

Вінницький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)

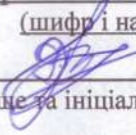
Факультет електроенергетики та електромеханіки
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

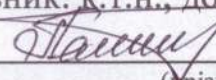
Кафедра комп'ютеризованих електромеханічних систем і комплексів
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

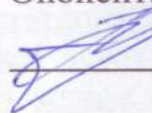
на тему:

«Підвищення ефективності електропривода стабілізації швидкості зі
скалярним керуванням»

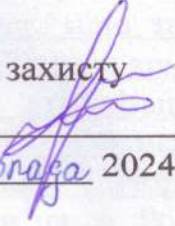
Виконав: студент 2-го курсу, гр. ЕПА-23м
спеціальності 141 – Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)
 Роман ЛЕТЮЧИЙ
(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доц. кафедри КЕМСК
 Олександр ПАЯНОК
(прізвище та ініціали)

«19» листопада 2024 р.

Опонент: к.т.н., доц. кафедри ЕСЕМ
 Олег РУХ
(прізвище та ініціали)

«07» грудня 2024 р.

Допущено до захисту
Зав. кафедри 
«19» листопада 2024 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет Електроенергетики та електромеханіки
Кафедра комп'ютеризованих електромеханічних систем і комплексів
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань 14 – Електрична інженерія
Спеціальність 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
Освітньо-професійна програма «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувача кафедри

к.т.н., доц.

Микола МОШНОРИЗ

“27” серпня 2024 року

ЗАВДАННЯ

НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Летючому Роману Ігоровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Підвищення ефективності електропривода стабілізації швидкості зі скалярним керуванням

керівник роботи Паянок Олександр Анатолійович, к.т.н., доц. каф. КЕМСК

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “17” 09 2024 року № 310

2. Строк подання студентом роботи 30 листопада 2024

3. Вихідні дані до роботи: тип електропривода – частотний зі скалярним керуванням, АД з КЗ ротором, забезпечення режимів роботи електроприводу, робота на заданій швидкості в режимі руху.

4. Зміст текстової частини: Вступ. 1 Огляд основних особливостей сучасних частотних перетворювачів і електроприводів стабілізації швидкості асинхронних двигунів. 2 Підвищення енергетичної ефективності частотного перетворювача з синусоїдальної широтно-імпульсної модуляцією. 3 Розробка цифрового модулятора для формування синусоїдальної фазної напруги частотного перетворювача. 4 Синтез швидкодіючого електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна із скалярним частотним управлінням 5 Економічна частина. 6 Охорона праці. Висновки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):

Об'єкт, предмет, мета та задачі дослідження. 1. Особливості та класифікація систем керування. 2. Способи комутації силових транзисторів в низьковольтних ЧП. 3. Принципи побудови ЕП стабілізації швидкості АД. 4. Розробка способу комутації силових транзисторів, що забезпечує зниження комутаційних втрат та сумарного коефіцієнта вищих гармонік. 5. Розробка цифрового модулятора для формування синусоїдальної фазної напруги пч. 6. Розробка цифрового модулятора для формування синусоїдальної фазної напруги ПЧ (Функціональна схема цифрового модулятора). 7. Синтез швидкодіючого електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна.

8. Розрахункова модель цифрового електроприводу одноконтурного стабілізації швидкості АД. 9. Економічна частина. Висновки

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	к. т. н., доц. каф. КЕМСК Паянок О.А.	27.08.2024	19.11.2024
Економічна частина	Шулле Ю.А. к.т.н., доц. каф. ЕСЕЕМ	27.08.2024	19.11.2024

7. Дата видачі завдання 27.08.2024

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітки
1	Формування та затвердження теми магістерської кваліфікаційної роботи (МКР)	27.08.2024	
2	Виконання спеціальної частини МКР. Перший рубіжний контроль виконання МКР	26.10.2024	
3	Виконання спеціальної частини МКР. Другий рубіжний контроль виконання МКР	02.11.2024	
4	Виконання розділу «Економічна частина»	08.11.2024	
5	Виконання розділу «Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях»	16.11.2024	
6	Попередній захист МКР	19.11.2024	
7	Нормоконтроль МКР	19.11.2024	
8	Рецензування МКР	07.12.2024	
9	Захист МКР	17.12.2024	

Студент

(підпис)

Антонович Р.І.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Паянок О.А.

(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

УДК: 628.440.22

Летючий Р.І. Підвищення ефективності електропривода стабілізації швидкості зі скалярним керуванням. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка, освітня програма - електрична інженерія. Вінниця: ВНТУ, 2024. 118 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 23 назв; рис.: 37; табл. 13.

В магістерській кваліфікаційній роботі були запропоновані рішення щодо підвищення ефективності електропривода стабілізації швидкості зі скалярним керуванням. В основній частині роботи проведений огляд способів комутації силових транзисторів низьковольтних частотних перетворювачів показав їхню низьку енергетичну ефективність за рахунок великих амплітуд вищих гармонік у вихідній напрузі та комутаційних втрат, розроблений спосіб комутації силових транзисторів частотного перетворювача не вимагає введення «мертвого» часу і дозволяє знизити у 2 рази комутаційні втрати, розроблений цифровий модулятор забезпечує реалізацію нового способу комутації силових транзисторів без введення «мертвого» часу та забезпечує підвищення енергетичної ефективності частотного перетворювача та електроприводу змінного струму, побудованого на його основі. Запропонована методика синтезу одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням, яка дозволяє за уточненими передатними функціями асинхронного двигуна при скалярному управлінні робити коректний параметричний синтез регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості.

Графічна частина складається з 11 плакатів із результатами роботи.

В розділі охорони праці визначено основні положення щодо безпечної експлуатації досліджуваного електротехнічного комплексу в умовах дії шкідливих чинників оточуючого середовища.

Ключові слова: електропривод, асинхронний двигун, перетворювач частоти зі скалярним керуванням, система керування, моделювання, математична модель.

ABSTRACT

Letyuchy R.I. Increasing the efficiency of the speed stabilization electric drive with scalar control. Master's thesis in specialty 141 - electricity, electrical engineering and electromechanics, ducational program - electrical engineering Vinnitsa: VNTU, 2024. – 118 p.

In Ukrainian language. Bibliographer: 23 titles; fig.: 37; tabl. 13.

In the master's qualification work, solutions were proposed to increase the efficiency of the speed stabilization electric drive with scalar control. In the main part of the work, a review of the methods of switching power transistors of low-voltage frequency converters showed their low energy efficiency due to large amplitudes of higher harmonics in the output voltage and switching losses, the developed method of switching power transistors of the frequency converter does not require the introduction of "dead" time and allows reducing switching losses by 2 times, the developed digital modulator provides the implementation of a new method of switching power transistors without introducing "dead" time and provides an increase in the energy efficiency of the frequency converter and the AC electric drive built on its basis. A method for synthesizing a single-loop electric drive for stabilizing the speed of an asynchronous motor with scalar control is proposed, which allows, based on the refined transfer functions of an asynchronous motor with scalar control, to make a correct parametric synthesis of a single-loop electric drive for stabilizing the speed controller.

The graphic part consists of 18 posters with the results of the work.

The section on labor protection defines the main provisions for the safe operation of the studied electrical complex under the influence of harmful environmental factors.

Keywords: electric drive, asynchronous motor, frequency converter with scalar control, control system, modeling, mathematical model.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
1 ОГЛЯД ОСНОВНИХ ОСОБЛИВОСТЕЙ СУЧАСНИХ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ І ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ СТАБІЛІЗАЦІЇ ШВИДКОСТІ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ.....	9
1.1 Особливості та класифікація систем керування електроприводу змінного струму.....	9
1.2 Способи комутації силових транзисторів, що застосовуються у низьковольтних частотних перетворювачах.....	19
1.3 Огляд принципів побудови електроприводів стабілізації швидкості асинхронних двигунів.....	26
1.4 Аналіз підходів до побудови спостерігачів швидкості асинхронних двигунів.....	31
1.5 Висновок.....	34
2 ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ЧАСТОТНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З СИНУСОЇДАЛЬНОЇ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЄЮ	35
2.1 Розробка способу комутації силових транзисторів, що забезпечує зниження комутаційних втрат та сумарного коефіцієнта вищих гармонік...	35
2.2 Висновок.....	47
3 РОЗРОБКА ЦИФРОВОГО МОДУЛЯТОРА ДЛЯ ФОРМУВАННЯ СИНУСОЇДАЛЬНОЇ ФАЗНОЇ НАПРУГИ ЧАСТОТНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА	48
3.1 Висновки.....	51
4 СИНТЕЗ ШВИДКОДІЙНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ СТАБІЛІЗАЦІЇ ШВИДКОСТІ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ІЗ СКАЛЯРНИМ ЧАСТОТНИМ УПРАВЛІННЯМ.....	52
4.1 Параметричний синтез регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна.....	52

4.2 Комп'ютерне моделювання та оцінка ефективності розробленої методики синтезу параметрів регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням.....	56
4.3 Висновок.....	68
7 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	69
8 ОХОРОНА ПРАЦІ.....	80
ВИСНОВКИ.....	93
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	95
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання.....	98
Додаток Б (обов'язковий) Ілюстративна частина.....	103

ВСТУП

Актуальність теми дослідження. Електроприводи змінного струму застосовують практично у всіх галузях промисловості. При цьому регулювання швидкості з необхідною точністю є одним із пріоритетних завдань. Сучасні регульовані електроприводи з асинхронними виконавчими двигунами, що володіють великим діапазоном регулювання швидкості, в переважній більшості випадків являють собою системи векторного управління. Однак, існують сфери застосування, де необхідно скалярне управління асинхронним двигуном. До них відносяться багаторухові приводи сліпів підйомно-спускових механізмів, стрічкових конвеєрів, апаратів повітряного охолодження олії та газу, електроприводи занурювальних відцентрових насосів, що здійснюють механізований видобуток нафти.

При цьому слід зазначити, що підвищення швидкодії таких електроприводів покращує якість та ефективність роботи установок, що розглядаються. Тому розвиток теорії та практики електроприводів стабілізації швидкості асинхронних двигунів зі скалярним керуванням, що дозволяє підвищити їхню швидкодію є актуальним завданням.

Дуже важливу роль у світі грає енергетична ефективність електроприводу змінного струму, що визначається коефіцієнтами корисної дії частотного перетворювача і двигуна. Тому роботи, спрямовані на зниження втрат у цих елементах електроприводу та, як наслідок, підвищення їх коефіцієнтів корисної дії, також є актуальними.

У відомих дослідженнях не розглядається методика параметричного синтезу регуляторів для одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним управлінням, який можна реалізувати за допомогою так званого технологічного регулятора, що є у складі будь-якого сучасного частотного перетворювача. Крім того, відомі лінеаризовані математичні моделі асинхронного двигуна при частотному управлінні у вигляді передавальних функцій [2-4] мають великі похибки, оскільки були отримані за допомогою спрощених методів лінеаризації.

Слід також зазначити, що сучасні низьковольтні частотні перетворювачі з традиційною синусоїдальною модуляцією мають великі амплітуди вищих гармонік у вихідній напрузі, спричинені введенням «мертвого» часу при перемиканні силових транзисторів, та великі комутаційні втрати.

Об'єктом дослідження є процеси перетворення енергії, які протікають у електротехнічній системі частотного електропривода стабілізації швидкості зі скалярним керуванням.

Предметом дослідження є математичні моделі та структури, які дозволяють підвищити ефективність електропривода стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням та частотний перетворювач із синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією.

Метою є підвищення ефективності електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням.

У процесі реалізації мети роботи необхідно виконати такі **завдання**:

- огляд способів комутації силових транзисторів низьковольтних частотних перетворювачів;
- аналітичні дослідження традиційної синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції, що застосовується в частотних перетворювачів;
- розробити спосіб комутації силових транзисторів частотного перетворювача, що не вимагає введення «мертвого» часу;
- розробити цифровий модулятор, який забезпечуватиме реалізацію нового способу комутації силових транзисторів без введення «мертвого» часу та підвищення енергетичної ефективності частотного перетворювача та електроприводу змінного струму, побудованого на його основі;
- запропонувати методику синтезу одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням, яка дозволить за уточненими передатними функціями асинхронного двигуна при скалярному управлінні робити коректний параметричний синтез регулятора;

- комп'ютерне моделювання та оцінка ефективності розробленої методики синтезу параметрів регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням;
- техніко-економічний розрахунок величини витрат запропонованого варіанту системи електроприводу та обґрунтувати правильність виконання досліджень та економічну доцільність впровадження технічних рішень;
- визначити основні положення щодо безпечної експлуатації досліджуваного електротехнічного комплексу в умовах дії шкідливих факторів оточуючого середовища.

Методи дослідження засновані на використанні методів теорії теорії автоматичного управління, методів синтезу систем управління, теорії та методів математичного та імітаційного комп'ютерного моделювання. У роботі використовувалися методи теорії електроприводу, електричних машин, розкладання гармонійного ряду Фур'є, лінеаризації нелінійних диференціальних рівнянь та чисельного моделювання.

Наукова новизна одержаних результатів:

1. Розроблено спосіб комутації силових транзисторів низьковольтного частотного перетворювача, що забезпечує синусоїдальну широтно-імпульсну модуляцію, зниження комутаційних втрат та амплітуд вищих гармонік у вихідній напрузі і відрізняється послідовністю робочих станів транзисторів.
2. Розроблено методику параметричного синтезу регулятора, що забезпечує підвищення швидкодії одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням, що відрізняється урахуванням полюсів та нулів уточненої передавальної функції двигуна.

Практичне значення одержаних у роботі результатів полягає в наступному:

1. Розроблений спосіб комутації силових транзисторів частотного перетворювача забезпечує підвищення енергетичної ефективності електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна за рахунок

зниження комутаційних втрат та коефіцієнтів вищих гармонік при синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції.

2. Запропонована методика розрахунку параметрів регулятора дозволяє проводити налаштування одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням, що забезпечує високу швидкодію при відпрацюванні керуючих та впливів, що обурюють.

Особистий внесок здобувача. Основні результати магістерської кваліфікаційної роботи отримано автором самостійно.

Апробація результатів роботи. Основні положення і результати досліджень доповідались та обговорювались на науково-технічній конференції «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи» (МН-2024).

Публікації. За тематикою дослідження опубліковано 1 тези доповідей матеріалів конференцій:

- Підвищення ефективності електропривода стабілізації швидкості зі скалярним керуванням / О.А. Паянок, Р.І. Летючий – Матеріали конференції «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи (МН-2024)», Вінниця, 2024. – 3 с

1 ОГЛЯД ОСНОВНИХ ОСОБЛИВОСТЕЙ СУЧАСНИХ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ І ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ СТАБІЛІЗАЦІЇ ШВИДКОСТІ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

1.1 Особливості та класифікація систем керування електроприводу змінного струму

У сучасних умовах енергоефективність виступає одним із головних напрямків розвитку енергетичної галузі. Значна частина електроенергії, що споживається на промислових підприємствах, використовується електроприводами, які перетворюють електричну енергію в механічну. Тому для вирішення важливих завдань з енергозбереження необхідно впроваджувати на виробництві новітні енергоефективні системи управління електроприводами (СКЕП).

Через зростання вимог до динаміки перехідних процесів у технологічних операціях та необхідність підвищення ефективності електрообладнання спостерігається тенденція до переходу від електроприводів постійного струму на електроприводи змінного струму.

Сучасний автоматизований електропривод є складною системою автоматичного керування, яка не лише генерує механічну енергію, але й здійснює збір даних про параметри технологічного процесу, їх обробку та формування керуючих сигналів для вихідного пристрою, що забезпечує належний перебіг процесу [1]. Будь-яку систему керування електроприводом (СКЕП) можна розглядати як систему, що приймає і обробляє сигнали. Виділяють три основні типи систем керування: замкнені зі зворотним зв'язком, розімкнені та комбіновані, які поєднують елементи обох попередніх типів [2].

У розімкнених системах відсутні вимірювання та контроль вихідного сигналу або параметра. У таких системах сигнал керування визначається вихідною величиною [3]. Вони мають лише один канал для завдання

необхідного регульованого параметра. СКЕП цього типу відзначаються низькою точністю регулювання та переважно застосовуються в системах керування пуском і гальмуванням двигунів або в системах регулювання швидкості в обмеженому діапазоні [4, 5, 6].

У замкнених системах управління використовуються два канали даних:

Задаючий канал, що визначає необхідне значення регульованого параметра.

Канал зворотного зв'язку, який передає інформацію про фактичне значення цього параметра.

СКЕП із зворотними зв'язками забезпечують вищу точність роботи, що обумовлює їх широке застосування в різних галузях техніки:

- у системах регулювання швидкості об'єктів управління в широкому діапазоні;
- у системах із складними законами формування керуючого сигналу;
- у групових приводах виробничих механізмів;
- у системах, де висувуються підвищені вимоги до характеристик процесів під час пуску, гальмування та реверсу.

Комбіновані системи управління є найскладнішими та водночас найбільш досконалими серед усіх типів СКЕП. Вони поєднують переваги як розімкнених, так і замкнених систем, забезпечуючи високу ефективність і гнучкість у регулюванні.

Особливістю таких систем є додавання розімкнутого контуру з інформацією про збурювальні впливи до основної замкнутої структури управління [7, 8]. Це дозволяє враховувати зовнішні фактори, які можуть впливати на вихідний параметр, і своєчасно компенсувати їхній ефект. У каналі регулювання з'являється спеціальна складова, яка нейтралізує вплив збурень, зберігаючи стабільність і точність вихідного параметра незалежно від зовнішніх змін.

Ключова перевага комбінованих систем полягає в можливості незалежного регулювання вихідного параметра, враховуючи сигнали

збурень. Основний зворотний зв'язок у таких системах виконує функцію нівелювання впливу збурювальних сигналів, забезпечуючи стабільність роботи системи та високу точність регулювання.

Завдяки своїм перевагам комбіновані системи широко застосовуються в складних і відповідальних технологічних процесах, де необхідно досягти максимальної стабільності роботи обладнання навіть за умов зовнішніх впливів.

Системи керування електроприводами (СКЕП) можуть бути реалізовані в двох формах: аналоговій (безперервній) або дискретній (імпульсній чи цифровій) [9, 10]. Залежно від впливу збурювальних факторів, СКЕП поділяються на статичні, що утримують сталий вихідний параметр, або астатичні, які можуть компенсувати збурення.

Класифікація за силовим перетворювачем.

СКЕП поділяються на наступні типи залежно від силового елемента:

1. Тиристорний перетворювач-двигун – для високоточних і регульованих систем.
2. Магнітний пускач-двигун – використовується для простих задач пуску та зупинки.
3. Релейно-контакторні системи – базуються на механічних елементах управління.
4. Системи безконтактного управління – забезпечують високу надійність і швидкодію.
5. Системи дросельного регулювання – регулюють параметри за допомогою індуктивних елементів.
6. Перетворювач частоти-двигун – забезпечує плавне регулювання швидкості за рахунок зміни частоти живлення.

Класифікація за функціями.

За виконуваними функціями СКЕП поділяються на:

- Системи пуску, гальмування та реверсу, що забезпечують керування рухом.

- Системи підтримки заданої величини, які працюють як у статичних, так і в динамічних режимах.
- Системи стеження, що контролюють і регулюють параметри відповідно до вхідних змін.
- Програмно керовані системи, які функціонують за заздалегідь заданим алгоритмом.
- Адаптивні системи, які автоматично підлаштовують параметри для досягнення оптимальної роботи електропривода.
- Домінуючий тип СКЕП

Найбільш поширеним у промисловості є електропривод змінного струму на базі асинхронного двигуна (АД) [12, 13, 14]. Популярність цього типу зумовлена його надійністю, простотою конструкції та широким діапазоном застосувань. Розвиток напівпровідникової техніки значно розширив можливості таких приводів, дозволяючи регулювати як напругу, що подається на статор, так і частоту живлення.

Способи частотного управління.

Керування частотою може здійснюватися за різними підходами залежно від сигналу управління:

- Регулювання напруги та частоти статора – дозволяє оптимально налаштовувати параметри для різних режимів роботи.
- Регулювання частоти та струму статора – забезпечує більш точний контроль, особливо в складних системах.

Сучасні розробки в галузі силових напівпровідників і трифазних перетворювачів забезпечують високу енергетичну ефективність і точність управління, що робить електроприводи змінного струму основою сучасної промисловості.

Асинхронний двигун є складним об'єктом для регулювання, оскільки його робота залежить від кількох взаємозв'язаних параметрів, визначених властивостями самої машини. Формування частоти в системі керування здійснюється через замкнений контур регулювання швидкості, де

розраховується різниця між фактичною швидкістю двигуна та заданим значенням.

Одним із ключових критеріїв частотного регулювання швидкості асинхронного двигуна є підтримка необхідної жорсткості механічних характеристик у заданому діапазоні. Варто зазначити, що самі механічні характеристики асинхронного двигуна за своєю природою є досить жорсткими. Це дає змогу в деяких випадках обійтися без замкненого контуру регулювання швидкості, вилучивши зворотні зв'язки з системи управління.

Однак, вибір закону регулювання суттєво впливає на здатність двигуна працювати в умовах перевантаження. Забезпечення стабільності моменту двигуна на низьких частотах є досить складним завданням, яке потребує додаткового вдосконалення системи керування.

Численні наукові дослідження, як вітчизняні, так і зарубіжні, присвячені розробці оптимальних алгоритмів роботи перетворювачів частоти (ПЧ) для електроприводів на основі двигунів змінного струму [10, 11]. Ці роботи спрямовані на підвищення ефективності керування та розширення можливостей регулювання параметрів двигунів.

Керовані перетворювачі класифікують так [12]:

- безпосередні перетворювачі частоти (НПЧ).
- дволанкові перетворювачі частоти.

Розробка тиристорів у середині ХХ століття стала значним проривом у розвитку систем автоматичного управління, оскільки саме ці силові елементи знайшли широке застосування в перетворювальній техніці. На основі тиристорів були створені безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ), що відкрили нові можливості в керуванні електроприводами.

Кожен безпосередній перетворювач частоти має у своєму складі три двокомплектні реверсивні перетворювачі, по одному на кожну фазу живлення. Особливістю таких систем є те, що кожен комплект працює лише з однією напівхвилею синусоїди, забезпечуючи послідовне формування

вихідної напруги. Напруга подається на електродвигун безпосередньо через керовані вентиля тиристорів, що дозволяє змінювати частоту живлення.

На рисунку 1.1 показана схема безпосереднього перетворювача частоти, що здійснює перетворення трифазної напруги мережі в однофазну з регульованою частотою. Двополярна напруга формується за допомогою перемикання першого та другого комплектів. Можливі два варіанти управління такими перетворювачами: прямокутний та синусоїдальний [11, 12]. У першому випадку на один комплект подаються керуючі імпульси з певним кутом управління протягом напівхвилі, поки він працює у випрямлячому режимі, а далі вже з іншим випереджальним кутом, для зниження струму в інверторному режимі. Після цього подаються аналогічні імпульси на другий комплект. У разі синусоїдального управління кут управління постійно змінюється, забезпечуючи цим синусоїдальну форму вихідної напруги.

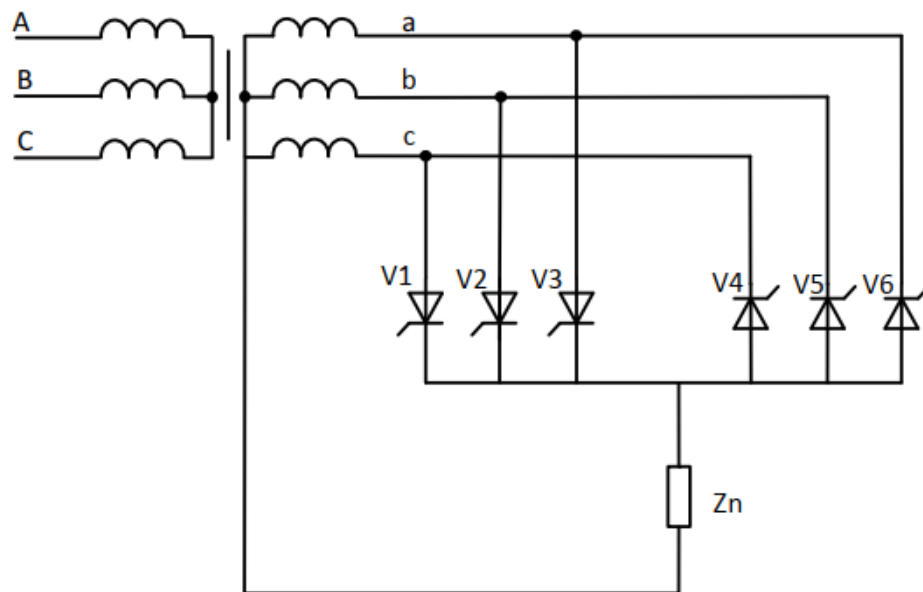


Рисунок 1.1 – Схема трифазно-однофазного БПЧ

До основних переваг безпосереднього перетворювача частоти можна віднести:

- Можливість реверсивної роботи випрямлячів, що дозволяє здійснювати обмін активною та реактивною енергією між двигуном і мережею живлення.
- Високі енергетичні показники, оскільки енергія не проходить через дворазове перетворення, як у випадку з дволанковими перетворювачами частоти.
- Забезпечення наднизьких частот вихідної напруги, що дозволяє досягти високої точності регулювання.
- Можливість створення потужних перетворювачів частоти, завдяки паралельному з'єднанню силових вентилів, що дозволяє працювати з великими навантаженнями.

Серед недоліків безпосередніх перетворювачів частоти виділяються:

- Несинусоїдальна форма вихідної напруги на високих частотах, що може негативно впливати на ефективність роботи обладнання.
- Велика кількість силових напівпровідникових ключів, що ускладнює конструкцію і збільшує вартість системи.

Розрізняють широтно-імпульсне регулювання (ШІР) та широтноімпульсну модуляцію (ШІМ) [12, 14]. На рисунку 1.2 приведено схему дволанкового перетворювача частоти на основі автономного інвертора напруги.

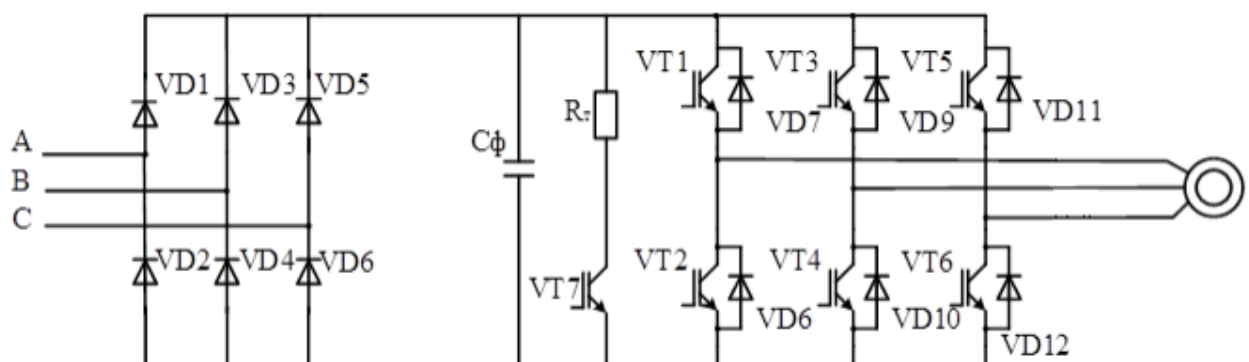


Рисунок 1.2 – Схема дволанкового перетворювача частоти з АІН

Некерований випрямляч зібраний на діодах VD1-VD6 автономний інвертор на транзисторах VT1-VT6, які шунтовані діодами VD7-VD12.

Діоди використовуються для пропускання струму, коли відповідний транзистор вимкнений. Регулювання вихідної напруги здійснюється за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що дозволяє отримати напругу, яка за формою наближається до синусоїдальної. Гальмування відбувається шляхом переведення асинхронного інвертора в режим випрямляча. Транзистор VT7 потрібен для підключення гальмівного резистора, в якому розсіюється зайва енергія, коли напруга на фільтруючому конденсаторі перевищує певний рівень. Такий спосіб гальмування називається інверторним.

Однак, одним із недоліків таких перетворювачів частоти є відсутність можливості рекуперативного гальмування. Для того, щоб забезпечити рекуперацію енергії в мережу під час гальмування, у перетворювачах частоти на основі асинхронних інверторів необхідно встановити додатковий комплект тиристорів, які працюватимуть в інверторному режимі. В такому випадку виникає необхідність застосовувати вищу напругу на вентилях, що призведе до подорожчання системи через додаткові трансформатори або необхідність роботи випрямляча з кутом управління, більшим за мінімально можливий.

У перетворювачах частоти на основі асинхронного інвертора (АІС) здійснюється перетворення постійного струму на вхід інвертора в змінний струм, що пропорційно регулюється [14]. Рекуперація енергії в таких системах здійснюється шляхом переведення асинхронного інвертора в режим випрямлення, після чого випрямляч переходить у режим інвертора. Такий підхід дозволяє уникнути необхідності в додаткових силових ключах.

На рисунку 1.3 приведена схема перетворювача частоти з АІС.

Такі схеми застосовуються в потужних механізмах, і через невисокі енергетичні показники не є перспективними. Значного підвищення показників можна досягти використанням тиристором, що замикаються в АІС. Формування струму на виході інвертора проводиться у разі вже разом із керованим випрямлячем.

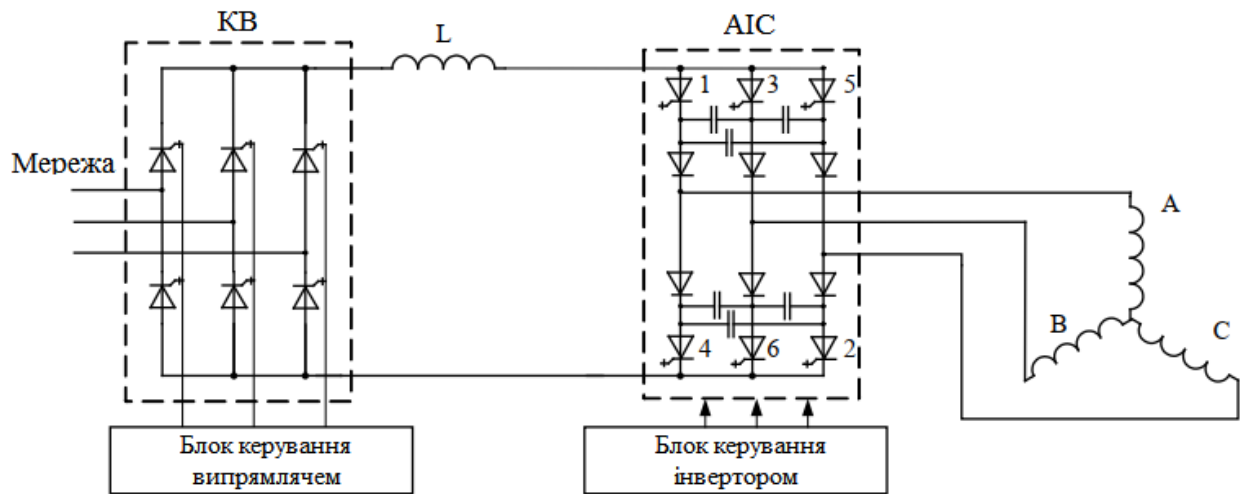


Рисунок 1.3 – Схема дволанкового перетворювача частоти на основі АІС

Це сприяє значному поліпшенню форми вихідного струму, який наближається до синусоїдальної. Перетворювачі частоти з інверторами струму отримали широке застосування в електроприводах, що використовують синхронні двигуни. У таких системах замість асинхронного інвертора застосовуються інвертори, синхронізовані з мережею. Перемикання силових ключів в цих системах відбувається завдяки електрорушійній силі (ЕРС) самого двигуна.

Перевагами дволанкових перетворювачів є те, що вони дозволяють отримати на виході інвертора напругу як більшої, так і меншої частоти в порівнянні з частотою напруги мережі.

Ще важливим є менша порівняно з ДПЛ кількість силових елементів. Недоліками є перетворення енергії, що призводить до збільшення втрат і залежності комутація ключів від навантаження двигуна. У 90-х роках минулого століття було отримано новий тип керованих напівпровідникових елементів:

- силові транзистори (MOSFET);
- тиристори (GTO), що замикаються;
- біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT);
- тиристори, що замикаються, з інтегрованим блоком управління, комутовані по керованому електроду (IGCT).

У сучасних частотних перетворювачах функції управління двигуном покладено контролери, здатні реалізувати різні алгоритми.

Методи та способи управління можуть значно відрізнятися в перетворювачах, виготовлених різними виробниками. Ці технології зазвичай є конфіденційними і становлять інтелектуальну власність компанії-виробника, тому не підлягають розголошенню.

На сьогоднішній день існують кілька основних способів частотного керування, серед яких:

- Перетворювачі частоти з скалярною системою регулювання швидкості, де управління здійснюється шляхом зміни величини напруги або частоти, що подається на двигун.

- Перетворювачі частоти з векторним принципом управління та широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), що дозволяє точніше регулювати швидкість і крутний момент двигуна.

- Перетворювачі частоти на основі прямого керування моментом, які використовують безпосередній контроль за крутним моментом двигуна для точного регулювання його роботи.

- Перетворювачі частоти із системами управління, що включають елементи нечіткої логіки, де використовуються алгоритми, що дозволяють адаптуватися до змінних умов роботи та забезпечують високий рівень точності управління.

У механізмах, які не пред'являють жорстких вимог до точності підтримки кутової швидкості, рідко застосовують датчик положення ротора.

Це призводить до зниження надійності електроприводу та подорожчання компонентів системи керування. У таких випадках можуть бути використані спостерігачі, які не потребують інформації про поточне положення ротора та визначають його за поточними виміряними параметрами системи управління.

Основними методами синтезу спостерігача для бездатчикової системи управління є:

- **Спостерігач на основі принципу порівняння електрорушійної сили (ЕРС),** де для оцінки стану використовуються різниці між виміряною і очікуваною ЕРС.

- **Спостерігач від компанії TEXAS INSTRUMENTS,** який застосовує специфічні методи для інтеграції з перетворювачами частоти та електричними приводами.

- **Спостерігач на основі фільтра Калмана,** який використовує статистичні методи для мінімізації помилок оцінки стану системи.

- **Спостерігач Люенбергера,** що забезпечує оцінку стану за допомогою спостереження за динамікою системи та є адаптивним до змін умов роботи.

- **Адаптивний спостерігач потоку та швидкості Х. Куботи,** який дозволяє ефективно оцінювати потік та швидкість в умовах змінних навантажень та параметрів системи.

- **Спостерігачі на основі магнітних геометричних параметрів машини,** які використовують інформацію про магнітне поле та геометричні характеристики двигуна для оцінки його стану без використання датчиків.

Алгоритми, які реалізовані в сучасних перетворювачах, є невідомі, оскільки ця інформація є секретною.

1.2 Способи комутації силових транзисторів, що застосовуються у низьковольтних частотних перетворювачах

В електроприводах змінного струму, призначених для металорізальних верстатів, промислових роботів, електромобілів, гібридних автомобілів, занурювальних насосів, апаратів повітряного охолодження олії та газу в основному знаходять застосування низьковольтні частотні перетворювачі. Це визначається діапазоном потужностей виконавчих двигунів, що застосовуються у цих установках та агрегатах [3]. Низьковольтні

перетворювачі частоти можуть мати різний принцип побудови та способи комутації силових транзисторів [2-4].

Розглянемо відомі способи комутації силових транзисторів в автономних інверторах з широтно-імпульсною модуляцією, найбільш поширених в електроприводах стабілізації швидкості асинхронних і синхронних двигунів. Силова схема таких частотних перетворювачів, як правило, складається з шести транзисторів VT1 - VT6 і зворотних діодів (рисунок 1.4). Історично склалося так, що на цей час було розроблено велику кількість способів комутації силових транзисторів. Найпростішим є спосіб $\pi/3$ -комутації транзисторів, при якому кожен період широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) працюють два транзистори з комплекту VT1 – VT6 (рисунок 1.5). На рисунку приведена діаграма робочих станів транзисторів при максимальній напрузі. Високий рівень напруги управління U_u відповідає відкритому стану силового транзистора, а низький – закритому. Період вихідної напруги частотного перетворювача поділяється на шість частин тривалістю $\pi/3$.

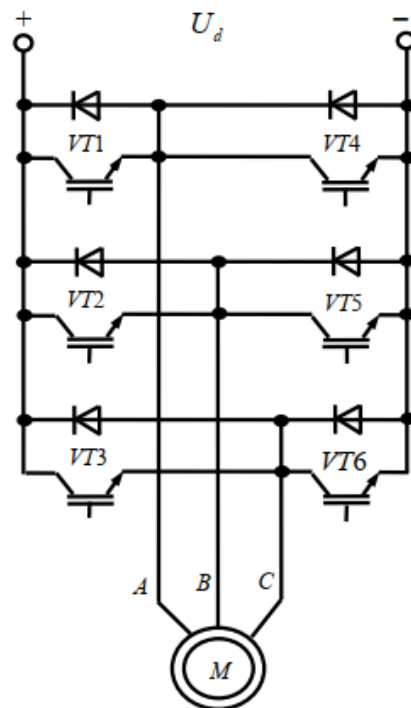


Рисунок 1.4 – Силова схема автономного інвертора із широтно-імпульсною модуляцією

При цьому ділянка відкритого стану кожного транзистора складає $2/3 \cdot \pi$. При такому способі комутації силових транзисторів виходить трифазна система фазної напруги прямокутної форми (рисунок 1.6). Як наслідок, у вихідній напрузі частотних перетворювачах з $2/3 \cdot \pi$ -комутацією силових транзисторів спостерігаються великі коефіцієнти вищих гармонік, що визначаються за формулами

$$\left. \begin{aligned} b_{2l+1} &= 0, \text{ при } r = 0; \\ b_{2l+1} &= \frac{2\sqrt{3}}{(2l+1)\pi} U_m, \text{ при } r = 1 \text{ и } r = 2, \end{aligned} \right\}, \quad (1.1)$$

де $l = 0, 1, 2, 3 \dots$ – ціле число;

r – цілочисельний залишок від ділення $(2l+1)$ на 3;

$U_m = \frac{U_d}{2}$; U_d – напруга в лінії постійного струму частотного перетворювача.

При цьому амплітуда 5-ої гармоніки становить 20% від першої, а 7-ої гармоніки - 14,29%, 11-ої гармоніки - 9,09%. Також слід зазначити, що при $U_d = 515$ В діюче значення першої гармоніки фазної напруги дорівнює 200, тобто спостерігається явне недовикористання напруги з лінії постійного струму.

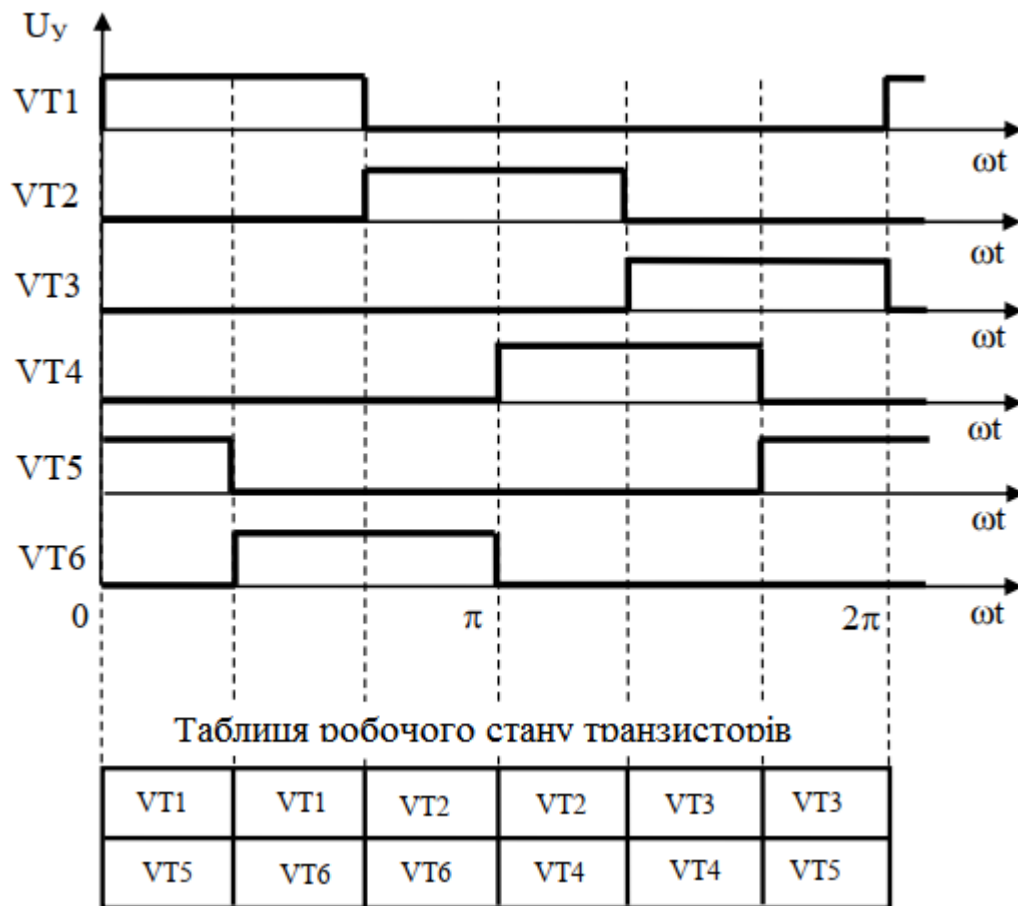


Рисунок 1.5 – Діаграма включення та таблиця робочого стану транзисторів частотного перетворювача з $s \cdot 2/3 \cdot \pi$ -комутацією транзисторів

Інший добре відомий спосіб комутації силових транзисторів інвертора – π -комутація (рисунок 1.7). У цьому випадку завжди одночасно працюють три транзистори, причому робоча ділянка кожного транзистора становить π .

При такому способі комутації виходить трифазна система фазної напруги, форма яких є періодичними ступінчастими функціями (рисунок 1.8). Коефіцієнти вищих гармонік також визначаються формулами (1.1), у

яких приймається $U_m = \frac{2 \cdot U_d}{3}$.

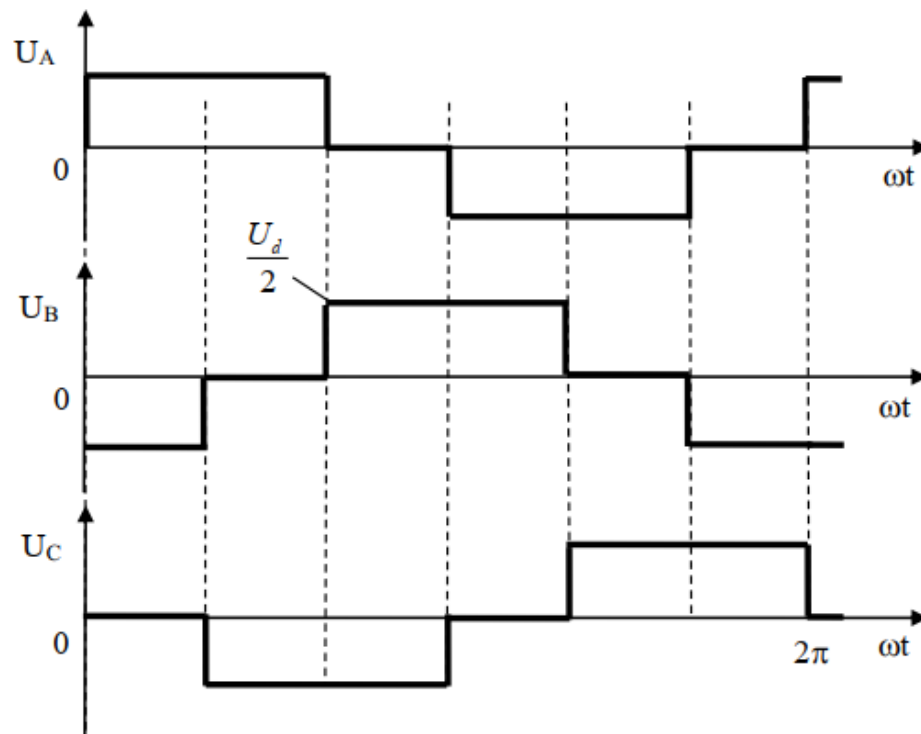


Рисунок 1.6 – Графіки фазної напруги на виході перетворювача частоти з $\pi/3$ -комутацією транзисторів

Таким чином, у вихідній напрузі частотних перетворювачів з комутацією силових транзисторів спостерігаються великі коефіцієнти вищих гармонік. Але чинне значення першої гармоніки більше, ніж при $\pi/3$ -комутації, і якщо $U_d = 515$ В, тоді вона дорівнює 231 В.

Для поліпшення гармонійного складу вихідної напруги в частотних перетворювачах почали застосовувати синусоїдальну широтно-імпульсну модуляцію, при якій шпаруватості відкритих станів транзисторів визначаються системою рівнянь [4-8].

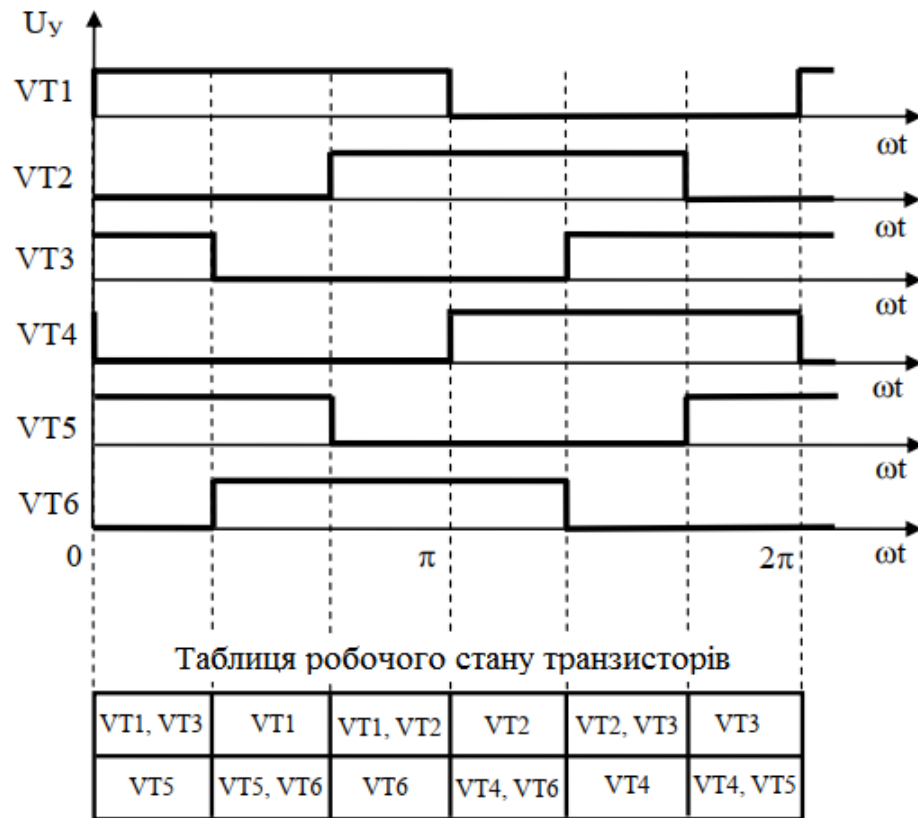


Рисунок 1.7 – Діаграма включення та таблиця робочого стану транзисторів частотного перетворювача з π -комутацією транзисторів

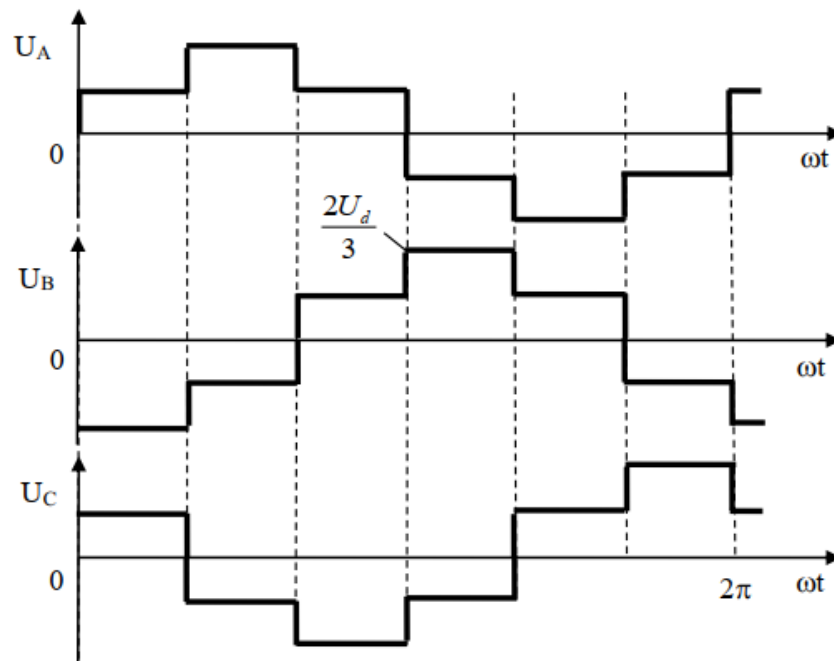


Рисунок 1.8 – Графіки фазної напруги на виході перетворювача частоти з π -комутацією транзисторів

$$\begin{cases} \gamma_{VT1} = \frac{1}{2} \cdot [1 + U^* \sin(\omega_0 t)]; \\ \gamma_{VT2} = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + U^* \sin\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \\ \gamma_{VT3} = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + U^* \sin\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ \gamma_{VT4} = 1 - \gamma_{VT1}; \gamma_{VT5} = 1 - \gamma_{VT2}; \gamma_{VT6} = 1 - \gamma_{VT3}. \end{cases}, \quad (1.2)$$

де $U^* = \frac{U_1}{U_{1max}}$ – відносне значення напруги; U_1 та U_{1max} – необхідна та максимальна величина фазної напруги; ω_0 – кутова частота вихідного напруги інвертора.

Однак, експериментальні дослідження показали, що у вихідній напрузі частотного перетворювача з традиційної синусоїдальної ШІМ амплітуда 3-ї гармоніки досягає 6 - 8% від амплітуди першої гармоніки, амплітуда 5-ї гармоніки - 2 - 12%, 7-ї гармоніки - 5 - 8 % [4-6]. Однією з основних причин поганого гармонійного складу вихідної напруги є необхідність застосування на кожному періоді синусоїдальної модуляції «мертвого» часу при перемиканні силових транзисторів кожного напівмосту [1].

До недоліків традиційної синусоїдальної модуляції слід віднести малу величину діючого значення вихідної фазної напруги інвертора, яка не перевищує 182 В при $U_d = 515$ В [1].

Для підвищення вихідної напруги частотного перетворювача з синусоїдальної ШІМ застосовують так звану передмодуляцію третьою гармонікою [1, 8]. Крім того, недоліком традиційної синусоїдальної модуляції є великі комутаційні втрати в силових транзисторах, оскільки кожен період ШІМ відбувається перемикання всіх шести транзисторів VT1 - VT6.

З метою зниження комутаційних втрат у силових транзисторах були розроблені векторні модулятори, які вирішують завдання підвищення діючого значення вихідної напруги частотного перетворювача [1, 8]. Однак,

kзш. Частотний перетворювач представлений на структурній схемі аперіодичною ланкою з коефіцієнтом передачі $k_{сп}$ і постійної часу $T_{сп}$. Для зниження величини перерегулювання на вході електроприводу встановлений аперіодичний фільтр з постійним часом $T\phi$.

Системи векторного керування знайшли широке поширення в промисловості, проте не завжди можливо застосувати принцип їхньої побудови в електроприводах. Наприклад, не можна використовувати векторне управління при паралельному підключенні двох і більше двигунів до одного частотного перетворювача. Також не застосовують векторне керування при керуванні занурювальними насосами, що здійснюють механізований видобуток нафти, оскільки між частотним перетворювачем та асинхронним двигуном встановлений підвищуючий трансформатор. Крім того, системи векторного управління мають ряд недоліків: велика складність обчислювальних алгоритмів, які застосовуються при технічній реалізації, необхідність введення параметрів електродвигуна та наявність пульсацій швидкості при незмінному моменті навантаження [8].

У зв'язку з цим, у сучасних частотних перетворювачах є можливість застосування так званого скалярного управління з різними законами зміни амплітуди (діючої напруги) функції частоти. Як правило, це розімкнуті системи з невеликим діапазоном регулювання швидкості.

Однак для отримання великого діапазону регулювання застосовують і замкнуті системи, наприклад, скалярного частотно-струмового управління, які також відрізняються великою складністю технічної реалізації [12, 13-14]. Тому набули розвитку та інші принципи побудови електроприводів стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням. Прикладом може бути двоконтурна система з внутрішнім контуром моменту (рисунк 1.10).

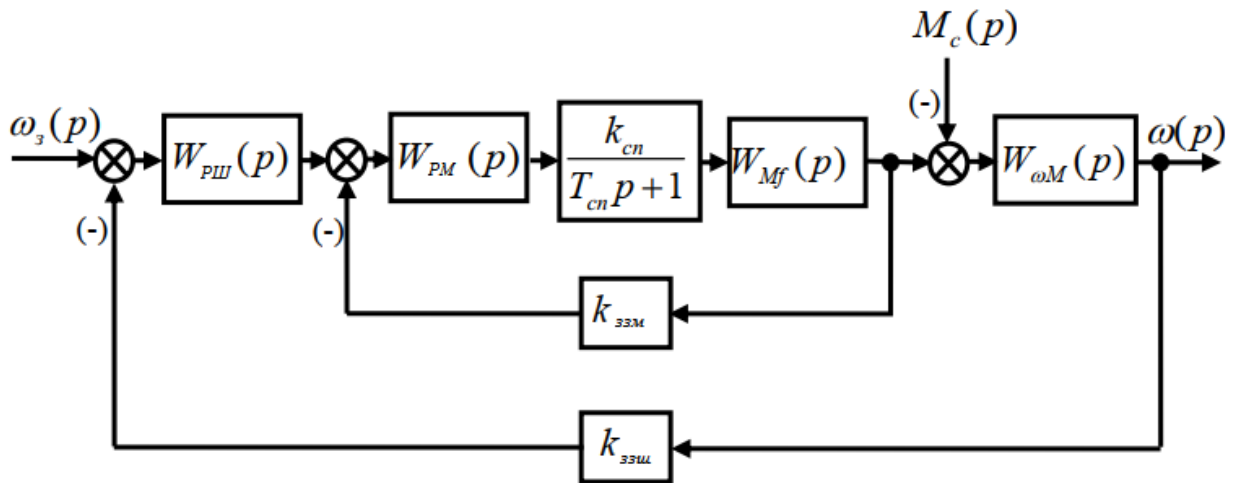
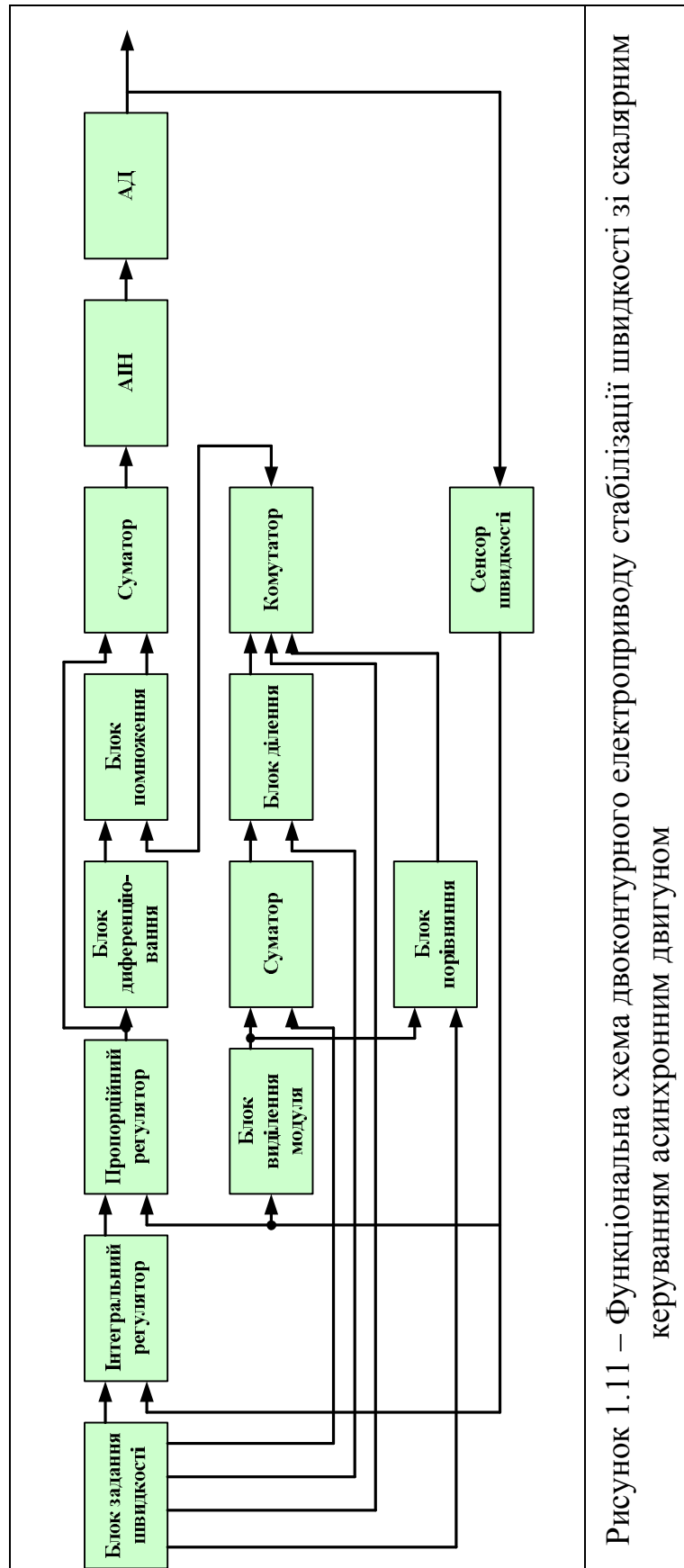


Рисунок 1.10 – Структурна схема регульованого електроприводу зі скалярним керуванням асинхронним двигуном та внутрішнім контуром моменту

Він побудований за принципами підпорядкованого регулювання координат, при цьому математична модель асинхронного двигуна представлена двома передаточними функціями $W_{Mf}(p)$ і $W_{\omega M}(p)$, що зв'язують момент двигуна з частотою напруги живлення і швидкості з моментом. Недоліком такої структурної схеми є необхідність використання сенсора моменту з коефіцієнтом передачі $k_{зм}$.

Іншим підходом до побудови регульованого електроприводу з асинхронним виконавчим двигуном є двоконтурна система, що використовує тільки один сенсор зворотного зв'язку - сенсор швидкості (рисунок 1.11) Варіант виконання структурної схеми такої системи стабілізації швидкості приведено на рисунку 1.12. У внутрішньому контурі швидкості застосовано пропорційно-диференціальний регулятор $W_{ПД}(p)$, а у зовнішньому – інтегральний регулятор $W_I(p)$. При порівнянні блоків структурної та функціональної можна зробити висновок, що блоки диференціювання, множення та виділення модуля, суматори, блок поділу, комутатор та блок порівняння в сукупності виконують функцію складного ПД-регулятора. Основним недоліком аналізованого електроприводу зі скалярним керуванням асинхронним двигуном є зміна постійної часу регулятора функції швидкості,

оскільки постійна часу диференціювання на малих швидкостях починає досягати декількох секунд.



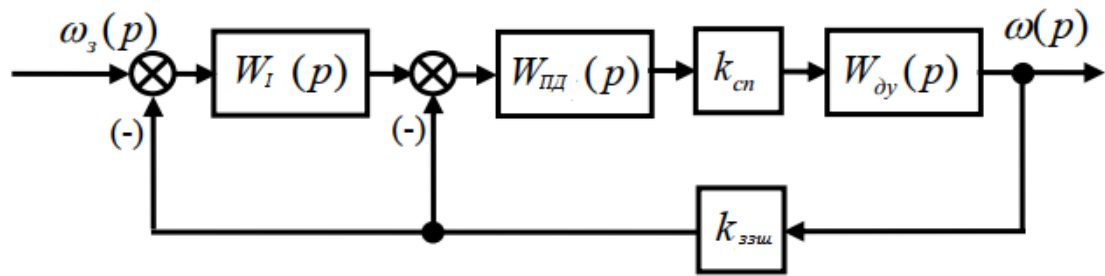


Рисунок 1.12 – Структурна схема слідкуючого двоконтурного електропривода зі скалярним керуванням асинхронним двигуном

Слід зазначити, що практично будь-який сучасний частотний перетворювач має так званий технологічний регулятор, як правило пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД), і дозволяє створити одноконтурний електропривод стабілізації швидкості (рисунок 1.13).

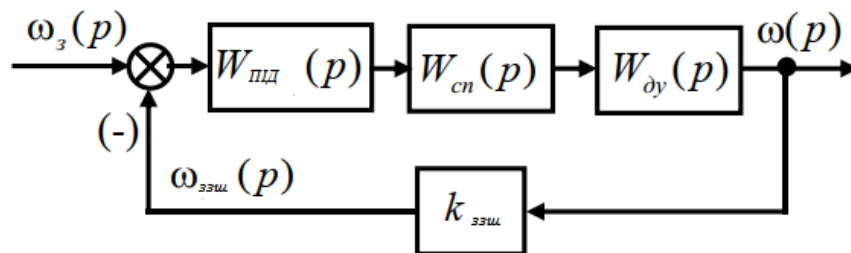


Рисунок 1.13 – Структурна схема одноконтурної системи стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням, що використовує технологічний ПІД-регулятор частотного перетворювача

1.4 Аналіз підходів до побудови спостерігачів швидкості асинхронних двигунів

Всі приведені вище структурні схеми електроприводів стабілізації швидкості асинхронними двигунами містять у своєму складі сенсори швидкості, необхідні реалізації великого діапазону регулювання. Однак, у багатьох випадках установка датчиків швидкості неможлива, наприклад, у приводах відцентрових насосів, що застосовуються для механізованого видобутку нафти. Аналогічним прикладом є електроприводи бурових установок, що працюють у складних польових умовах. У електроприводах стрічкових конвеєрів також у багатьох випадках неможливе встановлення датчиків швидкості, незважаючи на те, що регулювання швидкості та її стабілізація необхідна. У приводах змінного струму мінімальної потужності система датчиків швидкості буває недоцільною з економічної точки зору, оскільки призводить до значного підвищення вартості електроприводу.

У зв'язку з цим існує велика кількість досліджень, присвячених розробці спостерігачів швидкості асинхронних двигунів, що дозволяють створити так званий електропривод бездатчиків [10-12]. Більшість з них призначені для створення безсенсорних систем векторного керування асинхронними двигунами і базуються на векторному поданні таких величин як напруга, струм та потокозчеплення. Прикладом може бути варіант спостерігача Люенберга з пропорційно-інтегральним принципом посилення нев'язки (рисунок 1.14).

Аналіз структурної схеми показує як необхідність початку векторному уявленню величин, а й складність обчислювальних процедур з оцінки швидкості обертання ротора. Крім того, спостерігачі такого роду мають велику похибку на малих швидкостях, що ускладнює створення електроприводів бездатчиків стабілізації швидкості асинхронних двигунів з великим діапазоном регулювання швидкості.

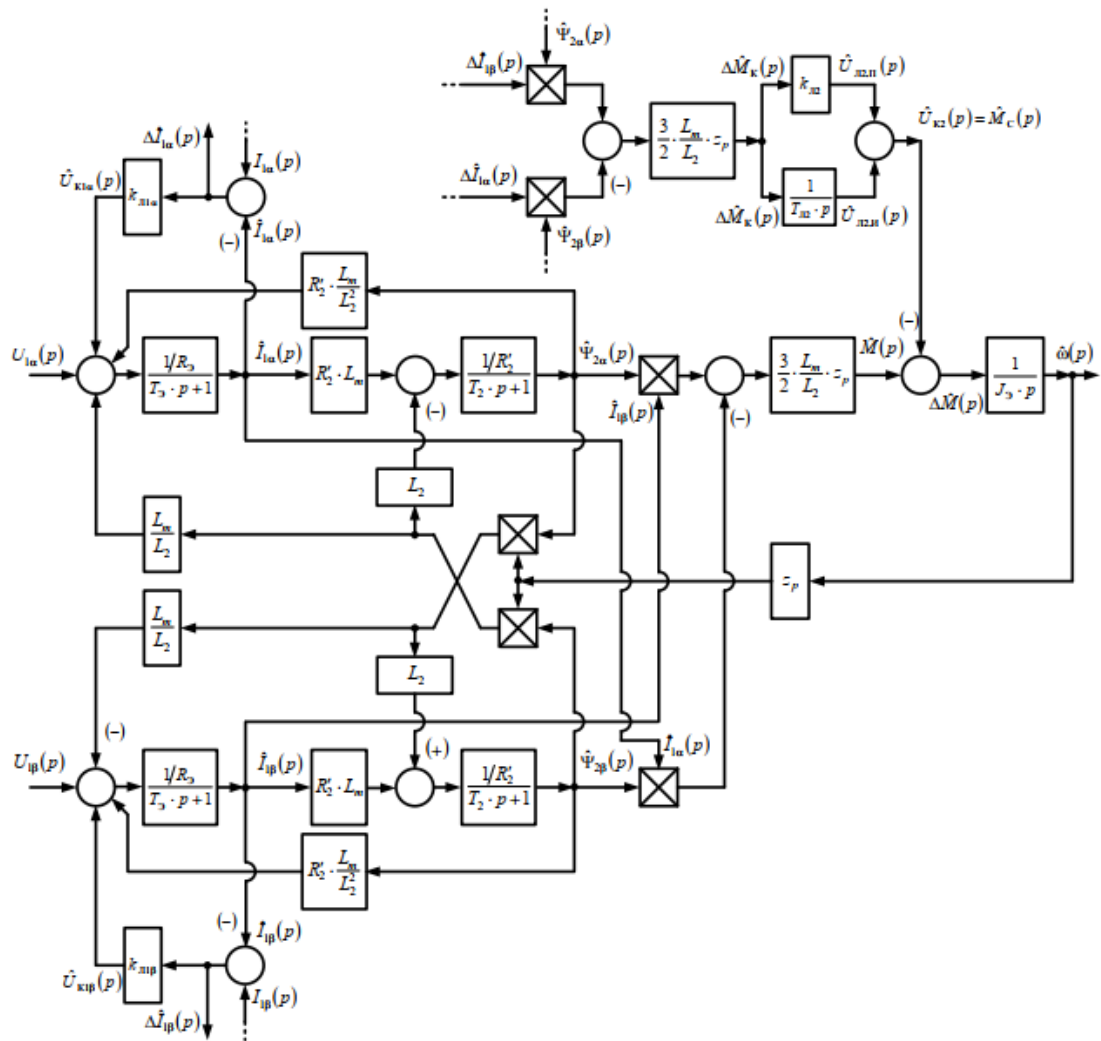


Рисунок 1.14 – Структурна схема спостерігача швидкості асинхронного двигуна з пропорційно-інтегральним принципом посилення нев'язки

Для систем скалярного управління асинхронними двигунами було розроблено обчислювач швидкості обертання ротора за виміряними діючими значеннями напруги U_1 і струму I_1 статора і заданої величини частоти f_1 . Обчислення швидкості обертання у разі здійснюється за формулою виду

$$\omega = \frac{2\pi \cdot f_1}{Z_n} - \left[\omega_0^{50} - \omega_{НОМ} - k_{\omega U1НОМ} \cdot \left(\frac{f_{1НОМ}}{f_1} \right)^{a + \left(\frac{b}{f_1} \right)} \cdot (U_1 - k_U \cdot f_1) \right] \cdot \sqrt{\frac{\left(I_1^2 - \left[\frac{k_U \cdot f_1}{\sqrt{(R_1 + R_0)^2 + (2\pi \cdot f_1 \cdot L_1)^2}} \right] \right)}{\left(I_{1НОМ}^2 - \left[\frac{k_U \cdot f_1}{\sqrt{(R_1 + R_0)^2 + (2\pi \cdot f_1 \cdot L_1)^2}} \right] \right)}}}, \quad (1.3)$$

де ω_0^{50} – швидкість ідеального холостого ходу при номінальній частоті напруги живлення; R_0 – активний опір ланцюга намагнічування; $k_{\omega U1НОМ}$ – коефіцієнт передачі асинхронного двигуна по відношенню до зміни напруги статорів ΔU_1 , визначений при номінальній частоті та амплітуді напруги живлення; $I_{1НОМ}$ – номінальний струм статора.

Формула (1.3) дозволяє обчислити швидкість асинхронного двигуна при скалярному управлінні з достатнім ступенем точності, що дозволяє створити електропривод з діапазоном регулювання $D=100$. Проте, помітною є складність необхідних обчислень кожного періоду замикання програмного циклу, що багато разів перевищує всі інші обчислювальні процедури при цифровій технічній реалізації електроприводу стабілізації швидкості електроприводу зі скалярним керуванням асинхронним двигуном.

1.5 Висновки

1. Проведений огляд способів комутації силових транзисторів низьковольтних частотних перетворювачів показав їхню низьку енергетичну ефективність за рахунок великих амплітуд вищих гармонік у вихідній напрузі та комутаційних втрат.

2. Огляд існуючих принципів побудови електроприводів стабілізації швидкості асинхронних двигунів з векторним та скалярним управлінням виявив їх недоліки, пов'язані зі складністю технічної реалізації та пульсаціями швидкості на нижній межі діапазону регулювання.

3. Проведений аналіз показав, що відсутні математично обґрунтовані методики параметричного синтезу регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням.

4. Відомі способи створення спостерігачів та обчислювачів швидкості обертання ротора асинхронних двигунів вимагають великих обчислювальних витрат за достатньої малої точності непрямого визначення швидкості, що ускладнює створення бездатчикових електроприводів, необхідних у багатьох електротехнічних комплексах.

2 ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ЧАСТОТНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З СИНУСОЇДАЛЬНОЇ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЄЮ

2.1 Розробка способу комутації силових транзисторів, що забезпечує зниження комутаційних втрат та сумарного коефіцієнта вищих гармонік

Для розробки більш ефективних з погляду гармонійного складу вихідної напруги та коефіцієнта корисної дії частотних перетворювачів необхідно провести аналітичне дослідження процесу традиційної синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) та виявити всі її недоліки. Як правило, формування необхідної напруги на статорних обмотках асинхронного двигуна, підключеного до частотного перетворювача, здійснюється за допомогою підключення кожної з трьох фаз до плюсу, то до мінусу джерела постійної напруги на кожному періоді ШІМ [12]. Наприклад, синусоїдальна напруга на фазі А асинхронного двигуна формується за допомогою перемикання транзисторів частотного перетворювача одного напівмосту VT1 і VT4 (рисунок 2.1) зі змінною шпаруватістю. Тобто перемикання транзисторів напівмосту здійснюється за так званим симетричним законом комутації силових транзисторів, причому нулю напруги відповідатиме шпаруватість 0,5. Якщо знехтувати затримкою часу, що вводиться при перемиканні транзисторів кожного півмоста (так званим «мертвим» часом), силові транзистори частотного перетворювача з традиційною модуляцією синусоїдальної працюють відповідно до наступного закону [1, 13].

$$\begin{cases} \gamma_1 = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \frac{N_U}{2^{n_p}} \sin(2\pi \cdot f_1 \cdot t) \right]; \\ \gamma_2 = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \frac{N_U}{2^{n_p}} \sin\left(2\pi \cdot f_1 \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \\ \gamma_3 = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \frac{N_U}{2^{n_p}} \sin\left(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \\ \gamma_4 = 1 - \gamma_1; \gamma_5 = 1 - \gamma_2; \gamma_6 = 1 - \gamma_3, \end{cases} \quad (2.1)$$

де $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4, \gamma_5, \gamma_6$ – шпаруватості відкритого стану відповідних транзисторів VT1, VT2, VT3, VT4, VT5 і VT6; N_U – цифровий код, що задає амплітуду напруги; f_1 – задана частота напруги на виході інвертора; n_p – кількість розрядів цифрового широтно-імпульсного модулятора.

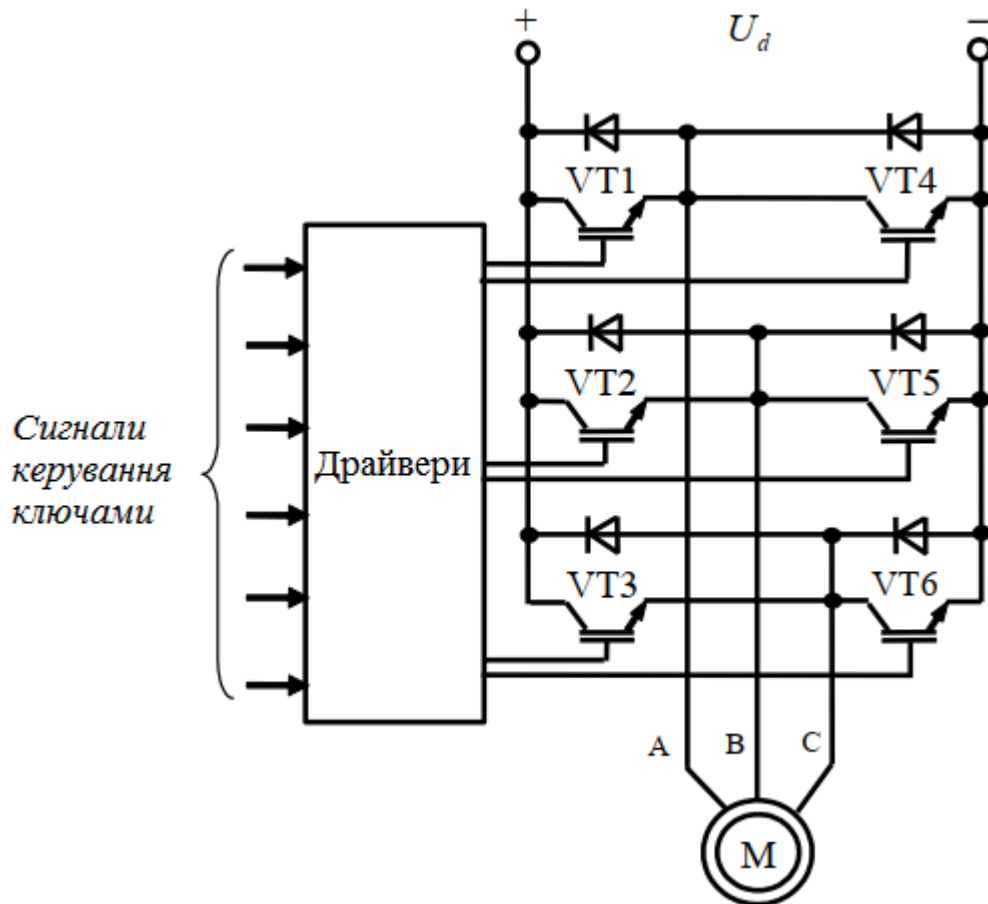


Рисунок 2.1 – Спрощена силова схема частотного перетворювача

При цьому силові транзистори VT1 і VT4, як і пари ключів VT2 і VT5, VT3 і VT6, працюють кожен період широтно-імпульсної модуляції в протифазі (рисунок 2.2). На рисунку приведені керуючі сигнали, що

подаються кожен період ШІМ на силові транзистори, причому високий рівень напруги відповідає відкритому стану транзистора, а низький закритому. Величини τ_{VT1} , τ_{VT2} , τ_{VT3} , τ_{VT4} , τ_{VT5} та τ_{VT6} позначають часові інтервали відкритого стану відповідних транзисторів.

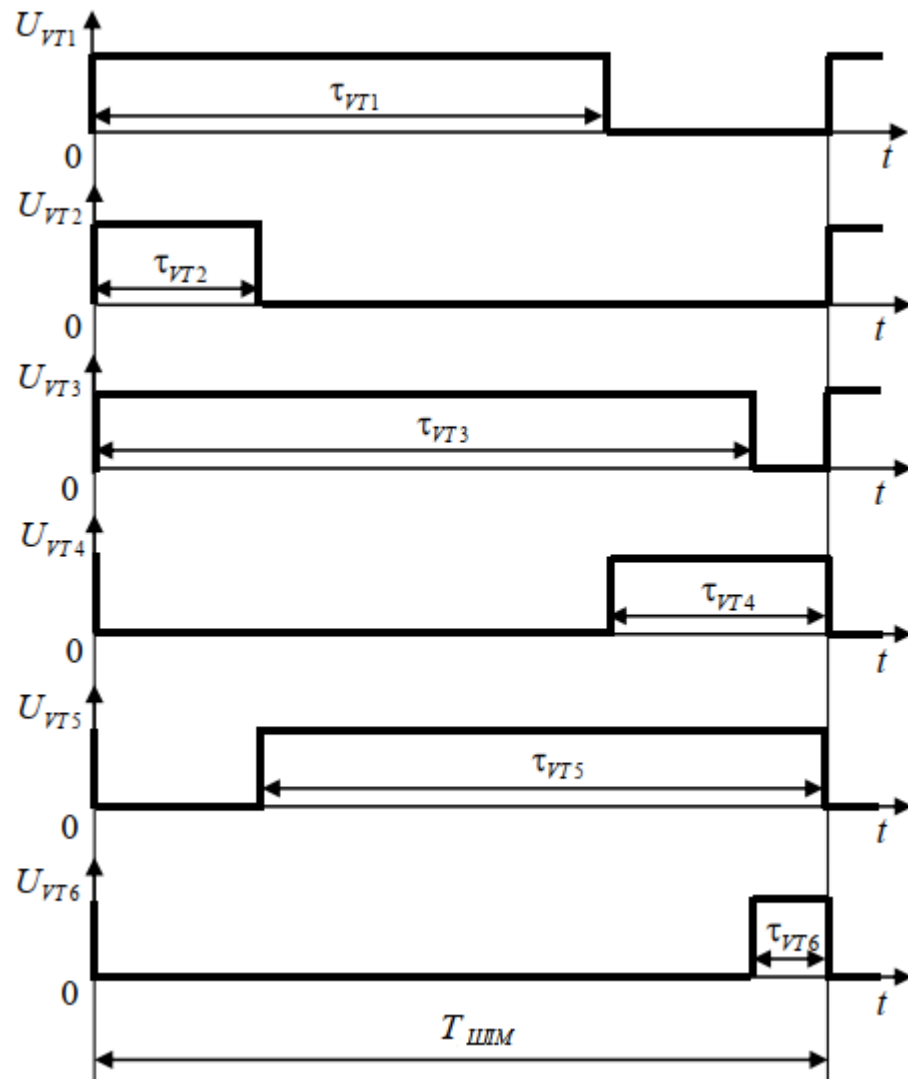


Рисунок 2.2 – Діаграма керуючих сигналів, що подаються на силові транзистори частотного перетворювача, при традиційній синусоїдальній ШІМ із нехтуванням «мертвого» часу

Оскільки метою дослідження є аналіз гармонічного складу напруги на виході частотного перетворювача, знайдемо аналітичний вираз для визначення коефіцієнтів вищих гармонік при традиційній синусоїдальній ШІМ, яка визначається формулами (2.1), нехтуючи необхідністю введення

«мертвого» часу. Слід зазначити, що вихідна напруга при аналізованому способі комутації транзисторів є непарною функцією. Тому парні коефіцієнти гармонійного ряду Фур'є дорівнюють нулю, а непарні будуть визначатися за формулою

$$b_n = -\frac{2U_d}{3n\pi} \sum_{h=0}^{v-1} \left\{ 2 \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1) + 1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin \left(h\theta_1 - \frac{2\pi}{3} \right) + 1}{2} \right) \right] - \right. \\ \left. - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin \left(h\theta_1 + \frac{2\pi}{3} \right) + 1}{2} \right) \right] \right\} \quad (2.2)$$

Слід зазначити, що аналітичний вираз (2.2) справедливий лише для максимального значення напруги і при частоті основної гармоніки дорівнює 50 Гц.

За формулою (2.2) здійснено розрахунок низки амплітуд вищих гармонік, що дозволило побудувати графік фазної напруги з урахуванням процесу широтно-імпульсної модуляції (рисунок 2.3). Отримані були чисельні значення коефіцієнтів з 1 до 301.

Графік, приведений на рисунку 2.3, показує адекватність отриманої формули (2.2), оскільки збігаються як кількісні, так і якісні характеристики вихідної напруги інвертора.

Слід звернути увагу на те, що значення першої гармоніки фазної напруги при традиційній синусоїдальній модуляції досягає лише 182 В, і цей результат також збігається з результатами, отриманими іншими дослідниками.

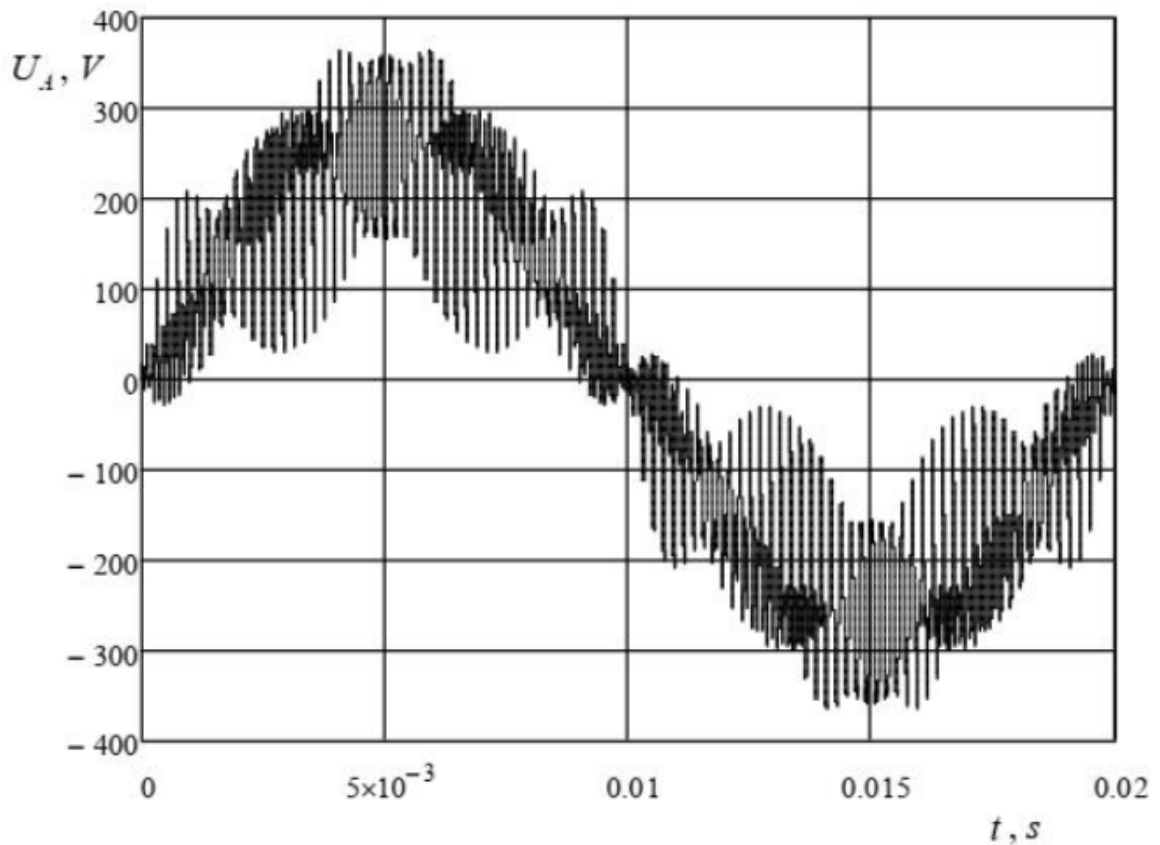


Рисунок 2.3 – Графік фазної напруги, що формується частотним перетворювачем при традиційній широтно-імпульсній модуляції без урахування «мертвого» часу

Якщо розглядати частотний перетворювач як елемент системи електропостачання, то також цікавить відповідність гармонійного складу вихідної напруги основним вимогам до якості електричної енергії.

Один із підходів, що дозволяє покращити гармонійний склад вихідної напруги інвертора, полягає у застосуванні таких законів комутації силових транзисторів, за яких не потрібно введення «мертвого» часу. Прикладом можуть бути інвертори з трапецеїдальною формою фазної напруги, що мають нульову третю гармоніку і амплітуду п'ятої гармоніки близько 4%.

Подальшого поліпшення гармонійного складу вихідного сигналу частотного перетворювача можна досягти за рахунок застосування синусоїдальної ШІМ, при якій також відсутня необхідність введення «мертвого» часу при перемиканні силових транзисторів напівмостів. Для досягнення цього пропонується реалізувати такі режими функціонування силових транзисторів (таблиця 2.1) [16-18]. Як при π -комутації силових транзисторів період синусоїди вихідної напруги тнвертора ділиться на 6 частин тривалістю $\pi/3$. Шпаруватість відкритого стану, наприклад, транзисторів VT1 і VT4 визначається за формулою

$$\gamma_A = \frac{N_U \cdot \sin \Theta}{2^{n_p}}, \gamma_A = \frac{N_U \cdot \sin(\Theta - \frac{2\pi}{3})}{2^{n_p}} \quad (2.3)$$

Шпаруватість транзисторів VT2 і VT5 повинна дорівнювати

$$\gamma_B = \frac{N_U \cdot \sin\left(\Theta - \frac{2\pi}{3}\right)}{2^{n_p}} \quad (2.4)$$

Шпаруватість транзисторів VT3 і VT6 визначається виразом

$$\gamma_B = \frac{N_U \cdot \sin\left(\Theta + \frac{2\pi}{3}\right)}{2^{n_p}} \quad (2.5)$$

Режими функціонування силових транзисторів приведені в таблиця 2.1.

Таблиця 2.1 – Режими функціонування силових транзисторів

θ , рад	$0 - \pi/3$	$\pi/3 - 2\pi/3$	$2\pi/3 - \pi$	$\pi - 4\pi/3$	$4\pi/3 - 5\pi/3$	$5\pi/3 - \pi$
Режим VT1	$\gamma_A = \frac{N_U \sin \theta}{T_{ШМ}}$	$\gamma_A = \frac{N_U \sin \theta}{T_{ШМ}}$	$\gamma_A = \frac{N_U \sin \theta}{T_{ШМ}}$	Викл.	Викл.	Викл.
Режим VT2	Викл.	Викл.	$\gamma_B = \gamma_C - \gamma_A $	$\gamma_B = \frac{\left N_U \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right }{T_{ШМ}}$	$\gamma_B = \frac{\left N_U \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right }{T_{ШМ}}$	
Режим VT3	$\gamma_C = \gamma_B - \gamma_A $	Викл.	Викл.	Викл.	$\gamma_C = \gamma_A - \gamma_B $	$\gamma_C = \frac{\left N_U \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right }{T_{ШМ}}$
Режим VT4	Викл.	Викл.	Викл.	$\gamma_A = \frac{\left N_U \sin \theta \right }{T_{ШМ}}$	$\gamma_A = \frac{\left N_U \sin \theta \right }{T_{ШМ}}$	$\gamma_A = \frac{\left N_U \sin \theta \right }{T_{ШМ}}$
Режим VT5	$\gamma_B = \frac{\left N_U \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right }{T_{ШМ}}$	$\gamma_B = \frac{\left N_U \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right }{T_{ШМ}}$	Викл.	Викл.	Викл.	$\gamma_B = \gamma_C - \gamma_A $
Режим VT6	Викл.	$\gamma_C = \gamma_A - \gamma_B $	$\gamma_C = \frac{\left N_U \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right }{T_{ШМ}}$	$\gamma_C = \gamma_B - \gamma_A $	Викл.	Викл.

З таблиці 2.1 видно, що за період вихідної напруги частотного перетворювача транзистори кожного півмоста перемикаються лише 2 рази, причому шпаруватість транзистора, що відкривається, в момент перемикавання повинна бути рівна нулю. Тому при частотах ШІМ до 20 кГц введення «мертвого» часу не потрібно, або затримка на включення повинна працювати лише 6 разів період синусоїди. Для реалізації алгоритму синусоїдальної ШІМ, приведенного в таблиці 2.1, потрібно використовувати 3 широтно-імпульсні модулятори, синхронізованих за часом.

Приклад тимчасової діаграми сигналів управління силовими транзисторами VT1, VT3 і VT5 для $\left(\Theta = \frac{\pi}{8} \right)$ приведена на рисунку 2.4.

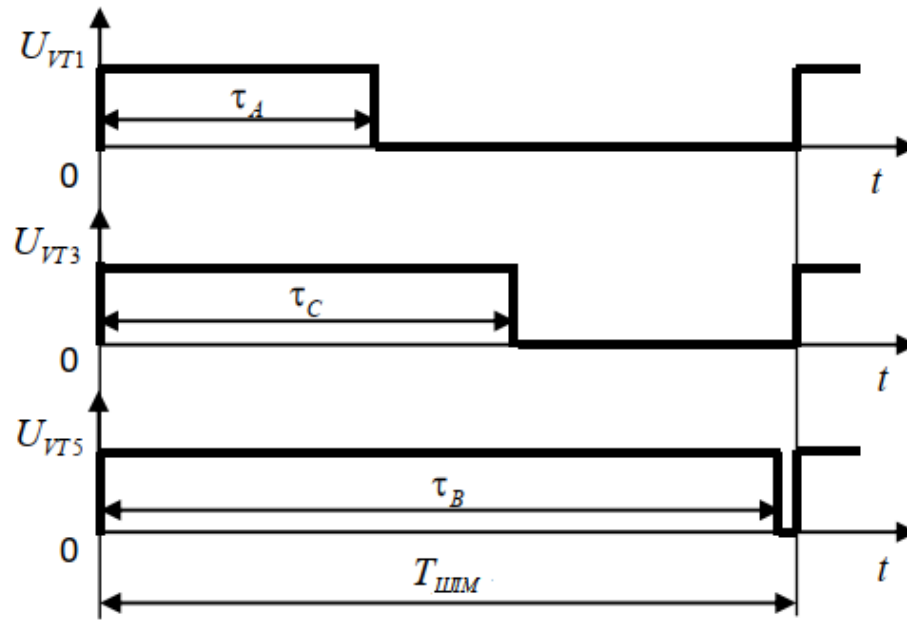


Рисунок 2.4 – Сигнали управління силовими транзисторами при $\left(\Theta = \frac{\pi}{8}\right)$

Тривалості керуючих імпульсів визначаються системою рівнянь

$$\begin{cases} \tau_A = \left| \frac{N_U}{2^{n_p}} \cdot T_{\text{ШІМ}} \sin \Theta \right|; \\ \tau_C = \left| \frac{N_U}{2^{n_p}} \cdot T_{\text{ШІМ}} \sin \left(\Theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right|; \\ \tau_B = \left| \frac{N_U}{2^{n_p}} \cdot T_{\text{ШІМ}} \sin \left(\Theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right|. \end{cases} \quad (2.6)$$

де $T_{\text{ШІМ}} = \frac{1}{f_{\text{ШІМ}}}$ – період широтно-імпульсної модуляції.

Аналіз спрощеної принципової схеми частотного перетворювача (рисунок 2.1) та тимчасової діаграми (рисунок 2.4) показує, що частина періоду ШІМ транзистор VT5 з'єднує фазу В статора асинхронного двигуна з мінусом джерела постійної напруги, а транзистори VT1 і VT3 підключають джерела. В результаті, якщо знехтувати індуктивністю, напруга щодо нульової точки обмоток, з'єднаних у «зірку», ділиться таким чином, що на фазах А і С виділяється 1/3 напруги U_d джерела постійної напруги, причому зі знаком плюс, а на фазі В – 2/3 зі знаком мінус. Простежуючи роботу

силових транзисторів, що працюють відповідно до закону, наведеного в таблиці 2.1, при зміні кута θ від 0 до 2π , отримаємо форму фазної напруги на виході частотного перетворювача (рисунок 2.5).

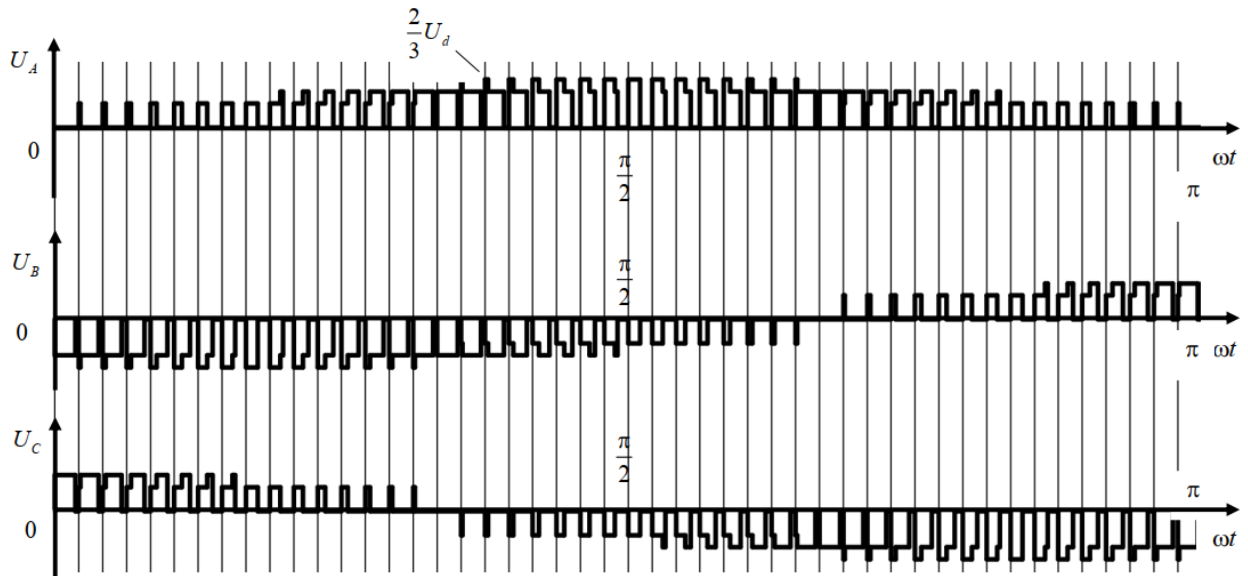


Рисунок 2.5 – Форма фазних напруг при синусоїдальній ШІМ, що не вимагає введення «мертвого» часу

Значення напруги фази А щодо нульової точки залежно від кута θ приведені в таблиці 2.

Таблиця 2 – Значення напруги фази А щодо нульової точки

θ	$0 - \frac{\pi}{48}$	$\frac{\pi}{48} - \frac{\pi}{24}$	$\frac{\pi}{24} - \frac{\pi}{16}$
U_A	0	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{48}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{24}$
θ	$\frac{\pi}{16} - \frac{\pi}{12}$	$\frac{\pi}{12} - \frac{5\pi}{48}$	$\frac{5\pi}{48} - \frac{\pi}{8}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{16}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{12}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{5\pi}{48}$
θ	$\frac{\pi}{8} - \frac{7\pi}{48}$	$\frac{7\pi}{48} - \frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6} - \frac{3\pi}{16}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{8}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{7\pi}{48}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{6}$
θ	$\frac{3\pi}{16} - \frac{5\pi}{24}$	$\frac{5\pi}{24} - \frac{11\pi}{48}$	$\frac{11\pi}{48} - \frac{\pi}{4}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{41\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{3\pi}{16} - \sin \frac{41\pi}{48} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{7\pi}{8} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{5\pi}{24} - \sin \frac{7\pi}{8} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{43\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{11\pi}{48} - \sin \frac{43\pi}{48} \right)$
θ	$\frac{\pi}{4} - \frac{13\pi}{48}$	$\frac{13\pi}{48} - \frac{7\pi}{24}$	$\frac{7\pi}{24} - \frac{5\pi}{16}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{11\pi}{12} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{\pi}{4} - \sin \frac{11\pi}{12} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{15\pi}{16} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{13\pi}{48} - \sin \frac{15\pi}{16} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{23\pi}{24} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{7\pi}{24} - \sin \frac{23\pi}{24} \right)$

Продовження таблиці 2.2 – Значення напруги фази А щодо «0»

θ	$\frac{5\pi}{16} - \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} - \frac{17\pi}{48}$	$\frac{17\pi}{48} - \frac{3\pi}{8}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{47\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{5\pi}{16} - \sin \frac{47\pi}{48} \right)$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{\pi}{3}$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{17\pi}{16} - \sin \frac{\pi}{48} \right)$
θ	$\frac{3\pi}{8} - \frac{19\pi}{48}$	$\frac{19\pi}{48} - \frac{5\pi}{12}$	$\frac{5\pi}{12} - \frac{7\pi}{16}$
U_A	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{24} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{7\pi}{24} - \sin \frac{\pi}{24} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{16} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{13\pi}{48} - \sin \frac{\pi}{16} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{12} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{\pi}{4} - \sin \frac{\pi}{12} \right)$
θ	$\frac{7\pi}{16} - \frac{11\pi}{24}$	$\frac{11\pi}{24} - \frac{23\pi}{48}$	$\frac{23\pi}{48} - \frac{\pi}{2}$
U_A	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{5\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{11\pi}{48} - \sin \frac{5\pi}{48} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{8} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{5\pi}{24} - \sin \frac{\pi}{8} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{7\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{3\pi}{16} - \sin \frac{7\pi}{48} \right)$
θ	$\frac{\pi}{2} - \frac{25\pi}{48}$	$\frac{25\pi}{48} - \frac{13\pi}{24}$	$\frac{13\pi}{24} - \frac{9\pi}{16}$
U_A	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{6}$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{7\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{3\pi}{16} - \sin \frac{7\pi}{48} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{8} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{5\pi}{24} - \sin \frac{\pi}{8} \right)$
θ	$\frac{9\pi}{16} - \frac{7\pi}{12}$	$\frac{7\pi}{12} - \frac{29\pi}{48}$	$\frac{29\pi}{48} - \frac{5\pi}{8}$
U_A	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{5\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{11\pi}{48} - \sin \frac{5\pi}{48} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{12} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{\pi}{4} - \sin \frac{\pi}{12} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{16} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{13\pi}{48} - \sin \frac{\pi}{16} \right)$
θ	$\frac{5\pi}{8} - \frac{31\pi}{48}$	$\frac{31\pi}{48} - \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} - \frac{11\pi}{16}$
U_A	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{24} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{7\pi}{24} - \sin \frac{\pi}{24} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{5\pi}{16} - \sin \frac{\pi}{48} \right)$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{2\pi}{3}$
θ	$\frac{11\pi}{16} - \frac{17\pi}{24}$	$\frac{17\pi}{24} - \frac{35\pi}{48}$	$\frac{35\pi}{48} - \frac{3\pi}{4}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{11\pi}{16} - \sin \frac{\pi}{48} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{24} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{17\pi}{24} - \sin \frac{\pi}{24} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{11\pi}{16} - \sin \frac{\pi}{48} \right)$
θ	$\frac{3\pi}{4} - \frac{37\pi}{48}$	$\frac{37\pi}{48} - \frac{19\pi}{24}$	$\frac{19\pi}{24} - \frac{13\pi}{16}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{12} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{3\pi}{4} - \sin \frac{\pi}{12} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{5\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{37\pi}{48} - \sin \frac{5\pi}{48} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{8} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{19\pi}{24} - \sin \frac{\pi}{8} \right)$
θ	$\frac{13\pi}{16} - \frac{5\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{6} - \frac{41\pi}{48}$	$\frac{41\pi}{48} - \frac{7\pi}{8}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{5\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{37\pi}{48} - \sin \frac{5\pi}{48} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{6}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{41\pi}{48}$
θ	$\frac{7\pi}{8} - \frac{43\pi}{48}$	$\frac{43\pi}{48} - \frac{11\pi}{12}$	$\frac{11\pi}{12} - \frac{15\pi}{16}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{7\pi}{8}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{43\pi}{48}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{11\pi}{12}$
θ	$\frac{15\pi}{16} - \frac{23\pi}{24}$	$\frac{23\pi}{24} - \frac{47\pi}{48}$	$\frac{47\pi}{48} - \pi$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{15\pi}{16}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{23\pi}{24}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{47\pi}{48}$

Проведемо аналіз гармонійного складу вихідної напруги частотного перетворювача при синусоїдальній ШІМ, яка не вимагає введення «мертвого» часу. Оскільки функції, приведені на рисунку 2.5 є непарними, то парні коефіцієнти ряду Фур'є дорівнюватимуть $a_n = 0$, а непарні визначаються за формулою

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\Theta) \cdot \sin n\Theta d\Theta. \quad (2.7)$$

Підставляючи в (2.7) значення шматково-постійної функції з таблиці 2.2, після відповідних перетворень отримаємо значення коефіцієнтів ряду Фур'є, що визначають гармонійний склад вихідної фазної напруги частотного перетворювача з аналізованим способом комутації силових транзисторів (2.8).

За формулою (2.8) розраховані коефіцієнти ряду Фур'є з 1 по 309 при $U_d = 515$, $f_l = 50$ Гц, $f_{ШІМ} = 4,8$ кГц і $v = 48$ (таблиця 2.5). За цими даними побудовано графік фазної напруги з урахуванням аналізованої ШІМ (рисунок 2.6), який підтверджує адекватність одержаної формули (2.8).

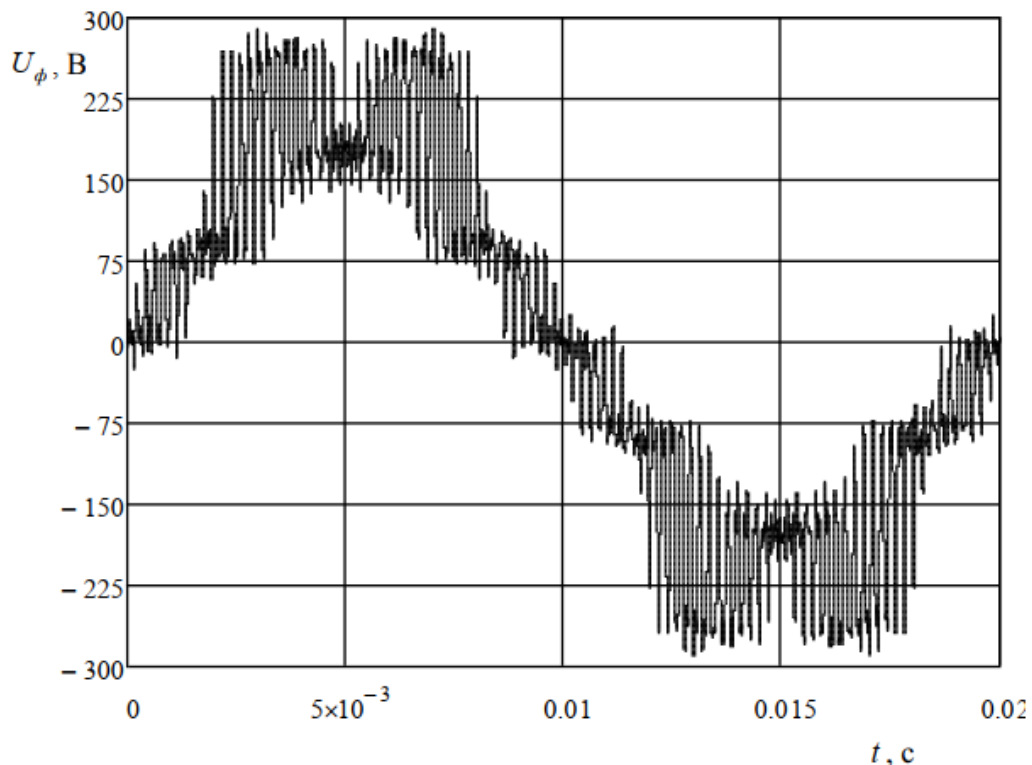


Рисунок 2.6 – Графік фазної напруги, що формується ШІМ

$$\begin{aligned}
b_n = & -\frac{2U_d}{n\pi} \left\{ \sum_{h=1}^{\frac{v}{6}} \frac{1}{3} \left\{ \cos \left[n\theta_1 (h + \sin(h\theta_1)) \right] - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
& + \sum_{h=\frac{v}{6}+1}^{\frac{v}{3}} \left\{ \frac{1}{3} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}v + h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
& + \frac{1}{2} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left[h + \sin(h\theta_1) \right] \right\} - \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}v + h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} \right\} + \\
& + \sum_{h=\frac{v}{3}+1}^{\frac{v}{2}} \left\{ \frac{2}{3} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{v}{3} \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
& + \frac{1}{2} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}v - h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{v}{3} \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} \right\} + \\
& + \sum_{h=\frac{v}{2}+1}^{\frac{2}{3}v} \left\{ \frac{2}{3} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}v - h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
& + \frac{1}{2} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{v}{2} \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}v - h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} \right\} + \\
& + \sum_{h=\frac{2}{3}v+1}^{\frac{5}{6}v} \left\{ \frac{1}{3} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{2}{3}v \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
& + \frac{1}{2} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left[h + \sin(h\theta_1) \right] \right\} - \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{2}{3}v \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} \right\} + \\
& + \sum_{h=\frac{2}{3}v+1}^{v-1} \frac{1}{3} \left\{ \cos \left[n\theta_1 (h + \sin(h\theta_1)) \right] - \cos(nh\theta_1) \right\} \Big\}
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Діюче значення вихідної напруги частотного перетворювача з синусоїдальної ШІМ, що використовує новий розроблений спосіб комутації

силових транзисторів із використанням шматково-постійної функції $f(\theta)$, приведені на рисунку 2.7.

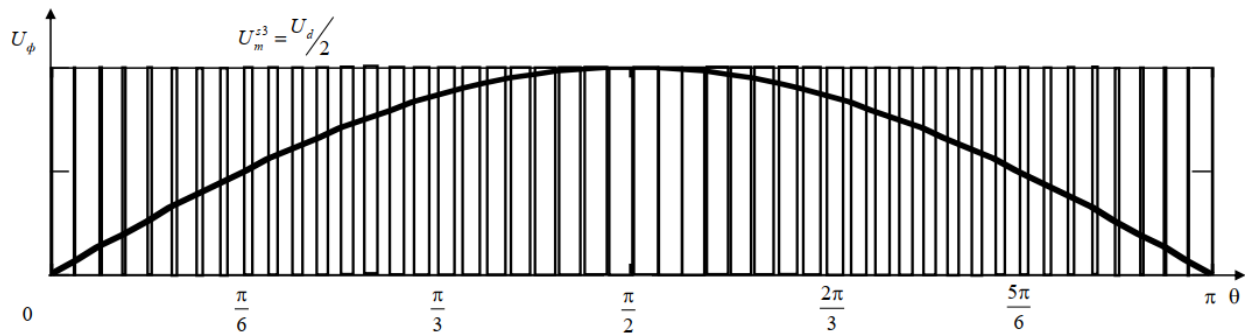


Рисунок 2.7 – Форма фазної напруги на виході інвертора при запропонованому законі комутації транзисторів та синусоїдальній модуляції

2.2 Висновок

1. Проведені аналітичні дослідження показали, що при традиційній синусоїдальній широтно-імпульсній модуляції, що застосовується в частотних перетворювачів і вимагає введення «мертвого» часу під час перемикання транзисторів, спостерігаються великі комутаційні втрати у силових транзисторах та високі амплітуди вищих гармонік у вихідній напрузі.

2. Розроблений спосіб комутації силових транзисторів частотного перетворювача не вимагає введення «мертвого» часу і дозволяє знизити у 2 рази комутаційні втрати, зменшити величину сумарного коефіцієнта гармонійних складових у 48 разів та збільшити максимальне діюче значення вихідної напруги інвертора на 77%.

3 РОЗРОБКА ЦИФРОВОГО МОДУЛЯТОРА ДЛЯ ФОРМУВАННЯ СИНУСОЇДАЛЬНОЇ ФАЗНОЇ НАПРУГИ ЧАСТОТНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Для технічної реалізації нового способу комутації силових транзисторів частотного перетворювача, що забезпечує синусоїдальну модуляцію без введення "мертвого" часу, розроблено цифровий модулятор. В узагальненому вигляді функціональна схема цього пристрою приведена на рисунку 3.1.

До складу цифрового модулятора входять такі блоки: перетворювач код – частота, двійковий і двійково-шістнадцятковий лічильники, два широтно-імпульсних модулятора (ШИМ), елемент ВИКЛЮЧАЮЧЕ АБО ($=1$) та схема вибору транзисторів.

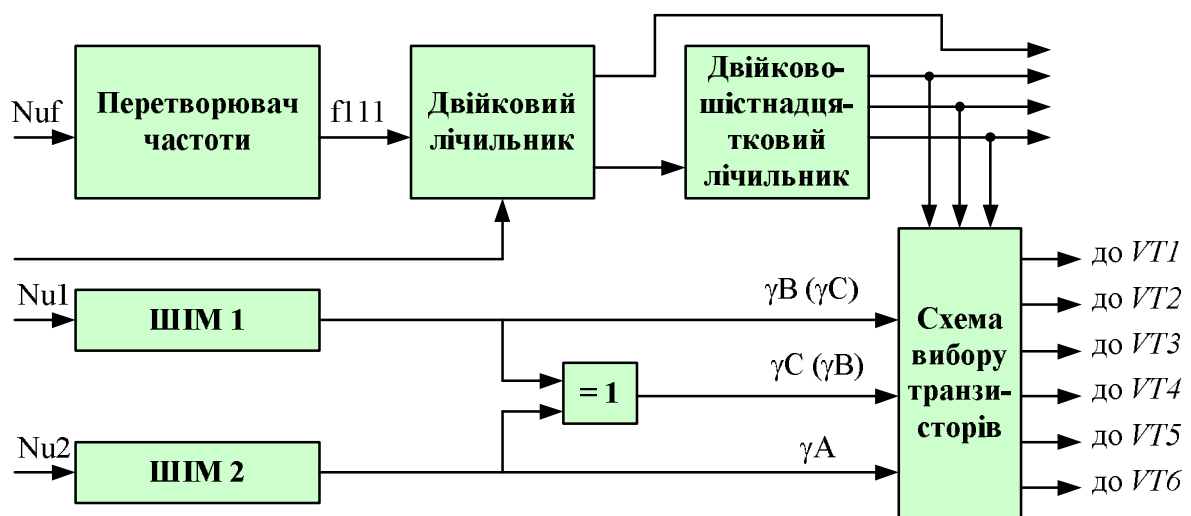


Рисунок 3.1 – Узагальнена функціональна схема цифрового модулятора

Пропонована побудова цифрового модулятора має на увазі, що на виходах двійково-шістнадцятково лічильника спостерігатиметься частота появи одного і того ж кодового поєднання, що дорівнює частоті вихідної напруги інвертора

$$f_1 = \frac{f_{111}}{6 \cdot 2^k}, \quad (3.1)$$

Де f_{111} – частота на виході перетворювача код – частота;

k – розрядність двійкового лічильника.

При цьому на сукупності вихідних шин двійкового та двійково-шістнадцятково лічильників формується цифровий двійковий код N_0 , який змінюється від 0 до $(6 \cdot 2^k - 1)$.

Вхідними величинами пропонованого модулятора є знак напрямку обертання двигуна змінного струму (порядку чергування фаз), цифровий код N_f , що визначає необхідну частоту вихідної напруги інвертора, цифрові коди NU_1 і NU_2 формують необхідну амплітуду напруги.

Для того, щоб розроблений цифровий модулятор здійснював запропонований спосіб синусоїдальної модуляції, величину NU_2 потрібно спершу розраховувати їх величини.

На виході ШІМ2 завжди формується шпаруватість

$$\gamma_A = \frac{|N_U \cdot \sin \Theta|}{2^{n_p} \cdot T_{\text{ШИМ}}}, \quad (3.2)$$

а на виході ШІМ1

$$\gamma_B = \frac{\left| N_U \cdot \sin \left(\Theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right|}{2^{n_p} \cdot T_{\text{ШИМ}}}, \quad (3.3)$$

або

$$\gamma_C = \frac{\left| N_U \cdot \sin \left(\Theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right|}{2^{n_p} \cdot T_{\text{ШИМ}}}. \quad (3.4)$$

залежно від цифрового коду на виході двійково-шістнадцяткового лічильника.

Враховуючи принцип роботи логічного елемента ВИКЛЮЧНЕ АБО (умовне позначення = 1), він формує шпаруватість $\gamma_c = |\gamma_A - \gamma_B|$ або $\gamma_B = |\gamma_A - \gamma_c|$. Схема вибору транзисторів отримує сигнали від двійково-шістнадцяткового лічильника і подає імпульси з необхідною шпаруватістю на відповідні силові транзистори VT1 - VT6. Таким чином формується синусоїдальна ШІМ, в яку не потрібно введення «мертвого» часу і забезпечує зниження амплітуд вищих гармонік в напрузі на виході інвертора, а також зменшення комутаційних втрат у силових транзисторах.

Повна функціональна схема цифрового модулятора, що забезпечує розроблений спосіб комутації силових транзисторів перетворювача частоти, приведена на рисунку 3.2. Модулятор містить генератори 1 і 2 прямокутних імпульсів, двійкові лічильники 3, 4, 5 і 6, тригери 7, 8 і 9, елементи 10 і 11 АБО, елемент 12 ВИКЛЮЧНЕ АБО, елемент 13 І, елементи 14, 17, 18, 19 та 20 І-НЕ, дешифратори 21, 22 і 23, формувачі 24 і 25 імпульсів (одновібратори), суматор 26, регістри 27, 28, 29 і 30, двійково-шістнадцятковий лічильник 31, схему 32 скидання, 33, вихідні шини 36, 37, 38, 39, 40, 41 і 42, шину 43 сигналу завдання частоти, шину 44 першого сигналу завдання напруги, шину 45 другого сигналу завдання напруги, шину 46 сигналу напрямку обертання та шину 47 сигналу синхронізації.

Запропонований цифровий модулятор може бути реалізований або на програмованій логічній інтегральній схемі, або на інтегральних мікросхем малого та середнього ступеня інтеграції.

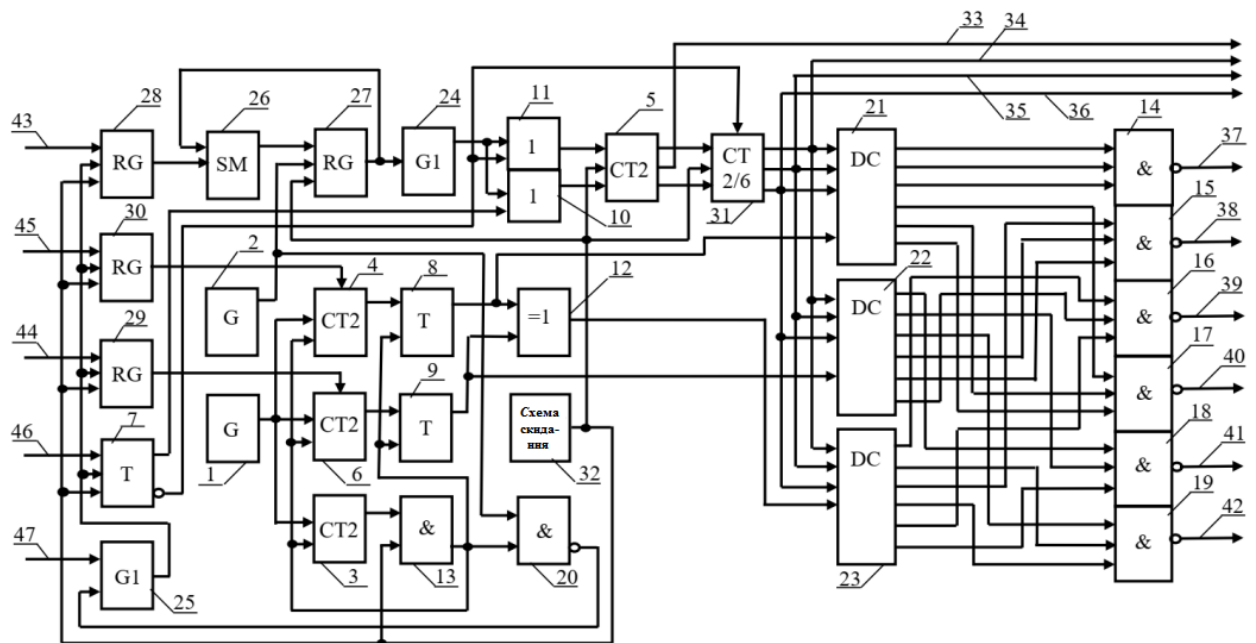


Рисунок 3.2 – Функціональна схема цифрового модулятора, який забезпечує синусоїдальну модуляцію без введення «мертвого» часу

Функціональна схема, приведена на рисунку 3.2, повністю відповідає узагальненій спрощеній схемі рисунку 3.1. Дійсно, генератор прямокутних імпульсів 2, суматор 26, регістр 27 і формувач імпульсів 24 у своїй сукупності являють собою перетворювач код – частота. Елементи 10 і 11 АБО визначають напрямок рахунку двійкового лічильника 5 залежно від знака напрямку. На сукупності генератора прямокутних імпульсів 1, двійкових лічильників 3, 4, 6, тригерів 8, 9 та елемента 13 і реалізовано два синхронізовані між собою широтно-імпульсні модулятори ШІМ1 і ШІМ2. Дешифратори 21, 22 і 23 та елементи 14, 15, 16, 17, 18 та 19 і з відповідними зв'язками подають схему вибору транзисторів.

3.1 Висновок

Розроблений цифровий модулятор забезпечує реалізацію нового способу комутації силових транзисторів без введення «мертвого» часу та забезпечує підвищення енергетичної ефективності частотного перетворювача та електроприводу змінного струму, побудованого на його основі.

4 СИНТЕЗ ШВИДКОДІЙНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ СТАБІЛІЗАЦІЇ ШВИДКОСТІ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ІЗ СКАЛЯРНИМ ЧАСТОТНИМ УПРАВЛІННЯМ

4.1 Параметричний синтез регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна

Для простоти технічної реалізації електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна пропонується зробити його одноконтурним (рисунок 4.1).

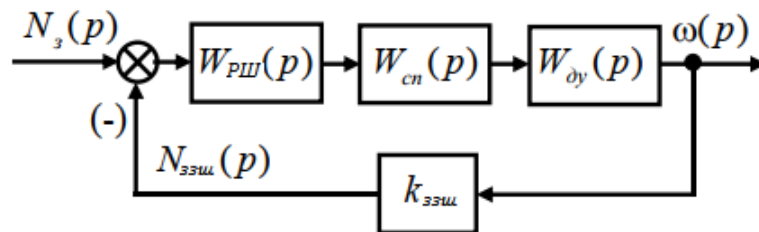


Рисунок 4.1 – Структурна схема безперервного одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням

Принципово мається на увазі, що електропривод реалізується засобами цифрової мікропроцесорної техніки, тому як датчик зворотного зв'язку з коефіцієнтом передачі $k_{ззш}$ обраний енкодер (сенсор кута повороту), вихідний сигнал якого диференціюється. На структурній схемі безперервного пропонованого електроприводу частотний перетворювач представлений передатною функцією $W_{сп}(p)$, яка приймається аперіодичною ланкою виду

$$W_{сп}(p) = \frac{k_{сн}}{T_{сн} \cdot p + 1}. \quad (4.1)$$

де $k_{сн} = \frac{\Delta f_1}{\Delta N_{рш}}$ – коефіцієнт передачі силового (частотного) перетворювача;

Δf_1 – збільшення частоти вихідної напруги, що відповідає збільшенню цифрового коду $\Delta N_{рш}$ на вході перетворювача;

T_{cn} – постійна часу, яка визначається частотою комутації силових транзисторів або частотою зміни інформації на вході.

В електроприводі цифровий код сигналу завдання швидкості $N_3(p)$ порівнюється з сигналом зворотного зв'язку $N_{3ш}(p)$, а різниця надходить на вхід регулятора швидкості $W_{рш}(p)$, безпосередньо керуючого частотним перетворювачем.

Для синтезу регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням можна користуватися наближеним видом передавальної функції асинхронного двигуна виду

$$W_p(p) = \frac{\omega(p)}{f_1(p)} = \frac{k_p^{f_1}}{a_{011}p^2 + a_{111}p + 1}. \quad (4.2)$$

де коефіцієнти знаменника a_{011} та a_{111} змінні і залежать від частоти напруги живлення.

Вид передавальної функції (4.2) приводить до рішення застосувати в одноконтурному електроприводі з асинхронним виконавчим двигуном та скалярним управлінням пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД) регулятор швидкості зі змінними параметрами.

$$W_{рш}(p) = \frac{T_\partial \cdot T_i \cdot p^2 + k_n \cdot T_i \cdot p + 1}{T_i \cdot p} = \frac{a_{011}p^2 + a_{111}p + 1}{T_i \cdot p}, \quad (4.3)$$

де k_n – коефіцієнт передачі;

T_∂ – постійна часу диференціювання;

T_i – постійна часу інтегрування

З (4.3) виходить, що параметри налаштування ПІД-регулятора мають вибиратися з умови

$$\begin{aligned} T_d \cdot T_i &= a_{011}; \\ k_n \cdot T_i &= a_{111}. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Система (4.4) має два рівняння та три невідомі, що представляє певну свободу вибору. У зв'язку з цим пропонується розпочати параметричний синтез ПД-регулятора електроприводу зі скалярним керуванням асинхронним двигуном з вибору постійного часу інтегрування T_i .

Для обґрунтованого вибору величини T_i знайдемо передатну функцію замкнутого електроприводу. З урахуванням (4.13) вона матиме такий вигляд

$$W_{зш}(p) = \frac{\omega(p)}{N_3(p)} = \frac{1}{k_{зш} \cdot \left(\frac{T_i \cdot T_{cn}}{k_{cn} \cdot k_P^{f1} \cdot k_{зш}} \cdot p^2 + \frac{T_i \cdot T_{cn}}{k_{cn} \cdot k_P^{f1} \cdot k_{зш}} \cdot p + 1 \right)}. \quad (4.5)$$

Відповідно, пропонований електропривод стабілізації швидкості асинхронного двигуна в першому наближенні можна розглядати як динамічну ланку другого порядку.

Потрібно, щоб перехідний процес в електроприводі носив монотонний характер, тобто з відсутністю перерегулювання. Тоді з характеристичного рівняння передавальної функції (4.5) впливає необхідна для цього умова

$$T_i \geq 4 \cdot k_{cn} \cdot k_P^{f1} \cdot k_{зш} \cdot T_{cn} \quad (4.6)$$

В рамках виконання умови (4.6) швидкодія електроприводу буде тим вищою, чим менша постійна часу T_i . Однак, варіація параметрів об'єкта управління, в якості якого розуміється сукупність частотного перетворювача, асинхронного двигуна і виконавчого механізму, може призвести до порушення нерівності (4.6), якщо буде обрано величину T_i , яка близька до граничного значення. Тому для певності візьмемо значення T_i рівним

$$T_i = 8 \cdot k_{cn} \cdot k_P^{f1} \cdot k_{зш} \cdot T_{cn}. \quad (4.7)$$

Тоді з урахуванням (4.7) із системи рівнянь (4.4) впливають необхідні значення інших параметрів налаштування ПД-регулятора

$$T_o = \frac{a_{011}}{8 \cdot k_{cn} \cdot k_P^{f1} \cdot k_{zzi} \cdot T_{cn}}. \quad (4.8)$$

$$k_n = \frac{a_{111}}{8 \cdot k_{cn} \cdot k_P^{f1} \cdot k_{zzi} \cdot T_{cn}}. \quad (4.9)$$

Формули (4.1) – (4.9) дозволяють запропонувати таку методику синтезу одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням. Вона містить таку послідовність дій:

1. Розрахунок за відомими методиками параметрів Т-подібної схеми заміщення асинхронного двигуна, що використовується як виконавчий в одноконтурному електроприводі.
2. Моделювання в програмі MatlabSimulink обраного асинхронного двигуна на частоті напруги живлення 1 Гц і визначення встановилися значення проекцій потокозчеплень статора і ротора.
3. Розрахунок за формулою коефіцієнтів чисельника та знаменника уточненої передавальної функції асинхронного двигуна для початкової частоти напруги живлення 1 Гц.
4. Визначення коренів чисельника та знаменника передавальної функції асинхронного двигуна, що відповідає частоті 1 Гц.
5. Аналіз коренів та апроксимація передавальної функції асинхронного двигуна динамічною ланкою другого порядку виду (4.1).
6. Визначення коефіцієнтів передачі частотного перетворювача, двигуна та зворотного зв'язку за швидкістю.
7. Визначення постійної часу частотного перетворювача як періоду зміна інформації з його входу.
8. Розрахунок за формулами (4.7) – (4.9) параметрів налаштування ПІД-регулятора швидкості.
9. Моделювання електроприводу з вибраними налаштуваннями регулятора швидкості з урахуванням нелінійності асинхронного двигуна та обмеження сигналів за часом та рівнем для перевірки працездатності.

4.2 Комп'ютерне моделювання та оцінка ефективності розробленої методики синтезу параметрів регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням

Застосуємо розроблену методику для розрахунку параметрів ПД-регулятора для системи стабілізації швидкості зі скалярним асинхронним управлінням двигуном 1LA7060.

Апроксимація отриманої передавальної функції двигуна динамічною ланкою другого порядку виконана вище, причому отримані наступні її параметри:

$$k_p^{f1}=3,1513. \quad (4.10)$$

$$a_{011}=4,6041 \cdot 10^{-4} \text{ с}^2 \quad (4.11)$$

$$a_{111}=0,160314 \cdot 10^{-4} \text{ с} \quad (4.12)$$

Приймемо коефіцієнт передачі силового частотного перетворювача рівним

$$k_{cn}=0,01 \text{ Гц} / \text{ дискрета} \quad (4.13)$$

Постійна часу силового частотного перетворювача T_{cn}

$$T_{cn}=0,008 \text{ с}. \quad (4.14)$$

Коефіцієнт передачі датчика швидкості

$$k_{зш}=31,83 \text{ дискрет} / \text{ с} \cdot \text{ рад}. \quad (4.15)$$

Тоді для швидкості обертання, що відповідає 1 Гц напруги живлення за формулами (4.7) – (4.9) розрахуємо необхідні налаштування ПД-регулятора

$$T_i=0,064 \text{ с}; T_o=0,072 \text{ с}; k_n=2,5. \quad (4.14)$$

Розрахункова модель безперервного прототипу розробленого одного контурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна з урахуванням вибраних параметрів регуляторів (4.14) та обмеження сигналів за рівнем наведено на рисунку 4.2. Вона дозволяє побудувати графіки перехідних процесів в «малому» по керуючому впливу на різних початкових швидкостях і частотах напруги живлення і перехідний процес з обурення - ступінчастої зміни моменту навантаження. Наприклад, на початковій частоті $f_1 = 1$ Гц графік перехідного процесу, як і передбачалося, носить монотонний характер, а час перехідного процесу становить $t_{пп} = 0,2$ с (рисунок 4.3). Якщо встановлено, початкова частота $f_1 = 50$ Гц, то перехідний процес у «малому» закінчується за $0,536$ с (рисунок 4.4). На початковій частоті $f_1 = 30$ Гц побудований графік перехідного процесу по збурюю чому впливу при накиданні моменту навантаження в $0,1$ Нм (рисунок 4.5). Він показує, що при цьому спостерігається динамічний провал швидкості $\Delta\omega_{max} = 0,465$ рад/с та абсолютна статична точність, якщо знехтувати похибкою сенсора зворотного зв'язку.

Проведене комп'ютерне моделювання аналогового одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням підтверджує ефективність розробленої методики параметричного синтезу регулятора. Крім того, розрахункова модель цього електроприводу, наведена на рисунку 4.6 також доводять адекватність розробленої уточненої математичної моделі асинхронного двигуна. Дійсно, графіки перехідних процесів (рисунки 4.7 та 4.8) побудовані за допомогою лінеаризованої моделі одноконтурного електроприводу з достатнім ступенем точності збігаються з графіками, наведеними на рисунках 4.3 та 4.4.

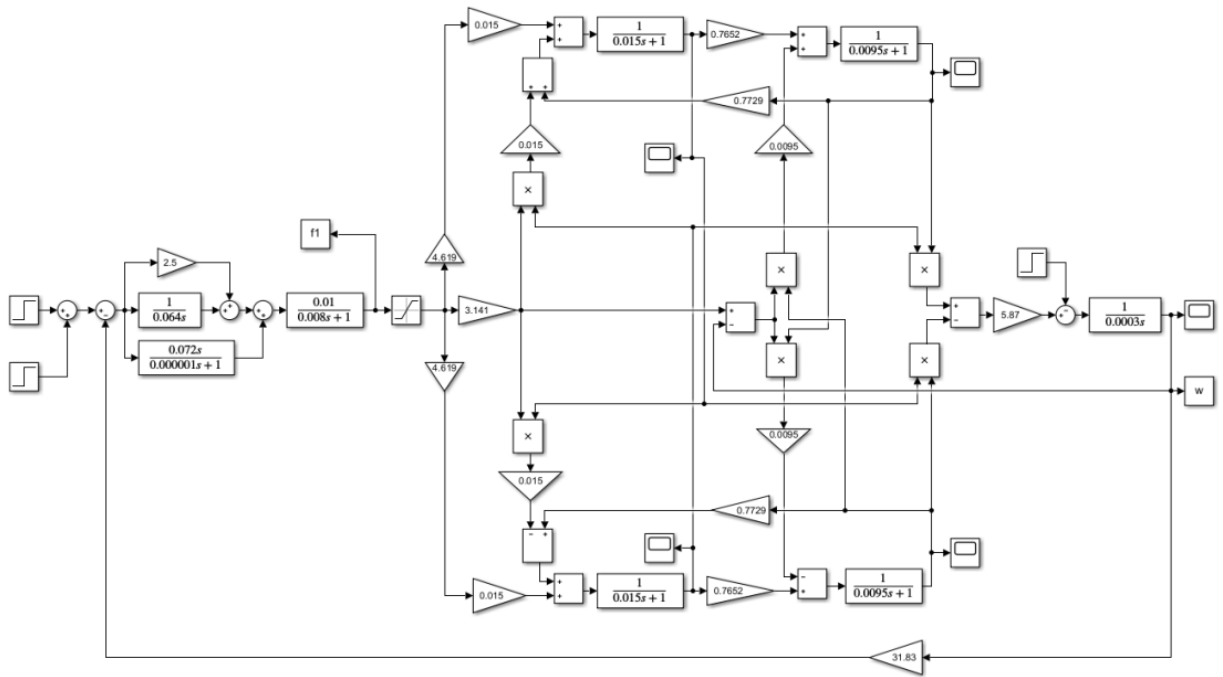


Рисунок 4.2 – Розрахункова модель одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості АД при $T_{сп} = 0,008$ с

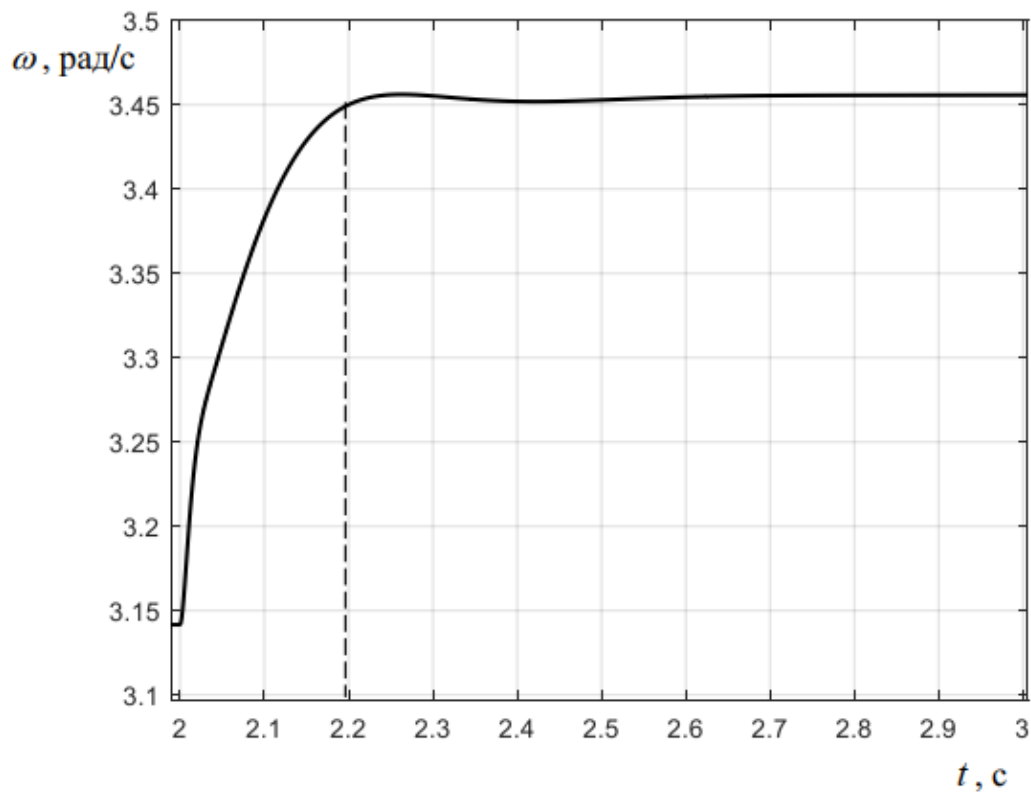


Рисунок 4.3 – Графік перехідного процесу в «малому» за керуючим дії на початковій частоті 1 Гц при $T_{сп} = 0,008$ с

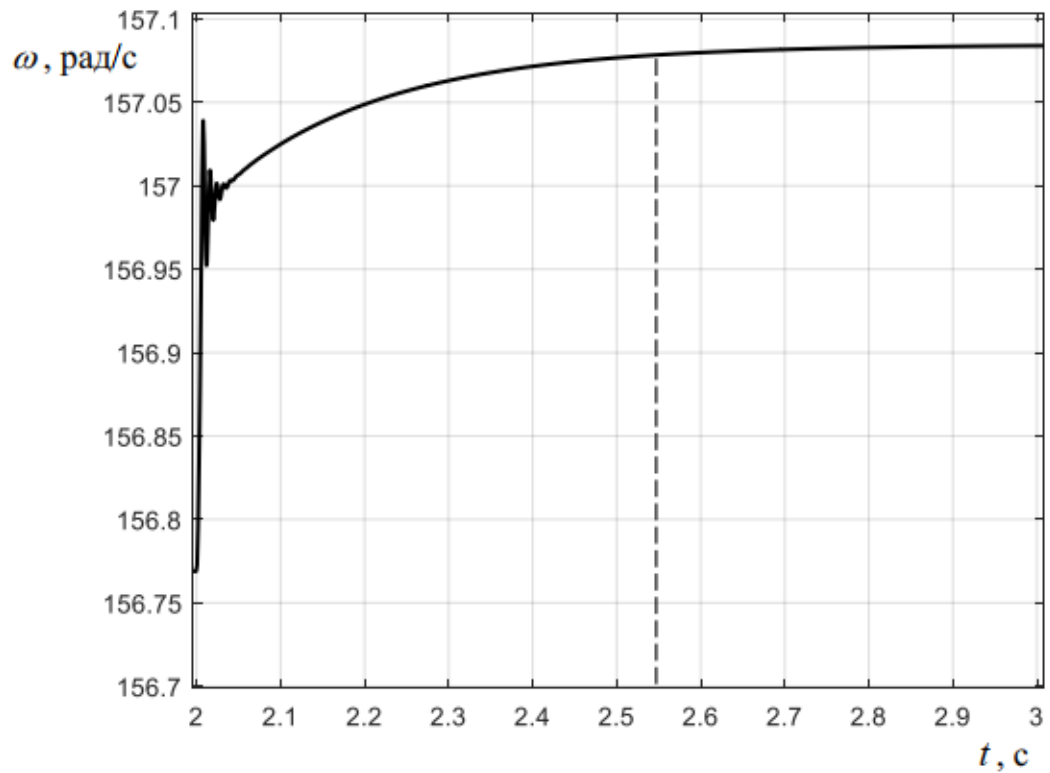


Рисунок 4.4 – Графік перехідного процесу в «малому» за керуючим дії на початковій частоті 50 Гц при $T_{сп} = 0,008$ с

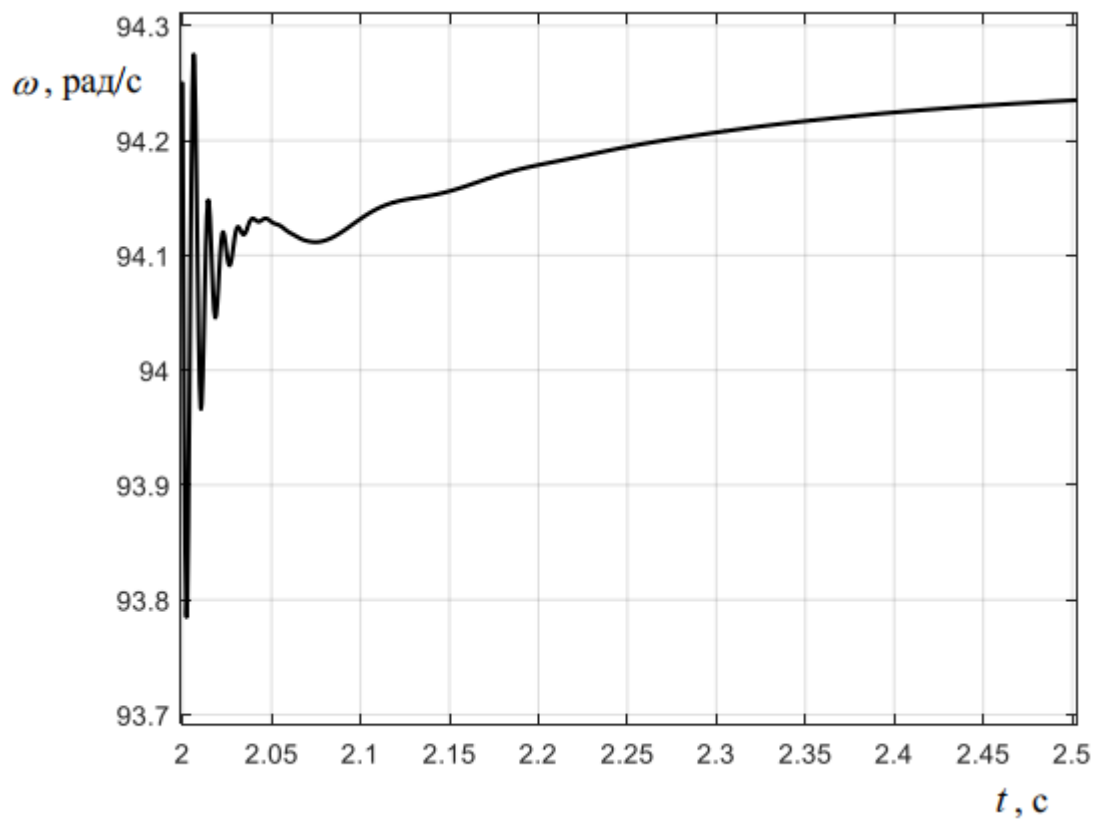


Рисунок 4.5 – Графік перехідного процесу по збурюю чому впливу, на початковій частоті 30 Гц і накиді моменту 0,1 Нм при $T_{сп} = 0,008$ с

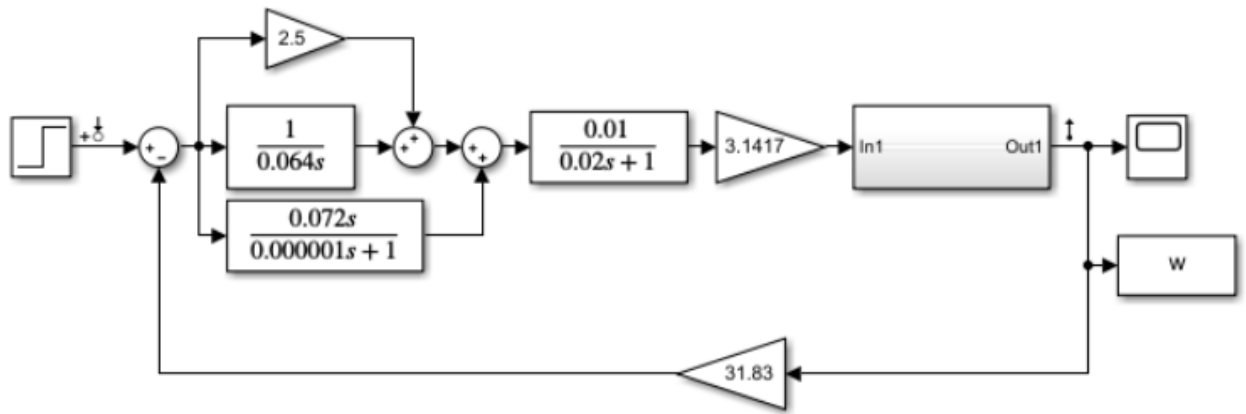


Рисунок 4.6 – Лінеаризована розрахункова модель одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості АД $T_{сп} = 0,008$ с

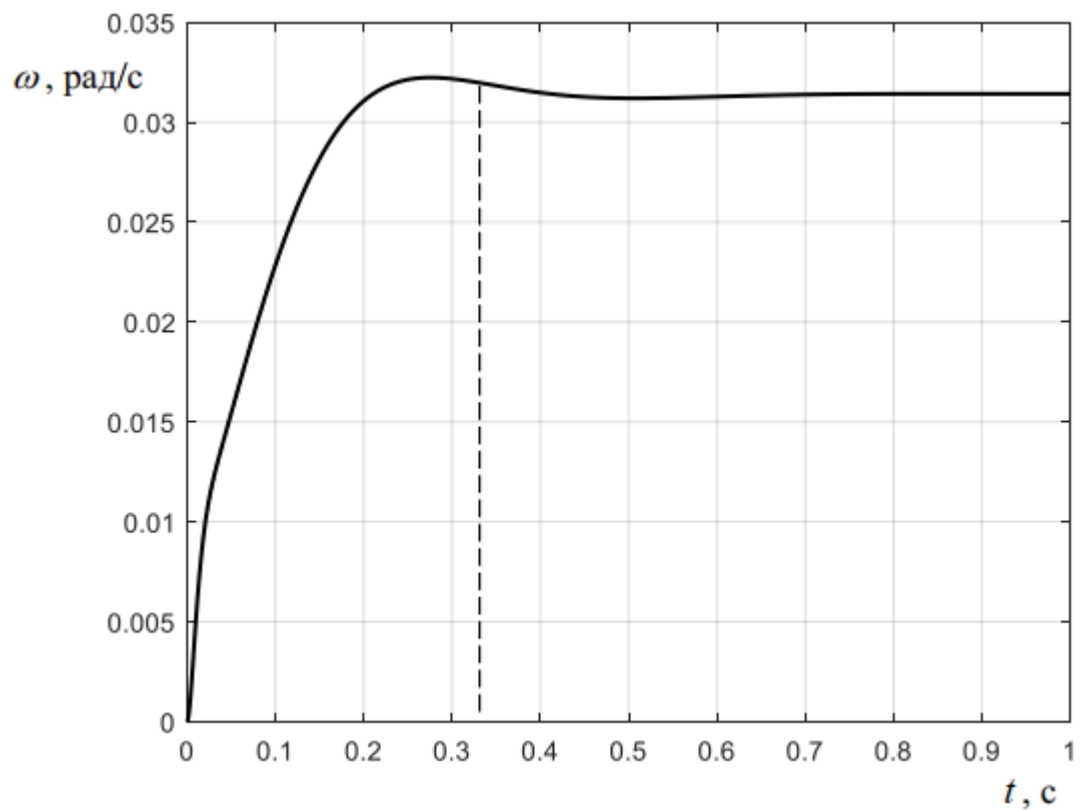


Рисунок 4.7 – Графік перехідного процесу по керуючій дії на початковій частоті 1 Гц лінеаризованої розрахункової моделі електроприводу при $T_{сп} = 0,008$ с

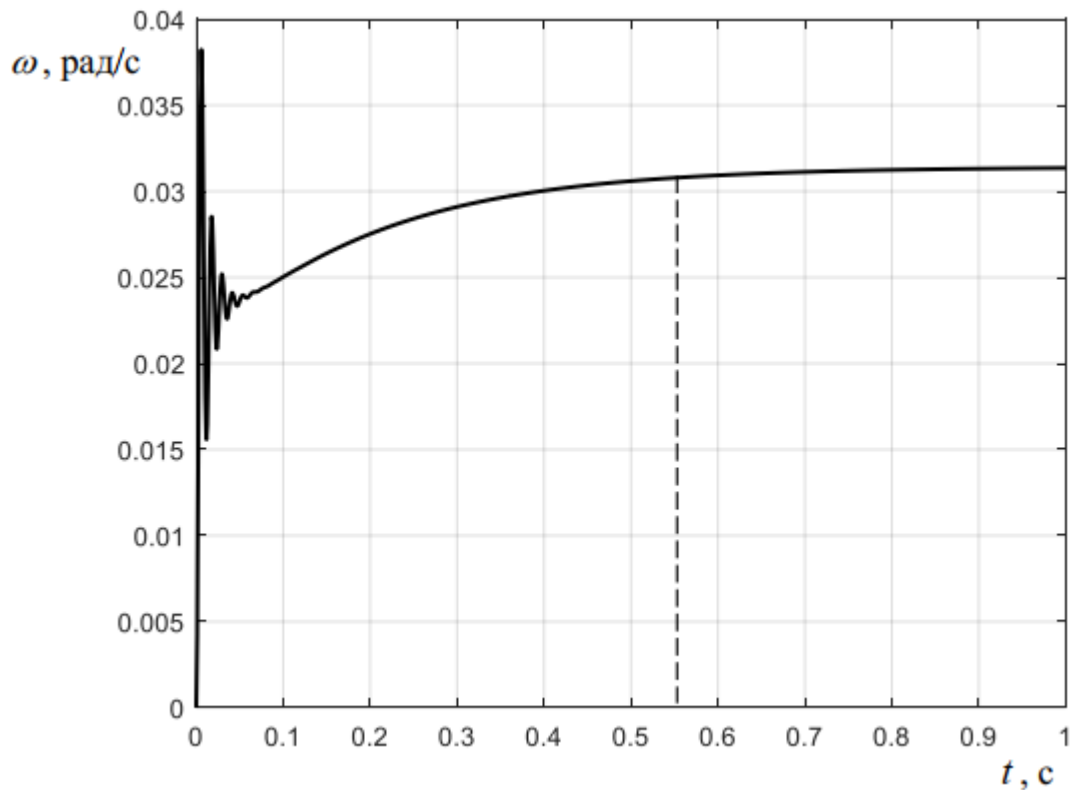


Рисунок 4.8 – Графік перехідного процесу по керуючій дії на початковій частоті 50 Гц лінеаризованої розрахункової моделі електроприводу при $T_{сп} = 0,008$ с

Вигляд перехідних процесів, одержаних за допомогою лінійної моделі, повністю збігається з результатами, одержаними за допомогою нелінійної. Розбіжність спостерігається в часі перехідних процесів, що становить 0,327 с для частоти 1 Гц та 0,555 с для частоти 50 Гц. Причому очевидно, що різниця пов'язана з обмеженням частотного сигналу перетворювача.

Отримані формули (4.7) – (4.9) показують, що величини параметрів регулятора швидкості визначаються постійної часу силового перетворювача $T_{сп}$, яка є періодом комутації силових транзисторів, або періодом зміни інформації на вході власне перетворювача частоти. Причому простежується лінійна залежність постійної часу інтегрування T_i від $T_{сп}$, а її величиною визначається швидкодія електроприводу.

Розрахункова модель одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна при $T_{сп} = 0,002$ с приведена на рисунку 4.9.

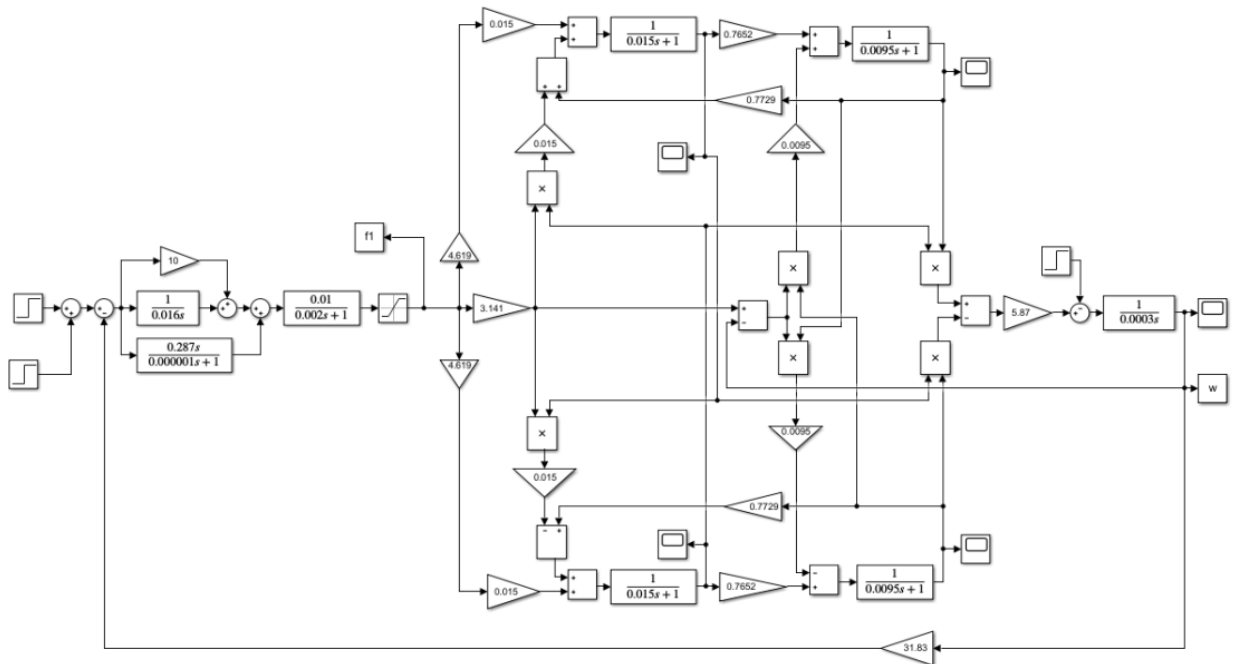


Рисунок 4.9 – Розрахункова модель одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна при $T_{сп} = 0,002$ с

Графік перехідного процесу з керуючого впливу, побудований за допомогою цієї моделі (рисунок 4.10), показує, що дійсно швидкодія електроприводу зростає і час перехідного процесу стає рівним $t_{пп} = 0,092$ с.

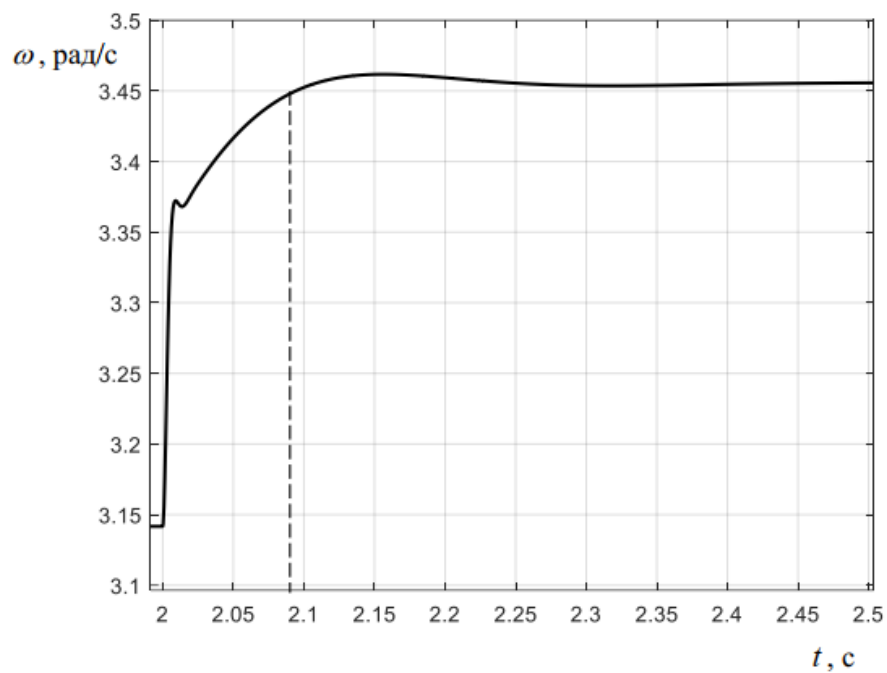


Рисунок 4.10 – Графік перехідного процесу за керуючим впливом при $T_{сп} = 0,002$ с

При цьому в 8 разів зменшується динамічний провал при накиданні моменту навантаження, він стає рівним $\Delta\omega_{\max} = 0,12$ рад/с при $\Delta M = 0,1$ Нм (рисунок 4.11).

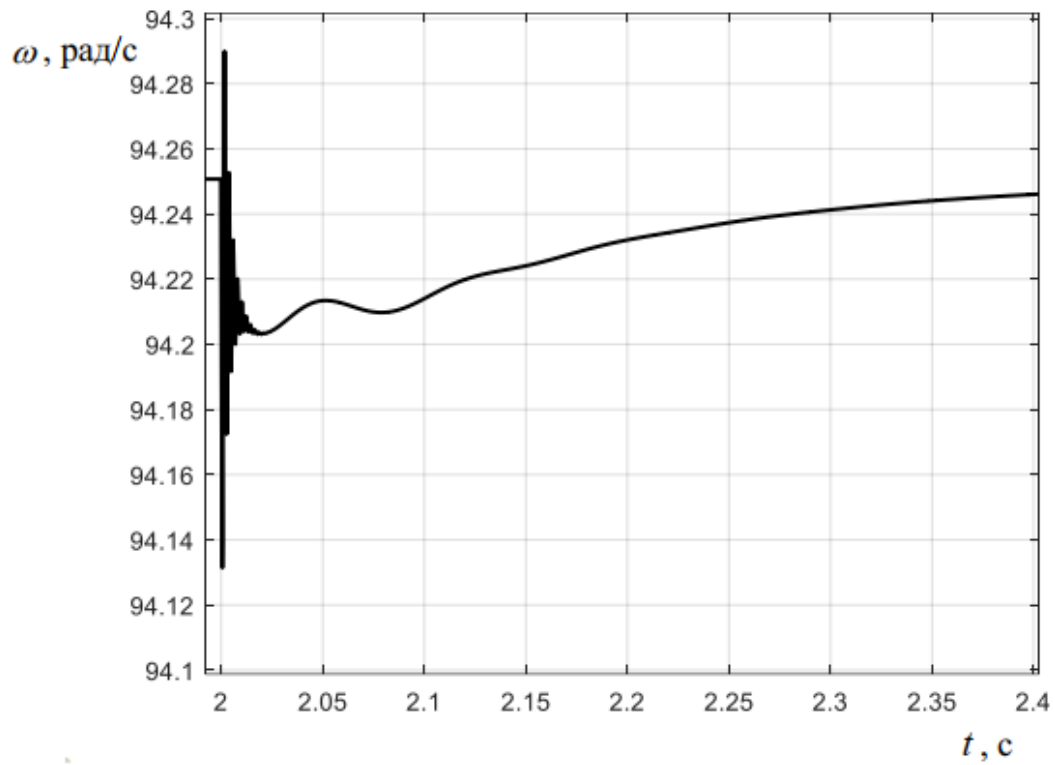


Рисунок 4.11 – Графік переходного процесу по збурюю чому впливу на початковій частоті 30 Гц і накидання моменту в 0,1 Нм при $T_{сп} = 0,002$ с

Запропонована методика параметричного синтезу регулятора дозволяє створити одноконтурного електропривод змінного струму зі скалярним керуванням асинхронним двигуном, що не поступається по швидкодії та статичній і динамічній точності системам векторного керування.

Усі сучасні електроприводи мають технічну реалізацію на мікроконтролерах, коли регулятори виконуються програмно. З метою оцінки впливу періоду замикання програмного циклу та дискретизації за рівнем на роботу цифрового одноконтурного електроприводу з асинхронним виконавчим двигуном та скалярним керуванням розроблено відповідну

розрахункову модель (рисунок 4.12). Вона враховує, що період дискретизації по часу (тобто період замикання програмного циклу) становить $T = 0,002$ с.

При цьому цифровий ПІД-регулятор має дискретну функцію передавання.

$$W_{\text{під}}(z) = k_n + \frac{Tz}{T_i \cdot (z-1)} + \frac{T_o \cdot (z-1)}{Tz}. \quad (4.15)$$

причому при $T = 0,002$ з формула (4.15) приймає такі чисельні значення

$$W_{\text{під}}(z) = 10 + \frac{0,002z}{0,016 \cdot (z-1)} + \frac{0,287 \cdot (z-1)}{0,002z}. \quad (4.16)$$

Графік перехідного процесу по керуючому впливу, побудований за допомогою розрахункової моделі, приведеної на рисунку 4.12, показує, що час перехідного процесу на початковій частоті 1 Гц становить $t_{\text{пп}} = 0,044$ с (рисунок 4.13). За час перехідного процесу в даному випадку прийнято час входу до зони ± 1 дискрет сенсора швидкості від заданого значення.

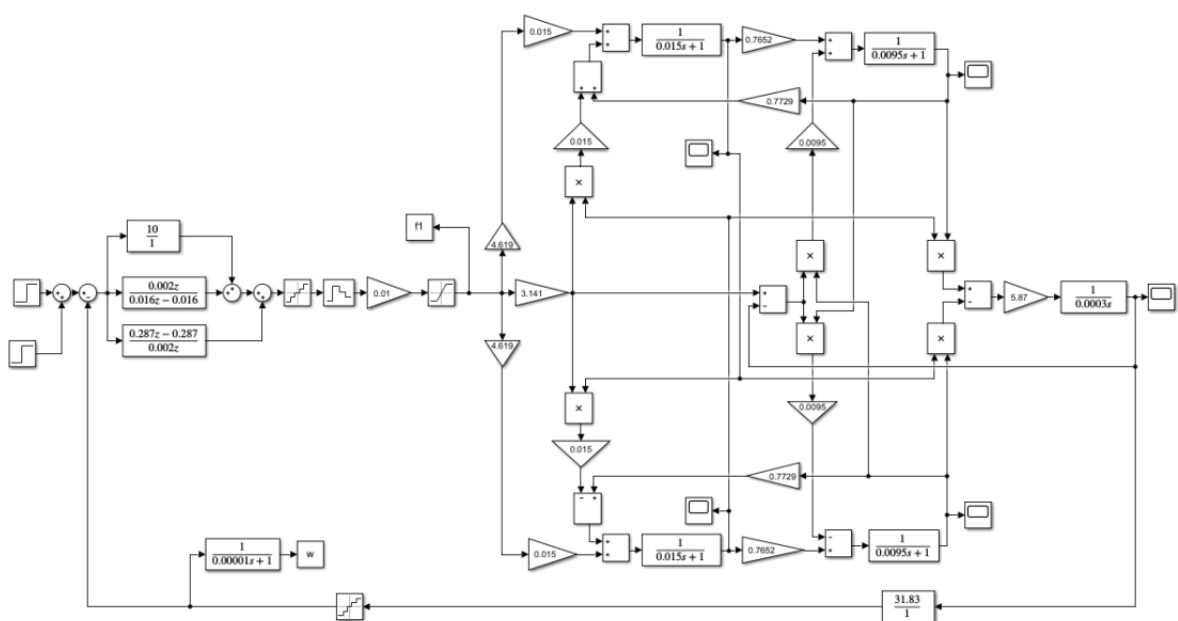


Рисунок 14 – Розрахункова модель цифрового електроприводу
одноконтурного стабілізації швидкості АД при періоді
дискретизації за часом $T = 0,002$ с

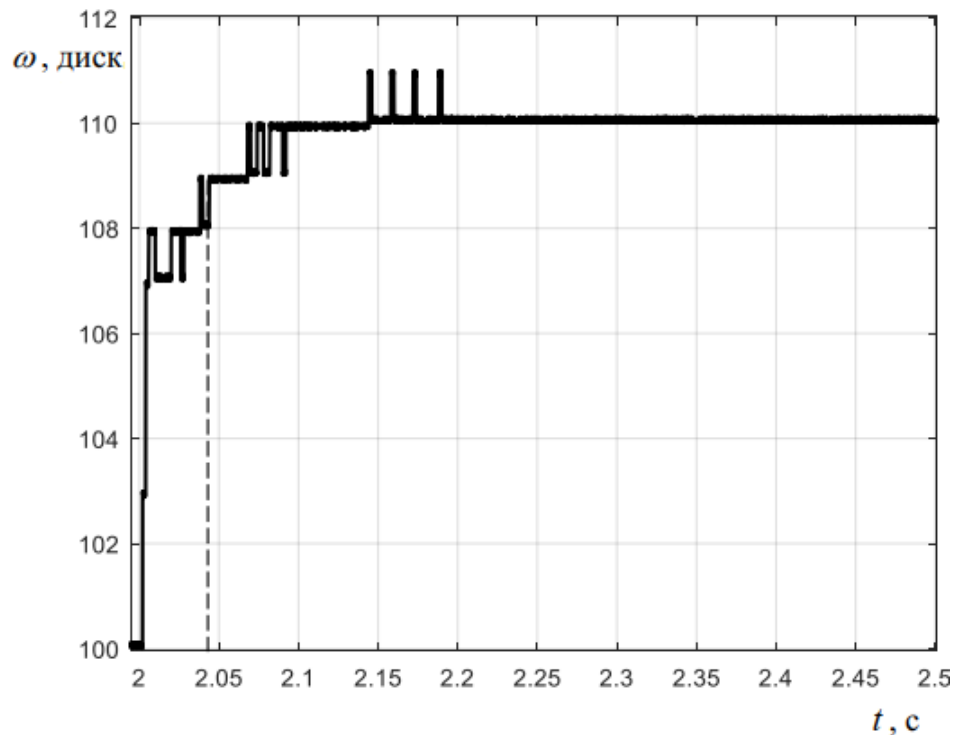


Рисунок 4.13 – Графік перехідного процесу по керуючому впливу у цифровому ЕП на $f_{поч} = 1$ Гц при $T_{сп} = 0,002$ с

Під час проведення досліджень даної кваліфікаційної роботи використовувалось обладнання лабораторії ауд. 4203 фірми Siemens.

Частотний перетворювач Micromaster 440 має в арсеналі своїх функціональних можливостей скалярне керування асинхронним двигуном з лінійною залежністю амплітуди напруги від частоти та технологічний ПІД-регулятор. Наявність цих функцій дозволяє реалізувати на демонстраційному стенді, що розглядається, одноконтурний електропривод стабілізації швидкості зі скалярним керуванням асинхронним двигуном. Крім того, асинхронний двигун оснащений датчиком кута повороту, а Micromaster 440 - модулем енкодера, що дозволяє вимірювати не тільки кут повороту ротора двигуна, а й швидкість обертання. Мінімальна величина завдання та вимірювання швидкості дорівнює 0,01 Гц. Саме тому при розрахунках параметрів регуляторів було взято коефіцієнти передачі зворотного зв'язку за швидкістю дискрет з/рад і силового перетворювача Гц/дискрету. Необхідні параметри налаштування регулятора швидкості одноконтурного

електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна для існуючого лабораторного стенду в цьому випадку рівні: $T_i = 0,064$ с; $T_d = 0,072$ с; $k_p = 2,5$.

Вважаючи, що асинхронний двигун вже прив'язаний до частотного перетворювача за допомогою процедури швидкого введення в експлуатацію, для реалізації одноконтурного електроприводу необхідно ввести в Micromaster 440 наступні параметри (таблиця 4.1).

У ході проведення натурних експериментів отримано графік зміни швидкості в часі при заданій величині, що відповідає 1 Гц, та моменті навантаження, що дорівнює нулю (рисунок 4.14). Він показує, що середня швидкість відповідає заданій, а коефіцієнт нерівномірності обертання дорівнює $k_n 0,6$.

Таблиця 4.1 – Набір параметрів, необхідних для введення частотного перетворювач Micromaster 440 для реалізації одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням

№ параметру	Числове знач-ня	Опис параметра
P0400	2	імпульсний сенсор із двома доріжками
P0408	1024	кількість імпульсів сенсора на оберт
P0492	10 Гц	Допустима різниця частот
P0700	2	вибір команд включення та вимикання від дискретних входів
P1000	2	вибір джерела завдання швидкості від аналогового входу
P1300	0	вибір лінійної залежності напруги від частоти
P2200	1	ПІД-регулятор включений постійно
P2253	755	підключення вихідного сигналу першого аналогового входу як сигналу завдання ПІД-регулятора
P2257	5с	час прискорення для заданого значення ПІД-регулятора
P2258	5с	час уповільнення для заданого значення ПІД-регулятора
P2263	1	диференційна складова в колі неузгодженості

Продовження таблиці 4.1 – Набір параметрів, необхідних для введення частотного перетворювач Micromaster 440 для реалізації одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням

№ параметру	Числове знач-ня	Опис параметра
P2264	61,0	підключення вихідного сигналу датчика швидкості до входу зворотного зв'язку ПІД-регулятора
P2274	0,072 с	постійна часу диференціювання ПІД-регулятора
P2280	2,5	коефіцієнт передачі пропорційної складової ПІД-регулятора
P2285	0,064 с	постійна часу інтегрування ПІД-регулятора
P2291	100%	максимальна вихідна величина ПІД-регулятора
P2292	-100%	мінімальна вихідна величина ПІД-регулятора
P2293	0,5 с	граничне значення часу розгону та гальмування вихідного сигналу ПІД-регулятора

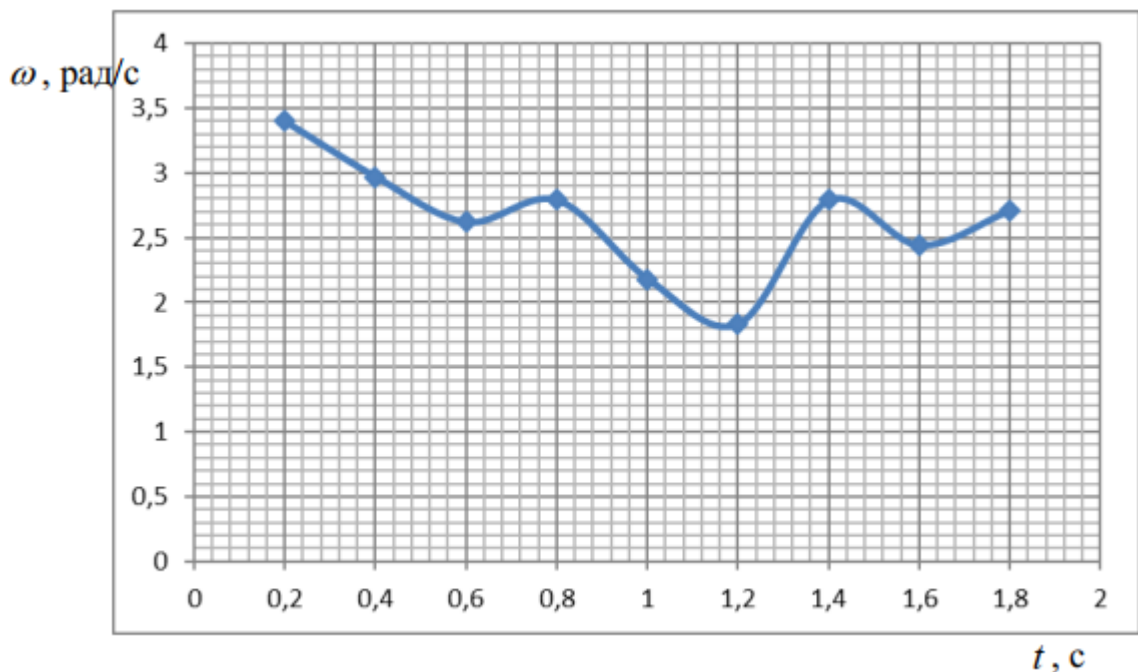


Рисунок 4.14 – Графік зміни швидкості у часі в одноконтурному електроприводі зі скалярним керуванням при заданій величині, що відповідає 1 Гц, та обраних налаштуваннях регулятора згідно запропонованої методики

Аналіз натурних експериментів показує, що в одноконтурному електроприводі зі скалярним керуванням асинхронним двигуном і коректно обраних параметрах ПД-регулятора відповідно до розробленої методики величина коефіцієнта нерівномірності обертання зменшується в 2,03 рази.

4.3 Висновок

1. Розроблена методика дозволяє за уточненими передатними функціями асинхронного двигуна при скалярному управлінні робити коректний параметричний синтез регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості.

2. Комп'ютерне моделювання показує, що застосування розробленої методики параметричного синтезу регулятора дозволяє створити швидкодіючий одноконтурний електропривід зі скалярним асинхронним управлінням двигуном із часом перехідного процесу 0,044 с.

3. Запропонований підхід до обчислення швидкості асинхронного двигуна при скалярному управлінні дозволяє створити електропривод стабілізації швидкості діапазону регулювання 50:1 без використання датчика швидкості.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

5.1 Визначення величини витрат запропонованого варіанту

Сучасний автоматизований електропривод є складною системою автоматичного керування, яка не лише генерує механічну енергію, але й здійснює збір даних про параметри технологічного процесу, їх обробку та формування керуючих сигналів для вихідного пристрою, що забезпечує належний перебіг процесу [1]. Будь-яку систему керування електроприводом (СКЕП) можна розглядати як систему, що приймає і обробляє сигнали. Виділяють три основні типи систем керування: замкнені зі зворотним зв'язком, розімкнені та комбіновані, які поєднують елементи обох попередніх типів [2].

У розімкнених системах відсутні вимірювання та контроль вихідного сигналу або параметра. У таких системах сигнал керування визначається вихідною величиною [3]. Вони мають лише один канал для завдання необхідного регульованого параметра. СКЕП цього типу відзначаються низькою точністю регулювання та переважно застосовуються в системах керування пуском і гальмуванням двигунів або в системах регулювання швидкості в обмеженому діапазоні [4, 5, 6].

Системи векторного керування знайшли широке поширення в промисловості, проте не завжди можливо застосувати принцип їхньої побудови в електроприводах. Наприклад, не можна використовувати векторне управління при паралельному підключенні двох і більше двигунів до одного частотного перетворювача. Також не застосовують векторне керування при керуванні занурювальними насосами, що здійснюють механізований видобуток нафти, оскільки між частотним перетворювачем та асинхронним двигуном встановлений підвищуючий трансформатор. Крім того, системи векторного управління мають ряд недоліків: велика складність обчислювальних алгоритмів, які застосовуються при технічній реалізації,

необхідність введення параметрів електродвигуна та наявність пульсацій швидкості при незмінному моменті навантаження [8].

У зв'язку з цим, у сучасних частотних перетворювачах є можливість застосування так званого скалярного управління з різними законами зміни амплітуди (діючої напруги) функції частоти. Як правило, це розімкнуті системи з невеликим діапазоном регулювання швидкості.

В якості базового варіанту системи електропривода досліджуваного механізму приймається ПЧ-АД, яка розглядається як така, що підлягає модернізації.

У зв'язку з цим, у сучасних частотних перетворювачах є можливість застосування так званого скалярного управління з різними законами зміни амплітуди (діючої напруги) функції частоти. Як правило, це розімкнуті системи з невеликим діапазоном регулювання швидкості.

Однак для отримання великого діапазону регулювання застосовують і замкнуті системи, наприклад, скалярного частотно-струмового управління, які також відрізняються великою складністю технічної реалізації [12, 13-14]. Тому набули розвитку та інші принципи побудови електроприводів стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням.

Дослідження в роботі виконувались на основі дослідного зразка системи електропривода, побудованого на основі асинхронного двигуна з КЗ ротором. Відповідно економічний розрахунок пропонується виконати на основі цієї ж досліджуваної системи електроприводу в порівнянні із її морально та фізично застарілим аналогом – релейноконтакторної схеми.

В таблиці 5.1 приведено розрахунок капітальних вкладень на модернізацію електропривода степенів рухомості промислового робота.

Таблиця 5.1 – Капітальні витрати на електроустаткування базового та нового варіантів

Найменування електрообладнання	Кошторисна вартість варіанту	
	Базова (PKC-AD)	Нова (ПЧ-AD)
Вартість двигуна (існуючий ASMT04250LBK P=0,18 кВт)	1210	1272
Вартість системи керування	3860	5083
Кабелі, апарати захисту, сенсори та інше обладнання	1200	1200
Вимірювальні прилади, показчики, реєстратори захищеного виконання	3400	3400
Спеціалізований інструментарій	2750	2750
Спеціалізоване програмування МК	—	3500
Разом капіталовкладення:	12420	17205
Транспортні витрати 10%	1242	1807
Всього ціна обладнання	13662	19012
Монтажні роботи 13%	1776	2472
Капітальні витрати	15438	21484

Отже, $K_6 = 15438$ грн.; $K_n = 21484$ грн.

5.2 Розрахунок експлуатаційних витрат

Експлуатаційні витрати включають витрати на забезпечення нормального функціонування певного технічного рішення в період його експлуатації в розрахунку на рік .

Експлуатаційні витрати включають такі складові:

1. Амортизаційні відрахування E_a .
2. Заробітна плата $E_{зп}$ обслуговуючого персоналу (основна, додаткова, нарахування на заробітну плату).
3. Витрати на силову електроенергію E_e .

4. Витрати на поточний ремонт $E_{\text{пр}}$.

5. Інші витрати $E_{\text{ін}}$.

Вираз, який включає в себе усі вище перераховані складові експлуатаційних витрат, має вигляд:

$$З = E_a + E_{\text{зп}} + E_e + E_{\text{пр}} + E_{\text{ін}}. \quad (5.1)$$

5.2.1 Розрахунок амортизаційних відрахувань

Річні амортизаційні відрахування для базового та нового варіантів становлять (норма амортизації становить 10 % в рік):

$$E_{\text{аб}} = 15438 \text{ грн.} \cdot 0,10 = 1543,8 \text{ грн.};$$

$$E_{\text{ан}} = 21484 \text{ грн.} \cdot 0,10 = 2148,4 \text{ грн.}$$

5.2.2 Розрахунок заробітної плати обслуговуючого персоналу

Згідно ПУЕ обслуговувати установки до 1000 В може робітник, у якого розряд не нижче четвертого, група допуску не нижча третьої групи по електробезпеці.

Таблиця 10.1 – Тарифна сітка погодинників

Тарифні розряди	I	II	III	IV	V	VI
Тарифні коефіцієнти	1	1,5	1,8	2,03	2,33	2,7

Витрати на заробітну плату обслуговуючого персоналу розраховуємо за формулою:

$$E_z = E_{\text{зо}} + E_{\text{зд}}, \quad (10.2)$$

де $E_{\text{зо}}$ – основна заробітна плата по тарифу;

$E_{\text{зд}}$ – додаткова заробітна плата;

$$E_{\text{зо}} = N \cdot T_1 \cdot K \cdot \Phi_{\text{еф}} \cdot K_c \cdot \beta, \quad (10.3)$$

де N – кількість робітників, що обслуговують систему керування промислового робота ($N = 1$ чол.);

T_1 – погодинна тарифна ставка робітника 1-го розряду (40 грн./год);

K – тарифний коефіцієнт ($K_6 = 1,8$, $K_H = 2,03$);

$\Phi_{\text{еф}}$ – ефективний фонд робочого часу за рік (приймаємо рівним 220 год.);

K_c – коефіцієнт співвідношень, встановлений Генеральною угодою між профспілками і урядом ($K_c = 1$);

β – частка часу, який витрачає робітник на обслуговування установки в загальному часі своєї роботи ($\beta = 1$ для базового варіанту, $\beta = 0,6$ для нового варіанту).

Розрахуємо E_{30} для базового та нового варіантів.

$$\begin{aligned} E_{30\ 6} &= 1 \cdot 40 \cdot 1,8 \cdot 220 \cdot 1 \cdot 1 = 15840 \text{ (грн.)}, \\ E_{30\ H} &= 1 \cdot 40 \cdot 2,03 \cdot 220 \cdot 1 \cdot 0,7 = 12505 \text{ (грн.)}. \end{aligned}$$

Додаткова заробітна плата $E_{3д}$ (за професійну та майстерну діяльність) становить 10 % основної заробітної плати. $E_{3д}$ для базового та нового варіантів відповідно становить:

$$\begin{aligned} E_{3д\ 6} &= 15840 \cdot 0,10 = 1584,0 \text{ (грн.)}, \\ E_{3д\ H} &= 12505 \cdot 0,10 = 1250,5 \text{ (грн.)}. \end{aligned}$$

Розрахунок нарахувань на заробітну плату для базового та нового варіантів зведемо в таблицю 5.2.

Таким чином в результаті виконання підстановки у вираз (10.2) маємо:

$$\begin{aligned} E_{з\ 6} &= 15840 + 1584,0 = 17424 \text{ (грн.)}, \\ E_{з\ H} &= 12505 + 1250,5 = 13756 \text{ (грн.)} \end{aligned}$$

Таблиця 5.2 – Розрахунок нарахувань на заробітну плату

Показник	Базовий варіант	Новий варіант
Основна заробітна плата, $E_{зо}$, грн.	15840	12505
Додаткова заробітна плата, $E_{зд}$, грн.	1584,0	1250,5
ВСЬОГО з нарахуванням, грн.	17424	13756

10.2.3 Розрахунок витрат на силову електроенергію

Витрати на силову електроенергію знаходимо за формулою:

$$E_e = \frac{P}{\eta} \cdot B \cdot \Phi_{\text{еф}} \cdot K_{\text{вм}} \cdot K_z, \quad (5.4)$$

де B – B – вартість електроенергії. Ціна на універсальні послуги для малих непобутових споживачів, електроустановки яких приєднані до електричних мереж згідно з класом напруги та групою електроспоживання (група А чи В), яка включає в себе вартість кВт год електричної енергії та вартості розподілу, з ПДВ складає приблизно 9,5 грн/кВт·год. (5,9 грн/кВт – вартість кВт/год без ПДВ, 2,02 грн./кВт – вартість розподілу кВт/год без ПДВ).

P – встановлена потужність приводного двигуна (0,18 кВт);

η – ККД установки;

$\Phi_{\text{еф}}$ – ефективний фонд часу роботи в рік;

$K_{\text{вм}}$ – коефіцієнт ввімкнення (використання за часом);

K_z – коефіцієнт завантаження (використання за потужністю).

Коефіцієнт корисної дії обчислено як добуток ККД двигуна і силового перетворювача. Для базового варіанту ККД складає 0,84, для нового варіанту ККД приймаємо рівним 0,96. Коефіцієнт ввімкнення приймаємо рівним 0,8 в обох варіантах, а коефіцієнт завантаження для базового варіанту рівний 0,74, а для нового – 0,8.

Ефективний фонд робочого часу для двох варіантів при режимі роботи в 1 зміну протягом 95 % часу за рік становить:

$$\Phi_{\text{еф}} = 250 \text{ днів} \cdot 8 \text{ год.} \cdot 0,95 = 1900 \text{ (год.)}$$

Отже, з виразу (10.4) для базового та нового варіантів маємо:

$$E_{\text{ЕБ}} = \frac{P}{\eta} \cdot B \cdot \Phi_{\text{ЕФ}} \cdot k_B \cdot k_z = \frac{0,18}{0,84} \cdot 9,5 \cdot 1900 \cdot 0,8 \cdot 0,74 = 2289,8 \text{ (грн.)}$$

$$E_{\text{ЕН}} = \frac{P}{\eta} \cdot B \cdot \Phi_{\text{ЕФ}} \cdot k_B \cdot k_z = \frac{0,18}{0,96} \cdot 9,5 \cdot 1900 \cdot 0,8 \cdot 0,8 = 2166 \text{ (грн.)}$$

10.2.4 Розрахунок витрат на поточний ремонт обладнання

Поточний ремонт електроустаткування здійснюється на місці встановлення з його відключенням і зупинкою силами змінного ремонтного персоналу.

Витрати на проведення ремонтних робіт включають витрати на комплектуючі і запасні частини та інші елементи, які підлягають заміні та витрати на оплату праці персоналу, який проводить ремонтні роботи. Для визначення витрат на оплату праці робітників-ремонтників необхідно розрахувати трудомісткість ремонтних робіт. Трудомісткість ремонтних робіт визначається згідно графіка планово-попереджувальних ремонтів, у якому зазначено тривалість міжремонтних періодів та трудомісткість кожного виду ремонту.

Графік планово-попереджувальних ремонтів для базового та нового варіантів наведено в таблицях 5.3 та 5.4.

Таблиця 5.3 – Графік ремонтів для базового варіанту

Найменування обладнання	Види ремонтів по місяцях												Трудо- місткість, люд-год
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
Система керування РКС	7			6			7			6		7	33
АД		5			5			5			6		21
Кабельна мережа	4					4				4		6	18
Апарати ком-ії та захисту		10				10				11			31
Сенсори		4				4				4			12
Загальна трудомісткість													115

Вважаємо, що ремонтні роботи проводить електромонтер п'ятого розряду для базового варіанту та шостого – для нового (система на базі новітнього обладнання потребує вищої кваліфікації працівника). Із врахуванням того, що нам відома трудомісткість робіт, (10.3) прийме вигляд:

$$E_{zo} = T_1 \cdot K \cdot \Phi_{ef}, \quad (5.5)$$

Таблиця 5.4 – Графік для нового варіанту

Найменування обладнання	Види ремонтів по місяцях												Трудомісткість, люд-год
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
Система керування ПЧ	5			5			6			5		6	27
СДПМ		4			5			4			6		19
Кабельна мережа	4					4						6	14
Апарати ком-ії та захисту		8				10				10			28
Сенсори		4				4				4			12
Загальна трудомісткість													100

З попередніх розрахунків відомо, що $T_1 = 40$ грн./год, отже, маємо:

$$E_{zo\delta} = 40 \cdot 2,7 \cdot 115 = 12420 \text{ (грн.)},$$

$$E_{zoH} = 40 \cdot 2,33 \cdot 100 = 9320 \text{ (грн.)}.$$

Нарахування на заробітну плату (38 %):

$$E_{\text{зн б}} = 12420 \cdot 0,38 = 4720 \text{ (грн.)},$$

$$E_{\text{зн н}} = 9320 \cdot 0,38 = 3542 \text{ (грн.)}.$$

Всього витрати на заробітну плату для проведення ремонтних робіт становлять:

- для базового варіанту: $12420 + 4720 = 17140$ (грн.),
- для нового варіанту: $9320 + 3542 = 12862$ (грн.).

Витрати на матеріали, комплектуючі та запасні частини для поточного ремонту приймаємо рівними 15 % витрат на основну заробітну плату. Тобто, витрати на матеріали для ремонтів становлять:

- для базового варіанту: $17140 \cdot 0,15 = 2571$ (грн.);
- для нового варіанту: $12862 \cdot 0,15 = 1930$ (грн.).

Всього витрати на поточний ремонт обладнання становлять:

$$E_{\text{пр б}} = 17140 + 2571 = 19711 \text{ (грн.)},$$

$$E_{\text{пр н}} = 12862 + 1930 = 14792 \text{ (грн.)}.$$

5.2.5 Інші витрати

Розмір інших витрат приймаємо рівним 5% від загальної суми попередніх витрат. Тобто:

$$E_{\text{ін б}} = (1543,8 + 17424 + 2289,8 + 19711) \cdot 0,05 = 1132,5 \text{ (грн.)},$$

$$E_{\text{ін н}} = (2148,4 + 13756 + 2166 + 14792) \cdot 0,05 = 921 \text{ (грн.)}.$$

Розрахунок загальної суми експлуатаційних витрат за (5.1) наведемо у вигляді таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 – Експлуатаційні витрати

Найменування витрат	Базовий варіант	Новий варіант
Амортизаційні відрахування E_a , грн.	1543,8	2148,4
Заробітна плата $E_{зп}$ обслуговуючого персоналу, грн.	17424	13756
Витрати на електроенергію E_e , грн.	2289,8	2166
Витрати на поточний ремонт $E_{пр}$, грн.	19711	14792
Інші витрати $E_{ін}$, грн.	2048,43	1643,12
Всього експлуатаційні витрати $З$, грн.	43017,03	34505,52

Оскільки ми розраховуємо ефективність нової системи після модернізації, то необхідно порівняти експлуатаційні витрати, використовуючи відносні показники.

Для порівняння експлуатаційних витрат розрахуємо показник відносної економії (зменшення) витрат:

$$\lambda_B = \frac{З_B - З_H}{З_B} \cdot 100\%, \quad (5.6)$$

$$\lambda_B = \frac{43017,03 - 34505,52}{43017,03} = 19,8\%$$

З результатів наведених розрахунків робимо висновок, що модернізація системи електропривода є економічно доцільною. При цьому досягається економія річних експлуатаційних витрат у розмірі 19,8 %.

5.3 Визначення терміну окупності проекту

При оцінці ефективності використання нового варіанта визначаються і порівнюються також термін окупності додаткових капітальних затрат, рік:

$$T_{ок} = (K_H - K_6) / (З_{еб} - З_{ен}), \quad (5.7)$$

$$T_{ок} = (21484 - 15438) / (43017,03 - 34505,52) = 0,71 \text{ (року)}.$$

Отже, отримане значення терміну окупності свідчить про цілком виправдану економічну доцільність модернізації досліджуваної системи ЕП, підвищенню ефективності якої присвячені дослідження в даній роботі.

Висновки: Вдосконалення системи електропривода за рахунок переобладнання та модернізації системи електропривода є економічно доцільним та виправданим. При цьому досягається економія річних експлуатаційних витрат у розмірі 19,8 %. Це підтверджує правильність виконаних досліджень та економічну доцільність впровадження даного технічного рішення.

6 ОХОРОНА ПРАЦІ

У цьому розділі магістерської дипломної роботи розглянуті питання з охорони праці, що були враховані під час розробки заходів з підвищення ефективності частотного асинхронного електропривода. На електротехнічний персонал, що буде здійснювати оперативне обслуговування системи управління електроприводом, впливають такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори [21, 22].

Фізичні фактори: мікроклімат (температура, вологість, швидкість руху повітря, інфрачервоне випромінювання); виробничий шум, ультразвук, інфразвук; вібрація (локальна, загальна); освітлення: природне (недостатність), штучне (недостатня освітленість, прямий і відбитий сліпучий відблиск тощо); іонізація повітря. Хімічні фактори: речовини хімічного походження, аерозолі фіброгенної дії (нетоксичний пил). Фактори трудового процесу: важкість (тяжкість) праці; напруженість праці. Важкість праці характеризується рівнем загальних енергозатрат організму або фізичним динамічним навантаженням, масою вантажу, що піднімається і переміщується, загальною кількістю стереотипних робочих рухів, величиною статичного навантаження, робочою позою, переміщенням у просторі. Напруженість праці характеризують: інтелектуальні, сенсорні, емоційні навантаження, ступінь монотонності навантажень, режим роботи.

6.1 Технічні рішення з безпечної експлуатації об'єкта

6.1.1 Технічні рішення з безпечної організації робочих місць під час оперативного обслуговування електроустановок

Оперативне обслуговування електроустановок може здійснюватися як місцевими оперативними чи оперативно-ремонтними працівниками, за якими закріплена ця електроустановка, так і виїзними, за якими закріплена група електроустановок. Вид оперативного обслуговування, кількість оперативних працівників в зміну чи на електроустановці визначаються особою,

відповідальною за електрогосподарство, за узгодженням з керівництвом підприємства (організації) і зазначається в місцевих інструкціях. До оперативного обслуговування електроустановок допускаються працівники, які знають оперативні схеми, посадові і експлуатаційні інструкції, інструкції з охорони праці, особливості обладнання і пройшли навчання, дублювання та перевірку знань ПБЕ ЕЕС та ПТЕ ЕЕС.

Оперативні працівники, які обслуговують електроустановки одноосібно, та ті старші в зміні чи бригаді оперативні працівники, за якими закріплені електроустановки, повинні мати групу з електробезпеки IV в електроустановках напругою понад 1000 В і III – в електроустановках напругою до 1000 В. Оперативні працівники повинні працювати за графіком, затвердженим особою, відповідальною за електрогосподарство підприємства чи структурного підрозділу.

Оперативні працівники, які заступають на чергування, мають прийняти зміну від попереднього чергового, здати зміну наступному черговому у відповідності з графіком. Припинення чергування без здачі зміни забороняється. У виняткових випадках залишення робочого місця є припустимим з дозволу оперативного працівника вищої посади. Під час приймання зміни оперативний працівник зобов'язаний:

- ознайомитися зі схемою і станом та режимом роботи устаткування на своїй ділянці особистим оглядом в обсязі, встановленому інструкцією;
- одержати від чергового, який здає зміну, інформацію про стан устаткування, за яким необхідно вести ретельний нагляд для запобігання аваріям та неполадкам, а також про стан устаткування, що перебуває в ремонті або резерві;
- перевірити і прийняти інструмент, матеріали, ключі від приміщень, засоби захисту, оперативну документацію та інструкції;
- ознайомитися з усіма записами та розпорядженнями за час, що минув з його останнього чергування;
- оформити приймання зміни записом у журналі, відомості, а також в

оперативній схемі власним підписом та підписом працівника, який її здає;

- доповісти старшому зміни про початок чергування та про неполадки, виявлені під час прийняття зміни.

Забороняється прийняття та здача зміни у випадках, коли на ділянці, яка обслуговується, робочі місця не прибрані, устаткування забруднене. Прийняття зміни, коли устаткування несправне чи є відхилення від нормального режиму його роботи, допускається тільки з дозволу особи, відповідальної за електрогосподарство підприємства, або оперативного працівника вищого рівня, про що робиться запис в оперативному журналі. Оперативні працівники під час свого чергування є відповідальними за правильне обслуговування та безаварійну роботу всього устаткування на закріплених за ними ділянках.

В разі порушення режиму роботи, пошкодженні чи аварії електроустаткування оперативний працівник зобов'язаний негайно вжити заходів з відновлення схеми нормального режиму роботи і повідомити про те, що сталося, безпосередньо старшому у зміні працівнику або особі, відповідальній за електрогосподарство. У випадку неправильних дій оперативних працівників під час ліквідації аварії старший в зміні оперативний працівник зобов'язаний прийняти на себе керівництво і відповідальність за подальший перебіг ліквідації аварії.

Оперативні працівники повинні проводити обходи та огляди устаткування і виробничих приміщень на закріплених за ним ділянках. Огляд електроустановок може виконуватись одноосібно: адміністративно-технічним працівником з групою V в електроустановках понад 1000 В і з групою IV – в електроустановках до 1000 В; оперативним працівником, який обслуговує цю електроустановку.

Список адміністративно-технічних працівників, яким дозволяється одноосібний огляд, встановлюється особою, відповідальною за електрогосподарство і затверджується керівником підприємства.

Забороняється під час огляду електроустановок виконувати будь-яку

роботу.Огляди, виявлення та ліквідація несправностей в електроустановках без місцевих чергових працівників виконуються централізовано виїзними працівниками, що здійснюють нагляд і роботи на об'єкті (чи групі об'єктів). Періодичність цих робіт встановлюється особою, відповідальною за електрогосподарство, залежно від місцевих умов. Результати оглядів фіксуються в оперативному журналі.

Двері приміщень електроустановок (щитів, збірок тощо) мають бути постійно замкнені.Для кожного приміщення має бути не менше двох комплектів ключів, один з яких є запасним. Ключі від приміщень РУ не повинні пасувати до дверей комірок і камер.Ключі підлягають поверненню щоденно після закінчення роботи.

6.1.2 Електробезпека

Проектування та експлуатація електричних мереж і установок повинна здійснюватися за умови дотримання вимог з їхньої електробезпеки [4, 5].Живлення силового обладнання заводу та системи освітлення здійснюється від чотирьохпровідної трифазної мережі 380 х 220В (фазна напруга (фаза – "0") – 220В, а міжфазна лінійна (фаза – фаза) – 380В).

Категорія умов по небезпеці електротравматизму – особливо небезпечні, так як роботи виконуються назовні приміщень. Технічні рішення щодо запобігання електротравмам [21, 23]: для запобігання електротравм від контакту з нормально-струмопровідними елементами електроустаткування, потрібно: розміщувати неізольовані струмопровідні елементи в окремих приміщеннях з обмеженим доступом, у металевих шафах; використовувати засоби орієнтації в електроустаткуванні - написи, таблички, попереджувальні знаки; підвід кабелів до споживачів здійснювати у закритих конструкціях підлоги; електрозахисні засоби захисту (до 1000В) поділяються на основні (ізолювальні штанги; ізолювальні та струмовимірювальні кліщі; покажчики напруги; діелектричні рукавиці; слюсарно-монтажний інструмент з ізольованими ручками) та допоміжні (діелектричні калоші; діелектричні

килимки; переносні заземлення; ізолювальні накладки і підставки; захисні пристрої; плакати і знаки безпеки).

6.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

6.2.1 Мікроклімат

Категорія робіт, що виконується оперативним персоналом – Па – пов'язано з постійною ходьбою і перенесенням невеликих вантажів масою до 1 кг[23]. За ступенем впливу на тепловий стан людини мікрокліматичні умови визначаємо як допустимі (таблиця 8.1).

Таблиця 6.1 – Допустимі параметри мікроклімату

Період року	Категорія робіт	Температура, °С	Відносна вологість, %	Швидкість руху повітря, м/с
Холодний	Середньої важкості: Па	17-23	75	не > 0,3
Теплий	Середньої важкості: Па	18-27	65 при 26 °С	0,2-0,4

Необхідно, щоб в приміщеннях, що будуються, була постійна циркуляція повітря або встановлений кондиціонер[22]. Влітку при значних вологовтратах і значному часі опромінення інфрачервоною радіацією споживають охолоджену до 15-20°C підсолену (0,5 % HCl) газовану воду. Вживання підсоленої води запобігає згущенню крові, сприяє утриманню її в організмі, покращує самопочуття й підвищує працездатність. Із заходів особистої профілактики після теплових навантажень рекомендуються гідропроцедури.

6.2.2 Склад повітря робочої зони

Забруднення повітря робочої зони регламентується граничнодопустимими концентраціями (ГДК) в мг/м³[21].

Для нормалізації складу повітря робочої зони потрібно здійснювати щоденне прибирання робочого місця. Нагромадження пилу на будь-якій ділянці вказує на необхідність у вживанні заходів з її очищення. Необхідно підкреслити, що будь-яке нагромадження пилу може привести до загоряння. Чим дрібніше пил (зернистість), тим вище небезпека.

Таблиця 6.2 – Можливі забруднювачі повітря можуть і їх ГДК

Найменування речовини	ГДК, мг/куб.м		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньодобова	
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Вуглецю оксид (CO)	3	1	4

Тому необхідно здійснювати наступні заходи: очищувати пил якнайчастіше, щодня протирати запилені поверхні обладнання з використанням продувки або пилососа. Потрібно планувати прибирання так, щоб воно приходилось на час коли устаткування вимкнене, зокрема в другу половину дня п'ятниці або на вихідні.

6.2.3 Виробниче освітлення

Відповідно до ДБН В.2.5-28-2018[8], роботи з обслуговування електроустановок, потребують освітлення, яке характеризується розрядом зорової роботи III, підрозряд «в». Нормовані значення штучного, природного та суміщеного освітлення наведені в таблиці 6.3.

Таблиця 6.3 – Вимоги до освітлення приміщень виробничих підприємств

Харак- ка зорової роботи	Найменший або еквівалент- ний розмір об'єкта розрізнення, мм	Розряд зорової роботи	Під- розряд зорової роботи	Контраст об'єкта з фоном	Характе- ристика фону	Штучне при системі комбінованого освітлення		Природне Ен пр	Сумісне Е сум
						всього	у т. ч. від загального		
Висо- кої точн- ості	Від 0,3 до 0,5 включно	III	в	малий середній великий	світлий середній темний	600	200	-	3,0

Для забезпечення достатнього освітлення здійснюють систематичне очищення скла та світильників від пилу (не рідше двох разів на рік), використовують жалюзі. В разі нестачі природного освітлення, використовують загальне штучне освітленням, що створюється за допомогою світлодіодних ламп E27 LED 15W NW A60 "SG". Висота підвісу світильників над робочою поверхнею 2,5 метра.

6.2.4 Виробничий шум

Шум вище гранично допустимих рівнів несприятливо діє на людину. Шум у приміщенні широкопasmовий. Нормуємо шум на робочому місці. Рівні звукового тиску в октавних смугах частот, рівні звуку та еквівалентні рівні звуку на робочих місцях мають відповідати вимогам СН 3223-85, ГОСТ 12.1.003-85, ГР 2411-81 [23] і наведені в табл. 6.4.

Таблиця 6.4 – Допустимі рівні звуку, еквівалентні рівні звуку і рівні звукового тиску в октавних смугах частот

Вид трудової діяльності, робочі місця	Рівні звукового тиску в дБ в октавних смугах із середньгеометричними частотами, Гц								
	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000
Виконання усіх видів робіт на постійних робочих місцях в виробничих приміщеннях та на території підприємства	107	95	87	82	78	75	73	71	69

Устаткування, що є джерелом шуму (вентилятори, електроінструмент, технологічне обладнання), слід використовувати поза межами приміщень.

Для забезпечення допустимих рівнів шуму на робочих місцях слід застосовувати засоби звукопоглинання, вибір яких має обґрунтовуватись спеціальними інженерно-акустичними розрахунками.

Акустична обробка приміщень – це облицювання частини внутрішніх поверхонь огорожень звукопоглинаючими матеріалами, а також розміщення в приміщенні штучних звукопоглиначів, які представляють собою вільно підвішені об'ємні поглинаючі тіла довільної форми. Найбільший ефект при акустичній обробці можливо отримати в точках, які розташовані в зоні відбитого звуку; в зоні прямого звуку акустичний ефект від застосування облицювання набагато менший. Звукопоглинаючі облицювання розміщують на стелі і в верхніх частинах стін при висоті приміщення не більше 6-8 м таким чином, щоб акустично оброблена поверхня складала не менше 60 % від загальної площі обмежуючих приміщення поверхонь. У вузьких і дуже високих приміщеннях доцільно облицювання розміщувати на стінах, залишаючи нижні частини стін (до 2 м висотою) не облицьованими, або проектувати конструкцію звукопоглинаючої підвісної стелі.

6.2.5 Виробнича вібрація

Джерелами вібрацій є технологічне устаткування, електроінструмент і вентилятори. Норми виробничої вібрації на постійних робочих місцях в приміщеннях об'єктів будівництва, визначені за [23-24], наведено в таблиці 6.5.

Таблиця 6.5– Допустимі рівні вібрації на постійних робочих місцях

Вид вібрації	Октавні полоси з середньгеометричними частотами, Гц									
	2	4	8	16	32	63	125	250	500	1000
Загальна вібрація: на постійних робочих місцях в виробничих приміщеннях	1,3* 108	0,45 99	0,22 93	0,2 92	0,2 92	0,2 92	-	-	-	-

В чисельнику середньоквадратичне значення вібрації, $\text{м/с}^* 10''$, в знаменнику – логарифмічні рівні вібрації, дБ.

Для зменшення дії вібрацій на працюючих проектом передбачено: створення амортизаторів в яких використовують пружини, гуму та інші пружні матеріали; розміщення будівельних конструкцій на масивних фундаментах; встановлення додаткових реактивних опорів. Також серед технічних заходів уникнення шкідливого впливу вібрації – створення нових конструкцій інструментів і машин, вібрація яких не може виходити за безпечні для людини межі, а зусилля не повинні перевищувати 15- 20 кг. Усі деталі машин та агрегатів, що рухаються, повинні ретельно врівноважуватися, а для зменшення динамічних сил, які спричинюють вібрації, слід застосовувати змащування та ін.

6.2.6 Психофізіологічні фактори

а) Класи умов праці за показниками важкості праці:

Загальні енергозатрати організму (кг/м): Зовнішнє фізичне динамічне навантаження, виражене в одиницях механічної роботи за зміну, кг/(Вт) ; При регіональному навантаженні (для чоловіків) – 12000(40); При загальному навантаженні (за участю м'язів рук, тулуба, ніг) – 40000(80); Маса вантажу, що постійно підіймається – до 25.

Стереотипні робочі рухи: При локальному навантаженні (участь м'язів кистей та пальців рук)- до 60 000; При регіональному навантаженні (участь

рук та плечового суглоба) – до 30 000; Статичне навантаження (кг/с): Двома руками (чоловіки) – до 70 000; За участю м'язів тулуба та ніг – до 200 000.

Робоча поза: Періодичне перебування в незручній позі (робота з поворотом тулуба, незручним розташуванням кінцівок) до 25% часу зміни.

Нахил тулуба: Вимушені нахили протягом зміни – 150 разів; Переміщення у просторі(переходи задля технологічного процесу) – більше 12

б) Класи умов праці за показниками напруженості праці:

Інтелектуальні навантаження: Зміст роботи – рішення складних завдань з вибором за алгоритмом; Сприймання інформації та їх оцінка - сприймання інформації з наступною корекцією дій та операцій; Розподіл функцій за ступенем складності завдання - обробка, контроль, перевірка завдання.

Сенсорні навантаження: Зосередження (%за зміну) – до 50; Щільність сигналів (звукові за 1 год) – до 150; Навантаження на слуховий аналізатор (%) – розбірливість слів та сигналів від 50 до 80; Навантаження на голосовий апарат (протягом тижня) – від 20 до 25.

Емоційне навантаження: Ступінь відповідальності за результат своєї діяльності – є відповідальним за функціональну якість основної роботи; Ступінь ризику для власного життя – вірогідний; Ступінь відповідальності за безпеку інших осіб – є відповідальним за безпеку інших.

Режим праці: Тривалість робочого дня – більше 8 год; Змінність роботи – однозмінна (без нічної зміни).

6.3 Види захисту електродвигунів та систем електропривода

Поломка електродвигуна може призвести до виникнення аварійних ситуацій та виходу з ладу багатьох інших пристроїв, пов'язаних у єдину енергетичну мережу з джерелом живлення. Своєчасний та якісний захист електродвигунів суттєво збільшує робочий ресурс агрегату та забезпечує безпеку обладнання й операторів, що обслуговують його. Установка додаткових пристроїв дозволяє запобігти частим ремонтам електродвигуна та підвищити його ККД.

Оскільки захист електродвигуна робить його суттєво дорожчим, необхідність і доцільність встановлення слід ретельно прорахувати. Велика кількість елементів захисту робить використання електродвигуна економічно не вигідним, а їхня відсутність або неправильно підібрані заходи запобігання перепадам напруги та температур можуть призвести до поломок і передчасного аварійного виходу електромотора з ладу.

Серед видів захисту електродвигунів найважливішим є запобігання: зниженню напруги, зникненню однієї із фаз (фазочутливий захист);

теплового перегріву;

короткому замиканню;

перевантаженню струмом.

Підбирається захист для електродвигуна таким чином, щоб урахувати умови функціонування агрегату, його потужність, передбачуване навантаження, режими роботи, можливість присутності підготовленого персоналу. Однією з найчастіших причин несправності електричного двигуна є перегрів через:

1. перевищення допустимої тривалості безперервної експлуатації; надлишкове навантаження;

2. заклинювання обертового валу внаслідок порушення техніки експлуатації агрегату

3. потрапляння сторонніх предметів; коротке замикання на обмотках;

4. знос частин двигуна; невідповідні умови експлуатації.

Для механічного захисту асинхронних електродвигунів від перевантажень застосовується біметалеве реле, чутливий до нагрівання елемент якого вигинається зі збільшенням температури. Цей елемент замикає/розмикає контакт реле, після чого сигнал про відключення надходить на силовий агрегат.

У роботі з асинхронними електродвигунами слід враховувати можливе зниження напруги в мережі або пропадання однієї фази. У такому разі напруга на обмотках зменшується, а струм збільшується. Щоб захистити

електродвигуни від негативних наслідків такої зміни вольтажу та амперажу, застосовуються реле та теплові сенсори, що встановлюються в обмотки.

Для моментального захисту від короткого замикання використовуються:

1. автомати-вимикачі з електромагнітним роз'єднанням;
2. реле (електронні чи електромеханічні);
3. запобіжники з плавкими одноразовими вставками.

Якщо потужність електродвигуна за нормальних умов роботи не перевищує номінальну, зазначену в технічній документації до агрегату, частина реле може не застосовуватися. Тоді захисні елементи можна налаштувати на нижчий робочий струм.

Перегрів трифазних асинхронних електродвигунів може бути спровокований збільшенням температури:

1. на обмотці статора;
2. на підшипниках;
3. у роторі;
4. у точці електричного підключення.

Зазвичай теплові датчики встановлюються на обмотці – найчастішому джерелі перегріву електродвигуна, розташованому в меншій частині мотора, що обдувається вентилятором. Датчиками перегріву виступають напівпровідникові терморезистори РТС – термістори чи позистори.

Висока ефективність термісторного захисту обумовлена тим, що вона має високу швидкість відповіді на будь-яку з причин перегріву електродвигуна:

1. заклинювання підшипників;
2. навантаження;
3. обрив фази;
4. низька якість вентиляції й охолодження.

Автомати та температурні реле застосовуються для захисту від перевантаження струмом. У цьому випадку захист електродвигунів

налаштовується так, щоб відсікати тривале протікання великого струму, що призводить до перегріву та швидкого зношування ізоляції.

Перетворювачі частоти дозволяють змінювати швидкість обертання валу, регулюючи таким чином частоту напруги та вольтаж. Робочі точки, коректно встановлені на вольтчастотній характеристиці мотора, забезпечують захист силового агрегату від навантаження.

Частотні перетворювачі реалізують захист електричного двигуна програмно й апаратно за допомогою датчиків, виключаючи необхідність у механічному захисті за допомогою редукторів або муфт.

Завдяки частотним перетворювачам контроль роботи електродвигуна відбувається постійно незалежно від присутності технічного персоналу. При зміні навантаження та надходженні відповідних сигналів з датчиків електроживлення двигуна переводиться у відповідний режим, перешкоджаючи перегріву та гарантуючи захист від короткого замикання або заклинювання електродвигуна.

ВИСНОВКИ

В результаті виконання магістерської кваліфікаційної роботи на тему «Підвищення ефективності електропривода стабілізації швидкості зі скалярним керуванням» були запропоновані рішення щодо підвищення ефективності функціонування частотного електропривода та отримано такі результати досліджень:

1. Проведений огляд способів комутації силових транзисторів низьковольтних частотних перетворювачів показав їхню низьку енергетичну ефективність за рахунок великих амплітуд вищих гармонік у вихідній напрузі та комутаційних втрат.

2. Огляд існуючих принципів побудови електроприводів стабілізації швидкості асинхронних двигунів з векторним та скалярним управлінням виявив їх недоліки, пов'язані зі складністю технічної реалізації та пульсаціями швидкості на нижній межі діапазону регулювання. Проведений аналіз показав, що відсутні математично обґрунтовані методики параметричного синтезу регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням.

3. Проведені аналітичні дослідження показали, що при традиційній синусоїдальній широтно-імпульсній модуляції, що застосовується в частотних перетворювачів і вимагає введення «мертвого» часу під час перемикання транзисторів, спостерігаються великі комутаційні втрати у силових транзисторах та високі амплітуди вищих гармонік у вихідній напрузі.

4. Розроблений спосіб комутації силових транзисторів частотного перетворювача не вимагає введення «мертвого» часу і дозволяє знизити у 2 рази комутаційні втрати, зменшити величину сумарного коефіцієнта гармонійних складових у 48 разів та збільшити максимальне діюче значення вихідної напруги інвертора на 77%.

5. Розроблений цифровий модулятор забезпечує реалізацію нового способу комутації силових транзисторів без введення «мертвого» часу та забезпечує підвищення енергетичної ефективності частотного перетворювача та електроприводу змінного струму, побудованого на його основі.

6. Запропонована методика синтезу одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням, яка дозволяє за уточненими передатними функціями асинхронного двигуна при скалярному управлінні робити коректний параметричний синтез регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості.

7. Комп'ютерне моделювання показує, що застосування розробленої методики параметричного синтезу регулятора дозволяє створити швидкодіючий одноконтурний електропривід зі скалярним асинхронним управлінням двигуном із часом перехідного процесу 0,044 с. Запропонований підхід до обчислення швидкості асинхронного двигуна при скалярному управлінні дозволяє створити електропривод стабілізації швидкості діапазону регулювання 50:1 без використання датчика швидкості.

8. Виконано техніко-економічний розрахунок величини витрат запропонованого варіанту системи електропривода. Визначено, що за рахунок впровадження запропонованих рішень досягається економія річних експлуатаційних витрат. Це підтверджує правильність виконаних досліджень та економічну доцільність впровадження даного технічного рішення.

9. Визначено основні положення щодо безпечної експлуатації досліджуваного електротехнічного комплексу в умовах дії шкідливих чинників оточуючого середовища.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Beshta O.S. Electric drives adjustment for improvement of energy efficiency of technological processes, Scientific Bulletin NSU, 2012, Vol. 4, pp. 98-107. The original source of material: <http://nv.nmu.org.ua/index.php/ru/component/jdownloads/finish/34-04/530-2012-4-beshta/0>.
2. Система автоматизованого керування конвеєром гірничовидобувного підприємства / А.П. Тарасюк – Магістерська дисертація. *Київ*: Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», 2018 – 96 с.
3. Белов М. П. Автоматизованный электропривод типовых производных механизмов и технологических комплексов: учебник для студ. высш. навч. заведений / М.П. Белов, В.А. Новиков, Л. Н. Розсудив. - 3-е изд., вып. - М.: Издательский центр Академиям, 2007. - 576 с. ISBN 978-5-7695-4497-2
4. Грабко В. В., Розводюк М. П., Левицький С. М. Експериментальні дослідження електричних машин. Частина IV. Трансформатори. Навчальний посібник. - Вінниця: ВНТУ, 2008. - 219 с.
5. Остроухов І. О., Борисенко В.Ф. Порівняльний аналіз систем електроприводів шахтних підйомних установок // Збірник трудів ДонНТУ. - 2005. –с.143-145.
6. Довгань С.М. Дослідження систем електропривода методами математичного моделювання. - Дніпропетровськ: НГА України, 2001. -137с.
7. Голуб А.П., Кузнецов Б.І., Опришко І.О., Соляник В.П.. Системи керування електроприводами: Навчальний посібник. - К.: НМК ВО, 1992. – 352 с.
8. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч. посібник / М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та ін.; За ред. П.Г. Поповича, О.Ю. Лозинського. - К.: Либідь, 2005. - 680 с.

9. Печеник М.В. Особливості підвищення енергетичної ефективності електромеханічної систем конвеєра / М. В.Печеник, С. О. Бур'ян, А. О. Горбатовський // Вісник НТУУ“ХПІ”, Серія : Проблеми автоматизованого електропривода теорія і практика. – Харків : – 2013. – № 36. – с. 65-72

10. Грабко В. В. Системи керування електроприводами. Розрахунок системи підпорядкованого керування електроприводом стрічкового конвеєру. Курсове та дипломне проектування, навчальний посібник / Грабко В. В., Розводюк М. П., Грабко В. В. – Вінниця : ВНТУ. – 2010. – 89 с.

11. Белов М. П. Автоматизований електропривод типових виробничих механізмів і технологічних комплексів: підручник для студ. вищ. навч. закладів / М.П. Белов, В.А. Новіков, Л. Н. Розсудів. - 3-є изд., вип. - М.: Видавничий центр Академіям, 2007. - 576 с. ISBN 978-5-7695-4497-2

12. Розподілені мікропроцесорні системи: конспект лекцій [Електронний ресурс]: для підготовки докторів філософії в галузі знань 17 Електроніка та телекомунікація за спеціальністю 171 Електроніка за спеціалізацією «Електронні системи» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: Т. О. Терещенко – Електронні текстові дані (1 файл:5544 кбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 192 с.

13. Воронов Р.В – Дисертація: «Тягові електромеханічні системи з живленням двох двигунів від одного інвертора», Харків 2020 1-97с.

14. Модернізація системи керування електропривода транспортної лінії припортового заводу / О.А. Паянок, М.М. Матевосян – *Матеріали конференції* «ЛП Науково-технічна конференція підрозділів Вінницького національного технічного університету», Вінниця, 2023. [Електронний ресурс]. URL:<https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/all-feeem/all-feeem-2023/paper/view/17445/14518>– Вінниця : ВНТУ, 2023. – 3 с.

15. Схеми автоматизації механізмів безперервного транспорту Школа для електрика: пристрій, проектування, монтаж, налагодження, експлуатація та ремонт електрообладнання [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://bezremonta.net>.

16. Казачковський М. М. Комплектні електроприводи: Навчальний посібник. - Дніпропетровськ :Національний гірничий університет,2003.-226 с.
17. Вимоги до конвеєрного транспорту, вантажопотоку, сфер застосування, характеристики вантажів., [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bukvar.su/promyshlennost-proizvodstvo/page,5,89079-Issledovanie-irazrabotka-SAR-skorosti-lenty-konveyera-KL5250-dlya-ekskavatora-ERSHR-D5250.html> [razrabotka-SAR-skorosti-lenty-konveyera-KL5250-dlya-ekskavatoraERSHR-D- 5250.html](http://bukvar.su/promyshlennost-proizvodstvo/page,5,89079-Issledovanie-irazrabotka-SAR-skorosti-lenty-konveyera-KL5250-dlya-ekskavatora-ERSHR-D-5250.html)
18. Печеник М.В. Особливості підвищення енергетичної ефективності електромеханічної систем конвеєра / М. В.Печеник, С. О. Бур'ян, А. О. Горбатовський // Вісник НТУУ“ХПІ”, Серія : Проблеми автоматизованого електропривода теорія і практика. – Харків : – 2013. – № 36. – с.65-72.
19. Моделювання електроприводів: Навч. посібник / Л.Д. Костинюк, В.І. Мороз, Я.С. Паранчук. - Львів: Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2004. - 404 с.
20. Розробка і реалізація ПІД-регуляторів в середовищі Matlab [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://matlab.com>
21. НПАОП 40.1-1.32-01.(ДНАОП 0.00-1.32-01).Правила будови електроустановок. Електрообладнання спеціальних установок.[Чинний від 2002-01-01].URL: <https://zakon.rada.gov.ua/rada/show/v0272203-01>.
22. Кобилянський О.В., Терещенко О.П. Методичні вказівки щодо опрацювання розділу охорона праці в дипломних проектах і роботах студентів електротехнічних спеціальностей. – Вінниця 2003. –46 с.управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами. Известия Томского политехнического университета. 2011. Т. 319. № 4.
23. ДСТУБ В.2.5-82:2016. Електробезпека в будівлях і спорудах. Вимоги до захисних заходів від ураження електричним струмом. [Чинний від 2017-04-01].Вид. офіц. К. : ДП «УкрНДНЦ», 2016. 109 с.

Додаток А

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет
Факультет електроенергетики та електромеханіки

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри КЕМСК

К.т.н., доц.

Микола МОШНОРІЗ

«10» вересня 2024 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на магістерську кваліфікаційну роботу

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЕЛЕКТРОПРИВОДА СТАБІЛІЗАЦІЇ ШВИДКОСТІ ЗІ СКАЛЯРНИМ КЕРУВАННЯМ

08-24.МКР.006.00.000 ТЗ

Керівник роботи

к.т.н., доц.

Олександр ПАЯНОК

«10» вересня 2024 р.

Виконав: ст. гр. ЕПА-23м

Роман ЛЕТЮЧИЙ

«10» вересня 2024 р.

Вінниця ВНТУ 2024

1 Загальні відомості

Повне найменування розробки «Підвищення ефективності електропривода стабілізації швидкості зі скалярним керуванням».

Скорочене найменування розробки – «Підвищення ефективності електропривода стабілізації швидкості зі скалярним керуванням».

Замовник – Кафедра комп'ютеризованих електромеханічних систем і комплексів.

2 Підстави для розробки

Індивідуальне завдання та наказ ректора Вінницького національного технічного університету про затвердження тем магістерських кваліфікаційних робіт.

3 Призначення розробки і галузь використання

У сучасних частотних перетворювачах є можливість застосування так званого скалярного управління з різними законами зміни амплітуди (діючої напруги) функції частоти. Як правило, це розімкнуті системи з невеликим діапазоном регулювання швидкості. Однак для отримання великого діапазону регулювання застосовують і замкнуті системи, наприклад, скалярного частотно-струмового управління, які також відрізняються великою складністю технічної реалізації. Тому набули розвитку та інші принципи побудови електроприводів стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням.

4 Вимоги до розробки

Розроблений спосіб комутації силових транзисторів частотного перетворювача не вимагає введення «мертвого» часу і дозволяє знизити у 2 рази комутаційні втрати, зменшити величину сумарного коефіцієнта гармонійних складових у 48 разів та збільшити максимальне діюче значення вихідної напруги інвертора на 77%.

Розроблений цифровий модулятор забезпечує реалізацію нового способу комутації силових транзисторів без введення «мертвого» часу та забезпечує підвищення енергетичної ефективності частотного перетворювача та електроприводу змінного струму, побудованого на його основі.

5 Комплектація розробки

До складу цифрового модулятора входять такі блоки: перетворювач код – частота, двійковий і двійково-шістнадцяткові лічильники, два широтно-імпульсних модулятора (ШИМ), елемент ВИКЛЮЧАЮЧЕ АБО ($=1$) та схема вибору транзисторів.

6 Джерела розробки

1. Довгань С.М. Дослідження систем електропривода методами математичного моделювання. - Дніпропетровськ: НГА України, 2001. -137с.
2. Голуб А.П., Кузнецов Б.І., Опришко І.О., Соляник В.П.. Системи керування електроприводами: Навчальний посібник. - К.: НМК ВО, 1992. – 352 с.
3. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч. посібник / М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та ін.; За ред. П.Г. Поповича, О.Ю. Лозинського. - К.: Либідь, 2005. - 680 с.
4. Печеник М.В. Особливості підвищення енергетичної ефективності електромеханічної систем конвеєра / М. В.Печеник, С. О. Бур'ян, А. О. Горбатовський // Вісник НТУУ“ХПІ”, Серія : Проблеми автоматизованого електропривода теорія і практика. – Харків : – 2013. – № 36. – с. 65-72.

7 Технічні характеристики

Повна функціональна схема цифрового модулятора, що забезпечує розроблений спосіб комутації силових транзисторів перетворювача частоти, приведена на рисунку 3.2. Модулятор містить генератори 1 і 2 прямокутних імпульсів, двійкові лічильники 3, 4, 5 і 6, тригери 7, 8 і 9, елементи 10 і 11

АБО, елемент 12 ВИКЛЮЧНЕ АБО, елемент 13 І, елементи 14, 17, 1 18, 19 та 20 І-НЕ, дешифратори 21, 22 і 23, формувачі 24 і 25 імпульсів (одновібратори), суматор 26, регістри 27, 28, 29 і 30, двійково-шістнадцятковий лічильник 31, схему 32 скидання, 3 3, вихідні шини 3 36, 37, 38, 39, 40, 41 і 42, шину 43 сигналу завдання частоти, шину 44 першого сигналу завдання напруги, шину 45 другого сигналу завдання напруги, шину 46 сигналу напрямку обертання та шину 47 сигналу синхронізації.

8 Етапи виконання

Основна частина	
Графічна частина	

9 Елементна база

Двигун, апаратура керування і захисту, провідники, кабелі і т. ін. виробництва України чи країн близького зарубіжжя.

10 Конструктивне виконання

Електропривод виготовляється окремими блоками, котрі реалізуються у відповідності до вимог електробезпеки у пило-вологозахищеному виконанні.

11 Показники технологічності

Запропонований цифровий модулятор може бути реалізований або на програмованій логічній інтегральній схемі, або на інтегральних мікросхем малого та середнього ступеня інтеграції.

12 Технічне обслуговування і ремонт

Технічне обслуговування здійснюється слюсарями-електромонтажниками відповідної кваліфікації та відповідний контингент фахівців, які займаються програмуванням робота. Технічний огляд механізму

здійснюється мінімум один раз на 3 місяці. Ремонт здійснюється інженерами-електромеханіками та техніками-електромеханіками, фахівцями з електромеханічних систем автоматизації та електропривода.

13 Живлення електропривода

Живлення електропривода повинно бути виконано напругою 380 В від силової мережі підприємства.

14 Порядок контролю та прийняття

Виконання етапів графічної та розрахункової документації магістерської кваліфікаційної роботи контролюється керівником згідно з графіком виконання роботи. Прийняття роботи здійснюється комісією затвердженою зав. кафедрою згідно з графіком захисту.

Додаток Б
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

**ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЕЛЕКТРОПРИВОДА
СТАБІЛІЗАЦІЇ ШВИДКОСТІ ЗІ СКАЛЯРНИМ
КЕРУВАННЯМ**

Об'єкт, предмет, мета та задачі дослідження

Актуальність теми дослідження. У відомих дослідженнях не розглядається методика параметричного синтезу регуляторів для одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним управлінням, який можна реалізувати за допомогою так званого технологічного регулятора, що є у складі будь-якого сучасного частотного перетворювача. Крім того, відомі лінеаризовані математичні моделі асинхронного двигуна при частотному управлінні у вигляді передавальних функцій [2-4] мають великі похибки, оскільки були отримані за допомогою спрощених методів лінеаризації.

Об'єктом є процеси перетворення енергії, які протікають у електротехнічній системі частотного електропривода стабілізації швидкості зі скалярним керуванням..

Предметом математичні моделі та структури, які дозволяють підвищити ефективність електропривода стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням та частотний перетворювач із синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією.

Метою роботи є підвищення ефективності електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням.

До **задач** магістерської кваліфікаційної роботи можна віднести:

- огляд способів комутації силових транзисторів низьковольтних частотних перетворювачів;
- аналітичні дослідження традиційної синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції, що застосовується в частотних перетворювачів;
- розробити спосіб комутації силових транзисторів частотного перетворювача, що не вимагає введення «мертвого» часу;
- розробити цифровий модулятор, який забезпечуватиме реалізацію нового способу комутації силових транзисторів без введення «мертвого» часу та підвищення енергетичної ефективності частотного перетворювача та електроприводу змінного струму, побудованого на його основі;
- запропонувати методику синтезу одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням, яка дозволить за уточненими передатними функціями асинхронного двигуна при скалярному управлінні робити коректний параметричний синтез регулятора;
- комп'ютерне моделювання та оцінка ефективності розробленої методики синтезу параметрів регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням;
- техніко-економічний розрахунок величини витрат запропонованого варіанту системи електроприводу та обґрунтувати правильність виконання досліджень та економічну доцільність впровадження технічних рішень.

ОСОБЛИВОСТІ ТА КЛАСИФІКАЦІЯ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ

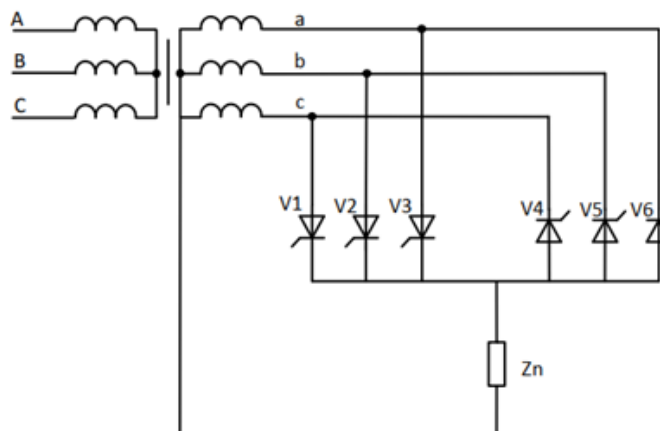


Рисунок 1 – Схема трифазно-однофазного БПЧ

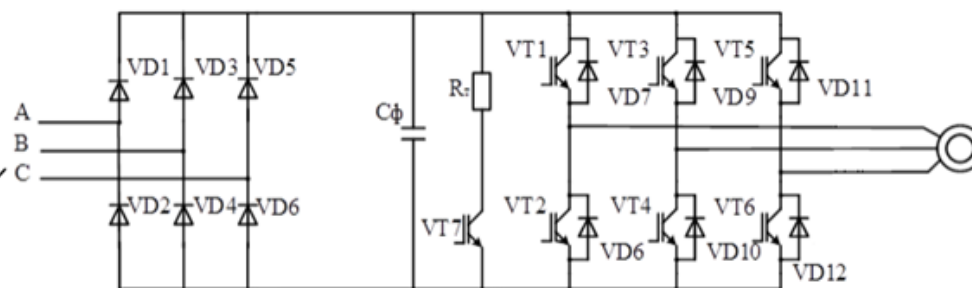


Рисунок 2 – Схема дволанкового перетворювача частоти з АІН

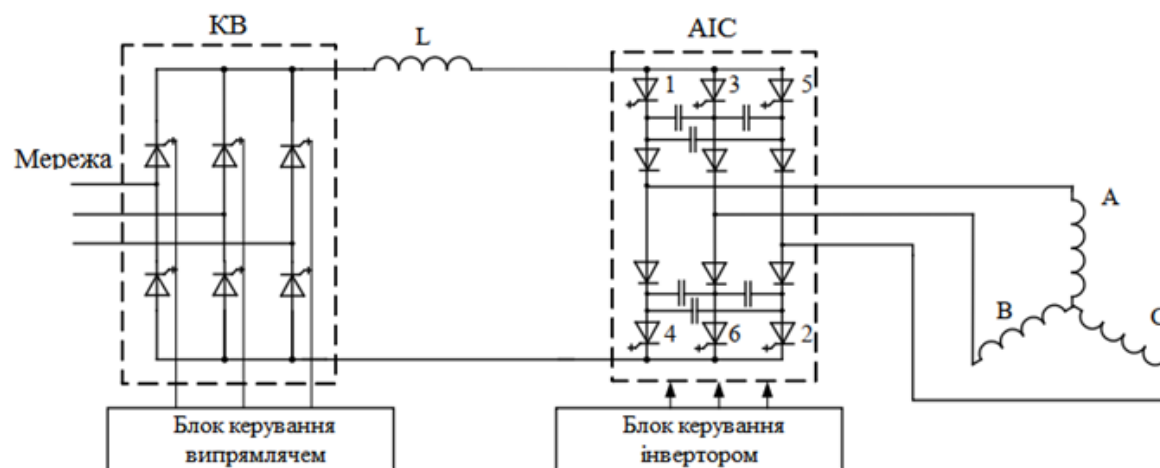


Рисунок 3 – Схема дволанкового перетворювача частоти на основі АІС

Способи комутації силових транзисторів в низьковольтних ЧП

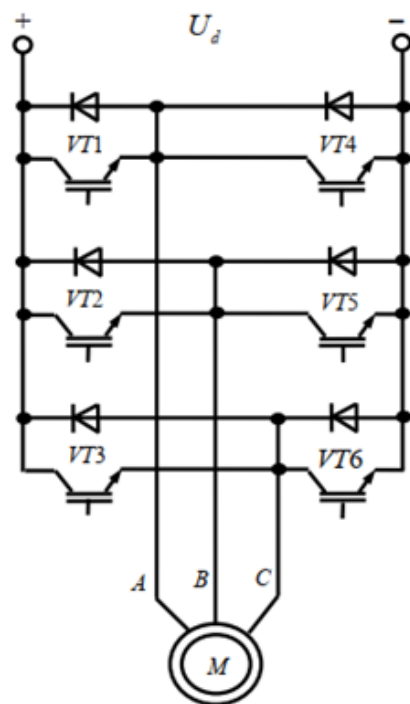
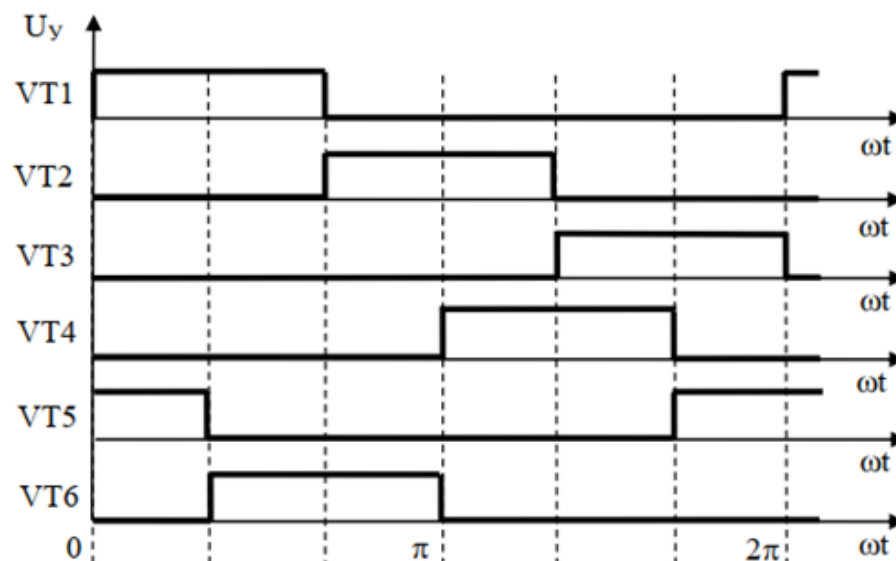


Рисунок 4 – Схема AI з ШІМ

$$\left\{ \begin{aligned} \gamma_{VT1} &= \frac{1}{2} \cdot [1 + U^* \sin(\omega_0 t)]; \\ \gamma_{VT2} &= \frac{1}{2} \cdot \left[1 + U^* \sin(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) \right]; \\ \gamma_{VT3} &= \frac{1}{2} \cdot \left[1 + U^* \sin(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}) \right]; \\ \gamma_{VT4} &= 1 - \gamma_{VT1}; \gamma_{VT5} = 1 - \gamma_{VT2}; \gamma_{VT6} = 1 - \gamma_{VT3}. \end{aligned} \right.$$



Таблиця робочого стану транзисторів

VT1	VT1	VT2	VT2	VT3	VT3
VT5	VT6	VT6	VT4	VT4	VT5

Рисунок 5 – Діаграма включення та таблиця робочого стану транзисторів ПЧ

Принципи побудови ЕП стабілізації швидкості АД

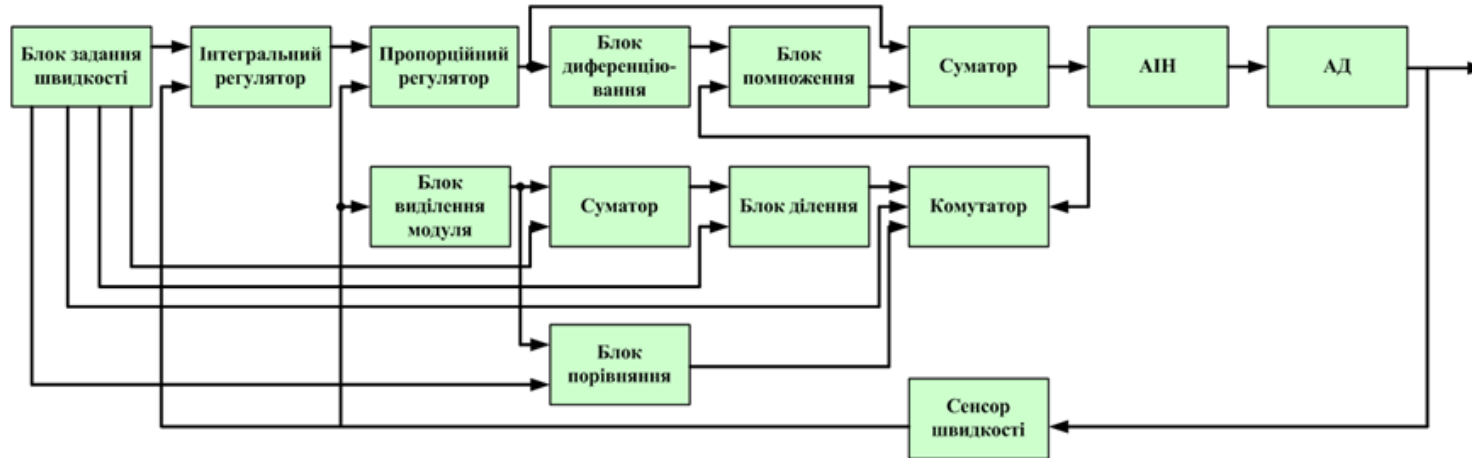


Рисунок 5 – Функціональна схема ЕП стабілізації швидкості зі скалярним керуванням АД

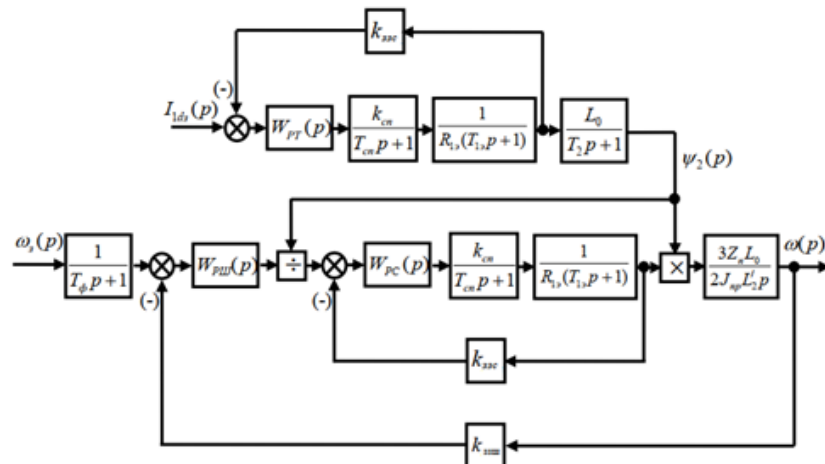


Рисунок 6 – Структурна схема одного з варіантів побудови системи векторного керування швидкістю асинхронного двигуна

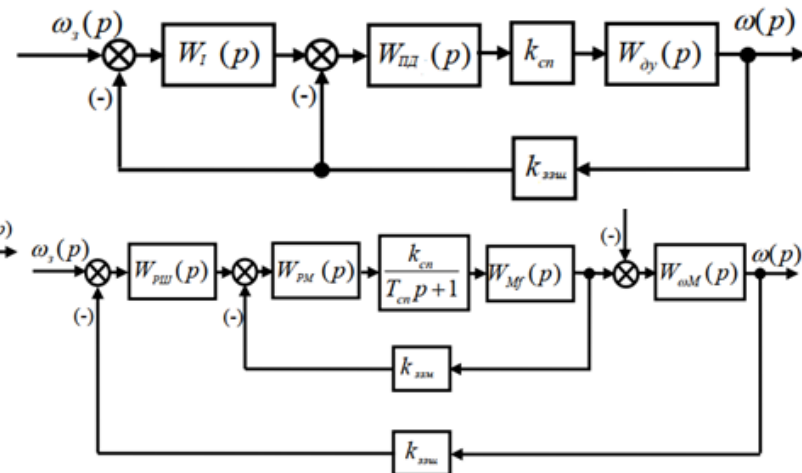


Рисунок 7 – Структурна схема слідуючого ЕП (1) зі скалярним керуванням асинхронним двигуном та внутрішнім контуром моменту (2)

Розробка способу комутації силових транзисторів, що забезпечує зниження комутаційних втрат та сумарного коефіцієнта вищих гармонік

Таблиця 2.1 – Режими функціонування силових транзисторів¶

Шпаруватість відкритого стану, наприклад, транзисторів VT1і VT4 визначається за формулою

$$\gamma_A = \frac{N_U \cdot \sin \Theta}{2^{n_p}}, \gamma_A = \frac{N_U \cdot \sin(\Theta - \frac{2\pi}{3})}{2^{n_p}} \quad (2.3)$$

Шпаруватість транзисторів VT2 і VT5 повинна дорівнювати

$$\gamma_B = \frac{N_U \cdot \sin(\Theta - \frac{2\pi}{3})}{2^{n_p}} \quad (2.4)$$

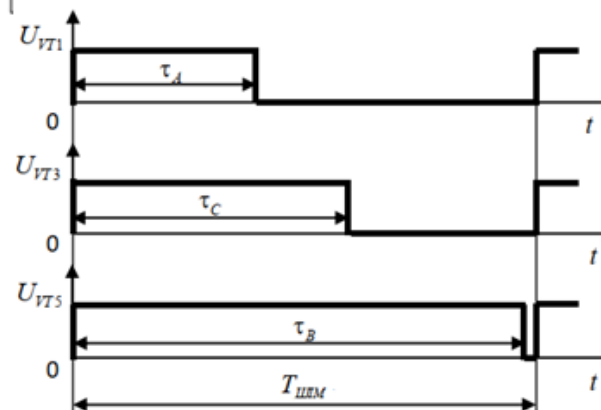
Шпаруватість транзисторів VT3 і VT6 визначається виразом

$$\gamma_B = \frac{N_U \cdot \sin(\Theta + \frac{2\pi}{3})}{2^{n_p}} \quad (2.5)$$

Тривалості керуючих імпульсів визначаються системою рівнянь

$$\begin{cases} \tau_A = \left| \frac{N_U}{2^{n_p}} \cdot T_{шм} \sin \Theta \right|; \\ \tau_C = \left| \frac{N_U}{2^{n_p}} \cdot T_{шм} \sin \left(\Theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right|; \\ \tau_B = \left| \frac{N_U}{2^{n_p}} \cdot T_{шм} \sin \left(\Theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right|. \end{cases}$$

θ, рад	0 – π/3	π/3 – 2π/3	2π/3 – π	π – 4π/3	4π/3 – 5π/3	5π/3 – π
Режим VT1	$\gamma_A = \frac{N_U \sin \theta}{T_{шм}}$	$\gamma_A = \frac{N_U \sin \theta}{T_{шм}}$	$\gamma_A = \frac{N_U \sin \theta}{T_{шм}}$	Викл.	Викл.	Викл.
Режим VT2	Викл.	Викл.	$\gamma_B = \gamma_C - \gamma_A $	$\gamma_A = \frac{N_U \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})}{T_{шм}}$	$\gamma_A = \frac{N_U \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})}{T_{шм}}$	
Режим VT3	$\gamma_C = \gamma_B - \gamma_A $	Викл.	Викл.	Викл.	$\gamma_C = \gamma_A - \gamma_B $	$\gamma_C = \frac{N_U \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})}{T_{шм}}$
Режим VT4	Викл.	Викл.	Викл.	$\gamma_A = \frac{N_U \sin \theta}{T_{шм}}$	$\gamma_A = \frac{N_U \sin \theta}{T_{шм}}$	$\gamma_A = \frac{N_U \sin \theta}{T_{шм}}$
Режим VT5	$\gamma_A = \frac{N_U \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})}{T_{шм}}$	$\gamma_A = \frac{N_U \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})}{T_{шм}}$	Викл.	Викл.	Викл.	$\gamma_B = \gamma_C - \gamma_A $
Режим VT6	Викл.	$\gamma_C = \gamma_A - \gamma_B $	$\gamma_C = \frac{N_U \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})}{T_{шм}}$	$\gamma_C = \gamma_B - \gamma_A $	Викл.	Викл.



Сигнали управління
силовими
транзисторами

РОЗРОБКА ЦИФРОВОГО МОДУЛЯТОРА ДЛЯ ФОРМУВАННЯ СИНУСОЇДАЛЬНОЇ ФАЗНОЇ НАПРУГИ ПЧ

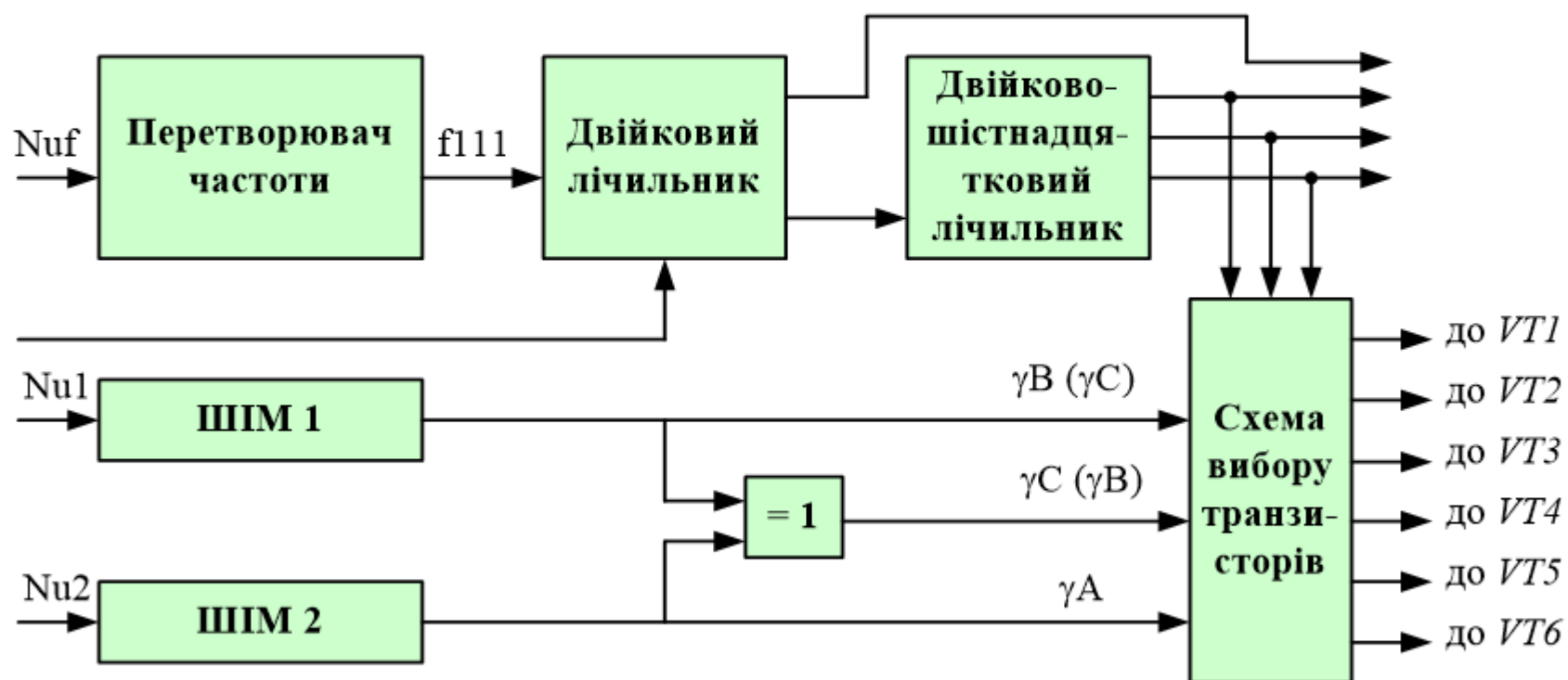


Рисунок 8 – Узагальнена функціональна схема цифрового модулятора

РОЗРОБКА ЦИФРОВОГО МОДУЛЯТОРА ДЛЯ ФОРМУВАННЯ СИНУСОЇДАЛЬНОЇ ФАЗНОЇ НАПРУГИ ПЧ

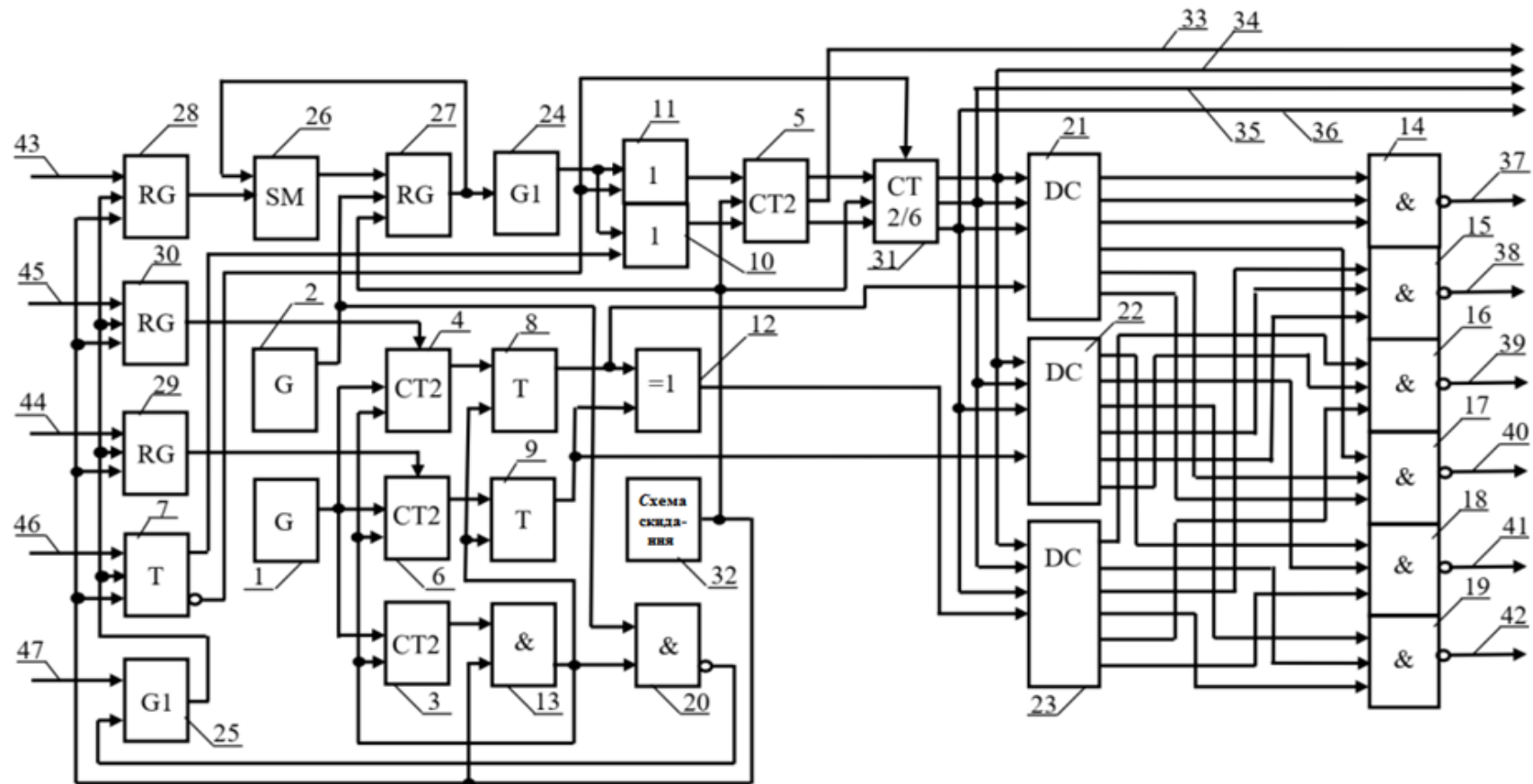


Рисунок 9– Функціональна схема цифрового модулятора, який забезпечує синусоїдальну модуляцію без введення «мертвого» часу

СИНТЕЗ ШВИДКОДІЙНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ СТАБІЛІЗАЦІЇ ШВИДКОСТІ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

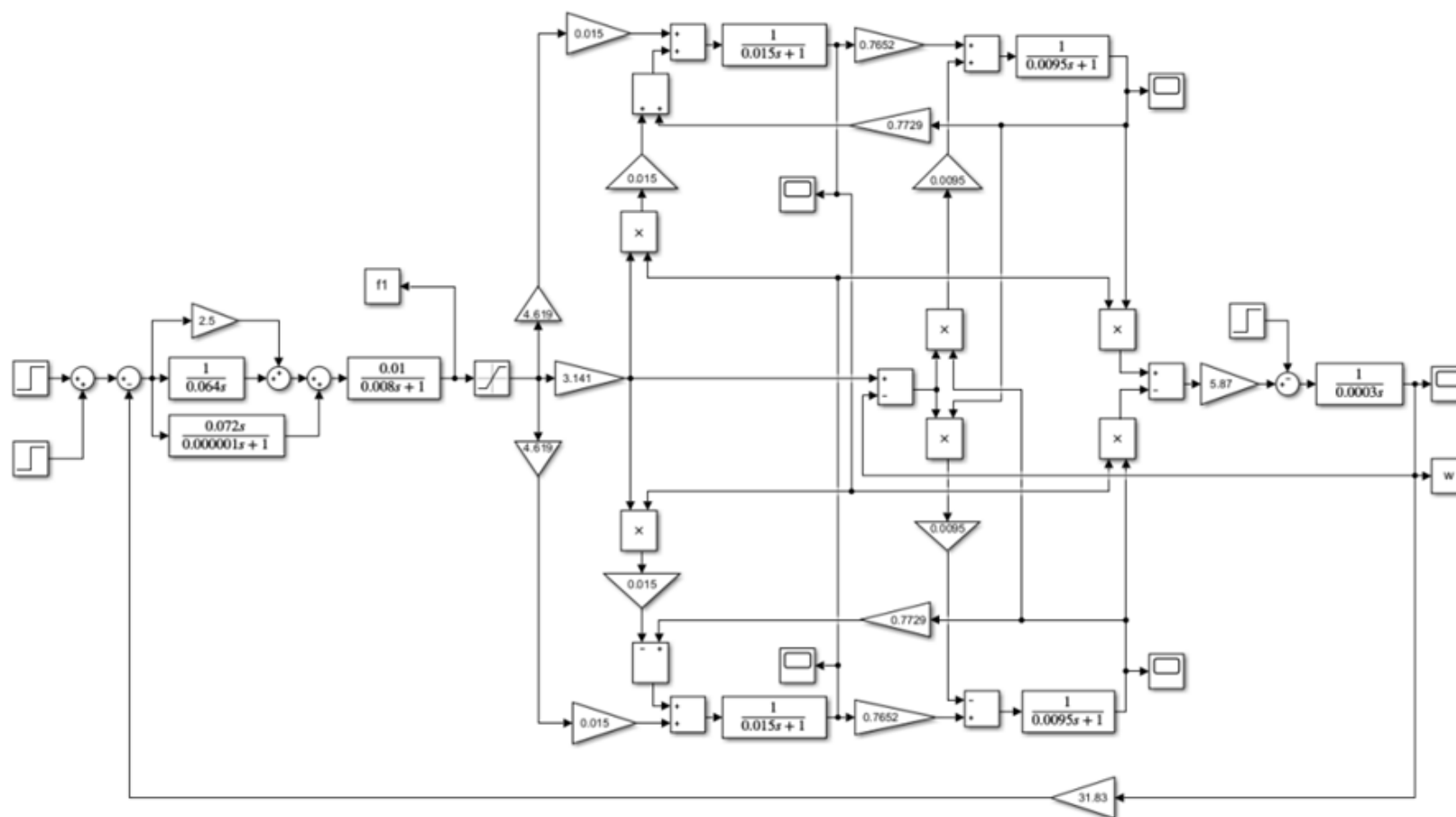


Рисунок 10 – Розрахункова модель одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості АД при $T_{cn} = 0,008$ с

СИНТЕЗ ШВИДКОДІЙНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ СТАБІЛІЗАЦІЇ ШВИДКОСТІ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

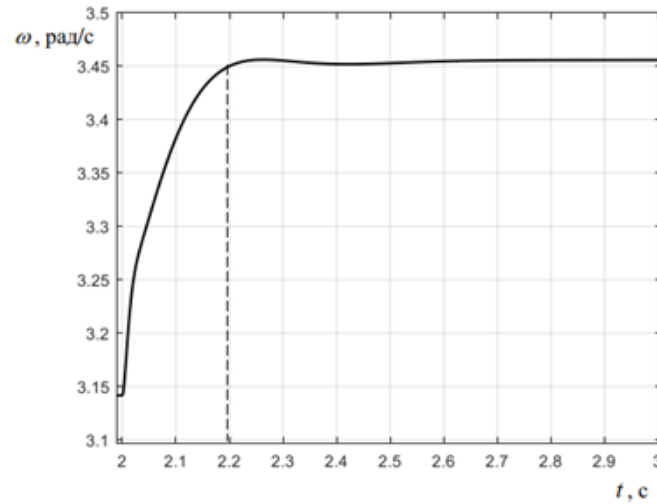


Рисунок 11 – Графік переходного процесу за керуючим дії на початковій частоті 1 Гц при $T_{сп} = 0,008$ с

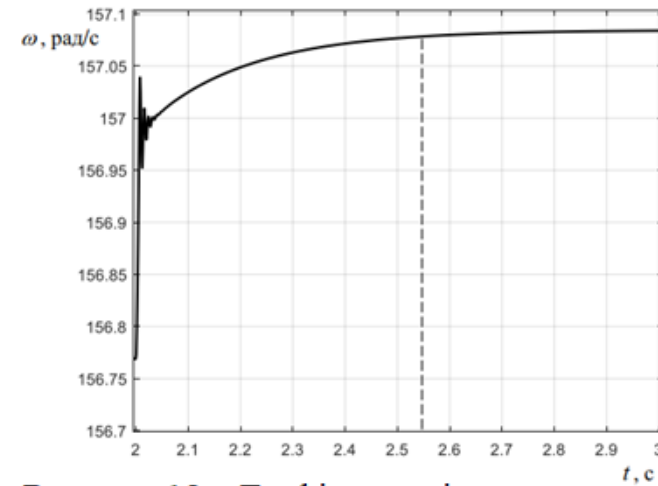


Рисунок 12 – Графік переходного процесу за керуючим дії на початковій частоті 50 Гц при $T_{сп} = 0,008$ с

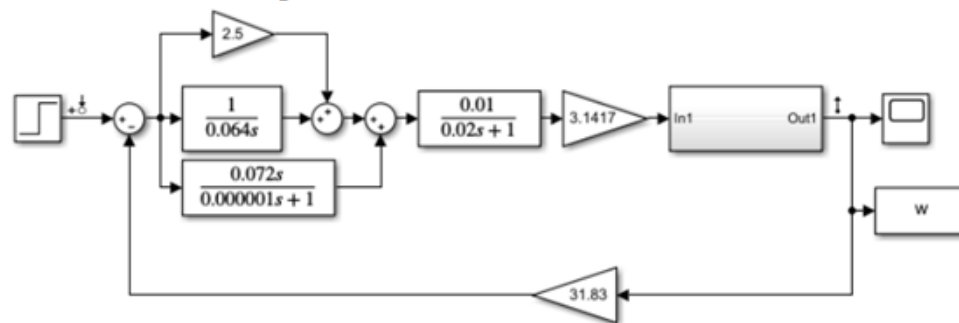
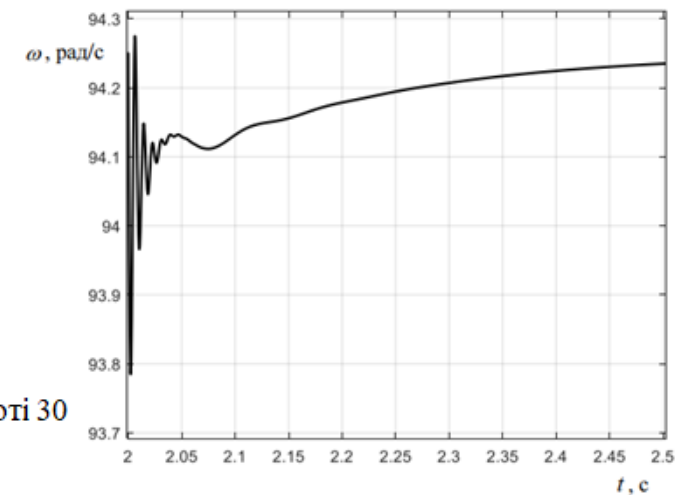


Рисунок 13 - Лінеаризована розрахункова модель та Графік переходного процесу по збурюю чому впливу, на початковій частоті 30 Гц і накиді моменту 0,1 Нм при $T_{сп} = 0,008$ с



РОЗРАХУНКОВА МОДЕЛЬ ЦИФРОВОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ОДНОКОНТУРНОГО СТАБІЛІЗАЦІЇ ШВИДКОСТІ АД

Рисунок 14 – Розрахункова модель цифрового електроприводу

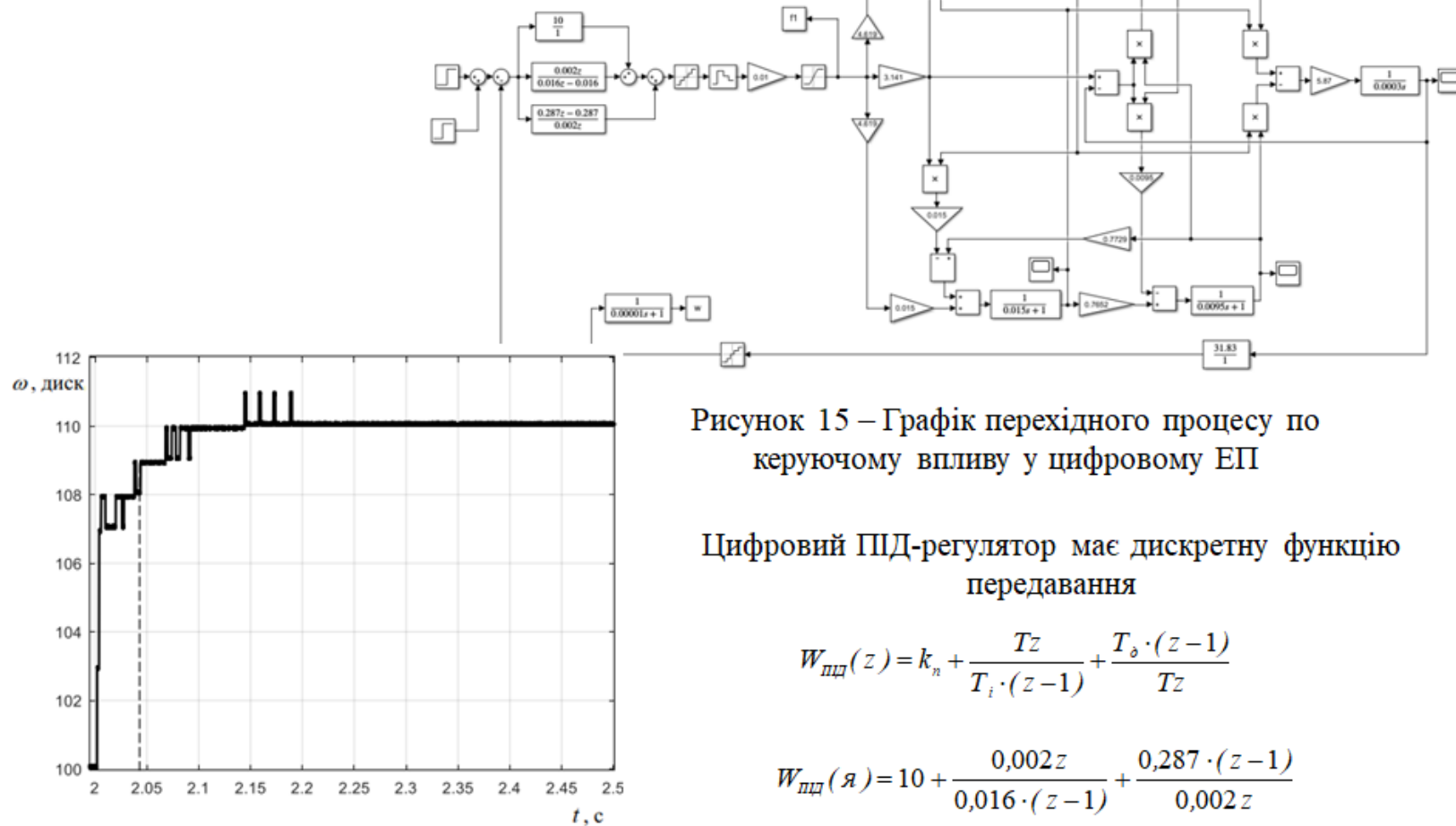


Рисунок 15 – Графік перехідного процесу по керуючому впливу у цифровому ЕП

Цифровий ПД-регулятор має дискретну функцію передавання

$$W_{\text{пд}}(z) = k_n + \frac{Tz}{T_i \cdot (z-1)} + \frac{T_d \cdot (z-1)}{Tz}$$

$$W_{\text{пд}}(z) = 10 + \frac{0,002z}{0,016 \cdot (z-1)} + \frac{0,287 \cdot (z-1)}{0,002z}$$

ВИСНОВКИ

1. Проведений огляд способів комутації силових транзисторів низьковольтних частотних перетворювачів показав їхню низьку енергетичну ефективність за рахунок великих амплітуд вищих гармонік у вихідній напрузі та комутаційних втрат.

2. Огляд існуючих принципів побудови електроприводів стабілізації швидкості асинхронних двигунів з векторним та скалярним управлінням виявив їх недоліки, пов'язані зі складністю технічної реалізації та пульсаціями швидкості на нижній межі діапазону регулювання. Проведений аналіз показав, що відсутні математично обґрунтовані методики параметричного синтезу регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням.

3. Проведені аналітичні дослідження показали, що при традиційній синусоїдальній широтно-імпульсній модуляції, що застосовується в частотних перетворювачів і вимагає введення «мертвого» часу під час перемикання транзисторів, спостерігаються великі комутаційні втрати у силових транзисторах та високі амплітуди вищих гармонік у вихідній напрузі.

4. Розроблений спосіб комутації силових транзисторів частотного перетворювача не вимагає введення «мертвого» часу і дозволяє знизити у 2 рази комутаційні втрати, зменшити величину сумарного коефіцієнта гармонійних складових у 48 разів та збільшити максимальне діюче значення вихідної напруги інвертора на 77%.

5. Розроблений цифровий модулятор забезпечує реалізацію нового способу комутації силових транзисторів без введення «мертвого» часу та забезпечує підвищення енергетичної ефективності частотного перетворювача та електроприводу змінного струму, побудованого на його основі.

6. Запропонована методика синтезу одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості асинхронного двигуна зі скалярним керуванням, яка дозволяє за уточненими передатними функціями асинхронного двигуна при скалярному управлінні робити коректний параметричний синтез регулятора одноконтурного електроприводу стабілізації швидкості.

7. Комп'ютерне моделювання показує, що застосування розробленої методики параметричного синтезу регулятора дозволяє створити швидкодіючий одноконтурний електропривід зі скалярним асинхронним управлінням двигуном із часом перехідного процесу 0,044 с. Запропонований підхід до обчислення швидкості асинхронного двигуна при скалярному управлінні дозволяє створити електропривод стабілізації швидкості діапазону регулювання 50:1 без використання датчика швидкості.

8. Виконано техніко-економічний розрахунок величини витрат запропонованого варіанту системи електропривода. Визначено, що за рахунок впровадження запропонованих рішень досягається економія річних експлуатаційних витрат. Це підтверджує правильність виконаних досліджень та економічну доцільність впровадження даного технічного рішення.

9. Визначено основні положення щодо безпечної експлуатації досліджуваного електротехнічного комплексу в умовах дії шкідливих чинників оточуючого середовища.

РОБОТИ

Назва роботи: «Підвищення ефективності електропривода стабілізації швидкості зі скалярним керуванням»

Тип роботи: магістерська кваліфікаційна робота

Підрозділ: кафедра КЕМСК, ФЕЕЕМ, гр. ЕПА-23м

Науковий керівник: к.т.н., доц. Паянок О.А.
(прізвище, ініціали, посада)

Показники звіту подібності Turnitin

Оригінальність	97 %
Загальна схожість	3 %

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне)

☒ Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагиату.

☐ Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її автора. Роботу направити на доопрацювання.

☐ Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Заявляю, що ознайомлений (-на) з повним звітом подібності, який був згенерований Системою щодо роботи (додається)

Автор _____
(підпис)

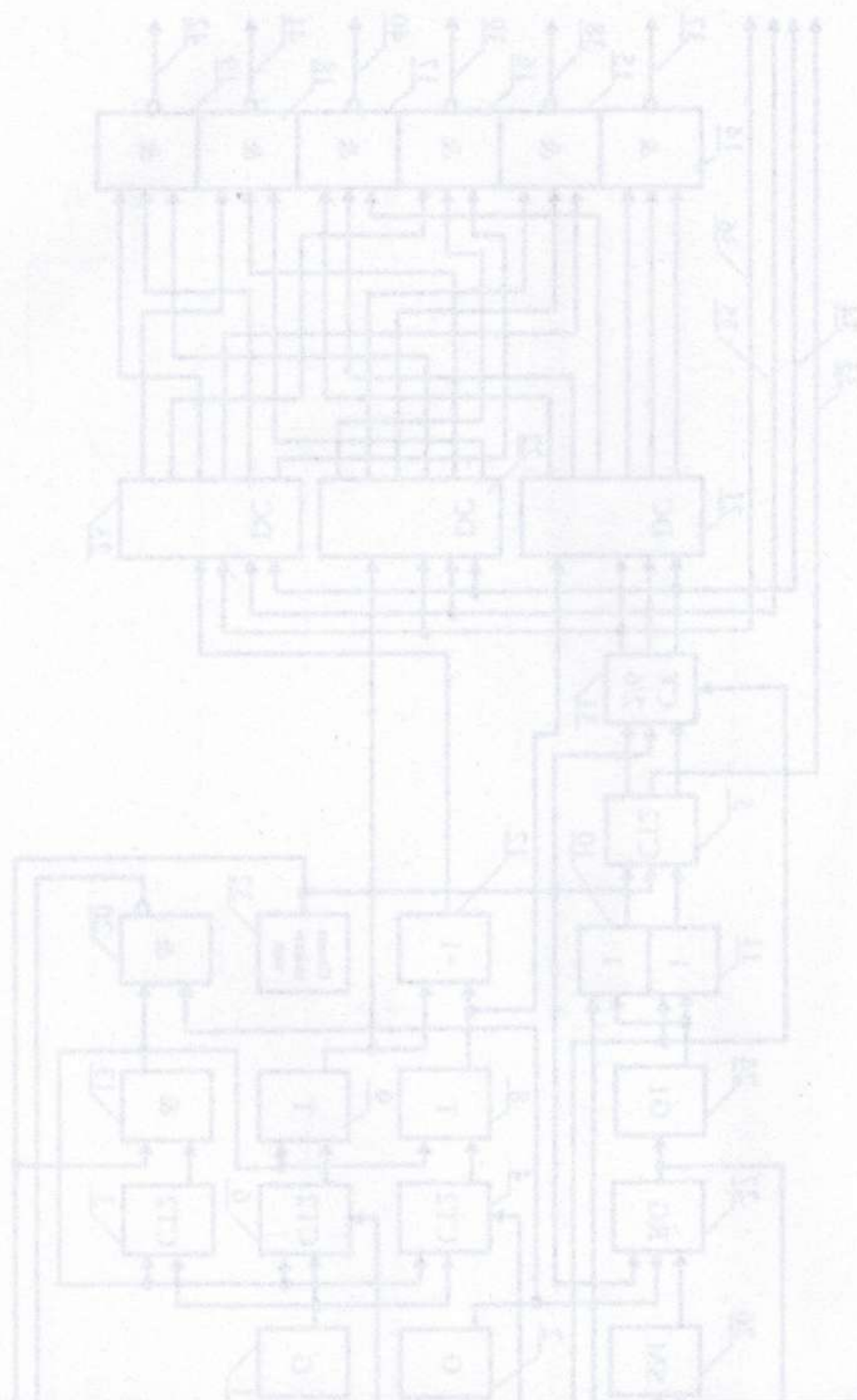
Летючий Р.І.
(прізвище, ініціали)

Опис прийнятого рішення

Особа, відповідальна за перевірку _____
(підпис)

Паянор О.А
(прізвище, ініціали)

Експерт _____
(за потреби) (підпис) (прізвище, ініціали, посада)



08-24.МКР.006.00.000

						08-24.МКР.006.00.000			
Зм.	Арк.	№ докумен.	Підпис	Дата	Підвищення ефективності електропривода стабілізації швидкості зі скалярним керуванням	Літ.		Маса	Масштаб
Розробив:	Летючий Р.І.		<i>[Signature]</i>	19.11.24					
Перевірив	Паянок О.А.		<i>[Signature]</i>	19.11.24					
Т. контр.									
						Аркуш		Аркуші	
Розглянуто			<i>[Signature]</i>	19.11.24	ВНТУ, гр. ЕПА-23м				
Норм.кон.	Радюк		<i>[Signature]</i>	19.11.24					
Затверд.	Мошноріз М.М.		<i>[Signature]</i>	19.11.24					