

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДВНЗ “УЖГОРОДСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ”

Інженерно-технічний факультет
кафедра електронних систем

Кваліфікаційна робота бакалавра

На тему:

Трифазний перетворювач частоти

Студент 2 ст. курсу

Пфістер Владислав Русланович

Керівний кандидат фіз.-мат. наук Спесивих О.О.

Голова ЕК:

Симулик В.М. д.ф.-м.н. проф. ІЕФ НАНУ

Заяць Т.М. – к.ф.-м.н. доц. кафедри ЕС

Рубіш В.М. - д.ф.-м.н. проф. кафедри ЕС

Юркін І.М. - к.ф.-м.н. доц. кафедри ЕС

Засвідчую, що у цьому дипломному проекті немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент

Ужгород 2024

**ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД
“УЖГОРОДСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ”
ІНЖЕНЕРНО-ТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
КАФЕДРА ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ**

ПОЯСНЮЮЧА ЗАПИСКА

На кваліфікаційну роботу бакалавра

на тему:

Трифазний перетворювач частоти

Студент 2 курсу

групи ЕС ІТФ

Пфістер В.Р.

Керівник роботи канд. фіз.-мат наук, доц. кафедри ЕС

Спесивих О.О.

Ужгород – 2024

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Зав. кафедрою,

доц. ЗМ (Заяць Т. М.)«12» червня 2023 року

ЗАВДАННЯ

на кваліфікаційну бакалаврську роботу
студенту Пфістер Владиславу Руслановичу

1. Тема роботи: Трифазний перетворювач частоти.

Затверджена на засіданні кафедри (протокол № 3 від 10 червня 202_р.)

2. Термін закінчення роботи: 10 червня 2024 року.

3. Вхідні дані до роботи.

3.1. Провести пошук аналогів пристроїв перетворення частоти керування обертами асинхронного двигуна. Проаналізувати переваги та недоліки різних аналогів об'єкту проектування побудованих на принципах векторного та скалярного керування. Забезпечити наступні характеристики контролера:

1. Напруга живлення, мережа 50 Гц 220/380 В;
2. Потужність електродвигуна, не більше 3.3 кВт;
3. Робочий діапазон обертів, обр/хв 60-1500;
4. Номінальний струм споживання, не більше А 12;
5. Робоча температура, °С -35 ÷ +65.

4. Зміст роботи (перелік питань, що підлягають розробці).

Анотація роботи.

Пояснювальна записка:

Вступ.

1. Огляд і аналіз існуючих методів та схемотехнічних рішень поставленого завдання.

2. Огляд та аналіз аналогів об'єкту проектування.

3. Проектно-конструкторський розділ.

3.1 Розробка структурної схеми;

3.2 Розробка електричної принципової схеми;

3.3. Розрахунки режимів роботи елементів принципової схеми, вибір елементів

4. Висновки.

5. Перелік посилань.

6. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):

- 6.1. Схема електрична структурна.
- 6.2. Електрична принципова схема.
- 6.3. Перелік елементів.
- 6.4. Специфікація.

5. Консультанти розділів роботи:

Розділ	Консультант	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв
Нормоконтроль			

Дата видачі завдання 10 лютого 2023 року.

Керівник роботи _____ (доц. Спесивих О.О.)
(підпис)

Завдання прийняв на виконання _____ (Пфістер В.Р.)
(підпис)

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Найменування етапів виконання КБР	Термін виконання етапів	Примітки
1.	Пошук та аналіз аналогів об'єкта досліджень.	до 20.12.2023 року	
2.	Огляд та аналіз аналогів.	до 20.02.2024 року	
3.	Вибір технічного рішення та обґрунтування технічної пропозиції.	до 20.03.2024 року	
4.	Синтез структурної та принципової схем, їх розрахунок.	до 20.04.2024 року	
5.	Виготовлення конструкторської документації.	до 20.05.2024 року	
6.	Оформлення кваліфікаційної бакалаврської роботи.	до 10.06.2024 року	
7.	Захист на державній екзаменаційній комісії.	Згідно з графіком захисту	

Студент _____ (Пфістер В.Р.)
(підпис)

Керівник роботи _____ (доц. Спесивих О.О.)
(підпис)

Перелік додатків:

Додаток А Схема електрична

Додаток Б Схема електрична принципова КРБ ЕС.10315656.001 ЕЗ

Додаток В Перелік елементів КРБ ЕС.10315656.001 ПЕ

Додаток Г Специфікація КРБ ЕС.10315656.001

Реферат

Кваліфікаційна робота бакалавра на тему «Трифазний перетворювач частоти»/ УжНУ; Керівний Спасивих О.О.; студент Пфістер В.Р., група ЕС.

Пояснююча записка: 49 сторінок, 27 рисунків, 2 таблиці, 26 джерел, 4 додатків.

Графічна частина: 2 листи А1

Об'єкт проектування: трифазний перетворювач частоти з скалярний управління.

Мета дослідження: проектування, розрахунки, виготовлення графічної документації із застосуванням цифрових систем проектування.

Проект включає в себе літературний огляд і аналіз схем перетворювачі частоти та загальний принцип їх побудови. На основі досліджень і вимог технічного завдання розроблено схему електричну структурну. Проектно-конструкторський розділ містить огляд наявних конструкторських рішень, способи управління та розрахунку режимів роботи.

Ключові слова:

ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ, ІМПУЛЬСНИЙ ТРАНСФОРМАТОР

Abstract

Baccalaureate qualifying work on the topic "Three-phase frequency converter"/UzhNU; Supervisor Spesyvih O.O.; student Pfister V.R., group ES.

Explanatory note: 49 pages, 27 figures, 2 tables, 26 references, 4 appendices.

Graphic part: 2 A1 sheets.

Design object: three-phase frequency converter with scalar control.

Purpose of the study: design, calculation, production of graphic documentation using digital design systems.

The project includes a literature review and analysis of frequency converter circuits and the general principle of their construction. Based on the research and the requirements of the technical task, an electrical structural diagram was developed. The design and construction section contains an overview of available design solutions, control methods, and calculation of operating modes.

Keywords:

FREQUENCY CONVERTER, PULSE TRANSFORMER

Зміст

1 Вступ	1
2. Загальні відомості	3
2.1 Перетворювачі частоти.....	3
2.2.1 Автономний інвертор напруги.....	6
2.2.2 Використання широтно-імпульсної модуляції для формування вихідної напруги інверторів.....	10
2.3.1 Фільтри для формування синусоїдальної напруги.....	12
2.3.2 Енергетичні і масогабаритні показники фільтрів	14
2.3 Пристрої плавного пуску і гальмування.....	16
2.3.1 Принцип дії ППП	18
2.3.2 Гальмування електродвигуна	20
3. Огляд і аналіз аналогів об'єкту проєктування	23
4. Розрахункова частина	27
4.1 Розрахунок імпульсного трансформатора	27
4.2 Розрахунок вузла стабілізації вихідної напруги імпульсного трансформатора.....	32
4.3 Розрахунок параметрів регулятора ШІМ.....	35
4.4 Розрахунок вузла обмеження максимального струму.....	40
4.5 Розрахунок системи живлення	46
6. Висновки	50
Перелік літератури.....	51

Перелік додатків:

Додаток А Схема електрична структурна КРБ ЕС.10315656.001 Е1

Додаток Б Схема електрична принципова КРБ ЕС.10315656.001 Е3

Додаток В. Перелік елементів КРБ ЕС.10315656.001 ПЕ

Додаток Г. Специфікація КРБ ЕС.10315656.001

1. Вступ

Сучасний електропривод – це електромеханічна система, що включає силовий перетворювач, електродвигун, передавальний механізм і систему керування, яка призначена для приведення в рух робочих органів машин і механізмів. Електропривод – основний споживач електроенергії: більше 60 % усієї електроенергії, яка виробляється в країні, перетворюється на механічну роботу за допомогою електропривода. За сучасних умов особливого значення набуває комплекс питань, пов'язаних з енергозбереженням в електроприводі, оскільки, з одного боку, особливо гострою стала проблема економії електроенергії, і, з іншого – з'явилися реальні можливості її ефективного розв'язання.

Невід'ємною частиною регульованого електропривода є керований силовий перетворювач, який забезпечує плавне регулювання швидкості електричних двигунів шляхом перетворення фіксованих значень напруги і частоти мережі на величини, що змінюються. Перетворювачі частоти характеризуються відповідними принципами побудови і роботи, критеріями вибору і захисними функціями.

Основні технічні параметри перетворювачів частоти:

- номінальний струм, А;
- вихідна напруга, В;
- діапазон робочих частоти, Гц;
- перевантажувальна здатність, %;

На даний момент в продажі наявний широкий асортимент перетворювачів частоти потужністю від кілька сотень Ват до декількох Мега Ват.

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ			
					Трифазний перетворювач частоти Пояснююча записка	Лім.	Маса	Масштаб
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			1	1 : 1
Розроб.		Пфістер В.Р.	<i>[Signature]</i>	24.06				
Перевір.		Спесивих О.О.	<i>[Signature]</i>	24.06				
Т. Контр.					Арк.	1	Аркушів 52	
Реценз.					УжНУ, ІТФ ЕС 2 ст.			
Н. Контр.		Пап О.В.	<i>[Signature]</i>	24.06				
Затверд.		Зяць Т.М.	<i>[Signature]</i>	24.06				

За 2023 рік найбільш популярними компаніями по наданню такого виду продукції є: ABB Group, Siemens, Schneider Electric, Danfoss, Rockwell Automation, Yaskawa Electric Corporation, Mitsubishi Electric Corporation, Lenze, Vacon, INVT. Остання між іншим, китайська компанія, яка завойовує популярність в світі.

При розробці даного перетворювача було задіяно сучасні методи автоматизованого проектування, якісна компонентна база, цифрові методи обробки даних, керування та підґрунтя для удосконалення пристрою.

ЕС ІТФ УЖНУ

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						2
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

2. Загальні відомості

2.1 Перетворювачі частоти

Перетворювач частоти (далі по тексту ПЧ) в електроприводі є силовим перетворювачем електричної енергії, вхід якого підключений до мережі живлення з нерегульованим значенням напруги U_1 та частоти f_1 , а на виході забезпечуються регульовані значення напруги U_2 (чи струму I_2) і частоти f_2 , в залежності від завдання чи керуючих сигналів U_k (рис. 1.1)

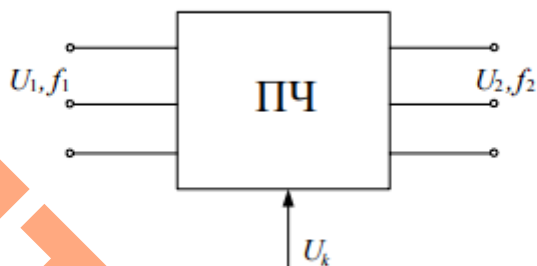


Рисунок 1.1 – Перетворювач частоти в електроприводі

Використання ПЧ забезпечує ефективне регулювання швидкості і моменту електродвигунів змінного струму. Залежно від типу електропривода ПЧ може бути підключеним між мережею живлення та обмоткою статора двигуна (частотно-керований ЕП, рис. 1.2, а), або між роторною обмоткою двигуна та мережею живлення (наприклад, в ЕП з машиною подвійного живлення, як це показано на рис. 1.2, б). Таке включення дозволяє зменшити встановлену потужність.

Виділяють 2 основні принципи керування ПЧ:

- скалярне - формування фазних напруг на основі заданих значень амплітуди і частоти, які отримуються шляхом широтно-імпульсної модуляції (далі по тексту ШІМ). Забезпечує постійну перевантажувальну здатність електропривода незалежно від частоти напруги, проте присутнє зниження моменту, при низьких частотах ($f < 0.1f_n$). При такому методі регулювання максимальне діапазон регулювання сягає 1:10. Розширити діапазон можливо при використанні IR або IZ компенсації (Boost). Такі ПЧ є найбільш простими в

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						3
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

реалізації частотного керування і використовуються в місцях де не потрібно високої якості регулювання швидкості. Застосовуються в насосах, вентиляторах, компресорах.

ПЧ, проте вимагає використання електродвигуна з фазним ротором.

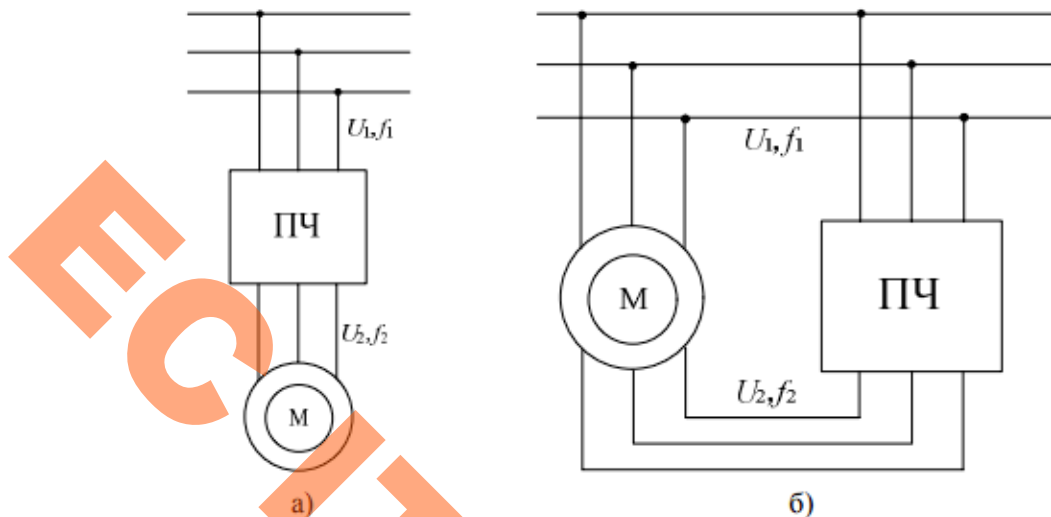


Рисунок 1.2 – Можливі схеми підключення перетворювачів:

а – між мережею живлення та статорною обмоткою;

б – між роторною обмоткою та мережею живлення

Недоліками скалярного керування без зворотнього зв'язку є: низька якість регулювання, відсутність режиму роботи при надмірних моментах, важко реалізувати керування потокозчепленням у функції моменту двигуна.

Недоліками скалярного частотно-струмового керування є:

- втрата контролю за моментом двигуна в перехідному режимі через велику інерційність контуру регулювання;
- забезпечення незмінного магнітного потоку для статичного режиму роботи у зв'язку з формуванням струму статора у функції абсолютного ковзання;
- усереднення зображення відображення системи трифазних струмів у зв'язку з контролем струму статора постійним випрямленим струмом.

									Арк.
									4
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ				

- векторне – характеристики асинхронного двигуна близькі до регульованого електропривода постійного струму. Досягається за рахунок розділення каналів регулювання потокозчеплення і швидкість обертання електродвигуна.

Розвинулися два основні класи, бездатчикові системи та з системами зворотного зв'язку. За потреби невеликого діапазону регулювання (1:100) та точності не більше $\pm 5\%$ використовують бездатчикове керування. Якщо швидкість обертання валу змінюється в широких межах (до 1:10000 і вище) і висуваються вимоги до високої точності підтримки швидкості обертання (до $\pm 0,02\%$ при частотах обертання менше 1 Гц) або якщо необхідні перетворювачі частоти із позиціонуванням валу, а також за необхідності регулювання моменту на валу двигуна на дуже низьких частотах обертання, використовують методи векторного керування зі зворотним зв'язком за швидкістю.

Даний метод керування має наступні переваги:

- висока точність регулювання швидкості;
- плавний рух двигуна на малих частотах;
- здатність забезпечувати номінальний момент на валу при нульовій швидкості;
- швидка реакція на зміну навантаження;
- забезпечення оптимального режиму роботи двигуна при максимальному ККД.

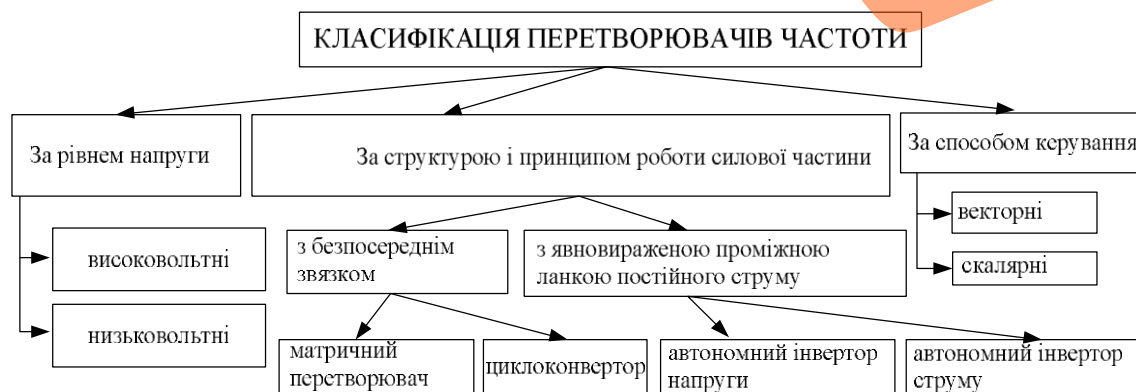


Рис.1.3 Класифікація перетворювачів частоти

2.2.1 Автономний інвертор напруги

Даний проєкт побудовано на основі автономного інвертора напруги (далі по тексту АІН) [7].

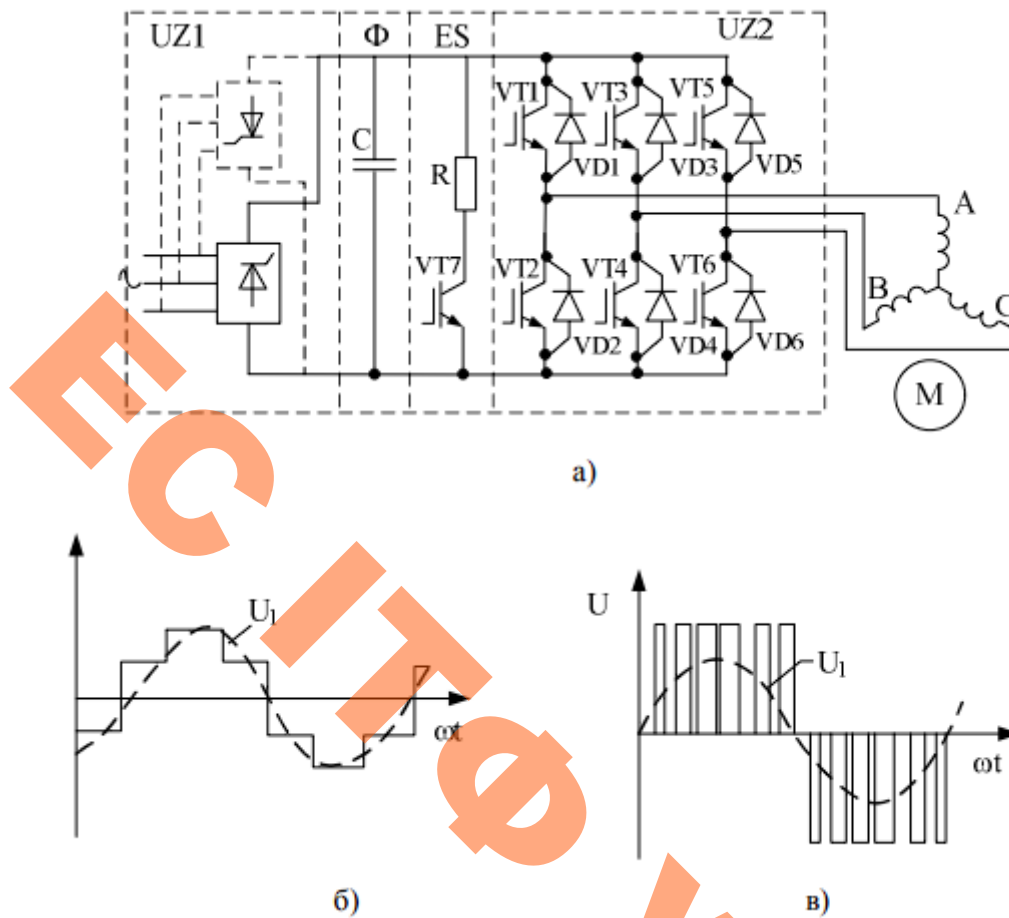


Рис. 1.4 – Схема силової частини АІН(а) і діаграми його вихідних напруг при АІМ(б) і ШІМ(в)

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

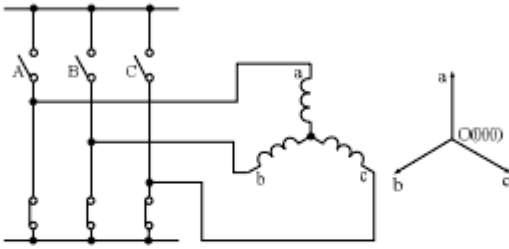
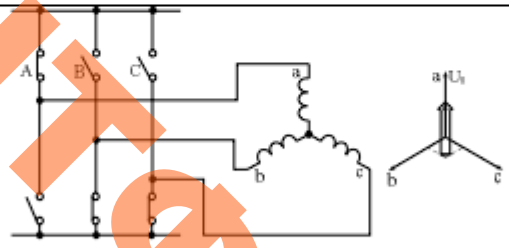
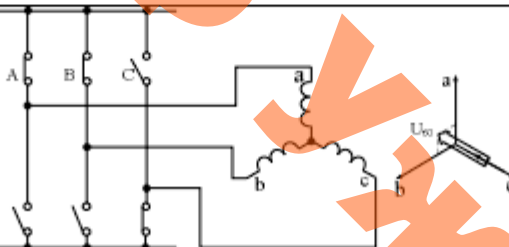
КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ

Арк.

6

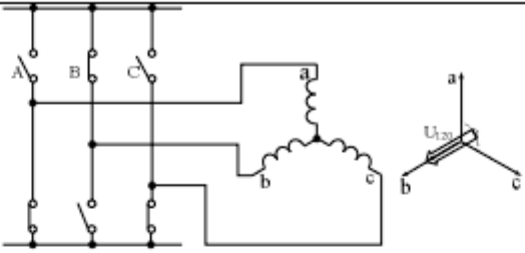
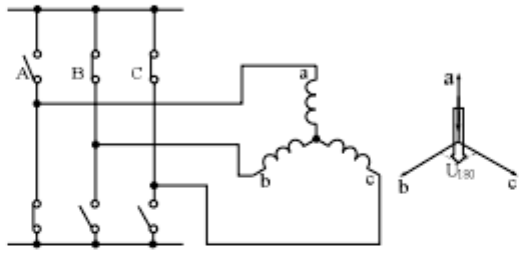
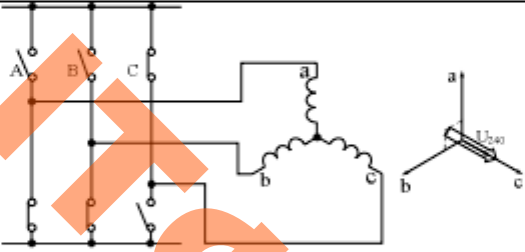
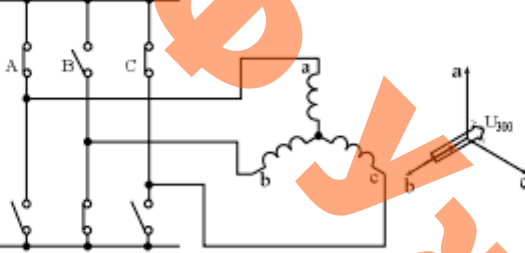
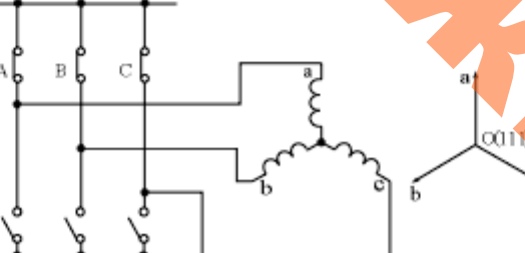
Схеми ввімкнення силових ключів і векторні діаграми для базових векторів приведено у Таблиці 1.1[7]

Таблиця 1.1 – Схеми ввімкнення силових ключів і векторні діаграми для базових векторів

Базовий вектор		Схема ввімкнення і векторна діаграма	Фазні напруги		
Позначення	Код		U_c	U_b	U_a
1	2	3	4	5	6
$O(000)$	000		0	0	0
$U_0(001)$	001		-1/3	-1/3	+2/3
$U_{60}(001)$	011		-2/3	-1/3	-1/3

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

Продовження табл. 1.1

1	2	3	4	5	6
$U_{120}(001)$	010		-1/3	+2/3	-1/3
$U_{180}(001)$	110		-1/3	-1/3	-2/3
$U_{240}(001)$	100		+2/3	-1/3	-1/3
$U_{300}(001)$	101		-1/3	-2/3	-1/3
$O(111)$	111		0	0	0

Автономний інвертор напруги формує у навантаженні напругу, а форма струму визначається параметрами навантаження. У схемі АІН використовуються повністю керовані ключі: тиристори або транзистори, що вмикаються за колом керування. Тиристори не вмикаються за колом керування, використовуються в комбінації з вузлами примусової комутації з попередньо зарядженими конденсаторами.

Дворівневі АІН живляться від джерела постійного струму з двома рівнями напруги (0, U).

Особливості АІН:

- джерело постійного струму працює в режимі джерела ЕРС. Для цього паралельного до входу АІН вмикається конденсатор достатньо великої ємності, що надає джерелу властивості джерела напруги. Ключі схеми комутують джерело, чим забезпечується змінювання значення і напрямку напруги на навантаженні. При цьому вихідний струм змінюється стрибком, що не припускається наявності індуктивності на вході АІН. Для виключення впливу індуктивності вхідних кіл конденсатори фільтра встановлюються безпосередньо біля ключів АІН.

- схема вентиляльного комутатора повинна мати двобічну провідність, що і забезпечує обмін енергією між активно-індуктивним навантаженням і джерелом (конденсатором на вході, якщо використовується випрямляч з однобічною провідністю).

Для регулювання вихідної напруги АІН використовують:

- амплітудне регулювання, що здійснюється зміною амплітуди постійної напруги на вході інвертора, наприклад, у разі використання як джерела керованого випрямляча. Використовуються здебільшого для інверторів з прямокутною формою напруги, коли тривалість роботи ключів у плечі схеми складає половину періоду вихідної частоти, а навантаження підключено до джерела постійної напруги;

- імпульсне регулювання з використанням того чи іншого способу модуляції, коли форма і значення вихідної напруги формуються багатократним перемиканням ключів у плечі схеми на періоді вихідної частоти за рахунок змінювання тривалості підключення навантаження до джерела на кожному з періодів модуляції.

Можливе також комбінування цих способів.

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						9
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

2.2.2 Використання широтно-імпульсної модуляції для формування вихідної напруги інверторів

Синусоїдальна ШІМ це коли середнє значення вихідної напруги за період модуляції ($T_M = 1/f_M$, де f_M - частота модуляції) формується за синусоїдальним законом. Це дозволяє отримати у навантаженні синусоїдальну форму струму. Під час використання ШІМ ключі перемикаються з частотою модуляції, на кожному з періодів T_M час вмикання ключа К1 становить t_i , а час вмикання К2 – ($T_M - t_i$). Середнє за період T_M значення вихідної напруги становить:

$$U_{CP} = \frac{1}{T_M} \int_0^{T_M} u_{ВИХ} \cdot dt = \frac{1}{2T_M} [t_i \cdot U - U(T_M - t_i)] = U \cdot \gamma - U + U \cdot \gamma = \frac{U}{2} (2 \cdot \gamma - 1),$$

де $\gamma = t_i / T_M$ – коефіцієнт заповнення імпульсу.

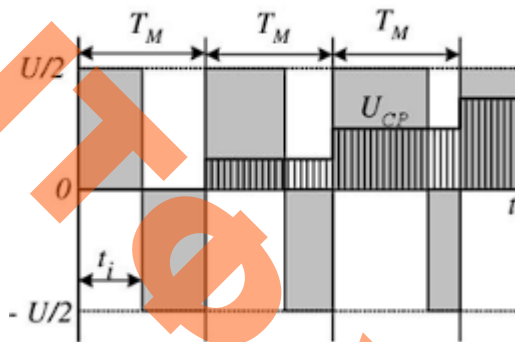


Рис.1.5 – Принцип формування напруги АІН методом ШІМ

Якщо значення γ змінюється за синусоїдальним законом $\gamma = 0,5(1 + \mu \sin \omega t)$, то отримаємо:

$$U_{CP}(t) = \frac{U}{2} \mu \cdot \sin \omega t,$$

де μ - коефіцієнт модуляції, що змінюється від 0 до 1 і визначається значенням вихідної напруги відносно джерела U .

Для реалізації ШІМ використовують порівняння за рівнем заданої напруги $U_{зад}$ і модулюючої напруги трикутної форми $U_{ТР}$ з частотою $f_M = 1/T$ (частота модуляції або несуча частота). Таким чином, рівень заданої напруги $U_{зад}$ перетворюється в пропорційну йому тривалість імпульсів.

Окрім коефіцієнта модуляції амплітуди μ використовується коефіцієнт модуляції частоти m_f , що визначається співвідношенням частоти модуляції та вихідної частоти $m_f = f_m/f$, де $f = \omega / 2\pi$, де ω – кутова частота вихідної напруги.

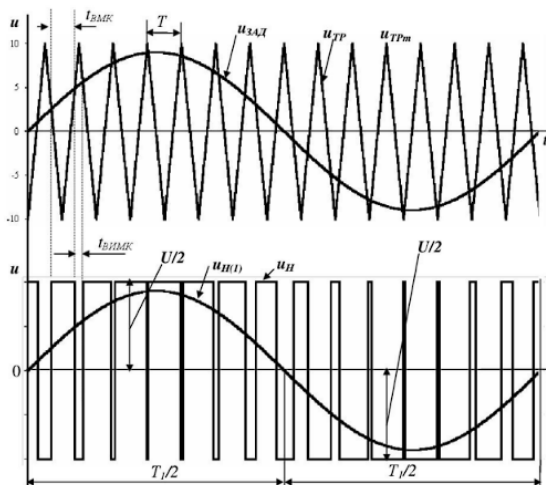


Рис. 1.6 Реалізація синусоїдальної ШІМ

Амплітуда і діюче значення основної гармоніки становить:

$$U_{н(1)} = \mu \frac{U}{2}, \quad U_{н(1)} = \frac{\mu U}{\sqrt{2} \cdot 2}$$

Діюче значення $U_H = U/2$, коефіцієнт спотворення і гармонік напруги визначається:

$$v = \frac{\mu}{\sqrt{2}}, \quad K_{ГН} = \sqrt{\frac{2}{\mu^2} - 1} \quad (\text{при } \mu=1 \quad v=0,707, \text{ THD}=1 \text{ (100\%)})$$

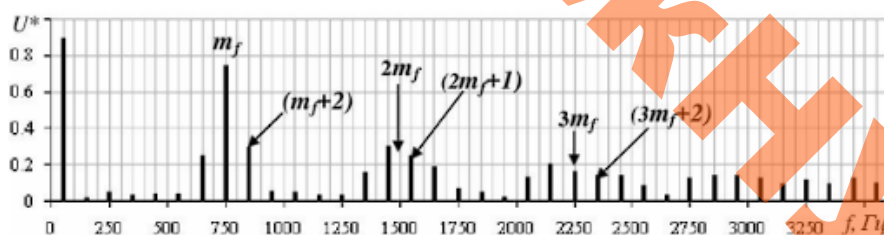


Рис. 1.7 Спектр вихідної напруги при $\mu = 0,9$, $m_f = 15$.

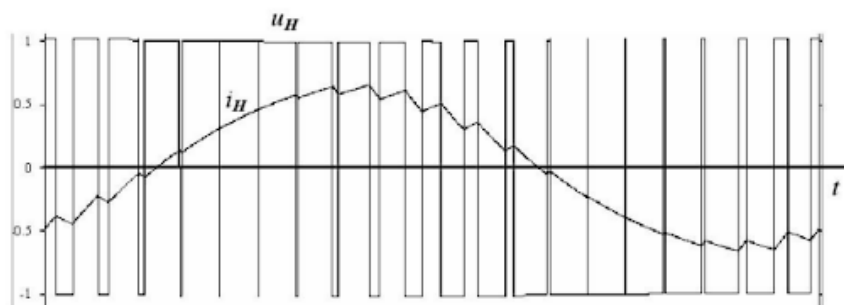


Рис. 1.8 Напруга і струм навантаження при використанні синусоїдальної ШІМ

					Арк.
					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	11

2.3.1 Фільтри для формування синусоїдальної напруги

Для формування синусоїдальної напруги на виході інвертора включаються фільтри низьких частот. Основні види фільтрів показані на рис. 1.9 [13]

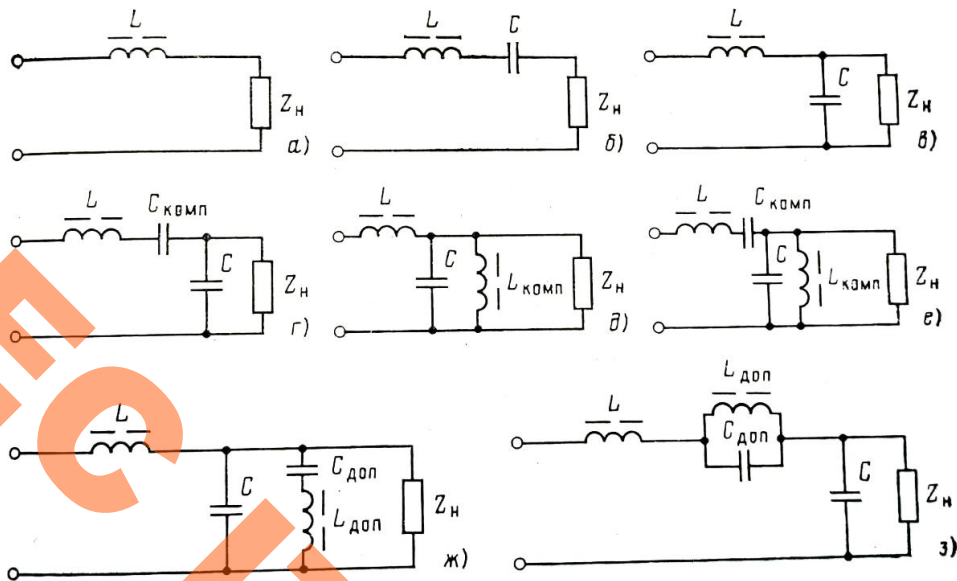


Рис. 1.10 Схеми фільтрів для формування синусоїдальної напруги

Найпростіші двополосні фільтри (а, б) можна використовувати тільки при малозмінному навантаженні, які є активними або мають активно-емнісний характер. При найбільш поширеному навантаженні активно-індуктивного характеру, особливо для послідовної схеми заміщення, фільтруюча здатність цих фільтрів різко погіршується і їх застосування практично недопустиме. Класичний Г-подібний LC-фільтр (в) є базовим видом фільтра, до якого додаються, за необхідності, елементи та додаткові кола фільтрації (решта приведених фільтрів).

В варіанті г додано конденсатор поздовжньої компенсації $C_{\text{комп}}$ для підвищення жорсткості зовнішньої характеристики або виключення попадання на вихід безтрансформаторного інвертора постійної складової напруги.

В варіанті д додано дросель поперечної компенсації $L_{\text{комп}}$ для зменшення вхідного струму при відключенні навантаження інвертора.

В варіанті е показано використання обох видів компенсації одночасно.

В варіанті ж паралельно виході підключено додатковий послідовний

коливальний контур $L_{\text{доп}}C_{\text{доп}}$, налаштований на резонанс з найнижчою із вищих гармонік ($n_{\text{мін}}$) для зменшення масогабаритних розмірів фільтра. В цьому ж колі може бути використаний додатковий паралельний контур $L_{\text{доп}}C_{\text{доп}}$, налаштований на гармоніку $n_{\text{мін}}$ і включений в послідовну гілку фільтра (рис 3).

Ці додаткові контури можуть бути використані також і в фільтрах на рисунку 2-е. Фільтруючу здатність фільтрів можна характеризувати:

$$|K_{\text{пн}}| = \frac{1}{|1 + Z_{\text{пос}}G_{\text{пар}}|}$$

де $Z_{\text{пос}}$ – повний опір послідовної вітки фільтра; $G_{\text{пар}}$ – провідність паралельної вітки фільтра.

Введемо коефіцієнти a_1 та a_2 характеризуючі ступінь поперечної та повздовжньої компенсації відповідно:

$$a_1 = \frac{\left(\frac{1}{\omega C}\right)}{\omega L_{\text{комп}}}, a_2 = \frac{\left(\frac{1}{\omega C_{\text{комп}}}\right)}{\omega L}$$

$$Z_{\text{пос } n} = jn\omega L + 1/jn\omega C_{\text{комп}}; G_{\text{пар } n} = 1/jn\omega L_{\text{комп}} + jn\omega C$$

Виконавши підстановку, отримаємо:

$$|K_{\text{пн}}| = \frac{1}{1 - \omega_*^2 \left(n^2 + \frac{a_1 a_2}{n^2} - a_1 - a_2 \right)}$$

Коефіцієнт гармонік, %, на виході фільтра описується формулою:

$$K_{\text{г.ф}} = 100 \sqrt{\sum_{n=n_{\text{мін}}}^{\infty} (U_n/U_1)^2 K_{\text{пн}*}^2}$$

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						13
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

2.3.2 Енергетичні і масогабаритні показники фільтрів

Параметри, що визначають розрахункову потужність, а ,отже, і масу, і габаритні розміри елементів фільтра, є : відносна частота ω_* , відносний внутрішній опір ρ^* , коефіцієнт повздовжньої і поперечної компенсації a_1 і a_2 .

Відносна частота вибирається з заданої форми вихідної напруги фільтра і заданого коефіцієнта гармонік. Значення внутрішнього опору визначають за формулою [13]:

$$\rho_* = \frac{1}{\omega_0 C Z_H}$$

Значення ρ_* вибирається компромісом так, щоб в максимально задовільняють наступні умови:

- отримання мінімальної активної і реактивної потужності на вході фільтра;
- отримання мінімальної маси елементів фільтру;
- отримання достатньої жорсткості зовнішньої характеристики фільтра.

Розглянемо випадок чотирьохелементного фільтра рис. 1.10.

$$K_C = P_C / P_H = I_C / I_H = \omega C Z_H = \omega_* / \rho_*;$$

$$K_{L\text{комп}} = I_{L\text{комп}} / I_H = a_1 I_C / I_H = a_1 K_C;$$

$$K_L = I_{\text{вх}}^2 \omega L / P_H = [\{ [(I_C - I_{L\text{комп}}) - I_H \sin \varphi_H]^2 + I_H^2 \cos^2 \varphi_H \} \omega L] / I_H^2 Z_H =$$

$$= [K_C^2 (1 - a_1)^2 - 2 K_C (1 - a_1) \sin \varphi_H + 1] \omega_* \rho_*;$$

$$K_{C\text{комп}} = \frac{U_{C\text{комп}} I_{\text{вх}}}{P_H} = \frac{a_2 U_L I_{\text{вх}}}{P_H} = a_2 K_L.$$

З векторної діаграми б слідує:

$$U_{\text{вх}} = \sqrt{(U_{\text{пос}} \cos \alpha)^2 + (U_H - U_{\text{пос}} \sin \alpha)^2};$$

$$\sin \alpha = [K_C (1 - a_1) - \sin \varphi_H] I_H / I_{\text{вх}}; \quad U_{\text{пос}} = U_H K_L (1 - a_2) I_H / I_{\text{вх}}$$

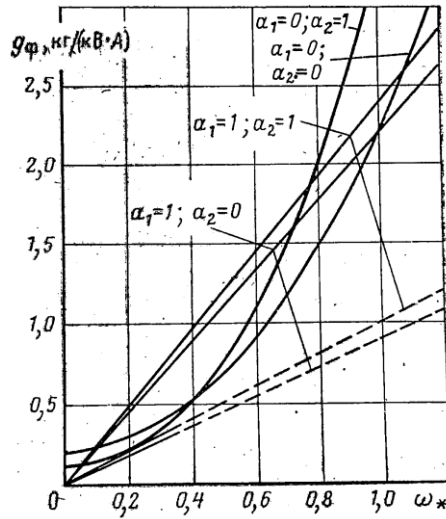


Рис. 1.12 Залежність відносної маси від відносної частоти фільтра

Можна зробити наступні висновки:

- найбільшу ефективність мають фільтри з неявною, поперечною компенсацією, виконані введенням зазору в осердя трансформатора при ввімкненні дроселя фільтра в коло первинної обмотки трансформатора;

- при відсутності вихідного трансформатора найменшу масу має Г-подібний фільтр, особливо коли $\cos\varphi < 1$;

- введення поздовжньої і поперечної явно вираженої компенсації збільшує масу фільтра, як за рахунок нових елементів, так і за рахунок необхідності збільшення частоти ω_* . Тому така компенсація виправдана лише для вирішення інших задач (підвищення жорсткості, зниження вживаного струму в режимі холостого ходу, блокування постійної складової)

- поперечна компенсація при роботі з $\cos\varphi < 1$ і з змінним $\cos\varphi$ повинна виконуватися частковою $a_1 < 1$.

Оптимізація фільтра може бути виконана методом побудови діаграм як на рис. 1.11 (б), або з використанням обчислювальної техніки.

2.3 Пристрої плавного пуску і гальмування

Пристрої плавного пуску (далі по тексту ППП) та гальмування (далі по тексту ПГД - пристрій гальмування електродвигуна) електродвигунів - це пристрої, які дозволяють плавно змінювати швидкість обертання асинхронних електродвигунів шляхом керування напругою, що подається на них. Це знижує пусковий струм, запобігає перевантаженню та збільшує термін служби двигунів та механізмів, до яких вони підключені. Вони дозволяють оптимізувати енергоспоживання, зменшити шум та вібрацію, підвищити продуктивність та якість продукції.

Прямий пуск електродвигуна викликає короточасне збільшення його моменту, до 200% від номінального, додатково збільшується в 5 – 7 разів пускові струми. Підвищений крутний момент викликає підвищений знос обладнання, наприклад, приводних ременів або конвейерної стрічки. Великі пускові струми викликають короточасне локальне падіння напруги в мережі, це може впливати на інше обладнання не оснащене демферними джерелами живлення. Слід не забувати про електромагнітне поле, яке виникає через збільшені струми в обмотці електродвигуна, воно також несе негативний вплив на електроніку поруч.

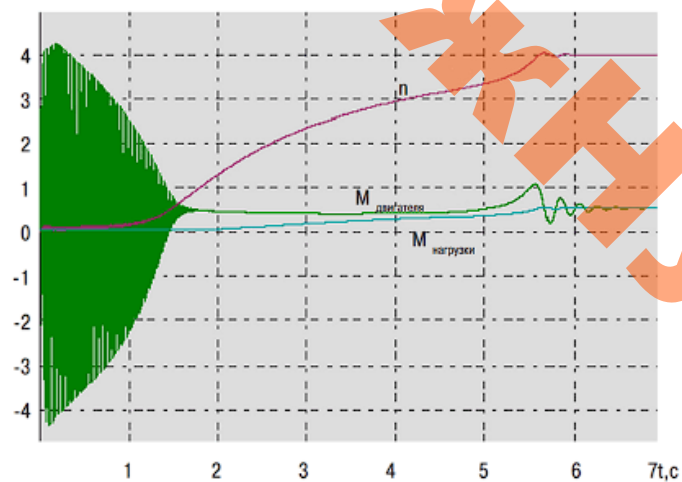


Рис. 1.12 Осцилограма прямого пуску короткозамкнутого асинхронного електродвигуна [20]

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						16
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ППП можуть знадобитися в наступних випадках:

- малопотужних мережах, при підключення потужного двигуна;
- при запуску агрегата під навантаженням;
- схемах з повним контролем пуску, розгону та гальмування;
- для економії електроенергії, та продовження строку служби обладнання.

Слід зазначити, що не всюди потрібно дану систему, адже в деяких випадках високий стартовий момент є перевагою асинхронного електродвигуна, наприклад генераторах та верстатах. В той час як для токарного верстата більш важливим буде поступове збільшення обертів, те саме стосується насосів, вентиляторів.

В даному проєкті всі ці функції можна реалізувати програмним методом, що є безперечною перевагою даного ПЧ, і вигідно виділяє його на тлі конкурентів.

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						17
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

2.3.1 Принцип дії ППП

Для виходу електродвигуна на номінальний режим роботи необхідно забезпечити задану в паспортних даних частоту обертів валу електродвигуна. Коли пристрій знаходиться на робочому місці, механізм, до якого він приєднаний, чинить опір, що і викликає аварійні режими роботи, спрацьовує захист або ж виходить з ладу сам двигун.

Пусковий струм при з'єднанні обмоток «зіркою»:

$$I_{\text{пуск}}^Y = \frac{U_{\text{л}}}{\sqrt{3}} * \frac{1}{Z_1}$$

Значення електромагнітного (обертового) моменту:

$$M = \frac{4,44 \cdot m_2 \cdot w_2 \cdot f_1 \cdot k_2}{\omega_1} \cdot \Phi_{\text{ж}} \cdot I_2 \cdot \cos \psi_2 = C \cdot \Phi_{\text{ж}} \cdot I_2 \cdot \cos \psi_2$$

C - стала двигуна, яка визначається його конструктивними особливостями:

$$C = \frac{4,44 \cdot m_2 \cdot w_2 \cdot f_1 \cdot k_2}{\omega_1}$$

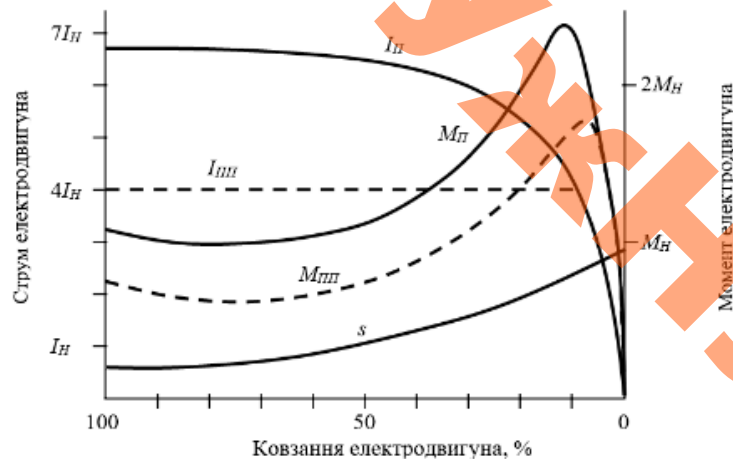


Рис.1.13 Залежність моменту M і струму I електродвигуна під час прямого $M_{\text{п}}$, $I_{\text{п}}$ і плавного $M_{\text{пп}}$, $I_{\text{пп}}$ пуску асинхронного електродвигуна.

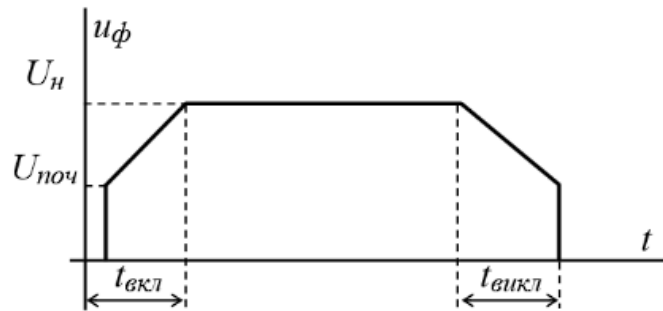


Рис. 1.14 Діаграма роботи системи плавного пуску

Одним з методів зменшення пускових струмів є зменшення початкової напруги поданої на обмотки. Стартова напруга $30\%U_{ном}$ забезпечує зменшення струму що проходить крізь електродвигун. Згодом настає час набору обертів, зростає момент на валу, двигун виходить на номінальну потужність. Час, протягом якого буде відбуватися розгін є регульованим. Як правило не перевищує кількох секунд, проте при роботі з потужним обладнанням може знадобитися значно більший час. Покращення робочої характеристики можна побачити на рис.1.13

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						19
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

2.3.2 Гальмування електродвигуна

Гальмування є невід'ємною частиною роботи будь-якого двигуна. Для зупинки малопотужних асинхронних двигунів застосовуються механічні методи, для потужних - електричне гальмування [7, 15]. Існує декілька режимів гальмування:

- рекуперативне гальмування- найбільш економічний вид гальмування, який переводить двигун в режим генератора. Для цього необхідно забезпечити щоб швидкість обертання ротора перевищувала швидкість обертання магнітного поля. Способи рекуперативного гальмування:

- перемикання пар полюсів в електродвигуні;
- зменшення частоти напруги живлення;
- робочий механізм обертає вал.

- динамічне гальмування – відключення двигуна від мережі живлення і підключення двох обмоток до джерела постійного струму. Постійний струм, що протікає через обмотку статора, створює нерухоме магнітне поле, яке створює протинаправлене електромагнітне поле в обмотці ротора.

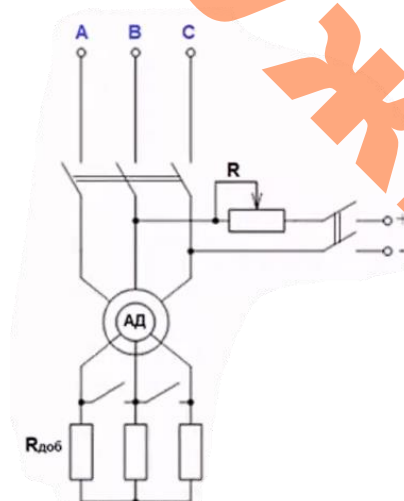


Рис. 1.15 Схема динамічного гальмування асинхронного двигуна

Взаємодія цих полів створює гальмівний ефект. При зменшенні частоти обертання ротора, зменшується і даний ефект. Для регулювання інтенсивності гальмування змінюють величину опору резистора в колі ротора. В двигунах з

короткозамкненим роторам регулювання виконують резистором $R_{доб}$ в колі постійного струму.

- гальмування при самозбудженні – після відключення асинхронного двигуна від мережі, електромагнітне поле статора зникає не миттєво, а зберігається якийсь час, створюючи гальмівний ефект. Створення такого ефекту досягається з допомогою схем:

- конденсаторного гальмування - електромагнітне поле в статорі, після відключення двигуна від мережі, створюється зарядженими конденсаторами. Конденсатори можуть підключатися на час гальмування, або бути підключеними постійно. Чим більша ємність тим більша гальмівна сила.

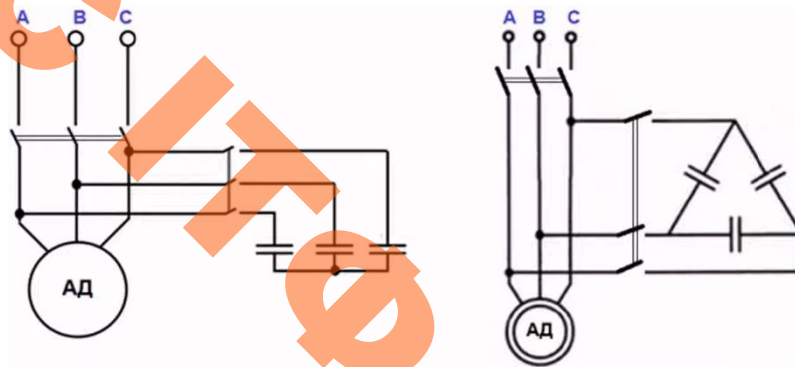


Рис. 1.16 Схема включення гальмівних конденсаторів

- магнітного гальмування – після відключення електродвигуна від мережі, обмотки статора замикаються накоротко між собою. Тормозний момент на валу створюється накопиченим в обмотках електромагнітним полем. Даний процес є короткочасним, але для деяких двигунів цього достатньо. Також можливі схеми випрямлення генерованого струму з допомогою діодів або тиристорів.

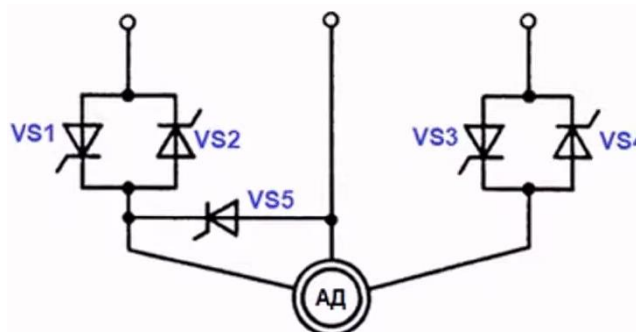


Рис. 1.17 Схема магнітного гальмування з випрямленням самогенерованого струму в асинхронному двигуні

- гальмування протйвоввiмкненням - найбiльш ефективний спiсiб гальмування, який застосовують для швидкої зупинки двигуна. Для цього в працюючому електродвигунi змiнюють черговiсть ввiмкнення фаз, це змiнює напрямк руху електромагнiтного поля статора.

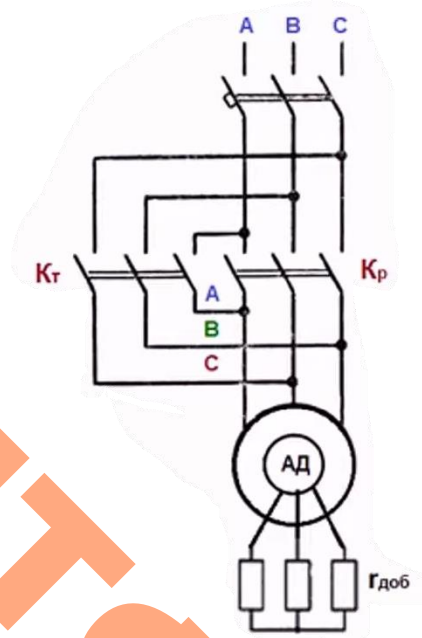


Рис. 1.18 Схема гальмування протйвоввiмкненням асинхронного двигуна.

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						22
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

3. Огляд та аналіз аналогів об'єкту проєктування.

Пристроїв для керування роботою електродвигунів представлена величезна кількість, від різних виробників, різного класу якості та потужності. Для оцінки доцільності даного проєкту, розглянемо доступні для користувача ПЧ фірм конкурентів.

Модельний ряд фірми Lenze. «+» - стандарт, «v» - версія, «0» - опція

	ESMD	SMVector	8200 Vector	8400 Drives	8200 Motec
Тип, модель, зовнішній вигляд					
Потужність, напруга живлення	0,25..2,2 кВт 1~180..264 В 0,37..22 кВт 3~ 320..528 В	0,25..2,2 кВт 1~180..264 В 0,25..22 кВт 3~ 320..528 В	0,25..2,2 кВт 1~180..264 В 0,55..90 кВт 3~ 320..528 В	0,25..2,2 кВт 1~180..264 В 0,25..15 кВт 3~ 320..528 В	0,25..0,37 кВт 1~180..264 В 0,55..7,5 кВт 3~ 320..528 В
Ступінь захисту	IP20	IP31/IP54/IP65	IP20	IP64	IP20
Режими керування					
Частотне керування	+	+	+	+	+
Керування моментом		+	+	+	+
Векторне керування без датчику 33		+	+	+	+
Векторне керування з датчиком 33			+	+	+
ПІД - регулятор	+	+	+	+	+
Входи/виходи					
Аналогові	1/1	2/1	1/1 або 2/2	1/1 або 2/2	1/1 або 2/2
Дискретні	4/1	4/1	5/4 або 7/3	5/4 або 7/4	5/4 або 7/3
Релейні		1	1 1(2)	1	1
Емулятор енкодера					+
Вхід термодатчика			+	+	+
Комутації					
CAN-Bus	v		0	0 +	0
Profibus			0	0	0
Interbus				0	0
Modbus	v		0		
Lecom	v			0	0
AS Interface				0	0
Device Net			0	0	0
LON				0	
Enterner			Powerlink	EtherCAT	

Перетворювачі частоти фірми Toshiba

Модель, зовнішній вигляд	Діапазон потужності	Галузі використання
TOSVERT VF-nC1	від 0,2 до 2,2 кВт (одна фаза 220 В)	малогабаритні станки, пакувальне обладнання, дозатори і живильники, конвеєри, екструдери, міксери
VF-nC3	від 0,2 до 2,2 кВт (одна фаза 220 В)	малогабаритні станки, пакувальне обладнання, дозатори і живильники, конвеєри, екструдери, міксери
VF-S11	від 0,4 до 15 кВт	верстати, конвеєри, екструдери і міксери, насоси і компресори, вентилятори і димососи, кран-балки і лебідки, багатодвигунні установки
VF-FS1	від 0,4 до 75 кВт (400 В)	насоси (енергозбереження), вентилятори
VF-PS1	від 0,75 до 630 кВт (400 В)	насоси, вентилятори, димососи, компресори
VF-P7	від 18,5 до 315 кВт	насоси (енергозбереження), вентилятори, конвеєри, екструдери, міксери
VFAS1	від 0,4 до 75 кВт (200 В); від 0,75 до 500 кВт (400 В)	вантажопідйомні механізми, станки, конвеєри, намотувальне обладнання, екструдери, міксери, насоси і компресори, багатодвигунні установки, високоточні системи.

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		24

Перетворювачі частоти фірми Siemens.

Модель, зовнішній вигляд	Діапазон потужності, кВт	Галузі використання
MICROMASTER 410	0,12–0,75	Застосовуються для зміни і регулювання швидкості обертання низьковольтних двигунів змінного струму з навантаженням постійного типу (конвеєри, приводи автоматичних дверей) або вентиляторного типу (відцентрові насоси, вентилятори)
MICROMASTER 420	0,12–11	Використовуються для регулювання швидкості обертання двигунів змінного струму з постійним навантаженням (ліфти, конвеєри, змішувачі) або вентиляторного типу (відцентрові насоси, вентилятори)
MICROMASTER 430	7,5–250	Використовуються в системах водопостачання, обігріву, вентиляції, кондиціонування і постачання холоду
MICROMASTER 440	0,12–250	Використовуються при переміщеннях вантажів, у текстильній промисловості, ліфтах, вантажопідйомних механізмах, машинобудуванні і всіх інших видах промисловості
Sinamics G 110	0,12–3	Конвеєри, відцентрові насоси, вентилятори
Sinamics G 120	0,37 – 90	Використовуються в таких галузях, як поліграфія та друкарське виробництво, комплекси переробки, автомобілебудівна промисловість, промисловий транспорт, важке машинобудування, текстильна промисловість, зокрема ткацтво, будівельна техніка, вантажопідйомні механізми, виробництво металовиробів, протяжні стани, конвеєрні системи.

4. Розрахункова частина

4.1 Розрахунок імпульсного трансформатора

У правильно сконструйованому двотактному перетворювачі постійний струм через обмотку та підмагнічування осердя відсутні. Це дозволяє використовувати повний цикл перемагнічування та отримати максимальну потужність [1-5]. Оскільки трансформатор має багато взаємозалежних параметрів, розрахунок ведуть кроками, уточнюючи за необхідності вихідні дані.

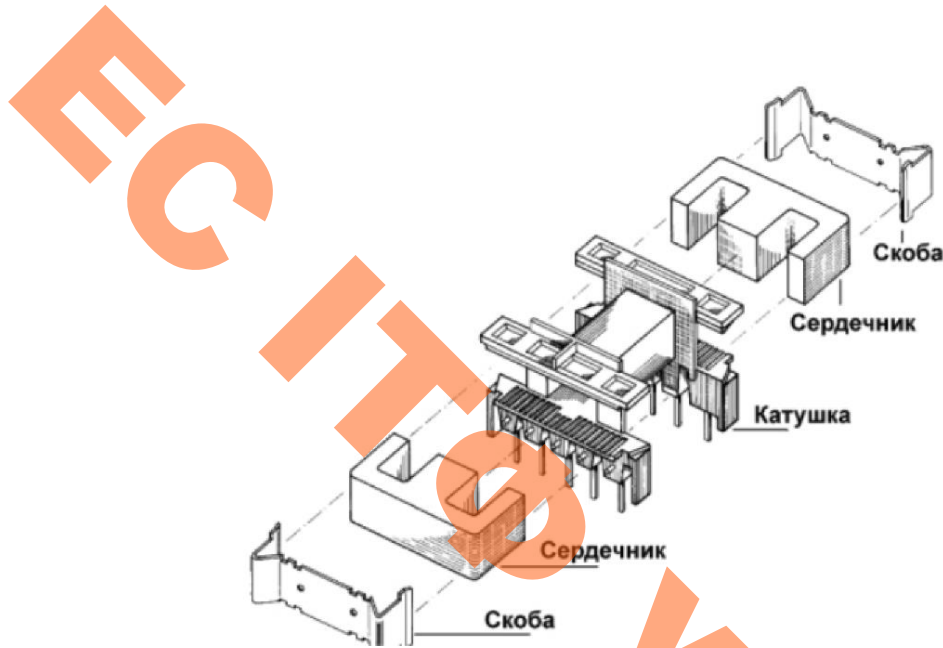


Рис. 2.1 Складові імпульсного трансформатора

Потужність навантаження 3.3 кВт.

1) Мінімальне амплітудне значення напруги на первинній обмотці трансформатор:

$$U_{Iп.мін} = U_{вх.мін} - R_{т.в.с} * I_n, \quad (4.1)$$

де $U_{вх.мін}$ – мінімальне амплітудне значення вхідної напруги згідно ДСТУ EN 50160:2014, складає -15% для віддалених районів.

$$U_{вх.мін} = (U_n - (U_n / 100) * 15) * \sqrt{2} \quad (4.2)$$

$R_{т.в.с}$ - опір відкритого каналу транзистора. Для розрахунку використовую довідникові параметри для транзистора STW20NM60. $R_{gs} = 0.29 \text{ Ом}$

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						27
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

I_H – струм первинної обмотки при мінімальній напрузі живлення та заданій потужності.

$$I_H = P_H / U_{вх.мін} \quad (4.3)$$

Згідно формули 4.1 мінімальне амплітудне значення напруги на первинній обмотці дорівнює 274 В.

$$U_{1n.мін} = 276,47 - (0,29 * 11,97) = 274 \text{ (В)}$$

2) Мінімальне амплітудне значення напруги на вторинній обмотці трансформатора:

$$U_{2n.min} = \frac{U_H + \Delta U_d}{2\gamma_{max}} \quad (4.4)$$

де U_H – амплітудне значення номінальної напруги інвертора, 353 В.

ΔU_d – падіння напруги на випрямних діодах складає 0,7 В.

γ_{max} - коефіцієнт заповнення імпульсів напруги на силовому трансформаторі, рівний 0,38.

$$U_{2n.min} = \frac{353 + 0,7}{2 * 0,38} = 466,7 \text{ (В)}$$

3) Коефіцієнт трансформації:

$$k_{тр} = \frac{U_{2n min}}{U_{1n min}} \quad (4.5)$$

$$k_{тр} = 1,703$$

4) Максимальне значення амплітудної напруги на вторинній обмотці трансформатора:

$$U_{2n max} = k_{тр} U_{1n max} \quad (4.5)$$

де $U_{1n max}$ – максимальне амплітудне значення вхідної напруги згідно згідно

ДСТУ EN 50160:2014 складає +10% від номінальної напруги 230В. $U_{2n max} = 1,703 * (230 * 1,1 * \sqrt{2}) = 609,32 \text{ (В)}$

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						28
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Відповідно до формули 4.5 $U_{2n \max}$ складає 609,32 В

5) Мінімальне значення коефіцієнту заповнення на трансформаторі:

$$\gamma_{\min} = \frac{U_H + \Delta U_D}{U_{2n \max}} / 2 \quad (4.6)$$

$$\gamma_{\min} = \frac{353 + 0,7}{609,32} / 2 = 0,289$$

6) Ефективне значення напруги на первинній і вторинних обмотках трансформатора:

$$U_{1\text{еф}} = U_{1n \min} \sqrt{\gamma_{\max}} \quad (4.7)$$

$$U_{1\text{еф}} = 276,47 \sqrt{0,38} = 170,42 \text{ (В)}$$

$$U_{2\text{еф}} = U_{2n \min} \sqrt{\gamma_{\max}} \quad (4.8)$$

$$U_{2\text{еф}} = 466,7 \sqrt{0,38} = 287,69 \text{ (В)}$$

7) Ефективне значення струмів в вторинній і первинній обмотках трансформатора:

$$I_{2\text{еф}} = I_H \sqrt{\gamma_{\max}} \quad (4.9),$$

$$I_{2\text{еф}} = 11,97 \sqrt{0,38} = 7,38 \text{ (А)}$$

де I_H – амплітудне значення струму навантаження на вторинній обмотці трансформатора.

$$I_{1\text{еф}} = I_{2\text{еф}} k_{\text{тр}} \quad (4.10)$$

$$I_{1\text{еф}} = 7,38 * 1,703 = 12,56 \text{ (А)}$$

8) Габаритна потужність трансформатора знаходимо використавши формули 4.7_4.10:

$$P_{\text{габ}} = \frac{U_{1\text{еф}} I_{1\text{еф}} + U_{2\text{еф}} I_{2\text{еф}}}{2} \quad (4.11)$$

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						29
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$P_{\text{раб}} = \frac{170,42 * 12,56 + 287,69 * 7,38}{2} = 3532 \text{ (Вт)}$$

9) Розрахунок електромагнітної потужності трансформатора $S_{\text{ст}} S_o$:

$$S_{\text{ст}} S_o \geq \frac{P_{\text{раб}}}{10 \Delta B \eta_{\text{гп}} k_c k_{\text{mf}}}, (4.12)$$

де ΔB – діапазон зміни магнітної індукції в осердя трансформатора за час роботи імпульса t_i , Тл. Для марки фериту M200NM1 діапазон робочої індукції складає 0,1 Тл

f - частота роботи перетворювача, кГц. Типова робоча частота для осердя N87 Epcos E65/32/27 складає 100кГц, і дозволяє отримати 4971 Вт потужності.

j – чільність струму в провіднику, А/мм². Обирано типове значення 5А/мм².

k_m - враховує ступінь заповнення вікна осердя міддю обмотки. $k_m = 0,3$.

k_c – враховує ефективне заповнення площі перерізу осердя магнітопровода феромагнетиком, для феритів рівний 1.

$\eta_{\text{тр}}$ – коефіцієнт корисної дії трансформатора. Рівний 0,97 для $P_n > 50$ Вт.

Згідно формули 4.12 $S_{\text{ст}} S_o = 24,27 \text{ (см}^4\text{)}$. З каталогу обирано N87 Epcos E65/32/27, з наступними параметрами $S_{\text{ст}} = 683 \text{ мм}^2$, $S_o = 389 \text{ мм}^2$, магнітна проникність $2200 \pm 15\%$.

10) Кількість витків первинної обмотки і вторинної обмотки імпульсного трансформатора:

$$\omega_1 = \frac{t_{i,\text{max}} U_{1\text{нмін}}}{\Delta B S_{\text{ст}} * 100} (4.13)$$

$$\omega_2 = \omega_1 k_{\text{тр}} (4.14),$$

де $t_{i,\text{max}} = T_{\gamma_{\text{max}}}$ - максимальна тривалість імпульсна напруги на первинній обмотці імпульсного трансформатора.

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						30
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$S_{ст}$ – в сантиметрах квадратних.

$$\omega_1 = \frac{3,8 \cdot 10^{-6} \cdot 274}{0,1 \cdot 0,0683 \cdot 100} = 17$$

$$\omega_2 = 17 \cdot 1,703 = 29$$

Згідно формул 4.13 та 4.14 визначаю кількість витків, отримане значення округляю до більшого цілого значення. $\omega_1 = 17+17$, $\omega_2 = 29$.

11) Діаметр провідника первинної обмотки:

$$D_{1n} = 1,13 \sqrt{\frac{I_{1еф}}{j NN_1}} \quad (4.15),$$

Діаметр провідника вторинної обмотки:

$$D_{2n} = 1,13 \sqrt{\frac{I_{2еф}}{j NN_2}} \quad (4.16),$$

де $I_{1еф}$, $I_{2еф}$ - в амперах;

j – в амперах на квадратний мм;

NN_1 , NN_2 – число паралельний провідників в обмотках трансформатора, 5.

Згідно формул 4.15, 4.16:

$$D_{1n} = 0,8 \text{ (мм)}$$

$$D_{2n} = 0,6 \text{ (мм)}$$

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						31
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

4.2 Розрахунок вузла стабілізації вихідної напруги імпульсного трансформатора

Для стабілізації вихідної напруги використано аналогово-цифровий перетворювач мікроконтролера STM32f446. Даний мікроконтролер має в своєму складі 3 АЦП розрядністю 12Біт. Контроль вихідної напруги буде здійснювати з допомогою вузла на рис 2.2 [11].

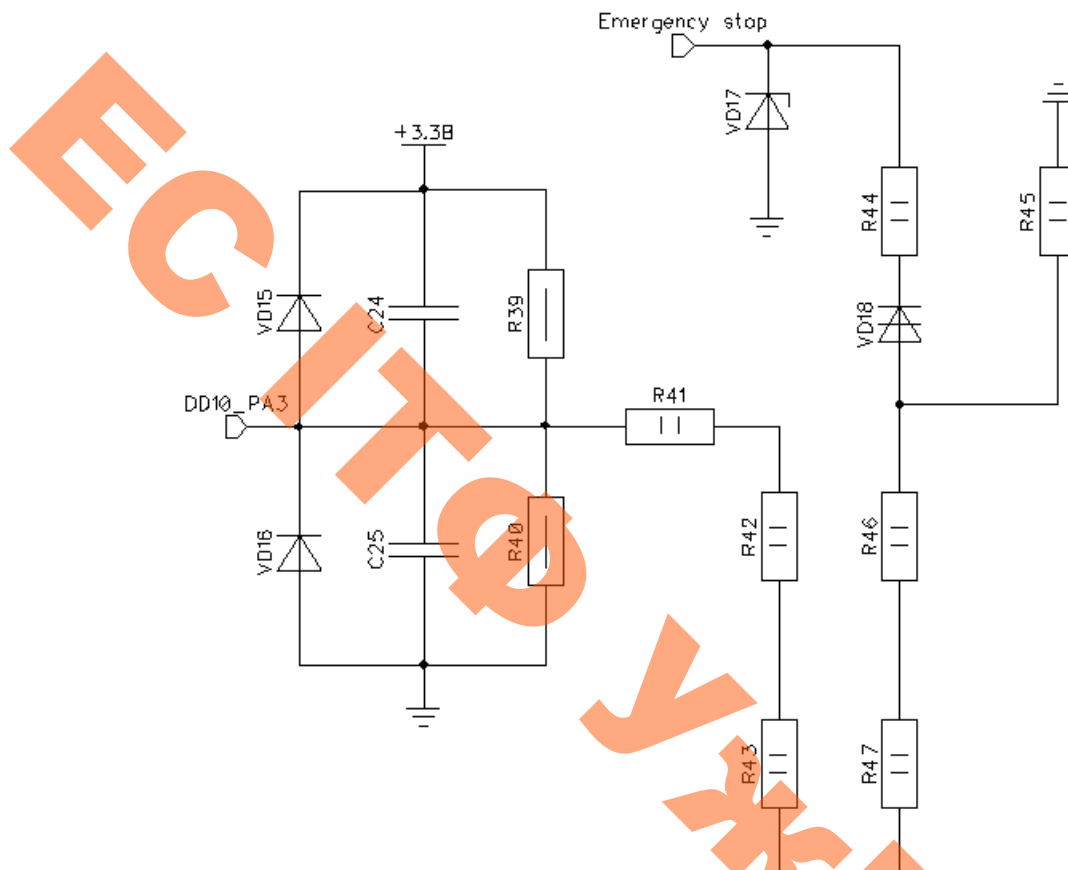


Рис 2.2 Вузол відслідковування вихідної напруги

Резистор R43, R42, R41 та R40 утворюють подільник напруги з коефіцієнтом передачі 200:1.

Резистори R39R40 встановлюють «нульовий рівень» на вході АЦП – 0,3- вольт. Для отримання заданих значень R40 - 10кОм, R41, R43 – 680кОм.

Діоди VD15 VD16 обмежують вхідну напругу 0,6-3,6В.

Вузол побудований на резистора R45, R46, R47 та динисторі VD18 утворюють резервний аварійний вимикач. Як тільки напруга перевищить ліміт встановлений резистором R45(36 вольт максимальна напруга спрацювання динистора VD18), динистор перейде в відкритий стан після чого напруга поступить на параметричний стабілізатор побудований на резисторі R44 та

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						32
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Подільник напруги R10, VT15, R14 встановлює напругу 2,6В на інвертуючому вході ОП SG3525. Відповідно до формули 4.30 з урахування падіння напруги на транзисторі VT15 0,7 – вольт , опір резистора R10 4,7кОм, R14 10кОм.

При перевищенні встановленого рівня напруги, мікроконтроллер встановить високий рівень на своєму цифровому виводі. На шляху даного струму встановлено світлодіод оптопарі VT15. Транзистор оптопарі VT15 перейде в активний стан встановивши на інверсному виході напругу 2,6В, через що відбувається корегування внутрішніх процесів SG3525 внаслідок, яких тривалість імпульсу вихідних каскадів зменшується.

Вихідна напруга інвертора напруги знижується до встановленого рівня. Транзистор оптопарі VT14 переходить в стан відсікання, на інвертуючому вході U1_1 напруга менша ніж на неінвертуючому U1_2. Тривалість імпульсів збільшується.

ПРОЄКТ

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						34
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

4.3 Розрахунок параметрів регулятора ШІМ

В якості керуючого елемента обрано мікросхему SG3525 [21]. Розглянемо її структурну схему на функціональне призначення виводів.

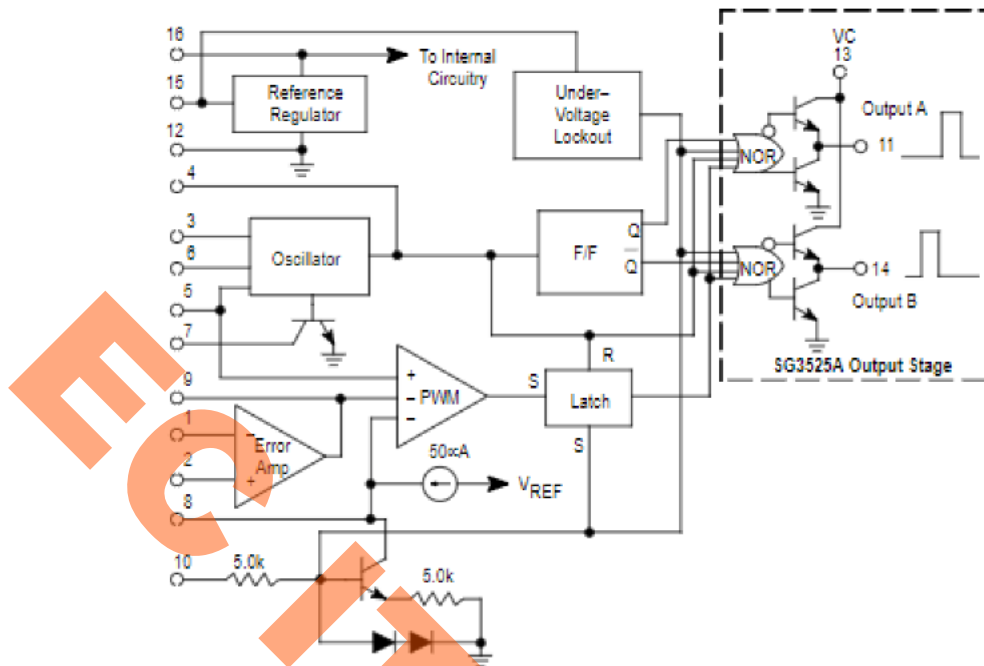


Рис. 2.5 Структурна схема мікросхеми ШІМ регулятора SG3525

Призначення виводів:

- 1) Інвертуючий вхід підсилювача помилки;
- 2) Неінвертуючий вхід підсилювача помилки;
- 3) Вихід синхронізації;
- 4) Вихід синхронізації;
- 5) Частото задаючий конденсатор;
- 6) Частото задаючий резистор;
- 7) Встановлення «dead-time»;
- 8) Плавний пуск
- 9) Зворотній зв'язок підсилювача помилки;
- 10) Аварійна зупинка;
- 11) Вихід «А»
- 12) Заземлення;
- 13) Живлення вихідних каскадів;

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

14) Вихід «В»;

15) Живлення мікросхеми;

16) Вихід внутрішнього опорного джерела напруги.

Розрахунок режиму роботи почнемо з забезпечення раніше згаданих параметрів інвертора.

Згідно з документацією виробника, частота ШІМ визначається за наступною формулою [21]:

$$f = \frac{1}{C_T(0.7R_T + 3R_D)}, \quad (4.24)$$

де C_T - ємність тактового конденсатора;

R_T - опір тактового резистора;

R_D - опір резистора затримки перемикання вихідних каскадів.

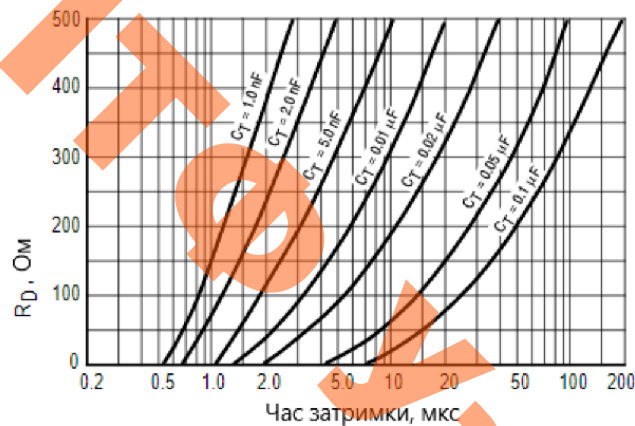


Рис. 2.6 Осцилограма часу затримки залежно від опору R_D

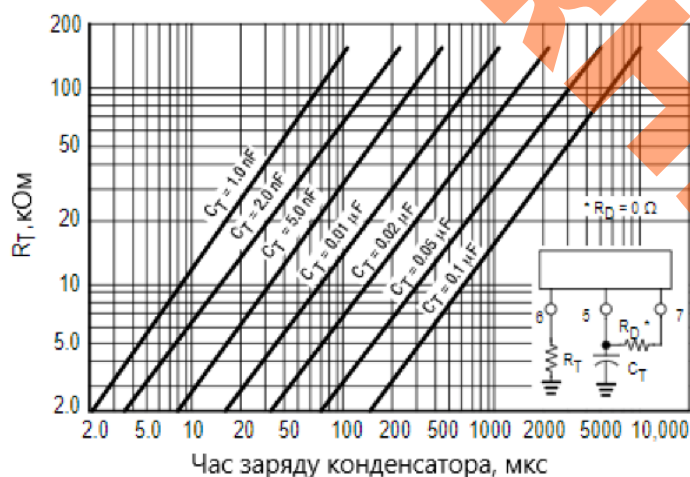


Рис. 2.7 Залежність частоти від опору R_T

Час затримки перемикання вихідних ключів обираю згідно з електричними

характеристиками транзисторів використаних в інверторі.

Для забезпечення надійності приладу, уникнення перевантажень силових ключів, зменшення витрат при виготовленні з каталогу товарів обираю SPP20N60C3 [22].

Виробник	INFINEON TECHNOLOGIES AG (INFINEON)
Корпус	TO220
Структура	N
Схема з'єднання	Одиночний
V(BR)DSS - напруга пробоя сток-витік	600 V
Vgs - напруга затвор-витік	±20 V
Id25 - постійний струм стоку при 25°C	20.7 A
Id75(100) - постійний струм стоку при 75(100)°C	13.1 A
Rds(on)25 - опір стік-витік при 25°C, Vgs=10V	0.16 Ом
VGS(th) - порогова напруга затвор-витік (типова)	3 V
VGS(th) - гранична напруга затвор-витік (діапазон)	2.1...3.9V
Потужність розсіювання при 25°C	208 Вт

Для розрахунку часу затримки необхідно задати: повну ємність затвора Q_g , струм заряду I_c , напруга затвор-витік U_{gs} . Згідно з довідниковими даними повна максимальна ємність затвора Q_g складає 130нКл. Напруга U_{gs} рівна напрузі живлення схеми керування: +15В.

Струм заряду обмежений максимальним вихідним струмом драйвера IR2113 складає 2А [23].

Структурна схема драйвера силових ключів IR2113 зображена на рис. 2.8

Типову схему включення можна розглянути на рис. 2.9.

Для розрахунку необхідного часу затримки перемикання повністю керованих ключів SPP20N60C3 з довідникових даних для мікросхеми IR2113, визначаємо максимальний вихідний струм $I_{к. макс}$, 2А.

Визначаємо швидкість заряду ємності польового транзистора:

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						37
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$t = \frac{Q_g R_g}{U_{GS}}, (4.25)$$

де Q_g – повна ємність затвору SPP20N60C3, Кл;

R_g - опір резистора в ділянці затворі силового ключа:

$$R_g = \frac{U}{I_{к.макс}}, (4.26)$$

$$R_g = 15 / 2 = 7.5 \text{ (Ом)}$$

Розраховане значення $R_g = 7,5$ Ом, обрано стандартне значення 10 Ом.

$$t = \frac{130 \cdot 10^{-9} \cdot 10}{15} = 87 \cdot 10^{-9} \text{ (с)}$$

Відповідно до формули 4.25 максимальний час t зміни логічного стану ключа повинен бути не менше 87 нс.

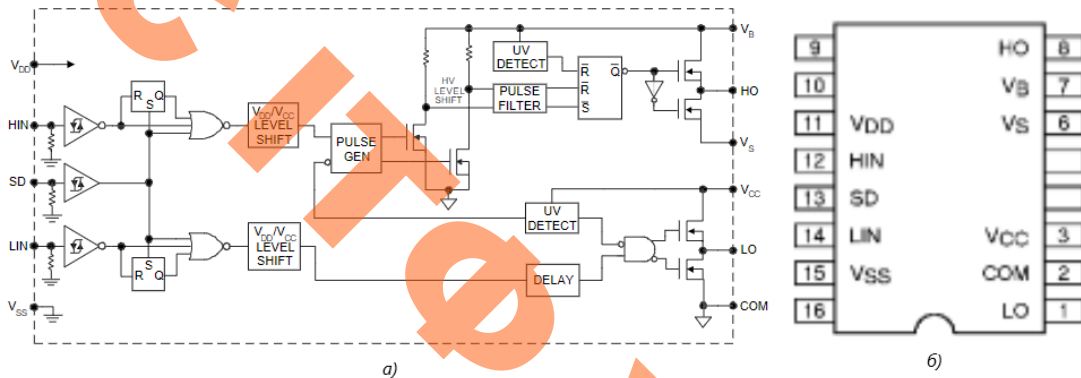


Рис. 2.8 Структурна схема мікросхеми IR2113 [23]:

а) внутрішня структура. б) найменування виводів в корпусі 16-Lead SOIC

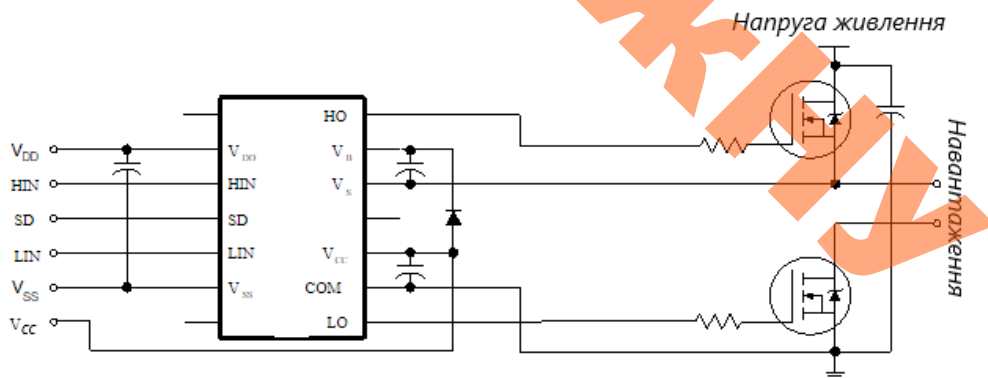


Рис. 2.9 Типова схема включення драйвера IR2113

Порівнявши результат, отриманий з формули 4.25, з рисунком 2.6, отримуємо наступні значення: опір резистора R_D – 50 Ом, ємність конденсатора C_T – 1 нФ, затримка перемикачання – 700 нс.

Звернувшись до формули 4.24 отримаємо опір резистора R_T , для робочої частоти інвертора 100 кГц, 6.5 кОм.

Розрахунок часу плавного пуску відбувається відповідно до формули:

$$t_{\text{пп}} = \frac{U_{\text{ref}} C_{\text{пп}}}{I_{\text{ref}}}, (4.28)$$

де I_{ref} - струм заряду конденсатора від внутрішнього джерела живлення мікросхеми SG3525, 50мА;

$C_{\text{пп}}$ – ємність конденсатора плавного пуску, мкФ;

U_{ref} – напруга внутрішнього джерела ЕРС мікросхеми SG3525, 5В.

Типове значення ємність конденсатора $C_{\text{пп}}$ 1мкФ. Згідно з формулою 4.28, час $t_{\text{пп}} = 0,01\text{с}$.

Для розряду конденсатора плавного пуску використано резистор з типовим опором 330кОм. Зустрічно включений діод необхідний для коректного спрацювання внутрішнього RS-тригера мікросхеми SG3525у разі необхідності аварійної зупинки.

Виходи мікросхеми ШІМ регулятора під'єднано до входів драйвера IR2113, через струмообмежуючі резистори. Опір визначається згідно з формулою 4.26, де $I_{\text{к.макс}}$ - 100мА відповідно до технічної документації виробника. U – напруга живлення мікросхеми, 15В. Отже опір $R_{u1.output}$ – 150Ом,

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						39
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

4.4 Розрахунок вузла обмеження максимального струму

В даному ПЧ обмеження струму відбувається в первинному колі живлення, а також у колі живлення АІН. В якості датчика струму використано мікросхему ACS712ELCTR-20A-T, його структурна схема показана на рис 2.12.

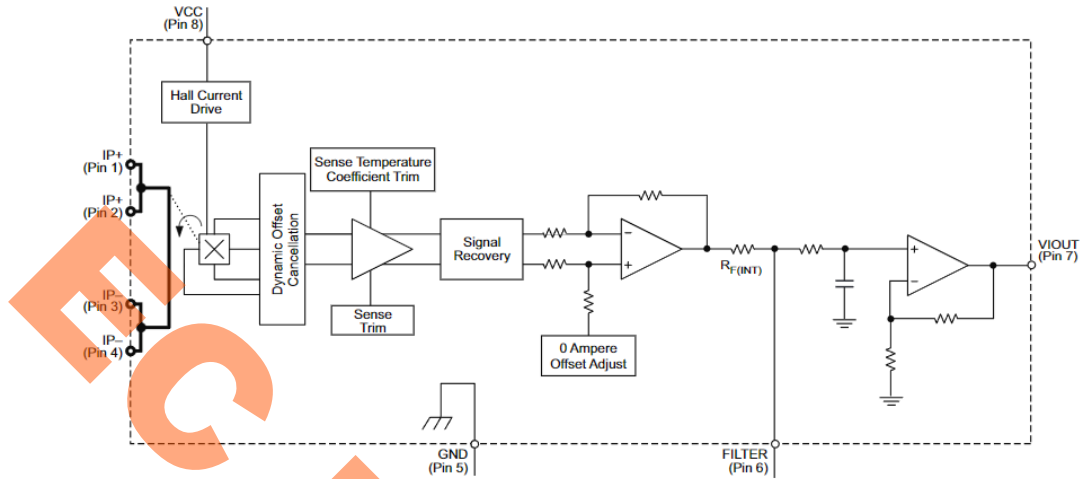


Рис. 2.11 Структурна схема мікросхеми ACS712ELCTR-20A-T [24]

Функціональне призначення виводів мікросхеми ACS712ELCTR-20A-T:

- 1) Термінал для вимірювання вхідного струму;
- 2) Термінал для вимірювання вхідного струму;
- 3) Термінал для вимірювання вихідного струму;
- 4) Термінал для вимірювання вихідного струму;
- 5) Загальний провідник;
- 6) Термінал для зовнішнього конденсатора, який задає пропускну здатність;
- 7) Аналоговий вихід виміряного значення струму;
- 8) Вивід живленні мікросхеми.

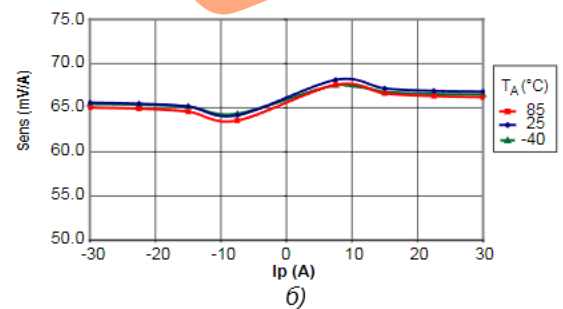
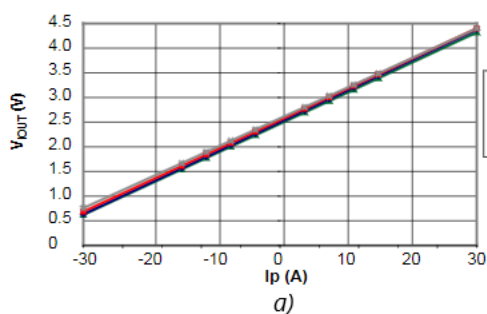


Рис 2.12 а) залежність вихідної напруги від виміряного значення струму;
б) зміна чутливості в залежності від струму.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

Чутливість мікросхеми ACS712ELCTR-20A-T згідно технічної документації складає $U_{sens} = 100\text{мВ/А}$. Максимальний струм силових ключів на базі SPP20N60C3 20А при температурі 25°C та 13.7А при 100°C . З використанням

активного охолодження прийнято рішення обмежити максимальний струм на позначці 15А, що дасть змогу отримати 4 950 Вт при короткочасному перевантаженні.

Відповідно, вихідна напруга датчика струму при спрацюванні захисту буде складати:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{sens}} I, \quad (4.29)$$

де U_{sens} – чутливість мікросхеми SPP20N60C3, 100мВ/А,

I – струм перевантаження, 15А.

$$U_{\text{вих}} = 0,1 * 15 = 1,5 \text{ (В)}$$

Максимальна похибка вимірювань в повному діапазоні струмів згідно документації складає $\pm 1,5\%$.

$$\nabla U_{\text{вих}} = 0,045\text{В}$$

Для контролю отриманих даних від датчиків струму задіяно 4-ох каналний операційний підсилювач LM348N(далі по тексту ОП), схема електрична принципова 1 секції на рис. 2.13.

Деякі технічні параметри мікросхеми LM348N:

- 1) Діапазон напруга живлення - $\pm 18\text{В}$;
- 2) Максимальна різниця входних напруга - 36В;
- 3) Максимальний вихідний струм – 25мА;
- 4) Максимальний входний струм – 200нА;
- 5) Максимальна смуга пропускання - 1МГц;
- 6) Максимальне зміщення входного струму – 50нА;
- 7) Максимальне зміщення входної напруги – 6мВ.

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						41
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

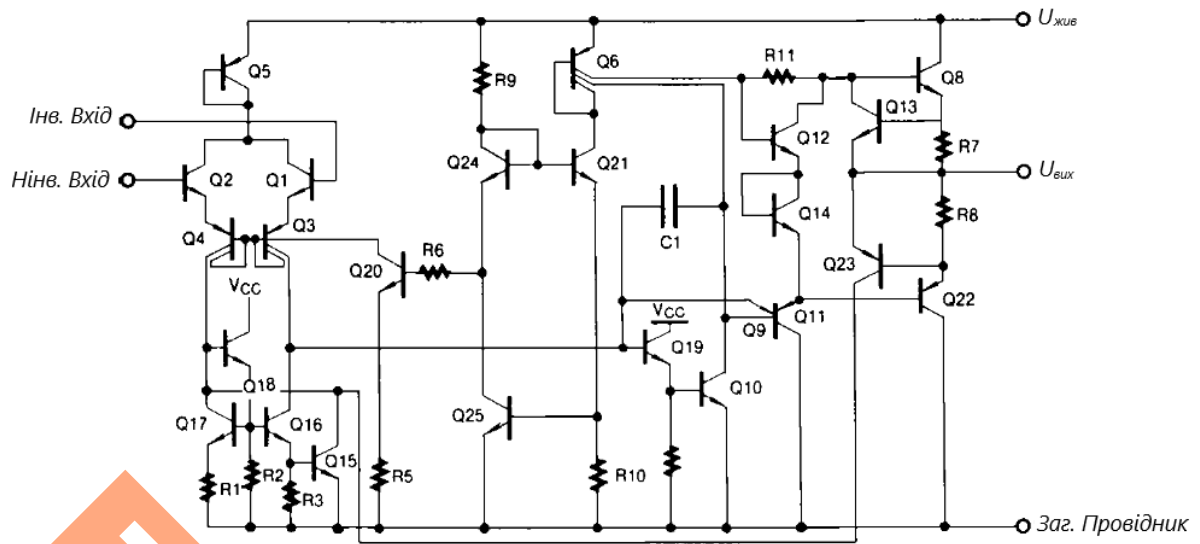


Рис. 2.13 Схема електрична принципова операційного підсилювача LM348N [25]

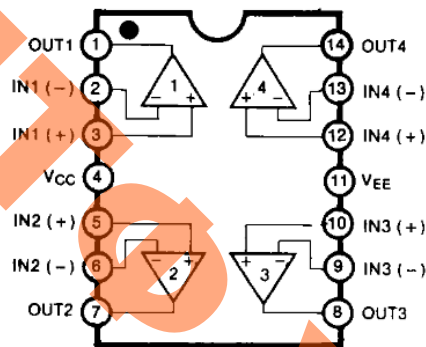


Рис. 2.14 Найменування зовнішніх виводів мікросхеми LM348N

Функціональне призначення виводів мікросхеми:

- 1) Вихід ОП 1;
- 2) Інверсний вхід ОП 1;
- 3) Неінверсний вхід ОП 1;
- 4) Живлення мікросхеми;
- 5) Неінверсний вхід ОП 2;
- 6) Інверсний вхід ОП 2;
- 7) Вихід ОП 2;
- 8) Вихід ОП 3;
- 9) Інверсний вхід ОП 3;
- 10) Неінверсний вхід ОП 3;
- 11) Загальний провідник;

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

порівнюючого елементу дорівнює 1.526В.

Петля гістерезису для рисунку 2.14 визначається за формулою:

$$\Delta U = \frac{R3U_{\text{вих}}}{R1+R3} - U_{\text{вих}}, \quad (4.30)$$

де $U_{\text{вих}}$ – напруга виходу ОП, яка в даній моделі рівна напрузі живлення мікросхеми, 5В.

ΔU – величина гістерезису, $\pm 0,025$ В.

R3 з ряду стандартних значень - 4,3 МОм.

При необхідності припинити живлення АІН необхідно подати на вивід 10 мікросхеми SG3525 напругу не більше напруги живлення. Для фіксації даного логічного стану використано вузол показаний на Рис.2.16

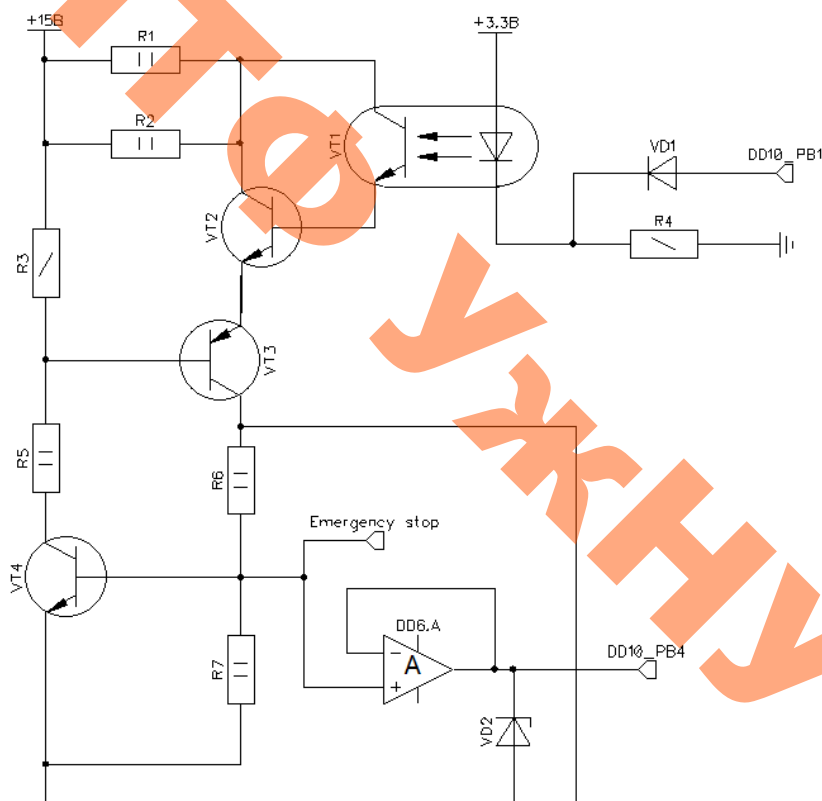


Рис 2.16 Тригер аварійної зупинки

Дана схема є класичною «заслінкою», при подачі напруги на вхід «emergency stop», транзистор VT2 переходить в стан насичення. В свою чергу база транзистора VT1 отримує пряме зміщення внаслідок чого напруга живлення безпосередньо надходить до бази транзистора VT2. Процес переходу

нормалізується, на виході «U1-10» встановлюється напруга:

КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ

Арк.

44

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

$$U_{U1-10} = \frac{15(R7+R6)}{R1||R2+R7+R6}, (4.31)$$

Для переходу тригера до логічного стану «0», необхідно припинити подачу живлення на один з біполярних транзисторів. Дану функцію реалізує оптопара U9. При необхідності скидання стану тригера центральний мікропроцесор подає сигнал «1» на вхід «reset error». Світлодіод припиняє генерацію світла внаслідок чого транзистор переходить в закритий стан.

ЕС ІТФ УЖНУ

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						45
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

4.5 Розрахунок системи живлення

Первинне живлення інвертора надходить від мережі через мережевий фільтр. Всі компоненти та їх номінали, що використані в вузлі мережевого фільтра, були вказані в довіднику [19]. Варистор18 MOV20D681K 420V AC 560V DC.

Серія (діаметр диска)	20 мм
Робоча напруга (змінна)	420 V
Робоча напруга (постійна)	560 V
Класифікаційна напруга (при струмі 1 mA)	680 V
Похибка напруги	±10%
Максимальна енергія, що поглинається	230 Дж
Максимальна напруга (8/20 us)	1.12 kV
Максимальний струм (8/20 us)	100 A
Розсіювана потужність	1 Вт
Максимальна ємність, на 1кГц	600 pF
Спосіб монтажу	Паяння в отвори

Конденсатори C4, C5 та резистори R19, R20 утворюють захист від протифазних високочастотних завад, що можуть утворюватися в мережі під час роботи інших пристроїв. Аналогічний вузол побудовано на компонентах C15, C16, R28, R29. Конденсатори використовуються ємністю C4,C5 630В 0,022мкФ ±20%, C15, C16 630В 4700пФ ±20% резистори 0,5Вт 1 МОм ±5%.

Дросель T1, T2 служать для захисту від синфазних завад низької частоти, що утворюються в мережі електропостачання. Виконуються на феритовому тороїдальному сердечнику діаметром 50мм, індуктивність обмотки 1,5мГн.

Конденсатори C6, C7 є шунтуючими для завад які виникають в процесі роботи інвертора а також захищаються сам пристрій від таких же завад. C6 630В 0,22мкФ ±20%, C7 630В 0,01мкФ ±20%.

Випрямляч KBJ3510 з струмом випрямлення 35А 1000В. Корпус металевий, всі компоненти електрично ізолювані епоксидною смолою (суцільне заливання в єдину капсулу). Епоксидна смола характеризується як матеріал із високим рівнем вогнестійкості – UL94-V0.

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						46
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Вузол утворений L1, VT18, VD12 є частиною активного коректора коефіцієнта потужності. Його ціллю є зменшення завад, що утворює пристрій, а також зменшення «пускового» струму інвертора напруги[5].

Коректор коефіцієнта потужності(ККП) призначений для активної фільтрації струму мережі. Він наближає фазовий зсув між стрімом та напругою джерела живлення до нуля і формує синусоїдальну форму струму отриманого від мережі. Є проміжною ланкою між вхідним і вихідним випрямлячем і виходом перетворювача напруги. Структурна схема показана на рис 2.17 [9].

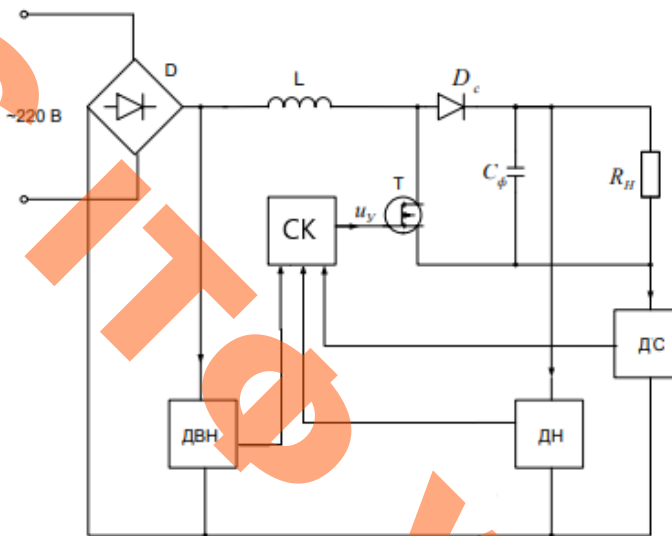


Рис 2.17 Структурна схема активного ККП з стабілізацією вихідної напруги.

ДВН - датчик вхідної напруги;

СК – система керування;

ДН – датчик вихідної напруги;

ДС - датчик струму.

Часові діаграми роботи ККП проілюстровані на рис 2.18. Розрахунок котушки індуктивності відбувається за наступною формулою[9]:

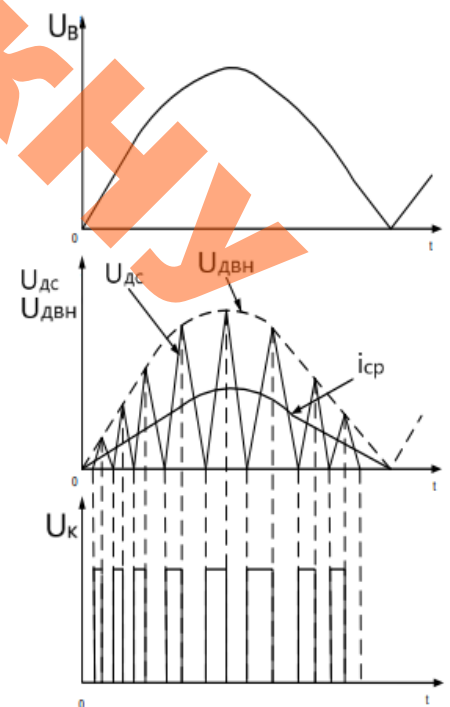


Рис 2.18

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

$$L \geq \frac{n * U_{\text{ВХ.МІН}}^2 \left(\frac{U_{\text{ВІХ}}}{\sqrt{2}} - U_{\text{ВХ.МІН}} \right)}{\sqrt{2} * U_{\text{ВІХ}} * P_{\text{ВІХ}} * f_{\text{МІН}}} \quad (4.32)$$

де n – ККД перетворювача – 93%,

$U_{\text{ВХ.МІН}}^2$ = мінімальна вхідна напруга яка рівна 195В;

$U_{\text{ВІХ}}$ вихідна напруга, 385В;

$f_{\text{МІН}}$ мінімальна частота роботи ККП, 100кГц.

$$L \geq \frac{0,93 * 195^2 \left(\frac{385}{\sqrt{2}} - 195 \right)}{\sqrt{2} * 385 * 3300 * 10000} = 15 \text{ мкГн.}$$

Визначаємо піковий максимальний струм:

$$I_{\text{п.макс}} = \frac{2 * \sqrt{2} * P_{\text{ВІХ}}}{n * U_{\text{ВХ.МІН}}} \quad (4.33)$$

$$I_{\text{п.макс}} = 51,46 \text{ А}$$

Для зменшення впливу скін ефекту використано провідники з площею поперечного перерізу $0,3 \text{ мм}^2$, при щільності струму 5 А/мм^2 знадобиться 35 паралельних провідників. Обирано осердя Epcos ETD49/25/16 матеріалу РС40, площа осердя $A_e = 211 \text{ мм}^2$.

Знаходимо необхідну кількість витків за формулою:

$$\frac{I_{\text{п.макс}} * L}{A_e N} * 10^4 \leq T \quad (4.34)$$

де T - магнітна індукція, яка не повина перевищувати насичення осердя, $0,25 \text{ Тл}$;

N – кількість витків

A_e – площа поперечного перерізу магнітопроводу.

Отже необхідно 14,63 витків, округляємо до більшого значення – 15.

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						48
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Для живлення системи керування використано готові модулі живлення компанії Hi-Link 15В 30Вт та 5В 10Вт. Даний виріб є закінченим технічним рішенням. Допуск на номінал вихідної напруги $\pm 0,2$ В, вихідний рівень пульсацій не більше 50мВ, ККД не менше 70%, мінімальний час роботи на відмову 100 000годин.

ЕС ІТФ УЖНУ

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						49
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

5. Висновки

Згідно поставленого завдання, було розроблено трифазний перетворювач частоти. На основі проведених досліджень синтезовано схему електричну принципову та схема електричну принципову, виконано розрахунок режимів роботи вузлів пристрою.

Відповідно до ТЗ пристрій має такі параметри:

- | | |
|--|------------|
| 1. Напряга живлення, мережа 50 Гц | 220/380 В; |
| 2. Потужність електродвигуна, не більше | 3.3 кВт; |
| 3. Робочий діапазон обертів, обр/хв | 60-1500; |
| 4. Номінальний струм споживання, не більше А | 12; |
| 5. Робоча температура, °С | -35 ÷ +65. |

При виконанні проектування було задіяно комплекс проектно-конструкторських програм: «AutoCAD 2024», «All in one», «Dip Trace», «STM32 CubeMX»

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		50

Перелік літератури

1. Котеньов С.В., Євсєєв А.Н. Розрахунок і оптимізація тороїдальних трансформаторів. – М.: «Гаряча лінія - Телеком», 2011. - 287с.
2. Олейник В.П., Колесник Р.В., Долженков Н.В. Приєднання пасивних електрорадіоелементів несерійного виготовлення. – Харків: «ХАІ», 2008. – 74с.
3. Сенько В.І., Трубіцин К.В., Чибеліс В.І. Інвертори і перетворювачі частоти. – Київ: «Ліра-К», 2020. - 300с.
4. Терещенко Т.О., Тодоренко В.А., Батрак Л.М., Ямненко Ю.С. Мікропроцесорні пристрої. – К.: Кафедра, 2017. – 244с.
5. Ераносян С.А. Мережеві блоки живлення з високочастотними перетворювачами. Л.: Енергоатомвидат. Ленінгр. відділення, 1991. – 176с.
6. Москатов Є.А. Силова електроніка. Теорія конструювання. – К.: «МК-Пресс», СПб.: «Корона-ВЕК», 2013. – 256с.
7. Робоча програма та методичні вказівки з дисципліни «Теорія електропривода». – Дніпропетровськ: «НМетАУ», 2010. - 100 с.
8. Наукова стаття Гречин Д.П., Дробот І.М., Хімка С., Гошко М. «Структурно-математичне моделювання способів пуску асинхронного двигуна». 2019. – 83с.
9. Довідник Power factor correction (PFC) handbook, 5-е вид. ON Semiconductor. 2014. – 130с.
10. Рюмік С.М. 1000 і одна мікроконтроллерна схема. 1 вид. М.: «Додека - XXI», 2010. – 356с.
11. Рюмік С.М. 1000 і одна мікроконтроллерна схема. 2-е вид. М.: «Додека - XXI», 2011. – 400с.
12. Хоровіц П., Хілл У. Мистецтво схемотехніки. 5-е вид. М.: «Мир», 1998. – 704с.
13. Моін В.С. Стабілізовані транзисторні перетворювачі. – М.: «Енергоатомвидат», 1987. – 376с.

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						51
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

14. Вивчення правил оформлення конструкторської документації. – К.: НТУУ (КПІ), 2016. – 29с.

15. Навчальний довідник по вибору та застосуванню пристроїв плавного пуску апаратури: «<http://surl.li/tzasf>»

16. Розрахунок імпульсного трансформатора для двохтактного перетворювача і узгоджуючих пристроїв : Довідник, 2022. – «<http://surl.li/tzbhq>»

17. Асинхронні двигуни: Союзфільм, Свердловська кіностудія. 1975. – «<http://surl.li/tzbfm>»

18. Трьохфазні асинхронні двигуни: Київнаукфільм 1982. – «<http://surl.li/tzbhp>»

19. Придушення завад в колах живлення радіоелектронних пристроїв: «<http://surl.li/tzblw>»

20. Плавний пуск електродвигуні: «<http://surl.li/tzbsl>».

21. Технічні параметри та способи застосування SG3525: «<http://surl.li/tzbmm>».

22. Технічні параметри та способи застосування SPP20N60C3: «<http://surl.li/tzbna>».

23. Технічні параметри та способи застосування IR2113: «<http://surl.li/tzbnt>».

24. Технічні параметри та способи застосування ACS712ELCTR-20A-T: «<http://surl.li/tzbol>».

25. Технічні параметри та способи застосування LM348N: «<http://surl.li/tzbov>».

26. ДСТУ 3321:2003. Система конструкторської документації. Терміни та визначення основних понять. «<http://surl.li/tzbvt>»

					КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ	Арк.
						52
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Поз. познач.	Найменування	Кіл.	Примітка
	<u>Конденсатори</u>		
C1	TR 50B 1мкФ ±20%	1	
C2	C0402X104M250NU 25B 100нФ ±20%	1	
C3	TR 50B 1мкФ ±20%	1	
C4..C6	K73-17 630B 0,22мкФ ±20%	3	
C7	K73-17 630B 0,01мкФ ±20%	1	
C8	EHR101M2ABA 100B 100мкФ ±20%	1	
C9	C0402X104M250NU 25B 100нФ ±20%	1	
C10	CL05B101KB5NNNC 50B 1нФ ±20%	1	
C11	EHR101M2ABA 100B 100мкФ ±20%	1	
C12	C0402X104M250NU 25B 100нФ ±20%	1	
C13, C14	CL10C101JB8NNND 50B 100нФ ±5%	2	
C15, C16	K73-17 630B 4700нФ ±20%	2	
C17, C18	C0402X104M250NU 25B 100нФ ±20%	2	
C19, C20	CL10C101JB8NNND 50B 100нФ ±5%	2	
C21	CBB22 1000B 0,22мкФ ±20%	1	
C22	CBB22 1000B 1мкФ ±20%	1	
C23	TR 50B 1мкФ ±20%	1	
C24, C25	CL10C101JB8NNND 50B 100нФ ±5%	2	
C26	CBB22 1000B 0,22мкФ ±20%	1	
C27..C30	Jamicon 450B 1000мкФ ±20%	4	
C31	Jamicon 25B 47мкФ ±20%	1	
C32	C0402X104M250NU 25B 100нФ ±20%	1	
C33	CL05B101KB5NNNC 50B 1нФ ±20%	1	
C34	Jamicon 25B 1мкФ ±20%	1	
C35..C38	Jamicon 450B 1000мкФ ±20%	4	
C39	Jamicon 25B 47мкФ ±20%	1	
C40	C0402X104M250NU 25B 100нФ ±20%	1	
C41	Jamicon 25B 47мкФ ±20%	1	

КРБ ЕС.10315656.001 ПЕ

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
Розроб.		Пфістер В.Р.		24.06
Перевір.		Спесивих О.О.		24.06
Реценз.				
Н. Контр.		Пап О.В.		24.06
Затверд.		Заяць Т.М.		24.06

Трифазний
перетворювач частоти

Літ.	Арк.	Аркушів
	1	5

УжНУ, ІТФ ЕС 2 ст.

Поз. познач.	Найменування	Кіл.	Примітка			
L1	Дросель Ерсос ETD49/25/16 15мкГн 50А					
		1				
	<u>Резистори</u>					
R1R2	C2-23 2Вт 200 Ом ±5%	2				
R3	C2-23 2Вт 10 кОм ±5%	1				
R4, R5	C2-23 0.25 Вт 100 Ом ±5%	2				
R6, R7	C2-23 2Вт 10 кОм ±5%	2				
R8	Taiwan 0,25Вт 6.5 кОм ±5%	1				
R9	C2-23 0,25Вт 50 Ом ±5%	1				
R10	C2-23 0,25Вт 4,7кОм ±5%	1				
R11, R12	C1-4 0,25Вт 10 кОм ±5%	2				
R13	C2-23 0.25Вт 2 МОм ±5%	1				
R14	C1-4 0,25Вт 10 кОм ±5%	1				
R15	C2-23 0.25 Вт 100 Ом ±5%	1				
R16	C1-4 0,25Вт 330 кОм ±5%	1				
R17	C2-23 0.25 Вт 100 Ом ±5%	1				
R18	MOV20D681K	1				
R19, R20	C1-4 1Вт 1 МОм ±5%	2				
R21, R22	C2-23 2Вт 150 Ом ±5%	2				
R23, R24	C2-23 0,25Вт 4,7кОм ±1%	2				
R25..R27	MF2W 2Вт 430кОм ±1%	3				
R28, R29	C1-4 1Вт 1 МОм ±5%	2				
R30, R31	RX27-1 5Вт 10 Ом ±5%	2				
R32, R33	C2-23 0,25Вт 4,7кОм ±1%	2				
R34..R36	MF2W 2Вт 430кОм ±1%	3				
R37	RX27-1 5Вт 10 Ом ±5%	1				
R38	C2-23 0.25 Вт 100 Ом ±5%	1				
R39	MP006338 0.5Вт 100 кОм ±1%	1				
R40	C1-4 0,25Вт 10 кОм ±1%	1				
R41..R43	C2-33H 0.25Вт 680 кОм ±1%	3				
R44	C2-23 2Вт 180 Ом ±5%	1				
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	КРБ ЕС.10315656.001 ПЕ	Арк.
						3

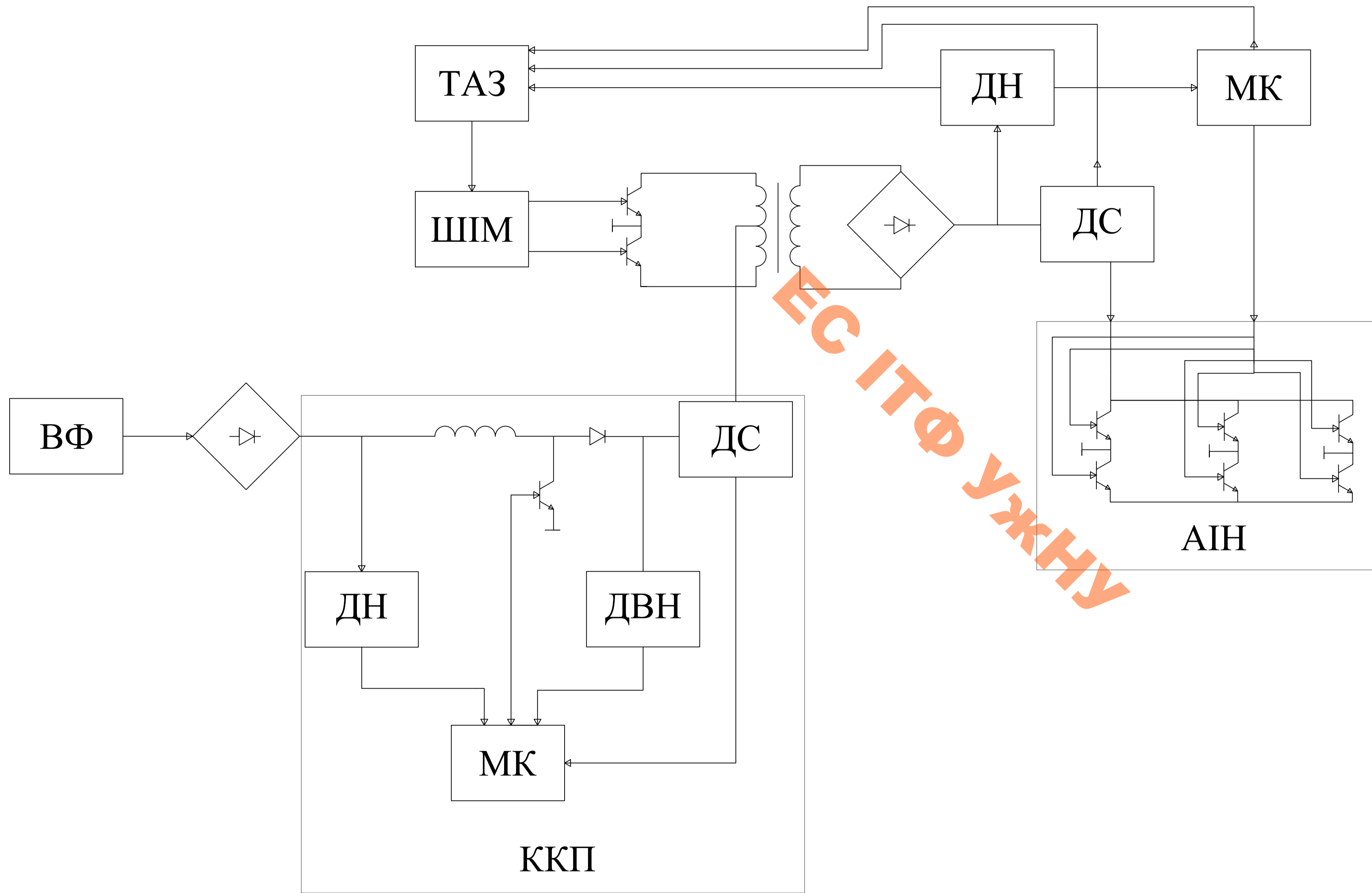
ДОДАТКИ

Додаток А Схема електрична структурна КРБ ЕС.10315656.001 Е1

Додаток Б Схема електрична принципова КРБ ЕС.10315656.001 Е3

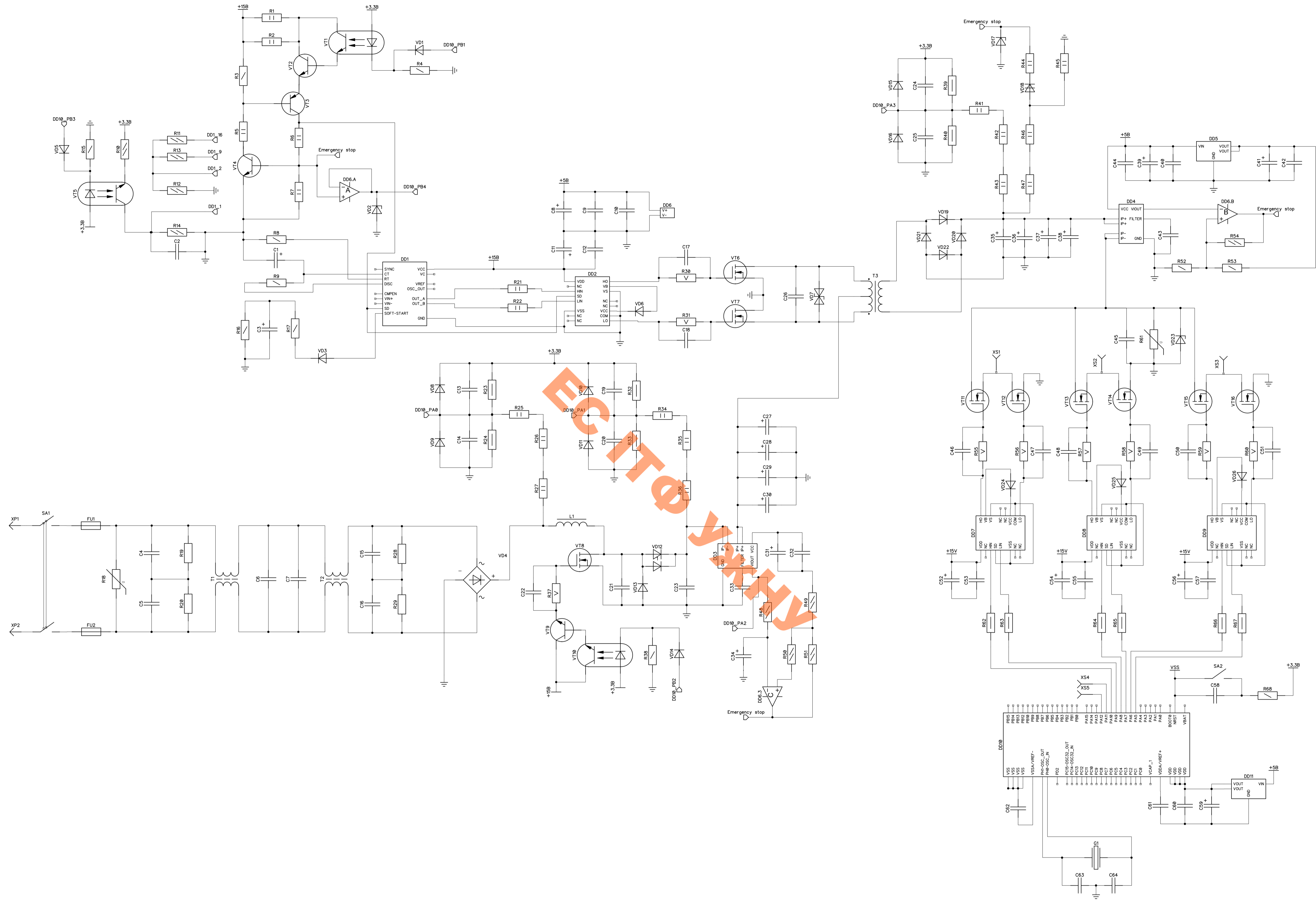
Додаток В. Перелік елементів КРБ ЕС.10315656.001 ПЕ

Додаток Г. Специфікація КРБ ЕС.10315656.001



ТАЗ - тригер аварійної зупинки;
 ШІМ - широтно-імпульсний модулятор;
 ДН - датчик напруги;
 ДС - датчик струму;
 ДВН - датчик вихідної напруги;
 МК - мікроконтроллер;
 ВФ - вхідний фільтр;
 ККП - коректор коефіцієнта потужності;
 АІН - автономний інвертор напруги.

КРБ ЕС.10315656.001 Е1							
Зм.	Літ.	№ док.	Піпис	Дата	Літ.	Маса	Масштаб
Розроб.		Піфістер В.Р.		24.06			
Перевір.		Спесивих О.О.		24.06	Архив	Архив	1
Н. конт.	Пан О.О.				Схема електрична структура		
Затверд.	Засць Т.М.			24.06	Ужну, ІТФ ЕС 2ст		



КРБ ЕС.10315656.001 ЕЗ				Літ	Маса	Масштаб
Зм.	Арк.	N документа	Підпис	Дата	Трифазний перетворювач частоти	
Розробив	Парістер В.Р.			24.06	Аркуш	Аркушів 1
Перевірив	Спесивих О.О.			24.06		
Т. контр.						
Н. контр.	Пан О.В.				УжНУ, ІТФ ЕС 2ст.	
Затвердив	Зяць Т.М.			24.06		

Завідувачу кафедри ЕС ІТФ ДНВЗ УжНУ

Заєць Тарас Михайлович

Студента (-ки) 2 курсу
спеціальності ІТФ Електроенергетика
Перігет В'ячеслав Русланович
(прізвище, ініціали)

ЗАЯВА

щодо самостійного виконання
навчальної/кваліфікаційної роботи здобувачем освіти

Я, Перігет В'ячеслав Русланович
(прізвище, ім'я, по батькові),

Студент(-ка) денної форми навчання, ІТФ, 2 курс
(форма навчання, факультет, курс)

заявляю: моя письмова робота на тему: Трифазний керування
зарядом

виконана самостійно і в ній не міститься елементів плагіату.

Всі запозичення з друкованих та електронних джерел, а також із захищених раніше робіт мають відповідні посилання. Я ознайомлений(а) з діючим Положенням, згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску навчальної/кваліфікаційної роботи до захисту та притягнення до академічної відповідальності.

18.06.2024
Дата

Сенченко І.О.
Підпис

ДОВІДКА

про результати перевірки на унікальність кваліфікаційної, навчальної (курсової) роботи

Автор роботи	Пфістер Владислав Русланович
Назва роботи	Трифазний перетворювач частоти
Спеціальність	171, Електроніка
Курс	2
Факультет	ІТФ
Кафедра	ЕС
Керівник роботи	Сисебах О.О.
Роботу перевірено в програмі	Antipla
Додано до бази даних	
Ідентифікаційний номер роботи	
Результат роботи	
Показник унікальності тексту через перевірку роботи у внутрішній базі кафедри ЕС ІТФ ДВНЗ УжНУ	
Показник унікальності тексту в мережі Інтернет	90%

Відповідальна особа/

Науковий керівник роботи

Сисебах О.О.

18.06.24



Автентифіковано засобом перевірки на плагіат ANTIPLA
Дата видачі: вівторок, 18 червня 2024, 10:01
Доступно через www.antip.la

Плагіатограма

Результат (відсоток плагіату)	10%
Назва документу	КРБ ЕС.10315656.001 ПЗ
Кількість символів	15,000
Кількість спеціальних символів	219
Кількість слів	2,105
Унікальна кількість слів	1,176
Кількість речень	329
Найпоширеніші слова	=, -, Арк., на, напруги
Найдовше слово	���=
Середня довжина слова	6.1
Середня кількість слів у реченні	6.4
Всього посилань	0
Кількість слів із плагіатом	191

18.06.2024

(дата)

vlad pfister

(перевірив)