ$
- регулятор ЕРС $РЕ$ з коефіцієнтом передачі $k_{РЕ}$;
- випрямляч $В$ з коефіцієнтом передачі $k_B = |\pm 1|$.

Сигнал, пропорційний ЕРС двигуна, подається на перший вхід регулятора ЕРС, на другий вхід $РЕ$ подається опорна напруга E_0 , що відповідає номінальній кутовій швидкості приводу. Доти, поки швидкість менше номінальної, регулятор $РЕ$ перебуває у виключеному стані, і магнітний потік має номінальне значення. При більших кутових швидкостях регулятор починає робити й зменшувати магнітний потік двигуна.

Спільна дія регулятора швидкості й регулятора ЕРС приводить до того, що в другій зоні регулювання ЕРС залишається постійною.

Перемикач характеристик $ПХ$ забезпечує узгодження однополярної регулювальної характеристики СІФК $\alpha(u_y)$ з негативним сигналом u_y на виході $НЛ$ при реверсі.

Блок захистів $БЗ$ автоматично встановлює на виході СІФК кут керування $\alpha = \alpha_{max}$ при спрацьовуванні одного із захистів.

2.9.2 Структурна схема системи двозонного регулювання швидкості

Структурна схема системи двозонного регулювання швидкості розробляється на основі функціональної схеми. На рисунку 52 наведена структура лінеаризованої системи двозонного регулювання швидкості. У структурній схемі відсутній внутрішній зворотний негативний зв'язок за ЕРС, тому що вона скомпенсована блоком ФПЕ.

Для обліку осідання напруги на виході ТП при накладі навантаження до структурної схеми уведений негативний зворотний зв'язок за струмом з передачею $R_{ТП} / k_{ТП}$.

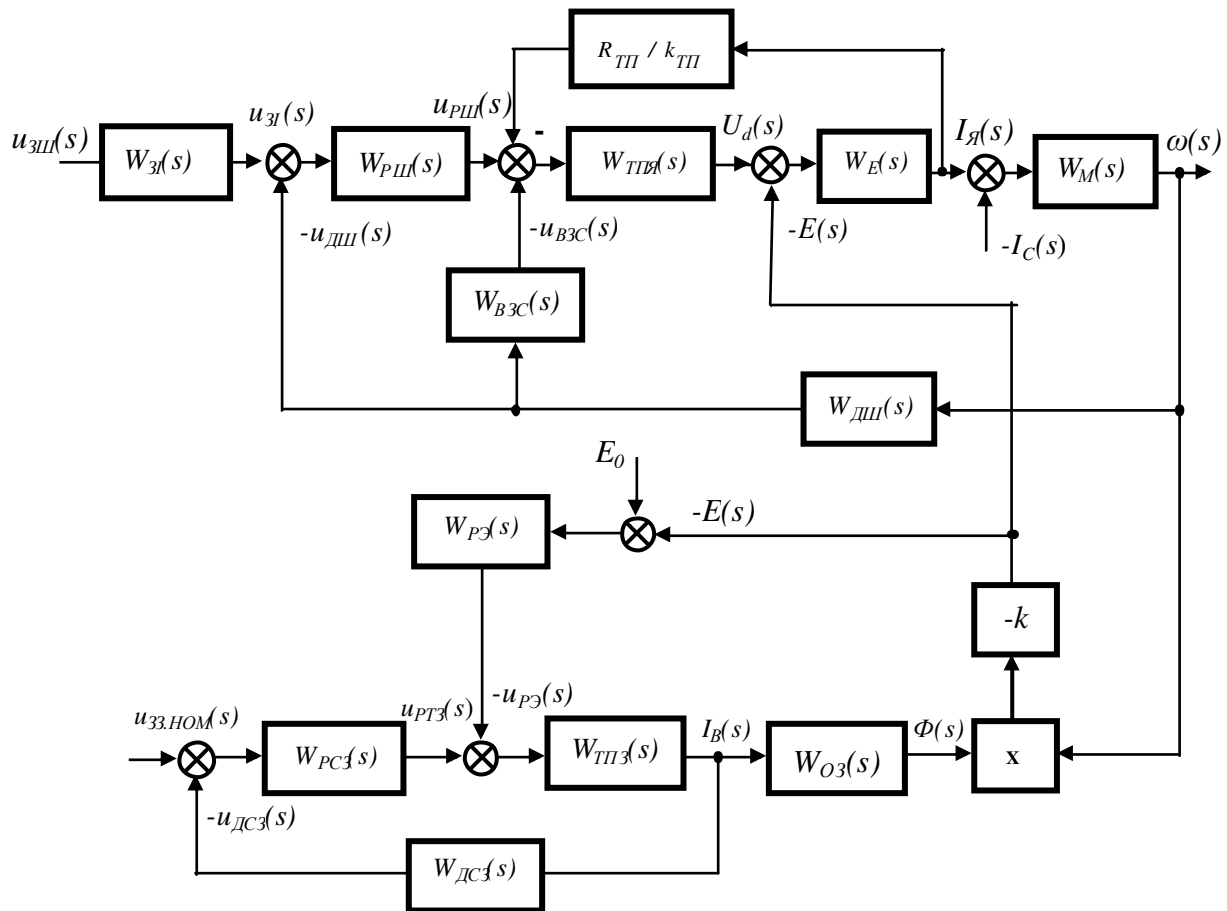


Рисунок 52 – Структурна схема системи двозонного регулювання швидкості

2.9.3 Елементи й блоки СКЕП двозонного регулювання швидкості

2.9.3.1 Задатчик інтенсивності

Задатчик інтенсивності має передатну функцію реальної інтегруючої ланки:

$$W_{3I}(s) = \frac{k_{3I}}{T_{3I}s}, \quad (77)$$

де T_{3I} – постійна часу $3I$, $T_{3I} = t_I$;

k_{3I} – коефіцієнт передачі $3I$, що за умовами точної передачі завдання дорівнює 1;

Розрахунок параметрів задатчика інтенсивності

Відповідно до технічних вимог до СКЕП у частині організації часу розгону приводу використовується задатчик інтенсивності, виконаний на базі каскадно з'єднаних двох операційних підсилювачів $DA1.1$ й $DA1.2$, охоплених загальним негативним зворотним зв'язком (рис. 53). Сигнал, що задається, надходить через резистор $R1$ на прямий вхід підсилювача $DA1.1$, підсилювач $DA1.2$ виконує функцію інтегратора.

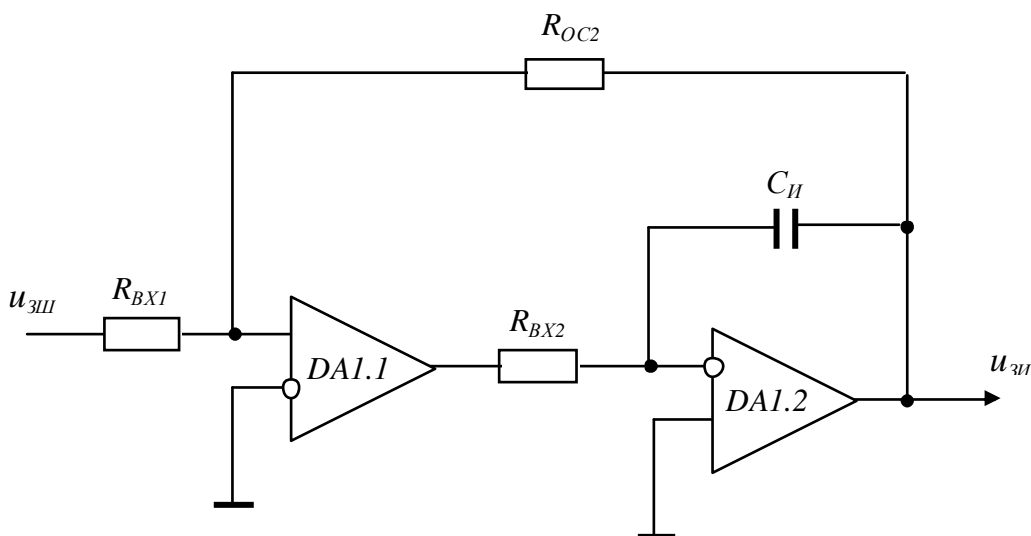


Рисунок 53 - Розрахункова схема задатчика інтенсивності

Швидкість наростання напруги на виході $3I$ визначається величинами резистора R_{BX2} і конденсатора C_I .

Час формування напруги 10 В на виході $3I$ дорівнює

$$t_I = R_{BX2} C_I. \quad (78)$$

Для заданого припустимого прискорення ε необхідний час інтегрування

$$t_I = \frac{\omega_H}{\varepsilon}, \quad (79)$$

де ε – задане гранично припустиме кутове прискорення приводу.

Взявши, наприклад, значення $C_{II} = 2.2$ мкФ, визначають

$$R_{BX2} = \frac{t_I}{C_I}. \quad (80)$$

Для коефіцієнта передачі $3I$ за напругою $k_{3I} = 1$ беруть $R_{BX1} = R_{OC2} = 27$ кОм.

2.9.3.2 Синтез регулятора швидкості одноконтурної САР на основі модульного оптимуму

В основі методів синтезу регуляторів швидкості використовують ідею одержання максимально плоских амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) замкнутого контуру регулювання, що відповідають фільтрам Баттерворта другого або третього порядку [1, 3, 5]. На практиці використовуються регулятори, настроєні на технічний або модульний оптимум, САР яких відповідає фільтру Баттерворта другого порядку

В одноконтурній САР двозонного регулювання швидкості протиЕРС компенсується блоком $\Phi ПЕ$, тому при синтезі регулятора швидкості (РШ) передатна функція об'єкта регулювання не враховує зворотний зв'язок за протиЕРС, що спрощує синтез РШ.

Передатна функція бажаної розімкнутої системи може бути отримана методом послідовної корекції:

$$W_{БШ}(s) = W_{РШ}(s)W_{ОК}(s), \quad (81)$$

де $W_{БШ}(s)$ – бажана передатна функція розімкнутої системи регулювання швидкості;

$W_{РШ}(s)$ – передатна функція регулятора швидкості;

$W_{ОК}(s)$ – передатна функція об'єкта керування, до якого відносяться ТП й електродвигун.

$$W_{ОК}(s) = W_{ТП}(s)W_E(s)W_M(s). \quad (82)$$

Передатна функція тиристорного перетворювача

$$W_{ТП}(s) = \frac{k_{ТП}}{\tau s + 1}, \quad (83)$$

де τ – некомпенсована постійна часу ТП.

З урахуванням затримок сигналів керування у фільтрах ланцюгів зворотних зв'язків беруть $\tau = 0.01$ с.

Передатна функція електричної частини двигуна

$$W_E(s) = \frac{k_{д1}}{T_E s + 1}, \quad (84)$$

де $k_{д1} = \frac{1}{R_{яц}}$. (85)

Передатна функція механічної частини двигуна

$$W_M(s) = \frac{k_{д2}}{T_M s}, \quad (86)$$

$$k_{д2} = \frac{R_{яц}}{k\Phi_H}. \quad (87)$$

Бажана передатна функція розімкнутої системи складається з урахуванням модульного оптимуму

$$W_{БШ} = \frac{1}{4\tau s(2\tau s + 1)} \quad (88)$$

Передатна функція регулятора швидкості з урахуванням залежності (81)

$$W_{PШ}(s) = \frac{W_{БШ}(s)}{W_{ОК}(s)} = \frac{T_M(T_E s + 1)(\tau s + 1)}{4\tau k_{ПІ} k_{Д1} k_{Д2}(2\tau s + 1)} \quad (89)$$

містить пропорційну й інтегральну частину.

Розрахунок параметрів регулятора швидкості одноконтурної САР з двозонним регулюванням швидкості

Розрахункова схема ПІ-регулятора швидкості одноконтурної САР наведена на рисунку 54. Параметри РШ визначаються послідовно.

Еквівалентний опір у ланцюгу тахогенератора

$$R_{BR\Sigma} = \frac{u_{BR.max}}{u_{3.max}} R_3, \quad (90)$$

де $u_{BR.max}$ – максимальна напруга на виході тахогенератора при його номінальній кутовій швидкості;

$u_{3.max}$ – максимальна напруга завдання;

R_3 – опір завдання (рис. 54).

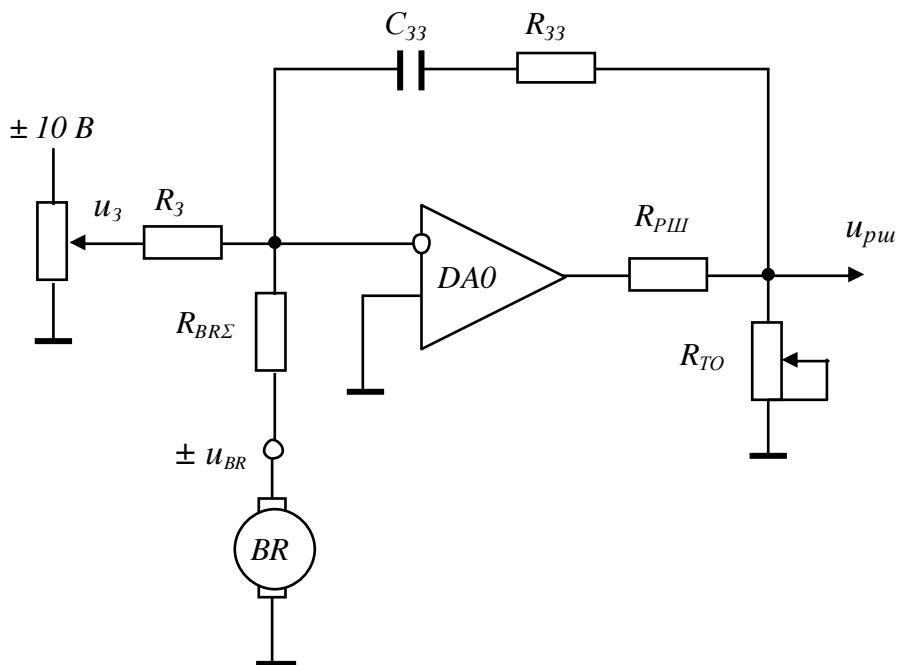


Рисунок 54 - Розрахункова схема ПІ-регулятора швидкості

Коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю

$$k_{ш} = \frac{u_{зш \max}}{\omega_{\max}}, \quad (91)$$

де $u_{зш \max}$ – максимальний сигнал завдання швидкості в другій зоні регулювання.

Опір у ланцюгу зворотного зв'язку операційного підсилювача $DA0$

$$R_{33} = \frac{1.65T_M T_E \omega_P^2 R_{BR\Sigma}}{k_{НЛ} k_{ш} k_{ПЯ}}, \quad (92)$$

де ω_P – смуга пропускання приводу, у якій фазове зрушення сигналів швидкості й завдання швидкості не перевищує 90°

Типові електроприводи настраюються на смугу пропускання $\omega_P = 220 - 110$ рад/с.

Ємність конденсатора в ланцюгу зворотного зв'язку операційного підсилювача

$$C_{33} = \frac{T_M + T_E}{R_{33}}. \quad (93)$$

Величина ємності конденсатора вибирається зі стандартного ряду в межах $0.22 \dots 1$ мкФ із наступним уточненням величини R_{33} .

Передатна функція Π -регулятора швидкості

$$W_{рш}(s) = k_{рш} \frac{1 + sT_{33}}{sT_{и}}, \quad (94)$$

де $T_{33} = T_E + T_M$; $T_{и} = 3\tau$;

$$k_{рш} = \frac{T_E k\Phi_H}{2(T_M + \tau)k_{НЛ}k_{ш}k_{ПЯ}}. \quad (95)$$

2.9.3.3 Нелінійна ланка

Передатна функція НЛ

$$W_{НЛ} = k_{НЛ}, \quad (96)$$

де $k_{НЛ}$ – статичний коефіцієнт передачі НЛ, $k_{НЛ} = 0.33$ [18].

Нелінійна ланка (НЛ) має прохідну характеристику, зворотну регулювальній характеристиці ТП у режимі переривчастого струму, й виконано на операційному підсилювачі *ДАНЛ* (рис. 55) з нелінійним зворотним зв'язком. У ланцюгу зворотного зв'язку включені діоди *VD7...VD12* і резистори *R_{H1}* й *R_{H2}*. При послідовному включенні НЛ із ТП за рахунок послідовної корекції забезпечується сталість коефіцієнта передачі ТП у режимах переривчастого й безперервного струмів.

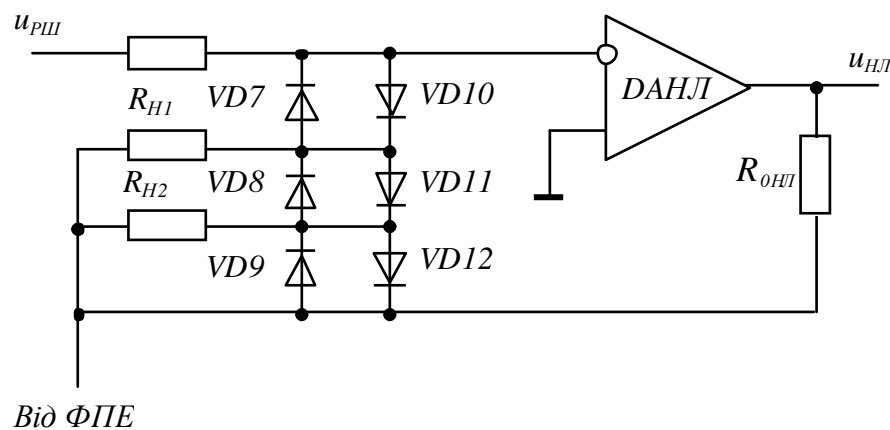


Рисунок 55 – Розрахункова схема нелінійної ланки

2.9.3.4 Вузол залежного струмообмеження

Передатна функція вузла залежного струмообмеження

$$W_{ВЗТ}(s) = u_{PШ.min} + \frac{(u_{ДШ}(s))^2}{(2u_{PШ.max})^2}, \quad (97)$$

де $u_{PШ.min}$ – мінімальна напруга РШ, що відповідає мініимальному струму якоря при максимальній швидкості в другій зоні регулювання;

$u_{PШ.max}$ – максимальна напруга РШ, що відповідає максимальному струму якоря при мініимальній швидкості в першій зоні регулювання.

Обмеження струму якоря в системах регулювання швидкості електроприводів головного руху верстатів здійснюється обмеженням вихідної напруги регуляторів швидкості, яким задається струм якоря [18, 23]. Для цього до виходу РШ щодо загальної точки схеми підключається (рис. 56)

змінний резистор, величиною якого можна задати значення стопорного струму якоря. Для зміни значення стопорного струму якоря залежно від швидкості в СКЕП передбачається вузол залежного струмообмеження (ВЗС), схема якого наведена на рисунку 56. Залежність припустимого струму якоря є нелінійною, тому вона апроксимується двома прямими лініями з кутами нахилу γ_1 й γ_2 , які перетинаються в точці В (рис. 57).

Перехід з однієї прямій на іншу здійснюється за рахунок зміни коефіцієнта передачі вузла апроксимації в точці перегину. Схема ВЗС складається із трьох частин: схеми виділення модуля *DAT.1*, схеми апроксимації й вихідних підсилювачів *DAT.2*, *DAT.3* з діодами. Напряга з виходу датчика швидкості через резистивний дільник подається на схему виділення модуля, на виході якої напряга пропорційна швидкості двигуна. Далі цей сигнал подається до схеми апроксимації, що включає резистори $R_{д1}$, $R_{д2}$, $R_{д3}$, діод *VD3*. Максимально припустиме значення струму якоря при мінімальній швидкості $v = n_{min}/n$ визначається напругою на вході підсилювача *DAT.2* і регулюється резистором $R_{с2}$.

При збільшенні швидкості напряга на виході дільника $R_{д1}$, $R_{д2}$ перевищить напругу підпору діода *VD3*, що відкриється, й паралельно резистору $R_{д2}$ підключиться $R_{д3}$, внаслідок чого коефіцієнт передачі дільника істотно зменшиться й відбудеться перехід на другу ділянку апроксимації (пряма з нахилом γ_2 на рис. 57). Максимально допустиме напруження на виході РС, що обмежує струм якоря й відповідно момент, визначається в будь-який момент часу при розгоні двигуна величиною прямого спадання напруги (опорної напруги) у діодах *VD5*, *VD6*.

Як тільки напряга на виході РС за сигналом завдання перевищить напругу діодів *VD5*, *VD6*, відкриється відповідний діод, і вона зафіксується на рівні опорної напруги. Діод *VD4* обмежує величину негативної напруги на виході підсилювача *DAT.2*.

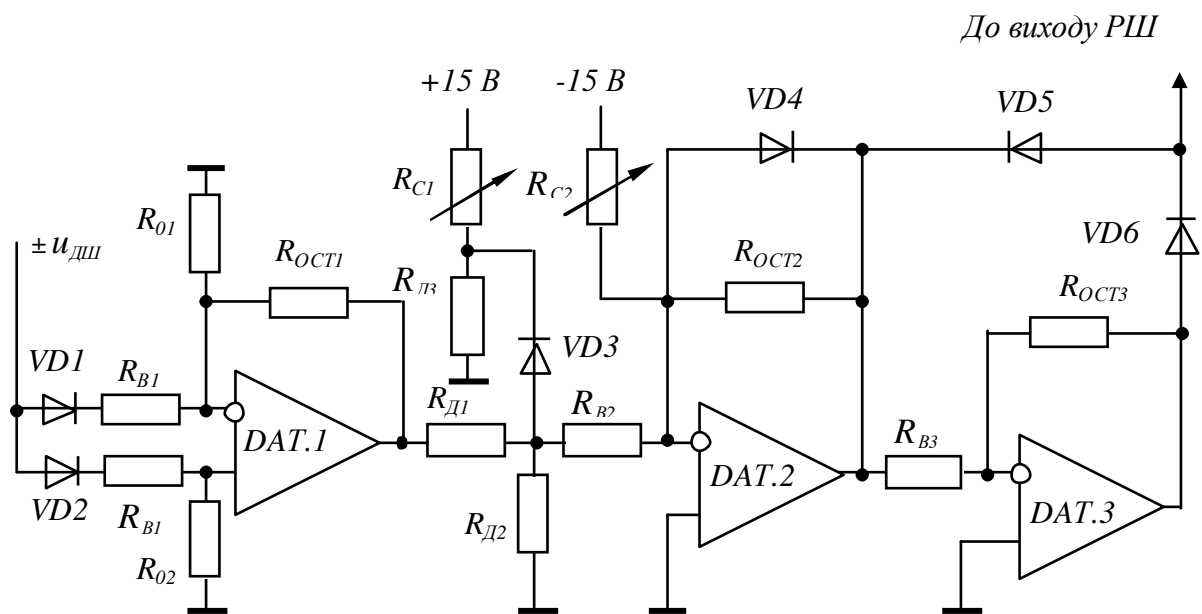


Рисунок 56 - Схема вузла залежного струмообмеження

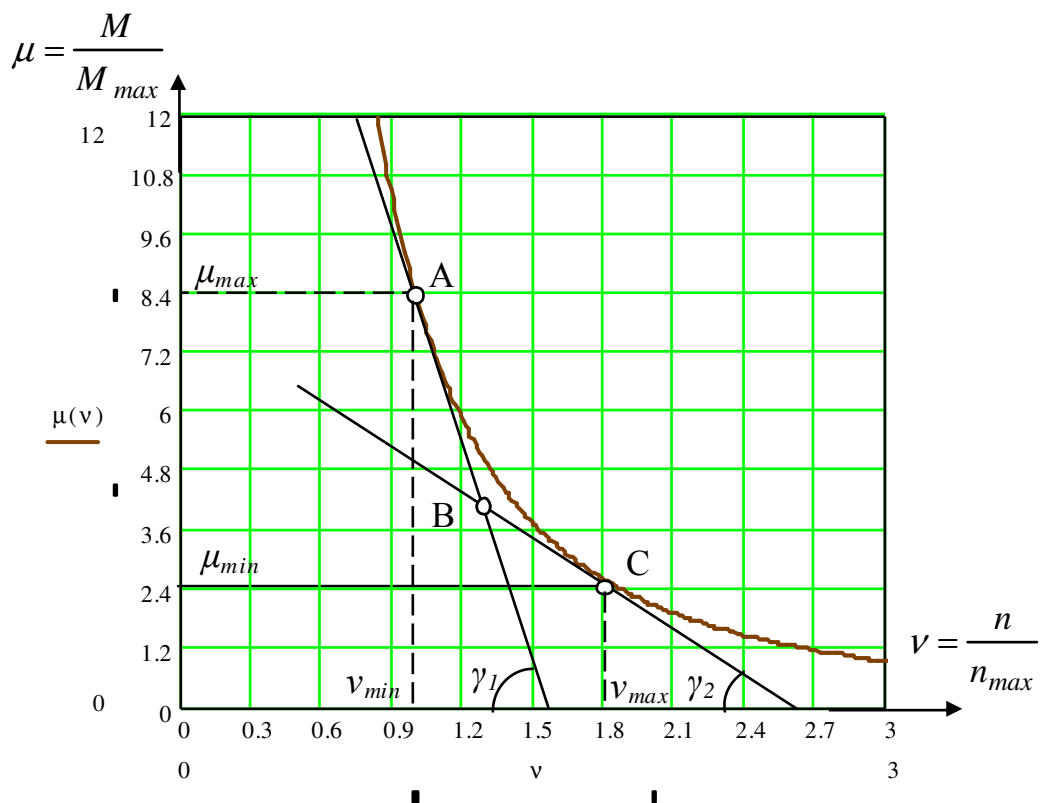


Рисунок 57 – Залежність припустимого перевантаження за струмом від швидкості та її апроксимація

Розрахунок параметрів ВЗС

1 За механічною характеристикою й паспортними даними двигуна визначаються величини:

$$\mu_{max} = \frac{M_{max}}{M_H}, \mu_{min} = \frac{M_{min}}{M_H}, v_{max} = \frac{\omega_{max}}{\omega_H}, v_{min} = \frac{\omega_{min}}{\omega_H}.$$

2 На характеристиці $v(\mu)$ проводяться апроксимуючі лінії АВ і ВС.

Визначаються μ_B й v_B у точці В.

3 Визначаються коефіцієнти [17]:

$$K_1 = \frac{u_{PШ.max}}{15} + K_2 v_{min};$$

$$K_2 = \frac{u_{PШ.max}(1 - \mu_B / \mu_{max})}{8.24(v_B - v_{min})};$$

$$K_3 = \frac{15K_1 - 8.24K_2 v_B - (\mu_{min} / \mu_{max}) u_{PШ.max}}{10(v_{max} - v_B)K_2},$$

де $u_{PШ.max} \leq 8$ В – максимальна напруга на виході РШ, що відповідає максимальному струму при $v = v_{min}$ у другій зоні регулювання.

4 Визначаються значення резисторів за формулами:

$$R_{Д3} = \frac{10K_3}{1 - 1.2K_3}$$

$$R_{C1} = R_{Д3} \left(\frac{1.81}{v_B} - 1 \right)$$

$$R_{C2} = 47 \frac{K_2}{K_1}$$

$$R_{OCT2} = 47K_2$$

2.9.3.5 Функціональний перетворювач ЕРС

Струм якоря залежить від напруги й ЕРС двигуна

$$I_{я} = \frac{U_d - E}{R_p}, \quad (98)$$

ЕРС залежить від швидкості й магнітного потоку

$$E = k\Phi\omega. \quad (99)$$

Якщо компенсувати ЕРС, то струм якоря буде залежати тільки від вихідної напруги ТП, що спрощує можливість обмеження струму в залежності як від швидкості, так і від магнітного потоку, які змінюються в другій зоні регулювання швидкості.

Сигнал, пропорційний ЕРС двигуна, формується за допомогою функціонального перетворювача ЕРС (ФПЕ), вихідний сигнал якого

$$u_{\text{ФПЕ}} = \arcsin\left(\frac{E}{E_H}\right). \quad (100)$$

ФПЕ виконаний на базі операційного підсилювача *DAE* (рис. 58)

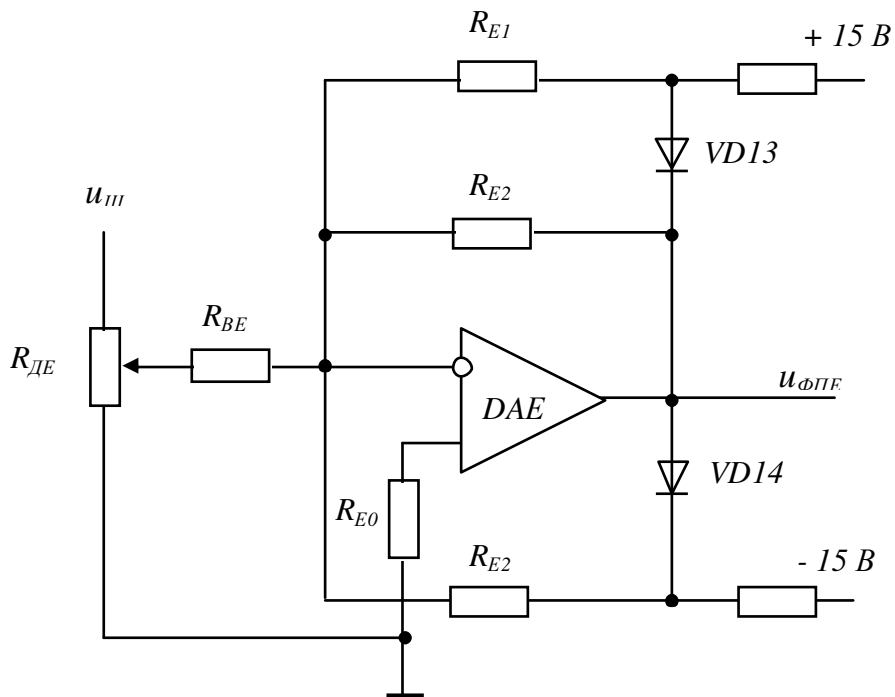


Рисунок 58 – Схема функціонального перетворювача ЕРС

Рівень позитивного зворотного зв'язку за ЕРС встановлюється при налагодженні приводу змінним резистором R_{DE} при номінальній швидкості двигуна на холостому ході так, щоб середнє значення вихідної напруги РШ дорівнювало б нулю. При такому налаштуванні вихідні сигнали РШ

двобронного приводу стають пропорційними тільки струму двигуна. Це дає можливість обмежувати струм якоря в динамічних режимах.

2.9.3.6 Передатні функції структурної схеми другого каналу керування

Передатна функція *Пі*-регулятора струму збудження (РСЗ)

$$W_{PC3}(s) = \frac{k_{PC3}(1 + sT_{PC3})}{sT_{PC3}}, \quad (101)$$

де k_{PC3} – коефіцієнт пропорційної частини РСЗ;

T_{PC3} – постійна часу РСЗ;

$$k_{PC3} = \frac{R_3 T_3}{2k_{ТПЗ}k_{СЗ}\tau}, \quad (102)$$

де R_3 – опір обмотки збудження;

T_3 – постійна обмотки збудження двигуна;

$$T_3 = \frac{L_3}{R_3}, \quad (103)$$

L_3 – індуктивність обмотки збудження,

$$L_3 = 2pW_3 \frac{\Delta\Phi}{\Delta I_3}, \quad (104)$$

де p – кількість пар полюсів двигуна;

W_3 – кількість витків обмотки збудження на полюс;

$\Delta\Phi/\Delta I_3$ – відношення збільшень магнітного потоку й струму збудження на лінійній ділянці характеристики намагнічування;

$k_{ТПЗ}$ – коефіцієнт передачі ТПЗ;

$k_{СЗ}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом збудження;

$$k_{СЗ} = \frac{u_{ДСЗ. МАХ}}{I_{3. НОМ}}, \quad (105)$$

де $u_{ДСЗ. МАХ}$ – максимальна напруга з виходу датчика струму збудження, що відповідає номінальному струму збудження;

$I_{3.НОМ}$ – номінальний струм збудження двигуна.

Передатна функція тиристорного перетворювача збудження ТПЗ

$$W_{ТПЗ}(s) = \frac{k_{ТПЗ}}{\tau s + 1}, \quad (106)$$

де $k_{ТПЗ}$ – коефіцієнт передачі ТПЗ за струмом;

$$k_{ТПЗ} = \frac{I_{3.НОМ}}{u_{РТЗ.МАХ}}, \quad (107)$$

де $u_{РТЗ.МАХ}$ – максимальна напруга на виході регулятора струму збудження.

Передатна функція обмотки збудження

$$W_{ОЗ}(s) = \frac{\Delta\Phi}{\Delta I_3} \approx \frac{\Phi_H}{I_{3.НОМ}}. \quad (108)$$

Передатна функція П-регулятора ЕРС із обмеженням за вхідним впливом

$$W_{PE}(s) = \begin{cases} k_{PE}, & \text{при } E \geq E_0; \\ 0, & \text{при } E < E_0; \end{cases} \quad (109)$$

де k_{PE} – коефіцієнт передачі регулятора ЕРС;

$$k_{PE} = \frac{u_{РТВ.МАХ} - k_{ТПВ} I_{В.МІН}}{E_{МАХ} - E_0}, \quad (110)$$

де $I_{В.МІН}$ – мінімальний струм збудження, що відповідає максимальній швидкості приводу.

2.9.3.7 Визначення показників якості двозонного регулювання швидкості в середовищі MatLab

Досить важливим і трудомістким етапом є оцінка показників якості регулювання спроектованої системи керування, до яких відносяться:

- статична помилка регулювання швидкості $\delta_{\omega 1}$ у першій зоні при максимальній і мінімальній швидкості;
- статична помилка регулювання швидкості $\delta_{\omega 2}$ у другій зоні при максимальній і мінімальній швидкості;
- динамічна помилка регулювання швидкості $\sigma_{\omega 1}$ у першій зоні при максимальній і мінімальній швидкості;
- динамічна помилка регулювання швидкості $\sigma_{\omega 2}$ у другій зоні при максимальній і мінімальній швидкості;
- статичні помилки регулювання струму δ_{I1} , δ_{I2} у першій і другій зонах регулювання швидкості;
- динамічна помилка регулювання струму σ_{I1} , σ_{I2} у першій і другій зонах регулювання швидкості;
- час пуску t_n ;
- прискорення приводу при пуску ε ;
- пусковий струм $I_{n.max}$;
- час першого узгодження швидкості t_{1y} ;
- час регулювання швидкості t_p ;
- коливальність μ ;
- стійкість системи керування.

Визначення показників якості спроектованих електроприводів засновано на рішенні систем диференціальних рівнянь, що описують систему керування. Наявність нелінійних зв'язків у САР виключає точне аналітичне рішення диференціальних рівнянь, що робить комп'ютерні методи їхнього рішення переважнішими. Найбільш зручним є сучасний метод структурного моделювання з використанням пакета прикладних програм типу MatLab Simulink.

Структурне моделювання засноване на графічному поданні диференціальних рівнянь, що описують поведіння електропривода в динамічних режимах. При цьому структурна модель електропривода в пакеті MatLab Simulink складається на основі його структурної схеми.

При складанні структурної схеми в MatLab Simulink необхідно передбачати використання елементів програмного керування наступними іспитовими режимами:

- пуск із номінальним навантаженням;
- статичний режим роботи електропривода в першій зоні регулювання;
- накид номінального навантаження в першій зоні регулювання;
- скидання номінального навантаження в першій зоні регулювання;
- рекуперативне гальмування в першій зоні регулювання;
- статичний режим роботи електропривода в другій зоні регулювання;
- накид номінального навантаження в другій зоні регулювання;
- скидання номінального навантаження в другій зоні регулювання;
- рекуперативне гальмування в другій зоні регулювання.

На рисунку 59 як приклад подана структурна модель електропривода із двозонним регулюванням швидкості в MatLab.

На рисунку 60 наведені отримані графіки зміни швидкості ω , струму якоря i й ЕРС E при пуску, накиді, скиданні навантаження й гальмуванні електропривода в першій зоні регулювання швидкості.

За рахунок задатчика інтенсивності ZI пусковий струм якоря не перевищує двократного значення від номінального.

За графіками можна визначити всі показники якості регулювання швидкості в першій і другій зонах регулювання.

Завдання зі швидкості в моделі встановлюється блоком завдання швидкості ZC .

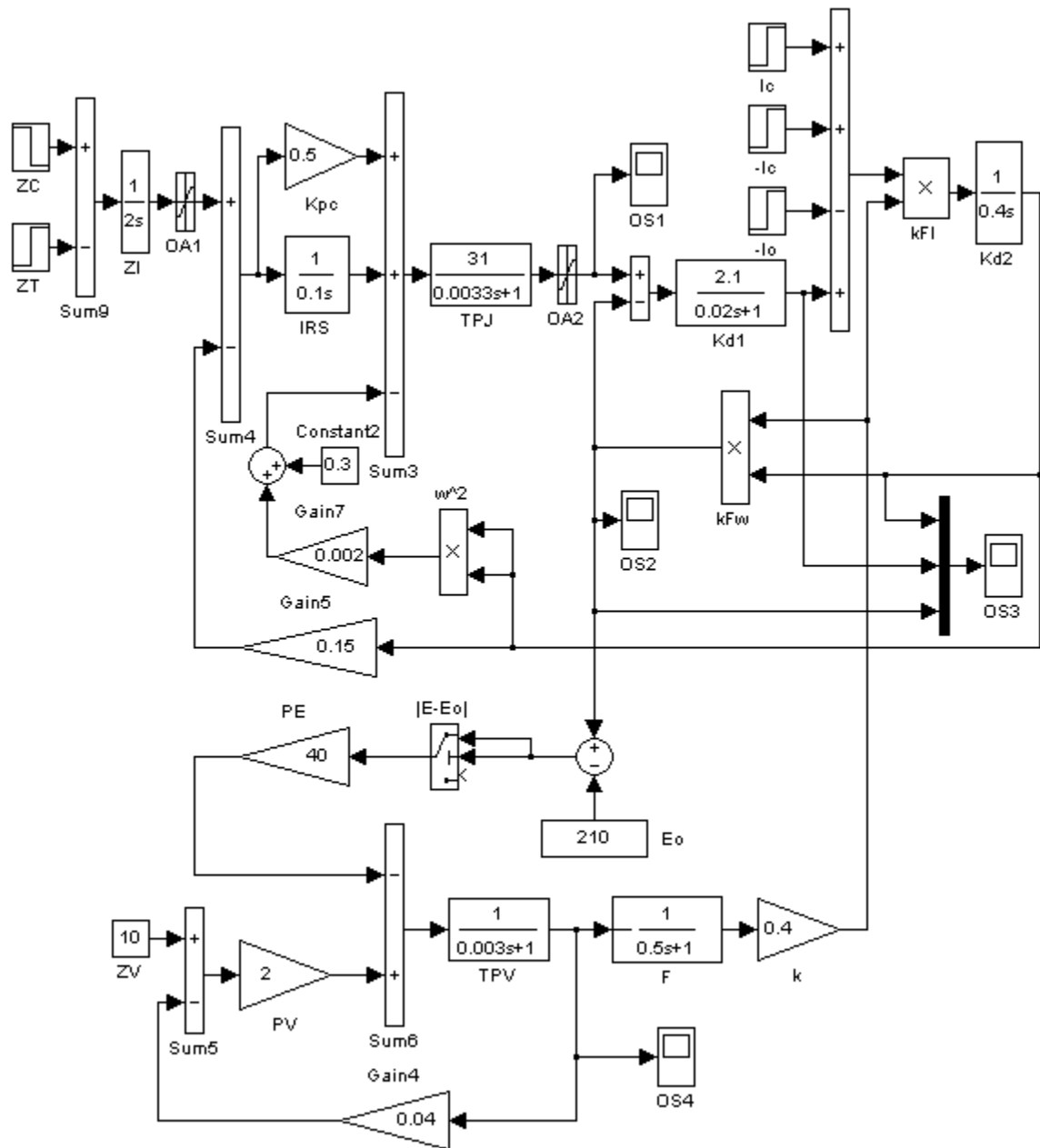
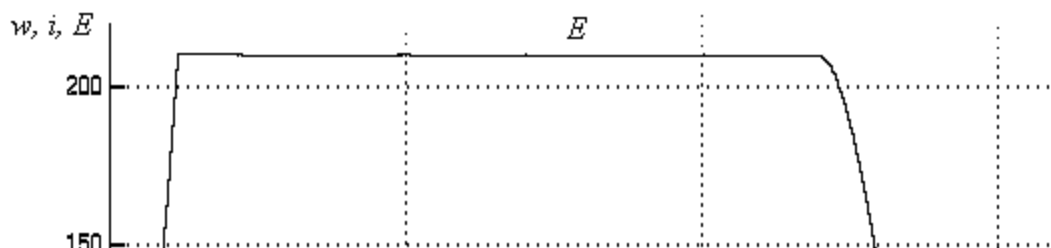


Рисунок 59 - Схема структурної моделі двозонного електропривода постійного струму у MatLab Simulink



Оптимізація показників якості регулювання синтезованої двозонної СКЕП у середовищі MatLab

Оптимізація показників якості регулювання синтезованої двозонної СКЕП у середовищі MatLab виконується для одержання заданих значень статичної й динамічної помилок регулювання швидкості й струму якоря, діапазону регулювання, швидкодії для заданих припустимих прискорень, відсутності коливань у системі й т.п.

При цьому роблять корекцію параметрів регулятора швидкості, вузла залежного струмообмеження, регулятора струму збудження й параметрів інших елементів. У першу чергу домагаються для номінального задання швидкості її номінального значення на виході САР.

Якщо зміною параметрів САР (коефіцієнтів підсилення й постійних РШ і РТЗ, коефіцієнтів передачі зворотних зв'язків) не вдається домогтися необхідних показників якості регулювання, використовують методи послідовної або паралельної корекції на основі теорії автоматичного керування.

2.10 Система керування електроприводом регулювання положення

Системи регулювання положень робочих органів механізмів повинні забезпечувати точне відтворення вхідних керуючих сигналів.

Ця вимога набуває особливої важливості при комп'ютерному керуванні електроприводів механізмів пересування супортів механообробних верстатів.

СКЕП механізмів головного руху й пересування супорта механообробних верстатів зв'язані між собою. Незважаючи на те, що системи керування управляються програмно за допомогою комп'ютерів або мікропроцесорних комплектів (контролерів), можна вважати, що сигнали керування СКЕП регулювання положенням супорта змінюються випадково, наприклад, через непередбачені технологічні корекції процесів обробки деталей. Тому СКЕП регулювання положенням можна вважати слідувальною системою.

При цьому на СКЕП положення діє два типи збурювання:

- 1 Збурювання за керуванням.
- 2 Збурювання за навантаженням.

Перший тип збурювання для слідувального електропривода (СЕП) є основним. На вхід СЕП подається керуючий сигнал $u_{3П}$, що несе інформацію про задане переміщення (повороті вала двигуна на кут φ_3). Цей сигнал порівнюється із сигналом зворотного зв'язку $u_{П}$, що несе інформацію про реальне переміщення вала на кут φ .

Дійсне положення вала двигуна фіксується за допомогою первинного перетворювача переміщення (датчика кута повороту).

Різниця $\pm (u_{зП} - u_{П})$, пропорційна $\pm (\varphi_3 - \varphi)$, надходить на вхід регулятора швидкості приводу, що працює так, що неузгодженість зменшується. Безперервне зменшення неузгодженості заданого й реального положення є характерна риса СЕП.

2.10.1 Функціональна схема системи регулювання положення

Функціонально СКЕП регулювання положення відрізняється від приводу підпорядкованого регулювання швидкості наявністю регулятора положення (РП) і контуру зворотного зв'язку за переміщенням.

Кутова швидкість електродвигуна в такому приводі пропорційна неузгодженості за положенням.

При виборі функціональної схеми системи регулювання положення за основу можна взяти принцип побудови СКЕП комплектних тиристорних електроприводів із двоконтурною системою підпорядкованого регулювання типу ЭТ-6 [23], ЭТУ 3601[18], які успішно експлуатуються в промисловості.

Переважніше проектувати СКЕП на основі системи керування комплектного приводу подачі металорізальних верстатів типу ЭТ-6, що у порівнянні з іншими приводами має низку переваг.

САР електропривода ЭТ-6 найбільш близька до лінійної в порівнянні з іншими приводами. Це забезпечується при спільному способі керування реверсивним ТП узгодженням груп тиристорів при початковому куті регу-

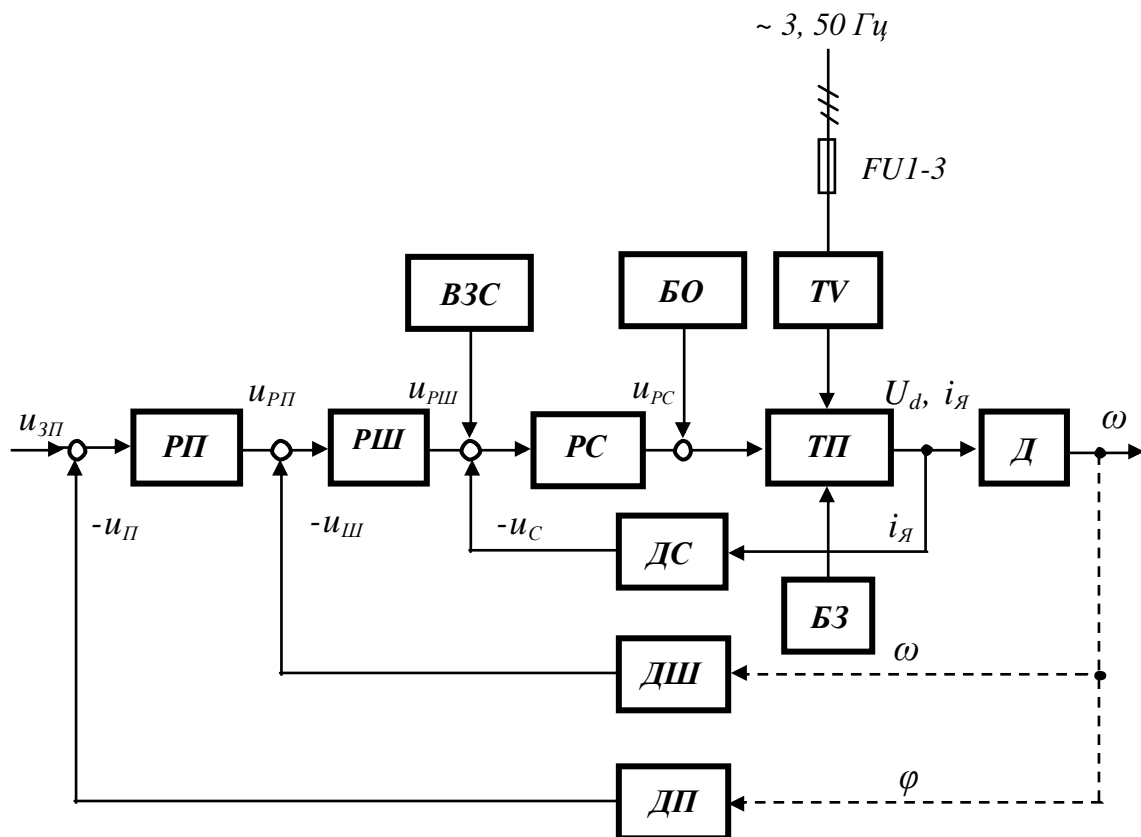


Рисунок 61 - Функціональна схема системи регулювання положення

лювання $\alpha_{нач} = 90$ ел. град, що виключає зону переривчастих струмів у якірному ланцюгу [23]. Крім того, застосування в СІФК опорної напруги синусоїдальної форми дає можливість одержати регульовальну характеристику ТП лінійної у всьому діапазоні регулювання. Це спрощує САР за рахунок виключення нелінійної ланки, застосовуваної в САР інших приводів. Функціональна схема системи регулювання положення на основі СКЕП типів ЭТ-6, ЭГУ-3601 наведена на рисунку 61.

Функціональна схема включає:

- силовий трансформатор TV ;
- тиристорний перетворювач $ТП$;

- електродвигун постійного струму D ;
- регулятор струму PC ;
- регулятор швидкості $PШ$;
- регулятор положення PP ;
- датчик струму $ДС$;
- датчик швидкості $ДШ$;
- датчик положення $ДП$;
- вузол залежного струмообмеження $BЗС$;
- блок обмеження мінімального кута керування BO ;
- блок захистів $BЗ$.

2.10.2 Структурна схема системи регулювання положення

Структурна схема системи регулювання положення розробляється на основі прийнятої в проекті функціональної схеми цієї системи.

На рисунку 62 наведена структура лінеарізованої системи регулювання положення, яка складена за функціональною схемою на рисунку 61.

2.10.3 Елементи й блоки СКЕП регулювання положення

2.10.3.1 Датчик швидкості

Передатна функція датчика швидкості є передатною функцією пропорційної ланки

$$W_{ДС}(s) = k_{BR} , \quad (111)$$

де k_{BR} – статичний коефіцієнт передачі датчика швидкості.

Якщо убудований датчик швидкості відсутній, то типовий датчик вибирається за даними за умови:

$$n_{BR \max} \geq n_{\max} \quad (112)$$

$$k_{BR} \geq k_{ш} \quad (113)$$

де $n_{BR\ max}$ – максимальна частота обертання датчика швидкості;

k_{BR} – коефіцієнт передачі (крутість прохідної характеристики) обраного датчика швидкості;

$k_{ш}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю;

$$k_{ш} = \frac{u_{PI\ ном}}{\omega_{ном}}, \quad (114)$$

де $u_{PI\ ном}$ – номінальний вихідний сигнал регулятора положення.

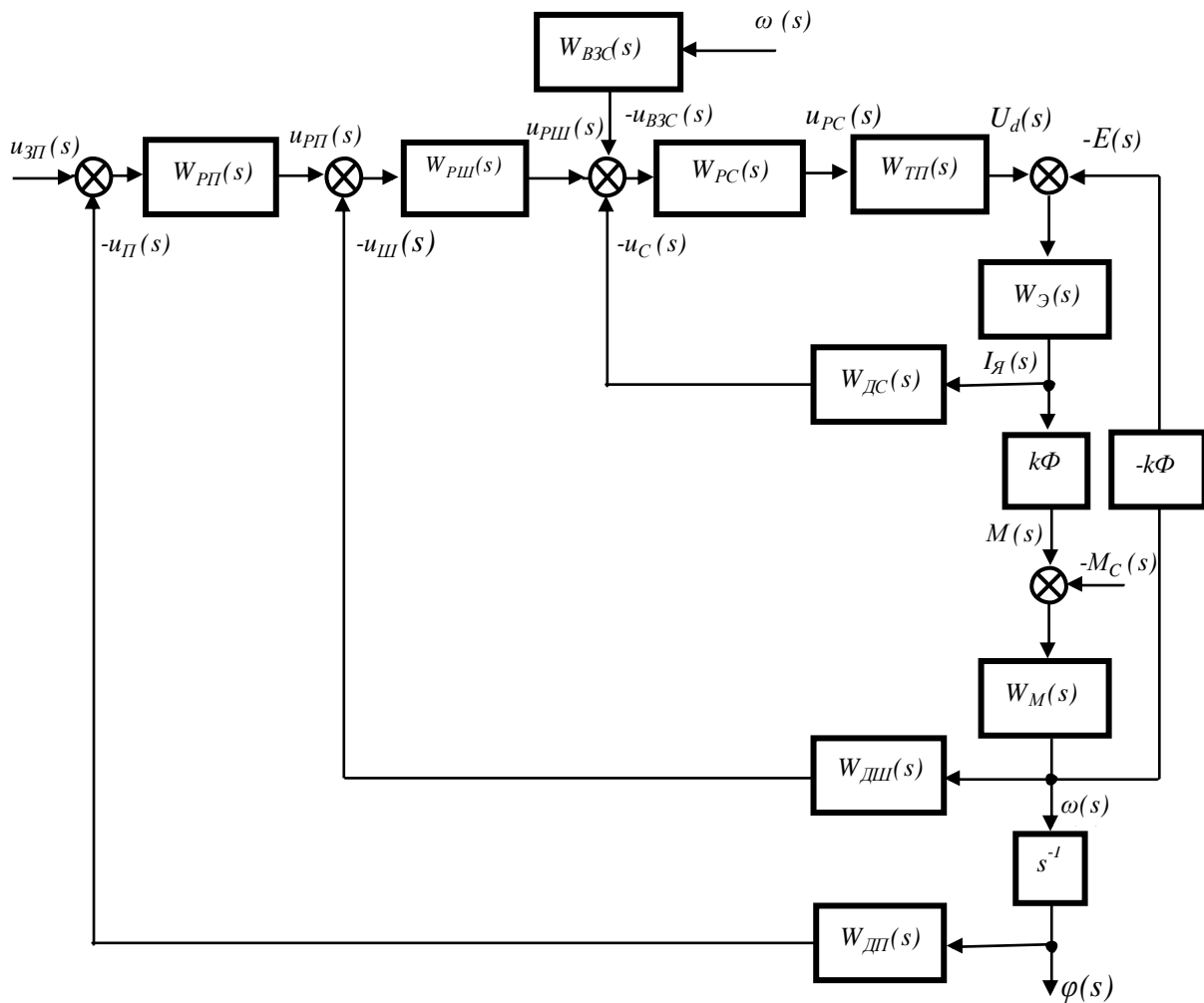


Рисунок 62 - Структурна схема системи регулювання положення

Коефіцієнт підсилення проміжного підсилювача або дільника в ланцюгу зворотного зв'язку за швидкістю

$$k_{III} = \frac{k_{III}}{k_{BR}}. \quad (115)$$

Якщо тахогенератор обраний як датчик швидкості, то при його роботі виникають низькочастотні оборотні пульсації, які становлять 0.25...1 % вихідної напруги й вони можуть викликати нерівномірність обертання вала приводу. Високочастотні зубчасті й колекторні пульсації фільтруються конденсатором $C_{Ф2} = 0.1$ мкФ.

2.10.3.2 Датчик струму

Струм приводу можна вимірювати безпосередньо в ланцюгу якоря з гальванічною розв'язкою силових ланцюгів і ланцюгів керування або в ланцюгу змінного струму перед ТП за допомогою трансформаторів струму. В електроприводі ЕТ-6 струм якоря контролюється за допомогою магнітодіодів, що включають у діагональ вимірювального резистивного моста. Недоліком цієї схеми є нелінійність прохідних характеристик магнітодіодів, відсутність метрологічної забезпеченості схеми. Можна використати датчики струму фірми LEM з первинними датчиками Холла, що мають клас точності 0.1 й які забезпечують гальванічну розв'язку ланцюгів керування від силових ланцюгів. Як варіант у якості первинного перетворювача можна використати більше простий і надійний комплект трансформаторів струму, що включають за схемою, показаною на рисунку 63.

Вимірюваний лінійний струм $I_{2Л}$, приведений до ланцюга якоря, визначається за формулою (21).

Розрахунковий коефіцієнт трансформації трансформатора струму

$$k_{ТА} = \frac{I_{2Л}}{I_{2Т}}, \quad (116)$$

де $I_{2Т}$ – вторинний номінальний струм трансформатора струму.

З довідкової літератури [11, 12] вибираються типові трансформатори струму.

Уточнюється струм вторинної обмотки трансформатора струму з обліком паспортного коефіцієнта трансформації $k_{TA. НОМ}$.

$$I_{2T} = \frac{I_{2Л}}{k_{TA. НОМ}}. \quad (117)$$

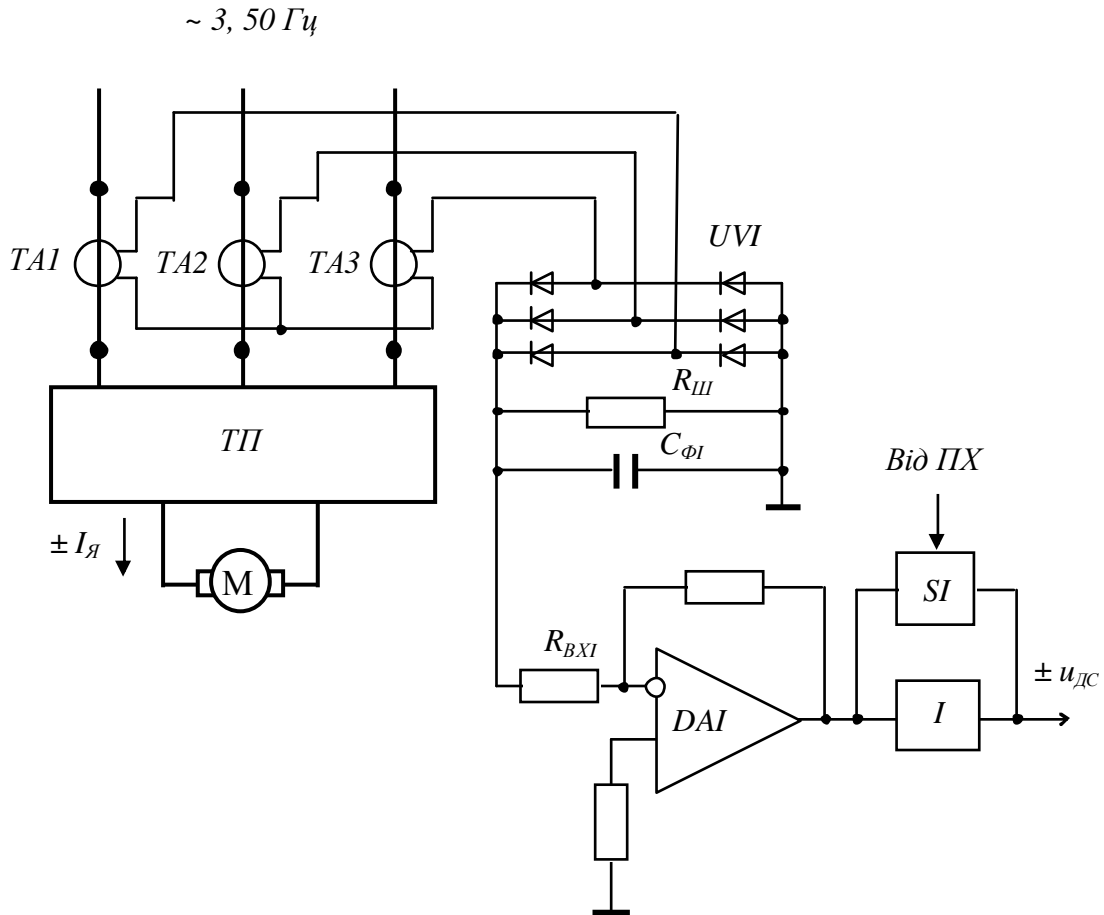


Рисунок 63 – Принципова схема контролю струму якоря

Трансформатори струму працюють у заданому класі точності, якщо опір навантаження не перевищує припустимого за паспортом значення R_H . Без значного зниження точності контролю можна взяти $R_{ш} = R_H$ (див. рис. 63).

Випрямлене спадання напруги на цьому опорі при номінальному струмі двигуна

$$u_{dш} = \frac{I_{2T} R_{ш}}{0.817} - 2\Delta U_V \quad (118)$$

де ΔU_V – спадання напруги на відкритому вентилі випрямляча UVI .

Напруга на виході випрямляча UVI при струмі стопоріння

$$u_{d.ст} = \frac{\lambda_I I_{2T} R_{ш}}{0.817} - 2\Delta U_V. \quad (119)$$

Коефіцієнт підсилення операційного підсилювача DAI береться з урахуванням коефіцієнта зворотного зв'язку за струмом в режимі стопоріння.

Щоб стопоріння приводу відбулося, сигнал на виході PC у цей момент має дорівнювати нулю. Це відбудеться, якщо при номінальній швидкості сигнал зворотного зв'язку за струмом $u_{дс}$ на вході PC буде дорівнює сигналу на виході $PШ$:

$$k_I u_{d.ст} = u_{PШ.НОМ}, \quad (120)$$

звідки

$$k_I = \frac{u_{PШ.НОМ}}{u_{d.ст}}. \quad (121)$$

Для забезпечення роботи зворотного зв'язку за струмом при реверсі в схемі обмеження струму має бути передбачений операційний підсилювач I (див. рис. 63), що інвертує сигнал з виходу DAI за командою перемикача характеристик $ПХ$ за допомогою ключа SI .

2.10.3.3 Датчик положення

Структура слідкувального електропривода (СЕП) багато в чому визначається типом датчика положення. Точність СЕП не може бути більше точності датчика положення з урахуванням його розташування.

Найбільш простим є розташування датчика положення на ходовому гвинті механізму подачі. У цьому випадку зручніше використати більше компактний первинний перетворювач кута повороту. Однак в цьому випа-

дку частина кінематичного ланцюга не охоплюється зворотним зв'язком, що збільшує сумарну статичну погрішність СЕП, що у принципі може значно знижена за рахунок високої точності первинного перетворювача кута.

Найбільше поширення одержали імпульсні фотоелектронні датчики кута повороту [6], які перетворюють кут повороту вала в кількість імпульсів. Вітчизняні датчики серії ВЕ, ПДФ й ін. формують нормовані імпульси серій *Б1* і *Б2* амплітудою 24 В, шпаруватістю $2 \pm 10\%$, які зрушені відносно один одного на 90 ± 10 електричних градусів, що дозволяє за допомогою логічної схеми розпізнавати напрямок обертання.

Функціональна схема імпульсного фотоелектронного датчика положення наведена на рисунку 64.

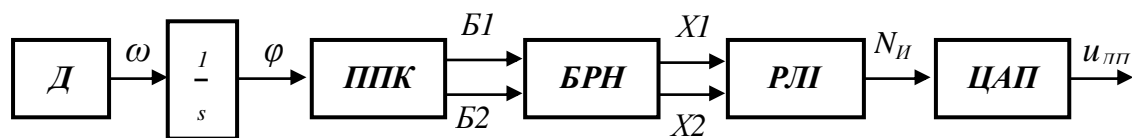


Рисунок 64 - Функціональна схема фотоелектронного датчика

Він складається з первинного перетворювача кута повороту *ППК*, нормовані імпульси *Б1* і *Б2* з виходу якого надходять у логічний блок розпізнавання напрямку обертання *БРН*. З виходу *БРН* імпульси прямого рахунку *Х1* надходять на прямий вхід реверсивного лічильника імпульсів *РЛІ*, а імпульси зворотного рахунку *Х2* надходять на реверсивний вхід *РЛІ*.

Уміст розрядів *РЛІ* надходить на входи цифро-аналогового перетворювача *ЦАП*, аналоговий сигнал $\pm u_{ПП}$ на виході якого пропорційний куту $\pm \varphi$ повороту вала двигуна *Д* й положенню супорта $\pm L$. Розв'язна здатність *ППК* визначається кількістю імпульсів $N_{об}$, видаваних датчиком за один оберт.

Необхідна кількість імпульсів за один оберт ППК вибирається з умови надходження хоча б одного імпульсу за один період дискретизації при мінімальній швидкості обертання вала двигуна

$$N_{\text{ДП}} = \frac{2\pi}{T_0 \omega_{\text{min}}}, \quad (122)$$

де T_0 – період дискретизації, тобто період часу між наступними один за одним дискретними сигналами керування;

$$\omega_{\text{min}} = \omega_H / D_1. \quad (123)$$

У першому наближенні період дискретизації можна взяти рівним малій постійній часу приводу, тобто $T_0 = \tau$.

Імпульсний датчик кута вибирається з умови

$$N_{\text{ОБ}} \geq N_{\text{ДП}}. \quad (124)$$

Погрішність ППК визначається розв'язною здатністю датчика

$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ}{N_{\text{ОБ}}}. \quad (125)$$

Ємність N_{max} лічильників РЛІ залежить від обраного датчика кута й максимального кута $\Delta\varphi_{\text{max}}$.

Для всіх варіантів можна взяти $\Delta\varphi_{\text{max}} = 30\pi$.

$$n_{\text{Л. max}} = \frac{\Delta\varphi_{\text{max}}}{\Delta\varphi}. \quad (126)$$

Коефіцієнт передачі зворотного зв'язку за положенням (куту)

$$k_{\text{П}} = \frac{u_{\text{П. max}}}{\Delta\varphi_{\text{max}}}, \quad (127)$$

де $u_{\text{П. max}} = u_{\text{ЗП. max}} = 10 \text{ В}$.

2.10.3.4 Синтез регулятора струму на основі модульного оптимуму

Об'єкт регулювання контуру струму складається із двох послідовно

включених аперіодичних ланок з постійними часу τ і $T_{я}$. При цьому допускається відсутність негативного зворотного зв'язку за ЕРС двигуна.

Це допущення справедливо, якщо виконується умова [5]

$$T_M + T_E \geq \tau. \quad (128)$$

Передатна функція об'єкта керування

$$W_{ок}(s) = \frac{k_{III} (R_{яц})^{-1}}{(1 + \tau s)(1 + T_E s)}. \quad (129)$$

Застосуємо в контурі струму *III*-регулятор з передатною функцією

$$W_{PC}(s) = k_{PC} \frac{1 + sT_{33}^C}{sT_I^C}, \quad (130)$$

де T_{33}^C – постійна зворотного зв'язку РС;

T_I^C – постійна інтегрування РС.

Для компенсації електромагнітної постійної часу двигуна береться умова

$$T_{33}^C = T_E. \quad (131)$$

У цьому випадку для розімкнутої САР ланцюга контуру струму одержимо передатну функцію

$$W_{PA3}^C(s) = \frac{k_I}{s(1 + \tau s)}, \quad (132)$$

де $k_I = \frac{k_{PC} k_{III} k_{Д1}}{T_I^{PC}}$.

Для замкнутого контуру струму передатна функція набуде виду

$$W_{3AM}(s) = \frac{1}{k_T + W_{PO3}^{-1}} = \frac{k_I}{\tau s^2 + s + k_T k_I}, \quad (133)$$

де k_I – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом.

Квадрат модуля частотної характеристики

$$A^2 = W_{3AM}(j\omega) = \frac{k_1^2}{(k_T k_1 - \tau \omega^2)^2 + \omega^2} = \frac{k_1^2}{F(\omega^2)}. \quad (134)$$

Відповідно до принципу утворення максимально плоских характеристик [1, 2, 5] береться, щоб перша похідна в точці $\omega^2 = 0$ обернулася в нуль.

$$\left. \frac{\partial A^2}{\partial \omega^2} \right|_{\omega^2=0} = \frac{k_1^2}{F^2(\omega^2)} [2(k_T k_1 - \tau \omega^2)\tau - 1] = 0, \quad (135)$$

звідки $1 - 2k_C k_1 \tau = 0. \quad (136)$

Статичний коефіцієнт передачі РС визначиться за формулою

$$k_{PC} = \frac{T_E}{2\tau k_{III} k_C k_{DI}}, \quad (137)$$

а передатна функція контуру струму із синтезованим РТ може бути як передатна функція аперіодичної ланки

$$W_{3AM}^C(s) = \frac{1}{k_C} \frac{1}{1 + 2\tau s}. \quad (138)$$

Розрахунок параметрів регулятора струму

Розрахункова схема РС наведена на рисунку 65. На цій схемі в ланцюг зворотного зв'язку операційного підсилювача ДАЗ [23] уведений коригувальний елемент – конденсатор C_ϕ , що забезпечує фільтрацію сигналів регуляторів струму й швидкості. Передатна функція РС у цьому випадку набуде виду

$$W_{PC}(s) = k_{PC} \frac{1 + sT_{33}^C}{sT_H^C (1 + sT_\phi)}, \quad (139)$$

де $T_\phi = (R_C + R_{BX1})C_\phi; \quad (140)$

$$T_{33}^C = R_{331}C_{331}; \quad (141)$$

$$T_H^{PC} = \frac{R_{BX1} C_{BX1}}{K}; \quad (142)$$

$$K = \frac{\frac{R_{3C} R_{BX1}}{R_{3C} + R_{BX1}}}{R_C + \frac{R_{3C} R_{BX1}}{R_{3C} + R_{BX1}}}. \quad (143)$$

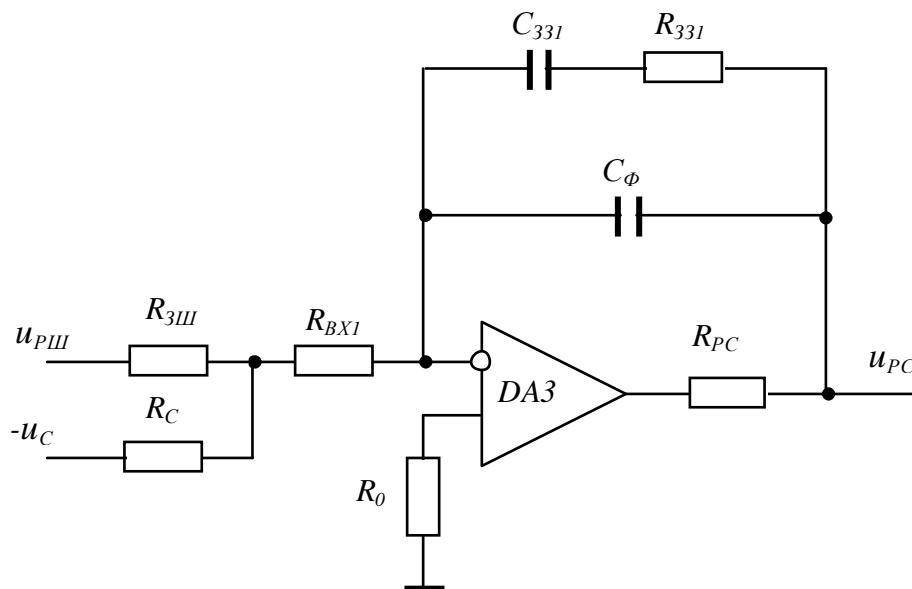


Рисунок 65 - Розрахункова схема регулятора струму системи підлеглого регулювання положення

При $R_C = R_{3Ш} = 2 \text{ кОм}$ й $R_{BX1} = 1.5 \text{ кОм}$ $K = 0.3$.

З урахуванням умови $T_{33}^C = T_E$ для взятого стандартного значення ємності конденсатора C_{331} , наприклад 0.47 або 1 мкф, визначається значення

$$R_{331} = \frac{T_E}{C_{331}}. \quad (144)$$

Для взятого значення $T_\Phi = 0.3 \text{ мс}$ визначається значення ємності фільтра

$$C_\Phi = \frac{T_\Phi}{R_{331}}. \quad (145)$$

У зв'язку з тим, що беруться значення опорів й ємностей стандартних номіналів у принциповій схемі РТ у ланцюгах R_{3T} , R_T , R_{OCI} необхідно передбачати установку підбудовочних резисторів.

При повній компенсації електромагнітної постійної T_E приводу структурна схема контуру струму перетвориться до виду, показаному на рисунку 66.

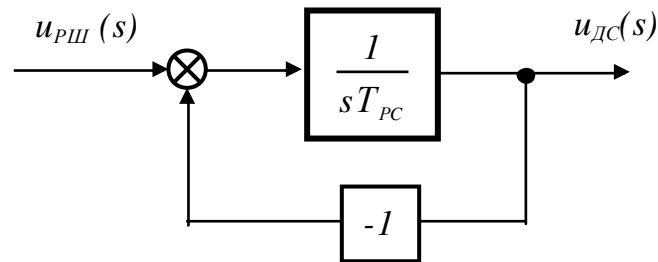


Рисунок 66 – Структурна схема контуру струму без урахування впливу зворотного зв'язку за ЕРС і T_ϕ

Постійна інтегрування контуру струму

$$T_{PC} = \frac{T_{II}}{k_{III} \frac{1}{R_{яц}} k_C} . \quad (146)$$

З умов відсутності автоколивань у САР постійна інтегрування контуру струму береться не менш значення некомпенсованої постійної:

$$T_{PC} \geq 3 \tau . \quad (147)$$

2.10.3.5 Синтез регулятора швидкості системи регулювання положення на основі модульного оптимуму

Об'єктом регулювання в контурі швидкості є оптимізований контур струму з передатною функцією (133) і ланка, що враховує механічну інерційність приводу.

Передатна функція об'єкта керування в контурі швидкості має вигляд

$$W_{OK}^{III}(s) = \frac{1}{k_C} \frac{1}{1 + 2\tau s} \frac{k_{D2}}{T_M s}. \quad (148)$$

Бажана передатна функція розімкнутої системи складається з урахуванням модульного оптимуму:

$$W_{БШ} = \frac{1}{4\tau s(2\tau s + 1)}. \quad (149)$$

Передатна функція регулятора швидкості

$$W_{PШ}(s) = \frac{W_{БШ}(s)}{W_{OK}(s)} = \frac{k_C(1 + 2\tau s)T_M s}{k_{D2}4\tau s(1 + 2\tau s)} = \frac{k_C T_M}{k_{D2}4\tau} \quad (150)$$

являє передатну функцію пропорційної ланки.

Передатна функція розімкнутого контуру швидкості

$$W_{PO3}^{PШ}(s) = \frac{k_2}{s(1 + 2\tau s)}, \quad (151)$$

де $k_2 = k_{PШ} r_{ЯЦ} / k\Phi_H k_C T_M$.

Для замкнутого контуру швидкості передатна функція

$$W_{ЗАМ}(s) = \frac{1}{k_{Ш} + W_{PA3}^{-1}} = \frac{k_3}{2\tau s^2 + s + k_{Ш}k_3}, \quad (152)$$

де $k_{Ш}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю.

Також як і для контуру струму можна знайти квадрат модуля частотної характеристики й визначити його похідну в точці $\omega^2 = 0$. Умова одержання максимально плоскої частотної характеристики

$$1 - 4k_{Ш}k_3\tau = 0. \quad (153)$$

Умова оптимального настроювання П-регулятора РШ

$$k_{PШ} = \frac{k\Phi_H T_M k_C}{4\tau k_{П} k_{Ш} R_{ЯЦ}}. \quad (154)$$

Передатну функцію (152) замкнутого контуру швидкості можна замінити передатною функцією аперіодичної ланки першого порядку

$$W_{3AM}^C(s) = \frac{1}{k_{III}} \frac{1}{1 + 4\tau s}. \quad (155)$$

У тому випадку, коли статична помилка регулювання перевищує припустиму за технічним завданням, особливо при мінімальній швидкості, застосовують *III*-регулятор швидкості з передатною функцією

$$W_{PIII}(s) = \frac{1 + T_{33}^{III} s}{T_{II}^{III} s}, \quad (156)$$

де T_{33}^{III} – постійна часу зворотного зв'язку РШ;

T_{II}^{III} – постійна інтегрування РШ.

Для компенсації електромеханічної постійної часу приводу беруться умови:

$$T_{33}^{III} = T_M, \quad (157)$$

$$T_{II}^{III} = 3\tau. \quad (158)$$

Коефіцієнт передачі *III*-регулятора РШ визначиться за формулою (154).

Розрахунок параметрів регулятора швидкості системи регулювання положення

На рисунку 67 наведена розрахункова схема *III*-регулятора швидкості.

Коефіцієнт підсилення контуру швидкості

$$k_{KШ} = \frac{k_{Д2} k_{III}}{k_C}. \quad (159)$$

Частота зрізу

$$\omega_3 = \frac{k_{KШ}}{\tau}. \quad (160)$$

Коефіцієнт пропорційного посилення РШ за умовою мінімуму коливань у САР

$$k_{PШ} = \frac{\omega_3 \tau}{k_{Ш}}. \quad (161)$$

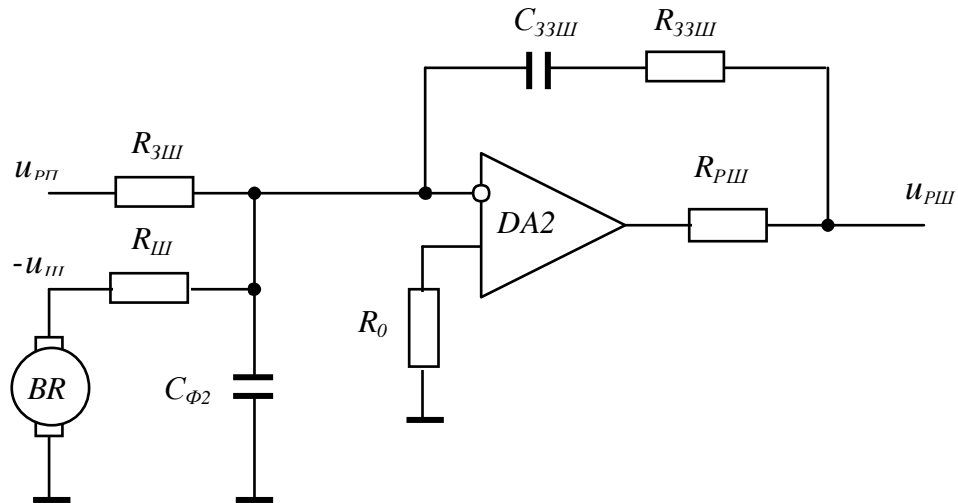


Рисунок 67 - Розрахункова схема регулятора швидкості системи підлеглого регулювання положення

З умови рівності вхідних струмів операційного підсилювача DA2 у статичному режимі (рис. 67)

$$\frac{u_{PП}}{R_{3Ш}} = \frac{u_{Ш}}{R_{Ш}}, \quad (162)$$

взявши $R_{3Ш} = 4.8$ кОм, визначається опір у ланцюгу датчика швидкості

$$R_{Ш} = \frac{u_{Ш.max} R_{3Ш}}{u_{PП.max}}. \quad (163)$$

Для зазначеного раніше $k_{PШ}$ перебуває значення опору зворотного зв'язку операційного підсилювача DA2

$$R_{33Ш} = k_{PШ} R_{Ш}. \quad (164)$$

З урахуванням умови компенсації в РШ електромеханічної постійної часу двигуна постійна часу зворотного зв'язку

$$T_{33}^{III} = T_M = R_{33III} C_{33III} \quad (165)$$

визначає ємність конденсатора в ланцюгу зворотного зв'язку операційного підсилювача DA2

$$C_{33III} = \frac{T_M}{R_{33III}}. \quad (166)$$

2.10.3.6 Синтез регулятора положення на основі модульного оптимуму

Структуру регулятора положення (РП) у системі підпорядкованого регулювання можна синтезувати на основі методу послідовної корекції.

Бажана передатна функція розімкнутої САР за рисунком 62 визначиться як добуток двох передатних функцій

$$W_{БП}(s) = W_{РП}(s) W_{ОК}^{\Pi}(s), \quad (167)$$

де $W_{БП}(s)$ – бажана передатна функція розімкнутої системи регулювання положення;

$W_{РП}(s)$ – передатна функція регулятора положення;

$W_{ОК}^{\Pi}(s)$ – передатна функція об'єкта керування, до якого відносяться оптимізований контур регулювання швидкості й редуктор з коефіцієнтом передачі $k_p = 1/u_p$ (u_p – передаточне число редуктора),

$$W_{ОК}^{\Pi}(s) = \frac{1}{k_{III}} \frac{1}{1 + 4\tau s} \frac{k_p}{s}. \quad (168)$$

Бажана передатна функція розімкнутої системи регулювання положення з обліком технічного або модульного оптимуму має вигляд [1, 5]

$$W_{БП} = \frac{1}{8\tau s(4\tau s + 1)}, \quad (169)$$

яка повинна забезпечувати оптимальні показники регулювання:

- коефіцієнт демпфірування $\zeta = 1$;

- перерегулювання $\sigma_{\varphi} = 0$;
- час регулювання $t = (3...4...4)T_M$.

Передатна функція регулятора положення визначається з урахуванням формули (167)

$$W_{PI}(s) = \frac{W_{BP}(s)}{W_{OK}(s)} = \frac{k_{ш}(1 + 4\tau s)s}{8\tau s(1 + 4\tau s)k_p} = \frac{k_{ш}}{8\tau k_p} \quad (170)$$

і являє передатну функцію пропорційної ланки.

Розрахунок параметрів регулятора положення

На рисунку 68 наведена розрахункова схема Π -регулятора положення.

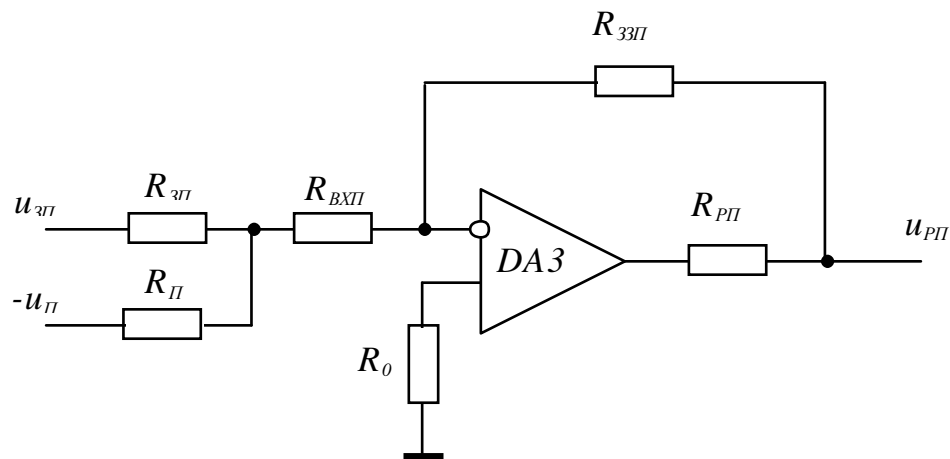


Рисунок 68 - Розрахункова схема регулятора положення

Коефіцієнт перетворення регулятора положення [5] з замкнутої САР

$$k_{PI} = \frac{k_{ш}}{16\tau k_{п}}, \quad (171)$$

$k_{п}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за положенням.

Узявши опори в ланцюгу задатчика положення $R_{3П}$ і в ланцюгу датчика положення $R_{П}$ рівними, наприклад $R_{3П} = R_{П} = R_{ВХЗ} = 2 \text{ кОм}$, опір зворотного зв'язку операційного підсилювача можна визначити як

$$R_{33П} = k_{ПП} R_{ВХП} . \quad (172)$$

2.10.3.7 Оцінка статичних і динамічних властивостей системи регулювання положення в середовищі MatLab

Структурна модель слідкувального електропривода складається на основі його структурної схеми. Параметри передатних функцій САР беруться за розрахунковим даними пункту 2.9.3.

На рисунку 69 як приклад наведена структурна схема моделі СЕП в MatLab Simulink.

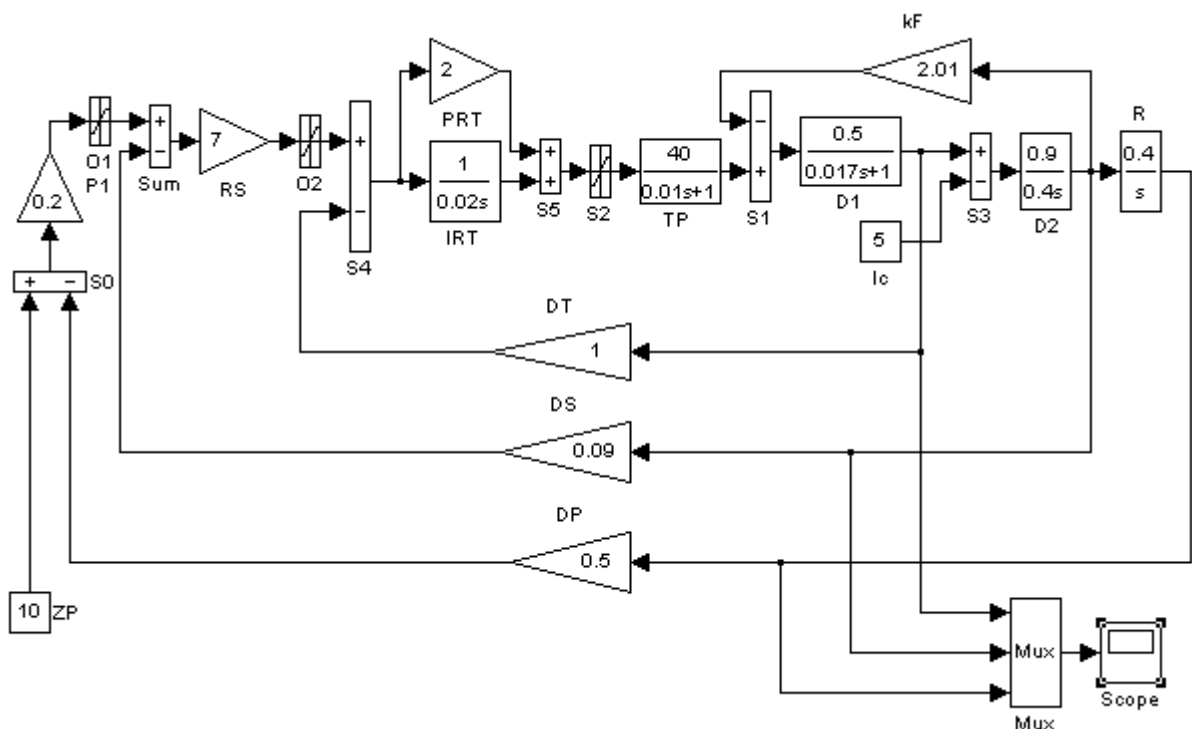


Рисунок 69 – Схема структурної моделі СЕП у середовищі MatLab Simulink

Параметри електромеханічних перехідних процесів в слідкувальному електроприводі при збурюваннях за керуючим впливом визначаються рішенням диференціальних рівнянь, що описують систему методом структурного моделювання.

На рисунку 70 наведені графіки перехідних процесів зміни швидкості $\omega(t)$, струму $i(t)$ і кута повороту $\varphi(t)$.

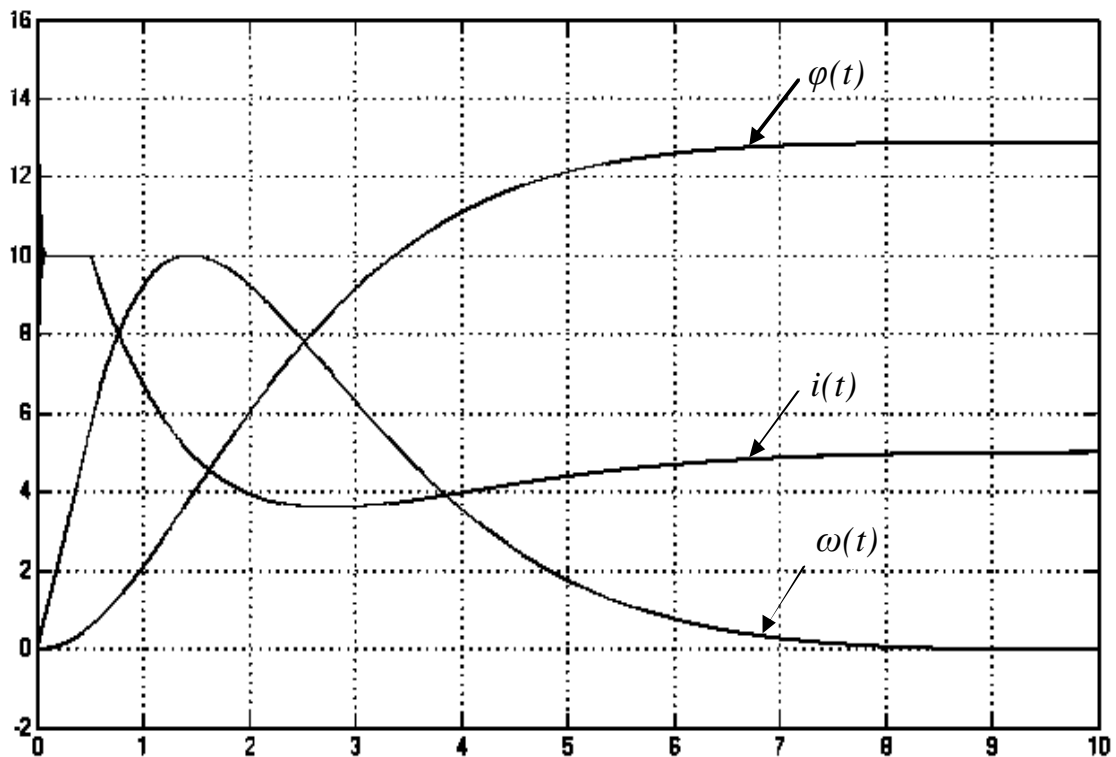


Рисунок 70 – Графіки перехідних процесів $\varphi(t)$, $i(t)$, $\omega(t)$ в СЕП

*Оптимізація показників якості регулювання
синтезованого слідкувального електропривода у середовищі MatLab*

Оптимізація показників якості регулювання синтезованої системи регулювання положення в середовищі MatLab виконується для одержання заданих значень статичної й динамічної точності регулювання положення, діапазону регулювання, припустимих прискорень, відсутності коливань у системі.

При цьому характер перехідного процесу $\varphi(t)$ приводу подачі має бути аперіодичним першого порядку, при якому перерегулювання не допускається.

Процес оптимізації показників якості регулювання слідкувального приводу у середовищі MatLab являє по суті процес віртуального налагодження системи керування.

Налагодження системи підпорядкованого регулювання виконують поетапно. Спочатку налагоджують внутрішній струмовий контур регулювання при номінальному завданні струму. Зовнішні контури при цьому відключають.

Потім після одержання заданих номінальних вихідних координат приводу корекцією параметрів струмового контуру починають послідовно налагоджувати контур швидкості й контур регулювання положення. Налагодження всіх контурів регулювання виконують для номінальних вихідних координат приводу.

При цьому виконують корекцію передатних коефіцієнтів регуляторів струму, швидкості, положення й відповідних передатних коефіцієнтів каналів зворотних зв'язків.

При необхідності використовують методи послідовної або паралельної корекції на основі теорії автоматичного керування.

2.10.4 Фаззі-коррекція СКЕП регулювання положення у середовищі MatLab

Залежно від значень коефіцієнтів передачі САР прямим каналом керування графік перехідного процесу зміни кута повороту $\varphi(t)$ може мати різний вигляд.

Час регулювання СЕП залежить від статичного коефіцієнта передачі регулятора положення. Підвищити швидкодію системи можна за рахунок його збільшення.

Як ілюстрація на рисунку 71 наведені графіки перехідного процесу $i(t)$, $\omega(t)$, $\varphi(t)$ для збільшеного значення коефіцієнта передачі регулятора положення.

На рисунку 71 видно, що має місце перерегулювання основної координати – положення, що неприпустимо для систем регулювання положення, але при цьому час першого узгодження t_l істотно зменшується.

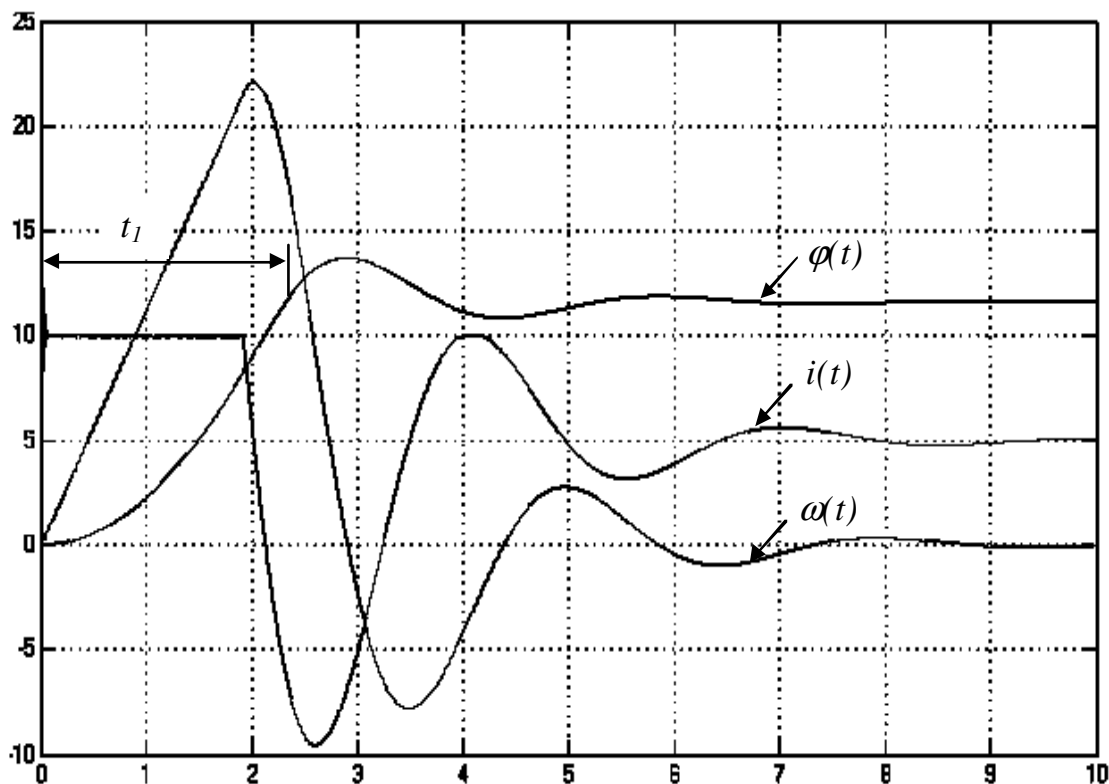


Рисунок 71 – Графіки перехідних функцій $i(t)$, $i(t)$, $\omega(t)$ системи керування СЕП при збільшенні коефіцієнта k_p

На рисунку 70 наведені графіки перехідного процесу $i(t)$, $\omega(t)$, $\varphi(t)$ після корекції коефіцієнта передачі регулятора положення ($k_p = 0.2$). Перехідний процес $\varphi(t)$ на рисунку 70 показує, що при малих коефіцієнтах передачі регулятора положення перерегулювання відсутнє, але час регулювання досягає 8 с. При більших коефіцієнтах передачі регулятора поло-

ження час першого встановлення завдання зменшується в кілька разів, але виникає перерегулювання, що неприпустимо.

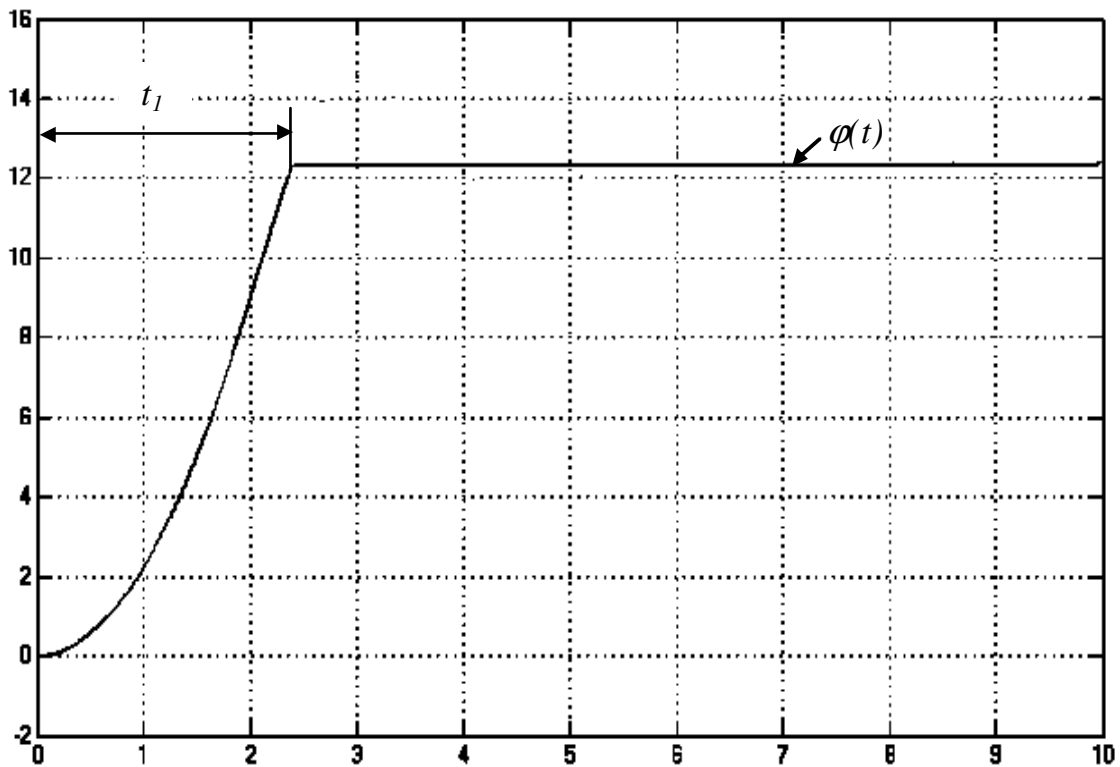


Рисунок 72 – Графік переходного процесу $\varphi(t)$ в СЕП після фаззи-коррекції

Мета застосування фаззи-контролера полягає в зменшенні часу регулювання СЕП.

Завданням, що повинен вирішувати фаззи-контролер, є виключення динамічної помилки регулювання при забезпеченні заданої швидкодії.

При цьому фаззи-контролер повинен забезпечувати час регулювання, який дорівнює часу t_1 першого досягнення системою керування завдання φ_3 (див. рис. 72) без перерегулювання.

Для виконання цієї умови необхідно трохи послабити негативний зворотний зв'язок за струмом.

Підключення фаззи-контролера в режимі паралельної корекції регулятора положення показано на рисунку 73.

2.11 Виконання самостійної роботи «Аналогові системи керування електроприводами постійного струму»

2.11.1 Зміст розрахунково-пояснювальної записки

Зміст розрахунково-пояснювальної записки залежно від варіанта завдання передбачає наявність наступних розділів:

Реферат.

Вступ.

Завдання на проектування системи керування електроприводом.

1 КОМПЛЕКТНІ ТИРИСТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ (КТП) ЯКОРЯ Й ЗБУДЖЕННЯ.

1.1 Силовий трансформатор.

1.2 Силові вентиляльні блоки КТП якоря.

1.3 Зрівняльні й згладжувальні реактори КТП якоря.

1.4 Опори якорного ланцюга електропривода.

1.5 Статичні характеристики КТП якоря.

1.6 КТП збудження.

1.7 Короткий опис КТП якоря й збудження.

2 ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА З РОЗІМКНУТОЇ САР В СТАТИЧНИХ РЕЖИМАХ.

2.1 Електромеханічні характеристики електропривода при живленні від мережі й від ТП.

Висновки.

3 ФУНКЦІОНАЛЬНА Й СТРУКТУРНА СХЕМИ СКЕП.

3.1 Функціональна схема системи регулювання швидкості.

3.2 Структурна схема системи регулювання швидкості.

3.3 Функціональна схема системи регулювання положення.

3.4 Структурна схема системи регулювання положення.

4 ЕЛЕМЕНТИ Й БЛОКИ СКЕП.

4.1 Датчик швидкості.

4.2 Датчик струму.

4.3 Датчик положення.

4.4 Задатчик інтенсивності.

4.5 Синтез регулятора швидкості.

4.6 Синтез регулятора струму.

4.7 Синтез регулятора положення.

4.8 Вузол залежного струмообмеження.

4.9 Нелінійна ланка.

4.10 Функціональний перетворювач ЕРС.

5 ВИЗНАЧЕННЯ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ СКЕП.

5.1 Структурне моделювання двозонного електропривода в середовищі MatLab.

5.2 Електромеханічні перехідні процеси в електроприводі при пуску, накиду й скиданні навантаження, гальмуванні із задатчиком без задатчика інтенсивності.

5.3 Оптимізація показників якості регулювання синтезованої СКЕП у середовищі MatLab.

Висновки.

5.4 Стійкість САР.

Висновки.

Заключення.

Література.

Додатки.

2.11.2 Зміст графічної частини

Графічна частина курсової роботи складається із чотирьох демонстраційних аркушів формату А3.

Аркуш 1 - Статичні характеристики електропривода

Цей аркуш включає наступні дані:

- кінематичну схему механізму;

- графіки статичних характеристик ТП: ($Ed(\alpha)$, $Ud(\alpha)$, $\alpha(u_y)$, $Ud(u_y)$);
- графіки статичних електромеханічних характеристик електропривода з розімкнутою й замкнутою САР.

Аркуш 2 - Силова схема електропривода

Цей аркуш включає наступні дані:

- структурну схему електропривода;
- принципову силову електричну схему електропривода.

Аркуш 3 - Схема керування електроприводом

На цьому аркуші наводиться принципова електрична схема СКЕП.

Аркуш 4 - Перехідні процеси в електроприводі

Цей аркуш включає наступні дані:

- графіки електромеханічних перехідних процесів $\omega(t)$ і $i(t)$ в електроприводі із синтезованою й оптимізованою САР при пуску, накиді, скиданні навантаження, гальмуванні.

2.11.3 Варіанти завдань для проектування СКЕП

Варіанти завдань для проектування систем регулювання швидкості й систем регулювання положення наведені в таблиці 2.

Вихідні дані варто доповнити за технічними характеристиками електродвигунів, наведеними в додатку А.

2.11.4 Технічні вимоги до двозонної СКЕП регулювання

швидкості механізму головного руху механообробного верстата

Силова частина СКЕП виконується на базі комплектного тиристорного перетворювача якоря (ТПЯ) за трифазною мостовою реверсивною схемою й комплектного тиристорного перетворювача збудження (ТПЗ) за однофазною мостовою неревверсивною схемою.

Сигнал завдання швидкості повинен змінюватися в межах ± 10 В.

Таблиця 3 - Вихідні дані для проектування систем регулювання швидкості (СРШ) і систем регулювання положення (СРП)

Варіант	Кількість каналів керування	Дані електродвигунів			Наведений момент інерції механізму J_{Σ} , кг м ²	Діапазон регулювання швидкості D_1	Кратність струму ступоріння λ_4	Статична помилка СРШ при ω_{\min} й $M_c = M_n \delta_{\omega}$, %	Статична помилка СРП δ_{ϕ} , %	Припустиме прискорення ε , рад/с ²
		Тип двигуна (додаток Б)	Номінальна потужність P_n , кВт	Номінальна напруга U_n , В						
1	1	2ПН-180М	12,0	220	1,5J	600:1	2	10	0.5	150
2	2	2ПН-180М	12	440	2,5J	500:1	2.2	10	-	200
3	1	2ПН-180L	4,2	220	1,5J	200:1	2.5	15	0.6	100
4	2	2ПН-180L	5,6	220	2,5J	300:1	2	15	-	250
5	1	2ПБ-180L	8,5	440	1,5J	800:1	1.8	12	1.5	230
6	2	2ПН-200L	11	220	3,5J	400:1	2	10	-	800
7	1	2ПН-200М	13	440	3,5J	1000:1	2	15	1	110
8	2	2ПН-200М	2,2	220	2,5J	450:1	2.2	15	-	140
9	1	2ПН-200L	11	440	3,5J	200:1	2.5	20	1.5	900
10	2	2ПБ-200L	6	220	1,5J	350:1	2	10	-	800
11	1	2ПН-225М	7,5	440	2,5J	1000:1	1.8	15	0.5	590
12	2	2ПН-225L	1,1	220	3,5J	500:1	2	15	-	600
13	1	2ПН-225М	15	440	1,5J	460:1	2	10	1	770
14	2	2ПН-225М	22	220	2,5J	800:1	2.2	10	-	120
15	1	2ПН-100L	0,42	220	3,5J	600:1	2.5	14	1.2	900
16	2	2ПН-100L	0,63	220	1,5J	500:1	2	15	-	100
17	1	2ПН-100L	1,1	220	2,5J	400:1	1.8	14	0.5	160
18	2	2ПН-100L	1,7	440	3,5J	700:1	2	10	-	250
19	1	2ПН-100L	2,2	440	1,5J	500:1	2	10	2	300
20	2	2ПН-112М	0,6	220	2,5J	200:1	2.2	15	-	800
21	1	2ПН-112М	0,85	220	3,5J	800:1	2.5	15	1	900
22	2	2ПН-112М	1,5	220	1,5J	300:1	2	10	-	150
23	1	2ПН-112М	2,5	220	2,5J	500:1	1.8	20	0.5	300
24	2	2ПН-112М	3,6	440	3,5J	400:1	2	15	-	400
25	1	2ПН-112L	0,8	220	1,5J	700:1	2	16	0.6	120
26	2	2ПН-112L	1,25	220	2,5J	300:1	2.2	10	-	200
27	1	2ПН-112L	2,2	220	3,5J	600:1	2.5	12	1.5	350
28	2	2ПН-112L	3,4	440	1,5J	700:1	2	15	-	340
29	1	2ПН-112L	5,3	220	1,5J	450:1	1.8	14	1	400
30	2	2ПН-132М	1,6	220	2,5J	650:1	2	10	-	300
31	1	2ПН-132М	2,5	440	3,5J	800:1	2	15	1.5	800
32	2	2ПН-132М	4	220	1,5J	300:1	2.2	10	-	140
33	1	2ПН-132М	7	220	2,5J	850:1	2.5	16	0.5	250
34	2	2ПН-132М	10,5	440	3,5J	480:1	2	15	-	300
36	1	2ПН-160М	3,0	220	3,5J	800:1	2.5	15	1	900
37	2	2ПН-160М	3,0	440	1,5J	300:1	2	10	-	150
38	1	2ПН-160М	4,5	220	2,5J	500:1	1.8	20	0.5	300
39	2	2ПН-160М	4,5	440	3,5J	400:1	2	15	-	400
40	1	2ПН-160М	7,5	220	1,5J	700:1	2	16	0.6	120
41	2	2ПН-160М	7,5	440	2,5J	300:1	2.2	10	-	200

Для обмеження динамічних пускових струмів необхідно завдання швидкості формувати за допомогою задатчика інтенсивності.

Система регулювання швидкості повинна мати два канали регулювання:

1 Канал регулювання напруги якоря (регулювання в першій зоні).

2 Канал регулювання магнітного потоку й ЕРС двигуна (регулювання в другій зоні).

САР швидкості обох каналів одноконтурні.

Двוזонна система керування швидкістю повинна забезпечувати роботу електропривода в першій зоні при постійному магнітному потоку, а в другій зоні регулювання при постійній потужності двигуна.

Задатчик швидкості в першій і другій зонах один, загальний для обох зон.

Для поліпшення умов комутації двигуна в режимі ослаблення поля обмеження струму якоря повинне забезпечуватися залежно від швидкості приводу із впливом на вихід регулятора швидкості.

Для забезпечення сталості коефіцієнта передачі тиристорного перетворювача в режимі безперервного й переривчастого струмів повинна передбачатися послідовна корекція нелінійності регульовальної характеристики ТП введенням у прямий канал керування нелінійної ланки.

Для обмеження струму якоря в динамічних режимах має вводитися позитивний зворотний зв'язок за ЕРС двигуна.

2.11.5 Технічні вимоги до СКЕП регулювання положення механізму подачі механообробного верстата

Силова частина СКЕП виконується на базі комплектного тиристорного перетворювача якоря за трифазною мостовою або нульовою шестифазною реверсивною схемою й на базі комплектного тиристорного перетворювача збудження за однофазною мостовою нереверсивною схемою.

Сигнал завдання положення повинен змінюватися в межах ± 10 У.

САР електропривода регулювання має бути побудована за триконтурною однозонною системою підпорядкованого регулювання.

Сигнал зворотного зв'язку за струмом формується за допомогою трансформаторів струму або магнітодіодів.

Обмеження струму електропривода в другій зоні регулювання залежить від швидкості із впливом на вихід регулятора швидкості.

Обмеження струму електропривода в першій зоні регулювання забезпечується сигналом завдання регулятора струму.

3 АНАЛОГОВІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ ЗМІННОГО СТРУМУ

З аналогових систем керування в промисловості одержали поширення скалярні системи керування, у яких регулюється напруга й струм обмотки статора за модулем.

Скалярні системи керування частотним електроприводом реалізують два закони керування [1,2]:

- керування за законом $\frac{U_1}{f_1} = const$;

- керування за законом $\Psi_1 = const$;

де U_1 – напруга обмотки статора;

f_1 – регульована частота струму статора;

Ψ_1 – потокозчеплення статора.

Частотні електроприводи відрізняються за виконанням силових модулів частотних перетворювачів.

3.1 Схеми силових модулів частотних перетворювачів

Схеми частотних перетворювачів (ЧП) залежать від способу модуля-

ції автономним інвертором напруги (АІН), способу електромеханічного гальмування, кількості зон регулювання швидкості, кількості вхідних і вихідних фільтрів АІН, електронної реалізації ланок постійного струму й АІН.

При широтно-імпульсній модуляції АІН без рекуперації електроенергії в мережу з динамічним гальмуванням для однозонного або двохзонного частотного електропривода рекомендується схема зі статичним нерегульованим випрямлячем й АІН, реалізованим на IGB-транзисторах.

При широтно-імпульсній модуляції АІН з рекуперацією електроенергії в мережу для однозонного або двохзонного частотного електропривода рекомендується схема зі статичним нерегульованим випрямлячем з підключеним до нього інвертором струму на базі тиристорного або IGB-транзисторного інвертора струму й АІН, реалізованому також на IGB-транзисторах.

При амплітудній модуляції без рекуперації електроенергії в мережу для однозонного або двохзонного частотного електропривода може бути рекомендована схема з керованою ланкою постійного струму на базі тиристорного або транзисторного перетворювача й тиристорного АІН із блоком примусової комутації тиристорних ключів і ланцюгом динамічного гальмування. Можливе виконання АІН на повністю керованих тиристорах за технологією GTO або IGB-транзисторах.

При амплітудній модуляції й рекуперації електроенергії в мережу для однозонного або двохзонного частотного електропривода може бути рекомендована схема з ланкою постійного струму на базі реверсивного мостового тиристорного або транзисторного перетворювача й тиристорного АІН із блоком примусової комутації тиристорних ключів. Можливе виконання АІН на IGB-транзисторах.

При амплітудній модуляції без рекуперації електроенергії в мережу для двохзонного частотного електропривода може бути рекомендована схема з ланкою постійного струму на базі нереверсивного мостового тиристорного перетворювача й тиристорного АІН із блоком примусової комутації

тиристорних ключів і ланцюгом динамічного гальмування. Можливе виконання АІН на IGB-транзисторах.

Для частотних електроприводів зі струмами в декілька ампер застосовують однокристалні інтелектуальні силові модулі із драйверами (силові схеми із системою керування й формування керуючих імпульсів) [2]. На рисунку 74 наведена схема силового модуля скалярної двозонної системи керування частотним електроприводом типу ТПТР.

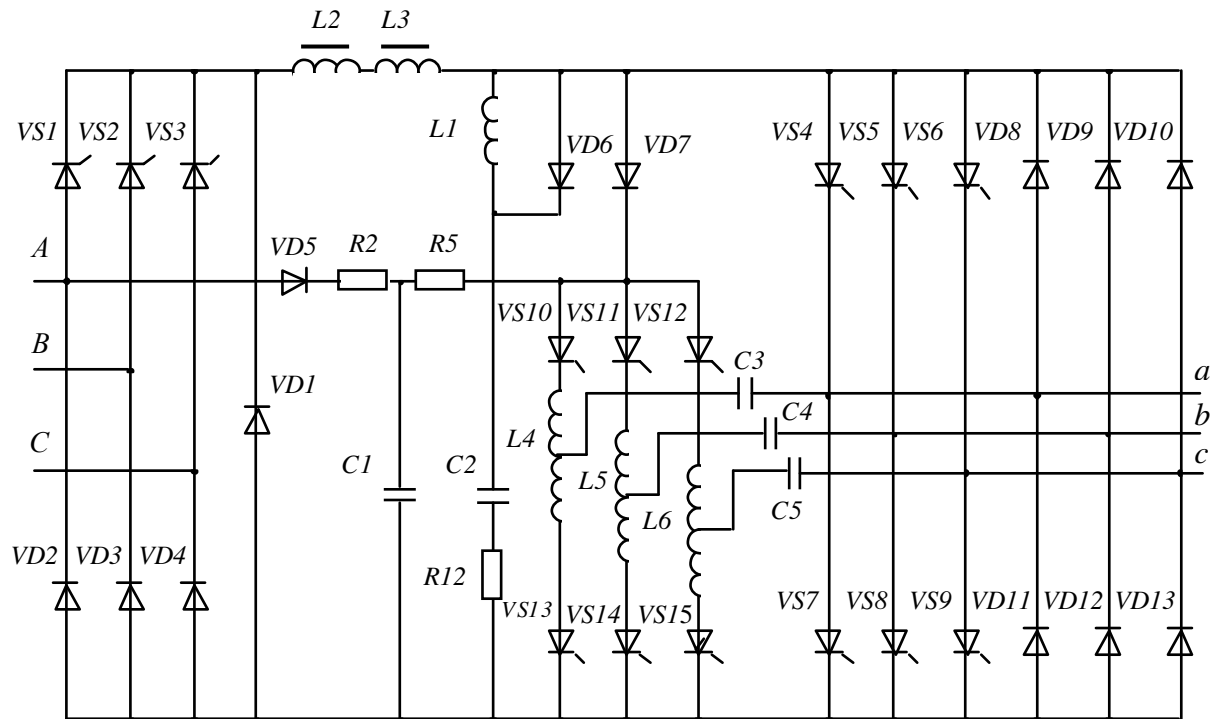


Рисунок 74 – Схема силового модуля частотного електропривода зі скалярною СК за законом $U/f = const$

Основні технічні дані частотних перетворювачів ТПТР наведені в таблиці 4.

Частотний перетворювач здійснює перетворення трифазного змінного струму напругою 380 В частотою 50 Гц у змінний трифазний струм регульованої частоти й амплітуди за законом $U_1/f_1 = const$. Силовий блок виконаний за схемою з ланкою постійного струму – тиристорним перетво-

рювачем, що забезпечує регулювання випрямленої напруги U_d в межах 40 ... 400 В.

Таблиця 4 - Технічні дані частотних перетворювачів ТПТР

№ п/п	Найменування параметрів	Номинальні параметри		
		ТПТР-6.3- 400-200/50	ТПТР-10- 400-200/50	ТПТР-20- 400-200/50
1	Номинальна вихідна потужність, кВа	4.5	7	14
2	Номинальна вихідна напруга, В	400	400	400
3	Номинальний вихідний струм, А	6.3	10	20
4	Число фаз вихідної напруги	3	3	3
5	Діапазони зміни вихідної частоти, Гц	20-200 або 5-50	20-200 або 5-50	20-200 або 5-50
6	Діапазон зміни вихідної напруги, В	40-400	40-400	40-400
7	ККД у номінальному режимі при частоті 200 Гц	0.91	0.92	0.93
8	ККД у номінальному режимі при частоті 50 Гц	0.93	0.94	0.95
9	Коефіцієнт потужності на вході перетворювачів у номінальному режимі, не менш	0.93	0.93	0.93
10	Перевантаження за струмом до $1.5 I_H$ за час не менш 120 з, А	10	15	30
11	Час розгону привода, с	0.5 - 60	0.5 - 60	0.5 - 60
12	Режим роботи перетворювача	S1	S1	S1

Силовий згладжувальний фільтр, що складається із дроселя $L1$, $L3$ й ємності $C1$, забезпечує фільтрацію вищих гармонік випрямленої напруги.

Інвертор, зібраний за мостовою схемою містить:

- основні тиристри $VS4...VS9$ шунтуєми діодами $VD8...VD13$;
- блок примусової комутації, який містить комутуючі тиристри $VS10...VS15$, зібраними за мостовою схемою, реактори $L4 - L6$, конденсатори $C3...C5$.

Підзаряд комутуючих конденсаторів $C3...C5$ здійснюється за допомогою тиристорів $VS10...VS15$.

Більш докладно робота частотного перетворювача ТПТР розглянута в джерелі [2].

3.2 Скалярне регулювання швидкості частотних електроприводів за законом $U_1/f_1 = \text{const}$

Принцип регулювання швидкості ω вала асинхронного двигуна (АД) заснований на залежності її від частоти живильного струму:

$$\omega = \omega_0(1 - s) = \frac{2\pi f_1}{p}(1 - s), \quad (173)$$

де ω_0 – синхронна кутова швидкість, або кутова швидкість обертання поля статора, с^{-1} ;

$s = (\omega_0 - \omega)/\omega_0$ – ковзання АД;

p – кількість пар полюсів статорної обмотки двигуна.

З формули (173) видно, що кутова швидкість АД пропорційна частоті живильного струму.

Але при зміні частоти f_1 змінюються індуктивні опори обмоток статора

$$x_1 = 2\pi f_1 L_1 \quad (174)$$

і ротора

$$x_2 = 2\pi f_2 L_2, \quad (175)$$

де L_1 й L_2 – індуктивності обмоток статора й ротора відповідно, Гн;

f_1, f_2 – частоти струмів в обмотках статора й ротора відповідно,

$$f_2 = f_1 s. \quad (176)$$

Зміна цих опорів призводить до неприпустимих змін струмів статора й ротора, магнітного потоку Φ , перегріву обмоток і магнітопроводу асинхронної машини, зниженню її перевантажувальної здатності.

Тому при регулюванні частоти необхідно прагнути до того, щоб механічні характеристики двигуна у всьому діапазоні відрізнялися високою твердістю, а двигун мав достатню перевантажувальну здатність.

Якщо зневажити спаданням напруги на опорах обмотки статора ($r_1, x_1 \approx 0$), то напруга обмотки статора врівноважується ЕРС обмотки статора E_1

$$U_1 \approx E_1 = k_1 \Phi f_1 \quad (177)$$

де Φ – магнітний потік асинхронної машини;

k_1 – коефіцієнт, що залежить від конструкції машини.

За формулою (177) виходить, що при $U_1 = const$ зміна частоти викликає зміну магнітного потоку. Це означає, що зі збільшенням частоти магнітний потік вимушено зменшується, а це при незмінному статичному моменті на валі $M_C = const$ через закон статичної рівноваги $M = M_C$ веде до збільшення струму ротора I_2 , тому що обертальний момент

$$M = k_M \Phi I_2 \cos \phi_2, \quad (178)$$

пропорційний активній складовій струму ротора $I_2 \cos \phi_2$,

де k_M – конструктивний коефіцієнт пропорційності;

ϕ_2 – кут між вектором струму ротора I_2 й вектором магнітного потоку Φ . Аналогічне явище виникає при ослабленні магнітного потоку в приводі постійного струму.

Перевантажувальна здатність двигуна падає й при зниженні частоти через насичення магнітних ланцюгів двигуна. Отже для більше ефективного використання електродвигуна при регулюванні швидкості зміною частоти необхідно регулювати напругу на затискачах статора.

Для збереження перевантажувальної здатності λ_M АД відношення максимального (критичного) M_K моменту до номінального M_H повинне залишатися постійним

$$\frac{M_K}{M_H} = \lambda_M = const. \quad (179)$$

Критичний момент двигуна

$$M_K = \frac{3U_{1\Phi}^2}{2\omega_0 (r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + x_K^2})}, \quad (180)$$

де x_k – індуктивний опір фази АД, наведений до параметрів обмотки статора.

Зневажаючи спаданням напруги на активному опорі обмотки статора ($r_l \approx 0$) і з урахуванням, що $x_k^2 = (2\pi f L_k)^2 \equiv f^2$ й $\omega_0 = \frac{2\pi f}{p} \equiv f$, критичний момент можна подати у вигляді

$$M_K = A \frac{U_l^2}{f_l^2}, \quad (181)$$

де $A = 3p/8\pi^2 L_k$; $L_k = L_l + L'_2$ – індуктивність АД.

З урахуванням рівняння (181) перевантажувальна здатність двигуна

$$\lambda_M = \frac{M_K}{M(\omega)} = A \frac{U_{l\phi}^2}{f_l^2 M(\omega)}. \quad (182)$$

Для будь-якого значення регульованої частоти, у тому числі й для номінальної, перевантажувальна здатність залишається незмінною, якщо

$$\frac{U_l^2}{f_l^2 M(\omega)} = \frac{U_{lH}^2}{f_{lH}^2 M(\omega_H)} = const, \quad (183)$$

звідки можна одержати закон керування при частотному регулюванні швидкості АД:

$$\frac{U_l}{U_{lH}} = \frac{f_l}{f_{lH}} \sqrt{\frac{M(\omega)}{M_H}}. \quad (184)$$

Для найбільше частих випадків зміни статичного навантаження на валі двигуна

$$M(\omega) = M_c(\omega) = const, \quad (185)$$

закон керування при частотному регулюванні швидкості набуде виду:

$$\frac{U_l}{f_l} = const. \quad (186)$$

Цей закон керування може бути реалізований перетворювачами частоти з ланкою постійного струму й автономним інвертором струму (АІС) або автономним інвертором напруги (АІН). Через адаптивність до різних типів АД більше поширення одержали частотні перетворювачі з АІН.

Скалярні системи частотного керування, засновані на контролі й регулюванні модулів струмів, напруг і магнітних потоків, мають невисокі показники якості регулювання, але незважаючи на ці недоліки застосовуються в цей час у частотних електроприводах змінного струму з невисокими вимогами до діапазону й динамічних помилок регулювання швидкості. До них відносять приводи механізмів, працюючі в режимі S1 (вентилятори, компресори, насоси, димососи, конвеєри, транспортери), і різні допоміжні механізми (рольганги прокатних станів, дозатори, лебідки, піддймальні крани, засувки й т.п.).

3.3 Функціональна схема скалярної системи керування частотним електроприводом за законом $U_1/f_1 = \text{const}$

Функціональна схема скалярної системи керування (СК) частотного електропривода, що реалізує закон керування $U/f = \text{const}$, залежить від виду САР.

Як приклад на рисунку 75 наведена функціональна схема замкнутої СК двозонного частотного електропривода, виконаної за двоканальною системою підпорядкованого регулювання.

На схемі (рис. 75) позначено:

ЗШ – задатчик швидкості;

ЗІ – задатчик інтенсивності;

РШ – регулятор швидкості;

РЧ – регулятор частоти;

РН – регулятор напруги;

БКІ – блок керування інвертором;

БКП – блок керування тиристорним перетворювачем;

ДН – датчик напруги;

ДШ – датчик швидкості;

ТП – тиристорний перетворювач (ланка постійного струму);

Z – згладжу вальний фільтр;

АІН – автономний інвертор напруги;

АД – асинхронний двигун з к.з. ротором.

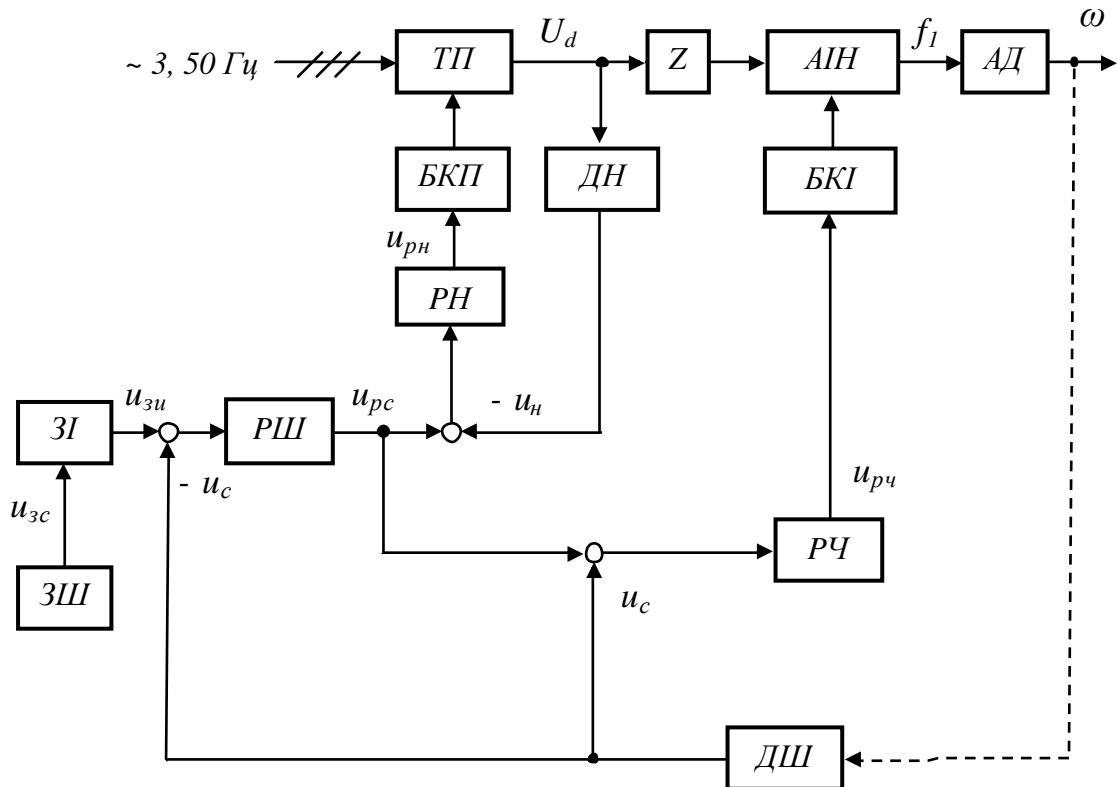


Рисунок 75 - Функціональна схема скалярної системи підлеглого двоканального керування за законом $U/f = const$

Для стабілізації швидкості на валі двигуна на підсумовуючий вхід регулятора швидкості подається сигнал негативного зворотного зв'язку за швидкістю.

Інтенсивність розгону електропривода регулюється задатчиком інтенсивності ЗІ.

Зупинка електропривода виконується зняттям сигналу завдання швидкості на виході задатчика швидкості *ЗШ*. При цьому частота напруги на виході автономного інвертора напруги *АІН* плавно знижується, а двигун *АД* переходить у режим рекуперативного гальмування. Реверс виконується зміною знака сигналу завдання швидкості $u_{зи}$.

Логічна схема блоку керування інвертором змінює при цьому порядок чергування фаз на виході інвертора *АІН* за рахунок зміни первісної послідовності комутації ключів *АІН*.

Контроль швидкості й напруги здійснюється датчиком швидкості *ДШ* і датчиком напруги *ДН*. Керування роботою тиристорного перетворювача *ТП* здійснюється блоком керування *БКП*, а роботою *АІН* – блоком керування *БКІ*.

3.4 Структурна схема скалярної системи керування частотного електропривода, що реалізує закон керування $U_1/f_1 = \text{const}$

Структурна схема СКЕП складається на основі її функціональної схеми.

Структурна схема СКЕП, розроблена у відповідності до функціональної схеми (рис.75), наведена на рисунку 76.

3.5 Передатні функції елементів скалярної системи керування частотним електроприводом із законом регулювання $U/f = \text{const}$

Вихідні дані для розрахунку

Номінальна фазна напруга АД при з'єднанні обмотки статора зіркою

$$U_{1\phi} = \frac{U_H}{\sqrt{3}}. \quad (187)$$

Номінальна фазна напруга АД при з'єднанні обмотки статора трикутником

$$U_{1\phi} = U_H. \quad (188)$$

Максимальна напруга ТП у другій зоні регулювання

$$U_{d\text{ MAX}} = k_{CX\text{ АИН}} U_{1\phi} D_2, \quad (189)$$

де $k_{CX\text{ АИН}}$ – коефіцієнт схеми АИН;

D_2 – діапазон регулювання швидкості в другій зоні.

$$D_2 = \frac{\omega_{\text{MAX}}}{\omega_H}, \quad (190)$$

де ω_{MAX} – максимальна швидкість приводу;

$$\omega_{\text{MAX}} = \frac{2\pi f_{1\text{ MAX}}}{p} (1 - s_H), \quad (191)$$

де $f_{1\text{ MAX}}$ – максимальна частота струму статора на виході АИН.

Максимальна фазна напруга вторинної обмотки погоджувального трансформатора КТП

$$U_{2\phi} = \frac{U_{d\text{ MAX}}}{k_{CX\text{ ТП}}}, \quad (192)$$

де $k_{CX\text{ ТП}}$ – коефіцієнт схеми ТП.

Максимальний сигнал завдання швидкості

$$u_{\text{ЗШ MAX}} = 10\text{ В}. \quad (193)$$

Номінальний сигнал завдання швидкості

$$u_{\text{ЗШ НОМ}} = \frac{u_{\text{ЗШ MAX}}}{D_2}. \quad (194)$$

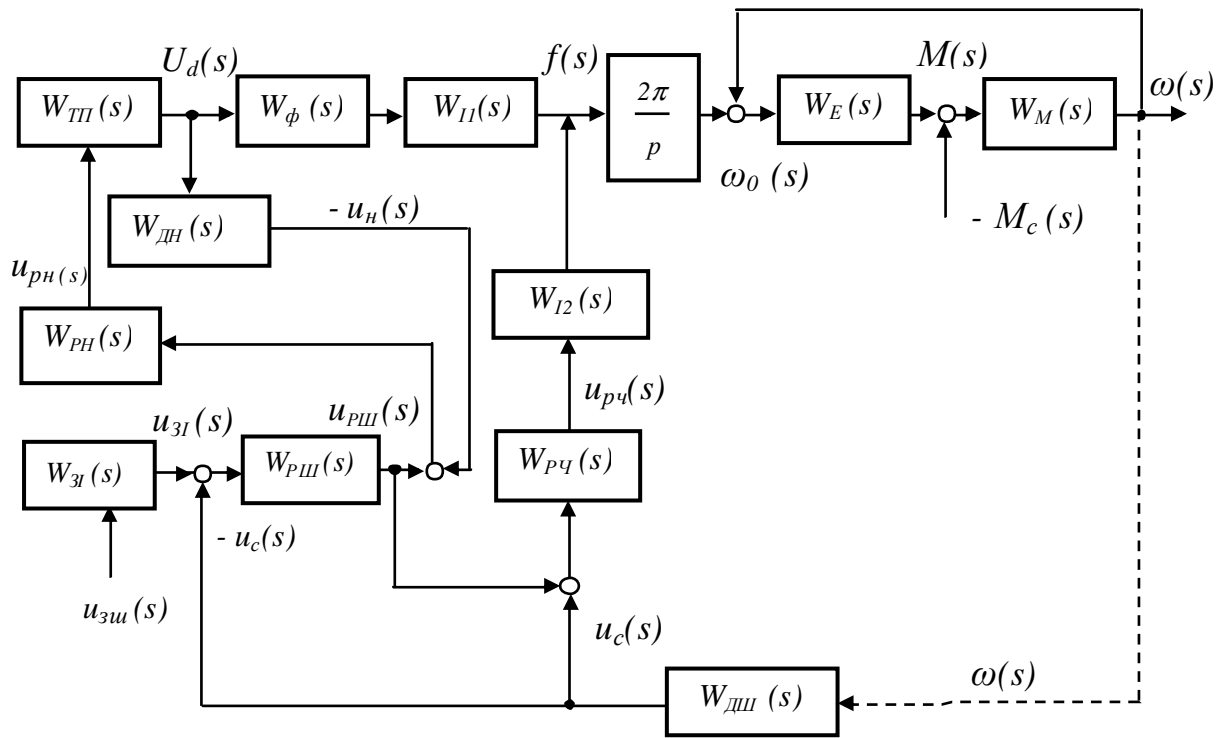


Рисунок 76 – Структурна схема скалярної системи керування за законом $U_1/f_1 = const$

Передатні функції САР

1 Передатна функція електричної частини асинхронного двигуна

$$W_E(s) = \frac{k_{d1}}{T_E s + 1}, \quad (195)$$

де k_{d1} – статичний коефіцієнт передачі електричної частини асинхронного електродвигуна.

$$k_{d1} = \frac{M_H}{\omega_0 - \omega_H}; \quad (196)$$

T_E – електромагнітна постійна двигуна,

$$T_E = \frac{1}{2\pi f_1 s_k}, \quad (197)$$

де s_k – критичне ковзання АД,

$$s_k = s_H (\lambda_M + \sqrt{\lambda_M^2 - 1}), \quad (198)$$

де s_H – номінальне ковзання.

$$s_H = \frac{n_0 - n_H}{n_0}. \quad (199)$$

2 Передатна функція механічної частини двигуна

$$W_M(s) = \frac{1}{J s}, \quad (200)$$

де s – оператор Лапласа.

3 Передатна функція АІН за каналом керування частоти

$$W_{I2}(s) = \frac{k_{I2}}{T_{I2} s + 1}, \quad (201)$$

де k_{I2} – статичний коефіцієнт передачі інвертора за каналом керування частоти;

$$k_{I2} = \frac{f_H}{u_{PC.HOM}}, \quad (202)$$

де T_{I2} – некомпенсована постійна часу АІН.

4 Передатна функція згладжувального фільтра

$$W_\Phi(s) = \frac{1}{T_\Phi s + 1}, \quad (203)$$

де T_Φ – постійна часу згладжувального фільтра

$$T_\Phi = \frac{1}{f_\Pi}, \quad (204)$$

де f_Π – основна гармоніка частоти пульсацій випрямленої напруги.

5 Передатна функція П-регулятора швидкості

$$W_{PШ}(s) = k_{PШ}, \quad (205)$$

де $k_{PШ}$ – статичний коефіцієнт передачі регулятора швидкості, $k_{PШ} = 1$.

6 Передатна функція датчика швидкості

$$W_{DШ}(s) = k_{DШ}, \quad (206)$$

де $k_{ш}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю,

$$k_{ш} = \frac{u_{ш.НОМ}}{\omega_{НОМ}}. \quad (207)$$

Уточнюються значення частоти на виході АІН при номінальному сигналі завдання 10 В:

$$u_{зш.НОМ} k_{рш} k_{рч} k_{12} = f_1. \quad (208)$$

Частота повинна відповідати номінальному значенню – 50 Гц.

7 Передатна функція ІІІ-регулятора напруги

$$W_{PH}(s) = \frac{T_M s + 1}{T_I s}, \quad (209)$$

де T_I – постійна часу ІІІ-регулятора напруги.

T_M – електромеханічна постійна часу приводу;

$$T_M = \frac{J \omega_0 s_k}{M_k}, \quad (210)$$

де M_k – максимальний обертальний момент асинхронного двигуна.

Коефіцієнт передачі пропорційної частини регулятора напруги

$$k_{PH} = \frac{T_M}{T_I}. \quad (211)$$

8 Передатна функція датчика напруги

$$W_{DH}(s) = k_H, \quad (212)$$

де k_H – статичний коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою

$$k_H = \frac{u_{зН}}{U_{НОМ}}, \quad (213)$$

де $u_{зН}$ – номінальний сигнал завдання напруги;

$U_{НОМ}$ – номінальна напруга двигуна.

9 Передатна функція ІІ-регулятора частоти

$$W_{pq}(s) = k_{pq}, \quad k_{pq} = 1. \quad (214)$$

10 Передатна функція тиристорного перетворювача (ланки постійного струму)

$$W_{III}(s) = \frac{k_{III}}{\tau s + 1}. \quad (215)$$

11 Передатна функція АІН за каналом керування напругою

$$W_{II}(s) = \frac{k_{II}}{\tau s + 1}, \quad (216)$$

де k_{II} – статичний коефіцієнт передачі АІН за каналом керування напругою.

$$k_{II} = \frac{f_H}{U_{d\text{ ном}}}. \quad (217)$$

3.6 Оцінка статичних і динамічних властивостей системи регулювання швидкості частотного електропривода з законом керування $U/f = \text{const}$ у середовищі MatLab

При складанні структурної схеми частотного електропривода в MatLab Simulink необхідно програмувати наступні режими:

- пуск із номінальним навантаженням;
- статичний режим роботи електропривода в першій зоні регулювання;
- накид номінального навантаження в першій зоні регулювання;
- скидання номінального навантаження в першій зоні регулювання;
- рекуперативне гальмування в першій зоні регулювання;
- статичний режим роботи електропривода в другій зоні регулювання;
- накид номінального навантаження в другій зоні регулювання;
- скидання номінального навантаження в другій зоні регулювання;
- рекуперативне гальмування в другій зоні регулювання.

На рисунку 77 як приклад подана структурна модель частотного електропривода із двозонним регулюванням швидкості за законом $U/f = \text{const}$

у середовищі MatLab.

На рисунку 78 наведені отримані графіки зміни швидкості ω , струму якоря i й ЕРС E при пуску, нахиді, скиданні навантаження й гальмуван-

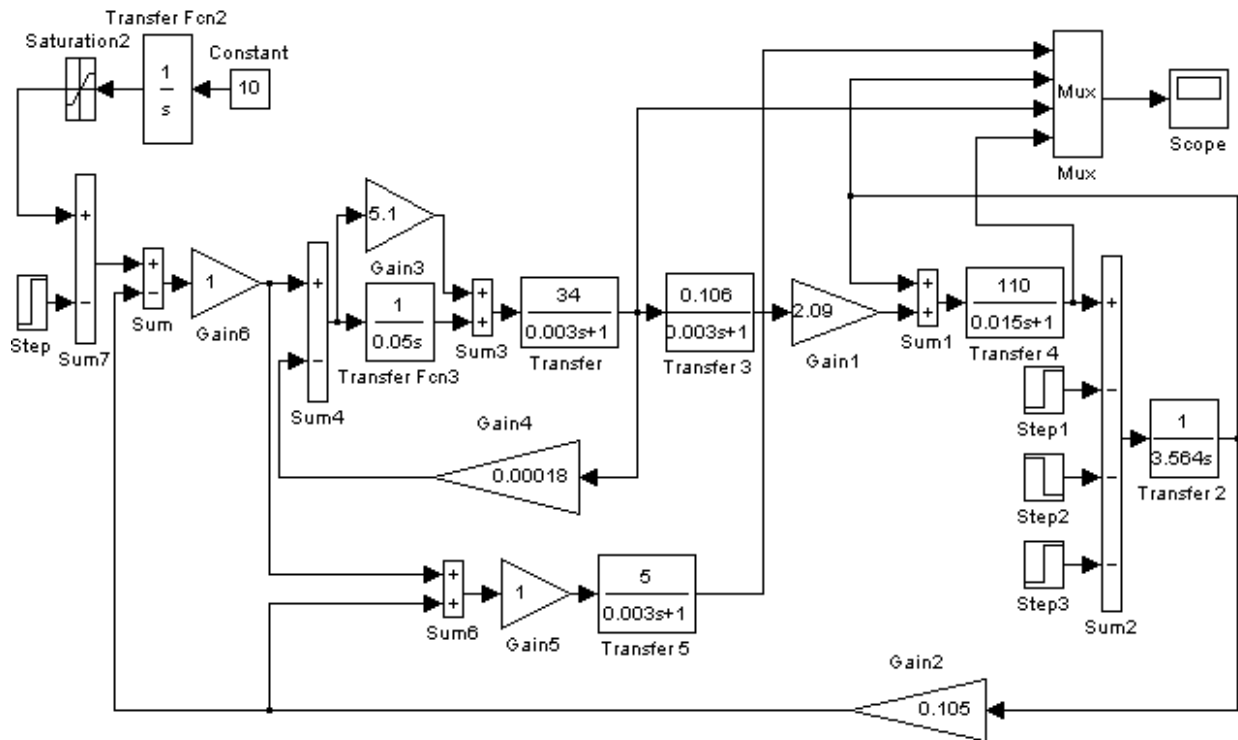


Рисунок 77 - Схема структурной модели частотного электропривода с законом управления $U/f = const$ в MATLAB SIMULINK

ні електропривода в першій зоні регулювання швидкості.

3.7 Скалярне регулювання швидкості частотних електроприводів за законом $\Psi_1 = const$

Закон керування $U_1 / f_1 = const$ не дає можливості забезпечувати стабільну перевантажувальну здатність частотного електропривода, тому що при малих частотах особливо в потужних електроприводах активний опір статора стає сумірним з індуктивним, при цьому критичний момент асинхронного двигуна зменшується через спадання напруги на активному опорі.

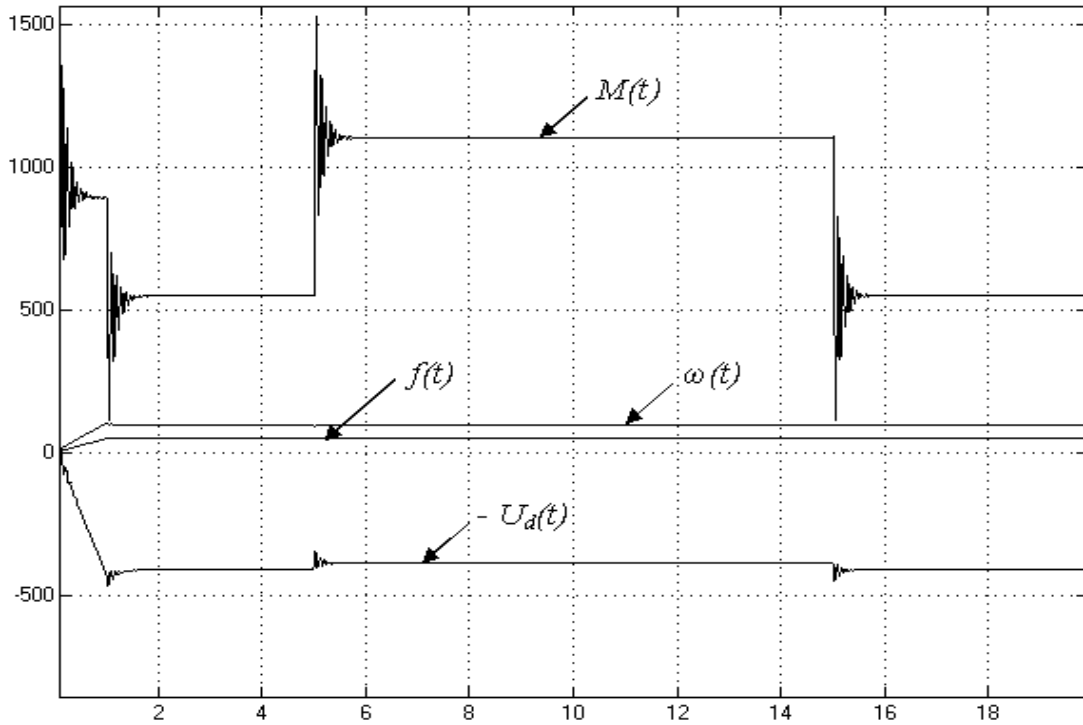


Рисунок 78 - Графіки перехідних процесів $\omega(t)$, $M(t)$, $f(t)$, $U_d(t)$ у частотному електроприводі з законом керування $U_1/f_1 = const$

Для компенсації цього спадання напруги використовують закон керування

$$\frac{E_1}{f_1} = \frac{(U_1 - I_1 r_1)}{f_1} = const, \quad (218)$$

де E_1 – ЕРС статора;

U_1 – напруга статора;

$I_1 r_1$ – спадання напруги на активному опорі статора.

Модуль ЕРС статора E_1 пропорційний потікозчепленню статора Ψ_1 :

$$E_1 = \omega_1 \Psi_1, \quad (219)$$

де $\omega_1 = 2\pi f_1$ – синхронна частота обертання магнітного поля статора.

Тому виконання закону (218) фактично означає стабілізацію модуля потікозчеплення статора:

$$\Psi_1 = const. \quad (220)$$

Цей закон керування дає можливість стабілізувати перевантажувальну здатність частотного електропривода й зменшити статичну помилку регулювання швидкості.

3.8 Схема силового модуля частотного перетворювача с керуванням за законом $\Psi_1 = \text{const}$

Схема силового модуля частотного перетворювача SIMOVERT MASTERDRIVES з керуванням за законом $\Psi_1 = \text{const}$ наведена на рисунку 79. Комплектний електропривід одержує живлення за магістральною лінією через лінійний контактор *KM1* захисної панелі.

У ланцюгу котушки керування лінійного контактора включені контакти реле максимального й нульового захистів, контакти блокувань (на силовій схемі не показані). Частотний перетворювач комутується контактором *KM1*, на який впливають відповідні захисти.

Мережний фільтр на вході частотного перетворювача, виконаний на базі *RC*-ланцюжків (*R1.1...R1.3*, *C1.1...C1.3*), захищає живильну мережу від парних і непарних вищих гармонік несучої частоти модулятора *ШИМ АІН*.

Одночасно фільтр виконує функції *du/dt*-фільтра, що захищає ізоляцію двигуна за допомогою обмеження швидкості наростання напруги й піків напруги на клеммах двигуна до некритичних величин згідно зі стандартом IEC 34-17:1992. *Du/dt*-фільтр призначений для роботи із частотою імпульсів $f_p = 3$ кГц і може працювати із частотами $f_p \leq 3$ кГц.

Мережний трифазний дросель *MD1.1*, виконаний на основі котушок індуктивностей *L1.1...L1.3* з феритовим осередям, обмежує динамічні струми в ланцюгах *АІН*, захищає живильну мережу від парних і непарних гармонік несучої частоти модуляторів *ШИМ АІН* і ланку постійного струму *V1.1*.

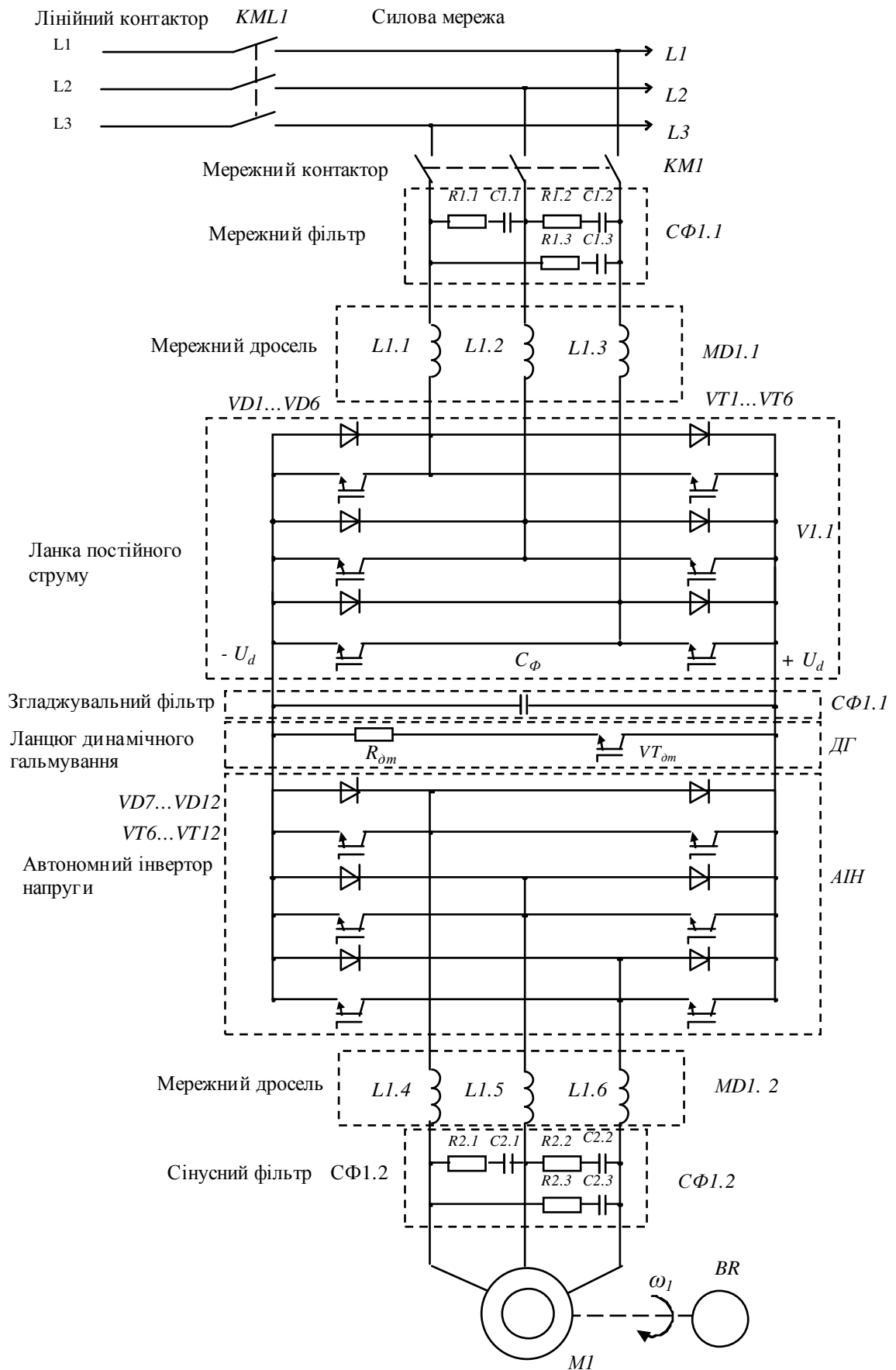


Рисунок 79 - Схема силової частини частотного електропривода з законом керування $\Psi_1 = const$

Ланка постійного струму $VI.1$ ($VD1...VD6$) випрямляє змінний струм за трифазної схеми Ларіонова.

Транзисторні комутатори $VT1...VT6$ зібрані також за трифазної схеми Ларіонова, забезпечують рекуперативне гальмування електропривода в динамічних режимах, коли модуль еРС статора $|E_1|$ більше модуля напруги мережі $|U_M|$, ($|E_1| \geq |U_M|$).

Згладжувальний фільтр $3\Phi 1.1$ зменшує амплітуди пульсацій випрямленої напруги U_d на входах AIH .

Для забезпечення режиму динамічного гальмування асинхронного двигуна в схемі частотного перетворювача передбачен ланцюг, що включає резистор R_{dm} , транзисторний ключ VT_{dm} , що спрацьовує у цьому режимі.

Автономний інвертор напруги AIH що складається з IGBT-транзисторних ключів $VT7...VT12$ і комутаційних діодів $VD7...VD12$, забезпечують перетворення випрямлених напруг U_d у трифазну систему змінних струмів регульованої частоти на основі ШИМ.

Вихідний мережний трифазний дросель $MD1.2$, виконані на основі котушок індуктивностей $L1.4...L1.6$ з феритовими осередям, обмежують динамічні струми в ланцюгах AIH , захищають обмотки статора від парних і непарних низьких гармонік несучої частоти модуляторів ШИМ AIH і ланки постійного струму $VI.1$.

Вихідний мережний фільтр $M\Phi 1.2$, виконані на базі набору режекторних RC-ланцюжків ($R2.1...R2.3$, $C2.1...C2.3$), виконує функції sin-фільтрів, що пропускають практично ідеально синусоїдальні струми від AIH до обмотки статора двигуна $M1$.

Принцип ШИМ пояснюється рисунком 80.

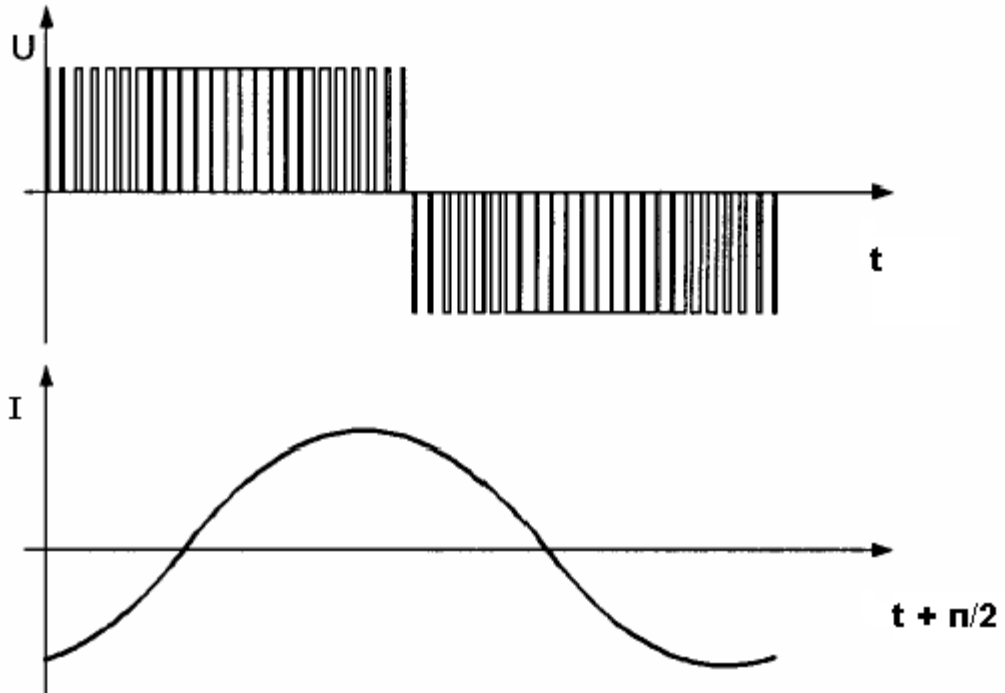


Рисунок 80 - Принцип роботи ШІМ

3.9 Функціональна схема скалярної системи керування частотним електроприводом з регулюванням швидкості за законом $\Psi_1 = \text{const}$

Функціональна схема скалярної системи керування частотного електропривода, що реалізує закон керування $\Psi_1 = \text{const}$, наведена на рисунку 81 .

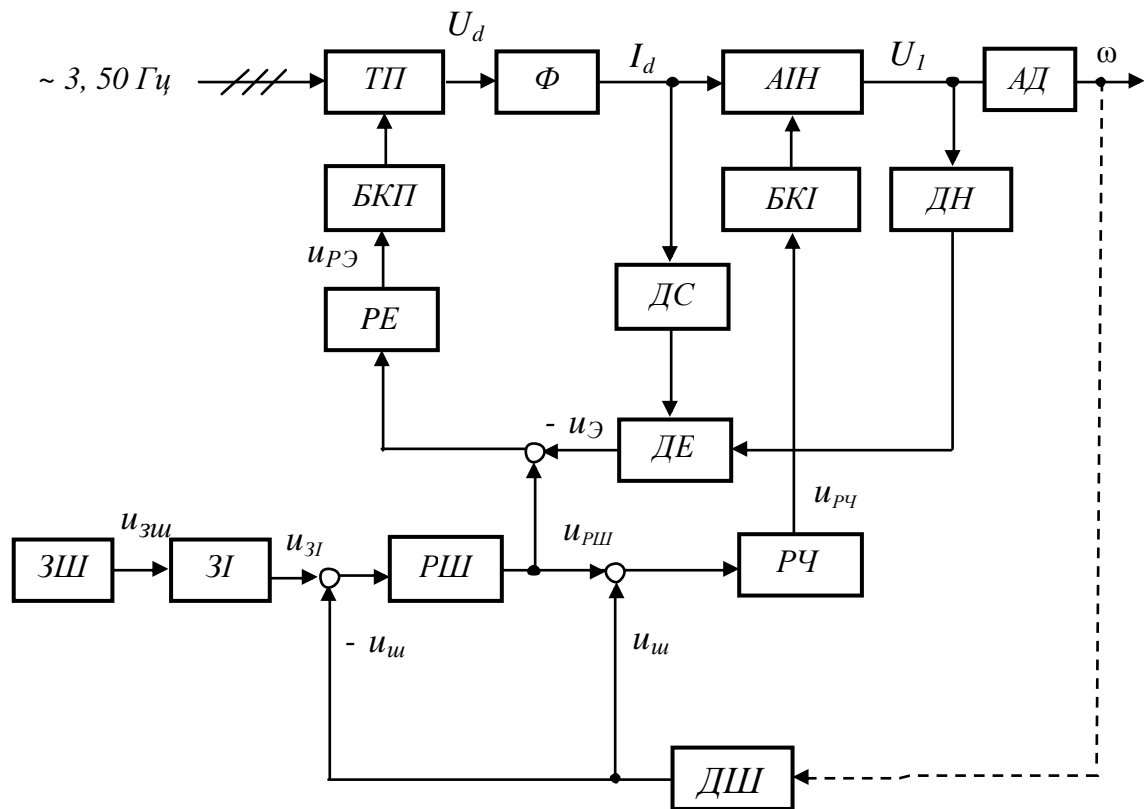


Рисунок 81 - Функціональна схема скалярної системи керування частотним електроприводом за законом $\Psi_1 = const$

На схемі прийняті позначення аналогічні позначенням на рисунку 75, за винятком:

РЕ – регулятор ЕРС;

БКІ – блок керування інвертором;

БКП – блок керування транзисторним перетворювачем;

ДН – датчик напруги статора;

ДС – датчик струму статора;

ДЕ – датчик ЕРС статора;

ТП – транзисторний перетворювач (ланка постійного струму);

Φ – фільтр.

Датчик протиЕРС статора DE вимірює напругу U_1 і струм I_1 статора й робить обчислення ЕРС статора $E_1 = U_1 - I_1 r_1$. Датчик напруги $ДН$ може підключатися до або після AIH .

Також, як і попередня система керування, побудована за принципом двоканалної системи підпорядкованого регулювання частоти з використанням автономного інвертора напруги AIH із широтно-імпульсною модуляцією $ШИМ$.

Перший канал керування включає контур регулювання ЕРС, він підпорядкований зовнішньому контуру – контуру керування швидкістю.

Другий підпорядкований контур – контур регулювання частоти.

Для адаптації регулятора частоти до змін швидкості двигуна при коливаннях навантаження також, як і в попередній системі керування, в ній застосовується позитивний зворотний зв'язок за швидкістю.

Для стабілізації швидкості на валі двигуна на підсумовуючий вхід регулятора швидкості подається сигнал негативного зворотного зв'язку за швидкістю.

Інтенсивність розгону електропривода регулюється задатчиком інтенсивності $ЗИ$.

Зупинка електропривода виконується зняттям сигналу завдання швидкості на виході задатчика швидкості $ЗШ$. При цьому частота напруги на виході автономного інвертора напруги AIH плавно знижується, а двигун AD переходить у режим рекуперативного гальмування.

Реверс виконується зміною знака сигналу завдання швидкості $u_{зм}$.

Логічна схема блоку керування інвертором змінює при цьому порядок чергування фаз на виході інвертора AIH за рахунок зміни первісної послідовності комутації ключів AIH .

Контроль швидкості й напруги й токи здійснюється датчиком швидкості $ДШ$, датчиком напруги $ДН$ і датчиком струму $ДС$ відповідно.

Керування роботою тиристорного перетворювача ТП здійснюється блоком керування $БКП$, а роботою AIH – блоком керування $БКІ$.

3.10 Структурна схема скалярної системи керування частотного електропривода із законом регулювання $\Psi_1 = \text{const}$

Структурна схема скалярної системи керування частотного електропривода, що реалізує закон керування $\Psi_1 = \text{const}$, складена на основі її функціональної схеми і наведена на рисунку 82.

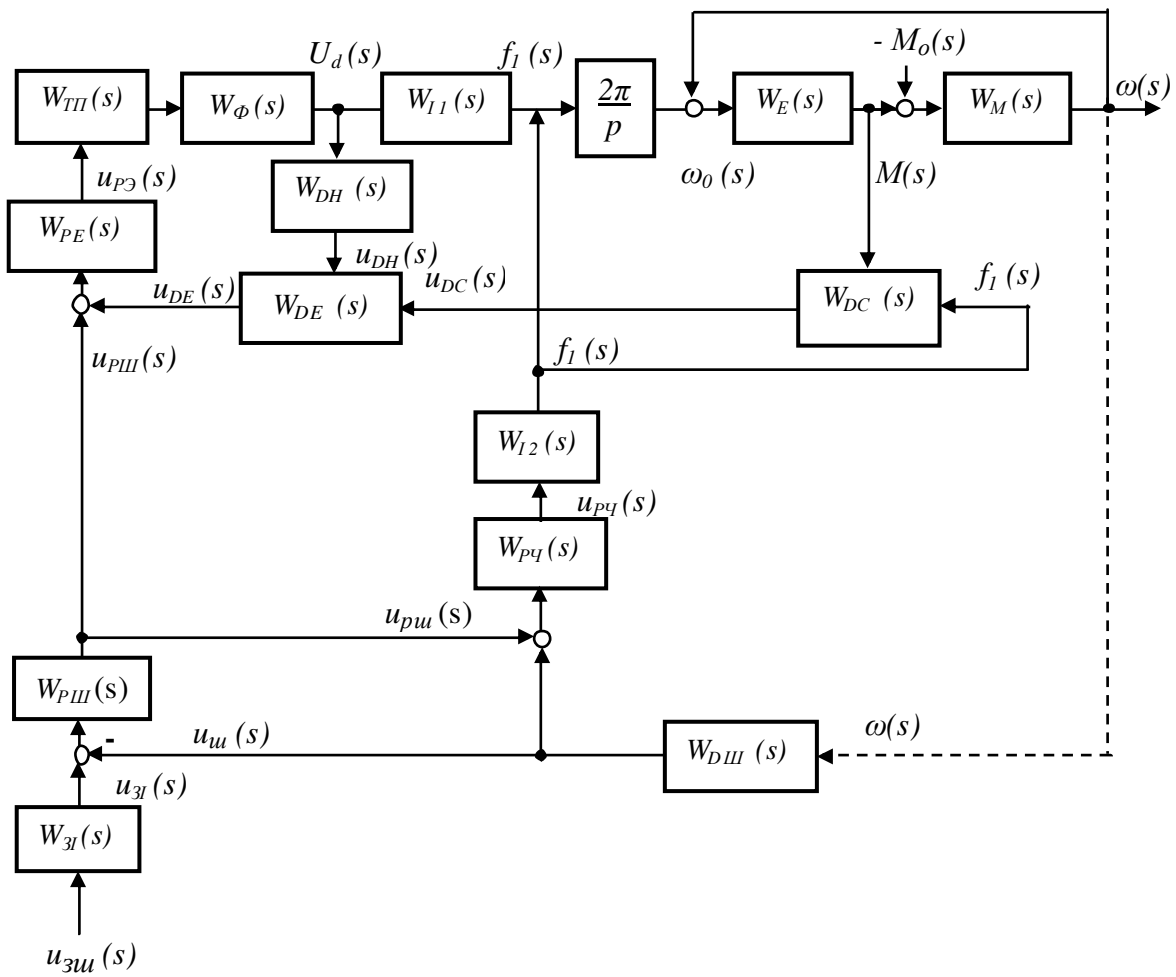


Рисунок 82 – Структурна схема скалярної системи керування частотним електроприводом за законом $\Psi_1 = \text{const}$

3.11 Передатні функції елементів скалярної системи керування частотного електропривода із законом регулювання $\Psi_1 = \text{const}$

1 Передатна функція III -регулятора ЕРС

$$W_{PE}(s) = \frac{k_{PE}(T_{33} + 1)}{T_I};$$

$$T_{33} = T_M.$$

2 Передатна функція II -регулятора частоти

$$W_{PC}(s) = k_{PC}, \quad k_{PC} = 1. \quad (221)$$

3 Передатна функція датчика струму

$$W_{DC}(s) = k_{DC}, \quad (222)$$

де k_{DC} – статичний коефіцієнт передачі датчика струму.

$$k_{DC} = \frac{u_{DC.HOM}}{I_{1.HOM}}, \quad (223)$$

де $u_{DC.HOM}$ – номінальне значення сигналу на виході датчика струму;

$I_{1.HOM}$ – номінальний струм статора, обумовлений за значенням моменту;

$$I_{1.HOM} = \sqrt{\frac{\pi f_1 s_H M_H}{r_2'}}, \quad (224)$$

де M_H – номінальний момент електродвигуна;

r_2' – активний опір ротора.

4 Передатна функція датчика ЕРС

$$W_{DE}(s) = k_{DE}, \quad (225)$$

де k_{DE} – статичний коефіцієнт передачі датчика ЕРС,

$$k_{DE} = \frac{u_{3II.HOM} \delta_\omega}{u_{дн.ном} - r_1 u_{дт.ном}}. \quad (226)$$

Передатні функції інших елементів структурної схеми САР визначаються за методикою, викладеною в підрозділі 3.4.

3.12 Оцінка статичних і динамічних властивостей системи регулювання швидкості частотного електропривода за законом $\Psi_1 = \text{const}$ у середовищі MATLAB SIMULINK

Оцінка статичних і динамічних властивостей системи регулювання швидкості виконується в режимах, зазначених у підрозділі 3.6.

На рисунку 83 як приклад дається структурна модель частотного електропривода рольганга із двозонним регулюванням швидкості за законом $\Psi_1 = \text{const}$ у середовищі MatLab.

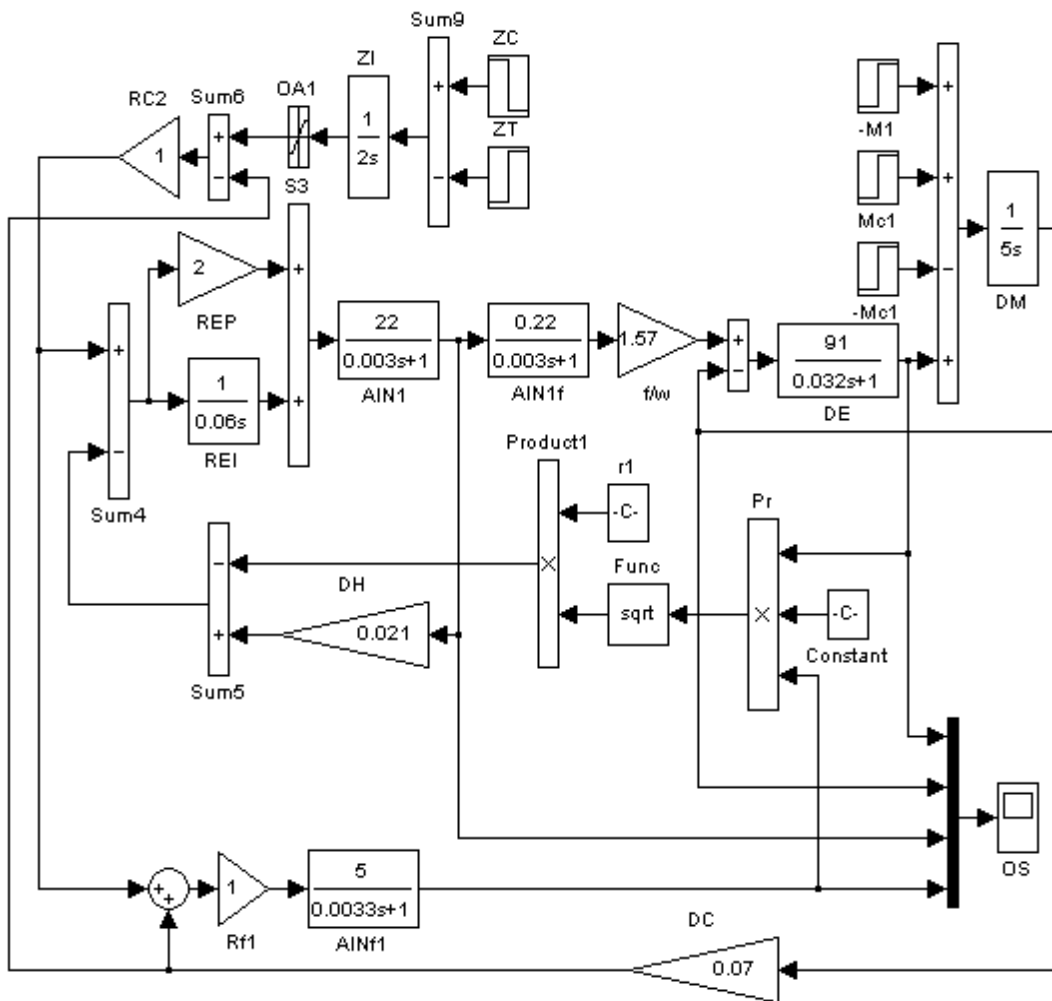


Рисунок 83 - Схема структурної моделі частотного електропривода із законом керування $\Psi_1 = \text{const}$ в MATLAB SIMULINK

На рисунку 84 наведені отримані графіки зміни швидкості ω , моменту M , напругі U_d , частоти f при пуску, накиді та скиданні навантаження і гальмуванні електропривода при номінальному сигналі завдання швидкості. Накид та скидання статичного навантаження здійснюється за допомогою блоків $Mc1$ та $Mc2$. Пуск та гальмування електропривода здійснюється за допомогою блоків програмного керування ZC та ZT.

Значення параметрів передавальних функцій моделі наведені на блоках СКЕП. Струм статора в моделі визначається з обліком залежності (224) за допомогою блоків Pr, sqrt.

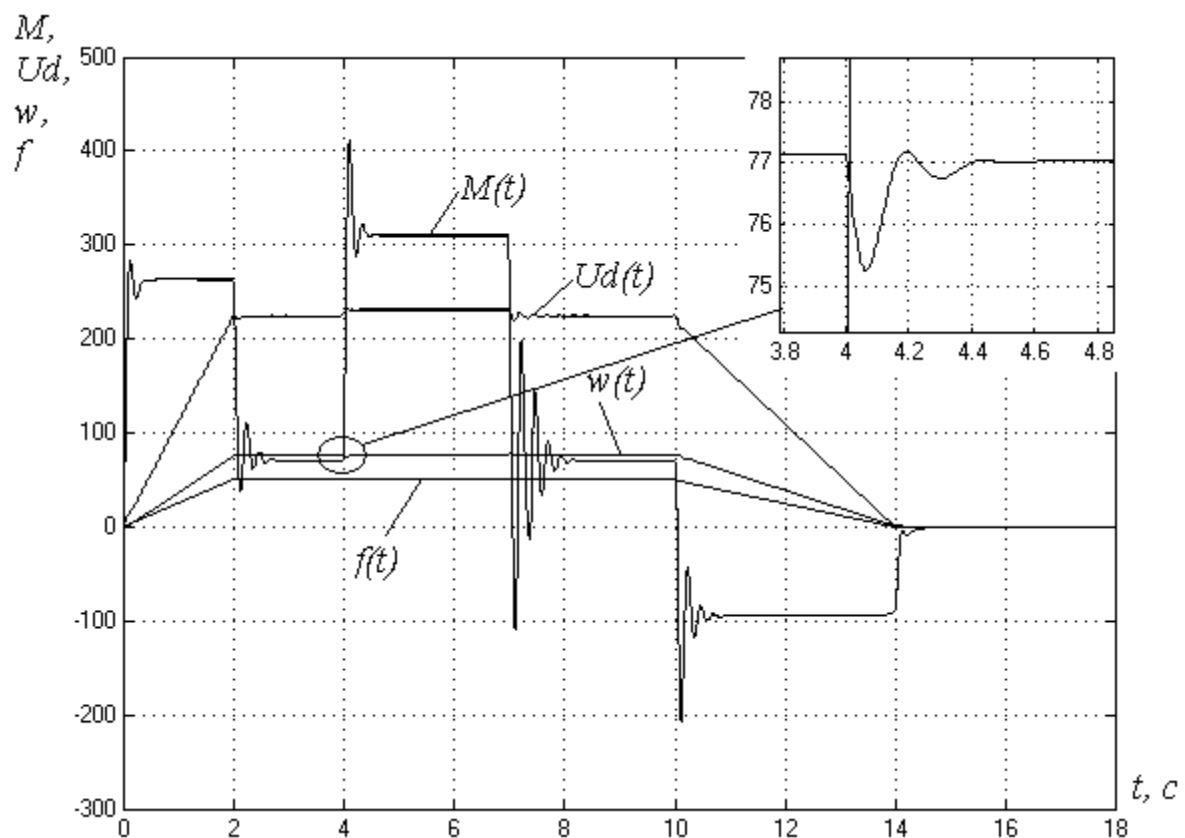


Рисунок 84 - Графіки перехідних процесів $\omega(t), M(t), f(t), U_d(t), f(t)$ у частотному електроприводі з законом управління $\Psi_1 = const$

Поточне значення ЕРС статора визначається в моделі з урахуванням залежності (218) за допомогою блоку Sum 5.

Система керування забезпечує статичну помилку регулювання швидкості не більше 0.04% при двократному збільшенні механічного навантаження від номінального рівня (рис. 84).

3.13 Векторне керування частотним асинхронним електроприводом у перетвореній ортогональній системі координат $x - y$

При синтезі систем керування частотних електроприводів вихідну систему диференціальних рівнянь, що описують електроприводи в трифазній системі, перетворюють у системи диференціальних рівнянь в ортогональних системах координат:

- 1) $\alpha - \beta$, жорстко пов'язаної з нерухомим статором;
- 2) $d - q$, жорстко пов'язаної з обертовим з кутовою частотою ω ротором;
- 3) $x - y$, що обертається з кутовою частотою ω_1 магнітного поля статора.

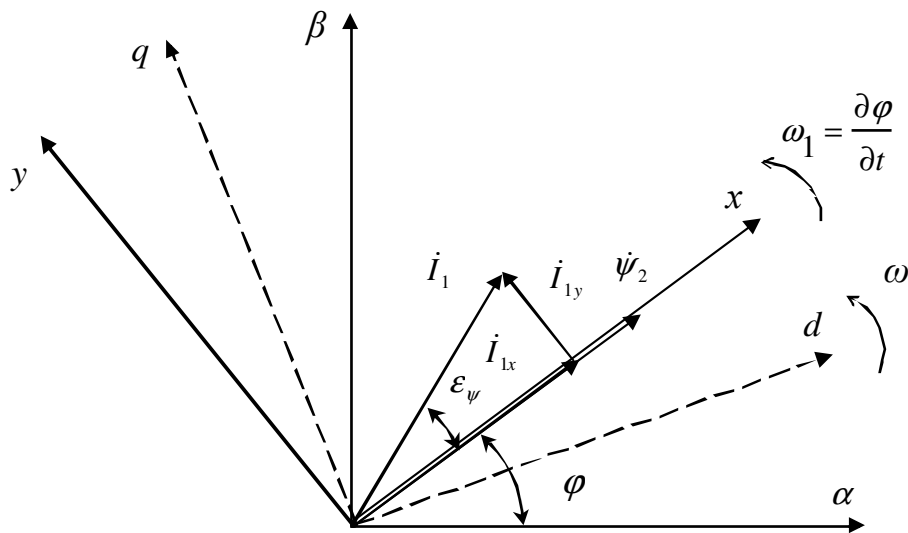


Рисунок 85 – Векторна діаграма струму статора I_1 і потокозчеплення ротора Ψ_2 в перетвореній ортогональній системі координат $x - y$

Такі перетворення дають можливість подати симетричну трифазну електричну машину двофазною, що значно спрощує математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії в електроприводах.

При синтезі систем керування частотним електроприводом, що забезпечують закон керування $\Psi_2 = const$, системи диференціальних рівнянь асинхронного двигуна перетворюють в ортогональну систему координат x - y .

Векторна діаграма струму статора I_1 і потокозчеплення ротора Ψ_2 у перетвореній ортогональній системі координат $x - y$ зображена на рисунку 85.

Проекція струму статора на вісь x є потокозчепною, $I_{1x} \equiv \Psi_2$.

Проекція струму статора на вісь y є моментозчепною, $I_{1y} \equiv M$.

Ідея векторного керування при законі керування $\Psi_2 = const$ ґрунтується на регулюванні складового струму статора $I_{1x} \equiv \Psi_2$.

Можливі 2 принципи векторного керування:

- 1) Регулюють модуль струму статора I_1 й кут ε_ψ ;
- 2) Регулюють проекції струму статора I_{1x} й I_{1y} .

Перший принцип не одержав поширення через складність виміру кута ε_ψ в динамічних режимах, через що в електроприводі виникають некерувані надструми й значні динамічні моменти.

Другий принцип керування використовується у всіх сучасних частотних електроприводах.

Для реалізації цього принципу керування необхідно спочатку трифазну систему струмів статора двигуна перетворити у двофазну, виділивши проекції струму статора на вісь x та y .

Потокозчеплення Ψ_2 можна виміряти за допомогою датчиків Холла, розташованих в основному магнітному полі АД ортогонально або визначити обчисленням за складовими струму статора.

У сучасних частотних електроприводах з векторним керуванням потокозчеплення й швидкість обчислюють за допомогою контролерів з алгоритмів, заснованих на різних непрямих методах з достатньою точністю.

3.14 Функціональна схема системи векторного керування частотним електроприводом за законом $\Psi_2 = const$ з виміром швидкості

Векторна система керування за законом $\Psi_2 = const$ дає можливість одержати електромеханічні властивості АД аналогічні приводу постійного струму. При цьому збільшується швидкодія, значно підвищується надійність приводу.

Функціональна схема системи векторного керування частотним електроприводом за законом $\Psi_2 = const$ у координатах $x - y$ з виміром швидкості наведена на рисунку 86 [32].

На функціональній схемі позазначено:

АІН – автономний інвертор напруги із ШІМ;

ДС1...ДС3 – датчики струму статора;

М – виконавчий двигун;

ВР – датчик швидкості;

РШ – регулятор швидкості;

РП – регулятор потокозчеплення;

РС – регулятор струмів;

ПК1 – перетворювач трифазної координат в ортогональну двофазну $x - y$;

ПК2 – перетворювач ортогональної системи координат $x - y$ у трифазну;

БОП – блок обчислення потокозчеплення;

БО ω – блок обчислення ковзання.

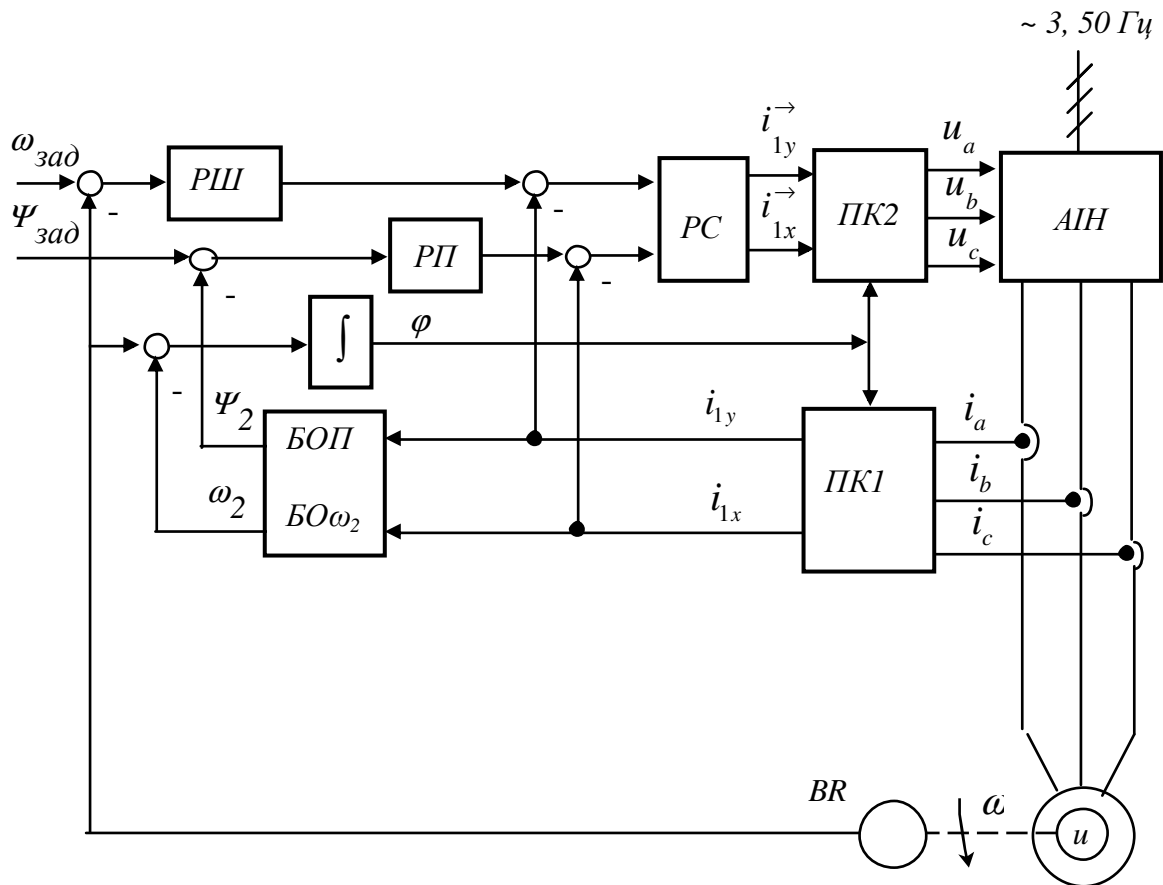


Рисунок 86 – Функціональна схема системи векторного керування частотним електроприводом за законом $\Psi_2 = const$ з вимірюванням швидкості

Струми статора в трьох фазах вимірюються датчиками струму й у координатному перетворювачі *ПК1* перетворюються у двофазні, при цьому визначаються проекції струму статора на осі *x* та *y*.

У блоці *БОП* обчислюється поточне значення потокозчеплення Ψ_2 .

Система керування швидкістю побудована за двоканальним підпорядкованим принципом регулювання.

Підпорядкованими контурами керування є контур регулювання струму i_{1y} і контур регулювання струму i_{1x} .

У такий спосіб система керування забезпечує стабілізацію заданого значення потокозчеплення Ψ_2 і регулювання динамічного моменту.

3.15 Структурна схема системи векторного керування в координатах $x - y$ частотного електропривода із законом $\Psi_2 = \text{const}$

За математичною моделлю системи керування й векторних діаграм встановлено [34], що:

- 1 Потокочеплення Ψ_2 пропорційне струму i_{1X} ($\psi_2 \equiv i_{1X}$).
- 2 Електромагнітний обертальний момент M пропорційний i_{1Y} ($M \equiv i_{1Y}$).
- 3 Струм $i_{1X} \equiv U_{1X}$.
- 4 Струм $i_{1Y} \equiv U_{1Y}$.

З урахуванням цих співвідношень і функціональної схеми СКЕП без обліку прямих і зворотних координатних перетворень, обчислень Ψ_2 й ω_2 структурна схема СКЕП є аналогічною структурі двозонного електропривода постійного струму (рис. 87).

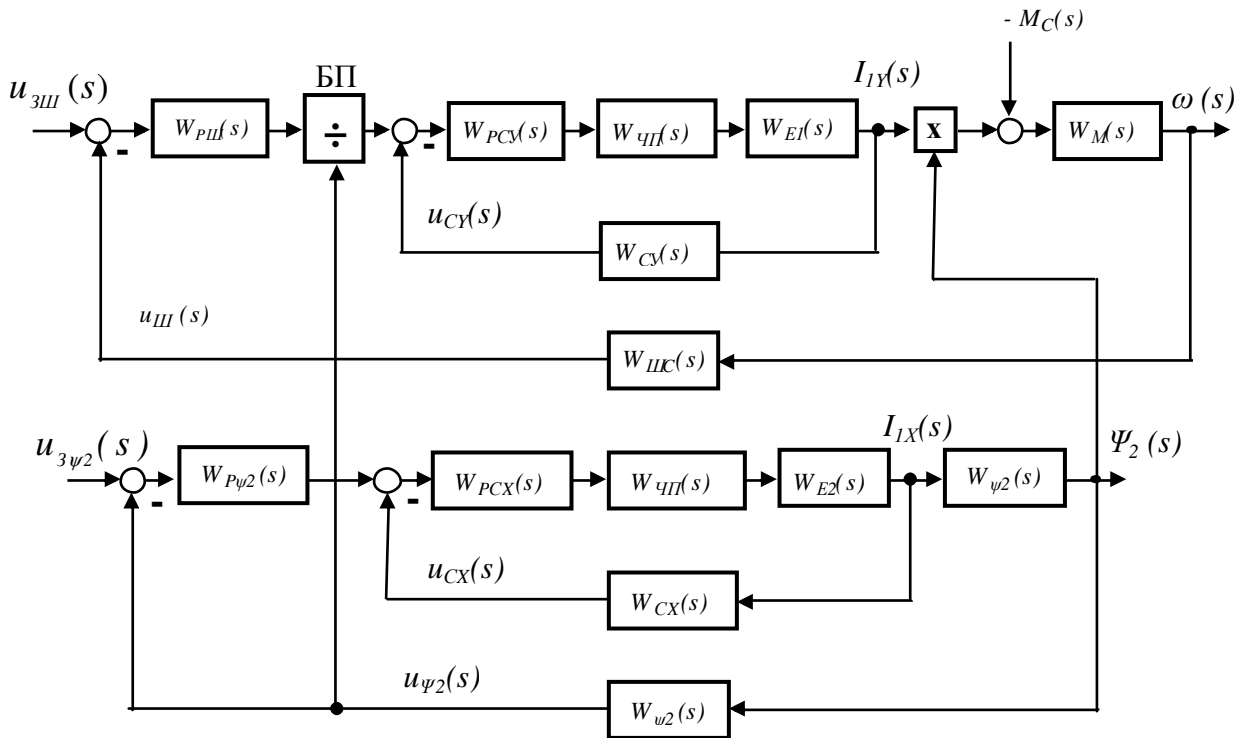


Рисунок 87 – Структурна схема системи векторного керування частотним електроприводом за законом $\Psi_2 = \text{const}$

3.16 Передатні функції елементів структурної схеми аналогової СКЕП з векторним керуванням

У зв'язку зі значним обсягом обчислювальних операцій аналогові система векторного керування частотним електроприводом не забезпечують необхідні показники якості регулювання швидкості.

Розрахунок параметрів аналогової системи керування доцільно робити з метою наступної параметризації цифрової системи керування.

З урахуванням високої роздільної здатності імпульсних засобів виміру технологічних параметрів електропривода, високою розрядністю й частотою генераторів синхроімпульсів сучасних мікропроцесорів погрішність параметризації керуючих контролерів приводів не перевищує 1%. Ця погрішність легко усувається в процесі налагодження системи керування.

Параметри каналу регулювання швидкості

Передатна функція ланцюга зворотного зв'язку за струмом i_{Iy} :

$$W_{CV}(p) = k_{CV}, \quad (227)$$

де
$$k_{CV} = \frac{u_{ЗCV.НОМ}}{\lambda \cdot I_{IV.НОМ}}; \quad (228)$$

λ - припустима кратність струму;

$$I_{IV} = \frac{M_H}{\frac{3}{2} k \psi_{2.НОМ}}; \quad (229)$$

$$k = p_{\Pi} \frac{L_{12}}{L_2}; \quad (230)$$

$$\psi_{2.НОМ} = L_2 I_{2.НОМ} + L_{12} I_{I.НОМ}, \quad (231)$$

де L_1, L_2 – наведені індуктивності обмоток статора й ротора відповідно;

L_{12} – взаємна індуктивність між статором і ротором;

$$L_1 = (1 + \sigma_1)L_{12}; \quad (232)$$

$$L_2 = (1 + \sigma_2)L_{12}; \quad (233)$$

σ_1, σ_2 – коефіцієнти розсіювання магнітних полів статора й ротора відповідно;

p_{II} – кількість пар полюсів двигуна;

$I_{1НОМ}, I_{2НОМ}$ – номінальні струми статора й ротора відповідно.

Передатна функція регулятора струму i_{Iy} :

$$W_{PCV}(s) = k_{PCV} + \frac{1}{T_{PCV}s}, \quad (234)$$

де k_{PCV} – статичний коефіцієнт передачі пропорційної частини ПИ-регулятора струму.

$$k_{PCV} = \frac{T_1 R_{E1}}{2\tau k_{чII} k_{CV}}, \quad (235)$$

де T_1 – постійна часу статора;

$$T_1 = \frac{X_1 / 2\pi f_H}{R_{\Sigma 1}}; \quad (236)$$

X_1 – індуктивний опір статора

$$R_{\Sigma 1} = R_{\Sigma 2} = R_1 + \frac{L_{12}^2}{L_2} R_2; \quad (237)$$

R_1, R_2 – активні опори обмоток статора й ротора відповідно при робочій температурі;

τ – некомпенсована постійна часу системи керування приводу;

$k_{чII}$ – еквівалентний статичний коефіцієнт передачі частотного перетворювача;

$$k_{чII} = \frac{f_{IH}}{u_{3ч.НОМ}}, \quad (238)$$

де $u_{зч.НОМ}$ – номінальне завдання за частотою; для однозонних приводів $u_{зч.НОМ} = 10B$;

$T_{РТУ}$ – постійна часу регулятора струму;

$$T_{РТУ} = \frac{2\tau k_{чП} k_{сУ}}{R_{Э1}}; \quad (239)$$

Передатна функція частотного перетворювача

$$W_{чП}(s) = \frac{k_{чП}}{T_{чП}s + 1}, \quad (240)$$

де $T_{чП} = \tau$.

Передатна функція електричної частини двигуна за каналом регулювання струму $i_{1у}$

$$W_{Е1}(s) = \frac{1/R_{Э1}}{T_{Е1}s + 1}, \quad (241)$$

де

$$T_{Е1} = \frac{L_1(L_1L_2 - L_{12}^2)}{R_1L_2^2 + L_{12}^2R_2}. \quad (242)$$

Передатна функція механічної частини двигуна

$$W_M(s) = \frac{1}{J s}. \quad (243)$$

Передатна функція ІІІ-регулятора швидкості

$$W_{РШ}(s) = k_{РШ} + \frac{1}{T_{РШ}s}, \quad (244)$$

$k_{РШ}$ – статичний коефіцієнт передачі регулятора швидкості

$$k_{РШ} = \frac{J k_{ТУ}}{6 p_{II} \frac{L_{12}}{L_2} k_{Ш} \tau}, \quad (245)$$

де $T_{РШ}$ – постійна часу інтегруючої частини ІІІ-регулятора швидкості

$$T_{PII} = \frac{24 p_{II} L_2 k_{III} \tau^2}{J k_{TV} L_{12}}, \quad (246)$$

k_{III} – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю.

Передатна функція ланцюга зворотного зв'язку за швидкістю

$$W_{III}(s) = k_{III}, \quad (247)$$

де

$$k_{III} = \frac{u_{3III.HOM}}{\omega_{HOM}}, \quad (248)$$

$u_{3III.HOM}$ – сигнал завдання номінальної швидкості.

Параметри каналу регулювання поточозчеплення ψ_2

Передатна функція ланцюга зворотного зв'язку за струмом

$$W_{CX}(s) = k_{CX}, \quad (249)$$

$$k_{CX} = \frac{U_{3CX.HOM}}{I_{1X.HOM}}; \quad (250)$$

$$U_{3CX.HOM} = 10 \text{ В};$$

$$I_{1.HOM} = \psi_{2.HOM} \frac{T_2}{L_2}; \quad (251)$$

$$T_2 = \frac{L_2}{R_2}. \quad (252)$$

де T_2 – постійна часу ротора.

Передатна функція регулятора струму i_{1X} є динамічною ланкою III-регулятора

$$W_{PCX}(s) = k_{PCX} + \frac{1}{T_{PCX} s}, \quad (253)$$

де k_{PCX} – статичний коефіцієнт передачі пропорційної частини III-регулятора струму

$$k_{PCX} = \frac{T_1 R_{\partial 2}}{2\tau k_{\text{III}} k_{CX}}; \quad (254)$$

де $R_{\partial 2} = R_{\partial 1}$;

T_{PCX} – постійна часу інтегруючої частини *III*-регулятора струму i_{1x}

$$T_{PTX} = \frac{2\tau k_{\psi\Pi} k_{TX}}{R_{\Sigma 2}}. \quad (255)$$

Передатна функція ланцюга зворотного зв'язку з потокозчепленням

$$W_{\psi}(s) = k_{\psi}, \quad (256)$$

$$k_{\psi} = \frac{u_{3\Psi_{НОМ}}}{\Psi_{2_{НОМ}}}; \quad (257)$$

де $u_{3\Psi_{НОМ}}$ – сигнал завдання номінального потокозчеплення.

Передатна функція регулятора потокозчеплення

$$W_{P\Psi 2}(s) = k_{P\Psi 2} + \frac{1}{T_{P\Psi 2} s}, \quad (258)$$

де $k_{P\Psi 2}$ – статичний коефіцієнт передачі пропорційної частини *III*-регулятора потокозчеплення.

$$k_{P\Psi 2} = \frac{T_2 k_{TX}}{T_{\psi} k_{\psi} L_{12}}, \quad (259)$$

де $T_{\psi} = \tau$ (береться з урахуванням модульного оптимуму);

$$T_2 = \frac{L_2}{R_2}. \quad (260)$$

$T_{P\Psi 2}$ – постійна часу *III*-регулятора потікозчеплення;

$$T_{P\Psi 2} = \frac{T_{\psi} k_{\psi} L_{12}}{k_{CX}}. \quad (261)$$

Передатна функція електричної частини двигуна за каналом регулювання струму i_{1x}

$$W_{E2}(s) = W_{E1}(s) = \frac{1/R_{\Sigma 2}}{T_{E2} s + 1}, \quad (262)$$

де $T_{E1} = T_{E2}$.

Передатна функція перетворювання струму i_{1x} у потокозчеплення ψ_2

$$W_{\psi_2}(s) = \frac{L_{12}}{T_2 s + 1}. \quad (263)$$

3.17 Оцінка статичних і динамічних властивостей системи регулювання швидкості частотного електропривода за законом керування $\Psi_2 = \text{const}$ у середовищі MatLab

Оцінка статичних і динамічних властивостей системи регулювання швидкості виконується в режимах, зазначених у підрозділі 3.6.

На рисунку 88 як приклад дається структурна модель частотного електропривода головного руху токаного верстату із двозонним регулюванням швидкості за законом $\Psi_2 = \text{const}$ у середовищі MatLab.

На рисунку 89 наведені отримані за допомогою моделі графіки зміни швидкості ω , моменту M , потокозчеплення Ψ_2 при пуску, накиді та скиданні навантаження і гальмуванні електропривода при номінальному сигналі завдання швидкості.

3.18 Виконання самостійної роботи «Аналогові системи керування електроприводами змінного струму»

Зміст розрахунково-пояснювальної записки записки залежно від варіанта завдання передбачає наявність наступних розділів:

Реферат.

Вступ.

Завдання на проектування системи керування електроприводом.

1 КОМПЛЕКТНИЙ ЧАСТОТНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ

1.1 Силовий трансформатор.

1.2 Ланка сталого струму.

1.3 Автономний інвертор напруги.

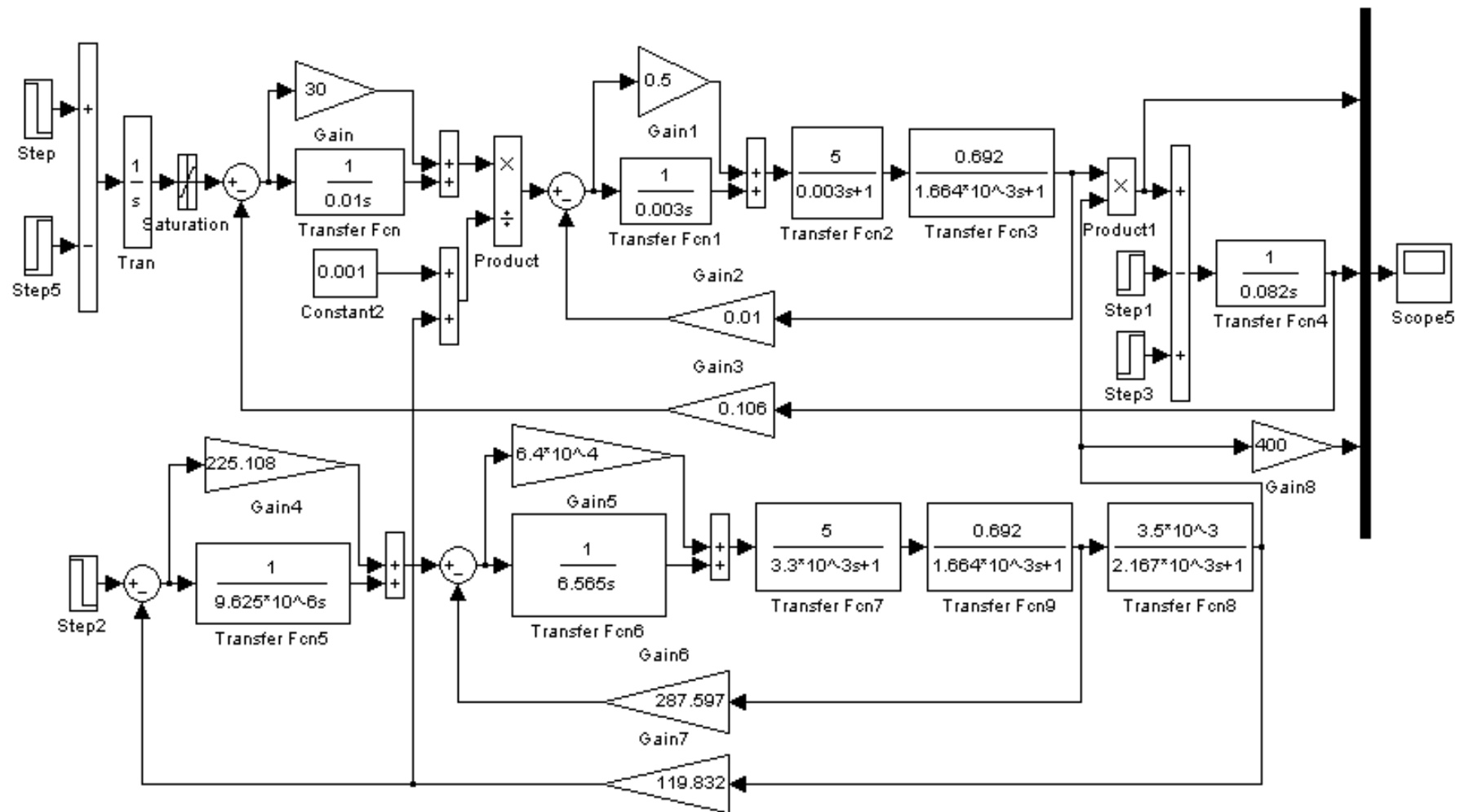


Рисунок 88 – Схема структурної моделі векторної системи керування у MatLab Simulink

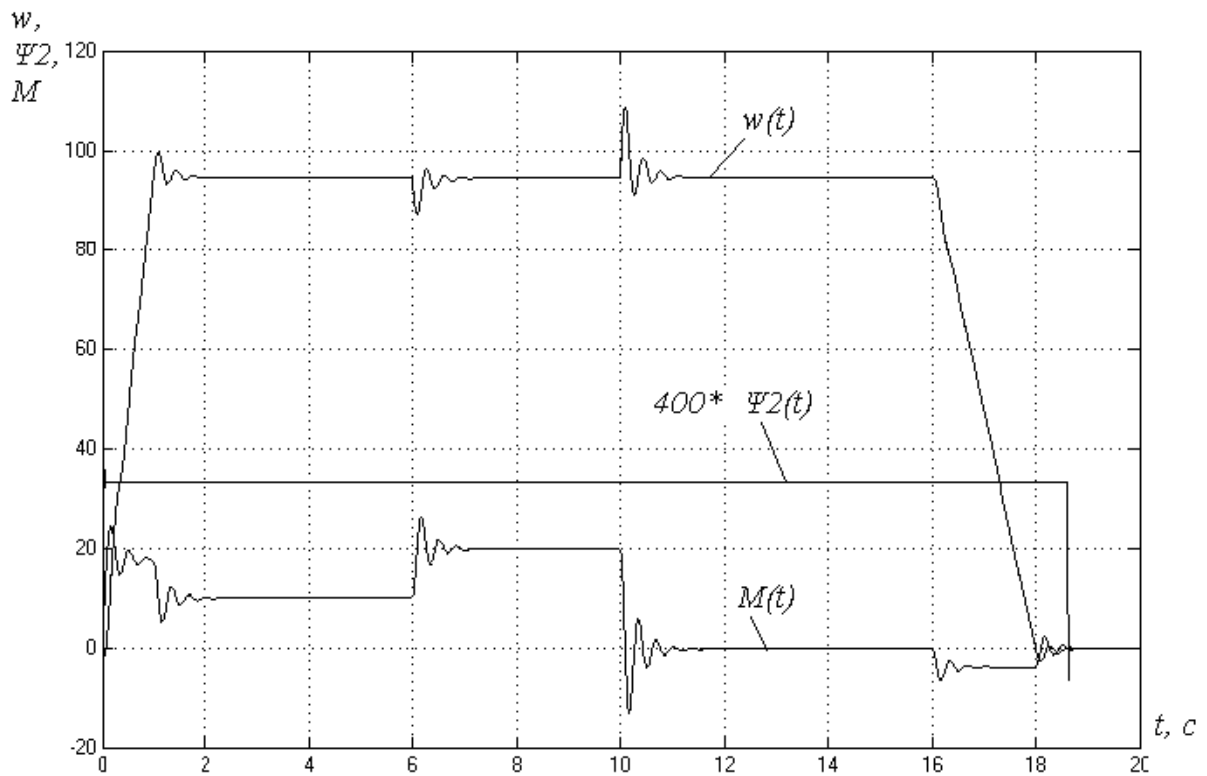


Рисунок 88 - Графики переходних процесів $\omega(t)$, $M(t)$, $f(t)$, $\Psi_2(t)$ в частотному електроприводі з законом управління $\Psi_2 = const$

1.4 Згладжувальні та мережеві фільтри.

1.5 Принципова силова схема частотного електропривода.

2 ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА
З РОЗІМКНУТОЮ САР У СТАТИЧНИХ РЕЖИМАХ ПРИ
РЕГУЛЮВАННІ ЧАСТОТИ.

3 ФУНКЦІОНАЛЬНА І СТРУКТУРНА СХЕМИ СИСТЕМИ
КЕРУВАННЯ ЧАСТОТНИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

3.1 Опис роботи системи керування.

3.2 Передатні функції системи керування частотним електроприво-

дом.

4 ОЦІНКА СТАТИЧНИХ І ДИНАМІЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ
СИСТЕМИ РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ ЧАСТОТНОГО
ЕЛЕКТРОПРИВОДА

4.1 Структурне моделювання двозонного електропривода у середовищі MatLab.

4.2 Електромеханічні перехідні процеси в електроприводі при пуску, накиді та скиданні навантаження, гальмуванні у всіх зонах регулювання швидкості.

4.3 Оптимізація показників якості регулювання синтезованої СУЕП у середовищі MatLab і оцінка їх заданих.

Висновок.

4.4 Стійкість САР.

Заклучення.

Література.

Додатки.

Графічна частина самостійної роботи складається із чотирьох демонстраційних аркушів формату А3.

Аркуш 1 - Статичні характеристики електропривода

Зображуються кінематична схема механізму і графіки статичних електромеханічних характеристик електропривода з розімкнутою і зімкнутою САР.

Аркуш 2 - Силова схема частотного електропривода

Зображується принципова силова електрична схема електропривода.

Аркуш 3 - Схеми керування електроприводом

На цьому аркуші зображуються функціональна та структурна схеми СКЕП.

Аркуш 4 - Перехідні процеси в електроприводі

На аркуші 4 зображуються структурна схема моделі СКЕП і графіки в електроприводі із синтезованої і оптимізованої САР при пуску, накиді та скиданні навантаження і гальмуванні для номінального, мінімального та максимального завдання швидкості у всіх зонах регулювання.

3.19 Технічні вимоги до частотного електропривода регулювання швидкості механізму головного руху механообробного верстата

Силова частина СКЕП виконується на базі комплектного частотного перетворювача з ланкою постійного струму і автономним інвертором напруги із ШІМ.

Сигнал завдання швидкості повинен змінюватися в межах ± 10 В. Обмеження динамічних пускових струмів і прискорень приводу забезпечується задатчиком інтенсивності. Тривалість розгону визначається за даним у таблиці 5 припустимим прискоренням.

Залежно від завдання система автоматичного регулювання швидкості (САР) може мати один або два канали регулювання:

- 1 Канал регулювання напруги статора.
- 2 Канал регулювання частоти на виході *АІН*.

САР частотного регулювання швидкості залежно від завдання можуть мати закони керування:

- 1) $U_1/f_1 = \text{const.}$
- 2) $\Psi_1 = \text{const.}$
- 3) $\Psi_2 = \text{const.}$

Задатчик швидкості в першій і другій зонах – один, загальний для обох зон.

Реверс приводу повинен забезпечуватися зміною порядку чергування фаз на виході *АІН*.

Електромеханічне гальмування застосовується двох типів залежно від завдання – динамічне й рекуперативне.

Вихідні дані для розробки скалярних систем керування частотних електроприводів наведені в таблиці 5.

Таблиця 5 - Вихідні дані для розробки скалярних систем керування частотних електроприводів

Варіант	Кількість зон регулювання	Тип двигуна (додаток Д)	Закон керування	Тип САР	Діапазон регулювання швидкості в 1 зоні	Діапазон регулювання швидкості в 2 зоні	Спосіб електромеханічного гальмування	Статична помилка регулювання, δ_{ω} , %	Динамічна помилка регулювання, σ_{ω} , %	Припустиме прискорення, $\varepsilon_{пр}$, рад/с ²
1	1	F011-6	U/f = const	ЗС	4	2	Рекуп.	1	20	150
2	2	F411-8	Ψ_1 =const	ЗС	10	2	Динам.	2	20	230
3	1	H1126	Ψ_2 = const	ЗС	5	-	Рекуп.	1	10	200
4	2	H3118	U/f = const	РС	20	4	Динам.	0.1	10	100
5	1	F012-6	Ψ_1 =const	ЗС	4	3	Рекуп.	1	15	590
6	2	F111-6	Ψ_2 = const	ЗС	10	2	Динам.	0.1	10	250
7	1	F1126	U/f = const	РС	4	2	Рекуп.	1	20	230
8	2	F211-6	Ψ_1 =const	ЗС	15	4	Динам.	2	20	800
9	1	F311-6	Ψ_2 = const	ЗС	5	4	Рекуп.	1	10	110
10	2	F312-6	U/f = const	ЗС	30	4	Динам.	0.1	10	140
11	1	F411-6	Ψ_1 =const	ЗС	40	2	Рекуп.	1	15	900
12	2	F412-6	Ψ_2 = const	ЗС	20	2	Динам.	0.1	10	800
13	1	F311-8	U/f = const	ЗС	4	4	Рекуп.	1	20	590
14	2	F312-8	Ψ_1 =const	ЗС	50	2	Динам.	2	20	600
15	1	F412-8	Ψ_2 = const	ЗС	1	2	Рекуп.	1	10	770
16	1	H1111-6	U/f = const	ЗС	40	4	Динам.	0.1	10	120
17	1	H112-6	Ψ_1 =const	РС	4	2	Рекуп.	1	15	900
18	2	H211-6	Ψ_2 = const	ЗС	10	2	Динам.	0.1	10	100
19	1	H311-6	U/f = const	ЗС	4	2	Рекуп.	1	20	160
20	2	H312-6	Ψ_1 =const	ЗС	40	2	Динам.	2	20	250
21	1	H411-6	Ψ_2 = const	ЗС	5	4	Рекуп.	1	10	300
22	2	H412-6	U/f = const	ЗС	30	4	Динам.	0.1	10	800
23	1	H311-8	Ψ_1 =const	ЗС	4	2	Рекуп.	1	15	900
24	2	H312-8	Ψ_2 = const	ЗС	20	2	Динам.	0.1	10	150
25	1	H411-8	U/f = const	ЗС	4	4	Рекуп.	1	20	300
26	2	H412-8	Ψ_1 =const	ЗС	5	2	Динам.	2	20	400
27	2	H511-8	Ψ_2 = const	ЗС	5	2	Рекуп.	1	10	120
28	2	H512-8	U/f = const	РС	10	4	Динам.	0.1	10	200
29	1	H512-8	Ψ_1 =const	ЗС	4	3	Рекуп.	1	15	350
30	2	H311-6	Ψ_2 = const	ЗС	50	2	Динам.	0.1	10	340
31	1	F412-8	U/f = const	ЗС	4	4	Рекуп.	1	20	400
32	2	H411-6	Ψ_1 =const	ЗС	25	2	Динам.	2	20	300
33	1	H412-6	Ψ_2 = const	ЗС	4	2	Рекуп.	1	20	800
34	2	H311-8	U/f = const	ЗС	30	2	Динам.	2	20	140
35	1	H312-8	Ψ_1 =const	ЗС	5	2	Рекуп.	1	10	250
36	2	H411-8	Ψ_2 = const	ЗС	20	4	Динам.	0.1	10	300
37	1	H412-8	U/f = const	ЗС	4	2	Рекуп.	1	15	220
38	2	H511-8	Ψ_1 =const	ЗС	10	2	Динам.	0.1	10	120
39	1	H512-8	Ψ_2 = const	ЗС	8	4	Рекуп.	1	20	200
40	2	H512-8	U/f = const	ЗС	10	2	Динам.	2	20	350
42	1	H311-6	Ψ_1 =const	РС	16	2	Рекуп.	1	20	340

4 ЦИФРОВІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Цифрові системи керування (ЦСК) відрізняються від аналогових тим, що алгоритм керування реалізується за допомогою цифрової електронної обчислювальної машини (ЦЕОМ) або мікропроцесорного комплексу, названого контролером. У них керуючі сигнали в будь-який момент часу являють цифровий код у двійково-восьмиричній або двійково-шістнадцятиричній системі числення.

Фізично в комп'ютері або контролері інформація подається у вигляді кодованих послідовностей імпульсів, переданих багатоканальними шинами між регістрами арифметико-логічного пристрою (АЛУ), блоками пам'яті, зовнішніми портами, спеціальними пристроями, наприклад, таймерами, контролерами переривань і т.п.. Тому іноді цифрові системи керування називають імпульсними. Послідовності електричних імпульсів у комп'ютері передаються з тактовою частотою генератора синхроімпульсів.

Час між сусідніми послідовностями імпульсів називають кроком дискретизації. За цей час відбувається втрата інформації, але у зв'язку з високими частотами сучасних генераторів синхроімпульсів (від десятків мегагерц до декількох гігагерц) цей час дуже малий й становить $10^{-5} \dots 10^{-8}$ с. Тому помилки квантування за часом ЦСК набагато менше помилок аналогових систем керування, зв'язаних, наприклад, з перешкодами.

ЦСК також дозволяють реалізувати більш складні принципи керування – фаззи-керування, керування за нейросітковими технологіями і т.п..

4.1 Мікропроцесорна система програмного керування

Для забезпечення можливості погодженої роботи декількох механізмів, які починають рухатися електроприводом системи ТП-Д у єдиному технологічному процесі, наприклад, у верстатах зі ЧПК, штабелерах, кон-

веєрах у системі гнучких автоматизованих систем (ГАС), роботах, маніпуляторах й ін., застосовують програмні пристрої. Останнім часом як такі пристрої усе ширше використовуються мікропроцесорні комплекти (контролери), які дозволяють керувати роботою машин і механізмів за будь-якою легко перебудовальною програмою.

Алгоритми керування електроприводами, як правило, пов'язані з формуванням певних законів регулювання швидкостей, що забезпечують виконання технологічних операцій у заданій логічній послідовності.

У промисловості, особливо там, де є ГАС, часто зустрічаються завдання програмного керування об'єктом (фрезерним або токарським верстатом, роторним або крокуючим екскаватором, конвеєром або маніпулятором) у функції часу. Для об'єкта, який починає рухатися електроприводом, програмне керування часто описується функцією

$$n_i = f(T_i), \quad (264)$$

де n_i – частота обертання вала електродвигуна (об/хв) на заданому інтервалі часу T_i , с;

i – номер інтервалу часу з початку відліку, $i = 0, 1, 2 \dots m$.

Закон керування (264), який формується у мікропроцесорному комплекті (МПК) керуючою програмою, записаною в чарунках постійного пам'ятовуючого пристрою (ПЗП) за певними адресами, ілюструється графіком $n = f(t)$ (рис. 86) і алгоритмом керування (рис. 87).

Структурна схема алгоритму керуючої програми U1.ASM наведена на рисунку 88.

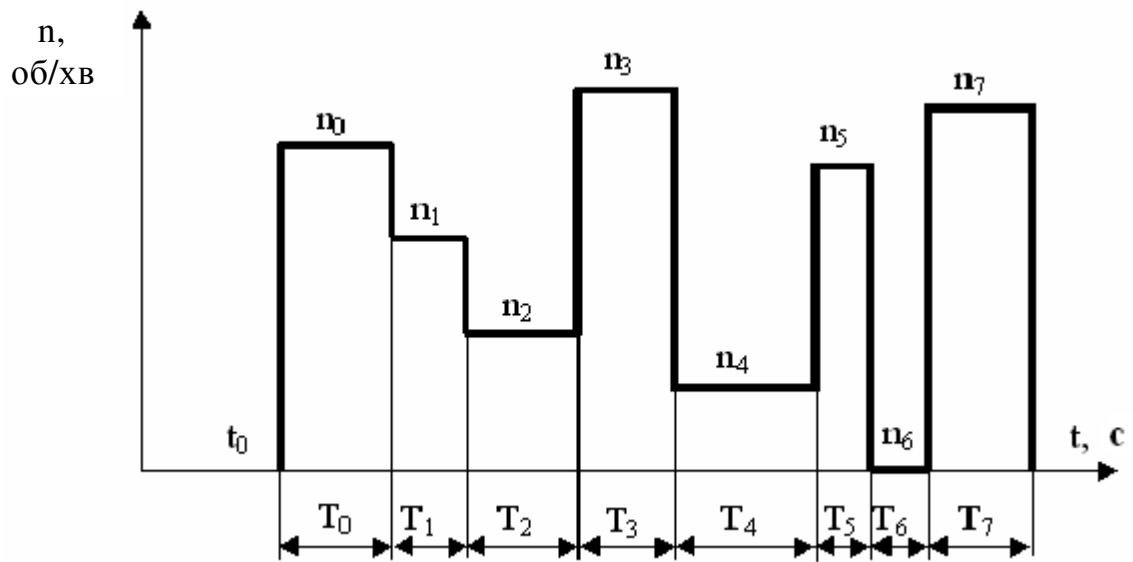


Рисунок 86 – Діаграма роботи електропривода

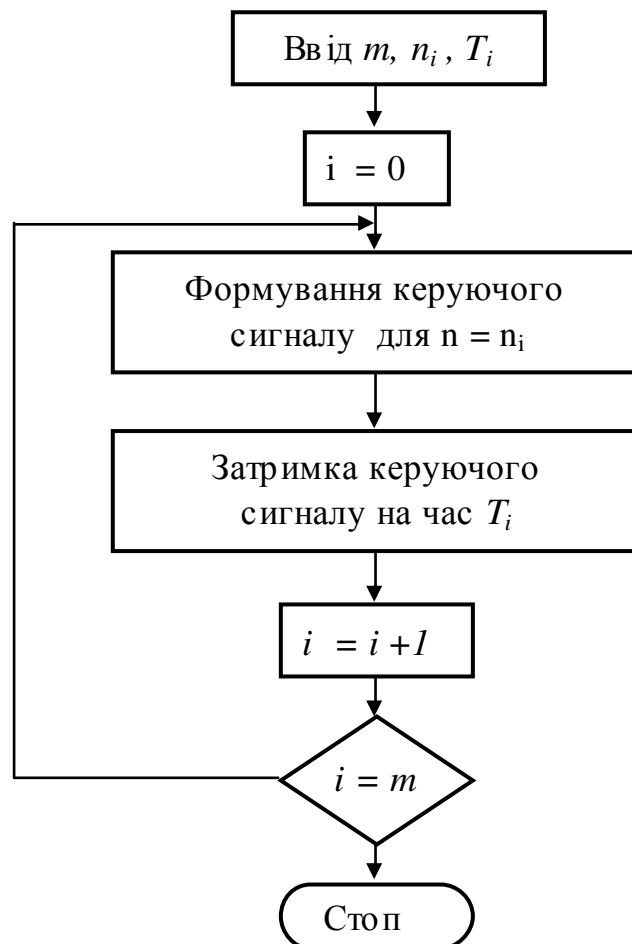


Рисунок 87 – Алгоритм керування електроприводом

Функціональна схема системи програмного керування тиристорним електроприводом наведена на рисунку 89.

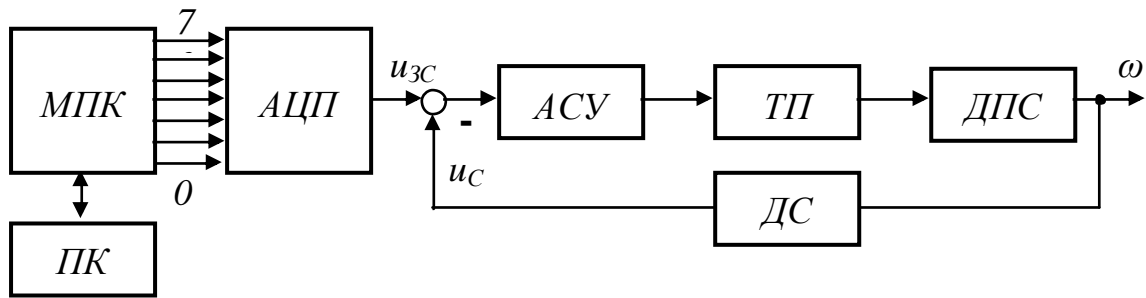


Рисунок 89 - Функціональна схема системи програмного керування тиристорним електроприводом

Програма керування заноситься у пам'ять *МПК* із пульта керування *ПК* або за допомогою перепрограмувального постійного запам'ятовуючого пристрою (ППЗП) з ультрафіолетовим стиранням пам'яті типу РФ-5. За командою з пульта керування *МПК* звертається до записаної програми й зчитує її команди, формує цифровий код, передає його на зовнішній порт, далі цей код за допомогою восьмибітового аналого-цифрового перетворювача *АЦП* перетвориться в необхідний аналоговий сигнал завдання швидкості $u_{зш}$, і система аналогового керування включає привід, і він починає працювати за програмою.

Така система керування називається гібридною, тому що в ній є цифрова й аналогова частини керування.

Повністю цифровою системою буде така, у якій імпульси з виходу *МПК* після посилення будуть впливати безпосередньо на керуючі електроди тиристорів *ТП*, регулюючи їхні кути керування відповідно до програми керування. У таблиці 6 наведений як приклад фрагмент керуючої програми *U1.ASM*, розробленої для *МПК* типу ЕК1-20 відповідно до алгоритмів (рис. 84) мовою Асемблера. Контролер програмувальний універсальний ЕК1-20 ставиться до мікропроцесорних засобів загального призначення й може бути використаний як налагоджувальний засіб при розробці

програмного й апаратного забезпечення мікропроцесорних систем, а також у складі систем керування технологічними процесами.

Таблиця 6 - Лістинг керуючої програми U1.ASM

АДРЕСА	КОД	МІТКИ:	КОМАНДИ	ОПЕРАНДИ	;КОМЕНТАРІ
			ORQ 2200		
2200	3E		MVI	A, 80H	; (A) ← 80H
2201	80				
2202	D3		OUT	0F7H	; PUC ← (A
2203	F7				
2204	21		LXI	H, 2100H	; (HL) ← addr m
2205	00				
2206	21				
2207	46		MOV	B, M	; (B) ← MEM(HL)
2208	23		INX	H	; (HL) ← (HL) + 1
2209	7E	MET1:	MOV	A, M	; (A) ← MEM(HL)
220A	2F		CMA		; (A) ← (A̅)
220B	D3		OUT	F4	; port A ← (A)
220C	F4				; (A) ← port A
220D	DB		JN	F4	
220E	F4				
220F	00		NOP		
2210	00		NOP		
2211	23		INX	H	; (HL) ← (HL) + 1
2212	0E		MVI	C, 00H	; (C) ← 00H
2213	00				
2214	00		NOP		
2215	CD		CALL	T0	; Виклик п/п T0
2216	34				(Затримка на T0)
2217	22				
2218	23		INX	HL	; (HL) ← (HL) + 1
2219	05		DCR	B	; (B) ← (B) - 1
221A	C2		JNZ	MET1	MET1 ← (Ліч) > 0
221B	09				
221C	22				
221D	3E		MVI	A, 0FFH	; (A) ← 0FFH
221E	FF				
221F	D3		OUT	F4	; port A ← FF
2220	F4				
2221	C7		RST	0	Оберт. до моні- тора

ЭК1-20 виконаний на основі мікропроцесорних комплектів й інтегральних схем серій КР580, К589, К565, К155 й ін.

Центральним процесорним блоком в ЭК1-20 є однокристальний восьмирозрядний мікропроцесор КР580ИК80А.

Це визначає структурні особливості, інтерфейс і систему команд. До мінімального складу устаткування ЭК1-20 входять: оперативний запам'ятовувальний пристрій (ОЗУ) ємністю 1 Кбайт, постійний запам'ятовуючий пристрій (ПЗУ) ємністю 6 Кбайт, з них у пульті керування розташовано ПЗУ ємністю 2 Кбайта.

Налагоджувальні програми користувача можуть розміщатися в ОЗУ з адреси 2100_{16} по адресу $23FF_{16}$ (індекс 16 указує на шістнадцятиричну систему числення).

Конструкції ЭК1-20 дозволяють збільшувати ємність ПЗУ до 12 кілобайт і підключати через рознімання різні периферійні пристрої.

У ЭК1-20 передбачені:

- один програмувальний послідовний канал вводу й один канал виводу;
- 48 програмувальних паралельних шин вводу-виводу (з них 4 шини вводу й 4 шини виводу мають гальванічну розв'язку);
- три 16-розрядних лічильника із програмною установкою режимів у складі ВІС таймера;
- один контролер переривань, що обробляє вісім сигналів переривань (можливе збільшення кількості сигналів переривань до 24).

Програма, що керує роботою ЭК1-20, називана "Монітор", перебуває в ПЗУ, вона надає користувачеві можливість контролю й налагодження програм у кодах МП К580ИК80.

Користувач має можливість записати програму в ОЗУ ЭК1-20 і виконати її або в режимі налагодження (у покроковому режимі або з останком за заданим значенням адрес – контрольними точками), або без використання налагоджувальних засобів ЭК1-20 – у безперервному режимі.

До програмного забезпечення входять також тести контролю працездатності ЭК1-20 і бібліотека підпрограм обробки чисел із плаваючою комою.

4.2 Оцінка статичних і динамічних властивостей цифрових систем керування

Структури ЦСК загалом аналогічні структурам аналогових систем керування, тому синтез регуляторів ЦСК простіше проводити за методикою для аналогових систем, а результати використати для їхньої параметризації.

Для визначення показників якості синтезованих ЦСК необхідно досліджувати їхні математичні моделі.

Математичний опис імпульсних систем проводиться в основному двома методами:

- рівняннями в кінцевих різностях;
- z-функціями.

4.2.1 Математичний опис ЦСК рівняннями в кінцевих різностях

ЦСК реагує на імпульсні керуючі впливи тільки із затримкою через рівні інтервали часу – інтервали дискретності T_0 .

Тому вплив і реакція можуть бути замінені гратчастою функцією

$$f[nT_0] = f(t)_{t=nT_0}, \quad (265)$$

де n – ціле число.

Швидкість зміни гратчастої функції визначається її першою різницею

$$\Delta f[n] = f[n+1] - f[n]. \quad (266)$$

Різниця другого порядку

$$\Delta^2 f[n] = \Delta f[n+1] - \Delta f[n]. \quad (267)$$

Різниця k -го порядку

$$\Delta^k f[n] = \Delta^{k-1} f[n+1] - \Delta^{k-1} f[n] = \sum_{\gamma=0}^k (-1)^\gamma \binom{k}{\gamma} f[n+k-\gamma], \quad (268)$$

де $\binom{k}{\gamma} = C_k^\gamma = \frac{k!}{\gamma!(k-\gamma)!}$ – біноміальні коефіцієнти.

Рівняння в кінцевих різностях з постійними коефіцієнтами є сумою елементів ґратчастих функцій

$$f[n] = a_0 x[n] + a_1 \Delta x[n] + \dots + a_{m-1} \Delta^{m-1} x[n] + a_m \Delta^m x[n], \quad (269)$$

де $x[n]$ – шукана дискретна функція;

a_i – постійні коефіцієнти;

$f[n]$ – задана дискретна функція.

Для рішення рівняння (269) необхідно задати початкове значення цієї дискретної функції й початкові значення всіх її різностей.

4.2.2 Математичний опис ЦСК рівняннями з z -перетвореннями Лапласа

Дискретне z -перетворення Лапласа визначається за формулою [33]

$$F_z(z) = \sum_{n=0}^{\infty} z^{-n} f[n]. \quad (270)$$

Для полегшення роботи з z -функціями складені таблиці відповідності зображень оригіналам.

Оцінку статичних і динамічних властивостей ЦСК можна робити для z -перетвореної САР, що досить складно.

Інший метод оцінки властивостей ЦСК заснований на визначенні її загальної передатної функції як аналогової системи, наступному z -перетворенні цієї функції й рішення отриманого рівняння методом структурного моделювання.

Приклад 4. Оцінка статичних і динамічних властивостей цифрової системи керування електроприводом

Вихідні дані

Дано структурну схему цифрової системи керування (рис.90).

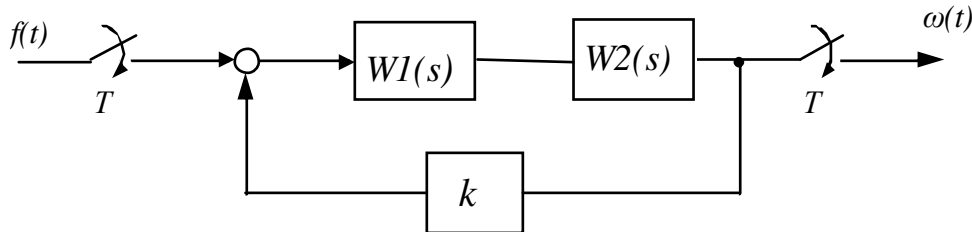


Рисунок 90 – Структурна схема цифрової замкнутої системи

Дано передатні функції ланок у формі Лапласа:

$$W1(s) = \frac{2}{0.2s + 1};$$

$$W2(s) = \frac{2}{0.2s + 1};$$

$$K = 1.2;$$

$$T = 0.04 \text{ с.}$$

Рішення

Для оцінки статичних і динамічних властивостей цифрової системи керування електроприводом необхідно розрахувати перехідні процеси в ній при збурюванні за керуванням.

1 Визначається загальна передатна функція замкнутої аналогової системи керування

$$W_3(s) = \frac{W_1(s) \cdot W_2(s)}{1 + W_1(s) \cdot W_2(s) \cdot k} = \frac{2}{0,1s^2 + 0,5s + 2,4}.$$

2 Визначається загальна передатна функція замкнутої цифрової системи керування (ЦСК).

Передатна функція замкнутої аналогової системи керування набуває виду:

$$W_3(s) = \frac{\beta}{(s + a^2) + \beta^2}.$$

$$W_3(s) = \frac{20}{(s^2 + 5s + 24)} = \frac{20}{(s + 2,5)^2 + 4,213074887^2} =$$

$$= 4,747126632 \cdot \frac{4,213074887}{(s + 2,5)^2 + 4,213074887^2}.$$

Виконується z-перетворення отриманої функції:

$$W(z) = Z\{W_3(s)\} = 4,747126632 Z\left\{\frac{4,213074887}{(s + 2,5)^2 + 4,213074887^2}\right\} =$$

$$= 4,747126632 \cdot \frac{z \cdot e^{-2,5T} \cdot \sin(4,213074887 \cdot T)}{z^2 - 2 \cdot z \cdot e^{-2,5T} \cdot \cos(4,213074887 \cdot T) + (e^{-2,5T})^2}.$$

Після розрахунків передатна функція ЦСК набуде виду:

$$W_3(z) = \frac{0.7204484788 \cdot z}{z^2 - 1.784038213 \cdot z + 0.8187307531}.$$

2 Аналіз стійкості системи виконується кореневим методом з побудовою області стійкості системи.

Характеристичний поліном дискретної системи дорівнює

$$D(z) = z^2 - 1.784038213 \cdot z + 0.8187307531.$$

Полюса системи рівні

$$p_{1,2} := -0,8920191065 \pm j0,1517651697.$$

Область стійкості системи показана на рисунку 91.

3 Розрахунок перехідного процесу при одиничному східчастому впливі за керуванням проводиться аналітично в Excel.

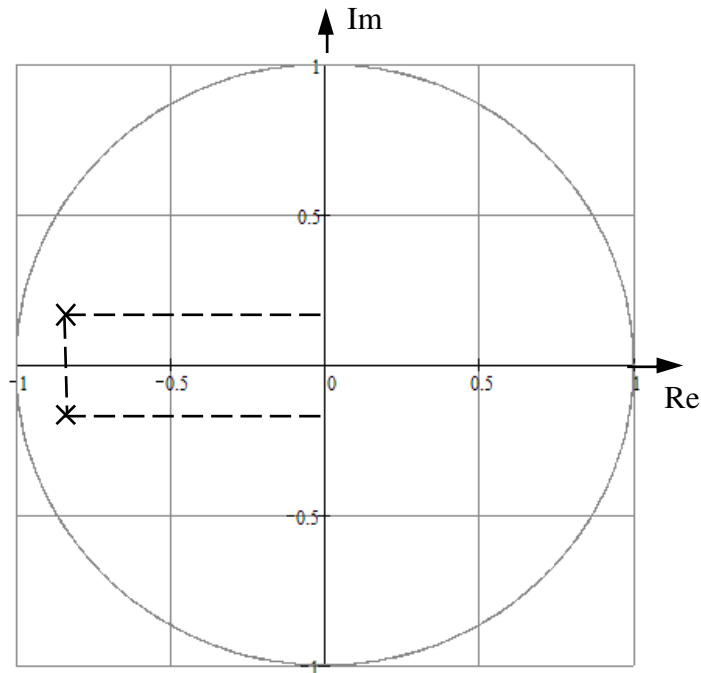


Рисунок 91 – Область стійкості системи

Виконується ідентифікація змінних:

$$r(t) \Rightarrow R(z) = \frac{z}{z-1}$$

$$C(z) = W_3(z)R(z)$$

$$C(z) = \frac{0.7204484788 \cdot z}{z^2 - 1.784038213 \cdot z + 0.8187307531} \cdot \frac{z}{z-1} \cdot R'(z) =$$

$$= \frac{0.7204484788 \cdot z^2}{z^3 - 2.784038213 \cdot z^2 + 2.60276897z - 0.8187307531} \cdot R'(z)$$

Визначається різницеве рівняння

$$C((n+3)T) - 2.784038 \cdot C((n+2)T) + 2.6027C((n+1)T) - 0.8187(nT) = 0.7204484788C((n+2)T)$$

$$C[k] = 2.784038213 \cdot C[k-1] - 2.60276897 \cdot C[k-2] + 0.8187307531 \cdot C[k-3] + 0.7204484788 \cdot R'[k-2]$$

Розрахунки параметрів різничевого рівняння наведені в таблиці 7

Таблиця 7 - Розрахунки параметрів різницевого рівняння

k	2,78403813* C[k-1]	2,60276897* c[k-2]	0,8187307* C[k-3]	0,720448* R'[k-2]	C[k]	0,04*C[k]
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0,720448	0,720448	0,028818
2	2,005756095	0	0	0	2,005756	0,08023
3	5,584101616	-1,87516095	0	0	3,708941	0,148358
4	10,32583256	-5,22051977	0,589853326	0	5,695166	0,227807
5	15,85556021	-9,65351568	1,642174199	0	7,844219	0,313769
6	21,83860466	-14,8232017	3,036623788	0	10,05203	0,402081
7	27,98522644	-20,4166897	4,662807676	0	12,23135	0,489254
8	34,05253201	-26,1631037	6,422303097	0	14,31173	0,572469
9	39,84440861	-31,8353656	8,229903388	0	16,23895	0,649558
10	45,20984799	-37,250138	10,01417834	0	17,97389	0,718956
11	50,04000923	-42,2662263	11,71745507	0	19,49124	0,77965
12	54,26435106	-46,7818949	13,29532501	0	20,77778	0,831111
13	57,84613656	-50,731189	14,71578021	0	21,83073	0,873229
14	60,77757999	-54,0797639	15,95807586	0	22,65589	0,906236
15	63,07486892	-56,8203405	17,01140837	0	23,26594	0,930637
16	64,77325703	-58,9680525	17,87348809	0	23,67869	0,947148
17	65,92238497	-60,5558583	18,54907547	0	23,9156	0,956624
18	66,58195032	-61,630166	19,04853793	0	24,00032	0,960013
19	66,81781345	-62,246787	19,38647381	0	23,9575	0,9583
20	66,69859559	-62,467293	19,58043897	0	23,81174	0,95247
21	66,29279772	-62,355837	19,64980167	0	23,58676	0,94347
22	65,66644589	-61,97646	19,61474205	0	23,30473	0,932189
23	64,88124921	-61,39089	19,4954049	0	22,98576	0,919431
24	63,99324159	-60,656819	19,31120717	0	22,64763	0,905905
25	63,05186647	-59,826629	19,0802963	0	22,30553	0,892221
26	62,09945619	-58,946547	18,81915077	0	21,97206	0,878882
27	61,17105236	-58,056149	18,54231091	0	21,65721	0,866289
28	60,2945118	-57,188193	18,26222582	0	21,36854	0,854742
29	59,49084248	-56,3687249	17,98920056	0	21,11132	0,844453

Продовження таблиці 7

30	58,77471617	-55,6173827	17,73142726	0	20,88876	0,83555
31	58,15510803	-54,9478835	17,49508395	0	20,70231	0,828092
32	57,63601784	-54,3686181	17,28448532	0	20,55188	0,822075
33	57,2172331	-53,8833260	17,10227079	0	20,43618	0,817447
34	56,89510001	-53,4918084	16,94961659	0	20,35291	0,814116
35	56,66327399	-53,1906495	16,82646026	0	20,29908	0,811963
36	56,51342755	-52,9739177	16,73172727	0	20,27124	0,810849
37	56,43589866	-52,8338278	16,6635518	0	20,26562	0,810625
38	56,42026781	-52,7613468	16,61948492	0	20,27841	0,811136
39	56,45585686	-52,7467337	16,5966852	0	20,30581	0,812232
40	56,5321463	-52,7800055	16,59208848	0	20,34423	0,813769
41	56,63911153	-52,8513278	16,60255451	0	20,39034	0,815614
42	56,76748084	-52,9513285	16,62498974	0	20,44114	0,817646
43	56,90892066	-53,0713396	16,6564461	0	20,49403	0,819761
44	57,05615457	-53,2035703	16,69419698	0	20,54678	0,821871
45	57,20302415	-53,3412177	16,73579165	0	20,5976	0,823904
46	57,34449993	-53,4785246	16,77909024	0	20,64507	0,825803
47	57,47665128	-53,6107889	16,82228169	0	20,68814	0,827526
48	57,59658352	-53,7343358	16,86388692	0	20,72613	0,829045
49	57,70235064	-53,8464593	16,90275003	0	20,75864	0,830346
50	57,79285078	-53,9453399	16,93801974	0	20,78553	0,831421
51	57,86771146	-54,0299475	16,96912376	0	20,80689	0,832276
52	57,92717032	-54,099934	16,99573807	0	20,82297	0,832919
53	57,97195621	-54,1555215	17,01775312	0	20,83419	0,833368
54	58,00317494	-54,1973914	17,0352388	0	20,84102	0,833641
55	58,02220253	-54,2265774	17,04840944	0	20,84403	0,833761
56	58,03058852	-54,2443661	17,05759026	0	20,84381	0,833753
57	58,02997074	-54,2522061	17,0631859	0	20,84095	0,833638
58	58,02200252	-54,2516286	17,06565205	0	20,83603	0,833441
59	58,00829246	-54,244179	17,06547038	0	20,82958	0,833183
60	57,9903568	-54,2313618	17,06312708	0	20,82212	0,832885

Графік перехідного процесу $\omega(t)$ у ЦСК, отриманий за допомогою пакета прикладних програм Excel, наведений на рисунку 92.

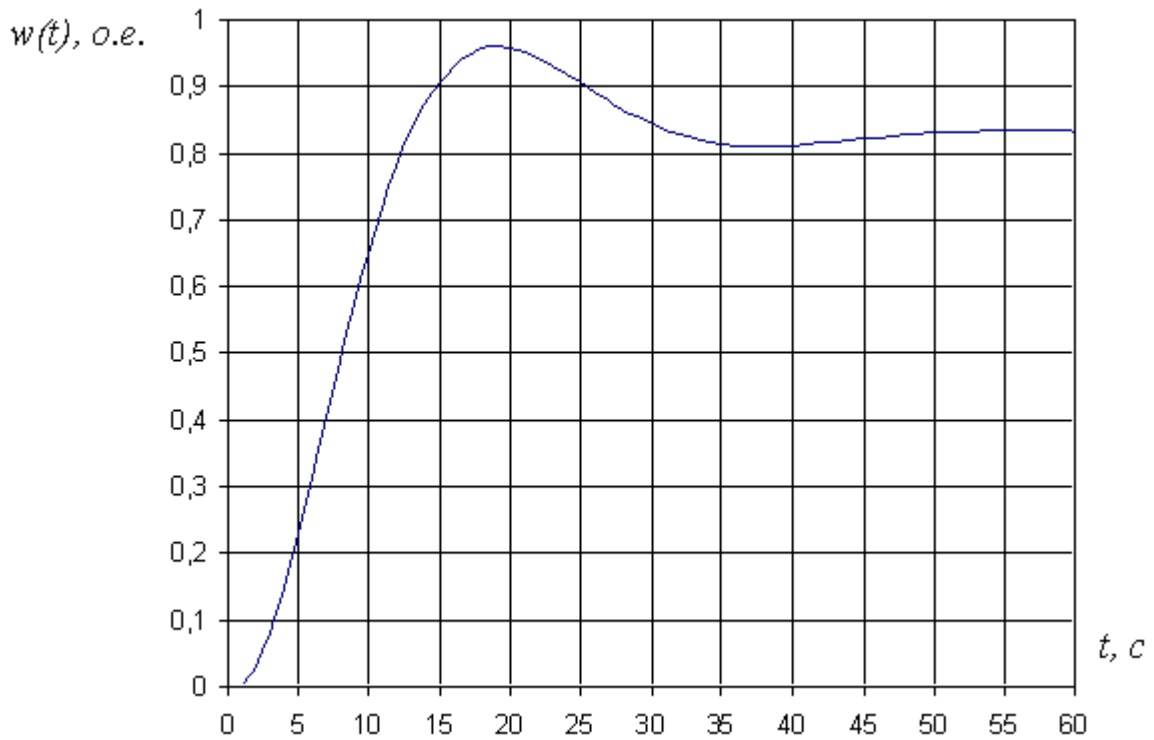


Рисунок 92 - Графік перехідного процесу $\omega(t)$ у ЦСК, отриманий у пакеті прикладних програм Excel

Схеми структурних моделей аналогової й цифрової систем керування в пакеті прикладних програм Mat LAB наведені на рисунку 93.

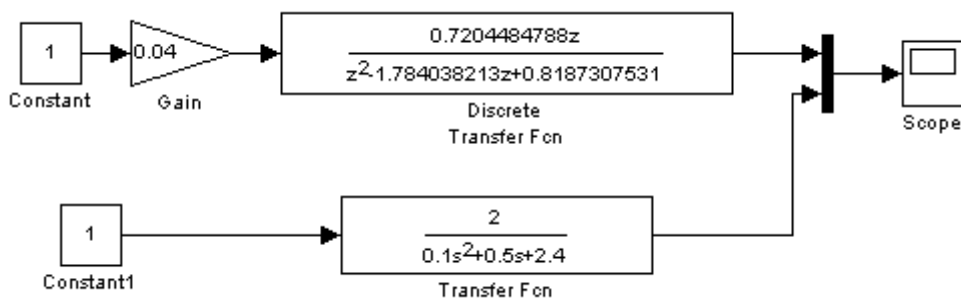
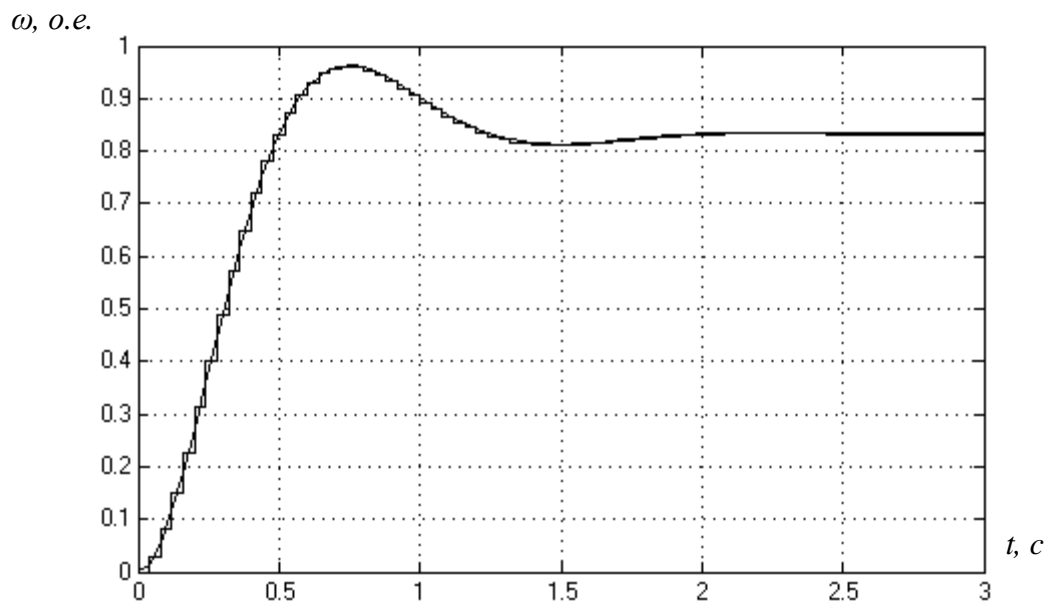


Рисунок 93 - Схеми структурних моделей аналогової й цифрової систем керування в пакеті прикладних програм MatLAB

Графіки перехідних процесів $\omega(t)$ в аналоговій і цифровій системах керування, отримані за допомогою пакета прикладних програм MatLAB, наведені на рисунку 94.



*Рисунок 94 - Графіки перехідних процесів $\omega(t)$ в аналоговій
й цифровій системах керування, отримані в пакеті прикладних
програм MatLAB*

За отриманими графіками перехідних процесів можна визначити показники якості регулювання швидкості ЦСК.

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- 1 Електромеханичні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч. посібник / М.Г.Поповіч, О.Ю.Лозинський, В.Б.Клепиков та ін.; За ред. М.Г.Поповіча, О.Ю.Лозинського. – К.: Либідь, 2005. – 680 с.
- 2 Комплектні електроприводи: Навч. посібник / М.М.Казачковський. – Дніпропетровськ: Національний гірничий університет, 2003. – 226 с.
- 3 Коцегуб П.Х. Синтез вентильных приводов постоянного тока. – Донецк: ДПИ, 1983. – 180 с.
- 4 Шапарев Н.К. Автоматизация типовых технологических процессов металлообработки. – Киев; Одесса: Вища шк., 1984. – 312 с.
- 5 Михайлов О.П. Динамика электромеханического привода металлорежущих станков. – М.: Машиностроение, 1989. – 230 с.
- 6 Лебедев А.М. Следящие электроприводы станков с ЧПУ/ А.М.Лебедев, Р.Т.Орлова, А.В.Пальцев. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 185 с.
- 7 Справочник по преобразовательной технике /Под ред. И.М.Чиженко. – Киев: Техника, 1978. – 370 с.
- 8 Проектирование систем автоматического управления электроприводами: Учеб. пособие для вузов. – Минск: Высшей.шк., 1986. – 230 с.
- 9 Справочное пособие по теории систем автоматического регулирования и управления /Под ред. Е. А.Санковского. – Минск: Высшейш.шк., 1973. – 584 с.
- 10 Шварцбург Л.Э. Информационно-измерительные системы приводов металлорежущих станков. – М.: Станки, 1991. – 181 с.
- 11 Справочник по автоматизированному электроприводу /Под ред. В.А.Елисеева и А.В.Шинянского. – М.: Энергия, 1983. – 616 с.
- 12 Электротехнический справочник /Под ред. П.Г.Груднинского и др. – М.: Энергия, 1982. – Т.2, кн.2. – 815 с.
- 13 Тихомиров В.М. Микропроцессорное управление электроприводом

станков с ЧПУ. – М.: Машиностроение, 1980. – 350 с.

14 Файнштейн В.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами/ В.Г.Файнштейн, Э.Г.Файнштейн. – М.: Машиностроение, 1986. – 78с.

15 Чебовский О.Г. и др. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник. М.: Энергия, 1995. – 211 с.

16 Справочник по преобразовательной технике / Под ред. И.М.Чиженко. – М.: Энергия, 1980. – 250 с.

17 Электроприводы унифицированные трехфазные серии ЭПУ-1. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. ИГРФ.654674.001 ТО. –1984. – 214 с.

18 Комплектные тиристорные электроприводы: К63 Справочник / И.Х.Евзеров, С.А.Горобец, Б.И.Мошкович и др. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 319 с.

19 Чиликин Н.Г. Общий курс электропривода/ Н.Г.Чиликин, А.С.Сандлер. – М.: Энергоатомиздат, 1981. – 576 с.

20 Методические указания к выполнению курсового проекта «Автоматизированный электропривод» для студентов специальности 7.092501 / Сост. И.М.Сагайда. – Краматорск: ДГМА, 2001. – 112 с.

21 Панкратов А.И. Выбор электроприводов подъемно-транспортных машин: Учеб. пособие по дисциплине «Теория электропривода» для студентов электромеханических специальностей. – Краматорск: ДГМА, 2001. – 212 с.

22 Управление вентильными электроприводами постоянного тока/ Е.Д.Лебедев, В.Е.Неймарк, М.Я.Пистрак, О.В.Слежановский. – М.: Энергия, 1970. – 200с.

23 Чернов Е.А. Электроприводы подач станков с ЧПУ: Справочное пособие/ Е.А.Чернов, В.П.Кузьмин, С.Г.Синичкин. – Горький: Волго-Вятское кн. изд-во, 1986. – 271 с.

- 24 Правила устройства электроустановок/ Минэнерго СССР.– 6-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 2002. – 648 с.
- 25 Гаврилов М.А. Логическое проектирование логических автоматов/ М.А.Гаврилов, В.В.Девятков, Е.И.Пупырев. – М.: Наука, 1977. – 352 с.
- 26 Поспелов Д.А. Логические методы анализа и синтеза схем. – М.: Энергия, 1974. – 368 с.
- 27 Юдицкий С.А. Логическое управление дискретными процессами/ С.А.Юдицкий, В.З.Магергут. – М.: Машиностроение, 1987. – 176 с.
- 28 Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы: Справочн. пособие/ Под ред. С.В.Якубовского. – М.: Радио и связь, 1985. – 482 с.
- 29 В.Л.Шило Популярныe цифровые микросхемы: Справочник. – М.: Радио и связь, 1999. – 352 с.
- 30 Основи теорії фаззи-логіки та фаззи-регулювання: Навч. посібник / В.І.Калашніков, Ф.Паліс, О.Ю.Лозинський. – Донецьк; Магдебург; Львів: 2000. – 69с.
- 31 Панкратов А.И. Фаззи-регулирование электроприводов/ Учеб.пособие по дисциплине «Новые системы и принципы управления электроприводами». – Краматорск: ДГМА, 2006. – 48 с.
- 32 Калашников В.И. Векторное управление асинхронным электроприводом: Учебное пособие. – Донецк: ДонНТУ, 2003. – 141 с.
- 33 Файнштейн В.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами / В.Г.Файнштейн, Э.Г.Файнштейн; Под ред. О.В.Слежановского. – М.:Энергоатомиздат, 1996. – 240 с.

ДОДАТКИ

Додаток А. Технічні характеристики електродвигунів постійного струму типу 2ПН

Таблиця А.1

Тип електродвигуна	Номинальні дані двигуна						ККД, %	Максимальна потужність збудження, Вт	Опір при 15° С, Ом		Моментів інерції якоря, кг м ²
	Потужність, кВт	Напруга якоря, В	Напруга збудження, В	Сила струму якоря, А	Номинальна частота, м ⁻¹	Максимальна частота, м ⁻¹			якоря	додаткових полюсів	
<i>I</i>	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
2ПН-180М	12,0	220	220	76,50	1500	4000	85,5	660	0,084	0,056	0,2
	440	220	38,1	1500	3500	86,0	0,338		0,221		
	26,0	220	220	130,0	2240	3500	88,0	745	0,038	0,025	
440	220	64,5	2240	3500	88,5	0,15	0,092				
2ПН-180L	37,0	220	220	185,0	3000	3500	89,0	580	0,022	0,015	0,229
	440	220	91,8	3150	3500	89,5	0,084		0,056		
	7,1	220	220	37,6	750	2500	80,0	786	0,26	0,183	
440	220	18,7	750	1850	80,5	1,06	0,67				
2ПН-180L	10,0	220	220	52,5	1000	3000	83,5	580	0,168	0,11	0,229
	440	220	26,0	1000	2500	83,5	0,585		0,462		
	18,5	220	220	93,50	1500	3500	87,0	786	0,065	0,044	
440	220	47,0	1600	3500	87,5	0,26	0,183				
2ПН-200М	30,0	440	220	74,6	2200	3500	89,0	595	0,136	0,084	0,25
	42,0	440	220	104,0	3000	3500	90,5		0,65	0,044	
	8,5	220	220	44,5	800	2500	82,0	690	0,188	0,116	
440	220	22,2	800	1850	82,0	0,796	0,506				
2ПН-200М	13,0	220	220	67,0	1120	3000	85,0	595	0,106	0,061	0,25
	440	220	33,4	1000	2500	84,5	0,485		0,303		
	22,0	220	220	111,0	1500	1500	87,5	690	0,047	0,029	
440	220	55,6	1500	3500	87,5	0,246	0,13				
2ПН-200L	36,0	220	220	181,0	2200	3500	88,5	800	0,026	0,016	0,3
	440	220	89,7	2200	3500	89,5	0,106		0,061		
	60,0	440	220	149,0	3150	3500	90,5	1045	0,047	0,029	
2ПН-200L	11,0	220	220	57,0	800	2500	84,0	670	0,125	0,08	0,3
	440	220	28,3	750	1850	83,5	0,565		0,393		
	16,0	220	220	82,0	1000	3000	86,0	870	0,083	0,053	
440	220	41,0	1000	2500	86,0	0,343	0,224				
2ПН-200L	30,0	220	220	150,0	1500	3500	88,5	870	0,031	0,02	0,3
	440	220	74,5	1600	3500	89,5	0,185		0,08		
	53,0	440	220	131,0	2360	3500	90,5	1149	0,055	0,037	
75,0	440	220	184,0	3150	3500	91,5	0,031		0,02		
2ПН-225М	7,5	220	220	40	500	1500	77,0	1000	0,09	0,087	0,525
	11	440	220	58	600	1800	79,0		0,13	0,098	
	15	220	220	80	750	2500	80,5		0,085	0,061	
	22	220	220	94	1000	2500	82,5		0,067	0,056	

Продовження таблиці А.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12			
2ПН-100L	0,42 0,63	220 220	220 220	2,75 3,88	750 1060	1500 2000	61,5 67,0	92	7,87 4,92	6,2 3,52	0,012			
	1,10 1,70 2,20	220 440 440	220 220 220	6,81 9,29 11,80	1500 2200 3150	4300 4000 4000	74,0 78,0 81,0	124	2,2 1,17 0,52	1,57 0,853 0,51				
	0,60 0,85 1,50 2,5 3,60	220 440 220 440 220	220 220 220 220 220	3,9 2,0 8,80 4,3 13,8 6,9 19,3 9,7	800 750 1500 1600 2200 2360 3000 3000	2500 1850 4000 3750 4000 4000 4000 4000	60,5 59,0 70,0 72,0 76,0 76,5 79,0 79,0	157 175 202 236 284	5,07 23,6 1,77 405 0,788 3,12 0,42 1,77	4,5 19,8 1,55 5,26 0,682 2,69 0,356 1,55		0,014		
2ПН-112M	0,80 1,25 2,20 3,40 5,30	220 440 220 440 220	220 220 220 220 220	5,06 2,52 7,45 3,75 12,30 6,10 18,30 9,00 27,70 13,60	750 750 1000 1000 1500 1600 2240 2240 3000 3000	2500 1850 3500 2500 4000 3750 4000 4000 4000 4000	63,5 63,0 68,0 68,0 75,0 76,0 79,0 79,5 81,5 81,5	156 181 218 293 380	3,68 17,2 2,34 9,55 0,968 3,68 0,413 1,73 0,242 0,968	3,42 13,9 2,04 8,34 0,848 3,42 0,411 1,51 0,195 0,848	0,017			
2ПН-112L	1,60 2,50 4,00 7,00 10,5	220 440 220 440 220	220 220 220 220 220	9,40 4,70 14,20 7,20 21,80 10,90 36,70 18,40 54,70 27,10	750 750 1000 1000 1500 1500 2240 2240 3000 3000	2500 1850 3000 2500 4000 3750 4000 4000 4000 4000	68,5 69,0 73,5 73,0 79,0 79,0 83,0 83,0 84,5 85,0	274 290 352 367	1,88 8,45 1,08 4,54 0,564 2,28 0,226 0,906 0,14 0,564	1,39 4,96 0,763 3,26 0,336 1,44 0,166 0,692 0,094 0,336			0,038	
2ПБ-180M	12,0	220 440	220 220	61,4 30,2	3350 3000	3500 3500	87,5 88,5	173	0,038 0,181	0,025 0,122				0,2
2ПБ-180L	4,2	220 440 220	220 220 220	22,2 11,0	750 750	2500 1850	81,5 82,0	260	0,378 1,69	0,263 0,981				0,229
2ПБ-200L	6,0	220 440	220 220	31,7 15,7	800 800	2500 1850	84,5 84,5	248	0,22 0,925	0,15 0,652		0,3		
	8,0	220 440	220 220	40,6 20,4	950 1060	3000 2500	87,5 87,0		0,125 0,565	0,08 0,393				
	11,0	220 440 220	220 220 220	56,2 27,6	1500 1500	3500 3500	88,5 89,0		0,083 0,286	0,053 0,168				
	15,0	220 440	220 220	75,0 37,5	2360 2360	3500 3500	89,5 90,0		0,031 0,125	0,02 0,08				

Продовження таблиці А.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
2ПН-90М	0,17	220	220	1,32	750	1500	48,5	60	27,2	16,2	0,004
	0,25	229	220	1,71	1120	2000	57,0		15,47	11,2	
	0,37	220		2,44	1500	4300	61,5		10,61	6,66	
	0,71	220 22	220	4,26	2360	4000	74,0	77	3,99	2,55	
	1,00	0	220	5,85	3000	4000	72,0	100	2,52	1,47	
2ПН-90L	0,22	220	220	1,53	800	1500	54,5	66	17,5	13,13	0,005
	0,34	220	220	2,20	1000	2000	60,0		12,2	7,96	
	0,55	220	220	3,32	1500	4300	67,5	85	5,44	3,89	
	0,90	220	220	5,06	2120	4000	73,0	108	2,85	1,731	
1,30	220	220	7,20	3150	4000	78,0	1,3		0,932		
2ПН-100М	0,37	220	220	2,50	750	1500	59,5	78	11,78	6,7	0,011
	0,50	220	220	3,10	1000	2000	66,0		7,05	4,62	
	0,75	220	220	4,35	1500	4300	71,5	102	3,4	2,05	
	1,20	220	220	6,75	2200	4000	76,5		1,792	0,93	
2,00	220	220	11,0	3000	4000	79,0	130	0,805	0,57		
2ПН-132L	1,9	220	220	10,9	750	2500	72,0	266	1,28	1,00	0,047
		440	220	5,5	750	1850	70,5		6,42	4,45	
	3,0	220	220	16,9	1000	3000	75,5	363	0,88	0,64	
		440	220	8,3	1000	2500	76,5		3,38	2,16	
	5,5	220	220	30,40	1500	4000	80,5	411	0,322	0,27	
	440	220	14,6	1600	3750	81,5	1,28		1,00		
8,5	220	220	44,2	2200	4000	84,0	482	0,167	0,124		
	440	220	21,9	2240	4000	84,5		0,67	0,445		
14,0	220	220	72,1	3150	4000	86,0	596	0,08	0,066		
	440	220	35,9	3150	4000	86,5		0,322	0,27		
2ПН-160М	3,0	220	220	16,6	750	2500	76,5	280	0,732	0,485	0,084
		440	220	8,3	750	1850	76,0		3,15	2,21	
	4,5	220	220	24,2	1000	3000	79,5	340	0,411	0,304	
		440	220	12,1	950	2500	79,0		1,78	1,44	
	7,5	220	220	39,20	1500	4000	83,0	448	0,183	0,135	
	440	220	19,4	1500	3750	84,0	0,732		0,485		
13,0	220	220	66,5	2120	4000	85,5	596	0,081	0,056		
	440	220	33,0	2360	4000	86,5		0,279	0,175		
18,0	220	220	92,0	3150	4000	87,0	690	0,037	0,024		
	440	220	45,5	3150	4000	87,5		0,145	0,101		
2ПН-160L	4,0	220	220	21,8	800	2500	78,5	314	0,486	0,389	0,104
		440	220	10,9	750	1850	78,5		2,02	1,8	
	6,3	220	220	33,4	1000	3000	81,5	410	0,278	0,196	
		440	220	16,6	1060	2500	82,0		0,985	0,842	

Додаток Б. Довідкові дані погоджувальних трансформаторів

Таблиця Б.1

Тип	Потужність S_N , кВт	Первинна обмотка		Вторинна обмотка		u_k %	Втрати в міді, ΔP_{K2} , Вт
		U_{1H} , В	Кіл-ть витків	U_{2H} , В	Кіл-ть витків		
ТТ – 6	6	380/220	177	208±7	84	4	240
ТТ – 8	8	380/220	143	260±8	68	3,2	250
ТТ – 11	11	380/220	126	460±12	60	3	330
ТТ – 19	19	380/220	101	260±8	48	2,1	400
ТТ – 14	14	380/220	118	208±7	56	2,8	390
ТТ – 25	25	380/220	99	400±12	47	2,0	500

Додаток В. Технічні характеристики тахогенераторів

Таблиця В.1

Серія, тип	Напруга збуджен- ня U_B , В	Максима- льна швидкість обертання ω , об/хв	Коефіцієнт перетво- рення, В/с ⁻¹	Наван- таження (не біль- ше), А	Опір об- мотки збуджен- ня R_B , Ом	Момент інерції якоря	Час- тота, Гц
ТГ – 1	110	1100	0,955	–	–	0,7	–
ТГ – 2	110	2400	0,19	–	–	0,14	–
ТД – 101	110	1000	0,2	0,15	80	0,063	–
ТД – 102	110	1500	0,48	0,1	390	0,063	–
ТД – 103	110	1500	0,955	0,08	710	0,2	–
ТД – 201	110	1000	1,24	0,1	780	0,24	–
СЛ – 161	110	2000	0,19	0,1	1770	0,053	–
СЛ – 261	110	2000	0,24	0,1	1400	0,2	–
ТГІ – 1	–	7000	0,057	–	–	–	–
ТГ – 34	55	3000	0,23	0,022	–	–	–
ЭТ – 4	110	1900	0,3	0,12	–	–	–
ЭТ – 7	110	1900	0,21	0,21	–	–	–
АТ – 231	110	4000	0,072	–	430	–	400
АТ – 261	110	4000	0,06	–	340	0,017	400
ТГ – 4	110	6000	0,096	–	–	–	400
Т7 – 5А	110	9000	0,011	–	–	–	400
АТ – 161	110	4000	0,096	–	–	–	400

**Додаток Г. Технічні характеристики вимірювальних перетворювачів
положення**

Таблиця Г.1 – Технічні характеристики індуктосинов

Модель	Вид конструкції	Крок, мм, гр	Частота, Гц	Напруга живлення, В	Коефіцієнт передачі	Точність
ПИЛП – А2	Лінійний	2±0,00 3	10000±500	0,4±0,1	0,005	3 – 4 мкм
ПИКП1 – А3	Круговий	2°±40'	10000±500	0,6±0,1	0,004	5 – 15
ПЛИ – Н	Лінійний	2	–	–	–	Кл. 3,4,5
ПУИ – 18	Круговий	2°	–	–	–	Кл. 3,4

*Таблиця Г.2 – Технічні характеристики фотоелектричних
вимірювальних перетворювачів*

Модель	Вид конструкції	Тип	Діапазон переміщення, мм	Розв'язна здатність, імп/об, мм, розрядів	Габаритні розміри, мм	Клас точності
ВЕ – 5 ІВ	Круговий	Імпульсний	–	1000...5000	100x86	3;4
ВЕ – 190	Круговий	Імпульсний	–	600.....7000	–	2;3
ВЕ – 193	Круговий	Імпульсний	–	100	–	2
ВЕ – 178	Круговий	Імпульсний	–	600.....2500	56x96	2;3;4
ВЕ – 162	Лінійний	Імпульсний	250	0,03...0...0,04	430x80x20	2
ППК – 15	Круговий	Кодовий	–	15 розрядів	70x168	2;3
ПДФ-3...7	Круговий	Імпульсний	–	600.....7000	140x230	1,5

Додаток Д. Технічні дані асинхронних двигунів

Таблиця Д.1 - Технічні дані асинхронних двигунів

Дані/№ п/п	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
1	Тип двигуна із ПВ 25%	F011-6	F411-8	H1126	H3118	F012-6	F111-6	F1126	F211-6	F311-6	F312-6
2	Номинальна потужність, кВт	1,7	18	5,3	9	2,7	4,1	5,8	9	13	17,5
3	Номинальна напруга, U _н , В	380	380	380	380	380	380	380	380	380	380
4	Номинальний струм, А	5,8	45	14,0	24	8,2	10,9	15,5	23,3	32,3	40,5
5	Номинальна швидкість, об/хв	835	660	875	670	835	850	870	840	895	915
6	cosφ _п /η _п , %	0,74/60	0,77/78,5	0,81/71	0,77/74	0,77/65	0,83/69	0,87/71	0,81/72,5	0,87/6,5	0,82/80
7	Максимальний момент, Нм	41	657	155	324	66	103	172	216	382	589
8	Маховий момент GD ² , кгм ²	0,08	2,15	0,26	1,10	0,11	0,18	0,26	0,44	0,85	1,2
9	cosφ _ю – режим КЗ	0,87	0,672	0,59	0,797	0,85	0,65	0,59	0,71	0,71	0,72
10	Статорне активне R ₁ , Ом	5,78	0,327	1,67	0,875	3,63	2,1	1,28	0,755	0,48	0,268
11	Статорне реактивне x ₁ , Ом	3,6	0,530	1,88	1,08	2,51	2,45	1,74	1,05	0,645	0,334
12	Роторне активне R ₂ , Ом	7,45	0,507	2,17	1,01	5,38	2,34	2,17	1,62	0,8	0,477
13	Роторне реактивне x ₂ , Ом	3,17	0,409	2,06	0,645	2,32	2,76	2,06	1,02	0,555	0,356
14	Передаточне число редуктора і	16,3	12,41	16,3	16,3	16,3	19,88	19,88	16,3	19,88	19,88
15	Момент інерції механізму J _ю , кг·м ²	5,31	144	6	265	64	144	78	112	212	180

Продовження таблиці Д.1

	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
1	F411-6	F412-6	F311-8	F312-8	F412-8	H111-6	H112-6	H211-6	H311-6	H312-6
2	27	36	9	13	26	3,5	5,3	8,2	13,0	17,5
3	380	380	380	380	380	380	380	380	380	380
4	61	81	24	31,8	66	10,5	14	23,2	32,3	40,5
5	915	920	670	690	690	890	875	875	895	915
6	0,83/81	0,82/82	0,77/74	0,79/77	0,8/80	0,75/67	0,81/71	0,75/71	0,87/6,5	0,8/80
7	765	981	324	500	981	97	155	226	383	589
8	1,9	2,55	1,1	1,55	3	0,18	0,26	0,44	0,85	1,2
9	0,62	0,62	0,77	0,73	0,63	0,65	0,59	0,6	0,725	0,71
10	0,197	0,124	0,8	0,45	0,18	2,25	1,67	0,835	0,51	0,34
11	0,287	0,197	1,08	0,666	0,31	2,45	1,88	0,88	0,645	0,43
12	0,327	0,236	1,01	0,64	0,32	2,34	2,17	1,4	0,8	0,47
13	0,348	0,251	0,645	0,42	0,28	2,76	2,06	0,88	0,555	0,35
14	19,88	24,9	16,3	12,41	12,4	16,3	16,3	16,3	19,88	19,88
15	665	796	130	144	378	12	25	56	212	360

Продовження таблиці Д.1

	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
1	H411-6	H412-6	H311-8	H312-8	H411-8	H412-8	H511-8	H512-8	H512-8	H311-6
2	27	36	9	13	18	26	34	45	2,2	3,5
3	380	380	380	380	380	380	380	380	380	380
4	61	81	24	31,8	45	66	79	104	6,8	9,3
5	915	920	670	690	680	690	680	680	930	920
6	0,83/81	0,82/82	0,77/74	0,79/78	0,77/78	0,75/80	0,82/80	0,81/81	0,75/72	0,8/76,5
7	765	981	324	500	657	981	1128	1470	59	98
8	1,9	2,55	1,1	1,55	2,15	3	4,3	5,7	0,25	0,46
9	0,651	0,62	0,797	0,764	0,67	0,655	0,51	0,5	0,6	0,725
10	0,219	0,133	0,875	0,51	0,352	0,202	0,164	0,103	2,23	1,24
11	0,271	0,197	1,08	0,666	0,507	0,313	0,232	0,172	4,19	2,98
12	0,328	0,36	1,01	0,64	0,507	0,325	0,307	0,237	3,11	2,22
13	0,346	0,25	0,645	0,42	0,409	0,27	0,464	0,366	1,78	0,872
14	19,88	24,9	16,3	16,3	12,41	16,3	12,41	12,41	19,88	24,9
15	665	400	140	795	190	576	554	205	37,5	144

Навчальне видання

ПАНКРАТОВ Анатолій Іванович

СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Навчальний посібник з дисципліни

«СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ»

**(для студентів механічних та електромеханічних спеціальностей
денної і заочної форм навчання)**

Редактор

І.І.Дьякова

Комп'ютерна верстка

О.П.Ордіна

Вз.4 /2006. Підп. до друку

Формат 60x84/16.

Папір офсетний. Ум. друк. арк.

Обл.-вид. арк.

Тираж прим.

Зам. №

Видавець і виготівник

«Донбаська державна машинобудівна академія»

84313, м. Краматорськ, вул. Шкадінова, 72

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до державного реєстру
серія ДК № 1633 від 24.12.2003