

Міністерство освіти і науки України
Луцький національний технічний університет
(повне найменування закладу вищої освіти)

Факультет робототехніки та штучного інтелекту
(повне найменування факультету)

Кафедра електроніки, фізики та SMART-систем
(повне найменування кафедри)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
ЗА СТУПЕНЕМ ВИЩОЇ ОСВІТИ «БАКАЛАВР»

РОЗРОБКА ТА МОДЕЛЮВАННЯ ТРИФАЗНОГО SPWM-ІНВЕРТОРА НА БАЗІ STM32 ДЛЯ СИСТЕМ ЖИВЛЕННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОГО ОБЛАДНАННЯ

DEVELOPMENT AND MODELING OF A THREE-PHASE SPWM INVERTER BASED ON STM32 FOR TELECOMMUNICATIONS EQUIPMENT POWER SUPPLY SYSTEMS

спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва спеціальності)

освітня програма «Телекомунікації та радіотехніка»
(назва освітньої програми)

Виконав: здобувач вищої освіти
групи ТК-41
Захарчук Максим Дмитрович

(підпис)

Керівник: к.т.н., доцент
Якимчук Наталія Миколаївна

(підпис)

Кваліфікаційну роботу
допущено до захисту
« ____ » _____ 2026 р.

Гарант освітньої програми:

к.т.н., доцент

Євсюк Микола Миколайович

(підпис)

Луцьк – 2026 року

ЛУЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет комп'ютерних та інформаційних технологій

Кафедра електроніки та телекомунікацій

Ступінь вищої освіти: бакалавр

Галузь знань: 17 Електроніка та телекомунікації

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Освітня програма: «Телекомунікації та радіотехніка»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ доц. В. ЗАБЛОЦЬКИЙ

« _____ » _____ 2025 р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧУ ВИЩОЇ ОСВІТИ

Захарчуку Максиму Дмитровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема кваліфікаційної роботи *Розробка та моделювання трифазного SPWM-інвертора на базі STM32 для систем живлення телекомунікаційного обладнання*

Керівник роботи *к.т.н., доцент Якимчук Наталія Миколаївна*

затверджені наказом закладу вищої освіти від «31» грудня 2025 року № 558/01-02

2. Строк подання здобувачем вищої освіти кваліфікаційної роботи 04.06.2026 р.

3. Вихідні дані до роботи *вхідна напруга 48 В постійного струму; вихідна трифазна напруга 50 Гц; використання мікроконтролера STM32F103C6T8; реалізація SPWM-модуляції; моделювання в середовищах Proteus 8 Professional і LTspice XVII*

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):

Вступ

Розділ 1 Системи електроживлення телекомунікаційного обладнання

Розділ 2 розробка трифазного SPWM інверторного перетворювача

Розділ 3 Моделювання інверторного перетворювача

Розділ 4 Аналіз результатів моделювання та оцінка якості роботи інвертора

Висновки

5. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу:

Демонстраційний матеріал у вигляді презентації Power Point.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис	
		завдання видав	завдання прийняв
<i>Розділ 1 Системи електроживлення телекомунікаційного обладнання</i>	<i>Якимчук Н. М., доцент</i>		
<i>Розділ 2 розробка трифазного SPWM інверторного перетворювача</i>	<i>Якимчук Н. М., доцент</i>		
<i>Розділ 3 Моделювання інверторного перетворювача</i>	<i>Якимчук Н. М., доцент</i>		
<i>Розділ 4 Аналіз результатів моделювання та оцінка якості роботи інвертора</i>	<i>Якимчук Н. М., доцент</i>		
<i>Нормоконтроль</i>	<i>Селепина Й. Р., доцент</i>		
<i>Гарант ОП</i>	<i>Євсюк М. М., доцент</i>		
<i>Показник запозичень тексту</i>		%	
<i>Академічна доброчесність</i>	<i>Якимчук Н. М., доцент</i>		

7. Дата видачі завдання 31 грудня 2025 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	<i>Розділ 1 Системи електроживлення телекомунікаційного обладнання</i>	до 01.03.2026 р.	
2.	<i>Розділ 2 розробка трифазного SPWM інверторного перетворювача</i>	до 15.03.2026 р.	
3.	<i>Розділ 3 Моделювання інверторного перетворювача</i>	до 01.04.2026 р.	
4.	<i>Розділ 4 Аналіз результатів моделювання та оцінка якості роботи інвертора</i>	до 10.04.2026 р.	
5.	<i>Висновки</i>	до 20.04.2026 р.	
6.	<i>Формування списку використаних джерел</i>	до 30.04.2026 р.	
7.	<i>Оформлення ілюстративного матеріалу</i>	до 10.05.2026 р.	
8.	<i>Нормоконтроль</i>	до 20.05.2026 р.	
9.	<i>Інструментальна перевірка на академічний плагіат</i>	до 30.05.2026 р.	
10.	<i>Представлення кваліфікаційної роботи бакалавра до захисту</i>	до 04.06.2026 р.	

Здобувач вищої освіти

(підпис)

Захарчук М. Д.

(прізвище, ініціали)

Керівник кваліфікаційної роботи

(підпис)

Якимчук Н. М.

(прізвище, ініціали)

АНОТАЦІЯ

Захарчук М. Д. Розробка та моделювання трифазного SPWM-інвертора на базі STM32 для систем живлення телекомунікаційного обладнання. Рукопис.

Кваліфікаційна робота бакалавра ОП «Телекомунікації та радіотехніка» спеціальності 172 Електронні комунікації та радіотехніка. Луцький національний технічний університет. Луцьк, 2026. 65 с.

Кваліфікаційна робота складається з вступу, чотирьох розділів, висновків, додатків, списку використаних джерел.

Перший розділ присвячено огляду систем електроживлення телекомунікаційного обладнання та визначенню ролі інверторних перетворювачів у їх структурі. У другому розділі виконано розробку трифазного SPWM-інвертора з використанням мікроконтролера STM32 та реалізацією алгоритму керування. Третій розділ містить моделювання роботи системи в середовищах Proteus і LTspice. У четвертому розділі проведено аналіз результатів, оцінено якість електроживлення, гармонічні спотворення та електромагнітну сумісність інвертора.

Ключові слова: інвертор, SPWM, мікроконтролер STM32, SPWM-модуляція, електроживлення, телекомунікаційні системи.

ANNOTATION

Zakharchuk M. Development and modeling of a three-phase SPWM inverter based on STM32 for telecommunications equipment power supply systems. Manuscript.

Bachelor's qualification work in the Educational Program «Telecommunications and Radio Engineering», specialty 172 Electronic Communications and Radio Engineering. Lutsk National Technical University. Lutsk, 2026. 65 p.

The qualification work consists of an introduction, four chapters, conclusions, appendices, and a list of references.

The first chapter is devoted to the review of power supply systems for telecommunication equipment and the role of inverter converters in their structure. The second chapter presents the development of a three-phase SPWM inverter based on an STM32 microcontroller and the implementation of the control algorithm. The third chapter contains the simulation of the system operation in Proteus and LTspice environments. The fourth chapter provides an analysis of the obtained results and evaluates power quality, harmonic distortion, and electromagnetic compatibility of the inverter.

Keywords: Inverter, SPWM, STM32 Microcontroller, SPWM Modulation, Power Supply, Telecommunication Systems.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
РОЗДІЛ 1 СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ	
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОГО ОБЛАДНАННЯ	9
1.1 Архітектура систем живлення телекомунікаційних об’єктів.....	9
1.2 Інверторні перетворювачі в системах резервного та автономного живлення.....	14
1.3 Вимоги до проектування інверторів для ТКС.....	19
1.4 Формування трифазної напруги в інверторних системах.....	24
РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА ТРИФАЗНОГО SPWM ІНВЕРТОРНОГО	
ПЕРЕТВОРЮВАЧА	26
2.1 Структура проектованої системи живлення.....	26
2.2 Вибір мікроконтролера STM32 для керування інвертором.....	30
2.3 Налаштування мікроконтролера STM32F103C6T8.....	32
2.4 Реалізація алгоритму керування SPWM.....	36
РОЗДІЛ 3 МОДЕЛЮВАННЯ ІНВЕРТОРНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА.....	
3.1 Середовище моделювання Proteus 8 Professional.....	41
3.2 Схеми моделювання інверторного перетворювача в Proteus.....	42
3.3 Моделювання схеми живлення в LTspice XVII.....	45
РОЗДІЛ 4 АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ОЦІНКА	
ЯКОСТІ РОБОТИ ІНВЕРТОРА.....	47
4.1 Моделювання роботи схеми живлення.....	48
4.2 Моделювання роботи інверторної частини.....	49
4.3 Моделювання роботи функції плавного пуску (Soft-Start).....	52
4.4 Якість електроживлення та електромагнітна сумісність інвертора.....	54
ВИСНОВКИ.....	58
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	59
ДОДАТКИ.....	61

ВСТУП

Сучасні телекомунікаційні системи характеризуються високими вимогами до надійності, стабільності та безперервності електроживлення. Функціонування базових станцій, мережевого обладнання, систем передавання даних та допоміжної інфраструктури значною мірою залежить від якості електричної енергії та здатності систем живлення підтримувати стабільні параметри напруги в різних режимах роботи. Особливого значення це набуває в умовах резервного та автономного електроживлення, де важливу роль відіграють інверторні перетворювачі.

Одним із перспективних підходів до побудови сучасних інверторних систем є використання синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції (SPWM), яка дозволяє формувати вихідну напругу, близьку до синусоїдальної форми, з низьким рівнем гармонічних спотворень. Поєднання SPWM із цифровими системами керування на базі мікроконтролерів STM32 забезпечує високу точність формування сигналів, гнучкість налаштування та можливість реалізації додаткових алгоритмів керування.

Метою роботи є розробка та дослідження трифазного SPWM-інверторного перетворювача на базі мікроконтролера STM32 для забезпечення якісного електроживлення телекомунікаційного обладнання з заданими параметрами. Для досягнення поставленої мети в роботі поставлено такі основні завдання:

1. Проаналізувати структури систем електроживлення телекомунікаційних об'єктів та визначити роль і вимоги до інверторних перетворювачів у їх складі.
2. Розробити структурну схему трифазного SPWM-інвертора та реалізувати систему керування інвертором на базі мікроконтролера STM32F103C6T8.
3. Розробити алгоритм генерації SPWM-сигналів та реалізувати функцію плавного пуску (Soft-Start).
4. Провести імітаційне моделювання роботи системи живлення, інвертора та алгоритмів керування.

Об'єкт дослідження – процеси перетворення та формування електричної енергії в інверторних системах електроживлення телекомунікаційного обладнання.

Предмет дослідження – методи та засоби реалізації трифазного SPWM-інверторного перетворювача на базі мікроконтролера STM32, а також алгоритми формування напруги та керування режимами його роботи.

Під час виконання кваліфікаційної роботи бакалавра було використано інструменти штучного інтелекту для редагування та форматування тексту, виключно як допоміжний засіб для пошуку ідей, уточнення формулювань та опрацювання літератури. Усі твердження, висновки та результати дослідження належать автору та ґрунтуються на власному аналізі, а отримані результати від генеративного ШІ були перевірені на достовірність та відповідність академічній доброчесності.

РОЗДІЛ 1

СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОГО ОБЛАДНАННЯ

1.1 Архітектура систем живлення телекомунікаційних об'єктів

У сучасних телекомунікаційних мережах, зокрема в інфраструктурі мобільного зв'язку та мережах передачі даних, питання забезпечення надійного та якісного електроживлення набуває критичного значення. Безперервність функціонування базових станцій, вузлів комутації та периферійних мережевих елементів безпосередньо визначає стабільність надання послуг зв'язку, що особливо важливо в умовах постійного зростання навантаження на телекомунікаційні мережі, збільшення обсягів передавання даних та підвищення вимог до їх доступності, енергоефективності й надійності. У зв'язку з цим особливої актуальності набувають дослідження систем електроживлення телекомунікаційного обладнання, вдосконалення перетворювальних пристроїв, від ефективності яких залежить якість послуг зв'язку.

Разом з тим, сучасні умови експлуатації характеризуються нестабільністю енергопостачання, наявністю перешкод у мережі змінного струму та необхідністю інтеграції альтернативних джерел енергії [1]. Це зумовлює потребу у використанні інтелектуальних систем перетворення енергії, здатних забезпечити стабільні параметри живлення незалежно від зовнішніх впливів. У цьому контексті актуальною є задача дослідження та моделювання інверторних перетворювачів, зокрема трифазних SPWM-інверторів на базі мікроконтролерів, які можуть бути інтегровані у структуру телекомунікаційних систем електроживлення для підвищення їх надійності, енергоефективності та завадостійкості.

Представлена на рисунку 1.1 структурна схема ілюструє типовий підхід до побудови системи електроживлення телекомунікаційного об'єкта, в якій поєднуються зовнішні джерела енергії, системи резервування, шина постійного струму 48 В та інверторні перетворювачі [2].

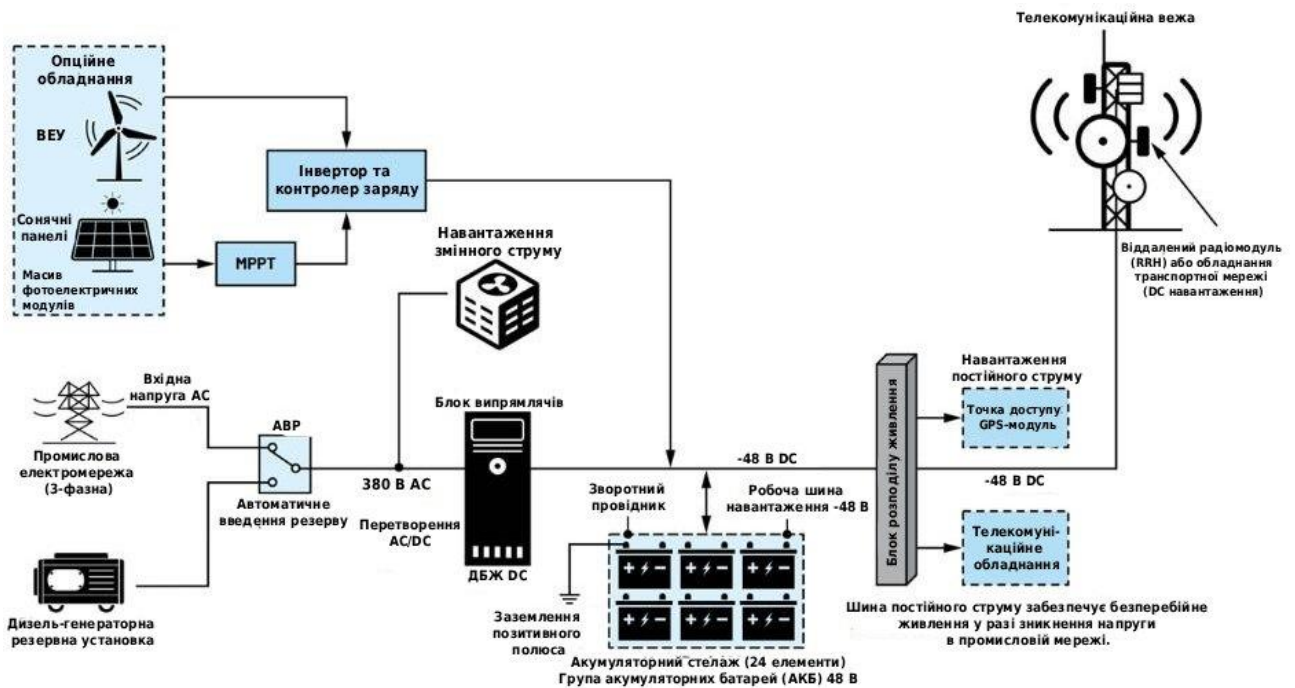


Рисунок 1.1 – Типова архітектура систем електроживлення телекомунікаційних станцій [3]

У типовій системі електроживлення телекомунікаційної станції центральне місце займає шина постійного струму номіналом 48 В [3]. Саме ця напруга є галузевим стандартом, що сформувався історично через поєднання безпеки, ефективності передачі енергії та сумісності з великою кількістю обладнання зв'язку. Уся система побудована таким чином, щоб незалежно від джерела енергії забезпечити стабільне живлення цієї шини, від якої вже безпосередньо живляться телекомунікаційні модулі.

Первинним джерелом енергії виступає зовнішня електрична мережа змінного струму. У реальних умовах така мережа не гарантує безперервності та стабільності, тому в структурі передбачено вузол автоматичного перемикавання, який забезпечує вибір між основним джерелом і резервним генератором. Дизельний генератор використовується як автономне джерело енергії у випадку тривалого зникнення напруги в мережі. Процес перемикавання відбувається автоматично та спрямований на мінімізацію перерв у живленні.

Змінна напруга після вузла перемикавання подається на випрямляч, який виконує перетворення у постійний струм. Випрямляч у телекомунікаційних

системах є високоефективним перетворювачем з функціями стабілізації та корекції коефіцієнта потужності. Він формує напругу 48 В та одночасно забезпечує живлення навантаження і заряджання акумуляторної батареї. Саме випрямляч визначає якість електроживлення на рівні постійного струму, тому до нього висуваються підвищені вимоги щодо стабільності та низького рівня пульсацій.

Акумуляторна батарея підключається паралельно до DC-шини і виконує функцію буферного та резервного джерела енергії. У нормальному режимі вона перебуває у стані підзаряду і компенсує короткочасні коливання напруги або струму. У випадку зникнення зовнішнього живлення батарея миттєво бере на себе живлення навантаження без будь-якої паузи. Це забезпечує безперервність роботи телекомунікаційного обладнання, що є критично важливим для мереж зв'язку. Особливістю такої архітектури є відсутність необхідності перемикування між джерелами, оскільки батарея вже інтегрована в шину.

До DC-шини підключається як безпосереднє навантаження постійного струму, так і інверторні перетворювачі. Значна частина телекомунікаційного обладнання, зокрема базові станції, маршрутизатори та радіомодулі, живиться саме від напруги 48 В. Водночас існує допоміжне обладнання, яке потребує змінної напруги, наприклад системи охолодження, вентиляції або спеціалізовані пристрої. Для їх живлення використовується інвертор, який перетворює постійну напругу DC-шини у змінну напругу з заданими параметрами.

Інверторний перетворювач у цій структурі виконує функцію формування стабільної синусоїдальної напруги незалежно від якості вхідного джерела. Завдяки використанню методів широтно імпульсної модуляції забезпечується можливість точного керування формою вихідного сигналу, що дозволяє зменшити гармонічні спотворення та підвищити електромагнітну сумісність з чутливим обладнанням зв'язку.

Окремим елементом системи є інтеграція відновлюваних джерел енергії, таких як сонячні панелі або вітрові установки. Їх підключення здійснюється через спеціалізовані контролери, які виконують оптимізацію процесу генерації

та заряджання акумуляторів. У таких системах інвертор відіграє ключову роль у балансуванні потоків енергії між джерелами та навантаженням, що особливо актуально для віддалених телекомунікаційних об'єктів.

Таким чином, система електроживлення телекомунікаційної станції являє собою багаторівневу структуру, в якій поєднуються джерела змінного та постійного струму, накопичувачі енергії та перетворювачі різних типів. Центральним елементом є DC-шина 48 В, що забезпечує уніфікацію живлення, тоді як інверторні перетворювачі формують необхідні параметри змінної напруги для окремих груп навантажень. Така архітектура забезпечує високу надійність, енергоефективність та гнучкість системи, що є визначальними вимогами для сучасних телекомунікаційних мереж.

У сучасних телекомунікаційних системах, особливо у мережах п'ятого покоління, спостерігається перехід до використання децентралізованих систем електроживлення, побудованих на основі мікромереж постійного струму. Така мікромережа являє собою інтегровану систему, що об'єднує розподілені джерела енергії, накопичувачі та навантаження, які взаємодіють через спільну шину постійного струму. У випадку базових станцій 5G це особливо доцільно, оскільки більшість обладнання зв'язку функціонує саме на постійному струмі, що дозволяє уникнути зайвих перетворень енергії та підвищити загальну ефективність системи.

У такій архітектурі основними джерелами енергії виступають фотоелектричні модулі та електрична мережа, підключена через перетворювач змінного струму в постійний [4]. Додатково використовуються системи накопичення енергії, які забезпечують баланс між генерацією та споживанням. Взаємодія цих елементів організована за ієрархічним принципом керування, що дозволяє розподілити функції між різними рівнями та підвищити стійкість і масштабованість системи (рис. 1.2).

Перший рівень керування відповідає за підтримання стабільності напруги на шині постійного струму. Це ключовий параметр, від якого залежить робота всього телекомунікаційного обладнання.

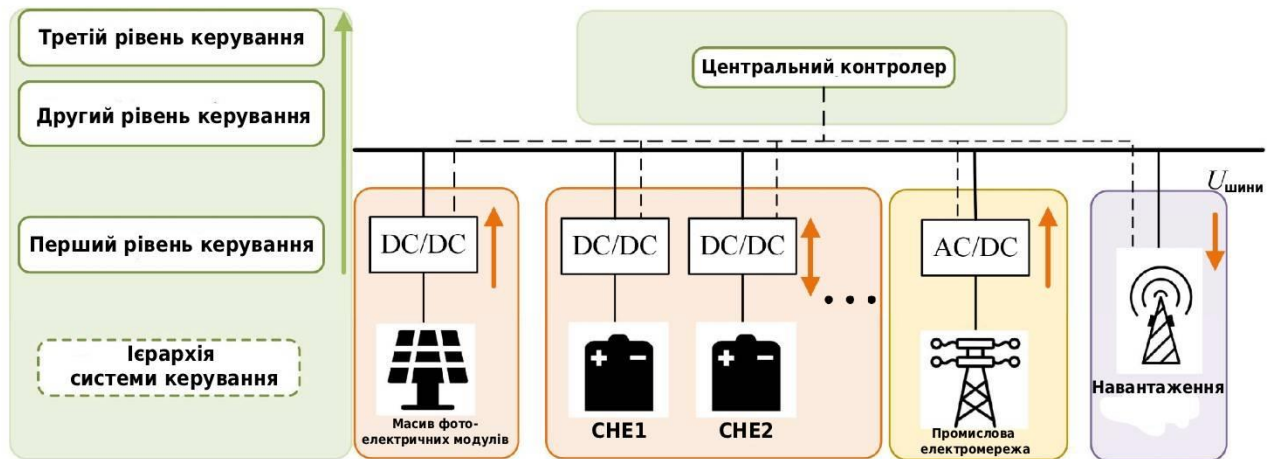


Рисунок 1.2 – Ієрархічна структура системи електроживлення телекомунікаційної станції

Стабілізація здійснюється за рахунок локальних алгоритмів керування перетворювачами, зокрема інверторів та АС/DC модулів, які швидко реагують на зміну навантаження або генерації. При цьому системи накопичення енергії працюють у режимі джерела струму і не беруть участі в регулюванні напруги, що дозволяє спростити структуру керування та підвищити надійність.

Другий рівень керування орієнтований на оптимізацію використання енергетичних ресурсів та продовження терміну служби акумуляторних батарей. На цьому рівні здійснюється розподіл потужності між джерелами енергії з урахуванням поточного стану системи. Контролюються такі параметри, як рівень заряду батареї та її внутрішні характеристики, що дозволяє уникнути перевантаження або глибокого розряду. Також реалізується балансування потоків енергії між фотоелектричними джерелами, мережею та накопичувачами, що забезпечує більш ефективне використання відновлюваної енергії.

Третій рівень керування виконує функції довгострокового планування та енергоменеджменту. На цьому рівні здійснюється прогнозування генерації та споживання енергії, що дозволяє оптимізувати режим роботи системи з урахуванням економічних критеріїв. Використання алгоритмів прогнозування дає можливість мінімізувати витрати на електроенергію та підвищити ефективність експлуатації телекомунікаційних об'єктів.

1.2 Інверторні перетворювачі в системах резервного та автономного живлення

Електроживлення базових станцій та телекомунікаційних вузлів є критичною складовою функціонування сучасних мереж зв'язку. На відміну від побутових або промислових споживачів, телекомунікаційне обладнання характеризується високими вимогами до безперервності, стабільності та якості електроживлення. Будь-які короточасні перерви або відхилення параметрів напруги можуть призводити до втрати зв'язку, збоїв у роботі мережевого обладнання або порушення обробки даних.

Стандартна електрична мережа змінного струму не здатна повною мірою задовольнити ці вимоги. У реальних умовах вона характеризується наявністю провалів напруги, імпульсних перенапруг, гармонічних спотворень та перекосів фаз. Крім того, у випадку аварій або технічних робіт можливі повні знеструмлення, тривалість яких може перевищувати допустимі межі для телекомунікаційних систем. Таким чином, безпосереднє живлення обладнання зв'язку від мережі не забезпечує необхідного рівня надійності та якості.

У зв'язку з цим у телекомунікаційних системах застосовується архітектура живлення на основі постійного струму, центральним елементом якої є шина напруги 48 В. Використання постійного струму дозволяє зменшити кількість етапів перетворення енергії, підвищити ефективність системи та забезпечити кращу сумісність із більшістю телекомунікаційного обладнання. DC-системи характеризуються високою стабільністю напруги та відсутністю реактивних складових, що позитивно впливає на роботу електронних модулів.

Невід'ємною складовою системи електроживлення є акумуляторні батареї, які підключаються безпосередньо до DC-шини. Вони виконують функцію резервного джерела енергії та забезпечують миттєве підхоплення навантаження у випадку зникнення зовнішнього живлення. Особливістю такої організації є відсутність затримки при переході на резервне живлення, що принципово важливо для безперервності телекомунікаційних сервісів. Крім того,

аккумулятори виконують роль буфера, згладжуючи короткочасні коливання напруги та струму.

Інверторні перетворювачі використовуються для формування змінної напруги необхідних параметрів у тих випадках, коли окремі підсистеми потребують живлення змінним струмом. До таких підсистем належать системи охолодження, допоміжне обладнання та окремі модулі інфраструктури [5]. Інвертор виконує не лише функцію перетворення, але й забезпечує стабілізацію параметрів напруги, зменшення гармонічних спотворень та ізоляцію навантаження від завад, що надходять із мережі або інших джерел.

Сучасні телекомунікаційні вузли дедалі частіше інтегрують декілька джерел енергії, включаючи електричну мережу, дизельні генератори та відновлювані джерела, зокрема фотоелектричні системи. У таких умовах система електроживлення набуває ознак гібридної енергосистеми, в якій різні джерела працюють узгоджено через систему перетворювачів. Випрямлячі, DC/DC та DC/AC перетворювачі забезпечують необхідні режими роботи, балансування потоків енергії та адаптацію параметрів живлення до вимог навантаження.

Інверторні перетворювачі у сучасних системах електроживлення телекомунікаційних вузлів виконують значно ширші функції, ніж просте перетворення постійної напруги у змінну. У контексті базових станцій, дата-центрів та розподілених вузлів зв'язку інвертор виступає як активний елемент енергетичної інфраструктури, що забезпечує стабільність, безперервність та якість живлення. Його роль особливо зростає в умовах використання гібридних джерел енергії та децентралізованих систем живлення.

У складі джерел безперебійного живлення інвертор є центральним функціональним вузлом. У системах типу on-line реалізується принцип подвійного перетворення, при якому вся енергія проходить через випрямляч та інвертор незалежно від стану мережі. Така архітектура дозволяє забезпечити стабільність вихідної напруги з відхиленням не більше ніж $\pm 1...2$ відсотки, частотну стабільність на рівні $\pm 0,1$ Гц та коефіцієнт гармонічних спотворень менше 3 відсотків. Для телекомунікаційних систем це є критично важливим,

оскільки навіть незначні відхилення параметрів можуть впливати на роботу імпульсних блоків живлення та цифрових модулів.

У системах line-interactive інвертор працює у взаємодії з мережею та підключається у режимі компенсації відхилень напруги. Його основна функція полягає у згладжуванні провалів та перенапруг без переходу на батарею, що дозволяє підвищити енергоефективність і зменшити зношування акумуляторів. У системах off-line інвертор активується лише у випадку повної втрати мережевого живлення, проте такі рішення менш придатні для критичних телекомунікаційних вузлів через наявність короткочасної затримки перемикання.

У мікромережах постійного струму інвертор виконує функцію інтерфейсу між DC-шиною та змінним навантаженням або зовнішньою мережею. У цьому випадку він забезпечує формування синусоїдальної напруги з необхідними параметрами, синхронізацію з мережею, а також регулювання потоків енергії між різними джерелами. Сучасні інвертори, що використовуються у таких системах, підтримують режими двонаправленого перетворення, що дозволяє як споживати, так і віддавати енергію в мережу. Це особливо актуально для базових станцій, які оснащені фотоелектричними модулями та системами накопичення енергії.

В автономних системах живлення інвертор є основним джерелом змінної напруги [6]. Його робота повністю визначає якість електроживлення навантаження. У таких системах застосовуються алгоритми широтно-імпульсної модуляції, зокрема синусоїдальної, що дозволяє формувати напругу, максимально наближену до ідеальної синусоїди. Для трифазних інверторів це означає забезпечення симетрії фаз, стабільності амплітуди та мінімізації гармонічних складових. Типові значення коефіцієнта корисної дії сучасних інверторів становлять 92–97 відсотків, що є важливим фактором для енергоефективності телекомунікаційних систем.

Рисунок 1.3 відображає класичну структуру джерела безперебійного живлення з подвійним перетворенням енергії, яка широко використовується у системах електроживлення телекомунікаційних об'єктів.

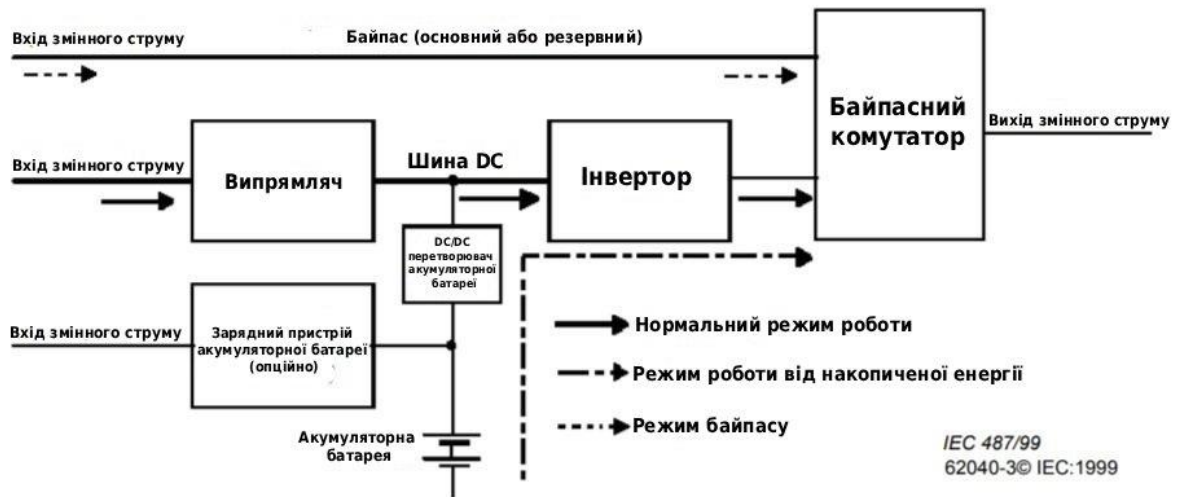


Рисунок 1.3 – Структура джерела безперебійного живлення з подвійним перетворенням енергії [6]

У нормальному режимі роботи змінна напруга від зовнішньої мережі подається на випрямляч, який перетворює її у постійну напругу та формує проміжну ланку постійного струму. Ця ланка, позначена як DC Link, виконує роль енергетичного буфера, до якого підключено інвертор. Інвертор у свою чергу формує стабілізовану змінну напругу на виході системи незалежно від коливань параметрів вхідної мережі. Саме такий принцип подвійного перетворення забезпечує високу якість електроживлення, що є критично важливим для телекомунікаційного обладнання.

Акумуляторна батарея підключається до DC Link через перетворювач, який забезпечує узгодження рівнів напруги та режимів роботи. У процесі нормальної роботи батарея заряджається від мережі через окремий зарядний пристрій. У випадку зникнення або погіршення якості мережевої напруги система автоматично переходить у режим живлення від накопиченої енергії. При цьому інвертор продовжує працювати безперервно, а джерелом енергії для нього стає акумулятор. Важливою особливістю є відсутність перерви у живленні навантаження, оскільки інвертор залишається підключеним до виходу системи.

Окремим елементом є байпасна гілка, яка забезпечує можливість прямого підключення навантаження до мережі в обхід інвертора. Такий режим

використовується у випадках перевантаження, технічного обслуговування або аварійних ситуацій. Перемикання здійснюється за допомогою спеціального комутаційного вузла, що дозволяє забезпечити додатковий рівень надійності системи.

Рисунок також ілюструє три основні режими роботи. У режимі нормальної роботи енергія проходить через випрямляч і інвертор, формуючи стабільну напругу для навантаження. У режимі живлення від акумулятора інвертор отримує енергію від батареї, забезпечуючи безперервність роботи. У байпасному режимі навантаження живиться безпосередньо від мережі, що дозволяє обійти силову частину інвертора.

Однією з ключових функцій інвертора є забезпечення електромагнітної сумісності. Завдяки наявності фільтрів та керованих алгоритмів перемикання він здатний значно зменшувати вплив високочастотних завад, які можуть виникати у мережі або генеруватися іншими пристроями. Це дозволяє ізолювати чутливе телекомунікаційне обладнання від негативних впливів та підвищити надійність його роботи.

Інвертор також виконує функцію елемента резервування. У поєднанні з акумуляторною батареєю він забезпечує безперервність живлення у випадку відмови основного джерела. Завдяки постійній роботі у системах подвійного перетворення перехід на резервне живлення відбувається без розриву електропостачання. У сучасних системах передбачена можливість паралельної роботи кількох інверторів, що дозволяє реалізувати схеми резервування типу N+1 та підвищити загальну надійність системи.

Таким чином, інвертор у системах електроживлення телекомунікаційного обладнання виступає як багатофункціональний пристрій, що поєднує у собі функції стабілізації, перетворення, захисту та керування потоками енергії. У контексті даної роботи розробка трифазного SPWM-інвертора на базі мікроконтролера дозволяє реалізувати гнучке керування параметрами вихідної напруги, підвищити якість електроживлення та інтегрувати пристрій у сучасні інтелектуальні системи енергозабезпечення телекомунікаційних мереж.

1.3 Вимоги до проектування інверторів для ТКС

Проектування інверторних перетворювачів для телекомунікаційних систем визначається комплексом жорстких технічних вимог, які суттєво перевищують вимоги до звичайних електроенергетичних або промислових застосувань [7]. Це зумовлено критичною роллю телекомунікаційної інфраструктури у забезпеченні безперервності передачі інформації, функціонування мереж мобільного зв'язку, систем управління та цифрових сервісів. У сучасних умовах навіть короточасні порушення електроживлення тривалістю у кілька мілісекунд можуть призводити до втрати синхронізації мережевих вузлів, переривання сеансів зв'язку та зниження якості обслуговування користувачів. Крім того, зростання щільності мереж 4G та 5G, збільшення кількості базових станцій і впровадження енергоємних технологій обробки даних зумовлюють підвищення вимог до стабільності, енергоефективності та керованості систем електроживлення.

Особливістю телекомунікаційних навантажень є їх імпульсний характер, наявність великої кількості перетворювачів у складі обладнання, а також висока чутливість до якості напруги. Це обумовлює необхідність забезпечення жорстких параметрів електроживлення, зокрема стабільності напруги в межах вузьких допусків, мінімального рівня гармонічних спотворень, відсутності провалів та перенапруг, а також високої електромагнітної сумісності. Додатковим фактором є використання гібридних систем живлення, які поєднують зовнішню мережу, акумуляторні батареї та відновлювані джерела енергії. У таких умовах інвертор повинен працювати не лише як перетворювач, але і як інтелектуальний елемент, здатний адаптуватися до змін режимів роботи, забезпечувати баланс потоків енергії та інтегруватися у систему керування енергоспоживанням.

Синусоїдальна широтно-імпульсна модуляція є базовим методом формування напруги в сучасних інверторних перетворювачах, призначених для живлення телекомунікаційного обладнання. Її застосування зумовлене необхідністю отримання вихідної напруги, максимально наближеної до ідеальної синусоїдальної форми, що є критично важливим для забезпечення стабільної

роботи імпульсних джерел живлення, серверних систем та радіочастотних модулів. У телекомунікаційних системах навіть незначні гармонічні спотворення можуть призводити до зростання втрат, додаткового нагріву компонентів і появи електромагнітних завад, тому вимоги до якості сформованого сигналу є підвищеними.

Метод SPWM базується на порівнянні еталонного синусоїдального сигналу з високочастотною опорною пилкоподібною або трикутною напругою, у результаті чого формується послідовність імпульсів із змінною тривалістю. Такий підхід дозволяє керувати середнім значенням напруги на виході інвертора та відтворювати синусоїдальну форму після фільтрації (рис. 1.4) [8].

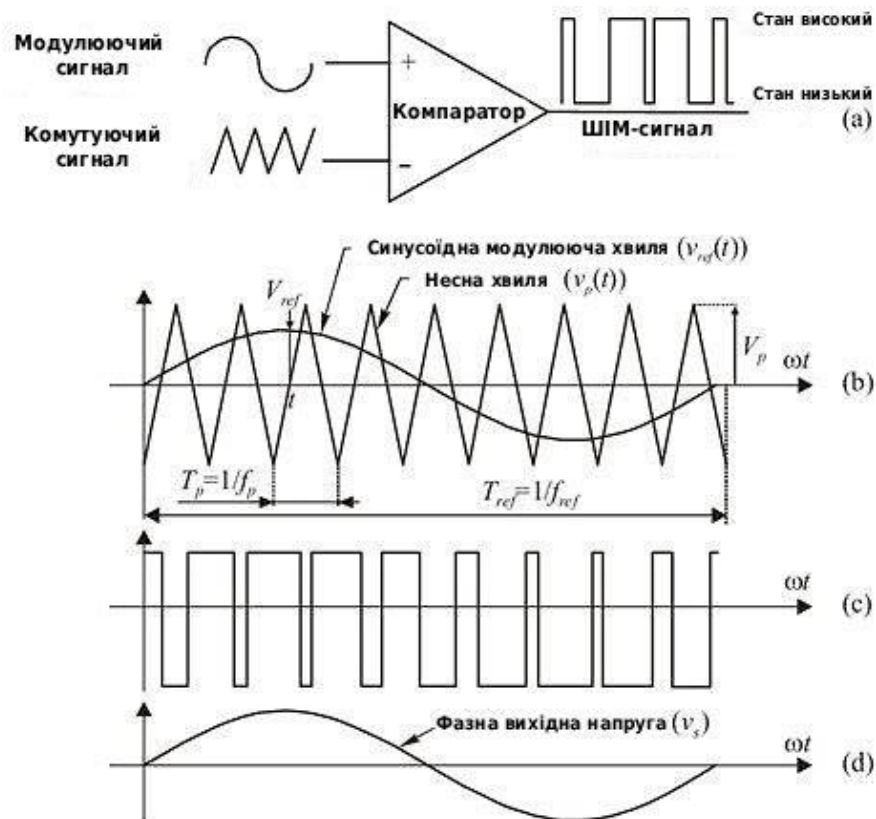


Рисунок 1.4 – SPWM метод формування напруги в сучасних інверторних перетворювачах

Для телекомунікаційних застосувань характерним є використання частот перемикання в діапазоні від 10 до 40 кГц, що забезпечує компроміс між зменшенням гармонічних спотворень та втратами на перемикання силових

ключів. При цьому коефіцієнт модуляції, як правило, обмежується значенням 0,8–0,95, що дозволяє уникнути насичення та забезпечити коректну роботу драйверів.

Важливою характеристикою є роздільна здатність дискретизації синусоїдального сигналу. У практичних реалізаціях для формування однієї періодичної хвилі використовується від 200 до 1000 відліків, що дозволяє досягти достатньої точності відтворення сигналу та мінімізувати квантування. У розроблюваних системах на базі мікроконтролерів значення 256, 360 або 512 точок на період є типовими і забезпечують баланс між точністю та обчислювальними ресурсами. Використання попередньо обчислених таблиць синусів дозволяє зменшити навантаження на процесор і забезпечити стабільність генерації сигналів у реальному часі.

Для трифазних інверторів необхідною умовою є формування трьох сигналів зі зсувом фаз 120 градусів. При цьому особлива увага приділяється синхронізації каналів та точності фазових співвідношень, оскільки навіть незначні відхилення можуть призводити до перекосу фаз і появи додаткових гармонік. У сучасних системах допустиме відхилення фазового зсуву не перевищує кількох електричних градусів, що досягається за рахунок використання апаратних таймерів з високою роздільною здатністю.

Ключовим показником якості є коефіцієнт гармонічних спотворень вихідної напруги. Для телекомунікаційних систем значення THD після LC-фільтрації повинно бути меншим за 3 відсотки, а в окремих випадках для чутливого обладнання допускається не більше 2 відсотків. Це вимагає правильного вибору параметрів фільтра, частоти перемикавання та алгоритму керування. Важливу роль відіграє також формування мертвого часу між перемикаваннями транзисторів, який зазвичай становить десятки або сотні наносекунд і запобігає короткому замиканню плечей інвертора.

Додатковою вимогою є мінімізація електромагнітних завад, що виникають у процесі перемикавання. Високочастотні компоненти спектра сигналу можуть впливати на роботу телекомунікаційних каналів, тому при проектуванні SPWM

необхідно враховувати не лише часові, але й спектральні характеристики сигналу. У цьому контексті важливим є вибір частоти перемикання поза діапазонами чутливості приймальних пристроїв, а також застосування вихідних фільтрів та оптимізація фронтів імпульсів.

Однією з ключових функціональних вимог до інверторних перетворювачів, що використовуються у системах живлення телекомунікаційного обладнання, є забезпечення контрольованого та безпечного запуску. У зв'язку з високою чутливістю телекомунікаційних пристроїв до перехідних процесів, різкі зміни напруги або струму при ввімкненні можуть призводити до перевантажень, збоїв у роботі або навіть пошкодження елементів системи. З цієї причини у сучасних інверторних системах обов'язково реалізується алгоритм плавного пуску, відомий як Soft-Start (рис 1.5) [9].

Суть цього підходу полягає у поступовому наростанні амплітуди вихідної напруги інвертора від нульового значення до номінального рівня. Такий режим запуску дозволяє уникнути значних пускових струмів, які можуть виникати внаслідок заряджання ємнісних елементів навантаження, зокрема вхідних фільтрів імпульсних блоків живлення телекомунікаційного обладнання. Крім того, зменшується навантаження на силові ключі інвертора та елементи фільтрації, що позитивно впливає на їх довговічність.

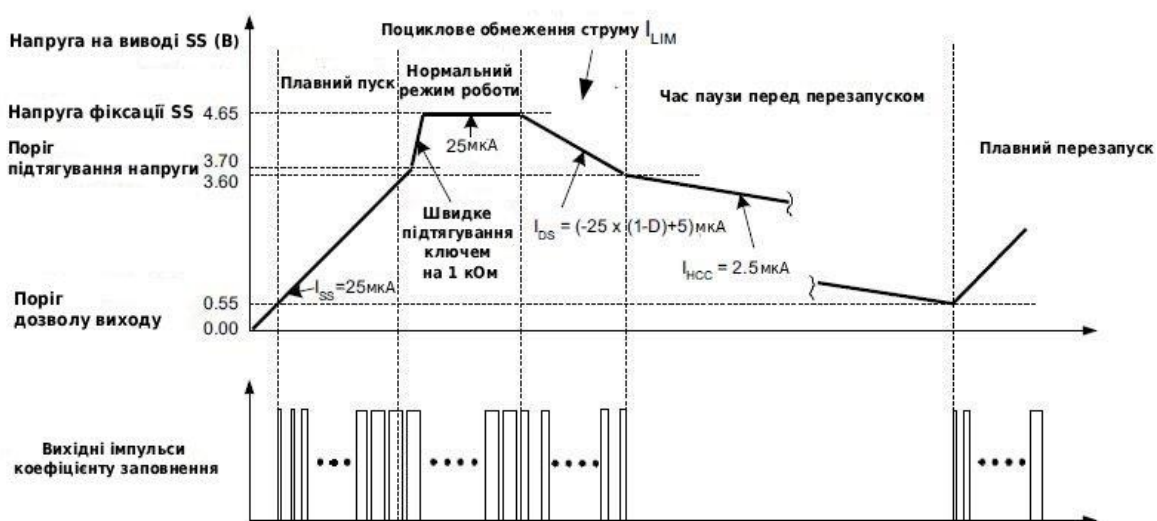


Рисунок 1.5 – Часова діаграма плавного пуску Soft-Start [9]

У практичній реалізації, зокрема на базі мікроконтролера STM32, алгоритм Soft-Start виконується програмно шляхом поступової зміни коефіцієнта заповнення сигналів широтно-імпульсної модуляції. Оскільки амплітуда вихідної напруги інвертора безпосередньо залежить від глибини модуляції, плавне збільшення цього параметра забезпечує відповідне наростання напруги на навантаженні. Типові значення часу пуску для телекомунікаційних систем становлять від сотень мілісекунд до кількох секунд, що визначається характеристиками навантаження та вимогами до швидкості виходу на робочий режим.

Особливу увагу слід приділяти формі наростання напруги. У найпростішому випадку використовується лінійний закон зміни амплітуди, однак у більш складних системах застосовуються нелінійні профілі, які дозволяють оптимізувати процес запуску з урахуванням характеристик навантаження. Наприклад, на початковому етапі швидкість наростання може бути зменшена для обмеження струмів, а на завершальному етапі збільшена для швидкого досягнення номінального режиму.

У трифазних інверторних системах важливим є збереження правильного фазового співвідношення сигналів протягом усього процесу запуску. Порушення синхронізації між фазами може призводити до появи небажаних гармонік і додаткових навантажень на обладнання. Тому алгоритм Soft-Start повинен забезпечувати одночасне та узгоджене збільшення амплітуди всіх трьох фаз без зміни їх фазового зсуву.

З точки зору електромагнітної сумісності плавний пуск також відіграє важливу роль. Різкі фронти напруги та струму є джерелом широкосмугових електромагнітних завад, які можуть впливати на роботу радіочастотних модулів та каналів передачі даних. Плавне збільшення напруги дозволяє зменшити спектральну щільність таких завад та покращити сумісність інвертора з іншими елементами телекомунікаційної системи.

Додатковою перевагою програмної реалізації Soft-Start є можливість інтеграції цього алгоритму з системами моніторингу та захисту. Мікроконтролер

може контролювати параметри напруги та струму під час запуску та адаптувати швидкість наростання у випадку виявлення перевантажень або аномальних режимів. Це дозволяє підвищити стійкість системи до позаштатних ситуацій та забезпечити її безпечну експлуатацію.

1.4 Формування трифазної напруги в інверторних системах

Завершальним і принципово важливим етапом проектування інверторних перетворювачів для систем живлення телекомунікаційного обладнання є забезпечення коректного формування трифазної напруги з заданими параметрами. Саме якість трифазної системи визначає ефективність роботи допоміжного обладнання, стабільність електроживлення та відсутність додаткових втрат у системі.

Основною вимогою є забезпечення строгої симетрії фаз. Трифазна система повинна формувати три синусоїдальні сигнали однакової амплітуди, зсунутих один відносно одного на 120 електричних градусів. Будь-які відхилення у фазовому зсуві або амплітуді призводять до виникнення несиметрії, що може спричинити появу циркуляційних струмів, додаткові втрати енергії та нагрів обладнання. Для телекомунікаційних застосувань допустимі відхилення амплітуди між фазами зазвичай не перевищують 1–2 відсотки, а похибка фазового зсуву має бути мінімальною і обмежуватися одиницями електричних градусів.

Не менш важливою є стабільність частоти вихідної напруги. Для більшості систем живлення вона становить 50 Гц або 60 Гц залежно від стандарту, при цьому відхилення не повинні перевищувати $\pm 0,5$ відсотка. У системах із власним генератором частоти, таких як автономні інвертори, саме мікроконтролер відповідає за її формування, тому точність таймерів і стабільність тактового генератора відіграють визначальну роль.

Якість форми сигналу характеризується рівнем гармонічних спотворень. Для телекомунікаційного обладнання значення коефіцієнта гармонік після

фільтрації повинно бути мінімальним, зазвичай менше 3 відсотків. Це досягається за рахунок використання високочастотної SPWM, оптимального вибору параметрів фільтра та точного керування перемиканням силових ключів. Важливим аспектом є також симетричність спектра гармонік у всіх трьох фазах, що забезпечує рівномірний розподіл навантаження.

Особливу увагу необхідно приділяти динамічним режимам роботи. У телекомунікаційних системах навантаження може змінюватися у широких межах, що вимагає від інвертора здатності швидко адаптуватися до змін без порушення параметрів напруги. Це досягається за рахунок використання систем зворотного зв'язку та алгоритмів регулювання, реалізованих у мікроконтролері. Час реакції системи має бути достатньо малим, щоб запобігти провалам напруги або перенапругам.

Важливою вимогою є також електромагнітна сумісність. Формування трифазної напруги супроводжується перемиканням силових ключів, що генерує високочастотні завади. Тому необхідно забезпечити правильну організацію перемикання, використання мертвого часу, а також застосування вихідних фільтрів. У трифазних системах це додатково ускладнюється необхідністю синхронізації всіх фаз, що вимагає високої точності керування.

З точки зору реалізації на базі мікроконтролера STM32 формування трифазної напруги передбачає синхронну роботу кількох каналів таймера, використання спільного буфера даних для всіх фаз та забезпечення їх одночасного оновлення. Це дозволяє досягти високої точності та стабільності сигналів. Використання попередньо розрахованих таблиць синусоїдальних значень і механізму DMA забезпечує детермінований характер генерації та мінімізує вплив програмних затримок.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА ТРИФАЗНОГО SPWM ІНВЕРТОРНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

2.1 Структура проекрованої системи живлення

Метою даного проекту є розробка та дослідження моделі інверторного перетворювача, що формує синусоїдальну напругу, з використанням методу синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції у середовищі імітаційного моделювання Proteus 8 Professional. Особливістю роботи є реалізація системи керування на базі мікроконтролера STM32F103C6T8, що дозволяє відтворити принципи функціонування сучасних інтелектуальних інверторних систем, які застосовуються у системах електроживлення телекомунікаційного обладнання.

У межах проекту передбачається не лише отримання коректної форми вихідного сигналу, але й дослідження взаємодії основних функціональних вузлів інвертора, зокрема системи керування, силової частини та допоміжних джерел живлення. Імітаційне моделювання дає можливість проаналізувати динамічні режими роботи, оцінити правильність формування трифазної напруги, а також перевірити ефективність алгоритмів керування без необхідності створення фізичного прототипу.

Розроблювана модель орієнтована на застосування у складі систем резервного або автономного живлення телекомунікаційних вузлів, де важливими є стабільність параметрів напруги, безперервність роботи та можливість гнучкого керування режимами. У цьому контексті інвертор розглядається як ключовий елемент, що забезпечує перетворення енергії з постійного джерела у змінну напругу з заданими характеристиками.

В основі моделі лежить джерело постійного струму з номінальною напругою 48 В, що відповідає стандартам живлення телекомунікаційного обладнання. Такий рівень напруги широко використовується у базових станціях та мережевих вузлах завдяки оптимальному співвідношенню між енергоефективністю та безпекою експлуатації.

Система живлення проекту реалізована як багаторівнева структура, у якій

передбачено формування декількох стабілізованих напруг для різних функціональних вузлів. Це зумовлено необхідністю розділення силової та керуючої частин, а також забезпечення оптимальних режимів роботи кожного елемента системи.

Перший рівень перетворення реалізується за допомогою понижувального імпульсного перетворювача на базі мікросхеми LM2576HV. Його призначення полягає у зниженні напруги з 48 В до 12 В постійного струму, що використовується для живлення драйверів затворів силових MOSFET-транзисторів. Використання імпульсного перетворювача обумовлене високим коефіцієнтом корисної дії, що дозволяє мінімізувати втрати енергії та тепловиділення, що є важливим для систем з обмеженим енергоресурсом.

Другий рівень формування напруги реалізується за допомогою лінійного стабілізатора типу LT1117-3.3, який забезпечує живлення цифрової частини системи. Напруга 3,3 В є стандартною для більшості сучасних мікроконтролерів, включаючи STM32F103C6T8. Використання стабілізатора з низьким падінням напруги дозволяє отримати стабільне живлення навіть при незначних коливаннях вхідної напруги, що є критичним для коректної роботи логічних схем і точності формування сигналів керування.

Силова частина інвертора безпосередньо живиться від джерела 48 В постійного струму. Ця напруга подається на напівмостову схему, побудовану на MOSFET-транзисторах, які працюють у режимі швидкого перемикачання. У такій конфігурації напруга 48 В виступає як керована величина, яка модулюється відповідно до сигналів широтно-імпульсної модуляції, сформованих мікроконтролером.

Мікроконтролер STM32F103C6T8 на основі обчислених значень синуса для трьох фаз генерує трифазний сигнал SPWM з трьох окремих виводів одного таймера. Генерація SPWM полягає в модифікації коефіцієнта заповнення прямокутних імпульсів пропорційно до амплітуди синусоїдального сигналу. Частота генерованого сигналу становить 50 Гц. Програма не обчислює значення тригонометричних функцій у режимі реального часу, а використовує буфери

пам'яті, що розвантажує центральний процесор. Реалізована функція плавного пуску шляхом поступового збільшення амплітуди, тобто заповнення ШІМ (PWM). Кожен згенерований сигнал SPWM подається на драйвери затворів транзисторів IR2104.

Мікроконтролер STM32F103C6T8 виконує функцію центрального керуючого елемента інверторної системи та забезпечує формування трифазного сигналу керування на основі методу синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції. Генерація сигналів здійснюється за допомогою апаратного таймера, який дозволяє синхронно формувати три незалежні канали ШІМ із заданим фазовим зсувом. Для кожної з фаз використовується окремий вихід таймера, що забезпечує високу точність синхронізації та стабільність параметрів сигналу.

Формування SPWM-сигналу базується на використанні попередньо обчислених значень синусоїдальної функції, які зберігаються у буферах пам'яті. Такий підхід дозволяє уникнути обчислення тригонометричних функцій у реальному часі, що суттєво знижує навантаження на центральне ядро мікроконтролера та підвищує детермінованість роботи системи. Значення з буфера послідовно передаються до регістрів порівняння таймера, у результаті чого формується послідовність імпульсів із змінною тривалістю, пропорційною миттєвому значенню синусоїдального сигналу. Частота сформованої вихідної напруги становить 50 Гц, що відповідає стандартним параметрам електромережі.

Додатково у програмній частині реалізовано функцію плавного пуску, яка передбачає поступове збільшення амплітуди сигналу. Це досягається шляхом поетапної зміни коефіцієнта заповнення ШІМ, що дозволяє уникнути різких стрибків напруги на виході інвертора. Такий підхід є важливим для зменшення пускових струмів, зниження навантаження на силові елементи та забезпечення стабільного запуску системи, особливо при роботі з чутливим телекомунікаційним обладнанням.

Сформовані сигнали керування подаються на драйвери затворів транзисторів типу IR2104, які виконують функцію узгодження логічних рівнів мікроконтролера із силовою частиною інвертора. Оскільки мікроконтролер

працює з напругою 3,3 В і не здатний безпосередньо керувати силовими MOSFET-транзисторами, використання драйверів є обов'язковим. IR2104 забезпечує формування керуючих сигналів для верхнього та нижнього плеча напівмостової схеми, а також реалізує апаратний мертвий час між перемиканнями транзисторів. Це запобігає виникненню короткого замикання джерела живлення через одночасне відкриття обох ключів, що є критично важливим для надійної роботи інвертора.

Силова частина інвертора побудована за напівмостовою схемою, у якій транзистори здійснюють високочастотне перемикання напруги постійного струму. На виході цієї схеми формується імпульсний сигнал, який за своєю природою не є синусоїдальним і містить значну кількість гармонічних складових. Для перетворення цього сигналу у форму, придатну для живлення навантаження, застосовується низькочастотний LC-фільтр. Його основне призначення полягає у згладжуванні високочастотних компонентів та виділенні основної гармоніки, яка відповідає синусоїдальному сигналу з частотою 50 Гц.

Застосування LC-фільтра є принципово важливим для забезпечення якості вихідної напруги, оскільки саме цей елемент визначає рівень гармонічних спотворень і електромагнітних завад. У реальних системах параметри фільтра підбираються таким чином, щоб забезпечити компроміс між ефективністю фільтрації та динамічними властивостями системи.

Завершальним етапом перетворення є підвищення напруги до рівня, необхідного для живлення стандартних споживачів змінного струму. У даному проекті передбачено використання трансформатора, який підвищує напругу з 48 В до 230 В. Це дозволяє адаптувати інвертор до роботи з обладнанням, розрахованим на стандартну мережеву напругу. Таким чином, реалізується повний цикл перетворення енергії від низьковольтного джерела постійного струму до змінної напруги промислового рівня.

У сукупності описані функціональні вузли формують завершену інверторну систему, яка забезпечує генерацію трифазної синусоїдальної напруги з використанням сучасних методів цифрового керування. Такий підхід відповідає

вимогам до систем живлення телекомунікаційного обладнання та підтверджує доцільність використання мікроконтролерних рішень у задачах перетворення електричної енергії.

Таким чином, у реалізовано багаторівневу систему живлення, яка забезпечує розділення функцій між силовими та керуючими вузлами, підвищує стабільність роботи та дозволяє ефективно керувати процесом перетворення енергії. Така структура є типовою для сучасних інверторних систем і відповідає вимогам до електроживлення телекомунікаційного обладнання, що підтверджує актуальність і практичну значущість виконаного дослідження.

2.2 Вибір мікроконтролера STM32 для керування інвертором

У сучасних інверторних системах для телекомунікаційного застосування мікроконтролер виконує роль центрального елемента керування, що забезпечує формування сигналів, координацію роботи силових вузлів, обробку вимірювальної інформації та реалізацію алгоритмів захисту. Використання мікроконтролерів сімейства STM32 є обґрунтованим завдяки їх високій обчислювальній продуктивності, розвиненій периферії та можливості роботи в режимах реального часу, що є критично важливим для задач генерації ШІМ та стабілізації параметрів вихідної напруги.

Ключовою перевагою STM32 є наявність спеціалізованих таймерів із розширеними можливостями формування широтно-імпульсних сигналів. Такі таймери підтримують багатоканальний режим, синхронізацію між каналами та формування сигналів із мертвим часом, що дозволяє реалізувати керування напівмостовими та мостовими інверторними структурами без додаткових апаратних засобів. Роздільна здатність таймерів, яка визначається тактовою частотою до 72–170 МГц залежно від серії, забезпечує точне формування коефіцієнта заповнення та мінімізацію квантування сигналу.

Для забезпечення стабільної генерації SPWM у реальному часі використовується механізм прямого доступу до пам'яті. Контролер DMA

дозволяє автоматично передавати попередньо розраховані значення коефіцієнтів заповнення з оперативної пам'яті до регістрів таймера без участі центрального процесора. Це суттєво знижує навантаження на обчислювальні ресурси та забезпечує детермінований характер роботи системи. Такий підхід особливо ефективний при використанні таблиць синусоїдальних значень, коли необхідно одночасно керувати кількома фазами з високою точністю та синхронізацією.

Важливою функцією мікроконтролера є обробка сигналів зворотного зв'язку. STM32 оснащений багатоканальними аналого-цифровими перетворювачами з розрядністю 12–16 біт, що дозволяє вимірювати напругу, струм і температуру у реальному часі. На основі цих даних реалізуються алгоритми стабілізації вихідної напруги, обмеження струму та захисту від перевантажень. Час перетворення АЦП у межах кількох мікросекунд забезпечує достатню швидкодію для більшості інверторних застосувань.

Окрім базових функцій керування, STM32 дозволяє реалізувати складні алгоритми регулювання, включаючи пропорційно-інтегральні регулятори, цифрові фільтри та адаптивні методи керування. Це відкриває можливість динамічної зміни параметрів інвертора залежно від умов роботи, зокрема змін навантаження або параметрів джерела живлення. У телекомунікаційних системах це особливо важливо через змінний характер споживання енергії.

Додатковою перевагою є наявність розвинених інтерфейсів зв'язку, таких як UART, SPI, I2C, CAN та Ethernet. Це дозволяє інтегрувати інвертор у загальну систему моніторингу та керування енергоживленням телекомунікаційного вузла. Передача даних про стан системи, аварійні події та параметри роботи є важливою складовою сучасних мереж, що підтримують концепції дистанційного керування та обслуговування.

Значну увагу при проектуванні приділяють питанням надійності та захисту. STM32 підтримує апаратні механізми захисту, зокрема сторожові таймери, детектори зниження напруги живлення та системи аварійного відключення. У поєднанні з програмними алгоритмами це дозволяє забезпечити безпечну роботу інвертора навіть у разі виникнення позаштатних ситуацій.

2.3 Налаштування мікроконтролера STM32F103C6T8

В загальній структурі інверторної системи мікроконтролер виступає центральним елементом керування, тому від правильності конфігурації периферійних модулів STM32F103C6T8 залежить точність формування сигналів широтно-імпульсної модуляції, синхронізація фаз, стабільність частоти та реалізація алгоритмів керування, зокрема функції плавного пуску. Налаштування мікроконтролера включає вибір тактових джерел, конфігурацію таймерів для генерації SPWM-сигналів, призначення виводів для керування силовою частиною та організацію обміну даними між пам'яттю і периферією [10]. У цьому контексті використання середовища STM32CubeIDE значно спрощує процес конфігурації, дозволяючи візуально визначити функціональне призначення виводів та параметри роботи внутрішніх модулів мікроконтролера. Далі розглянемо основні налаштування, необхідні для реалізації трифазного інвертора на базі STM32.

На рисунку 2.1. представлено знімок екрана вікна Pinout View середовища STM32CubeIDE для мікроконтролера STM32F103C6Tx у корпусі LQFP48.

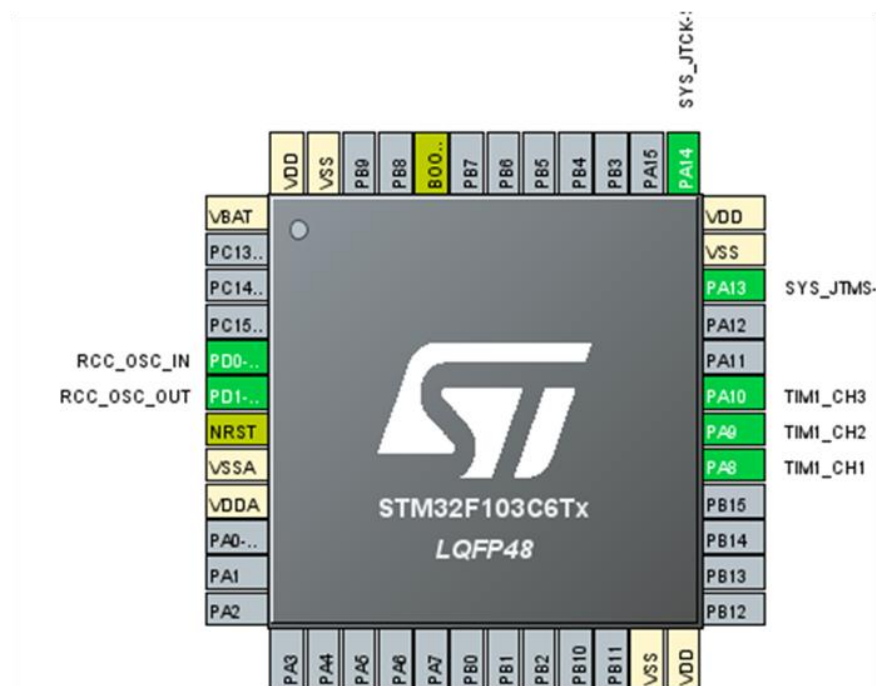


Рисунок 2.1 – Знімок екрана функції Pinout View у середовищі STM32CubeIDE

Це вікно використовується для початкової конфігурації апаратних ресурсів мікроконтролера і дає змогу візуально визначити, які саме виводи задіяні у проекті та які периферійні функції їм призначені. Такий спосіб налаштування є зручним для перевірки коректності розподілу сигналів між виводами ще до генерації коду.

На схемі видно, що для роботи проекту активовано зовнішній кварцовий резонатор. Для цього задіяні виводи PD0 та PD1, які у мікроконтролерах сімейства STM32F1 відповідають сигналам RCC_OSC_IN та RCC_OSC_OUT. Використання зовнішнього джерела тактування є доцільним у задачах генерації трифазного SPWM-сигналу, оскільки воно забезпечує вищу стабільність частоти порівняно з внутрішнім RC-генератором. Це безпосередньо впливає на точність часових параметрів таймера, а отже і на правильність формування широтно-імпульсної модуляції.

На рисунку також позначено вивід NRST, який використовується для апаратного скидання мікроконтролера. Його наявність у конфігурації є стандартною і необхідною для коректного запуску, перепрограмування та відновлення роботи системи після збоїв. Для налагодження активовано інтерфейс Serial Wire Debug, унаслідок чого задіяні виводи PA13 та PA14. Вони виконують функції сигналів відлагоджувального інтерфейсу і дозволяють завантажувати програму в мікроконтролер та контролювати її виконання в процесі розробки.

Ключовим для даного проекту є використання каналів таймера TIM1, які виведені на контакти PA8, PA9 та PA10. На рисунку 2.1 ці виводи налаштовані відповідно як TIM1_CH1, TIM1_CH2 та TIM1_CH3. Саме через них мікроконтролер формує три незалежні сигнали широтно-імпульсної модуляції, що відповідають трьом фазам інвертора. Використання одного таймера для всіх трьох каналів є принципово правильним рішенням, оскільки це забезпечує апаратну синхронізацію між фазами та дозволяє точно витримувати необхідний фазовий зсув.

Окремо слід звернути увагу на виводи живлення та аналогового живлення,

які також відображені у вікні конфігурації. Контакти VDD і VSS забезпечують живлення цифрової частини мікроконтролера, тоді як VDDA і VSSA належать до аналогової частини. Навіть якщо у даному фрагменті проекту основний акцент зроблено на генерації сигналів керування, коректне підключення цих виводів є обов'язковою умовою стабільної роботи мікроконтролера.

Рисунок 2.2 відображає базову конфігурацію виводів STM32F103C6T8, необхідну для реалізації системи керування трифазним SPWM-інвертором. Із нього видно, що в проекті правильно виділено ресурси для зовнішнього тактування, програмування та налагодження, а також для генерації трьох синхронізованих каналів PWM, які є основою формування керуючих сигналів силової частини інвертора.

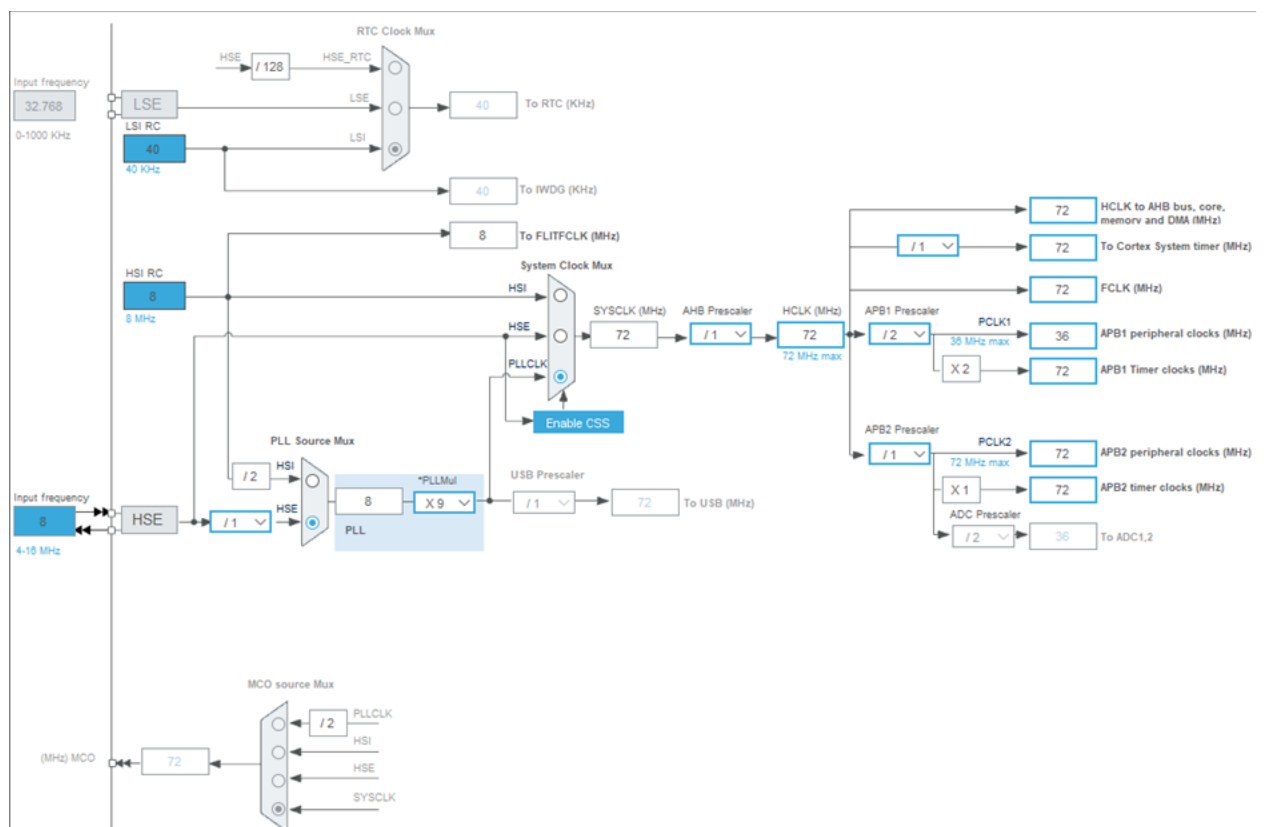


Рисунок 2.2 – Знімок екрана опції Clock Configuration у середовищі STM32CubeIDE

Конфігурація пінів:

Pinout & Configuration -> System Core -> RCC

Вибираємо джерело зовнішнього тактування Crystal/Ceramic Resonator. Оскільки кварцовий резонатор стабільніший, ніж внутрішній RC генератор. Вмикаємо виводи PD0 і PD1 для підключення резонатора.

Pinout & Configuration -> System Core -> SYS

Вибираємо функцію Debug: Serial wire. Розблоковуємо виводи PA13 і PA14 до програмування

Конфігурація годинника (Clock Configuration, рисунок 2.2):

Input Frequency: 8МГц для кварцу.

Петля фазової синхронізації:

PLL Source Mux: HSE. Це означає, що PLL живиться стабільним сигналом кварцу.

PLL Multiplier: x9. Встановлюємо частоту тактування на 72МГц.

System Clock Mux: PLLCLK. Вихід з петлі PLL (72 МГц) стає основною системною частотою.

Дільники шини (Bus Prescalers):

APB1 Prescaler: /2. Дільник APB1: /2. Результатом є 36 МГц.

APB2 Prescaler: /1. Дільник APB2: /1. Таймер 1 підключений до шини APB2, і завдяки цьому налаштуванню він тактується з частотою 72 МГц.

Конфігурація таймера (TIM1):

Канали Channel 1/2/3 визначаються як PWM Generation CH 1/2/3. На виводах PA8, PA9 та PA10 активуються незалежні канали ШІМ.

Попередній дільник (Prescaler) встановлюється на 0, оскільки тактова частота не ділиться. Режим роботи лічильника встановлюється в режимі Counter Mode: UP, В реальному проекті рекомендується використовувати режим Counter Mode: Center Aligned Mode 1, але, на жаль, імітаційне моделювання двоспрямованого підрахунку в середовищі Proteus є неможливим. Період лічильника Counter Period ARR встановлюється на 3999. З огляду на це, кінцева частота генерації ШІМ становить:

$$f_{PWM} = \frac{f_{TIM1}}{(PSC+1)*(ARR+1)} = \frac{72\,000\,000}{(0+1)*(3999+1)} = 18\,000 \text{ Гц.}$$

Auto-reload preload: Enable. Це забезпечує плавне перезавантаження лічильника. Нові значення застосовуються лише після завершення повного циклу ШІМ.

Конфігурація генерації ШІМ (PWM):

Налаштування виконані для кожного з каналів генерації ШІМ (PWM Generation Channel).

Mode: PWM mode 1.

Pulse: 0, тобто запуск відбувається з вимкненою напругою.

CH Polarity: High.

Dead Time: 72. Забезпечує захисну паузу, що запобігає ситуації, за якої верхній та нижній транзистори відкриваються одночасно (запобігає короткому замиканню).

Конфігурація передачі даних DMA:

Додається запит DMA Request: TIM1_UP. Вибирається подія оновлення Update, оскільки в коді використовується пакетний режим Burst Mode, який ініціюється саме під час переповнення лічильника.

Напрямок передачі даних: Direction: Memory To Peripheral. Дані передаються з оперативної пам'яті RAM (масив значень синуса) до регістрів TIM1.

Режим роботи: Mode: Circular. Після зчитування до кінця масиву синусів, DMA автоматично повертається на початок.

Ширина даних периферії / пам'яті: Data Width Peripheral / Memory: Half Word – 16 bit.

2.4 Реалізація алгоритму керування SPWM

Вихідний код STM32, імпортований з файлу проекту STM32CubeIDE. Наведено в додатку А.

Опис окремих найважливіших частин коду:

#define SINE_SAMPLES 360 – визначає роздільну здатність генерованої

синусоїди. Це означає, що один повний період 50 Гц складається з 360 точок.

`#define TARGET_MAX_AMPLITUDE 0.95f` – встановлює максимальний коефіцієнт заповнення ШІМ (PWM) на рівні 95%. Не рекомендується використовувати 100%, щоб забезпечити час для періодичного заряджання конденсаторів у схемі вольтоподатка (Bootstrap) драйвера затворів.

`uint16_t DMA_Buffer[SINE_SAMPLES * 3]` – встановлює головний буфер даних для контролера DMA. Усі 3 фази оновлюються одночасно.

Функція `Calculate_Sine_Tables(void)`. Функція обчислює еталонні синусоїдальні сигнали для трьох фаз. Цикл `for` виконує ітерацію для кількості вибірок, що визначена як `SINE_SAMPLES` (360 точок). Для кожного кроку обчислюється поточний кут у радіанах:

$$Angle = 2\pi * \frac{i}{360}. \quad (2.1)$$

Отримаємо:

- фаза А: `RawSine_A` – чистий синус зі зсувом 0° ;
- фаза В: `RawSine_B` – синус зі зсувом 120° ;
- фаза С: `RawSine_C` – синус зі зсувом 240° .

Функція `Update_PWM_Amplitude(float amplitude)`. Функція обчислює значення ШІМ (PWM) на основі значень синуса з урахуванням заданої амплітуди. Спочатку код перевіряє, чи не перевищує вказане значення амплітуди максимальну межу `TARGET_MAX_AMPLITUDE = 0.95`. Далі математичне значення синуса масштабується в цифрове значення лічильника за формулою 2.2:

$$((RawSine[i] + 1.0f) * 0.5f * amplitude) * period_float, \quad (2.2)$$

де `RawSine[i] + 1.0f` зсуває графік вгору, змінюючи діапазон синуса з $[-1; 1]$ на $[0; 2]$, це пов'язано з тим, що значення ШІМ не може бути від'ємним;

`0,5f` – ділить результат навпіл, діапазон змінюється на нормалізований $[0; 1]$;

`amplitude` – значення амплітуди, що масштабує сигнал відповідно до заданої

висоти хвилі;

period_float – період ARR (*period_float*), для отримання конкретного числового значення для лічильника таймера.

Функція *DMA_Buffer[i * 3 + 0/1/2] = valA/B/C; // CCR1/2/3* розподіляє обчислені значення *val* до буфера DMA.

Функція *Soft_Start_Routine(void)*. Функція реалізує алгоритм Soft-Start (плавного пуску), який є дуже важливим для безпеки в інверторах, що працюють спільно з іншими пристроями. Він полягає у поступовому збільшенні амплітуди, тобто значення вихідної напруги від 0 В до максимальної напруги. Значення *current_amp* встановлюється на 0. Виконується цикл *while* до моменту, поки значення амплітуди не дорівнюватиме цільовому. На кожному кроці амплітуда збільшується на $0.002f$, тобто збільшуються числа, що подаються до регістрів порівняння. Оскільки число CCR стає більшим, збільшується коефіцієнт заповнення ШІМ, і напруга на виході зростає. Знову викликається функція перерахунку та оновлення DMA *Update_PWM_Amplitude*. Після виконання кроку алгоритму відбувається затримка на 5 мс за допомогою функції *HAL_Delay(5)*. Загальний час пуску обчислюється за формулою (2.3):

$$t = \frac{\text{Максимальна амплітуда \%}}{\text{Крок збільшення}} * t_{\text{затримки}}, \quad t = \frac{0,95}{0,002} * 5 \approx 2,4 \text{ с.} \quad (2.3)$$

Функція *Start_Inverter(void)*. Це функція низькорівневої апаратної ініціалізації. Вона вручну запускає Timer1, DMA та конфігурацію виводів GPIO. Було навмисно пропущено шари абстракції HAL, оскільки симулятор Proteus не зміг коректно змодельовати генерацію SPWM. Коли код було переписано під низькорівневу конфігурацію обладнання – програма запрацювала відповідно до очікувань. З іншого боку, максимальний ручний контроль над регістрами є вкрай важливим для складних проєктів на базі пакетного режиму (Burst Mode).

Конфігурація виводів GPIO:

– $RCC \rightarrow APB2ENR \mid= RCC_APB2ENR_IOPAEN$ – порт А підключається до тактування; це шина APB2, до якої підключені порти GPIO. $IOPAEN$ – це біт, що вмикає порт А;

– $GPIOA \rightarrow CRH \ \&= \sim(0xFFF); \quad GPIOA \rightarrow CRH \ \mid= \ 0xBBB$ – вручну встановлюється конфігурація регістру CRH (CRL керує виводами 0–7, CRH керує виводами 8–15). $0xFFF$ очищає біти конфігурації, необхідні для налаштування виводів (3 виводи по 4 біти кожен, тобто 12 бітів);

– операція $\&=$ це логічна операція AND NOT (I-HE), яка очищає конкретні біти до нуля;

– операція $\mid=$ OR, $0xBBB$ у шістнадцятковому коді для мікроконтролера є командою увімкнення режиму альтернативної функції виходу Alternate Function Output Push-Pull. Це означає, що виводом безпосередньо керує таймер.

Конфігурація DMA:

– $DMA1_Channel5 \rightarrow CCR \ \&= \sim DMA_CCR_EN;$ – використовується канал 5 (Channel 5) контролера DMA, який відповідає за роботу з таймером TIM1;

– $DMA1_Channel5 \rightarrow CCR \ = \ DMA_CCR_DIR \ \mid \ DMA_CCR_CIRC \ \mid \ DMA_CCR_MINC \ \mid \ DMA_CCR_PSIZE_0 \ \mid \ DMA_CCR_MSIZE_0 \ \mid \ DMA_CCR_PL_1;$ – вручну встановлені налаштування, що були детально описані в пункті «Конфігурація передачі даних DMA»;

– $DMA1_Channel5 \rightarrow CPAR = (uint32_t) \&TIM1 \rightarrow DMAR;$ – CPAR є цільовою адресою Peripheral Address Register. DMAR (DMA Address Register) це базовий регістр таймера для пакетного обміну з DMA;

– $DMA1_Channel5 \rightarrow CMAR = (uint32_t)DMA_Buffer;$ – CMAR є адресою джерела Memory Address Register. Дані зчитуються з масиву DMA_Buffer ;

– $DMA1_Channel5 \rightarrow CNDTR = SINE_SAMPLES * 3;$ – CNDTR визначає кількість даних для передачі. Тобто 360 точок для кожної з трьох фаз.

Конфігурація TIM1:

– $TIM1 \rightarrow DCR = (2 \ll 8) \ \mid \ (0x0D)$ – активується взаємодія таймера через регістр управління DCR (DMA Control Register) для пакетного режиму Burst

Mode. $0x0D$ є базовою адресою регістра порівняння CCR1. $2 \ll 8$ визначає довжину пакета: 0, 1, 2, тобто здійснюються три послідовні передачі;

– $DMA1_Channel5 \rightarrow CCR |= DMA_CCR_EN$ – вмикається канал DMA.

– $TIM1 \rightarrow ARR = PWM_PERIOD_ARR; TIM1 \rightarrow PSC = 0; TIM1 \rightarrow CNT = 0;$ -

вручну введені налаштування таймера TIM1, які були описані в пункті «Конфігурація таймера (TIM1)»;

– $TIM1 \rightarrow DIER |= TIM_DIER_UDE;$ – через регістр дозволу переривань та DMA (DIER) вмикається генерація запитів DMA під час події оновлення Update DMA Request Enable;

Далі в коді реалізовані функції підключення каналів, буферизації (Preload) та налаштування захисної паузи Dead-Time. Рядок коду $TIM1 \rightarrow CR1 |= TIM_CR1_CEN;$ – запускає лічильник таймера.

Функція *main*. функція *HAL_Init()* виконує скидання налаштувань периферії. *SystemClock_Config()* налаштовує систему тактування процесора відповідно до конфігурації у файлі .ioc, тобто налаштувань, виконаних у пункті №3. Після цього відбувається конфігурація периферійних модулів GPIO, DMA та TIM1. ПЕРЕД запуском інвертора обчислюються еталонні значення синуса для трьох фаз. Буфер DMA заповнюється нулями для підготовки до роботи функції плавного пуску (Soft-Start).

Start_Inverter(); – запускає таймер TIM1 та контролер DMA. Наприкінці викликається функція Soft-Start, яка розпочинає поступове підвищення напруги.

РОЗДІЛ 3

МОДЕЛЮВАННЯ ІНВЕРТОРНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

3.1 Середовище моделювання Proteus 8 Professional

Середовище Proteus 8 Professional є одним із сучасних інструментів для схемотехнічного та функціонального моделювання електронних систем, що поєднує можливості розробки принципів схем, симуляції аналогових і цифрових процесів, а також інтеграції програмного коду мікроконтролерів у єдиному середовищі. Його використання у даному проекті зумовлене необхідністю комплексного аналізу роботи інверторної системи, яка включає як силову електроніку, так і цифрову систему керування.

Proteus забезпечує можливість моделювання широкого спектра компонентів, включаючи джерела живлення, напівпровідникові прилади, драйвери, пасивні елементи та мікроконтролери. Середовище підтримує інтерактивну візуалізацію процесів, що відбуваються у схемі. Користувач має можливість спостерігати осцилограми напруг і струмів у різних точках схеми в режимі реального часу. Це дозволяє аналізувати форму сигналів, оцінювати рівень гармонічних спотворень, перевіряти правильність роботи алгоритмів керування та досліджувати перехідні процеси, зокрема під час запуску або зміни навантаження. Для інверторних систем це є критично важливим, оскільки дає змогу оцінити якість сформованої синусоїдальної напруги ще на етапі проектування.

Ще однією важливою особливістю є можливість налагодження програмного забезпечення мікроконтролера безпосередньо у середовищі моделювання. Proteus підтримує завантаження скомпільованого коду, що дозволяє перевірити роботу алгоритмів генерації SPWM, функції плавного пуску, обробки сигналів зворотного зв'язку та інших програмних модулів. Це значно скорочує час розробки, оскільки дає змогу виявити та усунути помилки ще до створення фізичного пристрою.

Водночас необхідно враховувати обмеження середовища. Зокрема,

моделювання високочастотних процесів у силовій електроніці може бути спрощеним, а деякі ефекти, пов'язані з паразитними параметрами елементів або електромагнітною сумісністю, можуть не відображатися повною мірою. Це означає, що результати моделювання слід розглядати як наближені, а їх підтвердження потребує подальшої експериментальної перевірки.

3.2 Схема моделювання інверторного перетворювача в Proteus

Схема, побудована в середовищі Proteus 8 показана на рисунку 3.1.

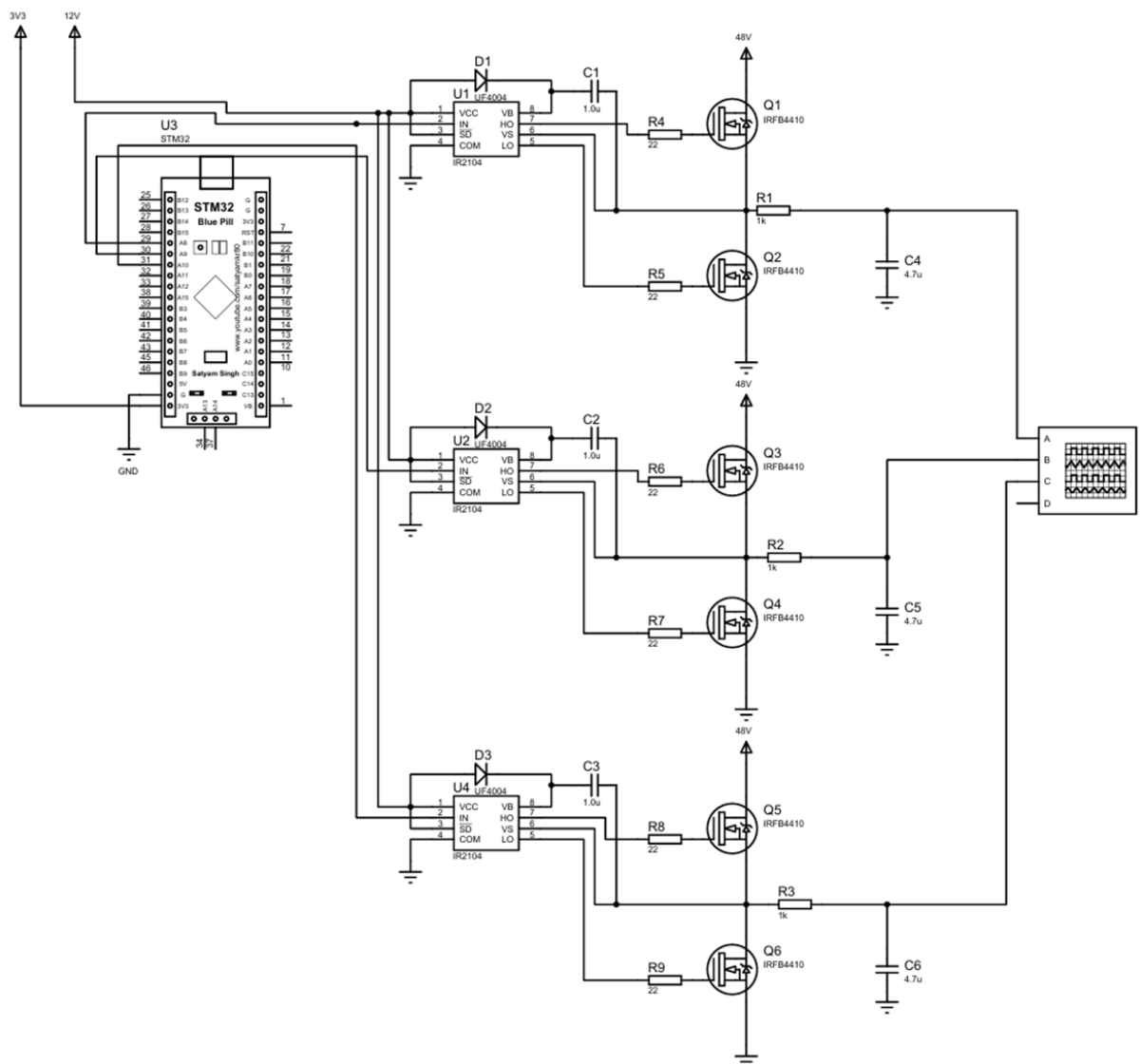


Рисунок 3.1 – Схема інверторного перетворювача в середовищі Proteus 8

На імітаційну модель STM32 Blue Pill подається живлення 3,3 В постійного струму DC. У програмному коді проєкту та в реальній схемі передбачено використання кварцового резонатора, підключеного до виводів PD0 та PD1. В імітаційній моделі значення частоти кварцового резонатора встановлюється в параметрі Crystal Frequency (рис. 3.2). Значення частоти, що використовується в проєкті, становить 8 МГц.

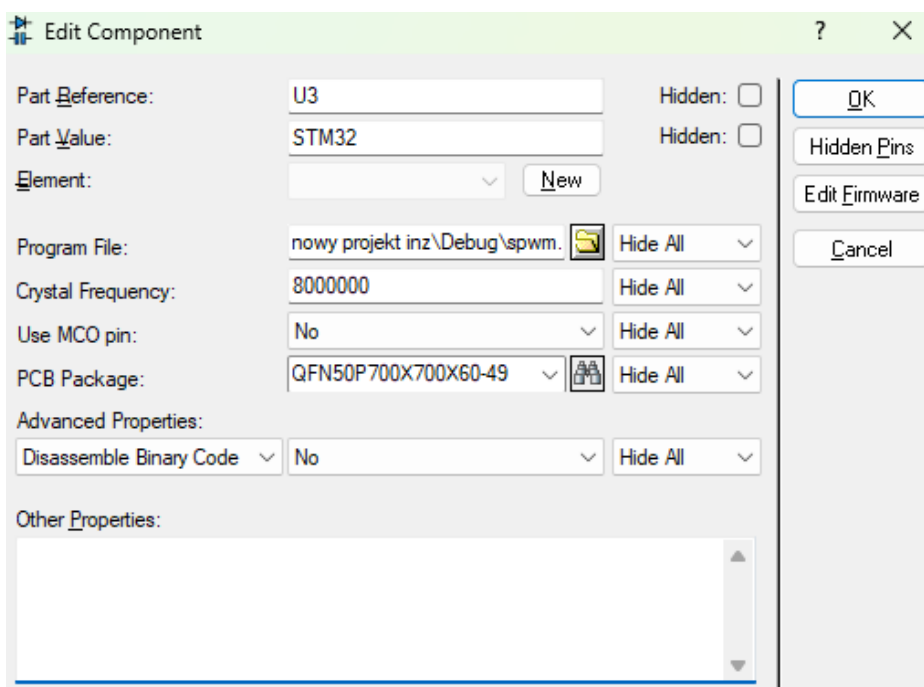


Рисунок 3.2 – Параметри моделювання для мікроконтролера

Схема керування напівмостом Half-Bridge наведена на рисунку 3.3.

Схема реалізована окремо для кожної фази. Коли вхідний сигнал від мікроконтролера має високий рівень (HIGH), драйвер відкриває верхній транзистор (на виході HO встановлюється високий рівень) і закриває нижній транзистор (на виході LO встановлюється низький рівень), у результаті чого на виході фази з'являється напруга +48 В. Коли вхідний сигнал від мікроконтролера має низький рівень (LOW), драйвер закриває верхній транзистор і відкриває нижній. Вихід фази замикається на масу.

Інтегральна мікросхема IR2104 апаратно генерує захисну паузу Dead Time під час перемикання, що запобігає короткому замиканню.

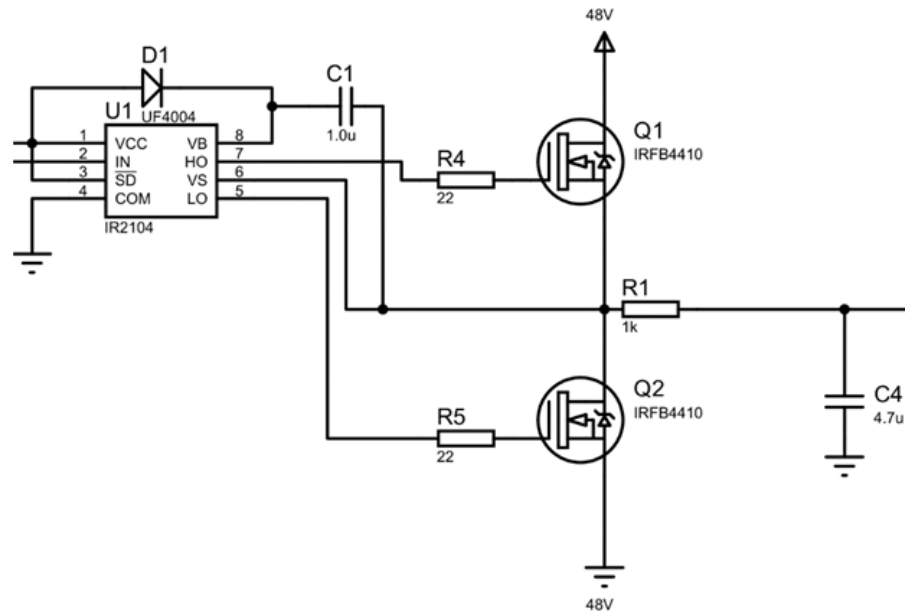


Рисунок 3.3 – Схема керування транзисторами 1-ї фази на базі IR2104

Схема вольтоподатка Bootstrap складається з діода та конденсатора. Діоди UF4004 – це надшвидкі діоди, призначені для заряджання конденсаторів C1/C2/C3 до напруги +12 В. Коли MOSFET нижнього плеча (low-side) відкритий, конденсатор заряджається. Коли необхідно відкрити MOSFET верхнього плеча (high-side), мікросхема IR2104 використовує напругу на конденсаторі та підвищує напругу на затворі транзистора. Номінали елементів підібрані відповідно до технічної документації виробника.

MOSFET-транзистори IRFB4410 – це потужні транзистори з номінальною напругою 100 В. Резистори затвора R4–R9 захищають драйвер від перенапруг.

На практиці вихідний фільтр у мостових схемах реалізується як LC-фільтр. Однак імітаційне моделювання LC-фільтра в одному проєкті разом із моделюванням логіки мікроконтролера, схем драйверів та самих MOSFET-транзисторів створює надмірне обчислювальне навантаження на середовище Proteus. Тому для моделювання використовуються RC-фільтри довільних номіналів, оскільки вони не викликають резонансних коливань.

Спостереження за формою сигналів здійснюється за допомогою осцилографа, підключеного в режимі Virtual Instruments.

3.3 Моделювання схеми живлення в LTSpice XVII

Схема живлення моделювалася окремо від решти проекту в програмі LTSpice XVII (рис. 3.4), оскільки метою є лише отримання значень напруг для живлення логічної частини. Завдання полягає в тому, щоб при вхідній напрузі живлення 48 В отримати вихідну напругу 12 В для живлення схеми керування транзисторами, а також вихідну напругу 3,3 В для живлення мікроконтролера STM32F103C6T8.

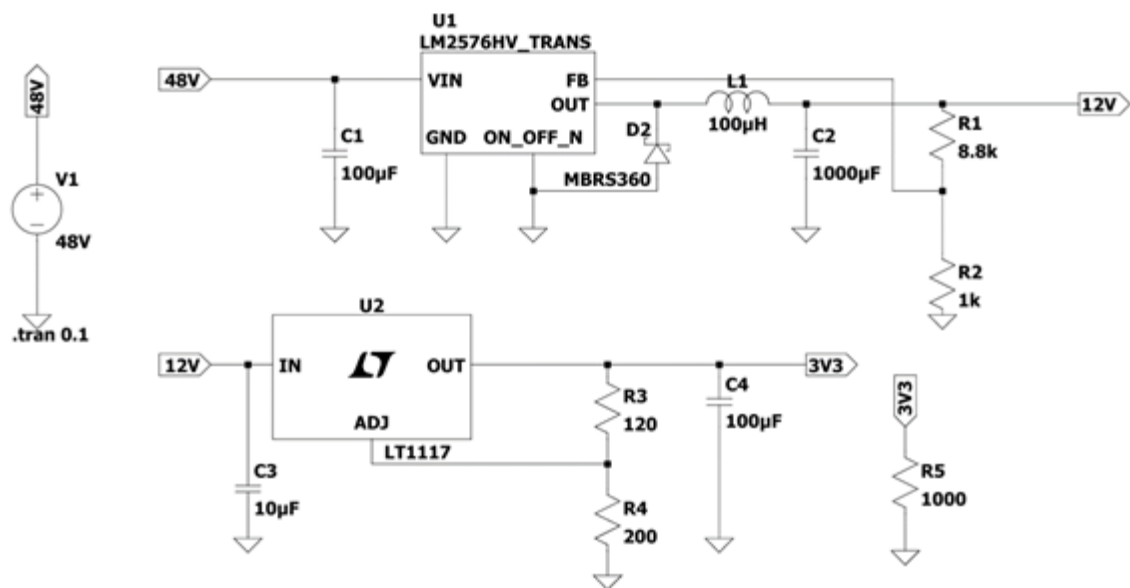


Рисунок 3.4 – Схема живлення проекту побудована в середовищі LTSpice XVII

Мікросхема LM2576HV виконує роль транзисторного ключа зі схемою керування ШІМ. Вона циклічно вмикає та вимикає напругу живлення, дозуючи порції енергії, що подаються на дросель. Версія HV (High Voltage) означає модифікацію для високої напруги, що витримує до 60 В. Дросель згладжує струм від мікросхеми, перетворюючи імпульси ШІМ на постійний струм. Діод Шоткі виконує функцію зворотного діода. Конденсатор C2 ($C_2 = 1000$ мкФ) усуває пульсації на виході дроселя. Номінали резисторів R1 та R2 для дільника напруги підібрані відповідно до формули:

$$V_{out} = V_{ref} * \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = 1,23 * \left(1 + \frac{8800}{1000}\right) = 12,054 \text{ В.}$$

Значення опорної напруги: 1,23 В (зазначено виробником).

Мікросхема LT1117 є лінійним стабілізатором напруги. Вона знижує напругу з 12 В до 3,3 В, перетворюючи надлишок енергії в тепло. Конденсатор С3 запобігає виникненню коливань у схемі. Номінали резисторів R3 та R4 для дільника напруги підбрані відповідно до формули:

$$V_{out} = V_{ref} * \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) = 1,23 * \left(1 + \frac{200}{120}\right) = 3,33\text{В}.$$

Значення опорної напруги: 1,23 В (зазначено виробником). Стабілізатори цього типу потребують мінімального струму навантаження для стабільної роботи.

Номінали конденсаторів, діодів та дроселя були підбрані відповідно до технічної документації (Datasheet), наданої виробниками. Резистор R5 виступає в ролі навантаження, що полегшує імітаційне моделювання роботи схеми.

РОЗДІЛ 4

АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ОЦІНКА ЯКОСТІ РОБОТИ ІНВЕРТОРА

Моделювання є невід'ємним етапом розроблення сучасних електронно-комунікаційних систем, який дозволяє ще на стадії проєктування оцінити працездатність, динамічні характеристики та відповідність технічним вимогам складних електронних пристроїв. У даній роботі моделювання виконує функцію верифікації структурних і функціональних рішень, закладених у схему спроектованого перетворювача, що поєднує вузли живлення, інверторну частину та систему керування.

Суть процесу моделювання полягає у відтворенні електричних процесів у схемі за допомогою математичних моделей елементів і алгоритмів керування, що дозволяє дослідити як усталені режими роботи, так і перехідні процеси. Особливу увагу приділено аналізу часових залежностей напруг і сигналів у характерних точках схеми, що забезпечує можливість оцінки стабільності, швидкодії та узгодженості роботи окремих функціональних блоків.

Основними завданнями моделювання є перевірка коректності роботи багаторівневої системи живлення, яка забезпечує перетворення напруги з подальшою стабілізацією, дослідження процесу формування широтно-імпульсно модульованих сигналів у трифазному інверторі, а також аналіз впливу фільтрації на форму вихідної напруги. Окремим напрямом дослідження є оцінка роботи алгоритмів керування, зокрема функції плавного пуску, що визначає характер перехідних процесів при ввімкненні пристрою.

У межах виконання роботи було проведено комплексне моделювання всіх функціональних вузлів спроектованого перетворювача з метою перевірки їх працездатності, узгодженості параметрів та відповідності заданим технічним вимогам. Моделювання здійснювалося поетапно, з розділенням системи на окремі підсхеми, що дозволило детально проаналізувати як локальні, так і інтегральні процеси.

4.1 Моделювання роботи схеми живлення

На першому етапі виконано моделювання схеми живлення, яка включає джерело постійної напруги, понижувальний імпульсний перетворювач (Buck Converter) та лінійний стабілізатор, схема для моделювання зображена на рисунку 3.4. У процесі дослідження було проаналізовано формування трьох рівнів напруги (рис. 4.1): 48 В з вихідного порту джерела напруги; 12 В з вихідного порту понижувального перетворювача (Buck Converter); 3,3 В з вихідного порту лінійного стабілізатора.

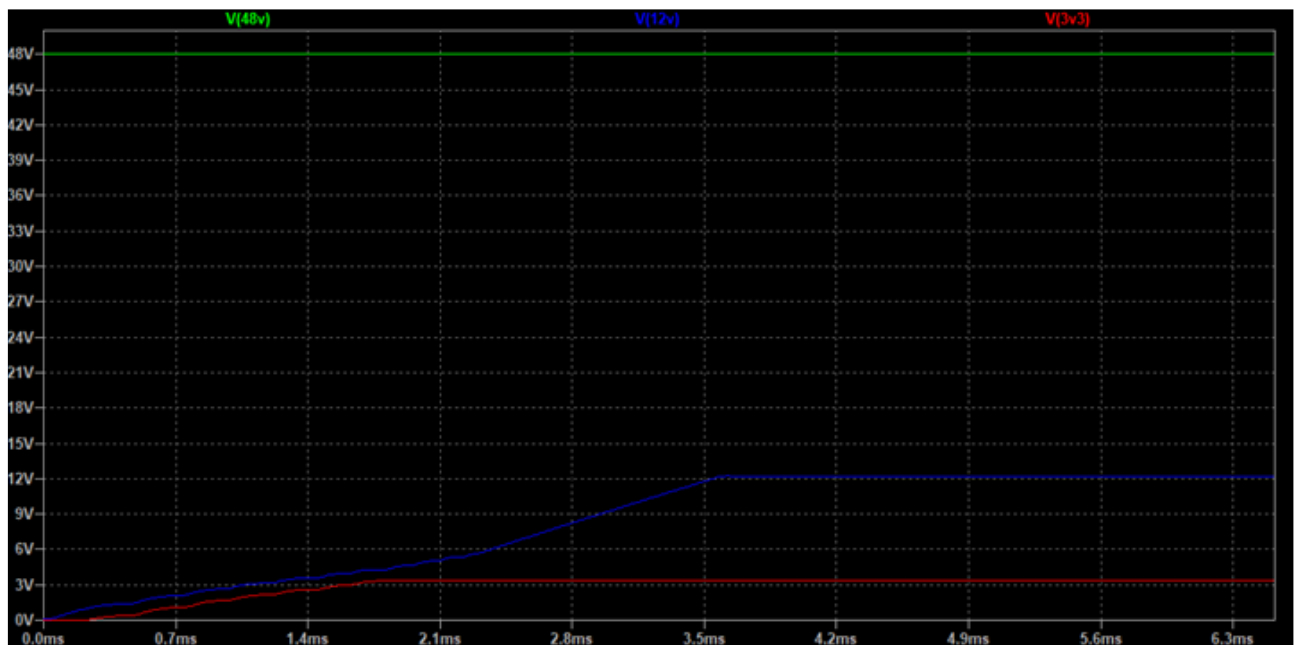


Рисунок 4.1 – Осцилограми напруги під час моделювання схеми живлення:
зелена крива – 48V; синя крива – 12V; червона крива – 3,3V.

На осцилограмі 12 В спостерігається затримка спрацьовування, значення зростає протягом 3,55 мс. Це зумовлено процесом заряджання конденсатора C4, отже, схема працює відповідно до очікувань.

Напруга 3,3 В також досягає заданого значення за 1,9 мс. Тобто вихідна напруга 3,3 В досягається при вхідній напрузі 4,3 В на лінійному стабілізаторі. Схема працює відповідно до очікувань.

4.2 Моделювання роботи інверторної частини

Другий етап передбачав моделювання інверторної частини, зокрема процесу формування широтно-імпульсно модульованого сигналу. Було реалізовано генерацію SPWM-сигналу на базі транзисторної схеми з керуванням від мікроконтролера. Схема для моделювання зображена на рисунку 3.2.

Спостерігається форма напруги на виході транзисторної схеми. Вихідний сигнал напруги зчитується за допомогою осцилографа, підключеного в режимі Virtual Instruments. Наразі моделювання схеми проводиться з вимкненою функцією плавного пуску (Soft-Start) через обчислювальні обмеження середовища моделювання. Програмний код було змінено для зменшення навантаження на симулятор. Принцип дії коду є ідентичним. Функція плавного пуску буде змодельована в наступному підрозділі звіту.

Спостерігається сигнал SPWM для фази А, тобто без фазового зсуву.

На осцилограмі рисунку 4.2 зображено повний сигнал SPWM, спостерігається зростання коефіцієнта заповнення.

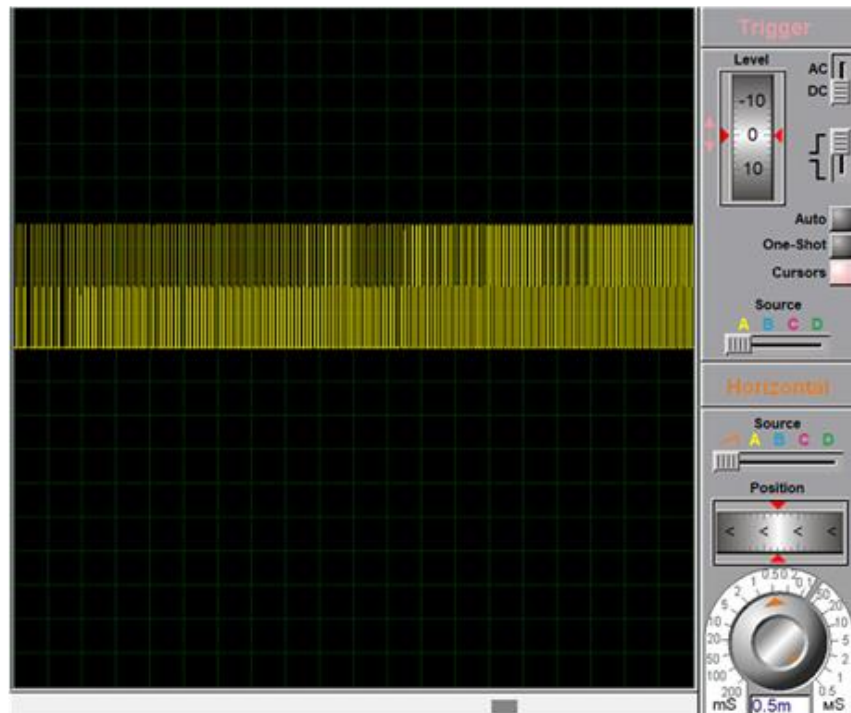


Рисунок 4.2 – Сигнал SPWM на виході транзисторних схем

Надалі він зменшується, проте це не фіксується на осцилограмі, оскільки діапазон відображення всього періоду хвилі є надто великим для екрана. Натомість на рисунку 4.3 детально показано вигляд максимального та мінімального заповнення.

Схема працює відповідно до очікувань.

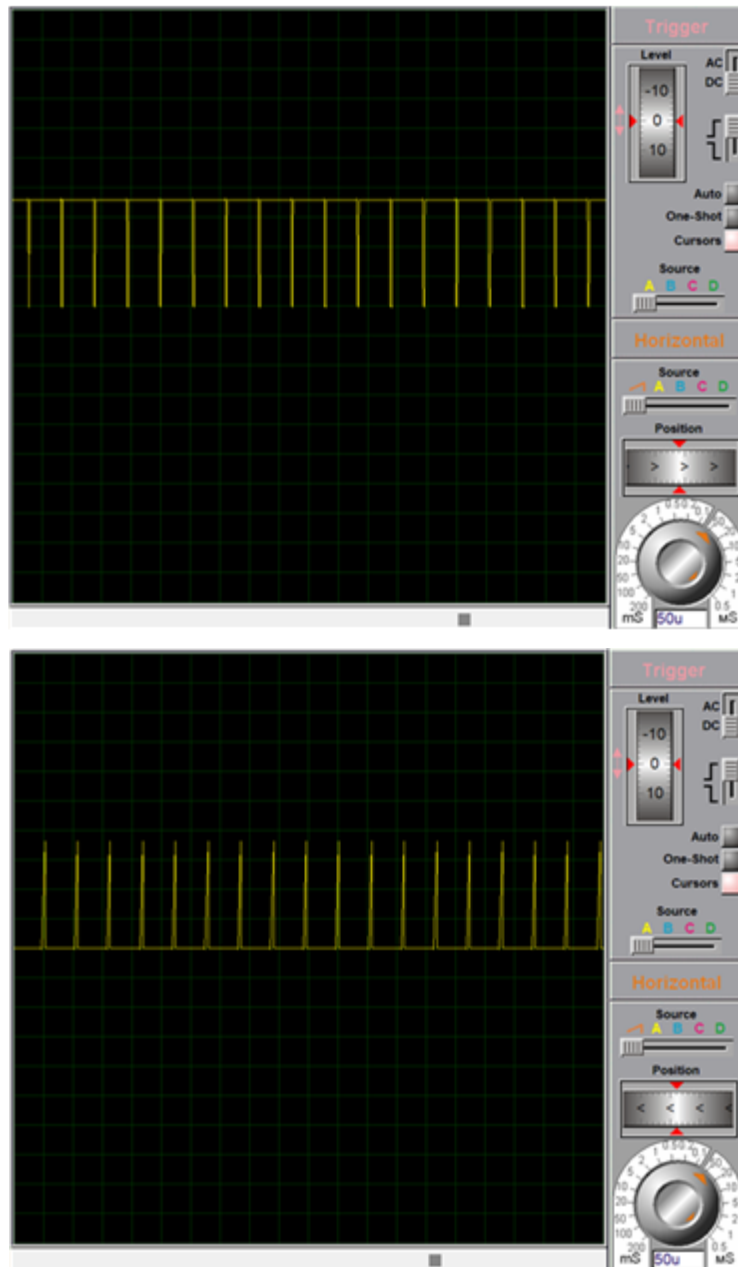


Рисунок 4.3 – Сигнал SPWM на виході транзисторної схеми: фрагмент №1 – максимальний коефіцієнт заповнення 95%; фрагмент №2 – мінімальний коефіцієнт заповнення 1–5%

Наступним кроком стало дослідження сигналів після проходження RC-фільтрів, які виконують функцію згладжування імпульсної форми сигналу та відновлення синусоїдальної напруги. Було проведено вимірювання для трьох фаз інвертора, у результаті чого підтверджено наявність фазових зсувів 120° між фазами, а також відповідність частоти вихідного сигналу розрахунковому значенню (рис. 4.4).

Схема після RC-фільтра. RC-фільтри підключаються назад до схеми. Вимірювання проводяться для всіх трьох фаз, щоб продемонструвати фазовий зсув.

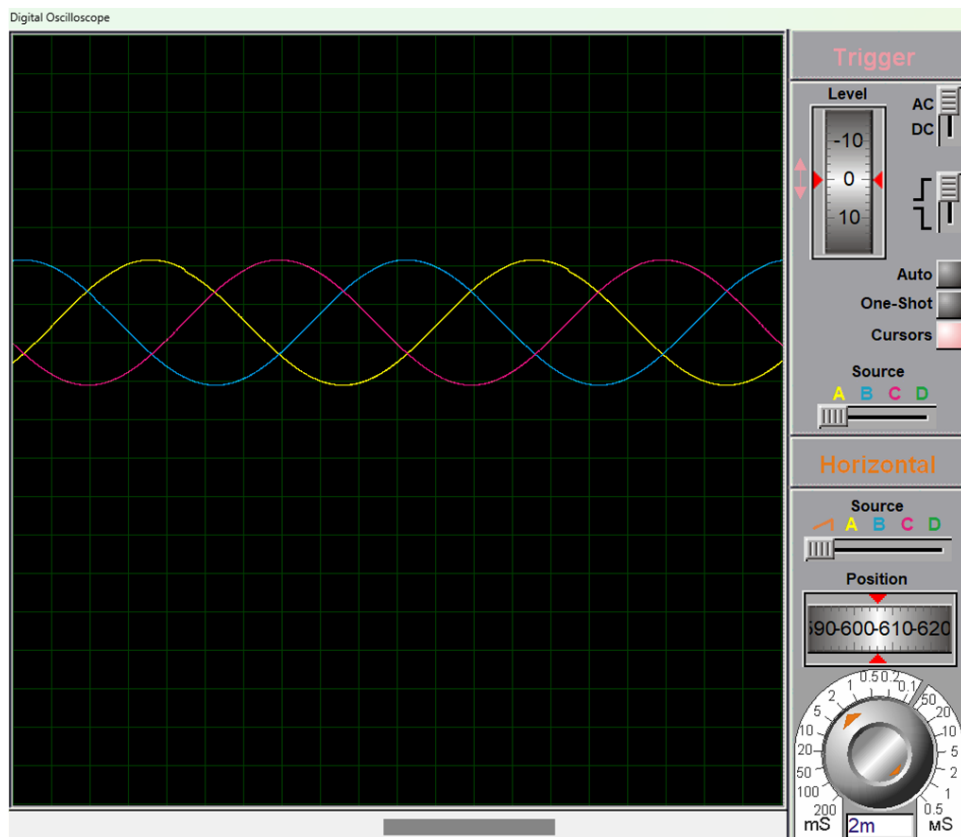


Рисунок 4.4 – Осцилограми моделювання роботи інвертора

Період T становить 20 мс. Масштаб вказано на рисунку, що відповідає 2 мс на поділку. Частота становить:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{20\text{мс}} = 50\text{Гц.}$$

Отримане значення частоти збігається з очікуваним.

Значення напруги в нижній частині синусоїди (мінімум) становить $U_{MIN} = 0\text{В}$.

Значення напруги у верхній частині синусоїди (максимум) становить $U_{MAX} = 48\text{В}$.

Фазовий зсув становить 0° для фази А, 120° для фази В та -120° для фази С.

Схема працює відповідно до очікувань. Це свідчить про коректну роботу як алгоритму керування, так і аналогової частини схеми.

4.3 Моделювання роботи функції плавного пуску (Soft-Start)

Через обмеження продуктивності симулятора моделювання роботи функції плавного пуску (Soft-Start) проводиться в окремому проєкті, схема зображена на рисунку 4.5. У процесі дослідження проаналізовано характер зміни керуючої напруги від нульового значення до номінального рівня, що забезпечує поступове входження системи в робочий режим.

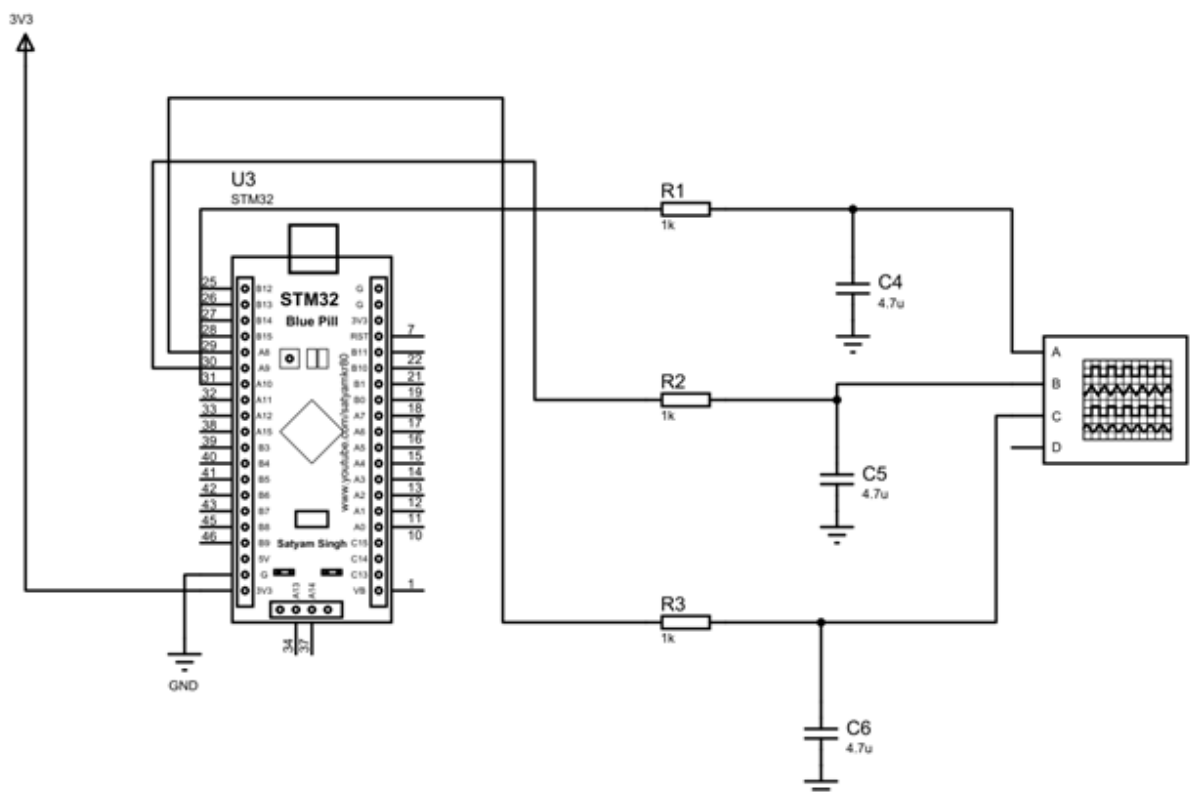


Рисунок 4.5 – Схема для моделювання роботи функції Soft-Start

Результати моделювання наведено на рисунку 4.6 і рисунку 4.7.

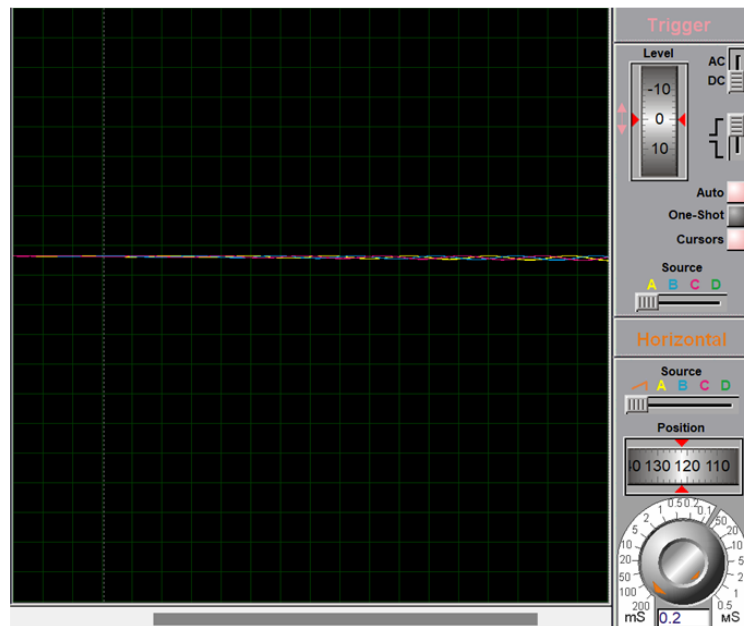


Рисунок 4.6 – Осцилограма моделювання в момент початку пуску

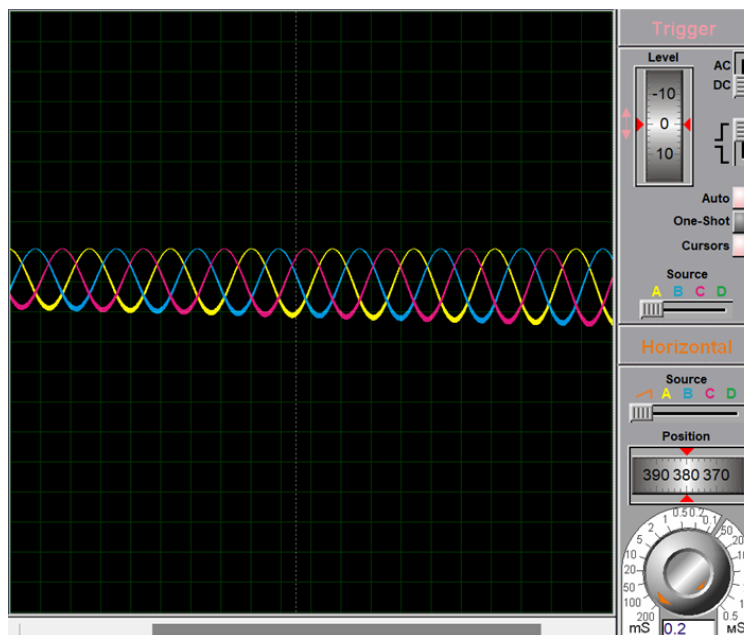


Рисунок 4.7 – Осцилограма моделювання в режимі нормальної роботи схеми

Теоретичний час пуску становить 2,4 с, що було описано при розгляді функції `Soft_Start_Routine(void)`. На жаль, у середовищі Proteus виміряти цей час неможливо через обмеження діапазону відображення віртуального осцилографа. Початкова напруга пуску становить 0 В, а кінцева напруга (у режимі нормальної

роботи) становить 3,3 В (розмах від піку до піку, тобто $U_{\text{MIN}} = 0\text{В}$; $U_{\text{MAX}} = 3,3\text{В}$).

Як видно з осцилограм, функція дійсно працює, отже, програмний код виконується відповідно до очікувань. На жаль, роботу всієї схеми під час цього перехідного процесу в повному обсязі спостерігати не вдалося, проте теоретично її поведінка не повинна відрізнятись від представлені спрощеної моделі.

Таким чином, у результаті виконаного моделювання було перевірено всі ключові режими роботи перетворювача: формування напруг живлення, генерацію та перетворення SPWM-сигналів, а також реалізацію алгоритмів керування.

Отримані результати створюють основу для подальшого детального аналізу осцилограм і кількісних характеристик, що дозволяє оцінити ефективність і якість роботи спроектованої системи в цілому.

4.4 Якість електроживлення та електромагнітна сумісність інвертора

Якість електроживлення в телекомунікаційних системах визначає надійність роботи обладнання, точність оброблення сигналів і стійкість до завад [1]. Інверторні джерела, що використовують широтно-імпульсну модуляцію, формують вихідну напругу із дискретної імпульсної структури, тому питання стабільності параметрів, гармонічних спотворень та електромагнітної сумісності набувають особливого значення [11].

Однією з базових вимог є стабільність напруги. Для телекомунікаційного обладнання, особливо цифрових систем і мікроконтролерів, допустимі відхилення зазвичай не перевищують $\pm 5\%$ від номінального значення. Наприклад, для лінії живлення 3,3 В типовим є діапазон 3,135–3,465 В, тоді як для проміжних шин (12 В, 48 В) допустимі відхилення можуть становити $\pm 10\%$ залежно від стандарту (наприклад, у системах 48 В телекомунікаційних мереж допускається приблизно від 40 до 57 В). Результати моделювання підтверджують, що застосування каскадного перетворення з імпульсним та лінійним

стабілізатором дозволяє досягти високої стабільності вихідної напруги навіть при наявності перехідних процесів.

Для трифазних інверторних систем важливою є симетрія фаз. В ідеальному випадку фазові напруги повинні мати однакову амплітуду та бути зсунутими на 120° . Порушення симетрії навіть на рівні 2–3% може призводити до появи додаткових струмів у навантаженні, підвищення втрат і спотворення роботи чутливих пристроїв. У телекомунікаційних системах це може проявлятися у вигляді зниження якості сигналу або нестабільності роботи живлених модулів.

Частота вихідної напруги також є критичним параметром. Для більшості систем електроживлення використовується стандартна частота 50 Гц (або 60 Гц), при цьому допустиме відхилення зазвичай не перевищує $\pm 0,1 \dots 0,5$ Гц. У випадку інверторів, що формують синусоїду за допомогою SPWM, точність частоти визначається алгоритмом керування мікроконтролера. Як показує моделювання, правильна реалізація цифрового генератора забезпечує стабільність частоти в межах, достатніх для живлення як силових, так і інформаційних систем.

Одним із ключових показників якості є коефіцієнт гармонічних спотворень (THD), який характеризує відхилення форми сигналу від ідеальної синусоїди. Для телекомунікаційних застосувань бажано, щоб THD не перевищував 5%, а для високоточних систем – 2...3%. У інверторних джерелах без фільтрації THD може перевищувати 30...50% через наявність високочастотних складових SPWM-сигналу. Використання вихідних LC або RC-фільтрів дозволяє знизити цей показник до прийнятного рівня. Наприклад, у джерелах безперебійного живлення (UPS) класу online типовий THD становить 2...4%.

Електромагнітна сумісність (EMC) визначає здатність пристрою працювати без створення неприпустимих завад іншим електронним системам і без втрати працездатності під впливом зовнішніх електромагнітних полів. Інвертори є джерелами як провідних, так і випромінюваних завад через швидкі перемикання силових ключів (частоти комутації зазвичай лежать у діапазоні 10...100 кГц). Для забезпечення EMC застосовуються вхідні та вихідні фільтри, екранування, правильне трасування друкованих плат та оптимізація швидкості

фронтів сигналів. У реальних пристроях рівень завад регламентується стандартами, такими як CISPR 22 або EN 55032.

Безперервність живлення є критично важливою для телекомунікаційних систем, оскільки навіть короточасні перерви можуть призводити до втрати даних або порушення зв'язку. Для цього використовуються системи резервування, зокрема джерела безперебійного живлення (UPS), акумуляторні батареї та інверторні перетворювачі. Типовий час перемикання для offline UPS становить 5–10 мс, тоді як для online систем живлення є безперервним (0 мс). Додатково застосовуються алгоритми плавного пуску, які зменшують пускові струми та запобігають просіданню напруги при ввімкненні системи.

На основі результатів проектування та проведеного моделювання можна стверджувати, що спроектований інвертор відповідає базовим вимогам до якості електроживлення, які висуваються до сучасних телекомунікаційних систем. Отримані осцилограми та часові залежності підтверджують стабільність формування напруги на всіх рівнях системи живлення, коректність роботи перетворювачів та відсутність критичних відхилень від заданих параметрів.

Зокрема, встановлено, що каскадна структура перетворення напруги забезпечує необхідну стабільність вихідних рівнів, що є критично важливим для живлення цифрових і мікроконтролерних систем. Проаналізовані перехідні процеси свідчать про передбачувану динаміку встановлення напруги без перенапруг і нестійких режимів. Це підтверджує відповідність вимогам до стабільності електроживлення.

Результати моделювання інверторної частини демонструють коректне формування трифазної системи напруг із необхідним фазовим зсувом 120° , що забезпечує симетрію фаз і відповідає класичним вимогам до трифазних джерел живлення. Використання широтно-імпульсної модуляції дозволяє формувати сигнал, який після фільтрації наближається до синусоїдальної форми, що є необхідною умовою для зменшення гармонічних спотворень та підвищення якості живлення навантаження.

Застосування RC-фільтрів у вихідному колі підтвердило ефективність

зменшення високочастотних складових сигналу, що сприяє зниженню рівня електромагнітних завад і покращенню електромагнітної сумісності пристрою. Додатково реалізована функція плавного пуску забезпечує зменшення пускових струмів та обмеження перехідних процесів, що позитивно впливає як на стабільність роботи самого інвертора, так і на сумісність із іншими елементами системи .

У сукупності отримані результати підтверджують, що спроектований інвертор відповідає ключовим вимогам до стабільності напруги, симетрії фаз, точності частоти, обмеження гармонічних спотворень та електромагнітної сумісності. Це дозволяє розглядати його як придатне рішення для використання у складі джерел електроживлення телекомунікаційного обладнання.

Отже, проведений аналіз та моделювання дають підстави зробити висновок, що запропонована модель трифазного інвертора на основі широтно-імпульсної модуляції є ефективною та технічно обґрунтованою. Вона може бути використана як базова структура для побудови сучасних інверторних джерел живлення, що забезпечують необхідний рівень якості електроенергії та відповідають вимогам телекомунікаційних систем щодо надійності, стабільності та електромагнітної сумісності.

ВИСНОВКИ

У кваліфікаційній роботі вирішено задачу розробки та дослідження трифазного SPWM-інверторного перетворювача для систем електроживлення телекомунікаційного обладнання.

У роботі проаналізовано сучасні системи електроживлення телекомунікаційних об'єктів та визначено місце інверторних перетворювачів у їх структурі. Обґрунтовано вимоги до формування якісної трифазної напруги та параметрів інверторних систем.

Розроблено структуру трифазного SPWM-інвертора та реалізовано систему керування на базі мікроконтролера STM32F103C6T8. Забезпечено генерацію керуючих сигналів із заданою частотою та фазовим зсувом із використанням апаратних ресурсів таймерів і DMA .

Реалізовано алгоритм синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції та функцію плавного пуску, що забезпечує зниження пускових навантажень і підвищення надійності роботи системи.

Проведено моделювання роботи системи живлення, інвертора та режиму Soft-Start у середовищах Proteus і LTspice, що підтвердило працездатність розробленого рішення та відповідність його параметрів заданим вимогам.

Отримані результати доводять, що запропонований SPWM-інвертор може бути використаний як ефективний функціональний вузол систем електроживлення телекомунікаційних об'єктів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Environmental Engineering. Power supply interface at the input of Information and Communication Technology equipment. ETSI EN 300 132-2 V2.8.1. 2024. 42 p.
2. Vertiv. DC Power Systems for Telecommunications. URL: <https://www.vertiv.com/en-emea/products-catalog/critical-power/dc-power-systems/> (дата звернення 15.02.2026 р.).
3. Analog Devices. Building a Better –48 VDC Power Supply for 5G and Next Generation Telecom. URL: <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/building-a-better--48-vdc-power-supply-for-5g-and-next-generation-telecom.html> (дата звернення 29.02.2026 р.).
4. Ilic M., Mikić V., Zakić A., Zlatkovic D. A Survey of Energy-efficient Solutions for 5G Networks. 11th International Conference on Applied Information and Internet Technologies (AIIT 2021). Zrenjanin. 2021. PP. 70–73.
5. Anand V., Singh V., Mekhlief S. Power Electronics for Renewable Energy Systems. Wiley. 2022. PP. 81–117.
6. Fuji Electric. Key Components of UPS Systems. URL: <https://www.india.fujielectric.com/resources/technical-guide/key-component-ups> (дата звернення 11.04.2026 р.).
7. Mansour Z., Houari Z., Zerhouni F. Z., Nouh Z. Practical inverter design and control: implementation strategies and performance analysis. Studies in Engineering and Exact Sciences. 2024. Vol. 5. e12300.
8. Chatterjee D., Chakraborty C., Dalapati S. Pulse-width Modulation Techniques in Two-level Voltage Source Inverters – State of the Art and Future Perspectives. Power Electronics and Drives. 2023. Vol. 8, No. 1. PP. 335–367.
9. Xia L., Zhang M., Ma S., Zhuang G. Analysis of the Soft-Start Circuit of the High Voltage Power Supply Based on PSM Technology. IEEE Transactions on Plasma Science. 2014. Vol. 42, No. 4. PP. 1026–1031.
10. STMicroelectronics. AN4776 General-purpose timer cookbook for STM32

microcontrollers. AN4776 Rev 4. 2026. 76 p.

11. International Telecommunication Union. Sustainable power-feeding solutions for IMT-2020 networks. ITU-T Recommendation L.1210. 2025. URL: <https://www.itu.int/rec/T-REC-L.1210> (дата звернення 25.04.2026 р.).

ДОДАТОК А

Вихідний код STM32, імпортований з файлу проєкту STM32CubeIDE

```

main.c
10 /* Includes -----*/
11 #include "main.h"
12
13 /* Private includes -----*/
14 /* USER CODE BEGIN Includes */
15 #define _USE_MATH_DEFINES
16 #include <math.h>
17 /* USER CODE END Includes */
18
19 /* USER CODE BEGIN PD */
20 #define SINE_SAMPLES 360
21 #define PWM_PERIOD_ARR (4000 - 1)
22 #define TARGET_MAX_AMPLITUDE 0.95f
23
24 uint16_t DMA_Buffer[SINE_SAMPLES * 3];
25
26 float RawSine_A[SINE_SAMPLES];
27 float RawSine_B[SINE_SAMPLES];
28 float RawSine_C[SINE_SAMPLES];
29
30 /* USER CODE END PD */
31
32 /* Private macro -----*/
33 /* USER CODE BEGIN PM */
34
35 /* USER CODE END PM */
36
37 /* Private variables -----*/
38 TIM_HandleTypeDef htim1;
39 DMA_HandleTypeDef hdma_tim1_up;
40
41 /* USER CODE BEGIN PV */
42 /* USER CODE END PV */
43
44 /* Private function prototypes -----*/
45 void SystemClock_Config(void);
46 static void MX_GPIO_Init(void);
47 static void MX_DMA_Init(void);
48 static void MX_TIM1_Init(void);
49 /* USER CODE BEGIN PFP */
50 void Calculate_Sine_Tables(void);
51 void Update_PWM_Amplitude(float amplitude);
52 void Soft_Start_Routine(void);
53 void Start_Inverter(void);
54 /* USER CODE END PFP */
55
56 /* Private user code -----*/
57 /* USER CODE BEGIN 0 */
58
59 void Calculate_Sine_Tables(void)
60 {
61     for (uint16_t i = 0; i < SINE_SAMPLES; i++)
62     {
63
64         float angle = (2.0f * M_PI * (float)i) / (float)SINE_SAMPLES;
65
66
67         RawSine_A[i] = sinf(angle);
68         RawSine_B[i] = sinf(angle + (2.0f * M_PI / 3.0f));
69         RawSine_C[i] = sinf(angle + (4.0f * M_PI / 3.0f));
70     }
71 }
72
73 void Update_PWM_Amplitude(float amplitude)
74 {
75
76     if (amplitude > TARGET_MAX_AMPLITUDE) amplitude = TARGET_MAX_AMPLITUDE;
77     if (amplitude < 0.0f) amplitude = 0.0f;
78
79     float period_float = (float)PWM_PERIOD_ARR;

```

```

80
81 for (uint16_t i = 0; i < SINE_SAMPLES; i++)
82 {
83
84     uint16_t valA = (uint16_t)( ((RawSine_A[i] + 1.0f) * 0.5f * amplitude) * period_float );
85     uint16_t valB = (uint16_t)( ((RawSine_B[i] + 1.0f) * 0.5f * amplitude) * period_float);
86     uint16_t valC = (uint16_t)( ((RawSine_C[i] + 1.0f) * 0.5f * amplitude) * period_float );
87
88     DMA_Buffer[i * 3 + 0] = valA; // CCR1
89     DMA_Buffer[i * 3 + 1] = valB; // CCR2
90     DMA_Buffer[i * 3 + 2] = valC; // CCR3
91 }
92}
93
94
95void Soft_Start_Routine(void)
96{
97     float current_amp = 0.0f;
98     while (current_amp < TARGET_MAX_AMPLITUDE)
99     {
100         current_amp += 0.002f;
101         Update_PWM_Amplitude(current_amp);
102         HAL_Delay(5);
103     }
104
105     Update_PWM_Amplitude(TARGET_MAX_AMPLITUDE);
106}
107
108void Start_Inverter(void)
109{
110     // --- GPIO --
111     RCC->APB2ENR |= RCC_APB2ENR_IOPAEN;
112     GPIOA->CRH &= ~(0xFFF);
113     GPIOA->CRH |= 0xBBB;
114
115     // --- DMA --
116     DMA1_Channel15->CCR &= ~DMA_CCR_EN;
117
118     // Memory->Peripheral, Circular, Mincrement, 16bit->16bit, Priority High
119     DMA1_Channel15->CCR = DMA_CCR_DIR | DMA_CCR_CIRC | DMA_CCR_MINC |
120         DMA_CCR_PSIZE_0 | DMA_CCR_MSIZE_0 | DMA_CCR_PL_1;
121
122     DMA1_Channel15->CPAR = (uint32_t)&TIM1->DMAR;
123     DMA1_Channel15->CMAR = (uint32_t)DMA_Buffer;
124     DMA1_Channel15->CNDTR = SINE_SAMPLES * 3;
125
126     // --- TIM1 Burst Mode --
127     TIM1->DCR = (2 << 8) | (0x0D);
128
129     DMA1_Channel15->CCR |= DMA_CCR_EN;
130
131// --- TIM1 Config --
132     TIM1->ARR = PWM_PERIOD_ARR;
133     TIM1->PSC = 0;
134     TIM1->CNT = 0;
135
136     TIM1->DIER |= TIM_DIER_UDE;
137
138     TIM1->CCER |= TIM_CCER_CC1E | TIM_CCER_CC2E | TIM_CCER_CC3E;
139
140
141     // Preload enable
142     TIM1->CCMR1 |= TIM_CCMR1_OC1PE | TIM_CCMR1_OC2PE;
143     TIM1->CCMR2 |= TIM_CCMR2_OC3PE;
144     TIM1->CR1 |= TIM_CR1_ARPE;
145
146     TIM1->BDTR |= TIM_BDTR_MOE;
147
148     TIM1->EGR |= TIM_EGR_UG;
149
150     TIM1->CR1 |= TIM_CR1_CEN;
151}
152
153/* USER CODE END 0 */
154
155/**
156 * @brief The application entry point.

```

```

157 * @retval int
158 */
159 int main(void)
160 {
161     /* MCU Configuration-----*/
162     HAL_Init();
163     SystemClock_Config();
164     MX_GPIO_Init();
165     MX_DMA_Init();
166     MX_TIM1_Init();
167
168     /* USER CODE BEGIN 2 */
169
170     Calculate_Sine_Tables();
171     Update_PWM_Amplitude(0.0f);
172     Start_Inverter();
173     HAL_Delay(100);
174     Soft_Start_Routine();
175
176     /* USER CODE END 2 */
177
178     /* Infinite loop */
179     /* USER CODE BEGIN WHILE */
180     while (1)
181     {
182         HAL_GPIO_WritePin(GPIOC, GPIO_PIN_13, GPIO_PIN_RESET);
183         HAL_Delay(100);
184         HAL_GPIO_WritePin(GPIOC, GPIO_PIN_13, GPIO_PIN_SET);
185         HAL_Delay(900);
186
187         /* USER CODE END WHILE */
188
189         /* USER CODE BEGIN 3 */
190     }
191     /* USER CODE END 3 */
192 }
193
194 /**
195  * @brief System Clock Configuration
196  * @retval
197  */
198 void SystemClock_Config(void)
199 {
200     RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = {0};
201     RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = {0};
202
203     /** Initializes the RCC Oscillators */
204     RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSE;
205     RCC_OscInitStruct.HSEState = RCC_HSE_ON;
206     RCC_OscInitStruct.HSEPredivValue = RCC_HSE_PREDIV_DIV1;
207     RCC_OscInitStruct.HSIState = RCC_HSI_ON;
208     RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
209     RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_HSE;
210     RCC_OscInitStruct.PLL.PLLMUL = RCC_PLL_MUL9; // 8MHz * 9 = 72MHz
211     if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
212     {
213         Error_Handler();
214     }
215
216     /** Initializes the CPU, AHB and APB buses clocks */
217     RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK|RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
218         |RCC_CLOCKTYPE_PCLK1|RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;
219     RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
220     RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
221     RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV2;
222     RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;
223
224     if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_2) != HAL_OK)
225     {
226         Error_Handler();
227     }
228 }
229
230 /**
231  * @brief TIM1 Initialization Function
232  * @param None
233  * @retval

```

```

234  */ None
235 static void MX_TIM1_Init(void)
236 {
237     TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = {0};
238     TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = {0};
239     TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = {0};
240     TIM_BreakDeadTimeConfigTypeDef sBreakDeadTimeConfig = {0};
241
242     htim1.Instance = TIM1;
243     htim1.Init.Prescaler = 0;
244     htim1.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
245     htim1.Init.Period = 3999;
246     htim1.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
247     htim1.Init.RepetitionCounter = 0;
248     htim1.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_ENABLE;
249     if (HAL_TIM_Base_Init(&htim1) != HAL_OK)
250     {
251         Error_Handler();
252     }
253     sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
254     if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim1, &sClockSourceConfig) != HAL_OK)
255     {
256         Error_Handler();
257     }
258     if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim1) != HAL_OK)
259     {
260         Error_Handler();
261     }
262
263     sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
264     sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
265     if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim1, &sMasterConfig) != HAL_OK)
266     {
267
268     }
269     Error_Handler();
270     sConfigOC.OCMode = TIM_OCMODE_PWM1;
271     sConfigOC.Pulse = 0;
272     sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPOLARITY_HIGH;
273     sConfigOC.OCNPolarity = TIM_OCNPOLARITY_HIGH;
274     sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
275     sConfigOC.OCIIdleState = TIM_OCIDLESTATE_RESET;
276     sConfigOC.OCNIdleState = TIM_OCNIDLESTATE_RESET;
277
278     if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_1) != HAL_OK) Error_Handler();
279     if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_2) != HAL_OK) Error_Handler();
280     if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_3) != HAL_OK) Error_Handler();
281
282     sBreakDeadTimeConfig.OffStateRunMode = TIM_OSSR_DISABLE;
283     sBreakDeadTimeConfig.OffStateIDLEMode = TIM_OSSI_DISABLE;
284     sBreakDeadTimeConfig.LockLevel = TIM_LOCKLEVEL_OFF;
285     sBreakDeadTimeConfig.DeadTime = 72;
286     sBreakDeadTimeConfig.BreakState = TIM_BREAK_DISABLE;
287     sBreakDeadTimeConfig.BreakPolarity = TIM_BREAKPOLARITY_HIGH;
288     sBreakDeadTimeConfig.AutomaticOutput = TIM_AUTOMATICOUTPUT_DISABLE;
289     if (HAL_TIMEx_ConfigBreakDeadTime(&htim1, &sBreakDeadTimeConfig) != HAL_OK)
290     {
291         Error_Handler();
292     }
293
294     HAL_TIM_MspPostInit(&htim1);
295 }
296
297 static void MX_DMA_Init(void)
298 {
299     __HAL_RCC_DMA1_CLK_ENABLE();
300     HAL_NVIC_SetPriority(DMA1_Channel5_IRQn, 0, 0);
301     HAL_NVIC_EnableIRQ(DMA1_Channel5_IRQn);
302 }
303
304 static void MX_GPIO_Init(void)
305 {
306     __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
307     __HAL_RCC_GPIOB_CLK_ENABLE();
308     __HAL_RCC_GPIOC_CLK_ENABLE();
309

```

```
310 GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure = {0};
311
312 // LED PC13 (BluePill LED)
313 HAL_GPIO_WritePin(GPIOC, GPIO_PIN_13, GPIO_PIN_SET);
314 GPIO_InitStructure.Pin = GPIO_PIN_13;
315 GPIO_InitStructure.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
316 GPIO_InitStructure.Pull = GPIO_NOPULL;
317 GPIO_InitStructure.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
318 HAL_GPIO_Init(GPIOC, &GPIO_InitStructure);
319}
320
321void Error_Handler(void)
322{
323  __disable_irq();
324  while (1) }
```