

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»
(повне найменування закладу вищої освіти)

Навчально-науковий інститут інформаційних технологій і робототехніки
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра автоматики, електроніки та телекомунікацій
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи

магістр
(ступінь вищої освіти)

на тему : Модернізація та дослідження електроприводу ножиць гарячого
різання заготовок на Дніпровському металургійному заводі

Виконала: студентка 6 курсу, групи
601МЕ
Спеціальності 141 «Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка»
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Васильєва В.В.
(прізвище та ініціали)

Керівник Єрмілова Н.В.
(прізвище та ініціали)

Рецензент Кислиця С. Г.

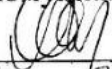
(прізвище та ініціали)

Полтава - 2023 рік

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»
Інститут Навчально-науковий інститут інформаційних технологій і
робототехніки
Кафедра Автоматики, електроніки та телекомунікацій
Ступінь вищої освіти Магістр
Спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри
автоматики, електроніки та
телекомунікацій


О.В. Шефер
“ 04 ” “ 09 ” 2023 р.

ЗАВДАННЯ

НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ МАГІСТРА СТУДЕНТУ

Васильєвої Валерії Володимирівни

1. Тема проекту (роботи) «Модернізація та дослідження електроприводу ножиць гарячого різання заготовок на Дніпровському металургійному заводі»

Керівник проекту (роботи) Єрмілова Наталія Василівна, к.т.н., доцент
затверджена наказом вищого навчального закладу від “04”09 2023 року № 986-фа

2. Строк подання студентом проекту (роботи) 13.12.2023 р.

3. Вихідні дані до проекту (роботи) Технічна документація на електропривод ножиць. Максимальне зусилля різання 20000 кН., момент інерції механізму 4341 кгм², потужність двигуна 3800 кВт. Провести модернізацію електропривода. При зміні навантаження на 20% забезпечити відхилення швидкості у межах 0,5%, час регулювання не більше 0,5 с., перерегулювання у межах 30%, запас стійкості по фазі 60°.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Опис технологічного процесу. Характеристика ножиць та вимоги до електроприводу. Аналітичний огляд існуючих перетворювачів, вибір системи електроприводу, методу регулювання швидкості та гальмування. Розробка структурної схеми перетворювальної системи. Розробка принципової схеми силової частини. Розрахунок силової частини перетворювача. Опис та розрахунок принципової системи керування. Розроблення та моделювання САК. Висновки по роботі.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових плакатів):
- 1) Схема розташування обладнання блокуінгу 1250;
 - 2) Конструкція летючих ножиць;
 - 3) Структурна схема електроприводу ножиць;
 - 4) Електропривод ножиць. Схема електрична принципова;
 - 5) Принципова схема системи керування електроприводом ножиць;
 - 6) Модель силової частини електроприводу;
 - 7) Модель системи керування електроприводом;
 - 8) Діаграми пульсації у схемі керування;
 - 9) Графіки зміни вхідних струму та напруги;
 - 10) Графіки зміни напруги і струму у вентилях;
 - 11) Графіки зміни напруги та струму у навантаженні;
 - 12) Вхідний сигнал з регулятора струму, швидкості і двоконтурної

САР.

6. Дата видачі завдання 02.10.2023 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Пор. №	Назва етапів магістерської роботи	Термін виконання етапів роботи			Примітка (плакати)
		Дата початку	Дата закінчення	Відсоток виконання	
1	Опис технологічного процесу. Характеристика ножиць та вимоги до електроприводу ножиць	11.10.23		15%	Пл. 1
2	Аналітичний огляд існуючих перетворювачів, вибір системи електроприводу, методу регулювання швидкості та гальмування	18.10.23	I	30%	Пл. 2
3	Розробка структурної схеми перетворювальної системи	25.10.23		40%	Пл. 4
4	Розробка принципової схеми силової частини	14.11.23		50 %	Пл. 5
5	Розрахунок силової частини перетворювача	21.11.23	II	60%	Пл. 6
6	Опис та розрахунок принципової системи керування	28.11.23		70%	Пл. 7
7	Розроблення та моделювання САК	06.12.23		90%	Пл. 8
8	Оформлення магістерської роботи	13.12.23	III	100%	Пл. 9

Магістрант

(підпис)

Васильєва В.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Єрмілова Н.В.

(прізвище та ініціали)

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
РОЗДІЛ 1 ТЕХНОЛОГІЧНА ЧАСТИНА	8
1.1 Характеристика підприємства	8
1.2 Короткий опис технологічного процесу виготовлення заготовок.....	8
1.3 Технологічна характеристика ножиць та заготовок	10
1.4 Технологічні вимоги до електроприводу механізму.....	12
1.5 Вибір системи електроприводу, методу регулювання швидкості та гальмування	12
РОЗДІЛ 2 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ.ВИБІР СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ.....	15
2.1 Використання перетворювачів:	
2.1.1 Систематизація перетворювачів	15
2.1.2 Некерований випрямляч трифазного струму	18
2.1.3 Керований випрямляч.....	20
2.1.4 Коефіцієнт потужності та ККД випрямлячів.....	24
2.1.5 Перетворювачі для електроприводу постійного струму.....	28
2.2 Система імпульсно-фазового керування.....	29
2.3 Засоби захисту напівпровідникових перетворювачів.....	33
РОЗДІЛ 3 МОДЕРНІЗАЦІЯ СХЕМ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ СХЕМИ.....	35
3.1 Модернізація структурної схеми	35
3.2 Опис принципової схеми силової частини.....	37
3.3 Розрахунок силової частини перетворювача:	
3.3.1 Оцінка елементів ідеального перетворювача.....	39
3.4 Розрахунок перетворювачів з урахуванням дійсних параметрів елементів схем.....	42
3.5 Вибір захисту силової частини.....	44
РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ, ЇЇ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ.....	47
4.1 Опис принципової схеми системи керування.....	47
4.2 Розрахунок аналогових елементів системи керування:	
4.2.1 Розрахунок елементів схеми затримки виключення системи.....	52
4.2.2 Розрахунок елементів схеми фільтрів позитивного негативного на півперіоду.....	52
4.2.3 Розрахунок елементів формувача тривалості керуючого імпульсу.....	53

4.2.4 Розрахунок генератора, що задає.....	53
4.3 Розрахунок схеми системи автоматичного регулювання..	54
4.4 Розрахунок параметрів регулювання.....	56
4.4.1 Розрахунок контуру регулювання струму.....	57
4.4.2 Контур регулювання швидкості.....	58
4.5 Розроблення та моделювання САК:	
4.5.1 Розроблення моделі силової частини електроприводів...	60
4.5.2 Розробка моделі системи автоматичного регулювання...	64
ВИСНОВОК.....	74
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	75
ДОДАТКИ	77
Додаток А	
Додаток Б	
Додаток В	

Вступ

З початком війни металургійна галузь знову у центрі уваги політичного та економічного життя України, внаслідок цього пріоритет модернізації металургійного комплексу є основою модернізації матеріально-технічної бази економіки усієї країни.

Металургійний сектор – це економічно, соціально та територіально значущий компонент промисловості, тому вдосконалення та модернізація обладнання, що працює в металургійному виробництві, є дуже вагомою і **актуальною задачею** [1].

В електронній техніці виділяють силову та інформаційну електроніку.

Для управління потоками енергії з ціллю перетворення, передачі, захисту електричних кіл, а також для компенсації небажаної реактивної потужності можна використовувати пристрої силової електроніки.

А з метою управління інформаційними процесами здебільшого використовується інформаційна електроніка. Такі пристрої складають основу систем управління й регулювання різноманітними об'єктами, зокрема й апаратурою силової електроніки.

Так як електроенергія використовується в різних формах: постійний струм (близько 20%), змінний струм промислової частоти (основна частина енергії), змінний струм підвищеної частоти, а також струм складної форми, то виникає необхідність перетворення енергії у потрібний вигляд.

Електропривод являється важливою частиною ефективного використання сучасної силової електроніки. В наш час в металургії та інших галузях широко використовують комплектні тиристорні пристрої для електроприводів постійного струму. Значний прогрес в області регульованого електропривода дає удосконалення тиристорів та тиристорних схем. Їх призначення – перетворення струму частотою 50 Гц в струм, де частоту можна регулювати з метою керування частотою обертання швидкістю двигунів.

Існує багато різноманітних типів перетворювачів частоти, що можуть стабілізувати вихідні параметри. Наприклад, якщо в технологічному процесі необхідне індукційне нагрівання металу, то використовують потужні високочастотні тиристорні пристрої, котрі в результаті дають значний економічний ефект, так як ресурс їх роботи значно збільшується (якщо порівняти з традиційними електромашинними пристроями).

Значно поліпшена якість деяких технологічних процесів в електрометалургійній та хімічній галузях промисловості за рахунок

впровадження випрямних агрегатів із глибоким регулюванням вихідної напруги й струму.

Використання нової елементної бази дозволило принципово поліпшити такі найважливіші техніко-економічні показники, як ККД, питомі значення маси й обсягу, надійність, якість вихідних параметрів та ін. Визначилася тенденція підвищення частоти перетворення електроенергії. У цей час розроблені мініатюрні вторинні джерела живлення малої й середньої потужності із проміжним перетворенням електроенергії на частотах надзвукового діапазону. Освоєння високочастотного (понад 1 МГц) діапазону привело до необхідності рішення комплексу науково-технічних проблем по конструюванню перетворювальних пристроїв і забезпеченню їх електромагнітної сумісності в складі сучасних технічних систем.

Мета роботи: модернізація електроприводу ножиць гарячого різання заготовок для підвищення ефективності та надійності її роботи

Для виконання поставленої мети в роботі необхідно виконати наступні **завдання:**

- провести аналіз електроприводу ножиць гарячого різання заготовок;
- проаналізувати системи електроприводу, що існують, та обрати найбільш ефективну та раціональну з точки зору можливості керування швидкістю;
- розробити структурну та принципову схеми електроприводу ножиць;
- провести розрахунок силової частини перетворювача;
- провести дослідження системи керування електроприводу в програмі Matlab;
- проаналізувати отримані результати.

РОЗДІЛ 1 ТЕХНОЛОГІЧНА ЧАСТИНА

1.1 Характеристика підприємства

Дніпровський металургійний завод становить собою як Публічне акціонерне товариство (ПАТ), який є з одних найбільших гірничо-металургійних підприємств нашої країни.

Цей комбінат знаходиться в місті Кам'янсько, Україна. Металургійний комбінат з повним технологічним циклом. На сьогоднішній день завод виготовляє чавун, товарну заготовку, швелер, кутник, рейки кранів та інше. Також завод планує встановити новітнє обладнання яка буде безперервно лити заготовки та млин малого профілю для виробництва. Продукція Дніпровського комбінату постійно представляється на міжнародних ярмарках і виставках у Німеччині, Китаї, Англії, а також експортується у ці та інші країни.

Високоякісна продукція заводу відомо не тільки про Україні. Завод зарекомендував себе так, як надійний партнер в своїй сфер, своєчасно виконує взяті на себе роботи . В даний час публічне акціонерне товариство " Дніпровський металургійний завод" - одне з найбільших підприємств України в металургійній галузі.

Є одним із провідних виробників метало продукції, що входить до першої п'ятірки металургійних підприємств України та має понад вікову історію, а нині знаходиться на черговому етапі свого розвитку.

1.2 Короткий опис технологічного процесу виготовлення заготовок

У обтискному стані 1250 вальцюються металеві заготівки площею перетину до 400x400 мм, що мають ширину до 1250 мм та товщину до 320 мм, довжина може бути до 6000 мм. Ці заготівки в плавкому стані подаються з мартенівського цеху у нагрівальні колодязі, там відбувається нагрівання та подальша передача заготовок до прокатного стану [1].

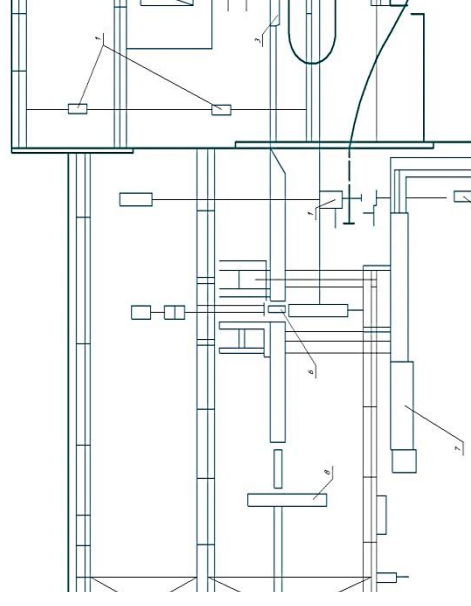


Рисунок 1.1 — Схема розташування обладнання блюмінгу 1250

1-тельферні крани; 2- нагрівальні колодязі; 3 - приймальні роляганг з боковим зіштовхувачем злитків; 4- кільцева подача; 5- бункер для околін; 6- заготовка; 7- колодязь для околін; 8- машина вогневої зачистки; 9- конвеєр для обрізків; 10- шле пер для готових заготовок; 11 - ножиці; 12 – роляганг для НЗС

Кожна група регенераторних нагрівальних колодязів складається з 4-х осередків, які повинні мати власний загальний димар висотою не менше 50 метрів.

Далі за допомогою зіштовхувача злитки подаються на прийомний рольганг, потім по транспортному рольгангу – на робочий рольганг, котрий передає заготовку у кліть. Далі розміщений рольганг, призначенням якого є повертання заготовки (декілька разів). По закінченні цього процесу майже готовий виріб передається для формування на ножиці.

Дали встановлений підвідний рольганг, призначенням якого є прийом злитків безпосередньо з кліщового крану. Підготовані розкати по вивідному рольгангу спрямовуються в ножиці пересувними бортами.

За ножицями гарячого різання встановлений ще один рольганг (відсувний), його призначенням є приймання порізаного розкату, з наступною передачею нарізаних блюмів на сусідній рольганг, а також для передачі переднього і заднього кінців, що відрізаються від заготовки, на спеціальний жолоб конвеєра для збору обрізків. Далі після нарізання готові заготовки по наступному рольгангу (для збирання виробів) подаються на наступну машину для клеймування. Потім вже заклеєвані готові вироби за допомогою рольгангу збиральних пристроїв поступають до складу заготовок[2].

Зіштовхувач заготовок далі зіштовхує заготовку з рольганга збиральних пристроїв на стіл, котрий штабелює, і потім знов зіштовхує стоп-заготовки зі столу та передає на стелажі заготовки. Огляд і обробка блюмів для цього стану здійснюється в південній частині третього прольоту ад'юстажа і подовжньому прольоті стану на спеціальних стелажах.

1.3 Технологічна характеристика ножиць та заготовок

Ножиці знаходяться наприкінці стану, на ділянці, що здійснює різання заготовок, призначені для нарізання виробів на мірні шматки. Технічна характеристика ножиць приведена в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1–Технічна характеристика ножиць

Найменування	Величина	Одиниці вимірювання
Зусилля різання	max 20000	кН
Максимальний розмір заготовки	400x400	мм
Температура різання металу	900-1100	°С
Момент інерції металу	4341	кгм ²
Максимальна кількість різів	13 старт-стопів	хв
Потужність двигуна	2x3800	кВт
Передаточне число редуктора	5	

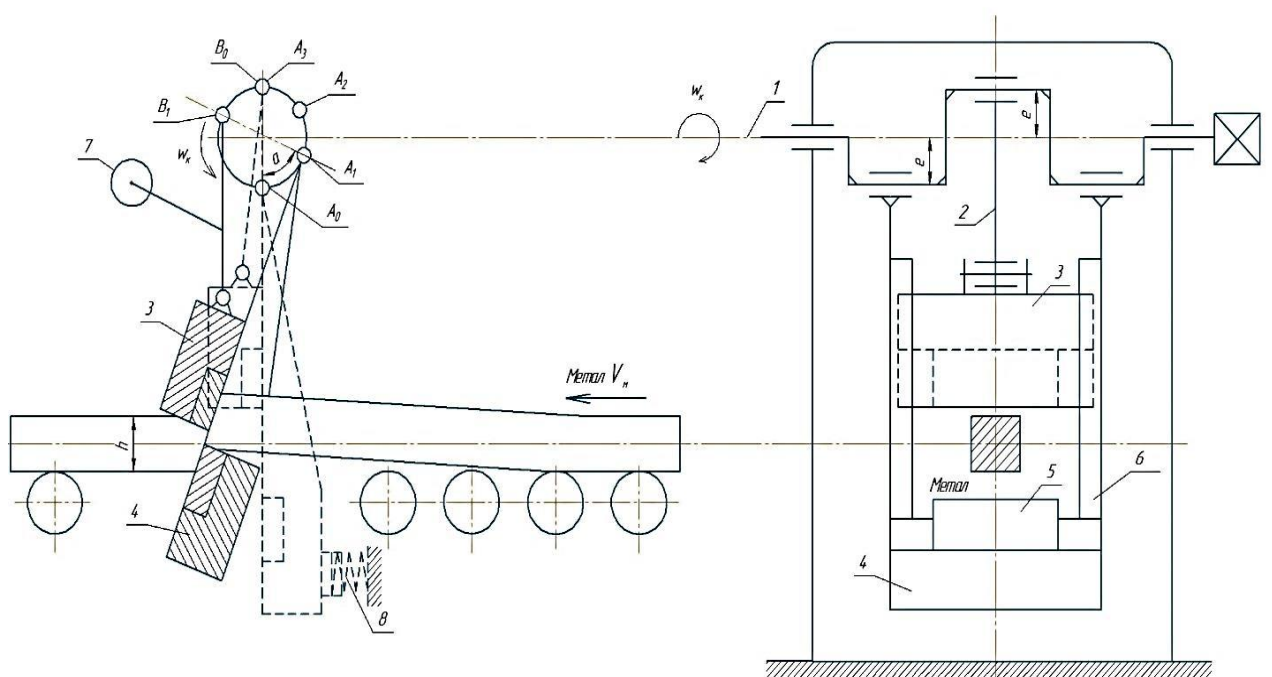


Рисунок 1.2 — Летючі ножиці

1 - верхній прохідний вал; 2 - шатун; 3 - верхній супорт з ножем; 4 - нижній супорт з ножем; 5 - проміжне положення при зближенні ножів; 6 - направляючі пази; 7 – контр вантаж; 8 – амортизатор.

Ножиці використовують для нарізання металу, який рухається по стану зі швидкістю не більше 2,5 м/с.

Також ножиці встановлені перед другою з клітей безперервного заготовленого стану. Температура металу, що надходить від металу повинна становити 800-1000°C. Параметри цих ножиць є: зусилля різання P , хід ножиць H , довжина ножиць L і число ходів.

1.4 Технологічні вимоги до електроприводу механізму

До механізму ножиць пред'являються різні технологічні вимоги.

До основних вимог відносяться:

- надійність, це здатність приводу здійснювати певні функції і при цьому зберігати параметри експлуатації протягом визначеного часу;
- працездатністю називають такий стан електропривода, при якому він може повністю виконувати свою роботу;
- безвідмовністю вважають властивість електропривода протягом певного часу повністю зберігати свою працездатність.

Також є спеціальні вимоги електропривода ножиць, до яких відносяться:

- здатність різання різних сортів металу;
- габарити металу, що розрізають, 1300 × 320;
- мінімальна кількість зазорів та люфтів;
- діапазон регулювання – це співвідношення максимальної та мінімальної швидкості, в нашому випадку $3 \div 1$;
- здатність реверсу приводу;
- тривалість вмикання – 60%;
- здатність регулювання швидкості електропривода.

Для виконання поставлених завдань потрібно вибрати тип електроприводу ножиць, а для цього необхідно детально вивчити даний технологічний процес, щоб визначити дійсне навантаження і режим роботи приводу ножиць, а також точність позиціонування зупинки і деякі інші специфічні умови роботи [2].

1.5 Аналіз систем електроприводів та методів регулювання швидкості двигунів

Для того, щоб забезпечити потрібні вимоги до електроприводу з точки зору технології процесу, а також виключити виявлені недоліки, нам треба вибрати найбільш оптимальну систему.

Для цього спочатку треба визначитися з типом двигуна, що буде приводити в рух механізм приводу ножиць.

На металургійних підприємствах України для приводу механізмів широко застосовують як асинхронні двигуни змінного струму (АД), так і двигуни постійного струму (ДПС).

Двигуни змінного струму в свою чергу діляться на дві групи – асинхронні двигуни з фазним та коротко замкнутим ротором та синхронні двигуни (СД).

Асинхронні двигуни з коротко замкнутим ротором (АД з КЗ ротором) знайшли широке застосування завдяки своїй надійності, високому ККД, простоті у експлуатації та відносно невисокої вартості. Вони здатні витримувати витримують великі пускові струми, однак це може викликати доволі великі коливання напруги у мережі живлення. АД з фазним ротором для вирішення подібних задач практично не використовується [4].

Синхронні двигуни (СД) здебільшого прийнято застосовувати у потужних механізмах, що працюють у тривалому режимі з незмінною швидкістю. Перевагою синхронних двигунів є великий ККД, значний коефіцієнт потужності, що дає змогу використовувати синхронний двигун в якості синхронного компенсатора, за допомогою якого можна повертати в мережу частину енергії.

В нашому випадку механізмах з особливими вимогами що до експлуатації найбільш раціональним є використання ДПС, котрі мають гарні здатності для регулювання швидкості обертання, також стабільної роботи усього електроприводу.

ДПС вважаються достатньо надійними в експлуатації, вони здатні забезпечувати доволі великий запас по моменту навантаження. За способом збудження використовують ДПС з незалежним, паралельним, послідовним і змішаним (послідовно-паралельним) збудженням. Кожна схема має свої переваги та недоліки, враховуючи які віддають перевагу для даного технологічного процесу. ДПС здатні працювати в тривалому, короткочасному та повторно-короткочасному режимах [17].

Розглянувши всі ці питання, для приводу механізму ножиць обираємо ДПС незалежного збудження.

Для двигунів постійного струму існують наступні системи керування електроприводом:

- джерело постійного струму – ДПС з релейною схемою керування;
- генератор – двигун постійного струму (Г-ДПС);
- тиристорний перетворювач – двигун постійного струму (ТП-ДПС).

Було вирішено для електроприводу ножиць обрати систему «ТП–ДПС», так як двигун має велику потужність і ця система здатна витримувати значні навантаження, на відміну від системи «Джерело постійного струму – ДПС». Також з точки зору споживання енергії система ТП-ДПС є більш економічною на відміну від системи «Г-ДПС».

Відомо, що для регулювання швидкості ДПС використовують такі методи [4]:

- реостатне регулювання (зміна опору реостату в якірному колі);
- регулювання зміною магнітного потоку;
- регулювання зміною живлячої напруги.

Кожен спосіб має свої переваги, ми зупиняємося на 3 способі – регулювання зміною живлячої напруги, так як він дає можливість отримувати механічні характеристики потрібної форми та змінювати швидкість обертання відповідно до вимог технологічного процесу.

Розглянемо способи гальмування двигунів постійного струму:

- динамічне гальмування з незалежним збудженням;
- динамічне гальмування з самозбудженням;
- рекуперативне гальмування.

Було вирішено обрати для гальмування третій спосіб – рекуперативне гальмування, тому що це він є найбільш економічно ефективним.

Метод гальмування полягає в тому, що під час роботи ДПС в генераторному режимі реверсивний перетворювач переводиться в режим інвертора. Тоді постійний струм електричної машини (ДПС) можна перетворити на змінний і віддати назад в мережу.

Силові тиристори в цьому інверторному режимі відпираються при куті регулювання $\alpha > 90^{\circ}$, а в випрямному режимі - вони можуть відпиратися при куті регулювання $\alpha < 90^{\circ}$.

Таким чином для ЕП летючих ножиць було вирішено обрати двигун постійного струму, що працюватиме за системою «Тиристорний перетворювач – ДПС» з рекуперативним гальмуванням.

РОЗДІЛ 2 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ. ВИБІР СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

2.1 Використання перетворювачів

2.1.1 Систематизація перетворювачів

Силові напівпровідникові перетворювачі можна систематизувати за різними критеріями. Найчастіше це проводиться відповідно до принципів особливостей схеми та функціональним призначенням.

Систематизація перетворювачів відповідно до принципів особливостей схеми пов'язана з їхнім функціональним призначенням.

З урахуванням області застосування перетворювачі можна виділити декілька груп: для промислових електроприводів; тягових електроприводів; агрегатів безперебійного й резервного живлення; гальванотехніки й електрохімії; індукційного нагрівання; печей опору та освітлення; пристроїв комутації змінного та постійного току; зварювання; збудження синхронних машин; живлення електромагнітів; зарядки акумуляторних батарей; електростатичних установок; катодного захисту металевих конструкцій; ліній електропередачі високої й надвисокої напруги; компенсації реактивної енергії.

Ця класифікація не є вичерпною та повною. Застосування напівпровідникових перетворювачів поширюється на нові області людської діяльності. Перетворювачі не тільки витісняють виготовлене раніше й експлуатоване дотепер устаткування, але й дозволяють здійснювати нові технічні рішення, які взагалі не були можливі при використанні класичних електротехнічних апаратів та пристроїв.

Систематизація перетворювачів відповідно до потужності не має в літературі єдиних, нормалізованих критеріїв та використовується рідко. У звичайній практиці й з урахуванням специфічних особливостей перетворювачів в окремих діапазонах потужностей можна розділити силові перетворювачі на наступні групи:

- малої потужності - до 10 кВт;
- середньої потужності - від 10 до 250 кВт;
- великої потужності - від 250 кВт до 1 МВт;
- надвеликої потужності - більше 1 МВт.

Перетворювачі малої потужності до 10 кВт мають у більшості випадків компактне або убудоване виконання й спеціальне цільове призначення. Серійність їхнього виготовлення відносно велика. Якщо вони не мають убудованого виконання, то, як правило, мають високий ступінь захисту, а іноді масляне охолодження. Останнім часом як основні елементи

силових ланцюгів у них використовуються силові транзистори. Перетворювачі середньої потужності від 10 до 250 кВт є найпоширенішими. Вони виконуються конструктивно у вигляді шафи, останнім часом з використанням уніфікованих блоків і вузлів. У них застосовуються тиристори й діоди зі штировим корпусом й інтегральні силові напівпровідникові модулі з номінальним струмом до 160 - 250 А. Вони звичайно мають власне природне або примусове повітряне охолодження й відносно низький ступінь захисту. Шафи мають звичайно стандартизовані розміри, щоб забезпечити можливість їхньої установки в загальний щит з одnobічним доступом. Звичайно їх випускають у різному виконанні по потужності у вигляді стандартних перетворювальних установок зі стандартними ланцюгами керування й спеціально не пристосовують до пристроїв, які від них живляться. Шафи встановлюють у звичайних приміщеннях з нормальними кліматичними умовами. Пристрої, що живляться від них, можуть перебувати на відстані десятків і навіть сотень метрів, причому часто використовується дистанційне керування та контроль.

Перетворювачі великої потужності від 250 кВт до 1 МВт також відносяться до виробів силової електроніки. Конструктивно вони виконуються у вигляді шаф. В них використовується “таблеткові” тиристори й діоди, часто з водяним охолодженням. Вони звичайно мають спеціальне призначення, наприклад: перетворювачі для тягових електродвигунів, для прокатних станів, для розгону синхронних машин, для транспортерів, для насосів, для індукційного нагрівання й т.п. Вони поставляються разом з тим технологічним устаткуванням, для живлення якого призначені. Складні технологічні регулятори звичайно розміщують у спеціальній шафі інформаційної електроніки. Останнім часом такі перетворювачі оснащуються мікропроцесорним керуванням або ж управляються від тієї ж керуючої ЕОМ, що й вся технологічна лінія або весь виробничий процес.

Перетворювачі надвеликої потужності понад 1 МВт завжди мають спеціальне призначення. У них часто використовується паралельне й послідовне з'єднання “таблеткових” напівпровідникових приладів з водяним або випарним охолодженням. Вони застосовуються в електроприводах граничної потужності, наприклад в електроприводах обертових цементних печей, млинів, шахтних підйомників, прокатних станів, локомотивів, судів, а також для ліній електропередачі надвисокої напруги, у статичних компенсаторах і для установок індукційного нагрівання. Конструктивно вони виконуються у вигляді ряду шаф або у вигляді самостійної частини будівельної конструкції - у спеціальному кліматизованому залі.

При систематизації їх відповідно до потужності необхідно врахувати, що цей критерій застосовується тільки до перетворювачів однакового функціонального призначення й із приблизно однаковими технічними параметрами. Наприклад, некерований перетворювач частоти з певною вихідною потужністю буде приблизно в 2 рази більше, ніж керований випрямляч такої ж потужності. Тому що крім випрямляча він містить ще й такий же або навіть більший інвертор. Аналогічно цьому інвертор з більшим діапазоном регулювання буде більше й дорожче інвертора тієї ж потужності, але з меншим діапазоном регулювання. На габарити й ціну приладу впливають також кліматичні умови, ступінь захисту й інші технічні вимоги.

Конструкція повинна відповідати кліматичним умовам, у яких вони будуть працювати, і потужності втрат, яку потрібно від них відвести. Виникає питання про те, чи потрібно пристосувати до умов навколишнього середовища або краще створити відповідні кліматичні умови для даного перетворювача. Виготовлення перетворювача у виконанні, що задовольняє несприятливим кліматичним умовам, збільшує його вартість, до того ж чимало коштує й створення нормальних кліматичних умов у приміщенні для перетворювача. Як правило, виявляється дешевше купити звичайний перетворювач, що випускається серійно, та розмістити його в приміщенні з нормальними кліматичними умовами.

Відповідно до конструкції перетворювачі можна розділити на ті що вбудовані, компактні, шафи та камерні.

Перетворювач, що вбудовується, являє собою комплектний пристрій, що звичайно без усякого захисного кожуха встановлюється й закріплюється усередині устаткування, для якого він призначений. Електричні з'єднання силових і керуючих ланцюгів забезпечуються гвинтовими затискачами або електричними розніманнями.

Компактна конструкція перетворювача характерна тим, що конструктивні рішення її механічної й електричної частин спрямовані на можливо більше тісне розміщення всіх його елементів і вузлів з урахуванням припустимих відстаней між струмоведучими частинами й мінімальними шляхами струмів витoku по поверхні ізоляції. Перетворювач оформляється у вигляді єдиної конструкції й закривається захисним металевим, а іноді ізоляційним кожухом. Силові й керуючі ланцюги перебувають у тісній близькості, іноді прямо на загальній панелі. Тому що компактні перетворювачі мають відносно невелику потужність втрат, їхнє охолодження в більшості випадків виконується природним повітряним шляхом. Іноді використовується невеликий вентилятор для забезпечення хоча б мінімального примусового руху повітря в перетворювачі. Елементи, у яких

виникають найбільші втрати тепла (такі, як прокладку до внутрішньої поверхні кожуха, що забезпечує тепловий контакт й охолодження через кожух. В якості прокладки використовуються електроізоляційні, але з великою діюди, тиристори, транзистори, шунти, резистори й т.п.), іноді кріпляться через теплопровідністю пластинки зі слюди, поліетилену або корунду. Більшим прогресом у цьому напрямку є застосування інтегральних силових напівпровідникових модулів з ізолюваною підставою, які можна встановлювати безпосередньо на стінки кожуха, що служать охолоджувачами.

2.1.2 Некерований випрямляч трифазного струму

За винятком випадків, коли єдино можливим джерелом живлення мережа однофазного змінногоструму, живлення постійним струмом споживачів середньої й більшої потужності здійснюється від трифазних випрямлячів. При випрямленні трифазного змінногоструму, як відзначалося, досягається краща якість випрямленої напруги за рахунок зниження амплітуди пульсацій. Напруга трифазних випрямлячів до того ж легше піддається згладжуванню, тому що частота пульсацій тут істотно вище, ніж в однофазних випрямлячах. Полегшуючим фактором у побудові випрямних установок розглянутого діапазону потужностей служить і менше завантаження вентилів трифазних схем по струму й напрузі.

З випрямлячів трифазного струму переважне застосування на практиці одержала трифазна мостова схема (схема Ларіонова), тому її аналізу приділяється найбільша увага.

Схема трифазного мостового випрямляча, яка зображена на рис. 2.1 містить випрямний міст із шести вентилів. У нижній групі вентилі з'єднані катодами (катодна група), а у верхньої - анодами (анодна група). Навантаження підключається між крапками з'єднання катодів й анодів вентилів. Схема допускає з'єднання як первинних, так і вторинних обмоток трансформатора зіркою або трикутником. Вона може бути застосована й без трансформатора.

Аналіз схеми проводиться при активно-індуктивному навантаженні, найпоширенішої на практиці. Індуктивності розсіювання обмоток трансформатора й індуктивності живильної мережі приймаються спочатку рівними нулю, а індуктивність $L_H \rightarrow \infty$. Розгляд проводиться за використанням часових діаграм, наведених на рис. 2.2, б) - ж).

В мостовій схемі струм навантаження створюється під дією лінійної напруги. Струм навантаження тут протікає через два вентиля, один із яких

розташований у катодній групі, а іншої - в анодній. Контур струму навантаження при відкритих вентилях 1 й 6 показаний на схемі рис. 2.2

З катодної групи у відкритому стані буде перебуватитой з вентилів, напруга анода якого має позитивну полярність щодо нульового виводу (фазна напруга) і найбільшу величину в порівнянні з іншими вентилями. З анодної групи відкритий стан приймає той з вентилів, напруга катода якого в цей момент є найбільшою і має негативну полярність.

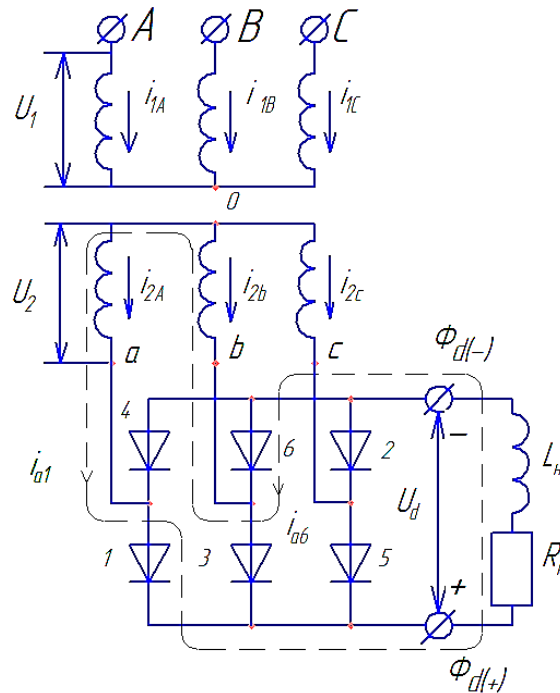


Рисунок 2.1 — Принципова схема некерованого випрямляча

Іншими словами, у провідному стані будуть перебуватиті два навхрест лежачі вентиля випрямного моста, між якими діє в провідному напрямку найбільш велика напруга. Вкажемо на діаграмах фазних напруг, зображених на рис. 2.2 б), інтервали провідності вентилів: на інтервалі $\delta_1 - \delta_2$ проводять вентиля 6, 1, на інтервалі $\delta_2 - \delta_3$ — вентиля 1, 2, на інтервалі $\delta_3 - \delta_4$ — вентиля 2, 3, на інтервалі $\delta_4 - \delta_5$ вентиля 3, 4, і т.д. Таким чином, інтервал провідності кожного вентиля становить $\psi = 2\pi/3$, а інтервал спільної роботи двох вентилів дорівнює $\pi/3$. За період напруги живлення відбувається шість перемикань вентилів. Схема працює в шість тактів, у зв'язку із чим її часто називають шестипульсною.

Визначимо криву випрямленої напруги u_d . Найбільше просто це можна зробити, показавши криві зміни потенціалів виводів навантаження $\phi_d(-)$ і $\phi_d(+)$ щодо нульового виводу вторинних обмоток трансформатора який зображений на рисунку 2.1. Крива зміни потенціалу $\phi_d(+)$ формується з ділянок фазних напруг позитивної полярності при провідності вентилів

катодної групи, а крива $\phi_d(-)$ — з ділянок фазних напруг негативної полярності при провідності вентилів анодної групи зображених на рис. 2.2 б). Різниця зазначених потенціалів визначає напруга навантаження u_d .

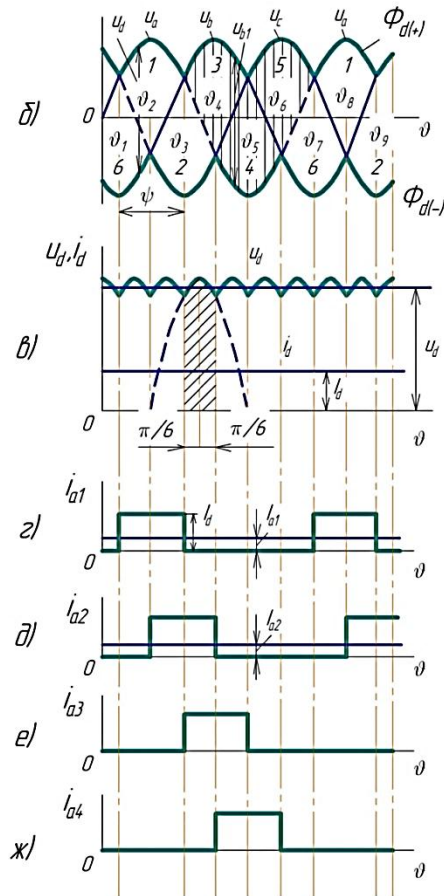


Рисунок 2.2 — Часові діаграми трифазного мостового некерованого випрямляча при $LB \rightarrow \infty$ (б-ж)

Крива u_d , показана на рис. 2.2, в), складається з ділянок лінійних напруг вторинних обмоток трансформатора.

2.1.3. Керований випрямляч

Розглянемо роботу мостового керованого випрямляча трифазного струму. Трифазна мостова схема набула переважного застосування при побудові керованих випрямлячів трифазного струму. Аналіз схеми випрямляча, зображеного на рис. 2.3, спочатку проведемо при $x_{aa} = x_{ab} = x_{ac} = 0$, а потім покажемо їхній вплив.

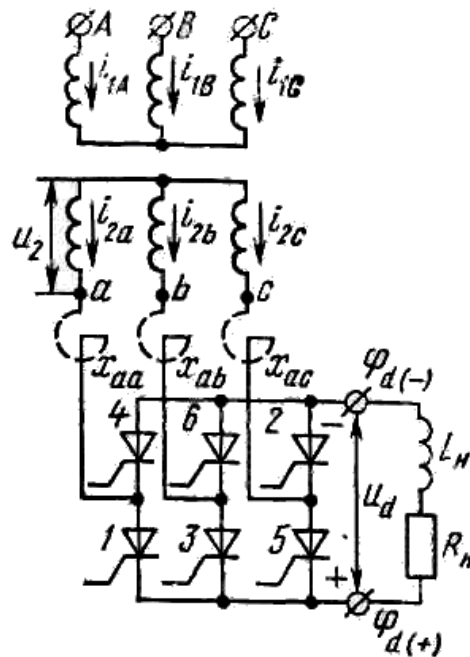


Рисунок 2.3 — Схема трифазного мостового керованого випрямляча

Особливість роботи керованого випрямляча полягає у затримці на кут α моменту відмикання чергових тиристорів щодо крапок природного відмикання $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ і т.д., як показано на рис. 2.4, а). Це обумовлюється затримкою на кут α моментів подачі імпульсів, що відмикають, на тиристори від системи керування випрямлячем.

Як показано на рис. 2.4 г) при наявності досить великої індуктивності в ланцюзі навантаження затримка вступу в роботу чергових тиристорів створює затримку на такий же кут α моментів запирання провідних тиристорів. При цьому криві потенціалів $\varphi_d(+)$, $\varphi_d(-)$ і напруги u_d здобувають вид, показаний на рис. 2.4 а), в). В кривій випрямленої напруги створюються «вирізки», внаслідок чого середнє значення напруги U_d зменшується. Таким чином, при зміні кута α здійснюється регулювання величини U_d .

Крива u_d , показана на рис. 2.4 в), складається з ділянок лінійних напруг вторинних обмоток трансформатора.

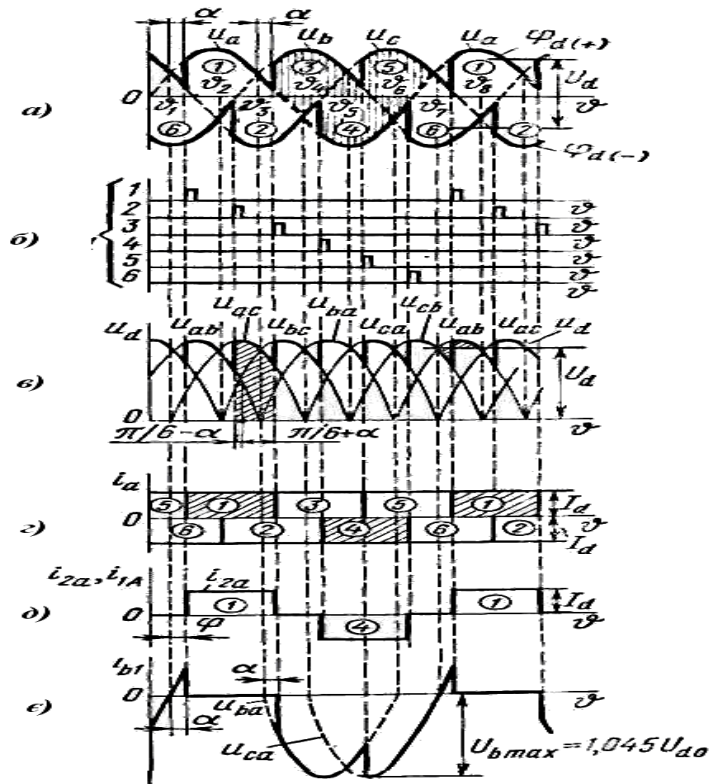


Рисунок 2.4 – Часові діаграми трифазного мостового керованого випрямляча

Вплив зміни кута α на криву u_d і середнє значення напруги U_d показані на рис. 2.4, а — є. Оскільки в трифазній мостовій схемі випрямленню піддається лінійна напруга, крива u_d на рис. 2.4, а — г складається з ділянок лінійних напруг вторинних обмоток трансформатора u_{ab}, u_{ac}, u_{bc} .

При зміні кута α у діапазоні від 0 до 60° , перехідна пруги u_d з однієї лінійної напруги на іншу, як показано на рис. 2.5, здійснюється в межах позитивної полярності ділянок лінійних напруг. Тому форма кривої напруги u_d і його середнє значення однакові як при активному, так і при активно-індуктивному навантаженні.

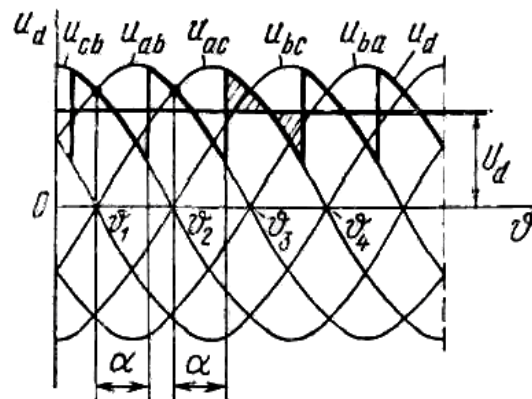


Рисунок 2.5 — Криві вихідної напруги трифазного мостового керованого випрямляча при $L_n \rightarrow \infty$ та значенні кута керування $60^\circ > \alpha > 30^\circ$

При $\alpha > 60^\circ$ вид кривої u_d залежить від характеру навантаження, як показано на рис. 2.6. У випадку активно-індуктивного навантаження струм i_d продовжує протікати через тиристори й вторинні обмотки трансформатора після зміни полярності їхньої лінійної напруги, у зв'язку із чим у кривій u_d з'являються ділянки лінійних напруг негативної полярності.

Залежність середнього значення випрямленої напруги від кута α (регульовальна характеристика) при $L_H \rightarrow \infty$ може бути знайдена усередненням кривій u_d на інтервалі $\pi/3$, як показано на рис. 2.4, в), за формулою:

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\alpha} \sqrt{6}U_2 \sin \vartheta d\vartheta = U_0 \cos \alpha, \quad (2.1)$$

де U_d – випрямлена напруга, В;

U_2 – фазна напруга, В.

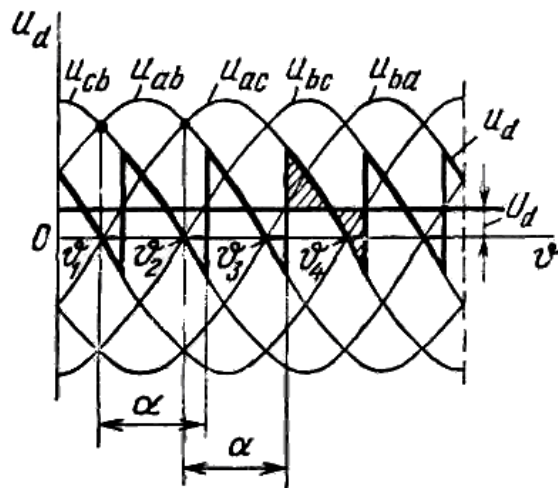


Рисунок 2.6 — Криві вихідної напруги трифазного мостового керованого випрямляча при $L_H \rightarrow \infty$ та значенні кута $90^\circ > \alpha > 60^\circ$

Ділянку регульовальної характеристики при активному навантаженні при $L_H = 0$ на інтервалі $120^\circ > \alpha > 60^\circ$ побудовано за виразом

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\alpha} \sqrt{6}U_2 \sin \vartheta d\vartheta = U_{d0} |1 + \cos(60^\circ + \alpha)|, \quad (2.2)$$

де U_{d0} – випрямлена напруга при активному навантаженні, В.

Регульовальні характеристики трифазного мостового випрямляча наведені на рис. 2.6.

Крива напруги на тиристорі наведена на рис. 2.4 є). Амплітуда зворотної напруги, як і у некерованому випрямлячі, дорівнює $1,045U_{d0}$. Цією величиною визначається тепер не тільки зворотна напруга, але й можливе значення амплітуди прямої напруги на тиристорі при регулюванні кута α .

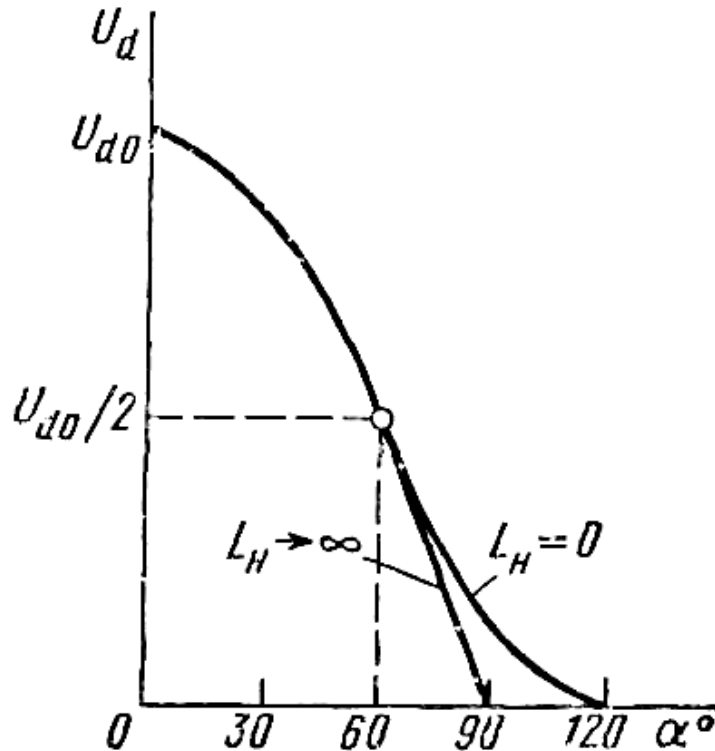


Рисунок 2.7 Регулювальні характеристики трифазного мостового керованого випрямляча

2.1.4 Коефіцієнт потужності та ККД випрямлячів

При роботі пристрою від мережі змінного струму важливо знати характер споживаної ним потужності. Найбільш сприятливим режимом є споживання тільки активної потужності. Це означає, що при синусоїдальній напрузі мережі споживаний струм, також не має фазового зсуву щодо живлячої напруги. Однак такий режим не характерний для випрямлячів середньої й великої потужності: споживаний ними струм, як було показано, не синусоїдальний, а його перша гармоніка зсунута щодо змінної напруги мережі. Наявність фазового зсуву свідчить про те, що випрямляч споживає від мережі крім активної потужності, рівної $U_d I_d$, також реактивну потужність. Споживання реактивної потужності та наявність у кривій струму вищих гармонійних приводять до збільшення діючого значення струму мережі й росту втрат при передачі енергії до випрямної установки.

Зазначене явище характеризується коефіцієнтом потужності випрямляча:

$$\lambda = P_1 / S_1, \quad (2.3)$$

де P_1 – активна потужність, споживана випрямлячем, Вт;

S_1 – повна потужність, споживана від мережі змінного струму та рівна добутку діючих значень напруги U_1 і струму I_1 , ВА.

Як відомо кут зсуву φ першої гармоніки споживаного струму щодо напруги живлення залежить від кута керування α і комутації γ і при $L_n \rightarrow \infty$.

Іншими словами, для всіх схем випрямлячів (крім випрямляча з нульовим діодом і мостових несиметричних випрямлячів) коефіцієнт потужності знаходиться за виразом

$$\cos \varphi = \cos(\alpha + \gamma / 2), \quad (2.4)$$

де α – кут керування, °;

γ – кут комутації, °.

Співвідношення (2.4) використано для побудови сімейства кривих які показані на рис. 2.9, що характеризують залежність коефіцієнта зрушення від кута керування α і кута комутації γ . Згідно із кривими, коефіцієнт зсуву зменшується з ростом кутів α і γ . При $\alpha = 0$ значення $\cos \varphi$ відповідають некерованим випрямлячам.

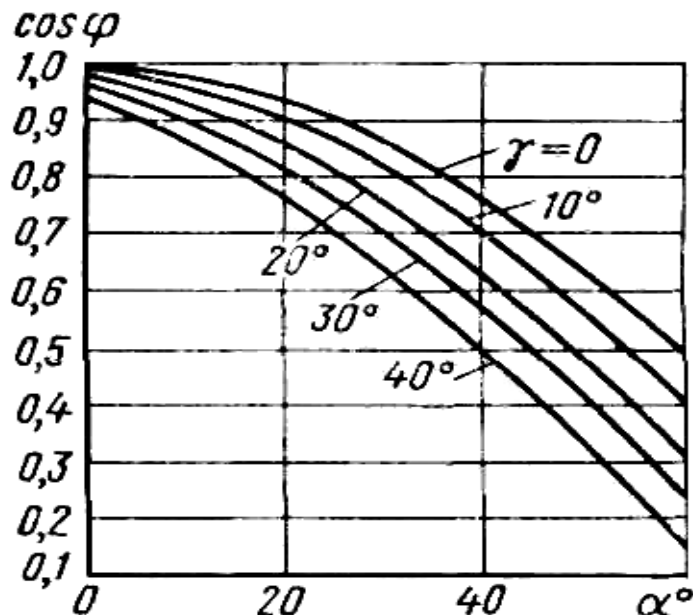


Рисунок 2.8— Криві залежності коефіцієнта зсуву від кута керування α і кута комутації γ керованих випрямлячів

Коефіцієнт перетворення k залежить від схеми випрямляча й характеру навантаження, оскільки від цих факторів залежать амплітуди, а також діючі значення гармонійних у кривій струму I_1 .

Як зазначалось, процеси комутації слабо позначаються на величині амплітуди гармонійні току i_1 . Тому для підрахунку коефіцієнта k однофазних випрямлячів (з нульовим виводом і мостового) при $L_H \rightarrow \infty$ можна скористатися кривою i_1 . Діюче значення першої гармоніки струму дорівнює $\frac{4I_d}{\pi\sqrt{2}}$, а діюче значення самої кривої, що характеризує знаменник вираження становить I_d/n , у зв'язку із чим для однофазних випрямлячів (з нульовим виводом і мостового) маємо вирази:

$$k = 2\sqrt{2/\pi} = 0.9, \quad (2.5)$$

$$\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos(\alpha + \gamma/2) = 0.9 \cos(\alpha + \gamma/2), \quad (2.6)$$

З урахуванням масштабного коефіцієнта 0,9 криві, наведені на рис.2.11, характеризують коефіцієнт потужності γ однофазних випрямлячів.

Аналогічно, для трифазної мостової схеми без обліку явища комутації коефіцієнт k можна підрахувати за допомогою кривої i_1 . Діюче значення повного струму знаходять по співвідношенню

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d^2 / n^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{I_d}{n}}, \quad (2.7)$$

де I_d – випрямлений струм, А;

n – кількість пульсацій.

Коефіцієнт переключування k і коефіцієнт потужності для трифазного мостового випрямляча становлять

$$k = 3/\pi = 0.955, \quad (2.8)$$

З урахуванням коефіцієнта 0,955 криві визначають коефіцієнт потужності трифазного мостового випрямляча. При однакових параметрах навантаження та тому ж самому куті керування α його коефіцієнт потужності на 5,5% вище, ніж в однофазних випрямлячах.

Регулювання керованих випрямлячів з метою зменшення напруги U_d (зростання кута α) приводить до зниження їхнього коефіцієнта потужності, що позначається на завантаженні живильної мережі реактивним струмом індуктивного характеру. Для поліпшення якості споживаної енергії від

мережі при використанні керованих випрямлячів середньої й великої потужності вживають заходів по компенсації їхнього негативного впливу на живильну мережу. Для цього до питомої мережі керованого випрямляча підключають генератори реактивної потужності, наприклад синхронні компенсатори або конденсатори. Із цього погляду застосування мережних фільтрів, призначених для виключення з живильної мережі вищих гармонік току, сприятливо позначається й на підвищенні результуючого коефіцієнта потужності випрямної установки.

Важливим напрямком у підвищенні результуючого коефіцієнта потужності живильної мережі є застосування компенсаційних перетворювачів, зокрема випрямлячів зі штучною комутацією струму. У таких випрямлячах комутацію струмів вентилів здійснюють не з відставанням, а з випередженням щодо крапок їхнього природного відмикання, у зв'язку із чим споживаний струм тут має не відстаючий, а випереджальний характер.

Коефіцієнт корисної дії (ККД) випрямляча характеризується відношенням активної потужності, що віддає в навантаження, до повної активної потужності, споживаним випрямною установкою від живильної мережі. При ідеальному згладжуванні випрямленого струму ККД випрямляча визначають зі співвідношення:

$$\eta = P_d / (P_d + \Sigma \Delta P), \quad (2.9)$$

де $\Sigma \Delta P$ - сумарна потужність втрат випрямляча.

Активна потужність втрат складається з наступних складових: втрат у вентилях ΔP_B , силовому трансформаторі $\Delta P_{тр}$, дроселі, що згладжує $\Delta P_{др}$, ділників напруги й струму (якщо такі застосовуються), а також у допоміжних пристроях (системах керування, сигналізації, охолодження). Загальна втрата потужності на допоміжні потреби звичайно становить 0,5—3% від P_d .

Втрати у вентилях ΔP_B складаються із втрат при їхньому перемикаванні й втрат від протікання прямого струму. При роботі на частоті 50 Гц втрати при перемикаванні можна не враховувати. У результаті ці втрати можна записати формулою:

$$\Delta P_B = T_b \Delta U_a \Delta I_a, \quad (2.10)$$

де T_b — кількість вентилів у схемі випрямляча;

ΔU_a — падіння напруги, В;

ΔI_a — середній струм вентиля, А.

Втрати в силовому трансформаторі знаходять за формулою:

$$\Delta P_{mp} = \Delta P_C + \Delta P_M, \quad (2.11)$$

де ΔP_C — втрати в сталі трансформатора, Вт;

Втрати потужності в дроселі, що згладжує, визначаються головним чином активним опором його обмотки і знаходяться за формулою:

$$\Delta P_D = I_d^2 R_D, \quad (2.12)$$

де R_D — опір обмотки реактора, Ом.

Коефіцієнт корисної дії випрямної установки часто представляють у вигляді добутку ККД трансформатора $\eta_{тр}$ і ККД випрямної частини схеми $\eta_{вс}$. Другий співмножник без обліку втрат у допоміжних пристроях й $\Delta P_{др}$ приблизно дорівнює к. к. д. використовуваних вентилів:

$$\eta_{вс} = \eta_s = U_d / (U_d + \Delta U_a), \quad (2.13)$$

Величина ΔU_a діодів і тиристорів зі зміною режиму роботи змінюється незначно й залежно від їхнього типу становить: 0,3—0,6 В для германієвих діодів, 0,8—1,2 В для кремнієвих діодів й 0,6—1,5 В для тиристорів. Тому ККД вентилів з підвищенням напруги U_d зростає, наближаючись до значення, близькому до одиниці, і робить відносно менший вплив на загальний к. к. д. випрямної установки, чим, зокрема, к. к. д. трансформатора $\eta_{тр}$.

2.1.5. Перетворювачі для електроприводу постійного струму

Регулювання швидкості двигунів постійного струму займає важливе місце в автоматизованому електроприводі. Застосування із цією метою перетворювачів є одним з найсучасніших шляхів створення регульованого електропривода постійного струму.

Керування швидкістю двигунів постійного струму здійснюється трьома способами:

а) зміною напруги на якорі при незмінному струмі обмотки збудження;

б) зміною струму обмотки збудження при незмінній нарузі на якорі;
 ΔP_M — втрати в міді трансформатора, Вт.

в) комбінованою зміною напруги на якорі й струму обмотки збудження.

Напругу на якорі або струм обмотки збудження змінюють за допомогою керованих випрямлячів, з яких найбільше застосування одержали однофазні й трифазні мостові випрямлячі. Відзначимо, що при керуванні двигуном по ланцюзі обмотки збудження керований випрямляч виконується на меншу потужність і має кращі вартісні показники. Однак внаслідок

великий постійної часу обмотки збудження електропривод має гірші динамічні властивості (є менш швидкодіючим), чим при керуванні по ланцюзі якоря. Таким чином, вибір ланцюга керування визначається конкретними вимогами до привода.

При роботі з тими або іншими виробничими механізмами часто необхідно змінювати напрямок обертання двигуна (здійснювати реверс). Зміні напрямку обертання звичайно супроводжують такі вимоги, як швидке (і в той же час плавне) гальмування й плавний набір швидкості.

Реверс напрямку обертання приводного двигуна може досягатися зміною полярності напруги, яка підводиться до якоря або зміною напрямку струму обмотки збудження. Із цією метою в ланцюг якоря або обмотки збудження вводять контактний перемикач або використовують два керованих тиристорних перетворювачі.

Так, наприклад, при наборі швидкості в режимі пуску і її стабілізації в умовах підвищення навантаження на валу двигуна тиристорний перетворювач працює в режимі випрямлення, подаючи енергію двигуну. При необхідності гальмування та наступної зупинки двигуна надходження енергії до нього від мережі через перетворювач припиняють, переводячи останній у режим інвертування. Машина постійного струму під дією інерційної маси на її валу переходить у режим генератора, повертаючи накопичену енергію через перетворювач у мережу змінного струму (рекуперативне гальмування).

2.2. Система імпульсно-фазового керування

Система керування (СК), що забезпечує подачу відмикаючих імпульсів на тиристори перетворювача будь-якого типу, разом з перетворювачем вирішує комплекс завдань, пов'язаних з формуванням та регулюванням його вихідної напруги.

У ведених мережею перетворювачах із природною комутацією (керованих випрямлячах, ведених інверторах, реверсивних перетворювачах, безпосередніх перетворювачах частоти) існує спільність у реалізації систем керування. Вона обумовлюється ідентичністю керуючого впливу СК на силову схему, яка проявляється в зміні моменту подачі імпульсів на тиристори стосовно кривої напруги мережі що синусоїдально змінюється (тобто кута керування α).

У силу того, що СК розглянутих перетворювачів здійснюють регулювання фази керуючих імпульсів, їх часто називають системами імпульсно-фазового керування (СІФК).

Загальними вимогами, які пред'являють до системи керування перетворювачем, є:

а) надійне відмикання тиристорів силової схеми у всіх режимах її роботи;

б) плавне (у необхідному діапазоні) регулювання кута α для подачі керуючих імпульсів на тиристор;

в) висока завадостійкість і надійність.

Синхронний принцип імпульсно-фазового керування перетворювачами є найпоширенішим. Його характеризує такий функціональний зв'язок вузлів СК, призначених для одержання керуючих імпульсів, при якій синхронізація керуючих імпульсів здійснюється напругою мережі змінного струму.

Сутність синхронного принципу побудови СК й функціональне призначення її вузлів покажемо на прикладі виконання каналу керування одним тиристорним перетворювачем. У схему каналу входять генератор опорної напруги ГОН, нуль-орган НОта підсилювач-формувавч ПФ керуючих імпульсів.

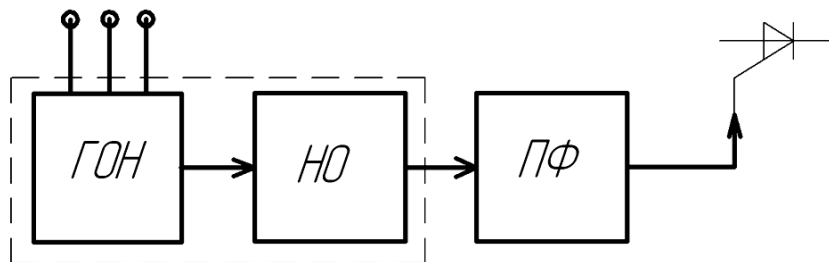


Рисунок 2.9 — Структурна схема каналу керування тиристором перетворювача при синхронному принципі побудови СК

Генератор опорної напруги ГОН формує напругу, що змінюється у часі, u_0 синусоїдальної, трикутної, пилкоподібної й іншої форм. За допомогою НООпорна напруга генератора порівнюється з керуючою напругою перетворювача. Коли опорна напруга (у процесі його збільшення або зменшення) досягає напруги u_{ya} , на виході НО виникає імпульс, що після попереднього посилення та формування подається в керуючий ланцюг тиристора перетворювача.

Опорна напруга, яка змінюється у часі, створюється за участю напруги мережі змінного струму (однієї або декількох її фаз), у зв'язку із чим опорна напруга та формований імпульс синхронізовані в часі з напругою мережі змінного струму. Шляхом зміни величини напруги u_{ya} здійснюються зсув у часі вихідного імпульсу та регулювання кута α , а отже, і вихідної напруги перетворювача.

Керуюча напруга u_{ya} може являти собою різницю (або бути пропорційним їй) деякої напруги, що характеризує регульований параметр (напруга U_d , струм I_d частоту обертання якоря двигуна n і т.і.). У цьому випадку система буде охоплена негативним зворотним зв'язком по регульованому параметрі, що забезпечить його стабілізацію. Якщо керуюча напруга використовується як змінний сигнал, наприклад синусоїдальної форми низької частоти, то буде здійснюватися модуляція кута α за синусоїдальним законом, що потрібно для формування кривої вихідної напруги безпосередніх перетворювачів частоти.

Генератор опорної напруги разом з нуль-органом представляють фазозсувний пристрій ФПП, що є найважливішим у синхронній системі керування, яка зображений на рис. 2.11. Оскільки робота ФПП заснована на порівнянні двох напруг (опорної і керуючої), його принцип дії називається вертикальним.

Синхронні системи керування багатофазними перетворювачами можуть бути виконані по багатоканальному й одноканальному способам.

У багатоканальній системі керування, зображеної на рис. 2.11, регулювання кута α здійснюється від загальної керуючої напруги при виконанні кожного каналу по типу рис. 2.10.

Кількість каналів дорівнює числу тиристорів у схемі перетворювача (так, в СК трифазного мостового керованого випрямляча число каналів дорівнює шести). При відповідній синхронізації фазорухливих пристроїв від мережі змінного струму (фазування) система формує для тиристорів у фазах a , b , c керуючі імпульси, симетричні щодо крапок природного відмикання, що потрібно для роботи схеми.

Багатоканальний спосіб керування одержав широке розповсюдження завдяки простоті виконання СК, уніфікації її вузлів, а також можливості застосування для різного типу перетворювачів. Разом з тим у таких системах пред'являються підвищені вимоги до ідентичності регульовальних характеристик фазозсувних пристроїв $\alpha = F(u_{ya})$ окремих каналів у всьому діапазоні зміни керуючої напруги. Розходження регульовальних характеристик приводить до відмінності кутів α по каналах керування тиристорами, асиметрії керуючих імпульсів, що створює, наприклад, у керованих випрямлячах додаткові низькочастотні пульсації випрямленої напруги.

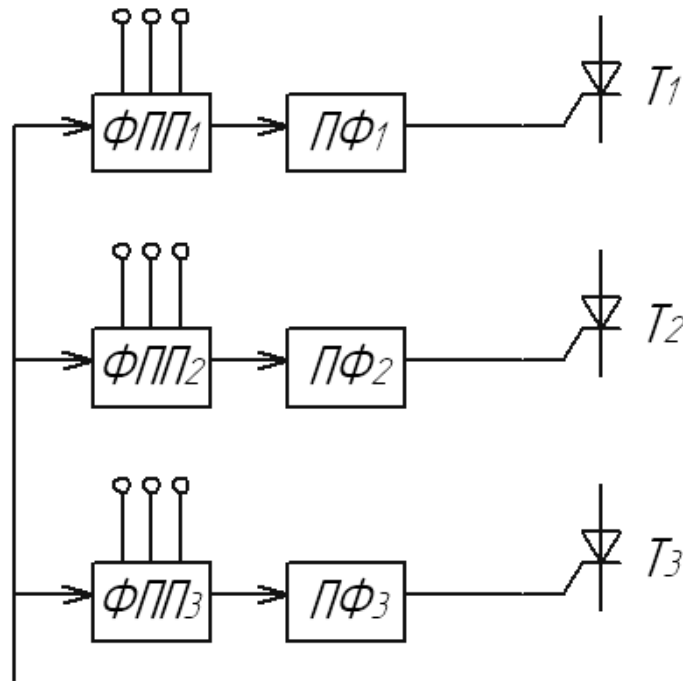


Рисунок 2.10 — Структурна схема багатоканальної системи керування перетворювачем

В одноканальній системі керування регулювання фазового зсуву керуючих імпульсів виробляється по одному каналі за допомогою загального фазозсувний пристрою, імпульси якого потім розподіляються по ланцюгах формування імпульсів, що запускають, для кожного з тиристорів перетворювача. Завдяки застосуванню загального фазорухійного пристрою одноканальна система здатна забезпечити найвищі вимоги відносно симетрії керуючих імпульсів. Однак через ускладнення систему керування, особливо для реверсивних перетворювачів і БПЧ, одноканальний спосіб побудови СК менш розповсюджений.

У розглянутих синхронних системах керування момент одержання керуючого імпульсу (тобто кут керування α) відраховується від деякої крапки напруги живильної мережі (наприклад, від моменту його переходу через нуль). Така синхронізація від напруги живильної мережі здійснюється за допомогою генератора опорної напруги. Початок відліку кута α або збігається з моментом синхронізації, або зрушено щодо нього на деякий постійний фазовий кут.

В асинхронних системах керування зв'язок у часі керуючих імпульсів з відповідними крапками напруги живильної мережі відіграє допоміжну роль, наприклад служить для обмеження мінімальних і максимальних значень кутів керування α . Самі ж керуючі імпульси одержують без синхронізації

вузлів системи керування напругою мережі змінного струму. Фазорухійний пристрій, принципово необхідний для синхронних систем, тут відсутній.

2.3. Засоби захисту напівпровідникових перетворювачів

Через чутливість кремнієвих вентилів до перевантажень, коротким замиканням та перенапругам для забезпечення надійної роботи перетворювачів пред'являються наступні основні вимоги до систем захисту:

- максимальна швидкодія з метою обмеження аварійних струмів по тривалості й амплітуді;
- обмеження всіх видів зовнішніх та внутрішніх перенапруг до припустимого рівня;
- безвідмовність у роботі при різних видах ушкоджень;
- відключення ушкодженої ділянки не повинне вибувати додаткових навантажень на вентилі, що залишилися в роботі, та неприпустимих перенапруг на них;
- можливість застосування автоматичного повторного включення (АПВ) перетворювачів після роботи захисту за умови ліквідації аварійного процесу.

Крім цих вимог, зв'язаних із властивостями й параметрами кремнієвих вентилів, системи захисту повинні забезпечувати виконання специфічних вимог окремих видів перетворювачів зобліком властивих їм аварійних режимів.

Для захисту напівпровідникових перетворювачів від струмів короткого замикання широко застосовуються швидкодіючі плавкі запобіжники, які є найпростішими захисними апаратами. До швидкодіючих плавких запобіжників, призначених для захисту напівпровідникових вентилів, пред'являються більш жорсткі вимоги, чим до загальнопромислових плавких запобіжників.

В основному ці вимоги до запобіжників зводяться до наступного:

- повне або часткове узгодження характеристик запобіжника з характеристиками напівпровідникових вентилів;
- висока здатність, що відключає;
- мінімальні втрати при номінальному струмі;
- відсутність змін характеристик у часі при тривалому протіканні номінального струму;
- ефективне обмежування струмів;
- мінімальна енергія, що виділяється в напівпровідникових вентилях за час протікання аварійного струму;

- мінімальна напруга дуги, що виникає при спрацьовуванні запобіжника, що не повинна приводити до пробою неушкоджених вентилів;
- мінімальні габаритні розміри запобіжників; конструкція та спосіб кріплення повинні забезпечувати зручне компонування напівпровідниковими вентилями.

Швидкодіючі плавкі запобіжники, як правило, забезпечують захист напівпровідникових вентилів лише від струмів короткого замикання та не захищають від перевантаження.

Переваги автоматичних вимикачів у тім, що в них сполучені пристрій захисту та комутаційний апарат, що дозволяє робити обмежене число включень і вимикань перетворювачів у нормальних режимах. Автоматичні вимикачі забезпечують багаторазовість дії та можливість дистанційного керування.

Однак автоматичні вимикачі по швидкодії уступають плавким запобіжникам. Тому автоматичні вимикачі в напівпровідникових перетворювачах можуть бути перетворювача при відмові основних засобів захисту при перевантаженнях.

Швидкодіючі роз'єднувачі відрізняються від автоматичних вимикачів лише тим, що розмикання контактів роз'єднувача виробляється в момент відсутності струму в ланцюзі вентилів, що захищають. Це дозволяє виключити дугогасну камеру й значно скоротити хід контактів, що дозволяє досягти більшої швидкодії.

РОЗДІЛ 3 МОДЕРНІЗАЦІЯ СХЕМ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ

3.1 Модернізація структурної схеми

Структурна схема модернізованої перетворювальної системи зображена на рис.3.1

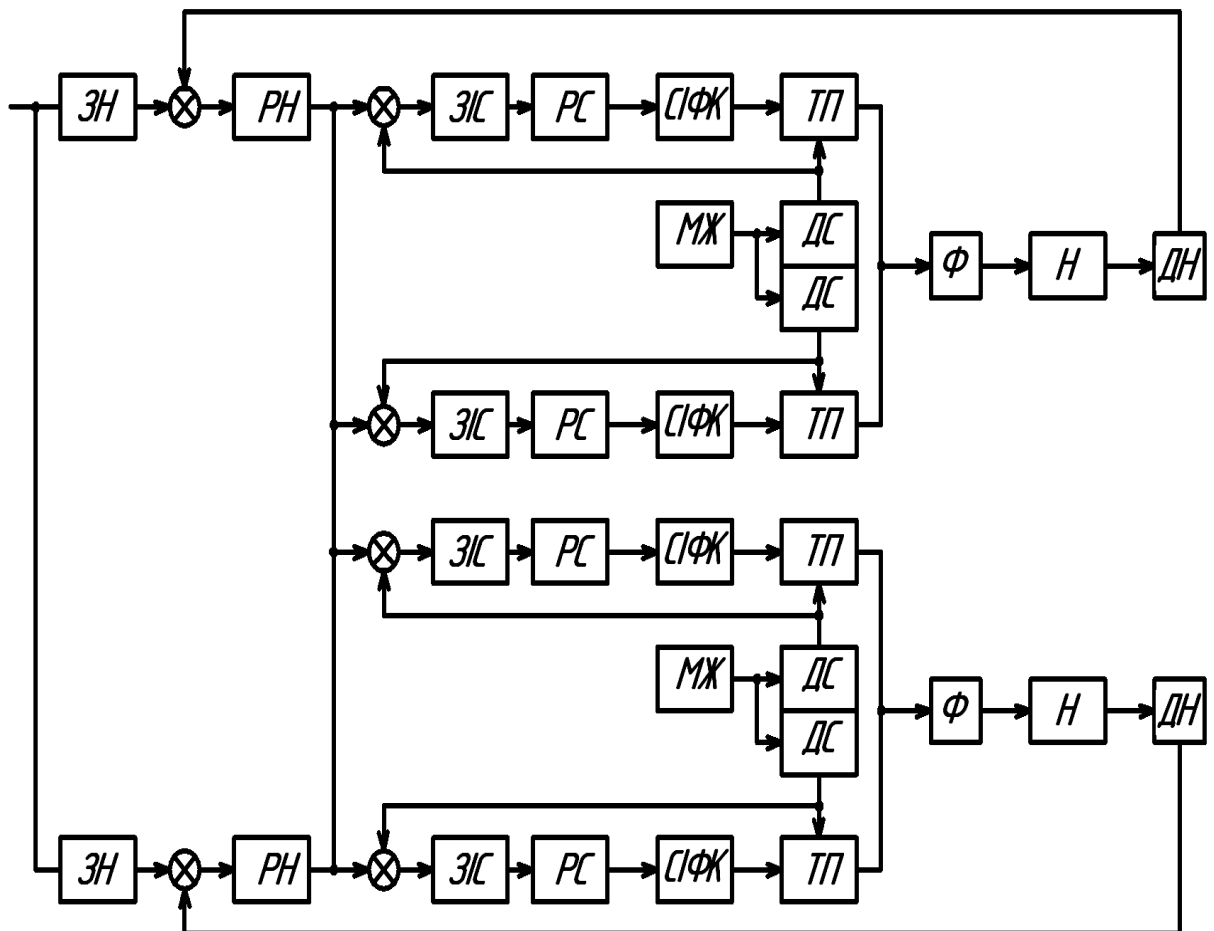


Рисунок 3.1— Структурна схема перетворювальної системи
 МЖ – мережа живлення; ЗН – задатчик інтенсивності напруги; ЗІС – задатчик інтенсивності струму; РС – регулятор струму; РН – регулятор напруги; СІФК – система імпульсно фазового керування; ДС – датчик струму; ДН – датчик напруги; Н – навантаження (ДПС); ТП – тиристорний перетворювач; Ф – фільтр (реактор).

Тиристорний перетворювач (ТП) являє собою електричний агрегат, силова частина якого складається в загальному випадку з наступних основних вузлів:

- трансформатора T_r ;

- блоку напівпровідникових елементів V ;
- вихідного фільтра Φ .

Фільтри (L), що згладжують, застосовуються для згладжування пульсацій випрямленої напруги до рівня, що потрібно для нормальної роботи споживача. Дія фільтра, що згладжує, звичайно оцінюється по величині коефіцієнта згладжування. При виборі фільтра, що згладжує, коефіцієнт згладжування є важливим, але не єдиним критерієм. Необхідно враховувати умови, при яких працює фільтр для того, щоб не спотворювався режим роботи споживача, а також істотно не погіршився режим роботи випрямляча. Щоб не спотворювався режим роботи споживача, необхідно передбачати малий вихідний опір фільтра. У потужних випрямних установках не рекомендується використовувати фільтри з ємнісною вхідною ланкою, тому що погіршується форма струмів у вентилі. У нашому випадку фільтром є реактор, що згладжує.

Система автоматичного регулювання силовим перетворювачем (САР) якірного ланцюга двоконтурна, з підлеглим регулюванням. Контур регулювання струму здійснює ефективне обмеження струму при розгоні й раптовому гальмуванні. Крім того, система керування забезпечує реверс якірного ланцюга при нульовому струмі. Контур регулювання по напрузі якоря дозволяє з достатньою точністю стабілізувати швидкість.

Регулятор струму (РС) якоря одержує на вхід сигнал завдання $u_{зт}$ із виходу регулятора напруги (РН) й сигнал зворотного зв'язку $u_{дт}$ із виходу датчика струму (ДС). На виході він формує напругу керування u_{γ} в СІФК ТП, що визначає кут керування тиристорів α . Параметри регулятора вибираються по співвідношеннях:

$$R_2 C = T_{я}, \quad (3.1)$$

де - R_2 опір, Ом;

C – ємність, мкФ;

$T_{я}$ – час, сек.

Сигнал зворотного зв'язку по струму знімається із шунта, встановленого в головному ланцюзі; датчик струму здійснює гальванічний поділ ланцюгів керування від головних ланцюгів і посиленню по напрузі. Можливо також використання датчика струму на основі трансформаторів струму, встановлених на стороні змінного струму ТП, і ключів, що змінюють полярність зворотного зв'язку при перемиканні випрямних мостів.

На регулятор струму покладають також інші функції: обмеження швидкості наростання струму di/dt , поліпшення динаміки контуру струму в зоні переривчастого струму, компенсація впливу ЕРС двигуна на

характеристики контуру, забезпечення режиму стоянки електродвигуна, керування перемиканням випрямних мостів реверсивного ТП.

В системах підлеглого регулювання вихідний сигнал регулятора напруги (РН) є сигналом завдання струму $u_{зт}$ для регулятора струму. На регулятор швидкості й пов'язані з ним вузли покладають додаткові завдання: обмеження сигналу $u_{зт}$ припустимим значенням, що може залежати від значення магнітного потоку двигуна, обмеження швидкості зміни струму, формування необхідної жорсткості механічних характеристик ЕП, прийом сигналів завдання швидкості двигуна $\omega_{дв}$, забезпечення зміни $\omega_{дв}$ із певним прискоренням

В даній структурній схемі по кожному каналу ДС зображені два датчики струму й один датчик напруги (швидкості) на кожен двигун постійного струму. Датчиком струму служать трансформатори струму, які зворотними зв'язками пов'язані з вузлами порівняння. З вузлів надходить сигнал на задатчик інтенсивності (ЗІС) контуру струму й рівняється із сигналом, що надійшов, від датчика напруги (ДН). У випадку невідповідності порівнюваних величин, отримані дані надходять на регулятор струму, де відбувається регулювання величин за допомогою ПІ- регуляторів.

У такий же спосіб, за допомогою зворотних зв'язків, відбувається регулювання швидкості за допомогою датчика напруги (тахогенератора), що встановлений на валу кожного електродвигуна.

Задатчики інтенсивності напруги (ЗН) (швидкості) зв'язані між собою й мають тумблера перемикання для забезпечення режиму master-slave (ведучий - ведений).

В структурній схемі відображена система імпульсно-фазового керування (СІФК) – одна з найважливіших частин системи керування тиристорами. Вона безпосередньо зв'язана силовою частиною структурної схеми і її системою автоматичного регулювання. Система імпульсно-фазового керування в даній перетворювальній системі є одноканальною, синхронною й вертикального регулювання, що є оптимальною розробкою в даному проектованому механізмі.

3.2 Опис принципової схеми силової частини

У перетворювальній системі привода ножиців гарячої різки використовується індивідуальна, відповідно до технічних характеристик, система перетворення, особливо вона виражена в побудові силової частини перетворювача. Вона ґрунтується на потужності електропривода, його коефіцієнта корисної дії, на одержання більше якісних часових діаграм, а як підсумок і габаритів живильної й захисної апаратури.

У проєктованій перетворювальній системі, як було зазначено вище, використовується багатомостова схема випрямлення. Це пов'язане з великою потужністю двигунів постійного струму (два двигуни потужністю по 3,8 МВт), живлення кожного відбувається через два трансформатори, з'єднаних за схемою зірка/трикутник. Первинна обмотка напругою 6000 В, вторинна 800 В.

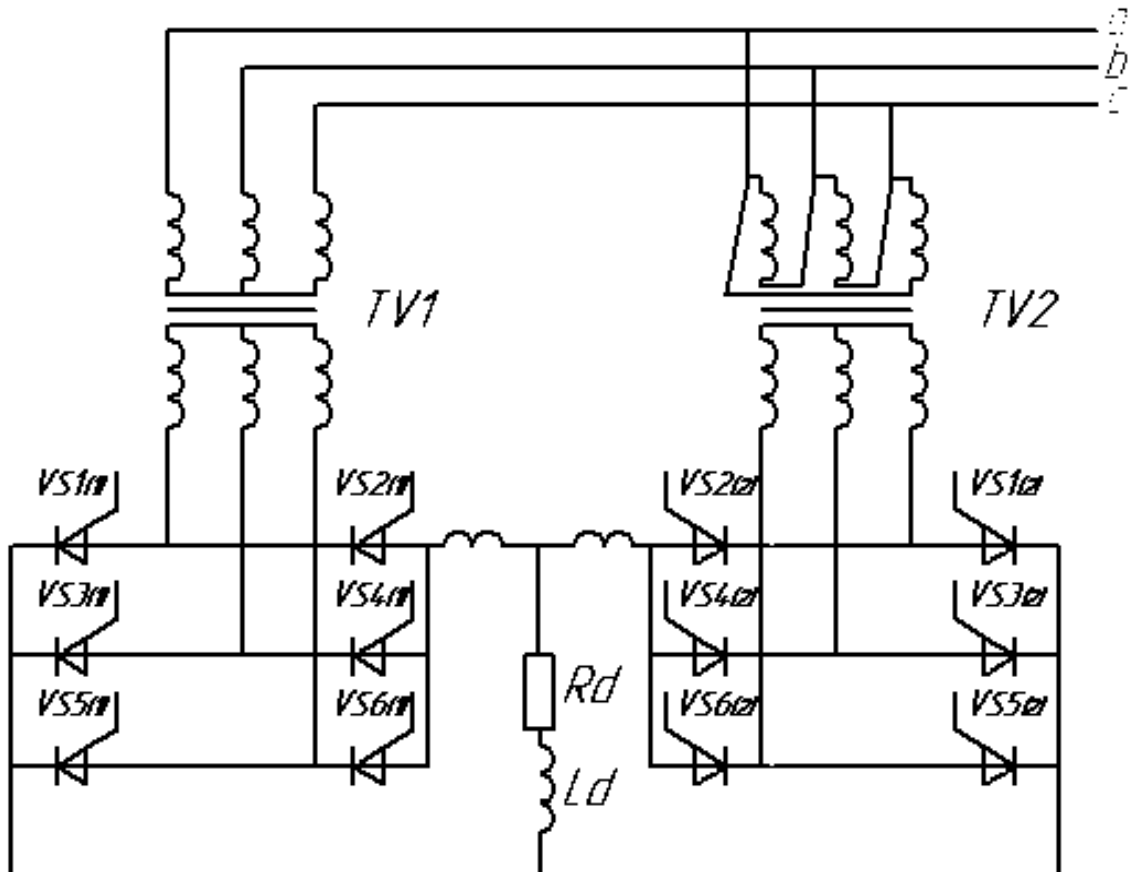


Рис. 3.2 — Трифазний двохмостовий випрямляч із паралельним з'єднанням мостів із двома трансформаторами

У зв'язку з тим, що первинні обмотки трансформаторів $TV1$ і $TV2$ мають різні схеми з'єднань, як зображено на рис. 3.2, випрямлена напруга однієї схеми u_d буде мати пульсації, зсунуті по фазі на кут $\pi/6$ що до пульсацій випрямленої напруги іншої схеми. Для зрівняння миттєвих значень випрямлених напруг паралельне з'єднання мостів роблять через зрівняльний реактор. В результаті сумарна напруга на навантаженні буде мати пульсації, частота яких в 2 рази вище частоти пульсацій кожної зі схем. У цьому випадку кожна мостова схема має шість пульсацій за період, а сумарна напруга буде мати 12 пульсацій за період. Тому дану схему іноді називають 12-фазною (у цьому змісті мають на увазі число пульсацій за період,

трифазну мостову схему іноді називають 6-фазною.). Різниця миттєвих напруг сприймається зрівняльним реактором, дві обмотки якого розташовані на одному магнітопроводі. Миттєві значення випрямленої напруги можна записати у вигляді формул:

$$u_d = u_{d1} - u_p / 2 = u_{d2} + u_p / 2, \quad (3.2)$$

де $-u_d$ випрямлена напруга однієї схеми, В;

u_p — миттєве значення напруги на зрівняльному реакторі, В.

Слід зазначити, що для нормального функціонування схеми необхідно вибрати коефіцієнти трансформації трансформаторів $TV1$ і $TV2$ такими, щоб середні значення напруг U_{d1} й U_{d2} були рівні між собою.

Далі через інтервали часу, рівні $\pi/3$, відбуваються комутації наступних тиристорних пар: VS_2 — VS_4 , VS_3 — VS_5 , VS_4 — VS_6 й VS_5 — VS_1 .

рахунків тут не приводяться.

3.3 Розрахунок силової частини перетворювача

3.3.1 Оцінка елементів ідеального перетворювача

Напруга мережі живлення по стандарту на якість електричної енергії може максимально відхилитися від номіналу до $\pm 10\%$. Необхідно забезпечити номінальну випрямлену напругу й при мінімально можливій напрузі мережі, при цьому кут регулювання α у випрямлячі раціонально мати рівним нулю.

З огляду на те, що $U_{я.н.} = U_{d0}$, маємо формулу:

$$U_{2\min} = \frac{U_{d0}}{2.34} = \frac{800}{2.34} = 342\text{В}, \quad (3.3)$$

де U_{d0} - випрямлена напруга, В.

Взявши до уваги, що обмотки трансформатора будуть з'єднані за схемою зірка - зірка та коефіцієнт трансформації вхідного трансформатора можна знайти за формулою:

$$K_T = \frac{U_{1\min}}{U_{2\min}} = \frac{0.9 \cdot 6000}{342} = 15.8, \quad (3.4)$$

де $U_{1\min}$ — мінімальне значення напруги на первинній обмотці трансформатора, В;

$U_{2\min}$ — мінімальне значення напруги на вторинній обмотці трансформатора, В.

Знаходимо й всі інші розрахункові величини.

Середнє значення випрямленого струму знаходимо за формулою:

$$I_{dH} = \frac{P_{я.н.}}{U_{я.н.}} = \frac{3800000}{800} = 4750 \text{ A}, \quad (3.5)$$

де $P_{я.н.}$ – номінальна потужність двигуна, Вт;

$U_{я.н.}$ – номінальна напруга двигуна, В.

Середнє значення анодного струму вентиля знаходимо за формулою:

$$I_A = \frac{I_{dH}}{3} = \frac{4750}{3} = 1583 \text{ A}, \quad (3.6)$$

Діюче значення анодного струму вентиля визначимо формулою:

$$I_{A.д.} = \frac{I_{dH}}{\sqrt{3}} = \frac{4750}{\sqrt{3}} = 2742 \text{ A}, \quad (3.7)$$

Вибираємо тиристор за середнім значенням анодного струму, з урахуванням коефіцієнта запасу він дорівнює 40%. Приймаємо до установки три тиристорних паралельних мости з тиристорами типу SP700C16L. Діюче значення вторинного струму трансформатора знаходимо за формулою:

$$I_{2H} = I_{dH} \sqrt{\frac{2}{3}} = 4750 \sqrt{\frac{2}{3}} = 3878 \text{ A}, \quad (3.8)$$

Діюче значення первинного струму трансформатора визначимо за допомогою формули:

$$I_{1H} = \frac{I_{2H}}{K_T} = \frac{3878}{15.8} = 245.4 \text{ A}, \quad (3.9)$$

Типова потужність трансформатора визначиться з обліком того, що напруга мережі може бути більше номінальної. Визначимо потужність трансформатору за допомогою формули:

$$S_T = S_2 = S_1 = 3 \cdot U_{1\max} \cdot I_{1H} = 3 \cdot 6000 \cdot 245.4 = 4.4 \text{ MB} \cdot \text{A}, \quad (3.10)$$

де $U_{1\max}$ – максимальне значення напруги на первинній обмотці трансформатора, В;

I_{1H} – струм первинної обмотки трансформатора, А.

До встановлення приймаємо трифазний трансформатор типу ТРСЗП – 6300/800-Р-У з наступними параметрами $U_{кз} = 7,5\%$ $\Delta P_{кз} = 46,5 \text{ кВт}$ $\Delta P_{xx} = 6,7 \text{ кВт}$ $\Delta I_{xx} = 6,7 \text{ кВт}$.

Якщо за коефіцієнтом трансформації K_T готовий промисловий трансформатор не підходить, то буде потрібно проектування й виготовлення свого трансформатора, що буде мати приблизно ті ж значення параметрів, що цікавлять нас. Тому через ці параметри трансформатора визначимо потрібні нам параметри елементів Т-образної схеми заміщення трансформатора.

Модуль повного опору короткого замикання трансформатора можна визначити за допомогою формули:

$$Z_{1K} = \frac{U_{K3}}{I_{1H}} = \frac{0.075 \cdot 6000}{245.4} = 1.834 \text{ Ом}, \quad (3.11)$$

де U_{K3} – напруга короткого замикання, В.

Активний опір обмоток трансформатора, наведений до вторинної сторони знаходимо за формулою

$$R_{TP} = R_1' + R_2' = \frac{\Delta P_{K3}}{3 \cdot I_{2H}^2} = \frac{46500}{3 \cdot 3878^2} = 0.00103 \text{ Ом}. \quad (3.12)$$

Реактивний опір розсіювання обмоток трансформатора, наведений до первинної сторони знаходимо за формулою

$$X_{1K} = \sqrt{Z_{1K}^2 - R_{TP}^2} = \sqrt{(1.52)^2 - (0.00103)^2} = 1.834 \text{ Ом}. \quad (3.13)$$

Тоді той же опір, наведений до вторинних обмоток трансформатора, який називається вже анодним опором X_A , буде дорівнювати:

$$X_A = \frac{X_{1K}}{K_T^2} = \frac{1.834}{15.8^2} = 0.0074 \text{ Ом}. \quad (3.14)$$

$$L_A = \frac{X_A}{\omega} = \frac{0.0074}{314} = 0.24 \text{ мкГн}. \quad (3.15)$$

Залишилося оцінити параметри реального реактора, що згладжує, L_d , розрахунок якого робиться для найгіршого по якості випрямленого струму режиму з максимально можливим кутом регулювання α_{\max} . Цей кут регулювання з'явиться при роботі випрямляча з максимальною напругою в мережі й буде визначатися з регулювальної характеристики випрямляча.

$$U_{dH} = U_{d0\max} \cdot \cos \alpha_{\max} = 2.34 \cdot U_{2\max} \cdot \cos \alpha_{\max}, \quad (3.16)$$

де α_{\max} – максимально можливий кут керування, °.

Тоді,

$$\cos \alpha_{\max} = \frac{U_{dH}}{2.34 \cdot U_{2\min} \cdot 1.2} = \frac{800}{2.34 \cdot 342 \cdot 1.2} = 0.833, \quad (3.17)$$

$$\alpha_{\max} = 33.5^\circ.$$

Коефіцієнт пульсацій випрямленого струму заданий не гірше 0,07,

тобто $K_{П.Т.} = \frac{I_{d(6)}}{I_{dH}} \leq 0,07$, звідки $I_{d(6)} = 0.07 \cdot 4750 = 332.5 \text{ А}$, де $I_{d(6)}$ –

амплітуда першої гармоніки пульсацій випрямленого струму, що є в шести пульсному випрямлячі шостою гармонікою стосовно частоти напруги живильної мережі. Ця гармоніка в струмі визначається через відповідну

гармоніку у випрямленій напрузі, при максимальній напрузі мережі 6300 В буде дорівнювати

$$U_{d\alpha(6)} = 0.18 \cdot (6300 \cdot 2.34) = 2654 \text{ В.} \quad (3.18)$$

Звідси необхідна сумарна індуктивність контуру випрямленого струму знаходиться за формулою

$$L_{d\Sigma} = \frac{U_{d\alpha(6)}}{6 \cdot \omega \cdot I_{d(6)}} = \frac{2654}{6 \cdot 314 \cdot 332.5} = 3.5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.} \quad (3.19)$$

Знаходимо індуктивність реактора, що згладжує за формулою

$$L_d = L_{d\Sigma} - 2 \cdot L_a = 3.5 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 0.24 \cdot 10^{-6} = 3.5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.} \quad (3.20)$$

Реактор, який застосовувався до цього повністю задовольняє наші потреби. Він згладжує струм не менш 4750 А. Це реактор типу СРОС-5000. В нього активний опір обмотки буде дорівнювати $R_\phi = 0,012$ Ом при індуктивності $3,5 \cdot 10^{-3}$ Гн.

3.4 Розрахунок перетворювача з урахуванням дійсних параметрів елементів схеми

Наявність реальних елементів приводить до появи при навантаженні випрямляча втрати напруги усередині випрямляча ΔU , що потребує завищення напруги холостого ходу випрямляча, що в відповідності з узагальненим рівнянням зовнішньої характеристики дорівнює (при мінімальній напрузі мережі)

$$U_{d0\min} = \frac{U_{dn} + I_{dn} \cdot \left[\frac{X_a \cdot 3}{\pi} + 2 \cdot (R_1' + R_2') + qR_{dn} + R_\phi \right] + q\Delta U_0}{\cos \alpha_{\min}} \quad (3.21)$$

$$8000 + 4750 \cdot \left[\frac{0.0074 \cdot 3}{\pi} + 2 \cdot (0.001) + 2 \cdot 0.00035 + 0.012 \right] + 2 \cdot 1.6 = 907 \text{ В}$$

середині випрямляча втрачається напруга ΔU :

$$\Delta U = U_{d0\min} - U_{dn} = 907 - 800 = 107 \text{ В} \quad (3.22)$$

Тоді відповідне йому діюче значення вторинної напруги трансформатора при мінімальній напрузі мережі знаходимо за формулою:

$$U_{2\min} = \frac{U_{d0\min}}{2.34} = \frac{907}{2.34} = 387 \text{ В} \quad (3.23)$$

і коефіцієнт трансформації:

$$K_T = \frac{U_{1\min}}{U_{2\min}} = \frac{0.9 \cdot 6000}{387} = 14. \quad (3.24)$$

Типова потужність трансформатора залишиться такою самою, якщо не враховувати впливи комутації на неї. Для оцінки цього впливу знайдемо спочатку кут комутації γ для випадку максимальної напруги в мережі за формулою:

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{I_d \cdot X_a}{\sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin \frac{\pi}{m^2}} \right] - \alpha \quad (3.25)$$

$$\arccos \left[\cos 33.5 - \frac{4750 \cdot 0.0074}{\sqrt{2} \cdot 800 \cdot \sin \frac{\pi}{6^2}} \right] - 33.5 = 6^\circ. \quad (3.26)$$

Типова потужність трансформатора з урахуванням виправлень на комутацію змінюється мало й може не враховуватися.

Тепер можна визначити параметри вентилів по зворотній напрузі, що може досягати при максимальній напрузі мережі наступного значення:

$$U_{b \max} = 1.2 \cdot U_{d0 \min} = 1.2 \cdot 1.05 \cdot 907 = 1143B \quad (3.27)$$

З обліком можливих імпульсних перенапруг в середині перетворювача та в мережі вибирають вентиль із коефіцієнтом запасу по напрузі 1,5...2. В підсумку це буде вентиль SP700C16L.

Зменшення K_T приведе до коректування максимального значення кута регулювання α'_{\max} , що тепер буде визначатись співвідношенням:

$$\cos \alpha'_{\max} = \frac{U_{dn}}{2.34 \cdot U_{2 \min} \cdot 1.2} = \frac{800}{2.34 \cdot 387 \cdot 1.2} = 0.73 \quad (3.28)$$

$$\alpha'_{\max} = 43^\circ$$

Шоста гармоніка випрямленої напруги тепер повинна визначитись з урахуванням кута комутації γ і буде дорівнювати:

$$U_{d\alpha(6)} = 0.24 \cdot 14740 = 3500B \quad (3.29)$$

Пропорційно на 40 % збільшиться й індуктивність реактора що згладжує L_d . Залишаємо реактор типу СРОС 5000 – 5×10^{-3} мГн.

Залишилося перевірити обмеження завдання на вхідний коефіцієнт потужності. Для цього необхідно знати активну потужність на виході перетворювача з урахуванням її втрат в середині перетворювача. Втрати потужності в трансформаторі можна знайти за формулою:

$$\Delta P_{TP} = \Delta P_{XX} + \Delta P_{K3} \cdot \left(\frac{I_d}{I_{dn}} \right)^2 \quad (3.30)$$

$$6700 + 46500 \cdot \left(\frac{5100}{4750}\right)^2 = 60 \text{кВт.}$$

Втрати активної потужності у вентилях:

$$\Delta P_B = 6 \cdot (I_A \Delta U_0 + I_{A.Д.}^2 \cdot R_{Д.Н.}) \quad (3.31)$$

$$6 \cdot (1583 \cdot 1,6 + 2742^2 \cdot 0,00035) = 31 \text{кВт.}$$

Втрати активної потужності в реакторі, що згладжує:

$$\Delta P_\phi = I_d^2 \cdot R_\phi = 5000^2 \cdot 0,012 = 300 \text{кВт.} \quad (3.32)$$

Загальні втрати потужності усередині випрямляча:

$$\Delta P = \Delta P_{тр} + \Delta P_B + \Delta P_\phi = 60 + 31 + 300 = 391 \text{ кВт.} \quad (3.33)$$

Тоді вхідний коефіцієнт потужності перетворювача при номінальному значенні напруги мережі буде дорівнювати співвідношенню:

$$\lambda_H = \frac{P_1}{S_1} = \frac{P_d + \Delta P}{3 \cdot U_{1H} \cdot I_{1H}} = \frac{3800000 + 391000}{3 \cdot 6000 \cdot 245,4} = 0,95, \quad (3.34)$$

а при максимальній напрузі мережі:

$$\lambda_H = \frac{P_1}{S_{1\max}} = \frac{P_d + \Delta P}{3 \cdot U_{1\max} \cdot I_{1H}} = \frac{3800000 + 391000}{3 \cdot 6300 \cdot 245,4} = 0,91, \quad (3.35)$$

тобто вище, ніж задане обмеження.

ККД перетворювача при номінальній напрузі мережі знайдемо за формулою:

$$\eta = \frac{P_d}{P_1} = \frac{P_d}{P_d + \Delta P} = \frac{3800000}{3800000 + 391000} = 96,1\% \quad (3.36)$$

Таким чином, спроектований перетворювач задовольняє всім вимогам завдання.

3.5 Вибір захисту силової частини

На напівпровідникові вентилялі впливають наступні перенапруги:

- перенапруги, обумовлені фізичними процесами в напівпровідникових тиристорах у моменти комутації струму за рахунок ефекту нагромадження носіїв;
- комутаційні перенапруги, що виникають у моменти відключення ланцюгів з індуктивністю;
- перенапруги, обумовлені резонансними явищами в перетворювачах;
- зовнішні перенапруги, що надходять із мережі при переривчастих коротких замиканнях на землю, при розрядах блискавки й ін.

Перенапруги можуть привести до електричного пробою вентилів, як правило, що приводить до виникнення коротких замикань.

Для обмеження періодичних комутаційних перенапруг застосовуються захисні RC-ланцюжки, що підключаються паралельно тиристорі.

Опір і ємність знаходимо за формулами

$$R = \frac{10 \cdot U_{OB.MAX}}{I_{MAX}} = \frac{10 \cdot 1800}{1570} = 11.5 \text{ Ом}, \quad (3.37)$$

$$C = \frac{10 \cdot (I_A / 2)}{U_{3B}} = \frac{10 \cdot 1583 / 2}{1800} = 4.4 \text{ мкФ}. \quad (3.38)$$

Вибираємо дровий резистор (ПЕВ 12 Ом; P = 25 Вт), і ємність МБГП (C = 4,7 мкф; U = 400 В) [6].

Для захисту від зовнішніх перенапруг (наприклад, при вмиканні-вимиканні трансформатора) застосовуються RC - ланцюги, що підключаються на випрямлену за допомогою діодного моста напругу. Параметри елементів ланцюга визначаються з найнебезпечнішого режиму - відключення трансформатора на холостому ході.

Діоди випрямляча вибираються з умови:

$$U_{3B.MAX} > 2 \cdot U_{2Л} = 1600(\text{В});$$

$$I_{np} > 10(\text{А}).$$

Вибираємо діод 10ETS08S ($U_{3B} = 1600 \text{ В}$, $I_{НОМ} = 10 \text{ А}$, $I_{уд. а} = 200 \text{ А}$). Величина ємності рівняється:

$$C = \frac{1}{2} \frac{I_{02}}{\omega \cdot U_{2Л} / \sqrt{3}(k^2 - 1)}, \quad (3.39)$$

$$C = \frac{1}{2} \frac{193.9}{314 \cdot 800 / \sqrt{3}(1.5^2 - 1)} = 535 \text{ мкФ},$$

$$I_{02} = 0.05 \cdot I_{2H} = 5100 \cdot 1,1 = 193.9(\text{А}). \quad (3.40)$$

де I_{02} - відсоток струму, що намагнічує, від номінального струму вторинної обмотки згідно з потужністю трансформатора:

Робоча напруга ємності знаходиться за формулою:

$$U_P = \frac{U_{2Л}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{k_U} = \frac{800}{1,732 \cdot 2.34} = 197.39 \text{ В}. \quad (3.41)$$

Установлюємо чотири паралельно з'єднані ємності типу МБГВ із параметрами (C = 160 мкф; U = 500 В).

Резистор R1 повинен обмежувати струм через вентиля діодного моста при включенні так, щоб він не перевищував припустимий для діода ударний струм $I_{A.B}$, для чого повинне втримуватися співвідношення:

$$R_1 = \frac{a \cdot U_{2\phi}}{I_{AV1}} = \frac{\sqrt{6} \cdot 461.88}{50} = 22,6 \text{ Ом}, \quad (3.42)$$

де $U_{2\phi}$ - номінальна фазна напруга вторинної обмотки трансформатора:

$$U_{2\phi} = \frac{U_{2Л}}{\sqrt{3}} = \frac{800}{\sqrt{3}} = 461.88 \text{ В}. \quad (3.43)$$

Вибираємо дровий резистор ($R = 2,5 \text{ кОм}$; $P = 1 \text{ Вт}$).

Величина опору R_2 визначається після вибору R_1 і діодів, виходячи із середнього струму діода I_A за формулою:

$$R_2 = \frac{a \cdot U_{2\phi}}{3 \cdot I_A} = \frac{\sqrt{6} \cdot 461.88}{3 \cdot 25} = 15 \text{ Ом}. \quad (3.44)$$

Визначимо потужність опорів по наступних формулах:

$$\begin{aligned} P_{R1} &= 3 \cdot (U_{2Л} \cdot 2\pi \cdot f_C \cdot C)^2 \cdot R_1 \cdot 10^{-2} = \\ &= 3 \cdot (800 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 535 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 22.6 \cdot 10^{-2} = 1225 \text{ Вт}. \end{aligned} \quad (3.45)$$

$$\begin{aligned} P_{R2} &= 3 \cdot (U_{2Л} \cdot 2\pi \cdot f_C \cdot C)^2 \cdot R_2 \cdot 10^{-2} = \\ &= 3 \cdot (800 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 535 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 15 \cdot 10^{-2} = 8128 \text{ Вт}. \end{aligned} \quad (3.46)$$

Запобіжники, що встановлено послідовно кожному тиристорі, вибираються з умов, щоб номінальний струм запобіжника був більше

$$I_{3АП} \geq 1.25 \cdot I_{VS} = 1.25 \cdot 910 = 1137.5 \text{ А} \quad (3.47)$$

Вибираємо запобіжники типу ПНБ-2-41 з параметрами:

Номінальна напруга, В.....1000

Номінальний струм, А.....1250

Для захисту перетворювача у випадку коротких замикань застосуємо швидкодіючий автоматичний вимикач типу ВАБ -49 - 5500/10 - КУХЛ4.

РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА СИСТЕМ КЕРУВАННЯ, ІІ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ

4.1 Опис принципової схеми системи керування

Система імпульсно-фазового керування з роздільним принципом керування тиристорними групами $VS1... VS6$ й $VS7... VS12$ має трьохканальну синхронну систему керування (СК), принципова схема якої наведена на рис. 4.1. Часові діаграми роботи СК представлені на рис.4.2.

В основі роботи СК лежить вертикальний принцип формування кута керування (регулювання) α тиристорами перетворювача, формування імпульсу керування й наступне його посилення. У зв'язку із цим система керування може називатися також системою імпульсно-фазового керування (СІФК).

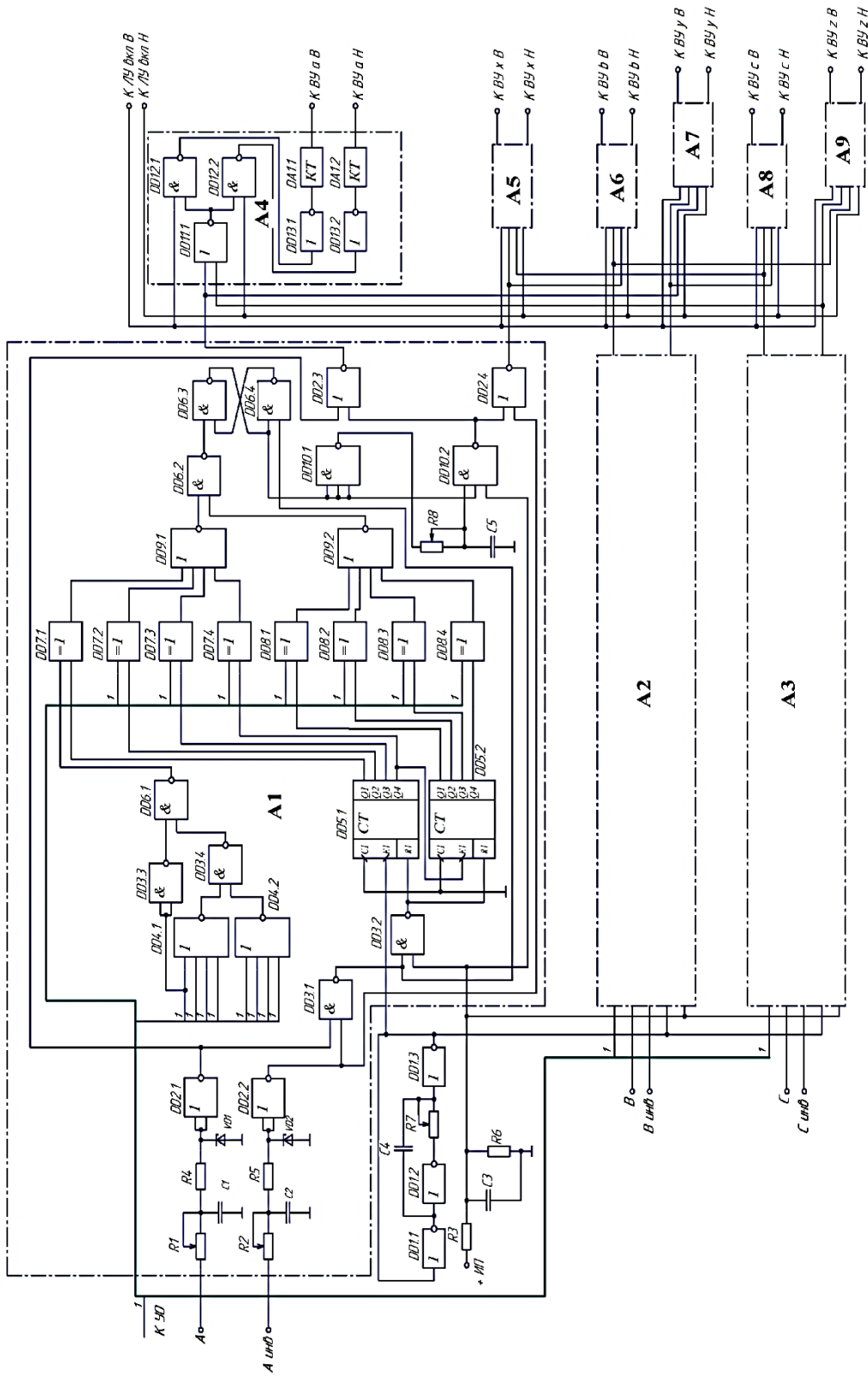
Система керування складається із трьох формувачів імпульсів СІФК:

А - СІФК С, тактового генератора, схеми затримки включення системи й підсилювачів імпульсів $UI_a, UI_x, UI_b, UI_y, UI_c, UI_z$. Кожен формувач імпульсів містить у собі: фільтри, граничні елементи, формувач синхронізуючих імпульсів, генератор послідовного двійкового коду, схему порівняння, RS-тригер, формувач тривалості імпульсів, комутатор імпульсів включення тиристорів, підсилювачі імпульсів, вхідні пристрої перетворювача, що подають імпульси на тиристори груп "вперед" (В) і "назад" (Н); джерело синхронізуючої напруги. Схеми СІФК А - СІФК С ідентичні.

Роботу зазначених схем необхідно розглядати спільно. У них використані такі елементи: тактовий генератор - мікросхема DD1, C4, R7; схеми затримки включення системи - R3, C3, R6; фільтр позитивного напівперіоду - R1, C1; фільтр негативного напівперіоду - R2, C2; граничні елементи - R4, R5, VD1, VD2, DD2.1, DD2.2; формувач синхронізуючих імпульсів - DD2.1, DD2.2, DD3.1; генератор послідовного двійкового коду - DD3.2, DD5.1, DD5.2; схему порівняння - мікросхеми DD4, DD7, DD8, DD9, елементи DD3.3, DD3.4, DD6.1, DD6.2; RS-тригер - DD6.3, DD6.4; формувач тривалості імпульсів - DD10.1, DD10.2, R8, C5; комутатор імпульсів включення тиристорів - DD2.3, DD2.4. Підсилювачі імпульсів виконані на елементах мікросхем - DD11, DD12, DD13, DA1, навантаженням яких є потужні транзистори вихідного пристрою перетворювача, навантажені на імпульсні трансформатори керування тиристорами або безпосередньо імпульсні трансформатори керування.

Схема працює в такий спосіб. Синхронізуюча фазна напруга $U_{\text{синх}}=60\text{В}$, що надходить від ІСН, зсувається фільтрами на 30° . Далі через резистори R4 й R5 типу МЛТ-0.125 10 кОм синхронізуючі напруги надходять на елементи DD2.1, DD2.2, що виконують роль граничних елементів і разом з DD3.1 - формувача синхронізуючих імпульсів, тривалість яких визначає зону регулювання імпульсів для фази "а" й "х" і становить, орієнтовно 176° , що виключає одночасну видачу керуючих імпульсів у двох протифазних вентилях випрямного моста. Так як схема виконана на мікросхемах серії К561 з напругою живлення 15В, виберемо DD2 - К561ЛЕ5, DD3 - К561ЛА7. Для обмеження амплітуди напруги на входах елементів DD2.1 й DD2.2 встановлені стабілітрони VD1, VD2, типу КС215Ж на напругу стабілізації 15В.

При сигналі "0" на входах DD2.1 й DD2.2, у момент переходу синусоїдальної напруги через нуль, на виході формувача синхронізуючих імпульсів (вихід DD3.1) формується синхроімпульс (сигнал 0), що інвертується елементом DD3.2 і подається на входи R - лічильників DD5.1, DD5.2. Цим здійснюється обнуління генератора послідовного двійкового коду. У момент зникнення синх-імпульсу лічильники починають генерувати послідовно-зростаючий двійковий код.



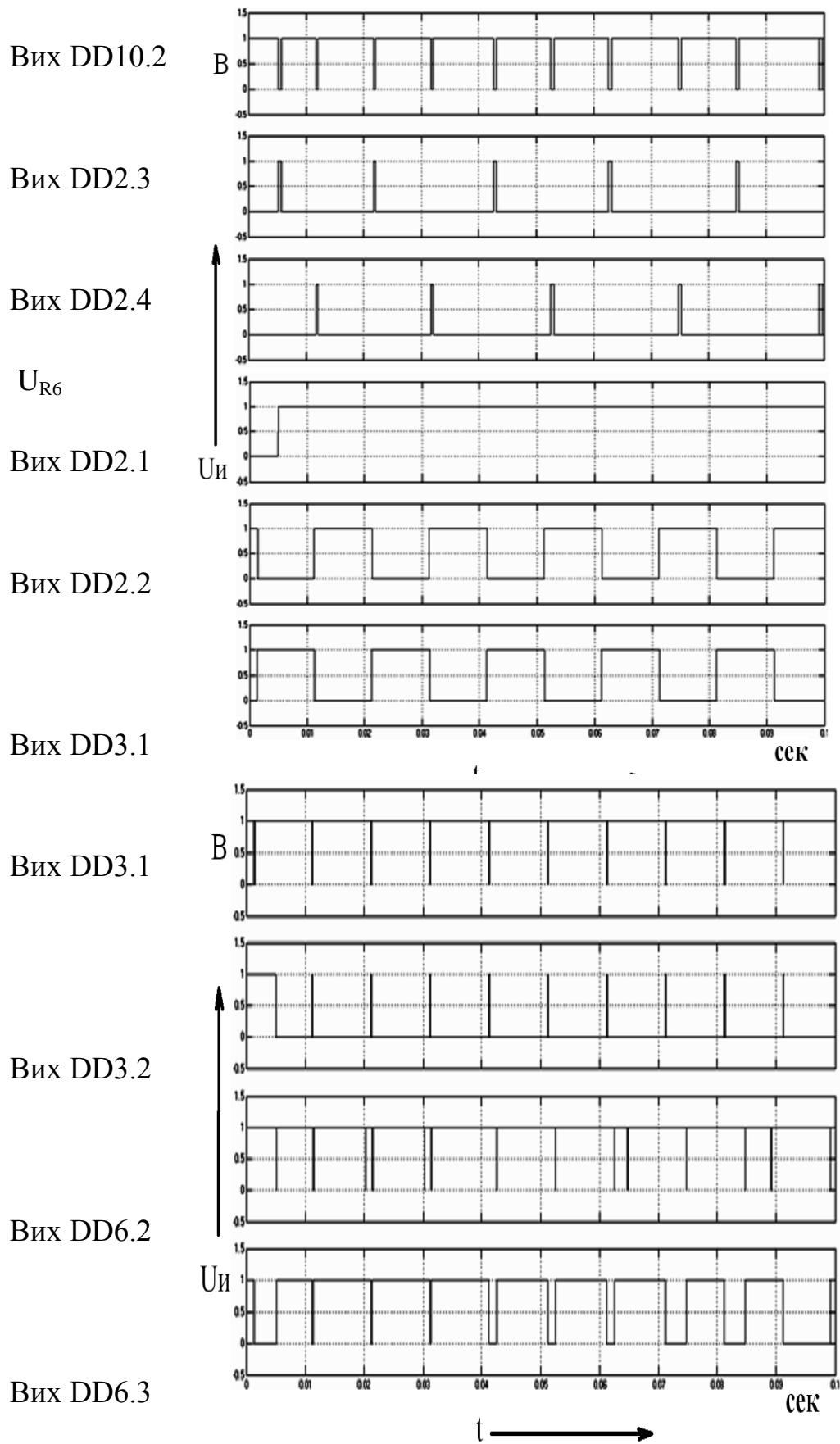


Рисунок 4.2— Часові діаграми роботи системи керування

В момент збігу коду на виходах лічильників з кодом, установленим на шині даних (D0-D7), на виході схеми порівняння (вихід D6.2) формується імпульс логічного "0". При цьому перемикається тригер DD6.3, DD6.4 і на його виході з'являється сигнал "1", що викликає появу на виході формувача тривалості керуючого імпульсу (вихід DD10.2), імпульсу, тривалість якого, визначається ланцюгом R8, C5 і складає не більше 10° .

Група елементів - мікросхема DD4, DD3.3, DD3.4, DD6.1- формує сигнал "1" на шині D0 у випадку, коли всі вхідні сигнали шини встановлені в "0". Це зроблено для запобігання зриву синхронізації при максимальній вихідній напрузі перетворювача, тому що максимальному значенню напруги завдання відповідає число 0, а мінімальному - 256.

Мікросхеми схеми порівняння: DD7, DD8 - K561ЛП2, DD9 - K561ЛЕ6.

Формувач тривалості керуючого імпульсу виконаний на мікросхемі K561ЛА9.

Імпульс керування надходить на комутатор (DD2.3, DD2.4), що, відповідно до сигналів граничних елементів, направляє його на вхід одного з підсилювачів UIa або UIx.

На вхід UI надходить імпульс і з іншого СІФК, зсунутий щодо першого на 60° . Так само сюди надходить і сигнал від логічного пристрою, що задає напрямок обертання двигуна.

Вхідні сигнали СІФК підсумуються елементом DD11, розподіляються, відповідно до сигналу від логічного пристрою, елементами DD12.1 й DD12.2 - K561ЛА7 на тиристри групи "Уперед" або "Назад". Вихідний сигнал інвертується й приводиться до рівня спрацьовування ключових транзисторних елементів DA1.1 й DA1.2 логічними елементами DD13.1 й DD13.2.

Використані ключові транзисторні елементи дозволяють комутирувати напругу до 50В при струмі навантаження до 0.35А, що досить для керування потужним транзистором вихідного пристрою.

Тригери DD6.3, DD6.4 зберігають свій стан доти, поки з формувача синхронізуючих імпульсів на його інший вхід не надійде наступний синхронний імпульс.

В системі керування застосований загальний тактовий генератор, частота якого не повинна перевищувати 12800 Гц - для забезпечення необхідного діапазону регулювання напруги перетворювача.

При настроюванні тактового генератора резистором R7 встановлюється необхідна частота.

Елементи схеми затримки включення системи - R3, C3, R6, вибираються виходячи з наступних умов: резистор R6 типу МЛТ-0,125 820

кОм, тому що він повинен забезпечувати розряд конденсатора С3 після вимикання живлення системи керування; конденсатор С3 - типу - К73-11 1 мкф 63В; значення резистора R3 повинне забезпечувати постійну часу R3, С3, не менш 0,01с для завершення всіх перехідних процесів у схемах СІФК.

Для поєднання СІФК із системою автоматичного регулювання застосовуємо аналого-цифровий перетворювач МСР 3001.

4.2 Розрахунок аналогових елементів системи керування

4.2.1 Розрахунок елементів схеми затримки включення системи

Розрахуємо параметри конденсатора С3, при цьому задаємося величиною опору R3 який дорівнює 100 кОм

$$C3 = \frac{t_{\text{зат}}}{R3 \cdot \ln\left(\frac{U_H - U_{\text{пор}}}{U_M}\right)}, \quad (4.1)$$

де $t_{\text{зат}}$ - час затримки, $t_{\text{зат}} = 0,07$ с;

U_H - номінальна напруга завдання, $U_M = 15$ В;

$U_{\text{пор}}$ - граничне значення напруги затримки, $U_{\text{пор}} = 7.5$ В.

$$C3 = \frac{0.07}{100000 \cdot \ln\left(\frac{15 - 7.5}{15}\right)} = 1 \text{ мкФ}, \quad (4.2)$$

Приймаємо до установки резистор R3 МЛТ - 0.25, 100 кОм, конденсатор С3 К73 – 11, 1 мкФ 63 В, користуючись літературою [6].

4.2.2 Розрахунок елементів схеми фільтрів позитивного й негативного напівперіоду

Розрахуємо ємність конденсатора С1 і С2, для розрахунку приймаємо значення опору R1 й R2 рівним 1 кОм

$$C1 = \frac{1}{\omega \cdot R1 \cdot \tan 30^\circ}, \quad (4.3)$$

де ω – кутова частота, $\omega = 314$ рад/с.

$$C1 = \frac{1}{3,14 \cdot 1000 \cdot \tan 30^\circ} = 5,5 \text{ мкФ}, \quad (4.4)$$

Приймаємо до установки R1 й R2 опори типу МЛТ - 0.25, 1 кОм, конденсатори C1 і C2 типу К50 – 12, 5.6 мкФ 100 В, користуючись літературою [6].

4.2.3 Розрахунок елементів формувача тривалості керуючого імпульсу

Оскільки ланцюжок R8-C5 задає час (тривалість) імпульсу, що використовується для відмикання тиристора, тривалість імпульсу відмикання $t_{\text{вмк}} = 20$ мкс.

Знаючи тривалість імпульсу й задавшись значенням ємності конденсатора $C5 = 10$ нФ, визначимо опір резистора R8 за формулою:

$$R8 = \frac{t_{\text{вих}}}{C5} = 20 \text{кОм} \quad (4.5)$$

Для монтажу вибираємо: R8 – СП2-2а, с діапазоном регулювання опору от 47 до 100000 Ом-0.125Вт; C5 - КМ6-10нф-25В; DD10 - К561ЛА9, користуючись літературою [6].

4.2.4 Розрахунок генератора, що задає

Реалізуємо генератор, що задає, на логічних елементах НІ. Принципова схема генератора та часові діаграми його роботи зображені на рис. 4.3.

У даній схемі для мікросхем КМОП - типу на опір резистора R7, як зазначено формулою, накладається обмеження зверху:

$$R7 \leq \frac{U_{\text{нор}} - U_0}{I_{\text{вх1}}}, \quad (4.6)$$

тому для серій мікросхем К561 воно не перевищує 510Ом. Прийmemo до установки резистор СП2-2а, с діапазоном номінального опору 47-100000 Ом, користуючись літературою [6].

При цьому значенні R7 частота генерації знаходиться за формулою:

$$f = \frac{1}{C4}, \quad (4.7)$$

звідки знайдемо ємність C4 виходячи зі значення заданої частоти, яка не повинна перевищувати 12800 Гц

$$C4 = \frac{1}{f} = \frac{1}{12800} = 0.8 \text{мкФ}$$

Приймаємо для установки конденсатор C4 типу К73 – 11, 1 мкФ 63 В $\pm 10\%$, користуючись літературою [6].

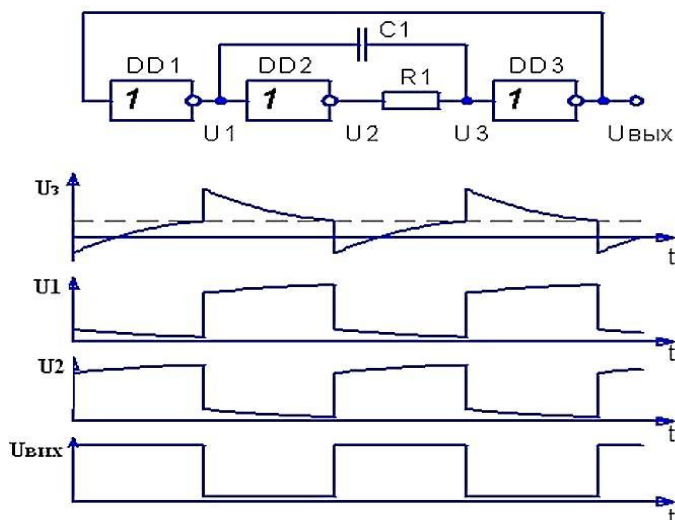


Рисунок 4.3 — Принципова схема та діаграми роботи генератора що задає

4.3. Розрахунок схеми системи автоматичного регулювання

Електрична схема системи автоматичного регулювання (САР) наведена на рисунок 4.4.

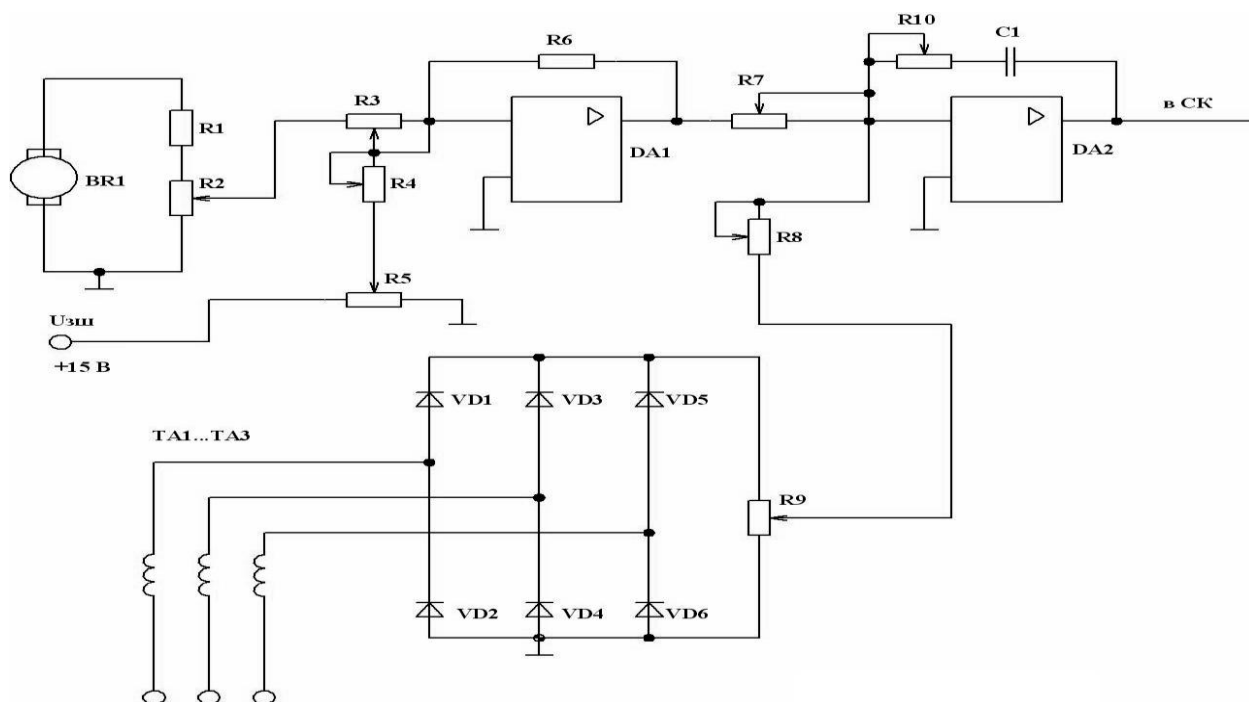


Рисунок 4.4 — Принципова схема системи автоматичного регулювання

Зворотний зв'язок по струму ЗЗС реалізується за допомогою трансформатора струму в ланцюзі змінного струму, а зворотний зв'язок по

напрузі знімається з тахогенератора, розташованого на валу ДПС. Використовуємо САР підлеглого типу, контур струму підлеглий контуру швидкості.

Сигналом, що задає, служить сигнал завдання швидкості $U_{зш}$. Він зрівнюється із сигналом зворотного зв'язку по швидкості $U_{зсш}$. Результуючий сигнал порівняння через регулятор швидкості рівняється з напругою зворотного зв'язку по струму. Результат порівняння через регулятор струму надходить на вхід СІФК.

Розрахунок почнемо з вибору елементів зворотного зв'язку.

Зворотний зв'язок по швидкості.

Вихідними даними є: $U_{вих.ном} = 800$ В, $U_{вих.мах} = U_{вих.ном} \cdot 10\%$

Знайдемо коефіцієнт заповнення імпульсів

$$\gamma = \frac{U_{вих.ном}}{U_{вих.мах}} = \frac{800}{880} = 0,91, \quad (4.8)$$

де $U_{вих.ном}$ – номінальна вихідна напруга, В;

$U_{вих.мах}$ – максимальна вихідна напруга, В.

Знаходимо значення напруги, що знімається з тахогенератора, за формулою

$$U_{тг} = U_{зсмах} \cdot \gamma = 15 \cdot 0,91 = 13,65В, \quad (4.9)$$

де $U_{зсмах}$ – максимальна напруга завдання, В;

γ – кут комутації.

Напруга пропорційна $U_{тг}$ знімається з резистора R2. Вона повинна бути рівною 13,65 В ($U_{озш} = 13,65$ В)

Задаючись сумарним опором резисторів $R1 + R2 = 11$ кОм, складемо пропорцію й обчислимо номінали резисторів:

$$\frac{E_{тг}}{U_{R2}} = \frac{R1 + R2}{R2}, \quad (4.10)$$

$$R2 = \frac{U_{R2}(R1 + R2)}{U_{вых}}, \quad (4.11)$$

$$\frac{13,65 \cdot 11 \cdot 10^3}{800} = 187,7 Ом.$$

Приймаємо $R2 = 1000$ Ом СП - 5 за принципом включення потенціометра, користуючись літературою [6].

Установлена потужність резистора повинна задовольняти умови:

$$P_R \geq I_R^2 \cdot R. \quad (4.12)$$

Опір резистора R1 буде дорівнювати:

$$R1 = (R1 + R2) - R2 = 11000 - 1000 = 10000 = 10\text{кОм} \quad (4.13)$$

Струм, що протікає в ланцюзі тахогенератора, знаходимо за формулою:

$$I_{TG} = \frac{U_{TG}}{R1 + R2} = \frac{800}{11000} = 0.07\text{А}. \quad (4.14)$$

Потужність резисторів R1 й R2 знаходимо за формулою

$$P_{R1} = I_{TG}^2 \cdot R1 = 0.07^2 \cdot 10 \cdot 10^3 = 49 \approx 50\text{Вт} \quad (4.15)$$

$$P_{R2} = I_{TG}^2 \cdot R2 = 0.07^2 \cdot 1000 = 4.9 \approx 5\text{Вт} \quad (4.16)$$

Вибираємо навантажувальний резистор R1 ПЕВ – 50 – 10 кОм, користуючись літературою [6].

В якості трансформаторів струму ТА1.. ТА3 вибираємо ТОЛ-20-3 (струм вторинної обмотки 3 А). При $I_{BX}=3$ А. коефіцієнт трансформації дорівнює:

$$K_{TP} = \frac{I_{BX}}{I_{ВИХ}} = \frac{3878}{3} = 1293, \quad (4.17)$$

де I_{BX} – вхідний струм, А;

$I_{ВИХ}$ – вихідний струм, А.

У такий спосіб при $I_{BX,НОМ} = 2732$ А на виході одержуємо:

$$I_{НОМ} = \frac{I_{BX,НОМ}}{K_{TP}} = \frac{2732}{1293} = 2.1\text{А} \quad (4.18)$$

В якості діодів випрямного моста VD1...VD6, зображених на рис. 4.4. вибираємо 6 діодів 10ETS16S ($U_{ЗВ} = 1600$ У, $I_{НОМ} = 10$ А, $I_{ср.а} = 10$ А, $I_{уд.а} = 30$ А).

Для одержання номінальної напруги зворотного зв'язку по струму опір резистора R9 повинен дорівнювати виразу

$$R9 = \frac{U_{TG}}{I_{ВЫХНОМ}} = \frac{13.65}{2.1} = 6.5\text{Ом}. \quad (4.19)$$

Потужність резистора R9 знайдемо за формулою:

$$P_{R9} = I_{R9}^2 \cdot R9 = 2.1^2 \cdot 6.5 = 28.7 \approx 30\text{Вт} \quad (4.20)$$

Приймаємо до установки резистор R9 типу СП5-30, користуючись літературою [6].

4.4 Розрахунок параметрів регулятора

Даний регулятор представляє двоконтурну систему з підлеглим керуванням силовим перетворювачем якірного ланцюга.

При розгоні або гальмуванні контур регулювання струму повинен здійснювати ефективне обмеження стрибкоподібного зростання струму. Також система керування повинна забезпечувати реверс якорного кола при нульовому значенні струму. Для стабілізації з високою точністю швидкості двигуна призначений контур регулювання напруги якоря.

4.4.1 Розрахунок контуру регулювання струму

Для цього розрахунку використовуємо структурну схему, що приведена на рис. 4.5. В даному перетворювачі використано пропорційно-інтегральний тип регулятора (ПІ).

Також вважаємо, що ЕРС нашого двигуна є величиною більш інерційною, ніж струм. Таким чином при налаштуванні струмового контуру допустимо не враховувати вплив ЕРС. Це приведено на рисунку 4.6.

Проводимо налаштування контуру струму на модульний оптимум, тоді маємо вигляд передавальної функції цього регулятора:

$$W_{poz}(p) = \frac{1}{T_o \cdot p \cdot (T_\mu \cdot p + 1)} = W_{pm}(p) \cdot \frac{k_{np}}{T_\mu \cdot p + 1} \cdot \frac{1/R_a}{T_e \cdot p + 1} \cdot k_{om},$$

$$W_{poz}(p) = \frac{W_{poz}(p)}{\frac{k_{np}}{T_\mu \cdot p + 1} \cdot \frac{1/R_a}{T_e \cdot p + 1} \cdot k_{33}} = \frac{1}{\frac{2 \cdot T_\mu \cdot p \cdot (T_\mu \cdot p + 1)}{T_\mu \cdot p + 1} \cdot \frac{1/R_a}{T_e \cdot p + 1} \cdot k_{33}} =$$

$$= \frac{T_e \cdot p + 1}{2 \cdot T_\mu \cdot p \cdot 1/R_a \cdot k_{om} \cdot k_{np}}, \quad (4.21)$$

$$T_o = a \cdot T_\mu, \quad (4.22)$$

де a – коефіцієнт налаштування системи, $a = 2$ для модульного оптимуму. Електрична постійна часу двигуна знаходиться за формулою:

$$T_e = \frac{L_\alpha}{R_\alpha} = \frac{1.4 \cdot 10^{-3}}{0,0034} = 0,412c, \quad (4.23)$$

де L_α – індуктивний опір обмотки якоря, Гн;

R_α – активний опір обмотки якоря, Ом.

Можна розрахувати постійну часу перетворювача за формулою:

$$T_{\mu} = \frac{1}{f_k} = \frac{1}{10^3} = 10^{-3} \text{ c} \quad (4.24)$$

де f_k – параметр, що характеризує частоту комутації вентилів(1кГц).

Значення коефіцієнтів перетворювача та зворотного зв'язку по струму визначаємо таким чином

$$k_{np} = \frac{U_{вих}}{U_{упр}} = \frac{800}{15} = 53.3 \quad (4.25)$$

$$k_{зз} = \frac{U_{упр}}{I_{вих}} = \frac{15}{5100} = 2.9 \cdot 10^{-3} \quad (4.26)$$

де $U_{упр}$ – напруга завдання, В.

Передатна функція регулятора струму має вид

$$W_{pc}(p) = \frac{0,412 \cdot p + 1}{2 \cdot 0,001 \cdot p \cdot 1 / 0,0034 \cdot 2.9 \cdot 10^{-3} \cdot 53.3} = \frac{0,412 \cdot p + 1}{0,091p} \quad (4.27)$$

У результаті отримана передатна функція ПІ-регулятора має вид:

$$W(p) = \frac{T_1 \cdot p + 1}{T_2 \cdot p} = \frac{C1 \cdot R10 \cdot p + 1}{C1 \cdot R7 \cdot p} \quad (4.28)$$

де T_1 і T_2 – постійні часу ПІ-регулятора;

$T_1 = 0,412\text{c}$;

$T_2 = 0,091\text{c}$.

Для конденсатора $C1$ типу К-53-4 з напругою $U = 3\text{В}$ маємо величину ємності 1мкф , опір резисторів знаходимо за формулами:

$$R10 = \frac{T1}{C1} = \frac{0,412}{10^{-6}} = 4.12\text{E} + 5 = 412\text{кОм} \quad (4.29)$$

$$R7 = \frac{T2}{C1} = \frac{0,091}{10^{-6}} = 91\text{кОм} \quad (4.30)$$

Приймаємо $R10$ СПЗ – 24Б та $R7 = R8$ СПЗ – 36, користуючись літературою [6].

4.4.2 Контур регулювання швидкості

Для цього контуру використовуємо пропорційний регулятор (П типу) структурна схема якого представлена на рис.4.7.

$$W_{пу}(p) = \frac{W_{роз}(p)}{\frac{1/k_{33}}{2 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1} \cdot \frac{R_a}{T_{\mu} \cdot C\Phi_M \cdot p} \cdot k_{33}} = \frac{1}{\frac{4 \cdot T_{\mu} \cdot p \cdot (2 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1)}{1/k_{33} \cdot \frac{R_a}{T_{\mu} \cdot C\Phi_M \cdot p} \cdot k_{33}}} = \frac{k_{33} \cdot C\Phi_M \cdot T_{\mu}}{4 \cdot T_{\mu} \cdot R_a \cdot k_{33}}, \quad (4.31)$$

де $W_{рс}(p)$ – передатна функція регулятора струму;

T_{μ} – механічна постійна двигуна;

$C\Phi_M$ – постійна двигуна.

Постійна двигуна знаходиться за формулою:

$$C\Phi_M = \frac{M_n}{I_n} = \frac{45238}{5100} = 8.9, \quad (4.32)$$

де M_n – номінальний момент обраного двигуна, Н/м;

I_n – номінальний струм обраного двигуна, А.

Знаходимо механічну постійну двигуна і виразу:

$$T_{\mu} = J \cdot \frac{R_a}{(C\Phi_M)^2} = 4341 \cdot \frac{0.0034}{8.9^2} = 0.186, \quad (4.33)$$

де J – момент інерції, кг/м².

Тоді визначаємо коефіцієнт зворотнього зв'язку по швидкості з формули:

$$k_{33} = \frac{U_{уп}}{\omega} = \frac{15}{8.3} = 1.81, \quad (4.34)$$

де ω – номінальна швидкість обертання двигуна, радіан/сек.

$$W_{пу}(p) = \frac{2.9 \cdot 10^{-3} \cdot 8.9 \cdot 0.186}{4 \cdot 10^{-3} \cdot 0.0034 \cdot 1.81} = \frac{4.8 \cdot 10^{-3}}{2.462 \cdot 10^{-5}} = 195, \quad (4.35)$$

В результаті отримана передатна функція пропорційного регулятора має вид:

$$W_{пу}(p) = \frac{R6}{R3}, \quad (4.36)$$

де $R3$ та $R6$ – опір резисторів $R3$ й $R6$, Ом.

По результатах розрахунків вибираємо з [6] резистори $R3 = R4 = R5$ типу СП2 – 2а, а резистор $R6 = 10$ кОм для налаштування вибираємо типу МЛТ-0.125.

4.5 Розроблення та моделювання САК

4.5.1 Розроблення моделі силової частини електропривода

Спочатку для розроблення моделі необхідно розробити модель джерела живлення.

Для виконання умов завдання в якості джерела було вибрано два джерела змінної трифазної напруги, що представлені в моделі як блоки AC VoltageSource. За умов спроектованого нами перетворювача потрібна 12-типульсна схема випрямлення напруги, тому робимо зсув на 30° в другому джерелі AC VoltageSource.

Блок UniversalBridge використовуємо в якості керованих випрямлячів, а перед ним встановлюємо блоки Series RLC Branch (в якості анодних індуктивностей тиристорів).

Систему керування в моделі представляємо блоком Synchronized 12-Pulse Generator (SIFU), котрий являється аналогом системи СІФК.

Як датчик напруги використовуємо блок VoltageMeasurement, також беремо блок Constant (Alpha) – для контролю номінального кута регулювання, блок Constant (Block) для блокування системи управління.

Також необхідно промодельовати згладжування пульсацій випрямленої напруги, для цього вибираємо блок Series RLC Branch (L1Y, L1D), який предсталає собою реактори, що згладжують.

В якості навантаження виступає ДПС, який ми представляємо блоком Series RLC Branch (Ra, La) як активно-індуктивне навантаження, в якості протиЕРС нашого ДПС використовуємо блок DC VoltageSource (E).

Для представлення результуючих зображень можна використати такі вимірювальні блоки: Multimeter (мультиметр) і Scope (осцилограф). Для контролю струму використовуємо датчики струму CurrentMeasurement, а для поєднання всіх блоків - шини BusBar, також у вимірювальній частині використовуємо демультіплексори Demux.

Для моделювання силової частини використовуємо середовище Simulink, отримана модель зображена на рис. 4.8.

Графіки, що були отримані в результаті моделювання, представлені на рис. 4.9.

Для розроблення загальної моделі нами використовувалися такі блоки:

- блок для моделювання джерела змінної напруги – AC Voltagesource. Цей блок застосовують для моделювання трифазної змінної напруги. Дані цієї моделі вказані в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1–Параметри блоків AC Voltage source

Ім'я	Амплітуда, В	Фаза, град.	Частота, Гц	Такт дискретності
UaY	$\sqrt{2} \cdot 800 / \sqrt{3}$	0	50	0
UbY	$\sqrt{2} \cdot 800 / \sqrt{3}$	-120	50	0
UcY	$\sqrt{2} \cdot 800 / \sqrt{3}$	120	50	0
UaD	$\sqrt{2} \cdot 800 / \sqrt{3}$	-30	50	0
UbD	$\sqrt{2} \cdot 800 / \sqrt{3}$	-150	50	0
UcD	$\sqrt{2} \cdot 800 / \sqrt{3}$	90	50	0

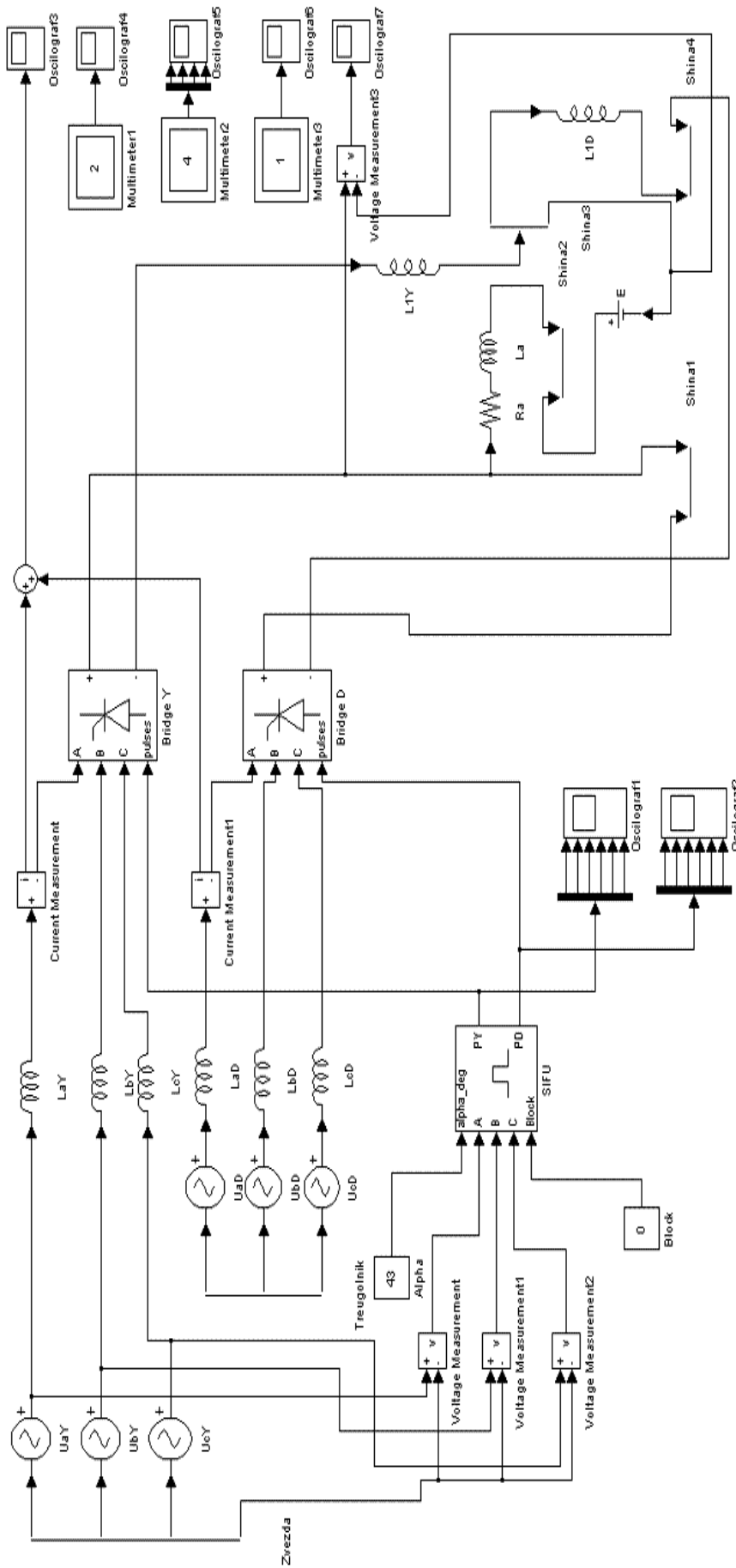


Рис.унок 4. 8 —Модель силовой частини

- блок Synchronized12-PulseGenerator, його використовують для формування прямокутних імпульсів.

Параметри використаних блоків приведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – Параметри блоку Synchronized12-PulseGenerator

Ім'я	Частота синхронізуючої напруги, Гц	Амплітуда	Подвійна пульсація
SIFU	50	15	+

Для моделювання некерованого трифазного випрямляча використовувався блок UniversalBridge. Параметри блоку наведені далі в таблиці 4.3 .

Для моделювання індуктивності, конденсатора й навантаження використовуються блоки Series RLC Branch. Параметри блоку наведені в таблиці 4.4.

Таблиця 4.3 – Параметри блоку UniversalBridge

Ім'я	Опір, Ом	Конфігурація портів	Силкові прилади	Кількість стійок	Опір снабера, Ом	Ємність снабера, Ф
Bridge Y	1e-3	ABC як вхідні клеми	тиристри	3	10	5e-6
Bridge D	1e-3	ABC як вхідні клеми	тиристри	3	10	5e-6

Для моделювання індуктивності, конденсатора й навантаження використовуються блоки Series RLC Branch. Параметри блоку наведені в таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Параметри блоків Series RLC Branch

Ім'я	Опір, Ом	Індуктивність, Гн	Ємність, Ф
LaY	0	10e-05	inf
LbY	0	10e-05	inf
LcY	0	10e-05	inf
LaD	0	10e-05	inf
LbD	0	10e-05	inf
LcD	0	10e-05	inf
L1Y	0	5e-03	inf
L1D	0	5e-03	inf
Ra- La	0.0034	1.4e-03	inf

У системі керування будемо використовувати деякі постійні величини за допомогою блоків Constant. Параметри блоків представлені в таблиці 4.5.

Таблиця 4.5 –Параметри блоків Constant

Ім'я	Постійна величина
Alpha	43
Block	0

Також в моделі використовуємо блоки CurrentMeasurement й VoltageMeasurement – для відображення отриманих струмів і напруг. Блок Scope використовуємо для побудови графіків сигналів, що досліджуються.

Отримані в результаті проведеного моделювання представлені далі на рисунках 4.9, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.14.

4.5.2 Розроблення моделі системи автоматичного регулювання

В даній роботі система автоматичного регулювання моделюється, в основному, блоком TransferFcn, який задає передавальну функцію у вигляді поліноміального співвідношення. За допомогою цього блоку моделюється регулятор струму RT, також перетворювач, електрична частина двигуна El_chast, та Mech_chast – його механічна частина. Також використовуються блоки посилення сигналу Gain, які множать вхідний сигнал на деякий

постійний коефіцієнт. За допомогою цього блоку Gain промодельований регулятор швидкості (RS), а також задані величини різних коефіцієнтів, в тому числі коефіцієнт зворотного зв'язку по струму двигуна K_{ot} , по швидкості K_{os} , та потрібний коефіцієнт пропорційності між величинами струму та моменту в двигуні CFm.

Sum використовується як блоки, що здійснюють додавання вхідних сигналів (для реалізації зворотного зв'язку). Генератор крокових сигналів Step використовувався для завдання керуючого впливу, а блок Scope – використовувався для побудови графіків.

Окремо промодельовано контури струму та швидкості, потім об'єднуємо ланцюги разом, щоб отримати бажану двоконтурну систему автоматичного керування.

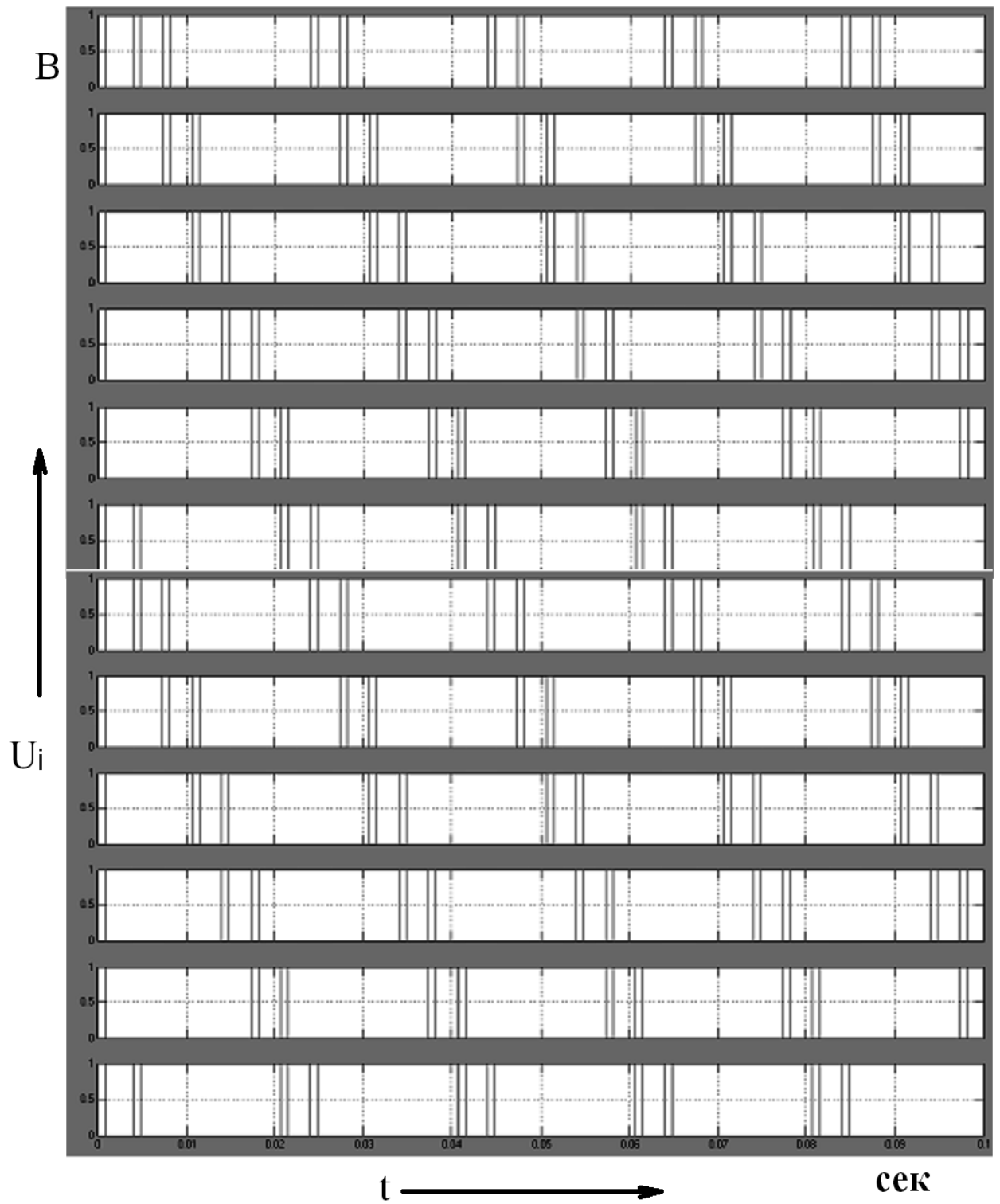


Рисунок 4.9 — Діаграми пульсацій у схемі керування

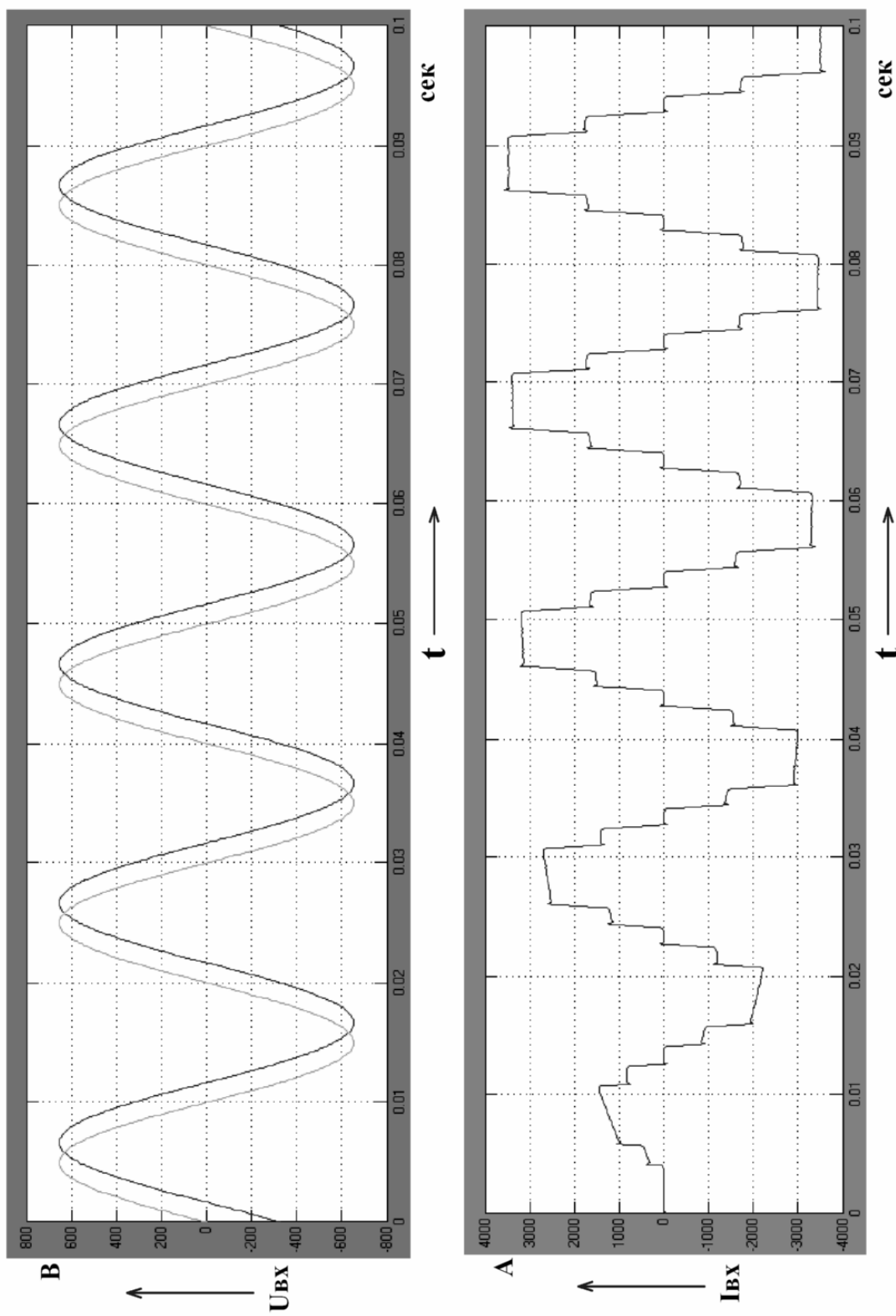


Рисунок 4.10—Графіки зміни вхідних струму та напруги

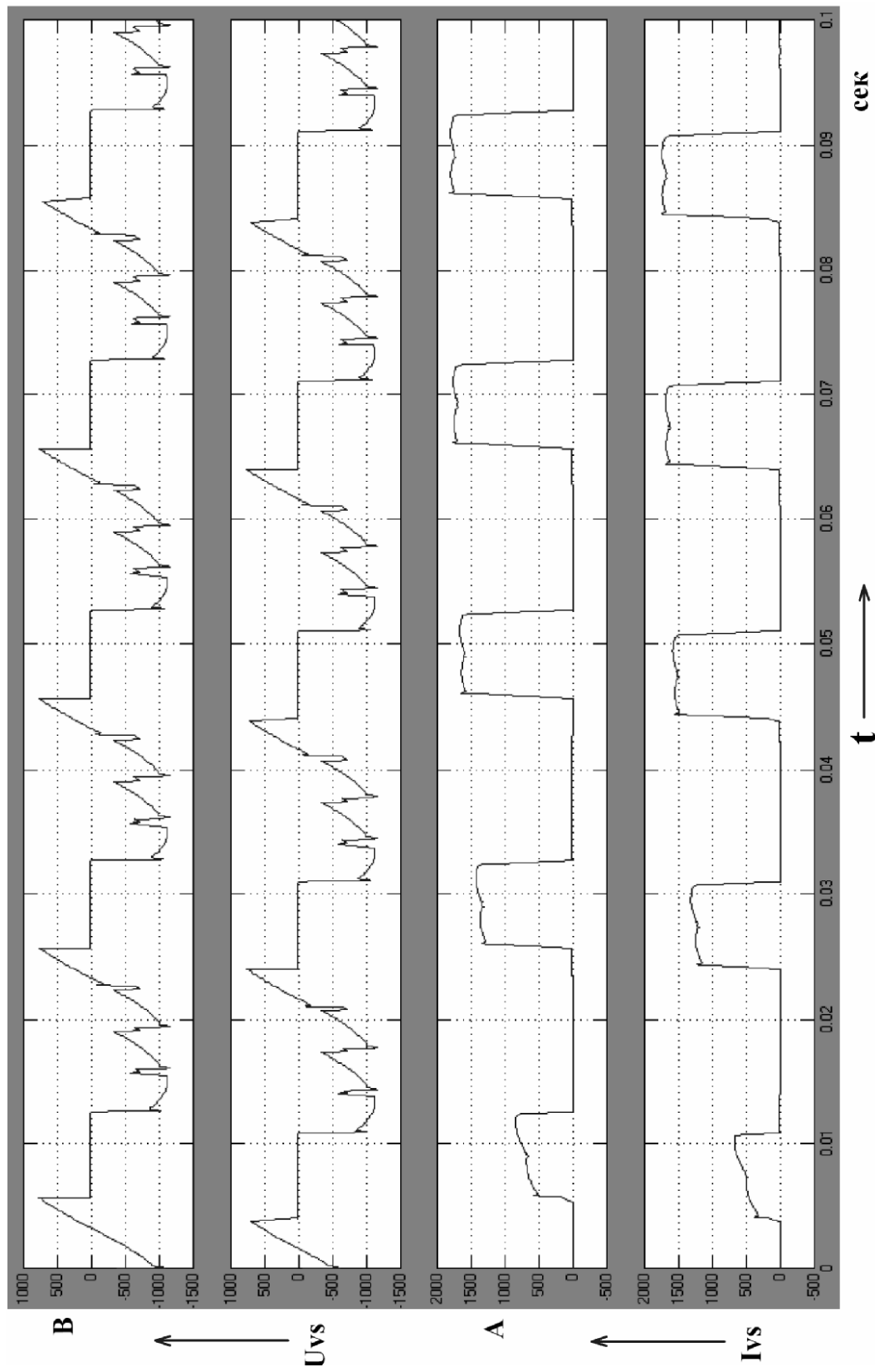


Рисунок 4.11— Графіки зміни напруги і струму у вентилях

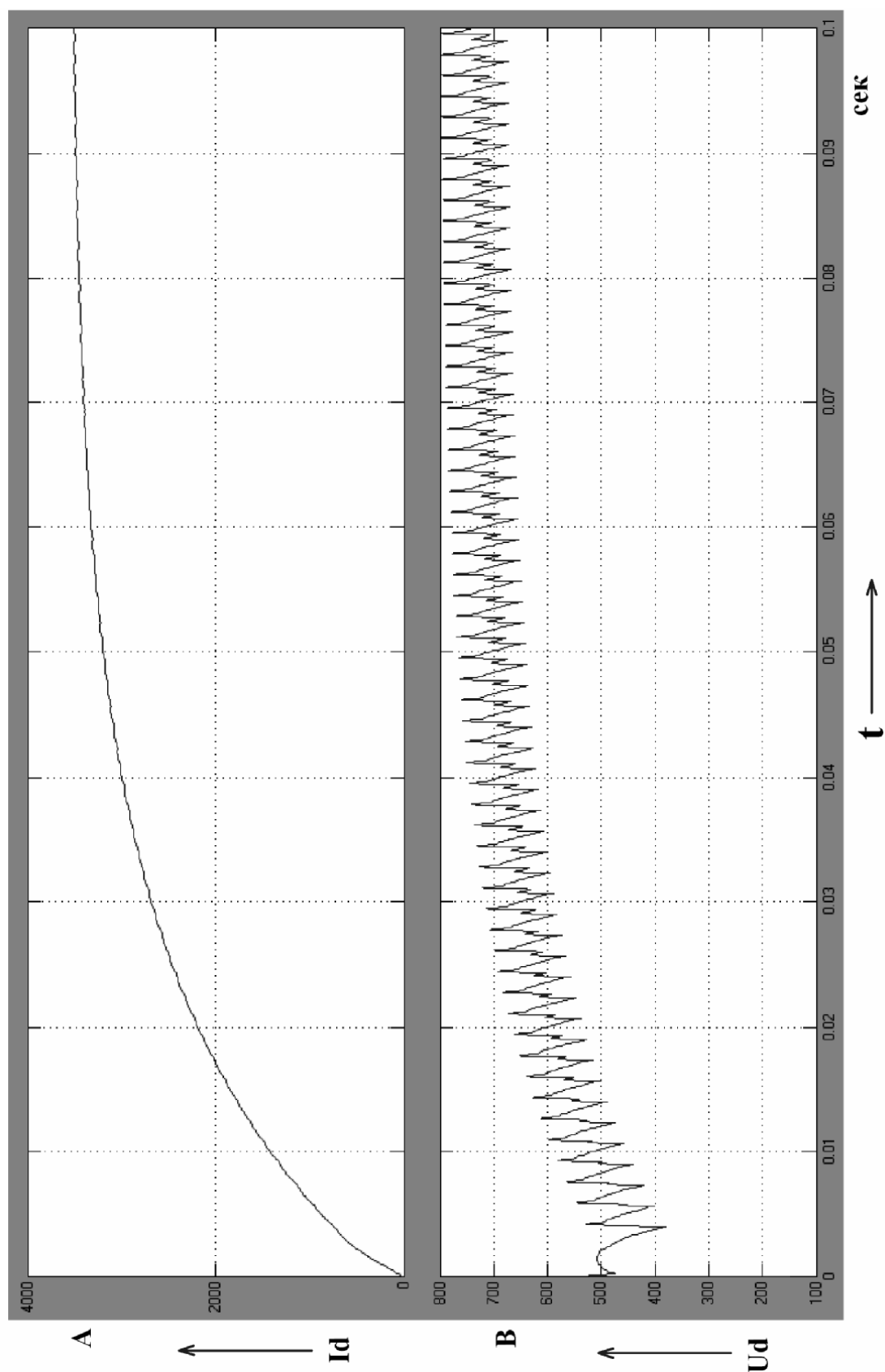


Рисунок 4.12 — Графіки зміни напруги та струму навантаженні

На рис. 4.12 можна побачити схему моделі SAR. Тут перший ланцюг - контур струму, другий ланцюг - контур швидкості, а третім представлена вся система автоматичного керування.

Параметри всіх блоків, а також параметри моделювання зведені в таблиці 4.6, 4.7, 4.8.

На рис. 4.13 представлені графіки значень, отримані в результаті моделювання.

Таблиця 4.6–Параметри блоків Gain

Ім'я	Коефіцієнт підсилення	Спосіб виконання операції
1/Kot	1/2,9e-3	Заелементний
CFm 1	8.9	Заелементний
CFm 2	8.9	Заелементний
Kos1	1.81	Заелементний
Kos2	1.81	Заелементний
Kot1	2,9e-3	Заелементний
Kot2	2,9e-3	Заелементний
RS1	195	Заелементний
RS2	195	Заелементний

Таблиця 4.7 – Параметри блоку Step

Ім'я	Час настання перепаду	Початкове значення	Кінцеве значення	Такт дискретності
Uzad	0	0	15	0

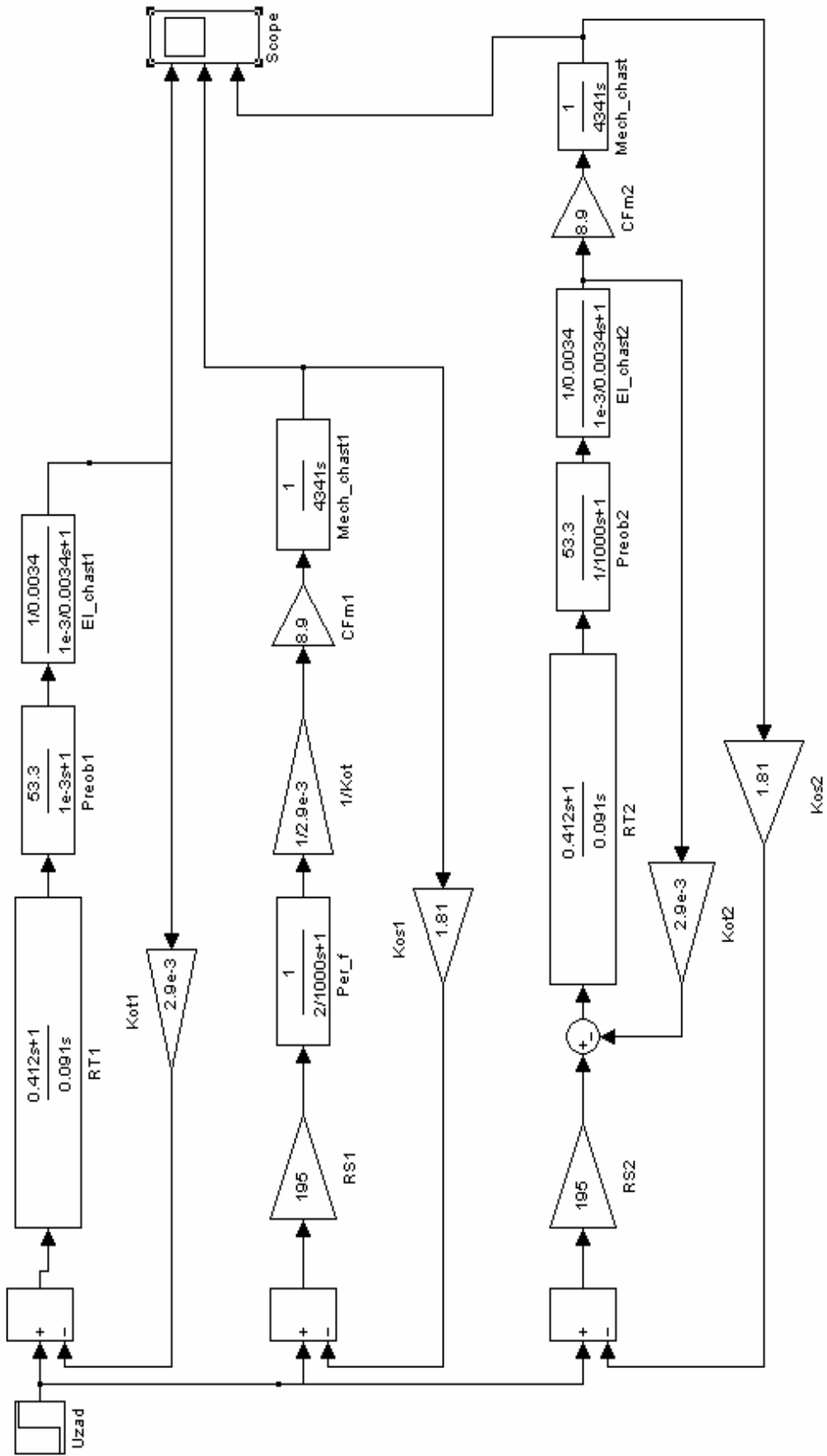


Рисунок 4.13 — Модель системи

Таблиця 4.8 – Параметри блоків TransferFcn

Ім'я	Вектор поліномів чисельника	Вектор поліномів знаменника	Абсол ютна похибка
El_chast1	[1/0.0034]	[1e- 3/0.0034 1]	auto
El_chast2	[1/0.0034]	[1e- 3/0.0034 1]	auto
Mech_chast	1	[4341 0]	auto
Mech_chast1	1	[4341 0]	auto
Per_f	[1]	[2/1000 1]	auto
Preob1	[53.3]	[1e-3 1]	auto
Preob2	[53.3]	[1e-3 1]	auto
RT1	[0.412 1]	[0.091 0]	auto
RT2	[0.412 1]	[0.091 0]	auto

Методом цифрового моделювання в програмному пакеті MATLAB проведено дослідження динамічних режимів силової частини та блоку керування.

Результати досліджень показали, що отримані характеристики задовольняють завданню (перерегулювання незначне, час регулювання не перебільшує 0,5 с) та технологічним вимогам до параметрів системи. Це підтверджує доцільність проведеної модернізації.

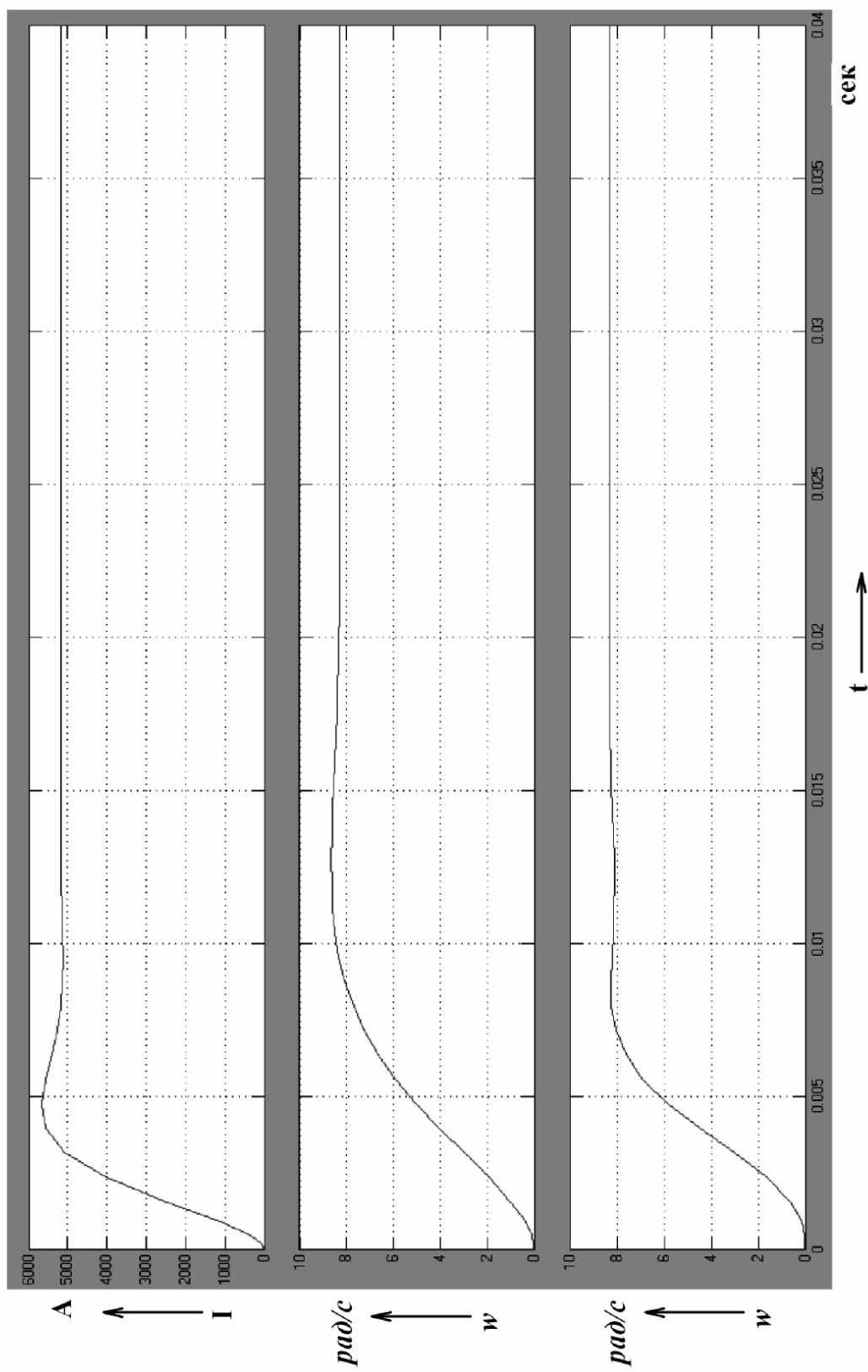


Рисунок 4.14 — Вихідний сигнал з регулятора струму, швидкості і двоконтурної САР

ВИСНОВОК

В процесі над магістерською роботою був розглянутий електропривод ножиць гарячого різання заготовок, розглянуті існуючі системи проектування напівпровідникового перетворювача для привода постійного струму. Система задовольняє вимогам технічного завдання.

В роботі був проведений аналітичний огляд електроприводів, що використовують для даних цілей, розроблення структурної та принципової схем для використаного привода постійного струму, а також моделювання роботи усього електропривода.

Був проведений аналіз електроприводу ножиць гарячого різання заготовок для його модернізації з метою підвищення ефективності та надійності роботи.

В процесі модернізації розроблена структурна та принципова схема електроприводу ножиць, проведений розрахунок та вибір елементів принципової схеми.

Методом цифрового моделювання в програмному пакету MATLAB проведено дослідження динамічних режимів САК силової частини та блоку керування.

Проведене дослідження динаміки САК з урахуванням та без урахування обмежень на виході регулятора. Результати досліджень показали, що отримані характеристики задовольняють заданим технологічним параметрам системи. Це підтверджує доцільність проведеної модернізації.

Викладене вище дозволяє зробити висновок, що завдання на магістерську роботу виконано. Спроекований електропривод задовольняє вимогам електроприводів ножиць гарячого різання заготовок за якістю перехідних процесів і швидкодії.

Робота має практичну цінність і її результати після більш детальної доробки можуть бути розглянуті для використання у виробництві.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Чернега Д.Ф. Основи металургійного виробництва металів і сплавів: підручник /Чернега Д.Ф., Богушевський В.С., Готвянський Ю.Я., Грищенко С.Г., Шифрін В.М., Шурхало В.Я. – К.: Вища шк., 2006. - 503с.
2. Чернега Д.Ф. Конвертерне виробництво сталі: підручник /Чернега Д.Ф., Богушевський В.С., Готвянський Ю.Я., Грищенко С.Г., Шифрін В.М., Шурхало В.Я. – Дніпропетровськ: РВА "Дніпро – ВАЛ", 2004. – 454с.
3. Леві Л.І. Навчальний посібник до проведення практичних занять з дисципліни «Електропривод та автоматизація верстатів-автоматів» для студентів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» / Л.І. Леві; за заг. ред. д.т.н., проф. Л.І. Леві. – Полтава: Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка», 2023. – 106 с.
4. Шефер, В.В. Електричні машини: навчальний посібник / В.В. Онушко, О.В. Шефер. – Полтава, ПолтНТУ, 2015. – 536 с.
5. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування. Підручник. – К: Либідь, 2007. – 656с.
6. Напівпровідникові прилади: Діоди, тиристори, оптоелектронні прилади: Довідник / А.В. Баюков, А.Б. Титцевич, А.А. Зайцев і ін.: Під загальної ред., Н.Н. Горюнова. – 3 – изд., пераб., - М.: Энергоатоміздат. 2000 р.
7. Шефер О.В. Електропривод та автоматизація загально промислових механізмів: конспект лекцій. – Полтава: ПолтНТУ, 2011. – 154 с.
8. Галай М.В. Теорія автоматичного керування: Навчальний посібник. – Полтава: Вид. “Полтава”, 1988. – 470с.
9. Галай М.В. Лінійні неперервні системи автоматичного керування. – Полтава: ПДТУ, 2001. – 140с.
10. Галай М.В. Теорія автоматичного керування: неперервні та дискретні системи: Навчальний посібник.– Полтава: ПНТУ, 2002.–454 с.
11. Шульга О.В. Системи керування електроприводами: Навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів. – Полтава: ПНТУ, 2002.
12. Калабухов А.М. Електронні прилади та пристрої. Частина 1. Електричні фільтри і напівпровідникові прилади: Навч. посіб. / А.М. Кулабухов, О.М. Петренко, Ю.М. Чашка. – Д.: РВВ ДНУ, 2008. – 98 с.
13. Галай В.М. Теорія цифрових систем автоматичного керування: навчальний посібник. – Полтава: ПолтНТУ, 2009. –131 с.

14. Донець О. В. Теорія електропривода/ В. І. Колотіло, О. В. Донець; Харків. нац. ун-т міськ. госп-ва ім. О. М. Бекетова. – Харків : ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2021. – 148 с..
15. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи. Навч. посібник для вищ. навч. закл., за ред. Поповича М.Г., Лозинського О.Ю. – К.:Либідь, 2005. – 678 с.
16. Шефер О.В. Методичні вказівки до курсового проектування з дисципліни „Електричні машини” для студентів усіх форм навчання спеціальності 141 – “Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка”. – Полтава: НУ «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка», 2020. – 52 с.
17. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи. Навч. посібник для вищ. навч. закл., за ред. Поповича М.Г., Лозинського О.Ю. – К.:Либідь, 2005. – 678 с.
18. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи / За ред. М.Г. Поповича. – К.: Либідь, 2005. – 672 с.
19. Колб Ант. А, Колб А. А. Теорія електроприводу: Навчальний посібник. – 2-е вид. перероб. і доп. –Д., Національний гірничий університет, 2011. – 540 с.
20. Онушко, В.В. Моделювання електромеханічних систем: навчальний посібник / В.В. Онушко, Д.В. Стрижеус. – Полтава, ПолтНТУ, 2010. – 81с.

ДОДАТКИ

SECTION 1. TECHNOLOGICAL PART

1.1 Characteristics of the enterprise

Dneprovsky Iron and Steel Works is a Public Joint Stock Company (PJSC), which is one of the largest mining and metallurgical enterprises in our country.

The plant is located in Kamianske, Ukraine. It is a full-cycle metallurgical plant. Today, the plant produces pig iron, commercial billets, channels, angles, crane rails, etc. The plant also plans to install the latest equipment that will continuously cast billets and a small profile mill for production. Dnipro Iron and Steel Works' products are regularly presented at international fairs and exhibitions in Germany, China, and England, and are also exported to these and other countries.

The plant's high-quality products are known not only in Ukraine. The plant has established itself as a reliable partner in its field, timely performing the work undertaken. Currently, Public Joint Stock Company "Dneprovsky Iron and Steel Works" is one of the largest enterprises in Ukraine in the metallurgical industry.

It is one of the leading producers of steel products, one of the top five metallurgical enterprises in Ukraine, has more than a century of history, and is currently at the next stage of its development.

1.2. Brief description of the billet manufacturing process

In the 1250 rolling mill, billets with a cross section of 300x300 mm to 400x400 mm and billets with a width of 590 to 1250 mm, a thickness of 110 to 320 mm and a length of 1200 to 6000 mm. Ingots are fed as molten from the stripper section of the open-hearth shop to a span of heating wells, where they are heated, set and rolled into ingots.

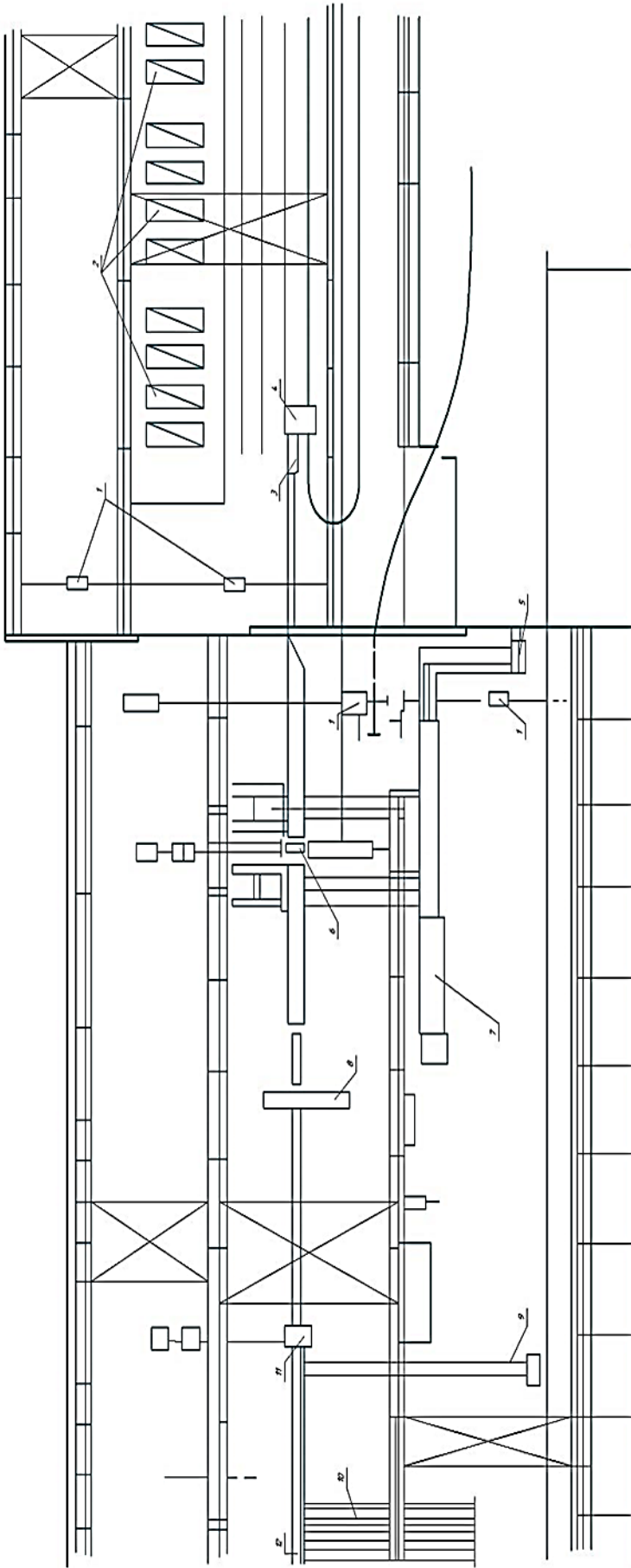


Figure 1.1 Layout of blooming equipment 1250

Heating wells are regenerative, multi-seat with gas and air heating. Each group consists of 4 cells with a common chimney 50 meters high.

The ingot feeder delivers ingots to the receiving roller conveyor, then the ingot is fed via the transport roller to the working roller, which feeds the ingot into the cage. Behind the stand is a roller that repeatedly rotates the coil. Once the crimping is complete, the finished product is fed to the shears.

A feed roller is installed in front of the receiving roller, which receives ingots directly from the tick crane. The rolled coils on the diverting roller and the roller in front of the shear are guided by sliding sides to the shear.

The pull-off roller is installed behind the hot shears and is designed to receive the cut coils, transfer the cut blooms and slabs to the adjacent roller of the collecting devices and transfer the front and rear ends cut from the coils to the chute of the scrap collection conveyor. After being cut on the roller conveyor, the finished billets are fed to the labeling machine. The cut and labeled billets are fed by the intermediate roller conveyor and the roller conveyor of the collecting devices to the storage devices.

The billet pusher then pushes the billet from the picking roller conveyor to the stacking table and pushes the stop billets from the stacking table to the billet racks. Inspection and processing of blooms for the 600 mill is carried out in the southern part of the 3rd span of the accessory mill and the longitudinal span of the 600 mill on special racks.

1.3. Technological characteristics of shears and billets

The shears are located at the end of the mill, in the cutting section. The shears are used to cut the workpieces into measured pieces. The technical characteristics of the shears are given in Table 1.1.

Table 1.1 Technical characteristics of the scissors

Name	Value	Unit of measurement
Cutting force	max 20000	kH
Maximum workpiece size	400x400	mm
Metal cutting temperature	900-1100	°C
Moment of inertia of metal	4341	kg/m ²
Maximum number of cuts	13 start-stops	min
Engine power	2x3800	kW
Gear ratio	5	

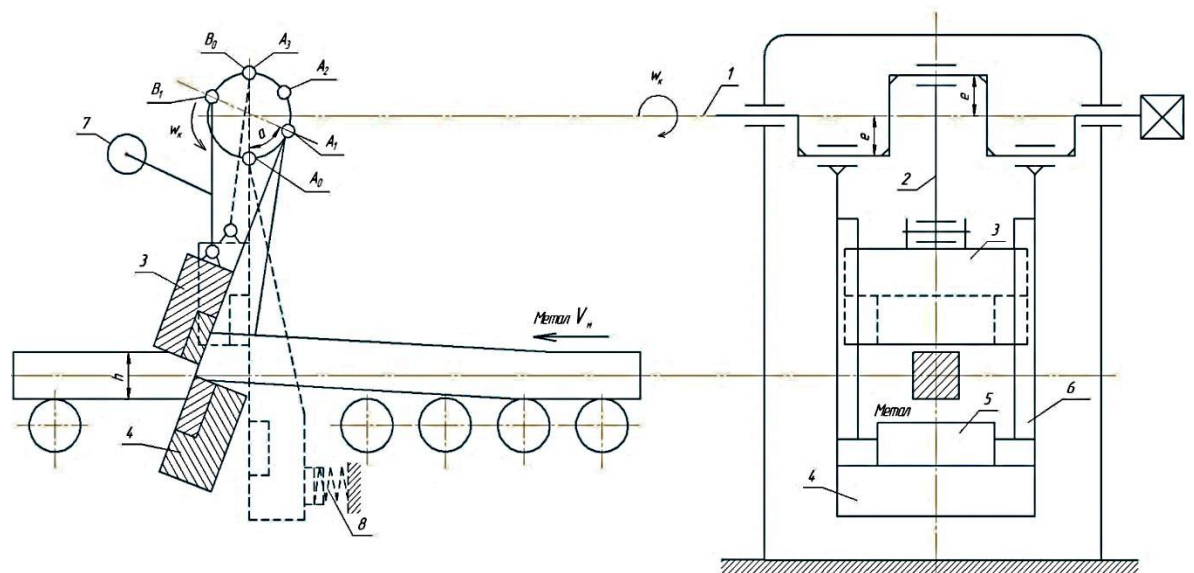


Figure 1.2 Flying scissors

1 - upper passage shaft; 2 - connecting rod; 3 - upper caliper with a knife; 4 - lower caliper with a knife; 5 - intermediate position when the knives are close; 6 - guide grooves; 7 - counterweight; 8 - shock absorber.

They are used for cutting metal moving at a speed of no more than 2.5 m/s.

The shears are also installed in front of the second stand of the continuous billet mill. The temperature of the incoming metal should be 800-1000 °C. The parameters of these shears are: cutting force P , shear stroke H , shear length L , and number of strokes.

1.4. Technological requirements for the electric drive of the mechanism

The scissor mechanism has various technological requirements.

The main requirements include:

- Reliability is the ability of the electric drive to perform the required functions while maintaining its performance and characteristics for a specified period of time;
- operability is the state of the electric drive in which it is able to perform its functions;
- reliability - the ability of the electric drive to maintain its performance for a certain period of time;
- durability - the ability of the electric drive to maintain its performance up to a certain state.

The special requirements of a scissor drive include:

- precise stopping;
- ability to cut various metal grades;
- dimensions of the metal to be cut, 1300 320;
- minimum number of gaps and backlash;
- adjustment range is the ratio of the maximum speed to the minimum speed -3 1;
- reversibility of the drive;
- switch-on time - 60%;
- speed control.

When choosing the type of electric scissor drive, it is necessary to study the technological process in detail to determine the actual load and operating mode of the scissors, as well as the stopping accuracy and other specific operating conditions.

1.5 Selection of the electric drive system, speed control and braking method

In order to meet the technological requirements for the electric drive and eliminate the identified shortcomings, it is necessary to select the optimal system.

Before selecting the electric drive system, it is necessary to find out what type of motor will drive the mechanism. Today, at metallurgical enterprises, all mechanisms can be operated either by a direct current motor (DC motor) or an AC motor.

AC motors include asynchronous motors (AMs) with phase and squirrel-cage rotor and synchronous motors.

Squirrel-cage motors are the most common due to their ease of operation and low cost compared to other motors. These motors can withstand high inrush currents, but this causes large voltage fluctuations in the network. The motor with a phase rotor is practically not used to solve such problems.

Synchronous motors (SM) are used in mechanisms that operate in a long-term mode at a constant speed. SRs differ from all AC motors in their high efficiency, power factor $\cos \phi$, and even leading $\cos \phi$, which makes it possible for SRs to operate as a synchronous compensator that allows them to supply reactive energy to the grid.

In our case, the mechanisms with special requirements for operation used by the DPS are the ones with the most demanding requirements. They have great capabilities for speed control and stabilization of the operation of the EP.

The DPS are reliable in operation and provide a large torque margin. Depending on the process conditions, motors with parallel, independent, sequential and mixed excitation systems are used, which allows the process to be carried out in the best operating mode. The DPS can operate in all known operating modes.

To drive the scissor mechanism, we choose an independent excitation motor.

The following drive control systems are available for DC motors:

- DC source - DPS with a controlling relay-contactor control circuit;
- DC generator - DPS (G-D);
- thyristor converter - DPS (TP-D).

For the scissors mechanism, we choose the Thyristor Converter-DPS system, since the motor has a high power and this system can withstand significant loads, unlike the DC Source-DPS system with a controller or relay-contactor control scheme. The TP-D system is also more economical than the DC Generator-DPS system.

The speed control in the DPS is regulated by three means: a rheostat in the armature circuit, adjustment of the supply voltage, and changing the magnetic flux. We choose to control the speed by adjusting the supply voltage. This method allows you to obtain mechanical characteristics of the required shape, stabilize or change the speed according to specified laws.

DPS provide all existing braking modes:

- dynamic, with independent excitation;
- dynamic with self-excitation;
- regenerative.

We choose regenerative braking because this braking allows for more economical use of electricity. Braking is performed as follows: when the engine is running in generator mode, the inverter can be switched to inverter mode. In this mode, the direct current of the machine is converted into alternating current and the alternating current energy is supplied to the grid. In inverter mode, the thyristors open at a control angle of $\alpha > 90^\circ$. In rectified mode, the thyristors open at a control angle $\alpha < 90^\circ$.

Thus, it was decided to choose a DC motor for the flying scissors, which will operate according to the "Thyristor motor" system with regenerative braking.

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
за матеріалами ІХ Всеукраїнської науково-практичної конференції
**«ЕЛЕКТРОННІ ТА МЕХАТРОННІ СИСТЕМИ:
ТЕОРІЯ, ІННОВАЦІЇ, ПРАКТИКА»**
10 листопада 2023 року



Полтава 2023

ЗМІСТ

<i>М.Ю. Пророк, Б.Р. Борак</i> ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ АЛГОРИТМІВ ВІДСТЕЖЕННЯ НА ВІДЕО З ОБ'ЄКТАМИ З ВИСОКОЮ ДИНАМІКОЮ РУХУ, НАЯВНИХ В OPENCV 4.8.....	9
<i>О. Shefer, О. Yevdochenko</i> ASSESSMENT OF THE EFFECT OF AN EXTRA SHORT ELECTROMAGNETIC PULSE ON A RADIO COMMUNICATION SYSTEM	12
<i>О.С. Руденко</i> ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕХНОЛОГІЙ ПРОТИДІЇ СИСТЕМАМ ПЕРЕДАЧІ З ПРЯМИМ РОЗШИРЕННЯМ СПЕКТРА.....	14
<i>А.С. Стадніченко, О.А. Штепа, Г.О. Шеїна</i> РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ СИСТЕМИ ПОЗИЦІЮВАННЯ ДЛЯ СОЛЯЧНИХ ПАНЕЛЕЙ.....	16
<i>Н.В. Єрмілова, В.В. Васильєва</i> МОДЕРНІЗАЦІЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ НОЖИЦЬ ГАРЯЧОГО РІЗАННЯ ЗАГОТОВОК В МЕТАЛУРГІЙНОМУ ВИРОБНИЦТВІ.....	18
<i>О. Laktionov, М. Movin, I. Laktionova</i> RESEARCH ON THE ROLE OF THE SAFETY COMPONENT IN A ROBOTICS SYSTEM.....	20
<i>М.О. Мурач</i> РОЛЬ ТЕЛЕМЕТРИЧНОГО ЗВ'ЯЗКУ В БЕЗПЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТАХ: АНАЛІЗ ВАЖЛИВОСТІ ТА ФУНКЦІОНАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ СИСТЕМИ ТЕЛЕМЕТРИЧНОГО ЗВ'ЯЗКУ У ВІЙСЬКОВИХ БПЛА.....	21
<i>В.В. Стьопкін, О.В. Колесник</i> ОСОБЛИВОСТІ МОДЕРНІЗАЦІЇ СИСТЕМ ГЕНЕРАТОР – ДВИГУН ПРОКАТНИХ СТАНІВ.....	23
<i>О. Shefer, S. Myhal</i> RESEARCH OF EMISSIONS WHICH DETERMINATE THE QUALITY OF WORK OF TELECOMMUNICATIONS EQUIPMENT.....	25
<i>Р.В. Захарченко, В.Ю. Курбала</i> ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ У СИСТЕМІ «ІНВЕРТОР – АСИНХРОННИЙ ДВИГУН» ЕЛЕКТРОПРИВОДУ НАСОСНОЇ УСТАНОВКИ.....	27

УДК 621.314.2

Н.В. Єрмілова, к.т.н., доцент,

В.В. Васильєва, магістрант

*Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія
Кондратюка»*

МОДЕРНІЗАЦІЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ НОЖИЦЬ ГАРЯЧОГО РІЗАННЯ ЗАГОТОВОК В МЕТАЛУРГІЙНОМУ ВИРОБНИЦТВІ

Пристрої сучасної силової електроніки дозволяють керувати потоками електроенергії не тільки з метою її перетворення з одного виду в інший, але й розподілу, організації швидкодіючого захисту електричних ланцюгів, компенсації реактивної потужності та ін.

Однією з основних областей ефективного використання силової електроніки став електропривод (ЕП). Для електропривода постійного струму розроблені тиристорні агрегати й комплектні пристрої, які успішно використовуються в металургії, верстатобудуванні, на транспорті та в інших галузях промисловості. За рахунок впровадження випрямних агрегатів із глибоким регулюванням вихідної напруги й струму значно поліпшена якість багатьох технологічних процесів в електрометалургійній галузі [1].

В роботі постало завдання провести модернізацію електроприводу ножиць гарячого різання заготовок, які знаходяться наприкінці прокатного стану на ділянці різання. Ці ножиці застосовуються для нарізки металу, що рухається по стану з повільною швидкістю (не більше 2,5м/с), температура металу, який надходить на ділянку різання, становить 800-1000 °С, звідси й береться назва – гаряче різання [2].

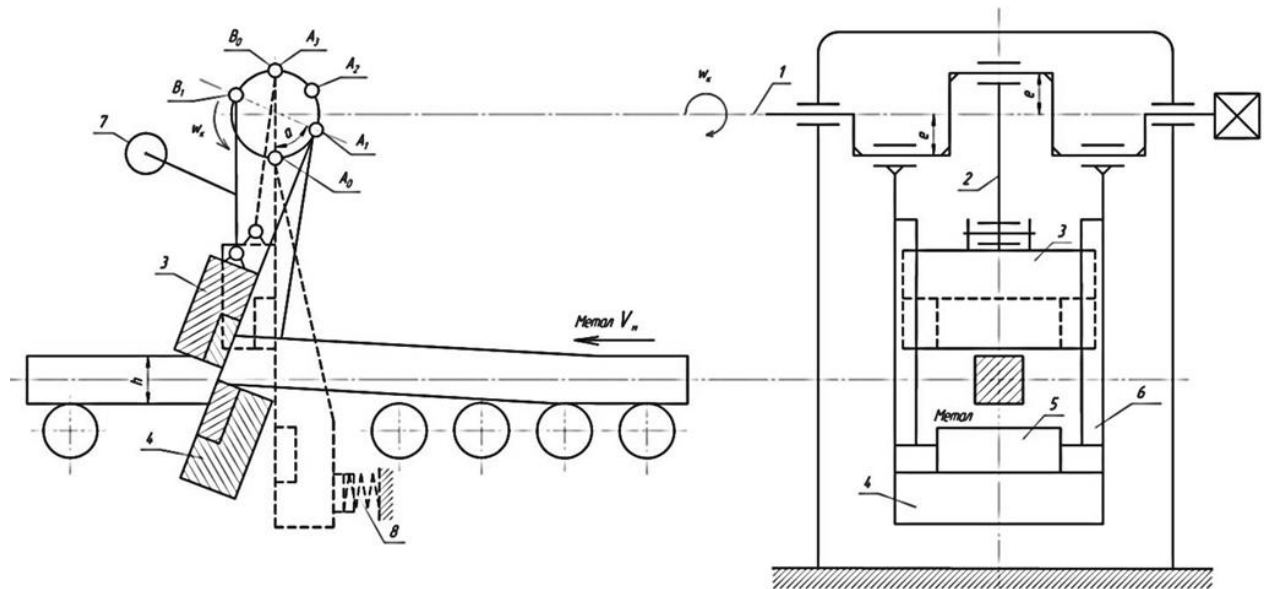


Рисунок 1 – Летючі ножиці гарячого різання

- 1 - верхній прохідний вал; 2 - шатун; 3 - верхній супорт з ножем; 4 - нижній супорт з ножем; 5 - проміжне положення при зближенні ножів; 6 – направляючі пази; 7 – контрвантаж; 8 – амортизатор.

До електропривода ножиць пред'являються наступні технологічні вимоги:

- точна зупинка;
- здатність різання різних сортів металу;
- габарити металу, що розрізають, 1300 × 320;
- діапазон регулювання - 3 ÷ 1;
- реверсивність привода;
- тривалість включення - 60%;
- можливість регулювання швидкості.

В електроприводах механізмів з особливими вимогами експлуатації (як у нашому випадку) здебільшого прийнято використовувати двигуни постійного струму (ДПС). Вони мають гарні можливості для регулювання швидкості, а також для стабілізації роботи ЕП, надійні у експлуатації, здатні забезпечувати великі пускові моменти. Виходячи з цих міркувань, для приводу механізму ножиць був обраний ДПС з незалежним збудженням.

Для двигунів постійного струму існують наступні системи керування електроприводом:

- джерело постійного струму - ДПС з контролюючою релейно-контакторною схемою керування;
- генератор постійного струму - ДПС (Г-Д);
- тиристорний перетворювач - ДПС (ТП-Д).

Для модернізації електроприводу механізму ножиць була обрана система ТП-Д, так як двигун має велику потужність і ця система повинна витримувати значні перевантаження, які інші системи витримувати не здатні. Також система ТП-Д економічніше при експлуатації на відміну від системи Г-Д.

Проведене розроблення структурної та принципової схем силового напівпровідникового перетворювача для привода постійного струму, розрахунок та вибір елементів схем, моделювання роботи силової частини та блоку регулювання. Дослідження показали, що модернізована система задовольняє вимогам технічного завдання.

ЛІТЕРАТУРА

1. *Побєдаш К.К. Силові напівпровідникові прилади і перетворювачі електричної енергії: навч. посіб. / К.К. Побєдаш, В.А. Святненко - Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. – 244 с.*

2. *Різання листового матеріалу на ножицях [Електронний ресурс] // Режим доступу: <https://vseosvita.ua/lesson/lektsiia-6-tema-22-rizannia-lystovoho-materialu-na-nozhytsiakh-53410.html> .*

**MODERNIZATION OF THE SCISSORS ELECTRIC DRIVE FOR HOT
CUTTING OF BILLETS IN THE METALLURGICAL PRODUCTION**

N. Yermilova, Ph.D., Associate professor,

V. Vasylieva, Master's student

National University «Yuri Kondratyuk Poltava Polytechnic»

2

З початком війни металургійна галузь знову у центрі уваги політичного та економічного життя України, внаслідок цього пріоритет модернізації металургійного комплексу є основою модернізації матеріально-технічної бази економіки усієї країни.

Металургійний сектор – це економічно, соціально та територіально значущий компонент промисловості, тому вдосконалення та модернізація обладнання, що працює в металургійному виробництві, є дуже вагомою і **актуальною задачею**.

Мета роботи: Модернізація електроприводу ножиць гарячого різання заготовок для підвищення ефективності та надійності його роботи

Для виконання поставленої мети в роботі необхідно виконати наступні **завдання**:

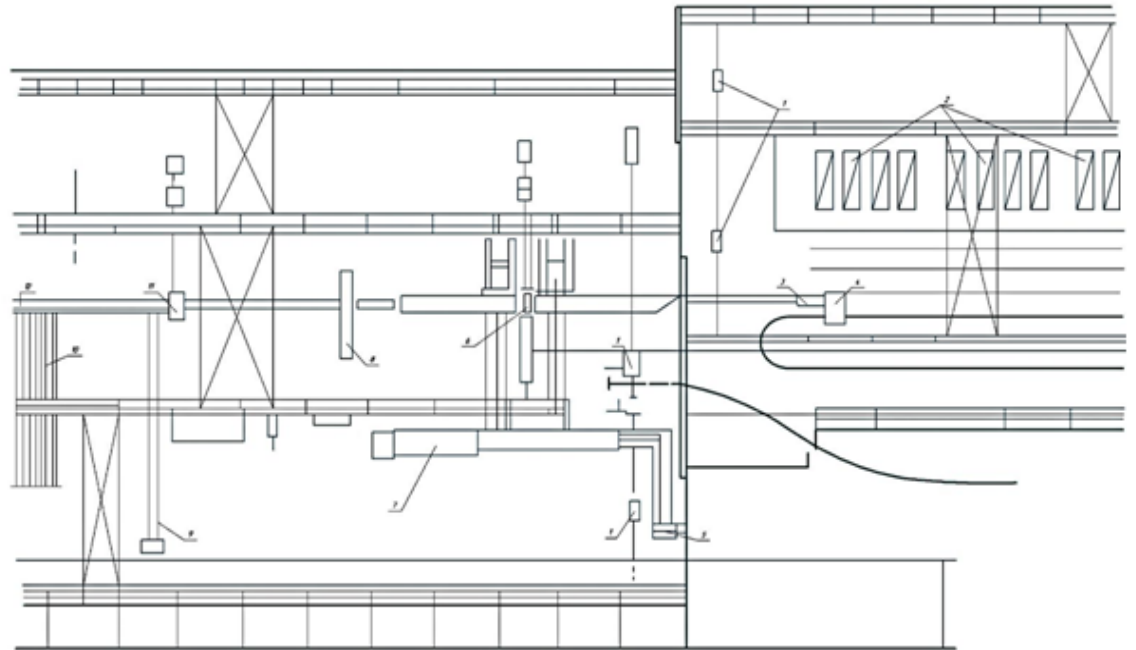
- провести аналіз електроприводу ножиць гарячого різання заготовок;
- розробити структурну та принципову схеми електроприводу ножиць;
- провести розрахунок силової частини перетворювача;
- провести дослідження системи керування електроприводу в програмі Matlab.

Об’єкт дослідження – модернізація електроприводу ножиць гарячого різання заготовок для розробки найбільш раціональної та ефективної системи керування

Предмет дослідження – електропривод ножиць гарячого різання заготовок в металургійному виробництві

Схема розташування обладнання блюмінгу 1250

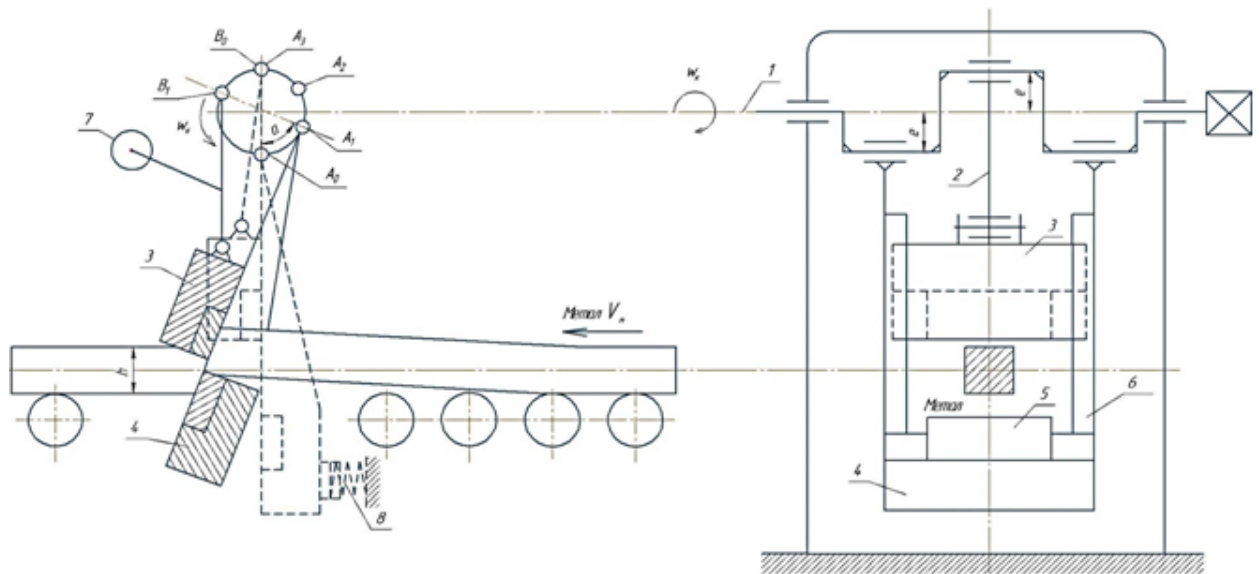
3



1-тельферні крани; 2- нагрівальні колодязі; 3 - приймальні рольганг з боковим зіштовхувач злитків; 4- кільцева подача; 5- бункер для околин; 6- заготовка; 7- колодязь для околин; 8- машина вогневої зачистки; 9- конвеєр для обрізків; 10- шле пер для готових заготовок; 11- ножиці; 12 – рольганг для НЗС

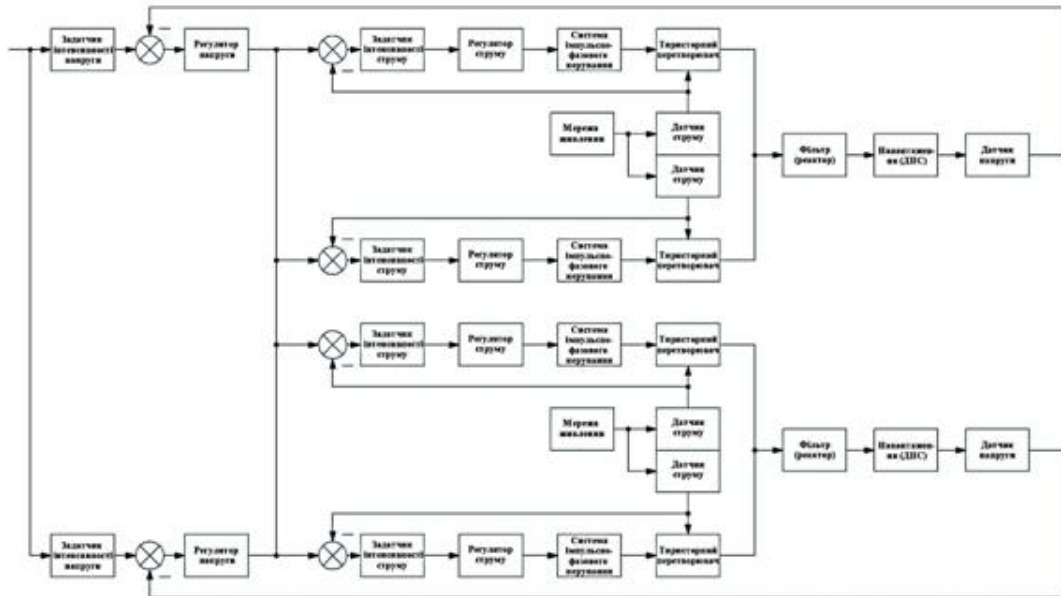
Конструкція летючих ножиць

4

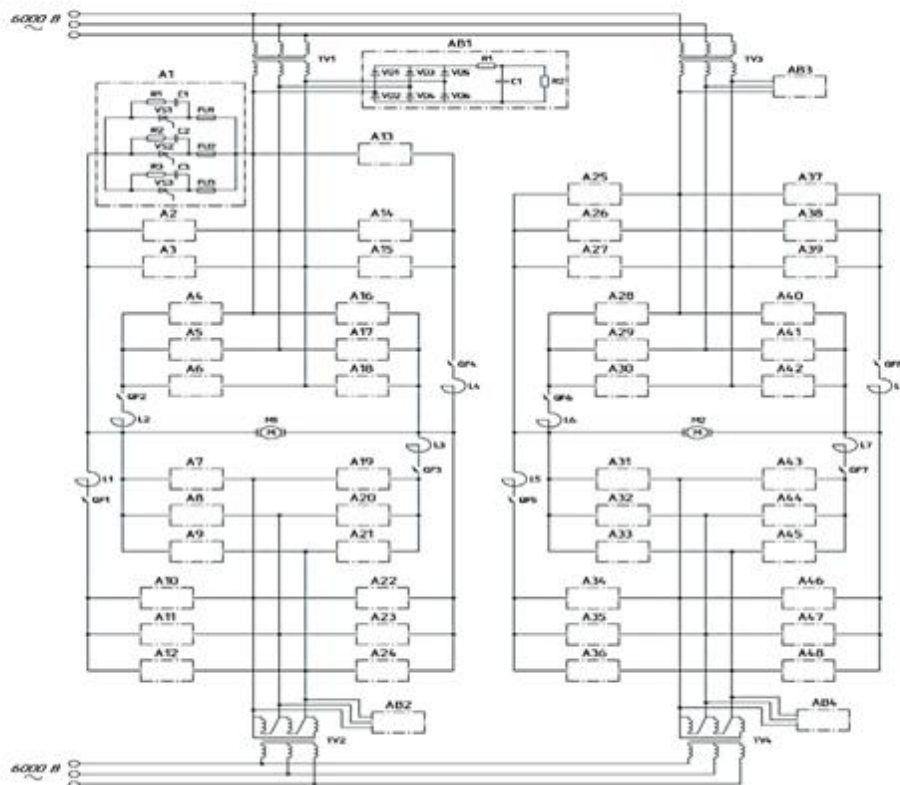


- 1 - верхній прохідний вал; 2 - шатун; 3 - верхній супорт з ножем;
 4 - нижній супорт з ножем; 5 - проміжне положення при зближенні ножів; 6 -
 направляючі пази; 7 - контр вантаж; 8 - амортизатор.

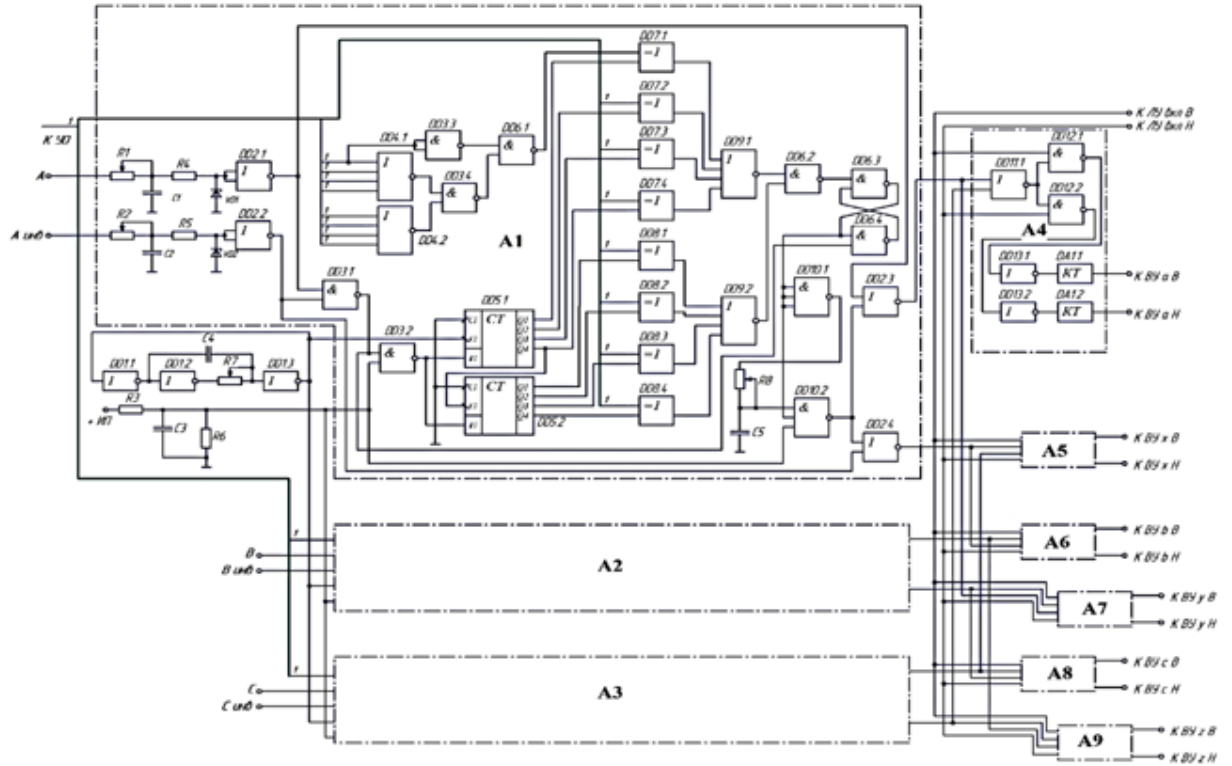
Структурна схема електроприводу НОЖИЦЬ



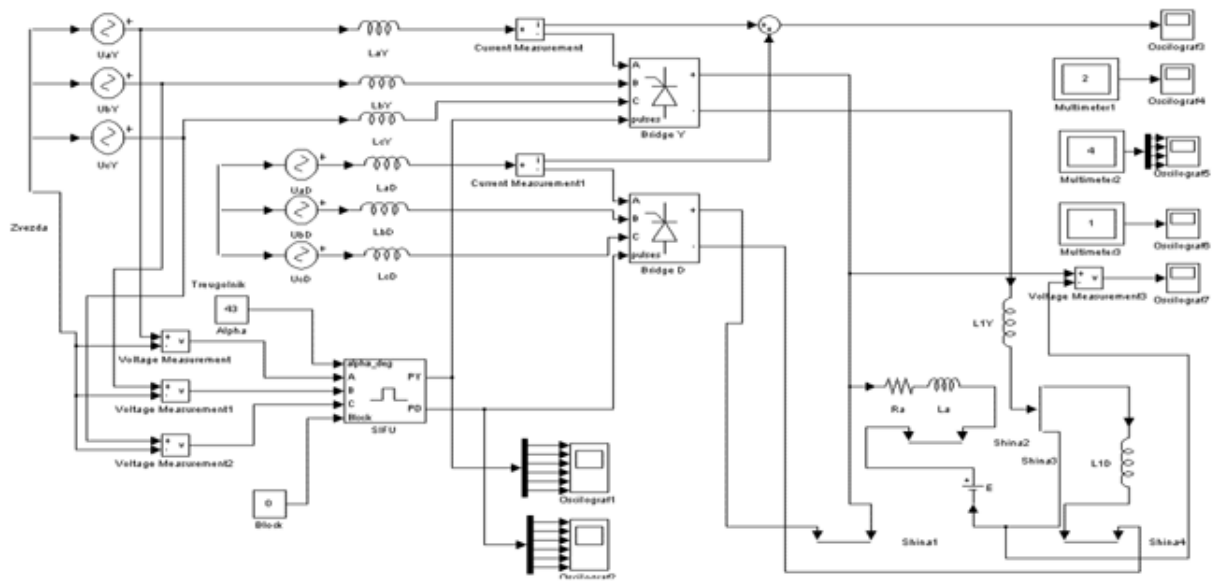
Електропривод ножиць. Схема електрична принципова



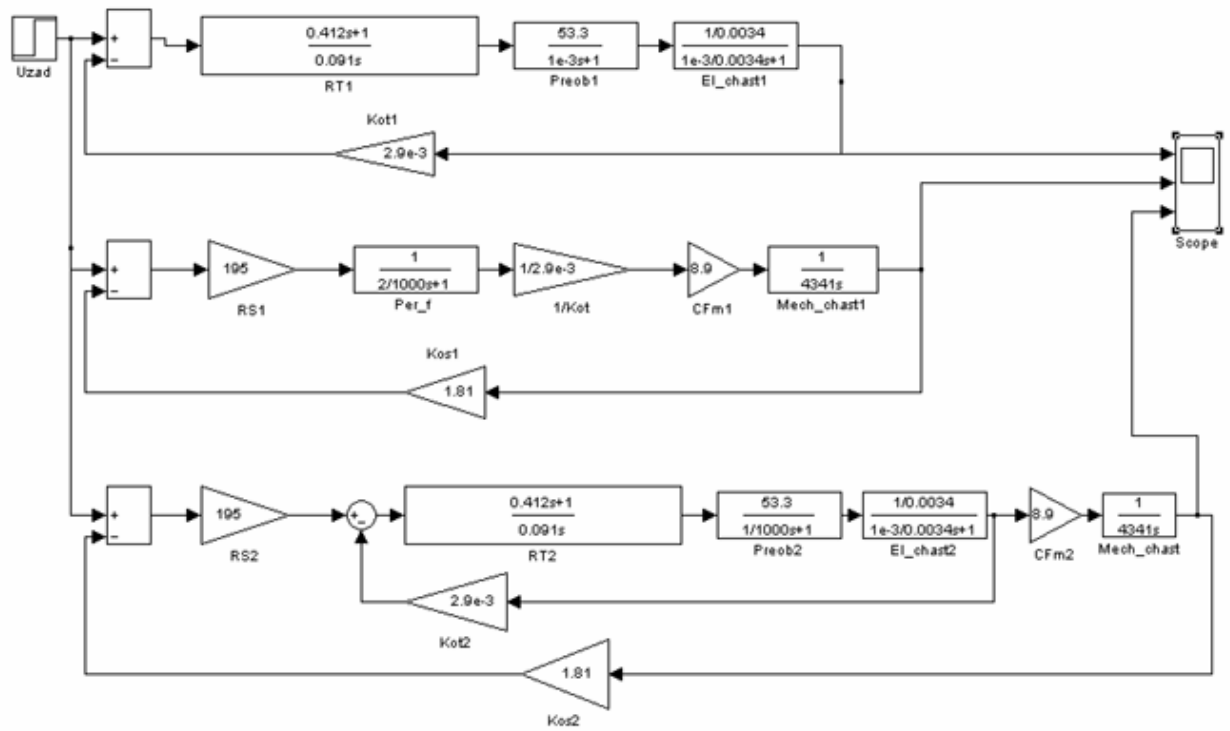
Принципова схема системи керування електроприводом НОЖИШЬ



Модель силової частини електроприводу

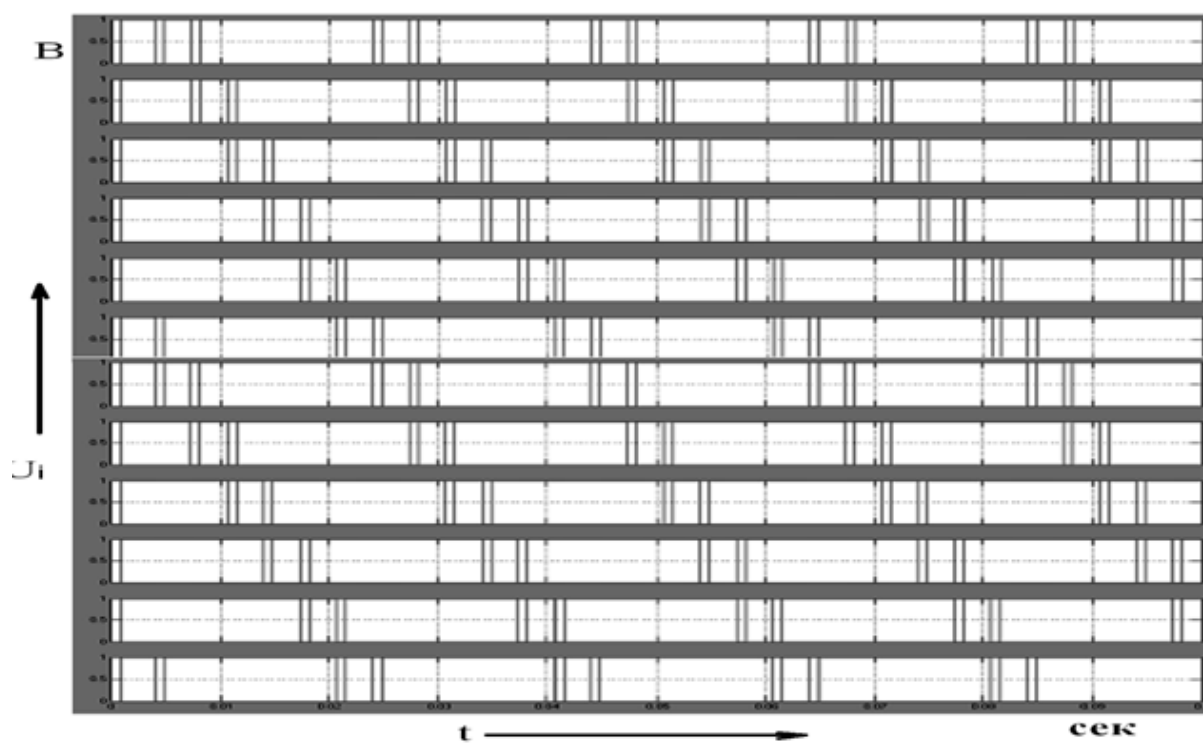


Модель системи керування електроприводом



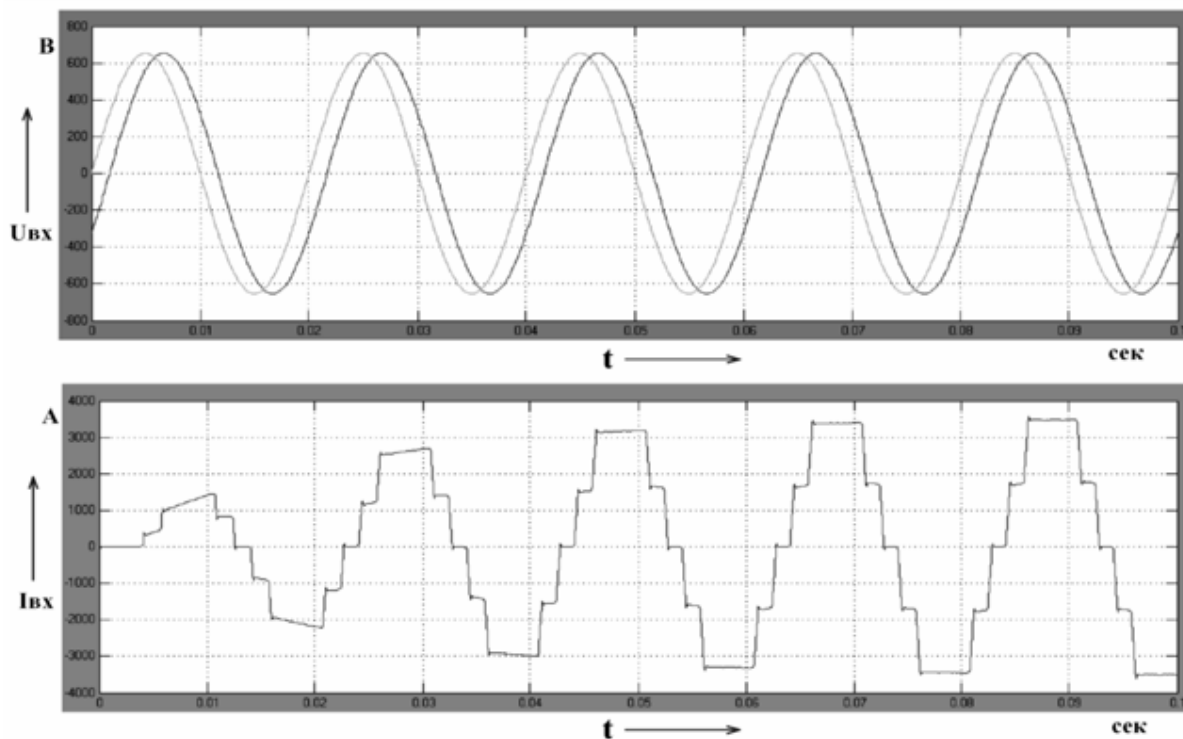
Діаграми пульсацій у схемі керування

10

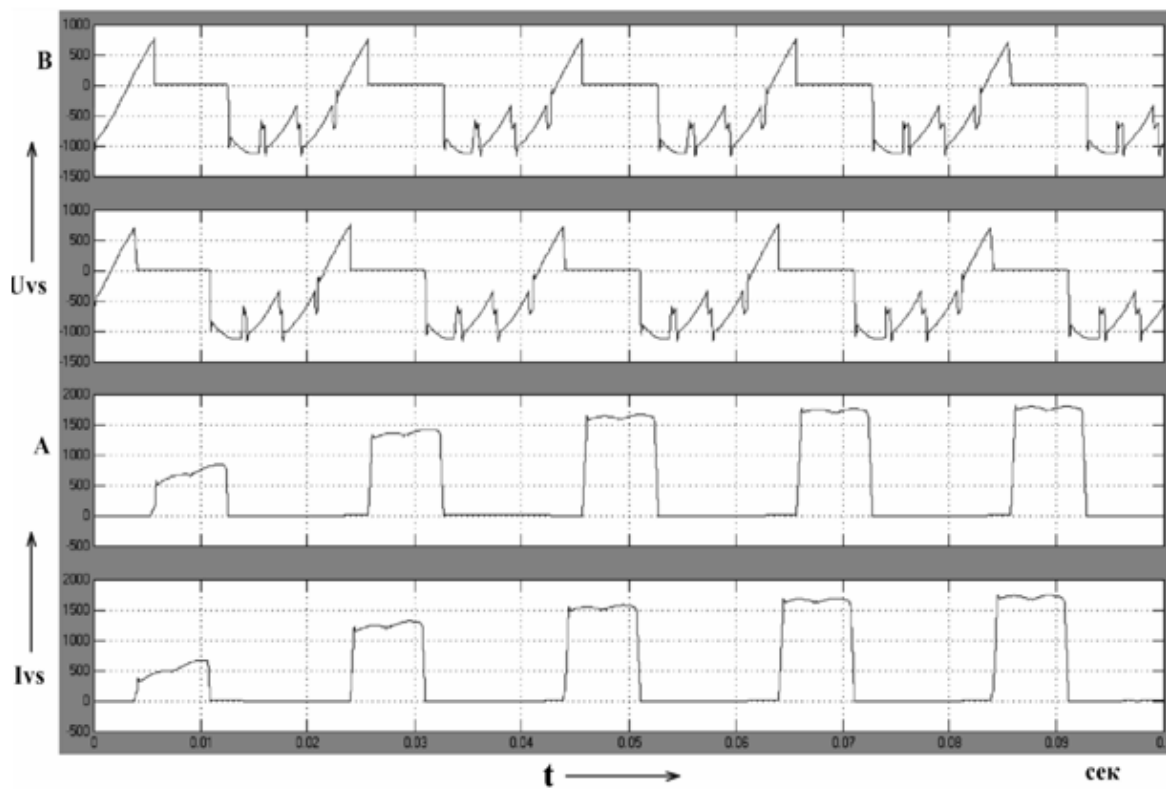


11

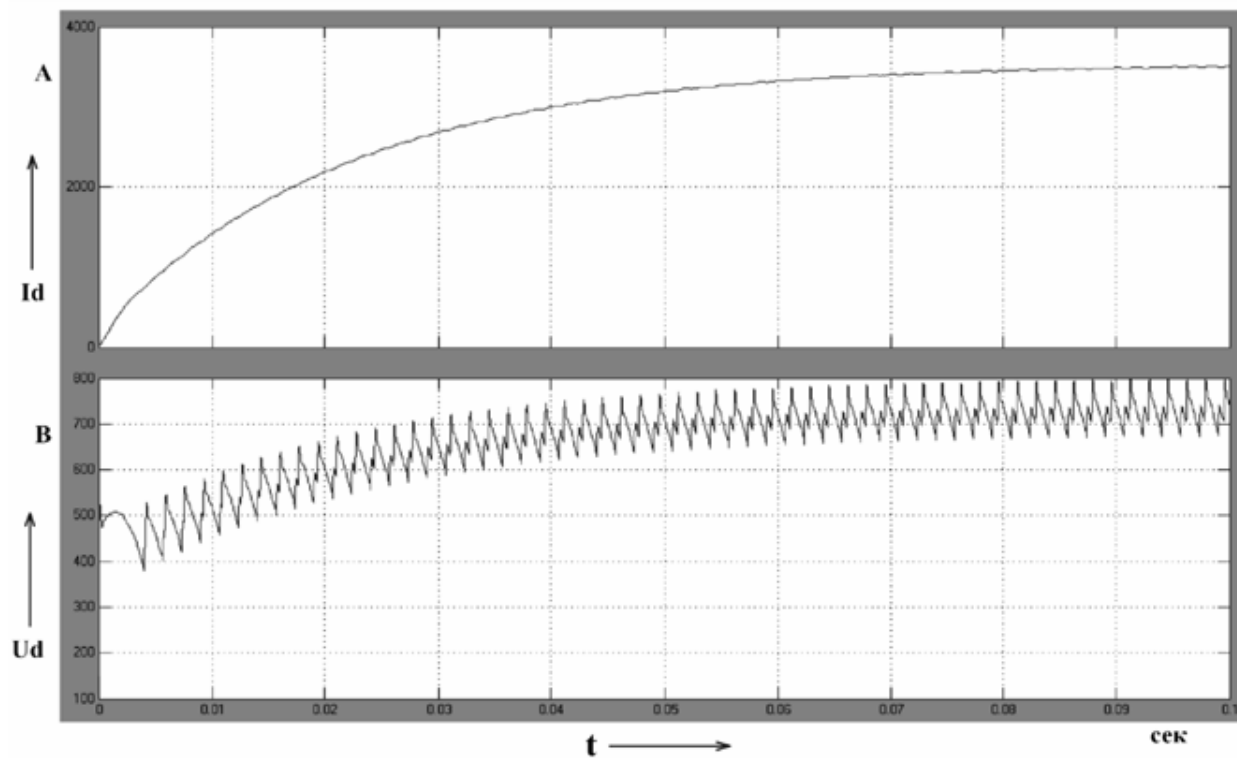
Графіки зміни вхідних струму та напруги



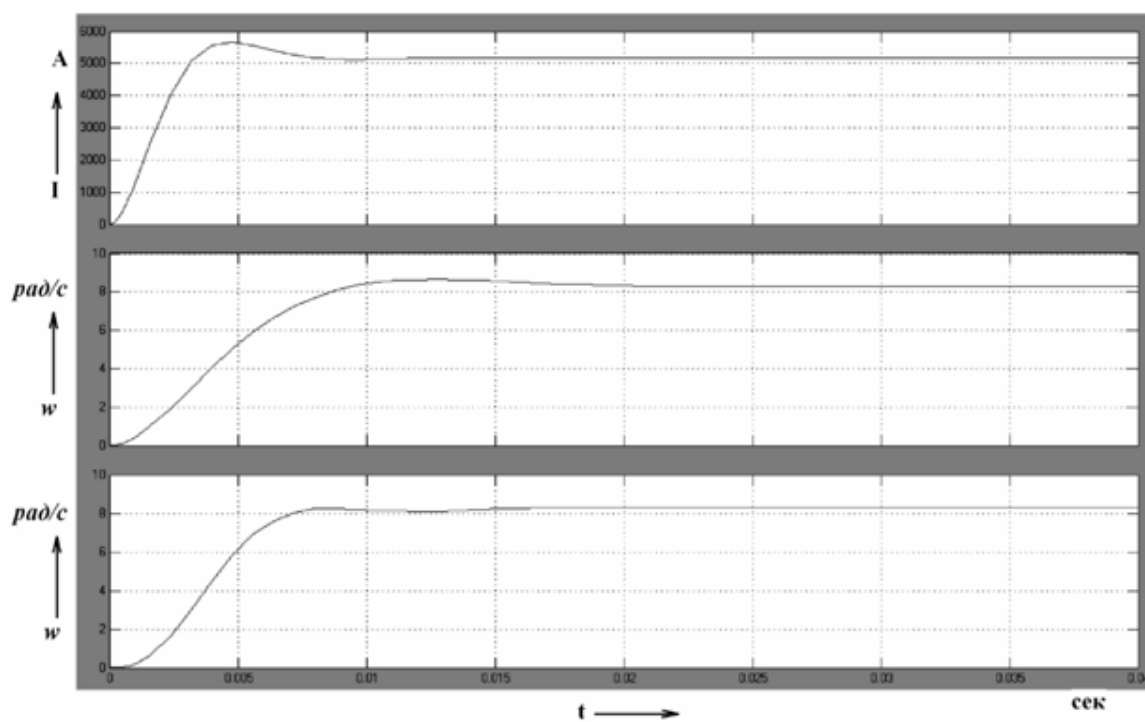
Графіки зміни напруги і струму у вентилях



Графіки зміни напруги та струму у навантаженні



Вихідний сигнал з регулятора струму, швидкості і
двоконтурної САР



Висновки

1. В роботі був проведений аналіз електроприводу ножиць гарячого різання заготовок для його модернізації з метою підвищення ефективності та надійності роботи.
2. В процесі модернізації розроблена структурна та принципова схема електроприводу ножиць, проведений розрахунок та вибір елементів принципової схеми.
3. Методом цифрового моделювання в програмному пакеті MATLAB проведено дослідження динамічних режимів силової частини та блоку керування.
4. Результати досліджень показали, що отримані характеристики задовольняють заданим технологічним параметрам системи. Це підтверджує доцільність проведеної модернізації.
5. Робота має практичну цінність і її результати після більш детальної доробки можуть бути розглянуті для використання у виробництві.

Дякую за увагу!

Доповідь закінчено