

В. П. Нерубацький, О. А. Плахтій, Д. А. Гордієнко

ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІ ТОПОЛОГІЇ ТА АЛГОРИТМИ МОДУЛЯЦІЇ
В АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРАХ НАПРУГИ

В. П. Нерубацький,
О. А. Плахтій, Д. А. Гордієнко

ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІ ТОПОЛОГІЇ ТА АЛГОРИТМИ МОДУЛЯЦІЇ В АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРАХ НАПРУГИ

Монографія



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

УКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ

В. П. Нерубацький, О. А. Плахтій, Д. А. Гордієнко

**ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІ ТОПОЛОГІЇ
ТА АЛГОРИТМИ МОДУЛЯЦІЇ
В АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРАХ НАПРУГИ**

Монографія

Рекомендовано вченою радою УкрДУЗТ

Харків
УкрДУЗТ
2021

УДК 621.314

Н547

Рецензенти:

Томашевський Роман Сергійович, доктор технічних наук, професор, директор Навчально-наукового інституту енергетики, електроніки та електромеханіки Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»;
Тугай Дмитро Васильович, доктор технічних наук, доцент, завідувач кафедри альтернативної електроенергетики та електротехніки Харківського національного університету міського господарства імені О. М. Бекетова.

**Публікується за рішенням вченої ради УкрДУЗТ,
протокол № 8 від 17.09.2021 р.**

Н547 Нерубацький В. П., Плахтій О. А., Гордієнко Д. А. Енергоефективні топології та алгоритми модуляції в автономних інверторах напруги: монографія. – Харків: ТОВ «Планета-Прінт», 2021. – 248 с.

ISBN 978-617-7897-73-5

У монографії розглядаються призначення, класифікація, принципи дії та особливості імітаційного моделювання автономних інверторів напруги. Систематизовано та наведено результати наукових досліджень роботи автономних інверторів напруги.

Призначено для наукових співробітників, аспірантів, здобувачів вищої освіти електроенергетичних спеціальностей та фахівців, що працюють у галузі перетворювальної техніки.

Іл. 205, табл. 46, бібліогр. 176 назв.

УДК 621.314

ISBN 978-617-7897-73-5

© Нерубацький В. П., Плахтій О. А.,
Гордієнко Д. А., 2021
© УкрДУЗТ, 2021

ЗМІСТ

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ, ЩО ЗАСТОСОВУЮТЬСЯ У МОНОГРАФІЇ	5
ПЕРЕДМОВА	6
РОЗДІЛ 1	
МІСЦЕ І РОЛЬ АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ В СУЧАСНІЙ ПРОМИСЛОВОСТІ ТА ЕНЕРГЕТИЦІ	7
1.1. Види та характеристики автономних інверторів напруги	7
1.2. Автономні інвертори напруги в системах електропостачання	11
1.3. Автономні інвертори напруги в альтернативній енергетиці	13
РОЗДІЛ 2	
ДВОРІВНЕВІ АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ НАПРУГИ	18
2.1. Аналіз показників енергоефективності автономних інверторів напруги з різними типами модуляції	18
2.2. Аналіз показників енергоефективності автономних інверторів напруги з імпедансною і квазіімпедансною ланками у вхідному колі при застосуванні різних алгоритмів модуляції	32
2.3. Компенсація вищих гармонік вхідних струмів у системах з паралельним включенням автономних інверторів напруги	40
2.4. Дослідження енергетичних характеристик трифазних автономних інверторів напруги з модифікованою широтно-імпульсною модуляцією	50
2.5. Аналіз енергоефективності дворівневих автономних інверторів напруги в режимі перемодуляції	62
РОЗДІЛ 3	
БАГАТОРІВНЕВІ АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ НАПРУГИ	70
3.1. Класифікація багаторівневих інверторів напруги	70
3.2. Аналіз енергоефективності трирівневих автономних інверторів напруги в режимі перемодуляції	73
3.3. Аналіз алгоритмів модуляції та електромагнітних процесів у п'ятирівневому інверторі джерела напруги з діодами запирання	85
3.4. Дослідження алгоритму стабілізації напруги на комірках шестирівневого модульного інвертора	94

3.5. Аналіз енергетичних процесів у семирівневому автономному інверторі напруги при різних алгоритмах модуляції	108
3.6. Комплексне дослідження каскадного багаторівневого інвертора	117
3.7. Багаторівневі активні випрямлячі з корекцією коефіцієнта потужності	128
РОЗДІЛ 4	
МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ВТРАТ ПОТУЖНОСТІ В АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРАХ НАПРУГИ ШЛЯХОМ КОМП'ЮТЕРНОГО МОДЕЛЮВАННЯ	150
4.1. Розрахунок статичних і динамічних втрат у силових IGBT-транзисторах шляхом поліноміальної апроксимації базових енергетичних характеристик	150
4.2. Апроксимація енергетичних характеристик IGBT-транзисторів з урахуванням впливу температури	164
4.3. Моделювання втрат потужності в перетворювачі частоти	172
РОЗДІЛ 5	
ОПТИМІЗАЦІЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ	183
5.1. Оптимізація коефіцієнта гармонічних спотворень форми вихідної напруги в каскадних багаторівневих інверторах напруги	183
5.2. Аналіз додаткових втрат потужності в обмотках асинхронних двигунів від вищих гармонік	192
5.3. Методика оптимізації частоти комутації в перетворювачах частоти з асинхронними двигунами	202
5.4. Методика розрахунку параметрів синусного фільтра перетворювача частоти, що враховує критерій обмеження пускового струму та частоту широтно-імпульсної модуляції	215
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	231

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ, ЩО ЗАСТОСОВУЮТЬСЯ У МОНОГРАФІЇ

- АВН – активний випрямляч напруги
- АД – асинхронний двигун
- АМ – амплітудна модуляція
- АП – асинхронний електропривод
- АН – автономний інвертор напруги
- БІДН – багаторівневий інвертор джерела напруги
- ВАХ – вольт-амперна характеристика
- ВДЕ – відновне джерело енергії
- ДН – джерело напруги
- КБІ – каскадний багаторівневий інвертор
- КВ – керований випрямляч
- ККД – коефіцієнт корисної дії
- МБІ – модульний багаторівневий інвертор
- ПЧ – перетворювач частоти
- PI – розподільник імпульсів
- РХ – регульовальна характеристика
- ШІМ – широтно-імпульсна модуляція
- ШПІ – широтно-імпульсний перетворювач
- RMS – середньоквадратичне значення
- THD – коефіцієнт гармонічних спотворень

ПЕРЕДМОВА

Автономні інвертори напруги є одними з найбільш поширених напівпровідникових перетворювачів. Вони широко використовуються на транспорті, в промисловості, системах автономної енергетики, системах електропривода. Надійна та економічна робота електричного рухомого складу залізниць і метрополітенів залежить від впровадження сучасних систем керування з автономними інверторами напруги. Це забезпечує значне покращення енергетичної ефективності електричного рухомого складу, а саме підвищення коефіцієнта корисної дії і зменшення експлуатаційних витрат.

Зростання кількості потужних імпульсних споживачів електричної енергії приводить до збільшення вмісту вищих гармонік у системах електропостачання. У свою чергу вищі гармоніки струму навантаження в системі електропостачання викликають погіршення не тільки якісних показників електроенергії, а й збільшення втрат потужності, що спричинено дією скін-ефекту в провідниках мережі і збільшенням середньоквадратичного значення струму. Асинхронний електропривод зумовлює значну емісію вищих гармонік тягових струмів до контактної мережі та електричних рейкових кіл залізничної автоматики, що загострює питання якості електричної енергії в контактній мережі та електромагнітної сумісності тягових струмів і залізничної автоматики. Всі ці питання тісно пов'язані з широким впровадженням передових сучасних технологій. Саме цей матеріал і складає основу наукової праці.

Матеріал монографії розраховано на наукових співробітників, аспірантів, здобувачів вищої освіти електроенергетичних спеціальностей та фахівців, що працюють у галузі перетворювальної техніки, і може бути використано під час проведення наукових досліджень та організації навчального процесу у закладах вищої освіти. Крім того, книга буде корисною для систематизації знань і розуміння складних процесів, характерних для перетворювальної техніки.

Монографію підготовлено в рамках реалізації наукового проекту «Розробка наукових основ підвищення енергетичної ефективності та покращення якості електроенергії в електричних мережах» (ДРН 0121U109440) на кафедрі «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» в Українському державному університеті залізничного транспорту (м. Харків), що виконується за результатами проведення Міністерством освіти і науки України п'ятого конкурсу проектів наукових робіт та науково-технічних розробок молодих вчених.

РОЗДІЛ 1

МІСЦЕ І РОЛЬ АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ В СУЧАСНІЙ ПРОМИСЛОВОСТІ ТА ЕНЕРГЕТИЦІ

1.1. Види та характеристики автономних інверторів напруги

Інвертуванням у силовій електроніці називають процес перетворення постійної напруги у змінну, тобто в деякому розумінні процес, зворотний випрямленню. Пристрої, які здійснюють таке перетворення, називаються інверторами [1, 2]. Розрізняють два типи інверторів:

- залежні інвертори, або інвертори, ведені мережею;
- незалежні, або автономні інвертори.

Залежний інвертор працює за наявності в його вихідному колі джерела змінної напруги, яке задає форму, частоту і величину напруги утвореної ним мережі змінної напруги. У цій мережі можуть бути споживачі змінного струму, і завдання залежного (від цієї мережі) інвертора зводиться до постачання недостатньої або додаткової активної потужності. З прикладом використання залежного інвертора ми стикаємося в системі передачі електричної енергії постійним струмом при зв'язку двох енергосистем змінної напруги. В такому випадку на передавальному кінці лінії випрямляч перетворює змінну напругу в постійну, а на приймальному кінці – залежний інвертор перетворює постійний струм у змінний, додаючи в приймальну енергосистему свою активну енергію. Можлива зміна функцій вентильних перетворювачів на зворотні для повернення потоку активної потужності в лінії постійного струму.

Автономні інвертори – пристрої, що перетворюють постійний струм у змінний з незмінною або регульованою частотою і працюють на автономне (не пов'язане з мережею змінного струму) навантаження. У цьому головна відмінність автономних інверторів від ведених, які також перетворюють постійний струм у змінний, але працюють на мережу змінного струму. Навантаженням автономного інвертора може бути одиничний споживач (асинхронний двигун, електротехнологічна установка) або наявність розгалуженої мережі споживачів (кілька навантажень, які працюють за своїм графіком).

Автономний інвертор може працювати за відсутності на його виході будь-яких джерел змінної напруги. При цьому частота вихідної напруги автономного інвертора визначається частотою імпульсів керування вентилями інвертора, а

форма і величина вихідної напруги – характером, величиною навантаження і його схемою.

Розрізняють три типи автономних інверторів:

- автономний інвертор напруги;
- автономний інвертор струму;
- автономний резонансний інвертор.

Основою автономного інвертора є вентильний перемикальний пристрій, що може виконуватися за однофазними і трифазними схемами (схемами з нульовим виводом або мостовими схемами). Як ключі в інверторах використовуються транзистори і тиристори. При використанні одноопераційних тиристорів схему доповнюють елементами, призначеними для їх комутації. Одним з головних елементів є конденсатор. Важливо зазначити, що призначення конденсаторів не обмежується лише замиканням тиристорів. Конденсатори також застосовуються для формування кривої вихідної напруги інвертора, для визначення характеру перехідних процесів у колі змінного струму і для підвищення напруги на навантаженні.

Основні галузі застосування автономних інверторів [3, 4]:

- живлення споживачів змінного струму в пристроях, у яких одним із джерел енергії є акумуляторна батарея (бортові вторинні джерела живлення, резервні побутові джерела живлення тощо), а також резервне живлення відповідальних споживачів при можливому відключенні мережі змінного струму;
- електротранспорт, що живиться від контактної мережі або будь-якого джерела постійного струму, у якого як тягові електродвигуни бажано мати прості, надійні і дешеві короткозамкнені асинхронні двигуни;
- електропривод з асинхронними і синхронними двигунами, у яких схема автономного інвертора служить джерелом регульованих напруги і частоти;
- перетворювачі постійної напруги;
- пристрої для отримання змінного струму необхідної частоти від джерел прямого перетворення енергії (термо- і фотоелектричні генератори, паливні елементи), що виробляють енергію на постійному струмі;
- електротермія для отримання змінного струму підвищеної частоти (плавка металу, нагрівання і гартування виробів).

Класифікація автономних інверторів проводиться за різними ознаками, серед яких можна виділити такі [5, 6]:

- за видом схем включення керованих приладів (напівмостові, мостові, з середньою точкою трансформатора та ін.);

- за принципом комутації (виключення) керованих приладів (індивідуальні, пофазні, групові, загальні);
- за принципом керування ключами – з незалежним або з самозбудженням;
- за типом використовуваних приладів – з напівкерованими приладами, з повністю керованими приладами (двоопераційний тиристор, IGBT, MOSFET та ін.);
- за характером електромагнітних процесів, що протікають у них, – автономні інвертори струму, автономні інвертори напруги, автономні резонансні інвертори;
- за видом перехідного процесу в колі навантаження (кола змінного струму) – аперіодичні і коливальні.

Залежно від типу системи електроживлення середньої частоти вимоги до автономних інверторів можуть істотно відрізнятися і мати значний вплив на вибір схемного рішення, принципів керування і захисту, способів регулювання режимів роботи.

Загальні вимоги до автономного інвертора як функціонального елемента системи електроживлення такі:

- високий ККД у різних режимах;
- мінімальні розміри;
- по можливості мінімальна маса і вартість;
- максимальна надійність;
- простота обслуговування;
- мінімальний вплив на мережу живлення.

Автономні інвертори напруги (АІН) мають найбільш широкі можливості і галузі застосування [7, 8]. Їх вважають найкращим універсальним модулем перетворення електричної енергії.

Крім основної функції перетворення постійного струму у змінний, інвертори можуть в оберненому режимі виконувати зворотну функцію, тобто перетворювати змінну напругу в постійну. При нульовій частоті вихідної напруги інвертор напруги перетворюється в реверсивний перетворювач постійної напруги. На його основі виконуються активні фільтри напруги і струму, компенсатори реактивної потужності, регулятори змінної напруги, безпосередні перетворювачі частоти, тобто ланка інвертора напруги є джерелом нових схем.

Однофазні АІН найчастіше виконують за мостовою схемою (рис. 1.1). Навантаження (зазвичай активно-індуктивного характеру) включається в діагональ моста, утвореного тиристорами $VS1$ – $VS4$ і назад включеними діодами

$VD1–VD4$. Діоди призначені для пропускання струму активно-індуктивного навантаження в інтервалах часу, коли струм має напрямок, зворотний для тиристорів (діоди зворотного, зустрічного, або «реактивного» струму).

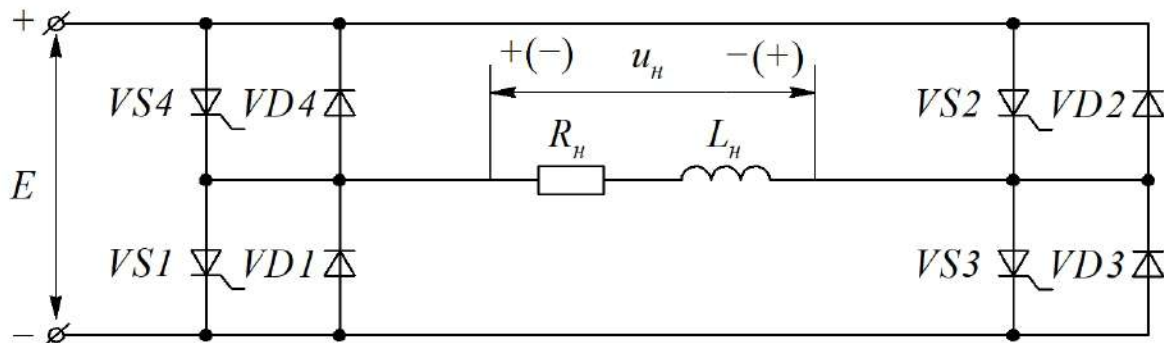


Рисунок 1.1 – Схема силових кіл однофазного АІН

Формування кривої вихідної напруги характеризується процесами, що протікають у головних колах інвертора (з тиристорами $VS1–VS4$, діодами $VD1–VD4$ і навантаженням) при заданні відповідних інтервалів провідності тиристорів.

Необхідно зазначити, що способи формування кривої розглядаються без урахування процесів, що відбуваються у допоміжних колах примусової комутації та займають значно меншу частину періоду вихідної напруги. Тому вузли примусової комутації, призначені для замикання одноопераційних тиристорів, на рис. 1.1 не показані.

Автономний інвертор напруги, як перетворювач постійної вхідної напруги у змінну вихідну напругу, отримує живлення від джерела напруги безіндуктивного характеру. Вхідний струм інвертора буде імпульсним (зі стрибком струму), що не допускає присутності у вхідному джерелі індуктивності.

Реальні джерела вхідної напруги (найчастіше випрямлячі), як правило, мають індуктивність L . Для усунення її впливу на вході інвертора напруги включається фільтровий конденсатор C_ϕ достатньої ємності, що є першою особливістю інвертора напруги.

Друга особливість інвертора напруги пов'язана з тим, що вхідний струм $i_{вх}$ може набувати негативних значень при великому зсуві фази вихідного струму інвертора $i_{вих}$ відносно вихідної напруги. Для цього необхідна наявність двосторонньої провідності у ключів вентильного комплексу інвертора, тобто ключі мають бути шунтовані вентилями зворотного струму.

1.2. Автономні інвертори напруги в системах електропостачання

На сьогоднішній день спостерігається стрімкий розвиток і популяризація технології Smart Grid [9, 10]. Ця концепція є повністю інтегрованою, самовідновною електроенергетичною системою, що містить генерувальні джерела, магістральні, розподільні мережі і споживачі електричної енергії, що керуються єдиною інформаційною системою в режимі реального часу.

Значне поширення альтернативних джерел енергії сприяло створенню напівпровідникових пристроїв, а це у свою чергу обумовлює необхідність удосконалення алгоритмів керування, що здатні забезпечити високу енергоефективність та максимальне використання енергії джерела.

Зазначені фактори дають змогу зменшити масогабаритні показники та собівартість перетворювачів, при цьому підвищується енергоефективність систем енергоживлення з використанням альтернативних джерел енергії.

Відомі топології автономних інверторів напруги, що знаходять своє застосування у системах електроживлення з використанням альтернативних джерел енергії, можуть бути поділені на однорівневі та багаторівневі схемотехнічні варіації. При цьому багаторівневі топології можна класифікувати за схемотехнікою силової частини окремого модуля (комірки) – модуль з використанням імпедансної та квазіімпедансної ланки у входному колі перетворювача.

Особливістю таких інверторів є можливість роботи у додатковому режимі, так званому режимі «пробою». Це дає змогу підвищити вхідний струм і напругу інвертора та дозволяє передати максимальну потужність від джерела альтернативної напруги (сонячна батарея, вітрогенератор, біопаливний елемент) до навантаження.

Сучасними алгоритмами керування перетворювачем є широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) та однократна модуляція. Слід зазначити, що різні системи модуляції обумовлюють досить різні показники синусоїдальності вихідної напруги і струму та різний коефіцієнт пульсацій вхідного струму [11, 12].

При побудові систем електроживлення з відновними джерелами енергії (ВДЕ) як джерелом постійного струму на особливу увагу заслуговують перетворювачі з імпедансною ланкою у входному колі.

Цей тип інверторів являє собою дворівневий перетворювач напруги з колом постійного струму на вході, що складається зі з'єднаної x -конфігурації двох конденсаторів і дроселів.

На рис. 1.2 наведено структурну схему z -інвертора.

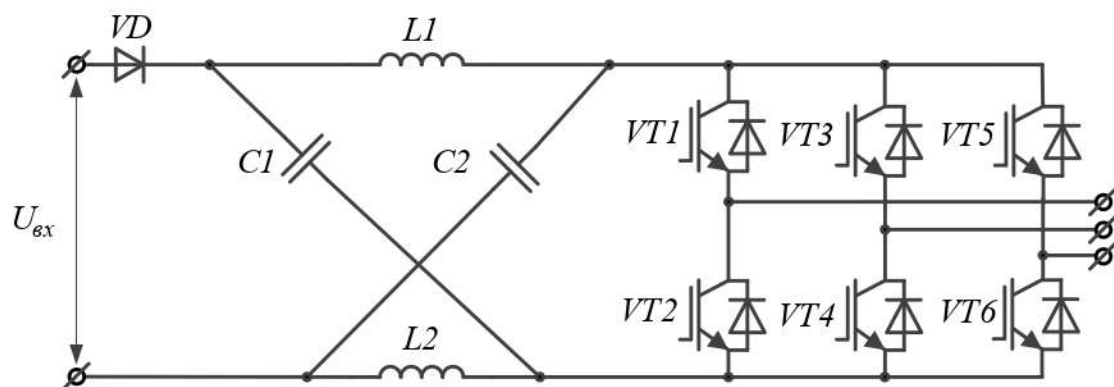


Рисунок 1.2 – Структурна схема z-інвертора

Ланка накопичення енергії складається з двох послідовно включених індуктивностей ($L1$ і $L2$) і двох паралельних один одному конденсаторів ($C1$ і $C2$). Як джерело живлення постійного струму може бути використано діодний випрямляч, сонячну панель або паливний елемент. Ця топологія містить шість напівпровідникових силових ключів (IGBT або MOSFET).

Особливістю такого перетворювача є те, що імпедансна ланка дає змогу використовувати режим роботи силових ключів – режим «пробою». Перевагою такого режиму є збільшення вхідного струму і напруги інвертора, що відбирається від джерела сталого струму без встановлення додаткових перетворювачів на вхід схеми.

Він дає змогу передавати максимальну потужність сонячної батареї до навантаження, що у свою чергу дає змогу раціонально використовувати площу сонячної панелі.

До недоліків слід віднести перенавантаження силових ключів, бо струм через них може бути удвічі більшим за амплітудні значення.

Напруга на конденсаторах $C1$ і $C2$ визначається як:

$$U_{C1} = U_{C2} = U_C = U_L = \frac{\frac{T_1}{T_0 - T_1} + 1}{2} \cdot U_{ex}, \quad (1.1)$$

де T_1 – період роботи схеми в режимі стандартної комутації ключів; T_2 – період роботи схеми в режимі «пробою».

Струм конденсаторів $C1$ і $C2$ описується таким виразом:

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C = I_L = \frac{P}{U_{ex}}. \quad (1.2)$$

Величина ємності конденсатора визначається із співвідношення:

$$C = \frac{I_L \cdot T_0}{\Delta U_C}, \quad (1.3)$$

де ΔU_C – напруга пульсацій на конденсаторі.

Тоді величина індуктивності визначається як:

$$L = \frac{U_L \cdot T_0}{\Delta I}. \quad (1.4)$$

де ΔI – різниця між максимальним і мінімальним значеннями струму індуктивності.

1.3. Автономні інвертори напруги в альтернативній енергетиці

З кожним роком частка альтернативних джерел електроенергії в загальній енергетиці зростає. За даними ООН, у 2008 році в усьому світі було інвестовано \$ 190 млрд у проєкти, пов'язані з альтернативною енергетикою, тоді як у видобуток вугілля і нафти було інвестовано \$ 110 млрд [13, 14]. У 2018 році світові інвестиції в чисту енергію склали \$ 332,1 млрд, основна частина яких припадає на сонячну енергетику, вітроенергетику, геотермальну та біоенергетику (рис. 1.3) [15, 16].

Згідно з даними транснаціональної нафтогазової компанії British Petroleum (BP), у 2019 році частка альтернативних відновних джерел енергії (без великих ГЕС) склала 10,4 % у світовій генерації електрики, вперше обійшовши атомну енергію за цим показником. У первинній енергії (загальному енергобалансі) частка альтернативної енергетики зросла до 5 %, піднявшись з 4,5 % у 2018 році і також обійшовши атомну енергію [17, 18].

Станом на 2017 рік альтернативні джерела енергії виробили 9,6 % електроенергії в США, включаючи 6,3 % з вітрових і 1,3 % з сонячних електростанцій. З урахуванням великих ГЕС, внесок відновних джерел енергії склав 17,1 % від виробленої в США електрики [19].

За першу половину 2020 року в Німеччині відновні джерела енергії виробили рекордні 56 % електрики. З них 4 % виробила традиційна гідроенергетика, а 52 % – альтернативні джерела.

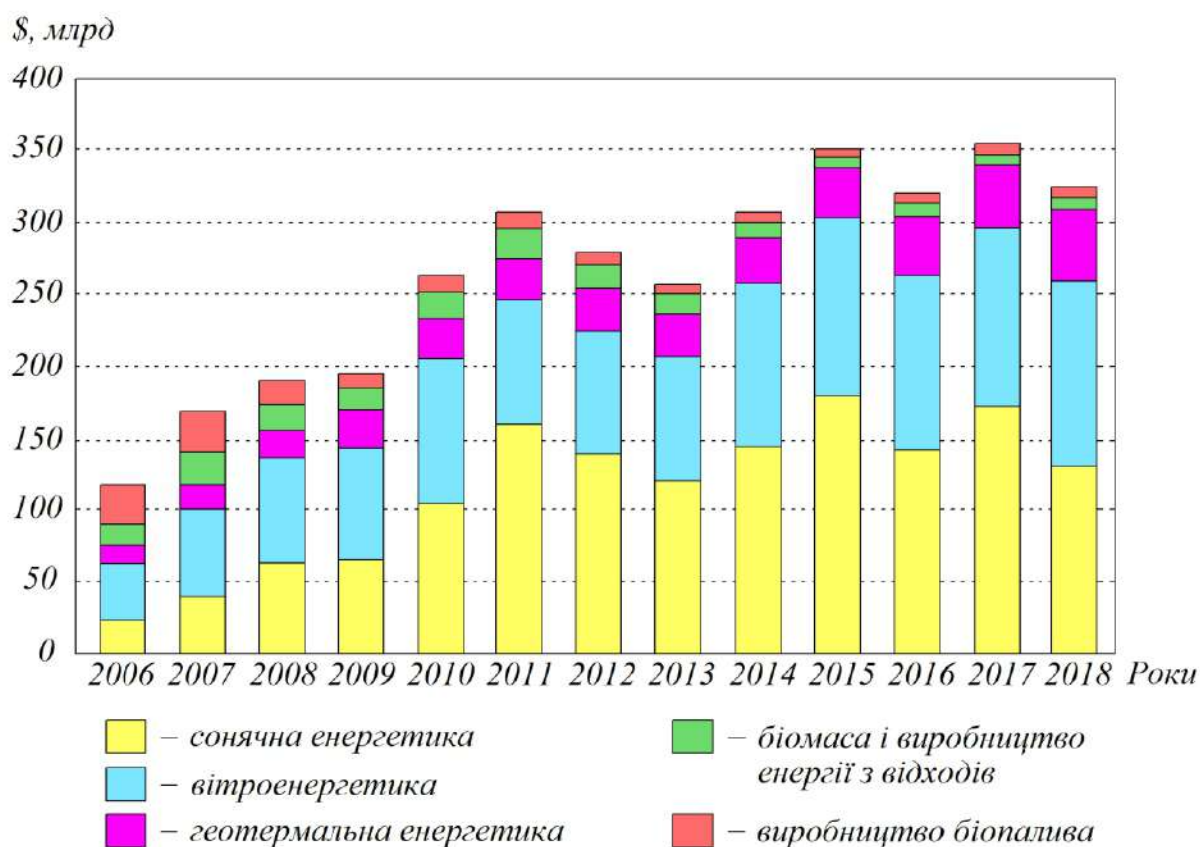


Рисунок 1.3 – Обсяг інвестицій у сектор відновної енергетики у період з 2006 по 2018 рр.

Автономні інвертори напруги є одними з найбільш широко застосовуваних у промисловості, а також на транспорті напівпровідникових перетворювачів електроенергії [20]. У випадках, коли автономні інвертори напруги застосовуються в системах живлення і регулювання асинхронних і синхронних електроприводів, якість, а саме гармонічний склад, вихідної напруги не є критичним. Саме тому крутний момент двигуна забезпечується синусоїдальною формою вихідного струму [21, 22]. При цьому в ряді технічних програм якість вихідної напруги автономних інверторів напруги є критично важливим параметром. Прикладом таких автономних інверторів напруги є перетворювачі в складі систем генерації електроенергії від відновних і альтернативних джерел електроенергії. Приклад такої системи наведено на рис. 1.4 [23].

Завданням силових напівпровідникових перетворювачів, що працюють з альтернативними джерелами енергії, є генерація електроенергії в загальнопромислому мережу або створення автономної системи електропостачання. При цьому базові вимоги до якості електроенергії, що генерується інверторами напруги, регламентуються міжнародними стандартами.

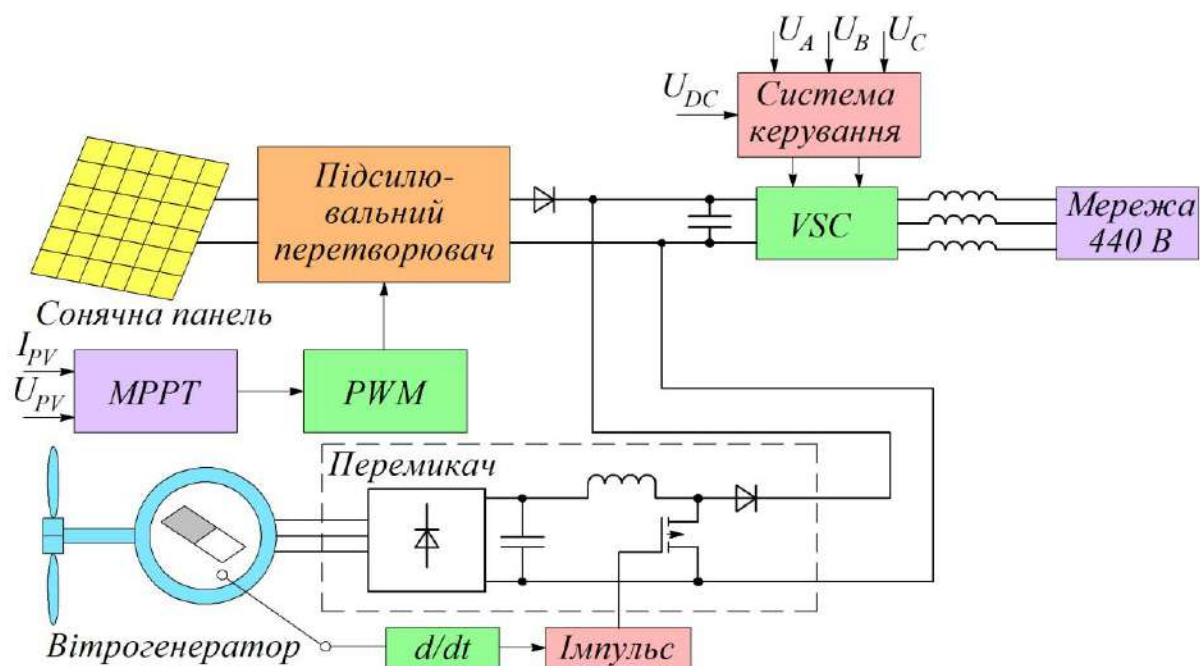


Рисунок 1.4 – Структурна схема об'єднаної системи «вітрогенератор – сонячна панель – загальнопромислова мережа»

Останнім часом у зв'язку з постійним зростанням вартості електроенергії і збільшенням популярності «зелених» технологій отримання електрики все більшого поширення набуває застосування сонячних батарей, що можуть нормально функціонувати тільки у весняно-літній період. Проте техніко-економічний аналіз демонструє певну вигідність їх установа.

Основна проблема полягає в тому, що сонячний генератор згідно з фізикою своєї роботи може штатно виконувати свої функції тільки вдень, а в похмуру погоду, ввечері і вранці його ефективність різко падає. Тому умовою нормальної експлуатації стає обов'язкова комплектація батареї додатковими пристроями. Інвертор входить до переліку обов'язкових блоків сонячної батареї і дає можливість отримати з постійного струму стандартну однофазну або трифазну напругу.

Залежно від типу використання інвертори сонячної електроенергетики можна поділити на три основні типи:

- автономні – інвертори, не під'єднані до зовнішньої електричної мережі, призначені для автономних фотоелектричних систем;
- мережеві – інвертори, ведені мережею, що працюють синхронно з централізованою мережею електропостачання. Крім своїх прямих функцій, такі пристрої забезпечують регулювання основних експлуатаційних параметрів мережі: частота напруги, амплітуда тощо. У разі збою живлення інвертор

автоматично вимкнеться. Цей тип інверторів підходить для сонячних систем без акумуляторних батарей. Уся вироблена енергія генерується в загальну мережу за «зеленим тарифом»;

– гібридний – ще званий «акумуляторно-мережевий» перетворювач, який поєднує властивості автономних і мережевих пристроїв. Такий інвертор має велику кількість налаштувань для оптимізації роботи сонячної системи від загальної електричної мережі та за наявності акумуляторних батарей.

Пристрій цілком допустимо розглядати як джерело безперебійного живлення з розширеними функціональними можливостями. При цьому від звичайних джерел безперебійного живлення початкового рівня він відрізняється в першу чергу такими основними ознаками:

– містить кілька рівноправних входів для підключення до них різних джерел електричної енергії;

– самостійно керує джерелами отримання електроенергії, забезпечуючи нормовані стандартами напругу і частоту силової мережі в усьому діапазоні дозволених навантажень;

– забезпечує повну розв'язку зовнішнього електричного вводу від внутрішньобудинкової мережі, для якої функції джерела електричної енергії незалежно від режиму роботи завжди бере на себе інвертор.

Інвертор виконує в першу чергу функції вибору одного з можливих джерел електропостачання, встановлюється між виходом сонячної батареї і щитком споживача. Місце встановлення диктується простими міркуваннями: споживач електрики не повинен знати, від якого джерела він отримує електроенергію в даний конкретний момент часу, а необхідна якість цієї енергії, у тому числі в момент перемикання між джерелами, визначається вибором відповідних схемних рішень і використовуваної елементної бази.

З міркувань забезпечення максимальної експлуатаційної гнучкості внутрішньобудинкової проводки підключення зовнішнього вводу фізично також може здійснюватися на ввідний щиток, що окремо виділено на рис. 1.5.



Рисунок 1.5 – Схема взаємодії зовнішньої мережі, автономного інвертора, ввідного щитка і споживачів у штатному режимі роботи

При цьому даний ввід забезпечується всіма необхідними автоматами для захисту від короткого замикання, надмірно великих струмів витоку тощо.

Автономний інвертор з функціональної точки зору являє собою джерело безперебійного електроживлення, що доповнено багатовходовим силовим комутатором, формувачем вихідної напруги і забезпечено блоком керування. Алгоритм функціонування блока керування в ряді випадків може змінюватися в досить широких межах. Структурну схему цього пристрою, на якій вказано окремі блоки і показано особливості їх взаємодії, наведено на рис. 1.6.

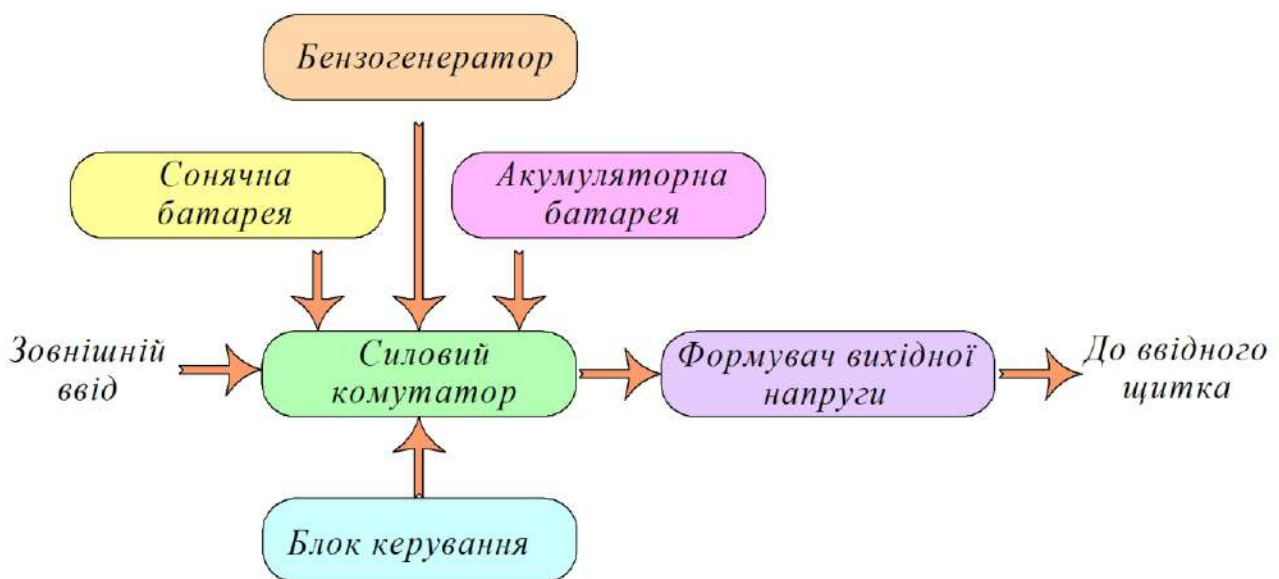


Рисунок 1.6 – Спрощена структурна схема автономного інвертора

Узгодження за типом струму (постійний-змінний) і величинами напруг конкретного входу і загального виходу здійснюється у схемі комутатора.

Зовнішній ввід, сонячна і акумуляторна батареї, а також бензогенератор у даному випадку розглядаються як такі, що доповнюють одне одного джерела енергії і не можуть функціонувати паралельно.

Порядок їх підключення до виходу ввідного щитка для подальшого живлення силових споживачів може бути задано жорстко з урахуванням пріоритетів, установлених розробником обладнання.

У деяких моделях інверторів є можливість самостійного визначення цієї послідовності користувачем або розробником проекту шляхом відповідного програмування. Це дає змогу повноцінно взяти до уваги місцеві особливості електрогосподарства, що реалізується на конкретному об'єкті житлової нерухомості.

РОЗДІЛ 2

ДВОРІВНЕВІ АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ НАПРУГИ

2.1. Аналіз показників енергоефективності автономних інверторів напруги з різними типами модуляції

Автономний інвертор напруги (рис. 2.1) є одним з найбільш поширених видів силових перетворювачів, які використовуються в різних галузях промисловості, що пов'язано з широким упровадженням асинхронних двигунів (АД).

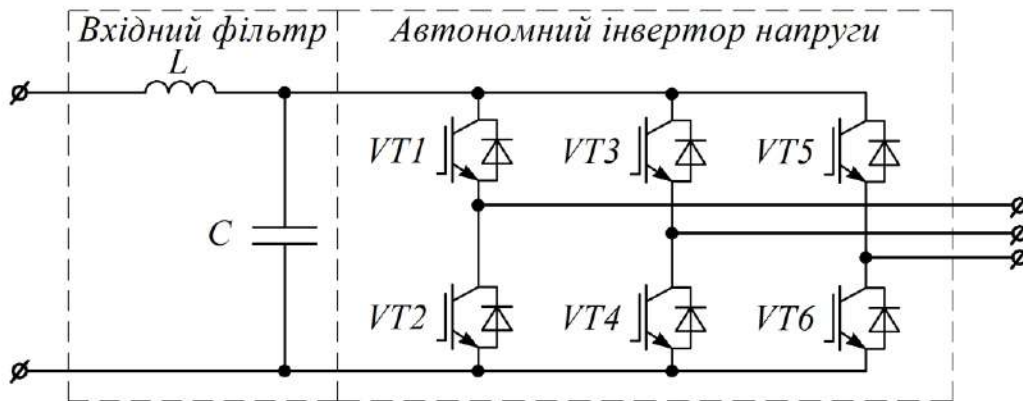


Рисунок 2.1 – Автономний інвертор напруги з входним LC-фільтром

Найважливішим показником роботи АІН є енергоефективність, яка визначається такими показниками [24]:

- коефіцієнт корисної дії, що залежить від статичних і динамічних втрат у ключах, а також додаткових втрат, пов'язаних з опором провідників і живленням кіл керування;
- коефіцієнт пульсації і спектр вищих гармонік вхідного струму, від яких залежать додаткові втрати від вищих гармонік у лініях електропостачання;
- синусоїдальність вихідної напруги і вихідного струму, від яких залежать додаткові втрати від вищих гармонік у навантаженні, яким найчастіше є асинхронний електродвигун.

Вищенаведені показники енергоефективності АІН залежать не тільки від обраної елементної бази IGBT- або MOSFET-транзисторів, але і від обраного алгоритму модуляції.

Відомі аналогові алгоритми модуляції стратегічно можна класифікувати на алгоритми, що використовують широтно-імпульсну модуляцію, і алгоритми, що

реалізують однократну модуляцію. У свою чергу в широтно-імпульсній модуляції як опорні сигнали, так і сигнали задання можуть бути різними. Існують односторонні та двосторонні опорні пилоподібні сигнали в ШІМ [25, 26].

Сигнал задання ШІМ може бути синусоїдальним, трапецеїдальним або реалізований у режимі передмодуляції або перемодуляції [27, 28]. При цьому різні алгоритми модуляції обумовлюють досить різні динамічні втрати в ключах, різні показники синусоїдальності вихідної напруги і струму та різний коефіцієнт пульсацій вхідного струму.

У цьому розділі проведено дослідження показників енергетичної ефективності АІН при реалізації різних алгоритмів модуляції. Завдання дослідження полягає у формуванні рекомендацій щодо використання різних алгоритмів модуляції в різних режимах роботи.

Для дослідження енергетичних показників АІН з досліджуваними алгоритмами модуляції в програмі Matlab розроблено модель АІН, в якій реалізовані різні алгоритми модуляції. Моделювання проводиться з такими параметрами: напруга в колі постійного струму 3 кВ; індуктивність навантаження 1 мГн, опір навантаження 2 Ом, частота першої гармоніки вихідної напруги 50 Гц. Імітаційну модель автономного інвертора напруги з досліджуваними системами керування наведено на рис. 2.2.

Режими однократної модуляції є одними з історично перших алгоритмів модуляції в системах керування АІН, а саме 120-, 150- та 180-градусних алгоритмів керування [29, 30].

Перевагою цих алгоритмів керування АІН є низька частота комутації силових ключів, що дорівнює частоті вихідної напруги, що відповідно веде до низьких динамічних втрат у силових ключах і, як результат, реалізації достатньо високого ККД.

Проте не слід забувати і про супутні недоліки режимів однократної модуляції: відносно високий вміст вищих низькочастотних гармонічних компонентів у вихідній напрузі та струмі, а також відсутність можливості регулювання амплітуд вихідної напруги та струму.

Таким чином, можна зробити висновок про оптимальність використання режимів однократної модуляції при переході на номінальний режим роботи перетворювача.

У режимі 120-градусного керування АІН у кожний момент часу одночасно у провідному стані розташовані два силові ключі АІН, при цьому кожен силовий ключ перебуває в провідному стані протягом однієї третини періоду модульованої вихідної напруги.

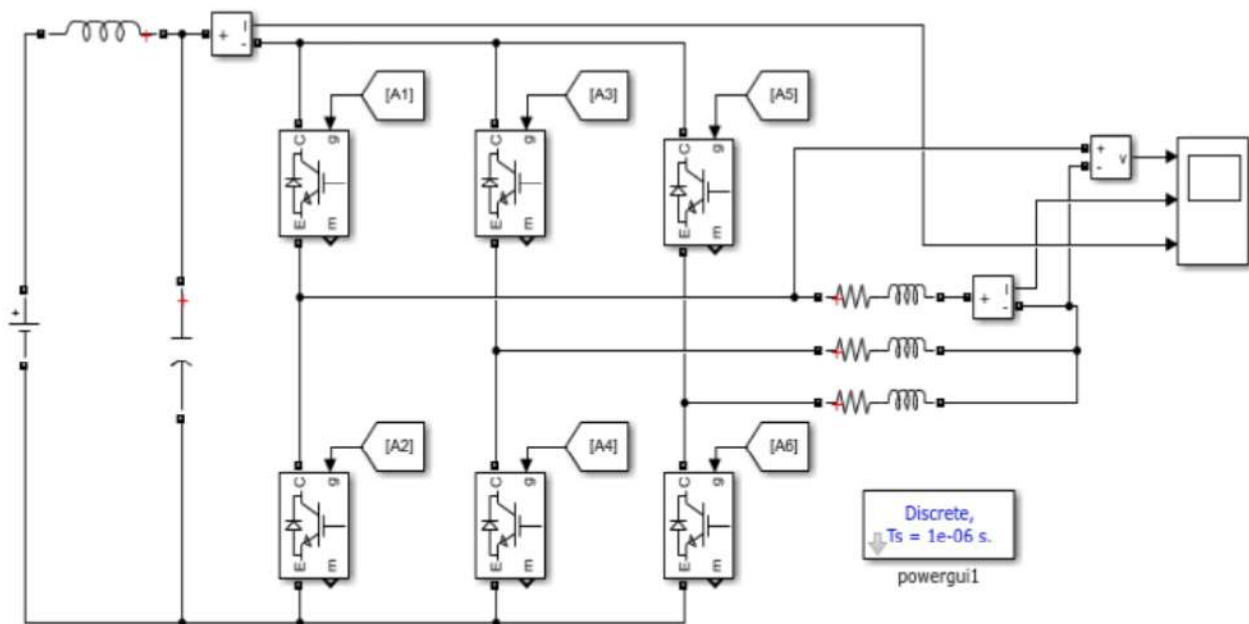


Рисунок 2.2 – Імітаційна модель АИН

Сигнали керування силовими ключами АИН у режимі 120-градусного керування наведено на рис. 2.3.

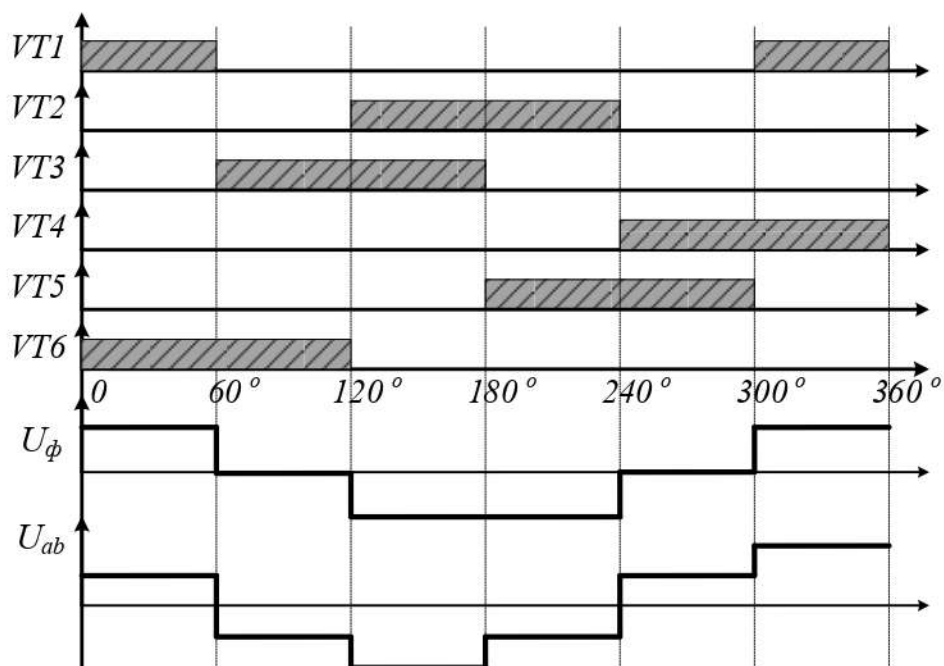


Рисунок 2.3 – Сигнали керування ключами АИН і форма вихідної напруги в режимі 120-градусного керування

При розкладанні форми вихідної фазної напруги u_ϕ АИН у режимі 120-градусного керування в ряд Фур'є отримаємо таку функцію:

$$u_{\phi} = U_1 \cdot \sin(\omega t) + \sum_{n=5}^{\infty} U_n \cdot \sin(n \cdot \omega t), \quad (2.1)$$

де U_1 – амплітуда першої гармоніки вихідної напруги; n – порядок вищих гармонік у спектрі вихідної напруги.

При цьому амплітуда n -ї гармоніки вихідної фазної напруги в режимі 120-градусного керування може бути визначена згідно з виразом:

$$U_n = \frac{U_d}{1,814 \cdot n}. \quad (2.2)$$

Навантаженням АІН у більшості випадків є АД. Подаючи АД у вигляді еквівалентного RL -навантаження з комплексним опором \bar{Z}_n , можна отримати вираз, що дає змогу визначити амплітуду будь-якої з вищих гармонік:

$$I_n = \frac{U_n}{Z_n}, \quad (2.3)$$

де I_n – амплітуда n -ї гармоніки вихідного струму; U_n – амплітуда n -ї гармоніки вихідної фазної напруги.

Результати моделювання АІН при реалізації 120-градусного керування з R - і RL -навантаженням наведено на рис. 2.4.

У режимі 180-градусного керування у провідному стані одночасно перебувають три ключі інвертора, при цьому кожен з ключів є у провідному стані протягом половини інтервалу провідного стану. Сигнали керування силовими ключами АІН у режимі 180-градусного керування і форму вихідної фазної напруги АІН наведено на рис. 2.5.

Частоти вищих гармонік вихідної напруги АІН у режимі 120- і 180-градусного керування будуть такі самі, а отже, кратні $6 \cdot f_1 \pm 1$, де f_1 – частота першої гармоніки вихідної напруги. Однак амплітуди вищих гармонік будуть відрізнятися. Амплітуда n -ї гармоніки вихідної фазної напруги в режимі 180-градусного керування може бути отримана з виразу:

$$U_n = \frac{2 \cdot U_d}{\pi \cdot n}, \quad (2.4)$$

де U_d – напруга в колі постійного струму.

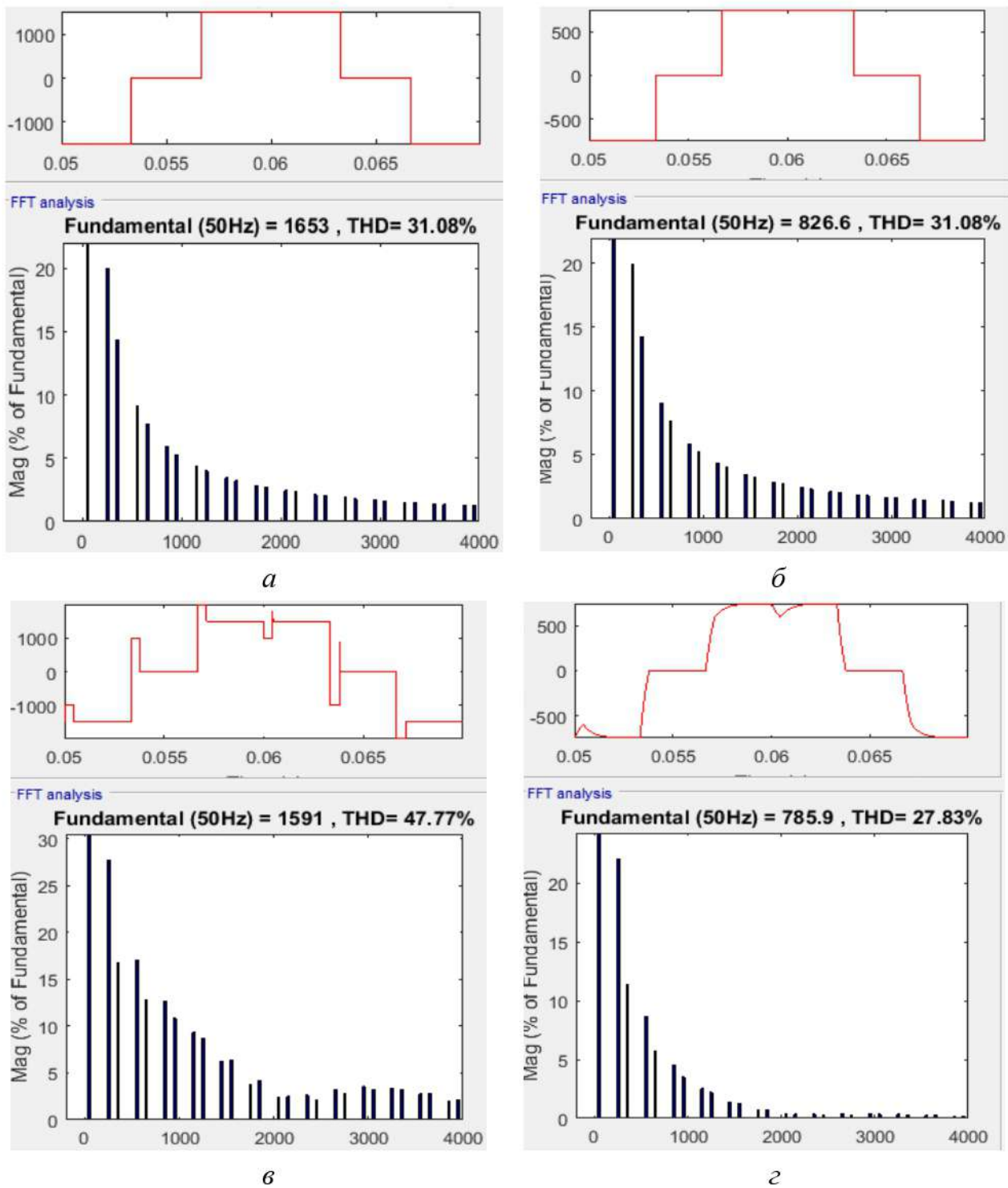


Рисунок 2.4 – Фур’є-аналіз за результатами моделювання АІН при реалізації 120-градусного керування:

a – u_{ϕ} АІН при *R*-навантаженні; *б* – i_{ϕ} АІН при *R*-навантаженні;
в – u_{ϕ} при *RL*-навантаженні; *г* – i_{ϕ} при *RL*-навантаженні

Таким чином, у режимі 180-градусного керування при тих самих параметрах напруги живлення і при тому самому навантаженні амплітуда першої гармоніки вихідної напруги буде значно вище (рис. 2.6).

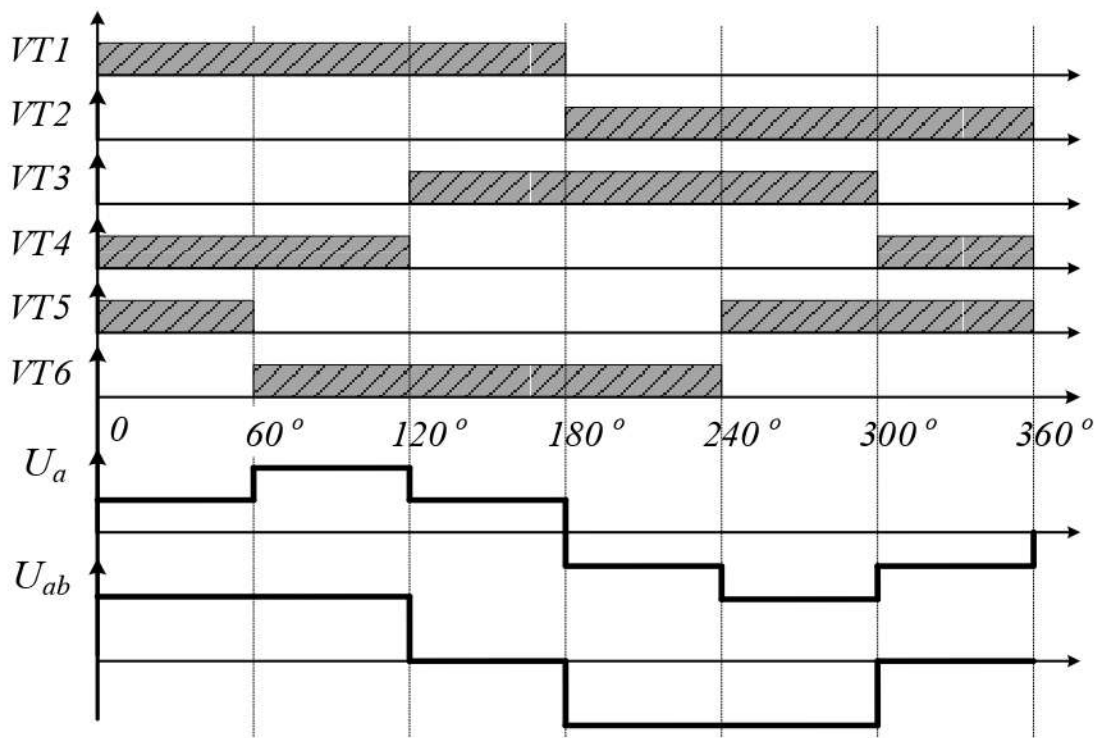


Рисунок 2.5 – Сигнали керування ключами АІН і форма вихідної напруги фази A в режимі 180-градусного керування

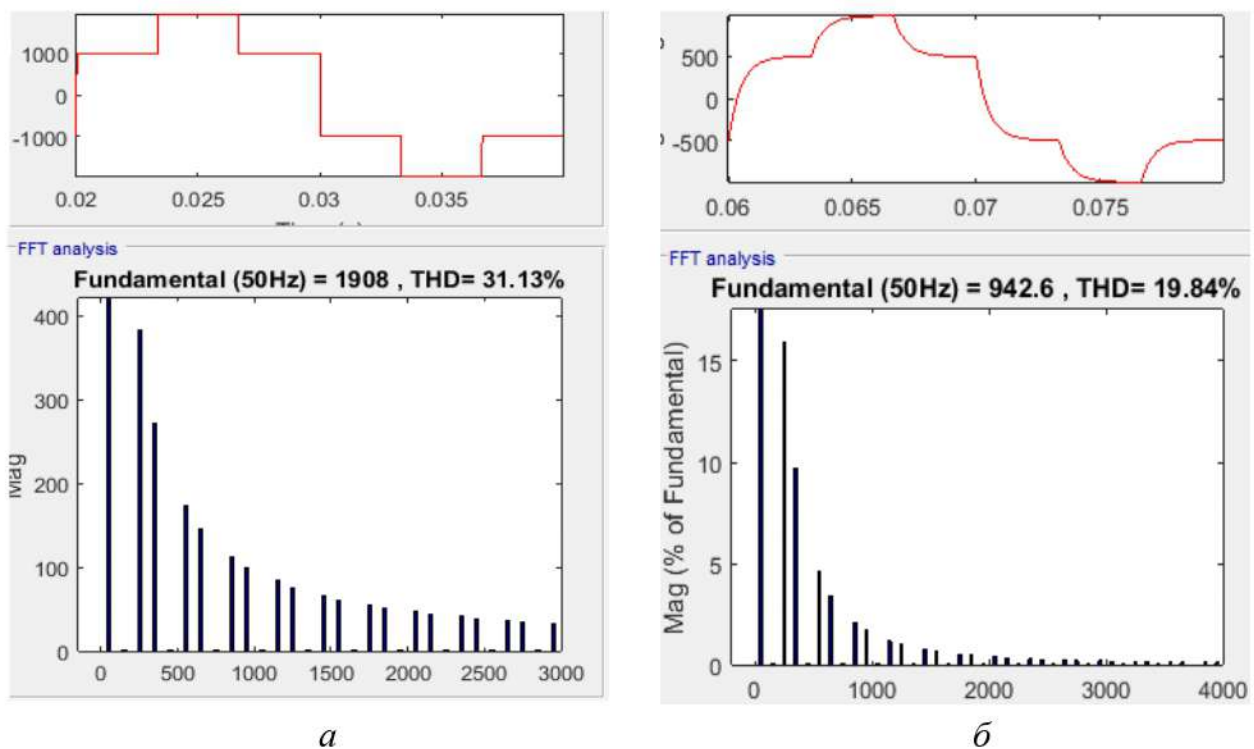


Рисунок 2.6 – Фур'є-аналіз за результатами моделювання АІН при реалізації 180-градусного керування:
 $a - u_{\phi}$ АІН; $b - i_{\phi}$ АІН

У режимі 150-градусного керування ключі перебувають у провідному стані протягом 150 градусів, тобто $5/12$ від періоду вихідної напруги. Сигнали керування силовими ключами АІН у режимі 150-градусного керування наведено на рис. 2.7.

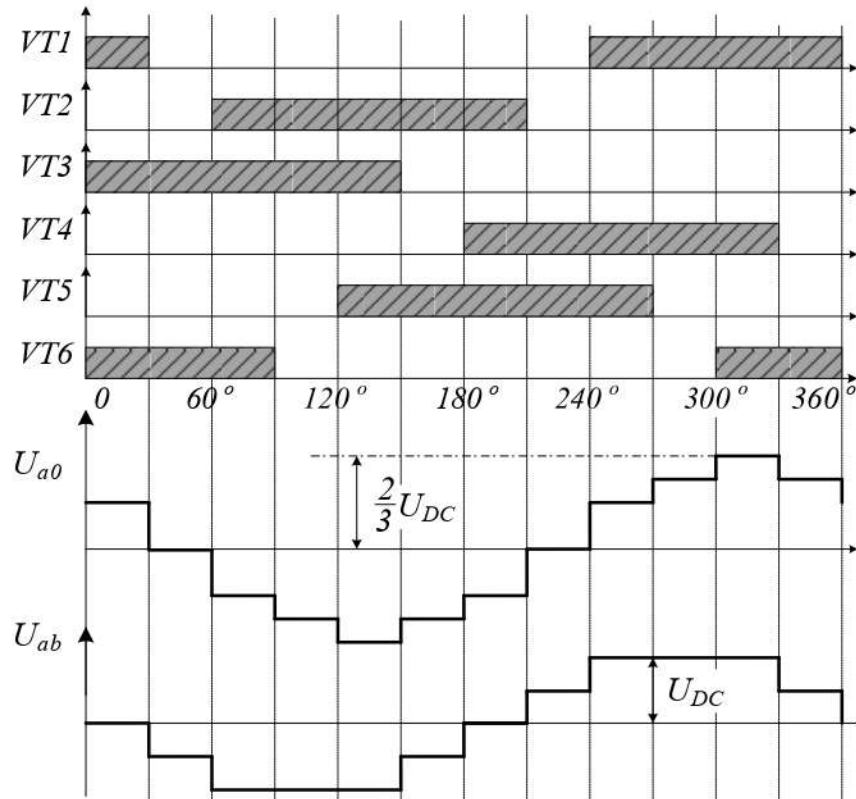


Рисунок 2.7 – Сигнали керування ключами АІН і форма вихідної напруги фази *A* в режимі 150-градусного керування

Відмінною особливістю режиму 150-градусного керування є те, що у вихідній напрузі амплітуди гармонік, непарних частотам $6 \cdot f_1 \pm 1$ (тобто для ряду гармонік $m = 5, 7, 17, 19$), і амплітуди гармонік, парних частотам $6 \cdot f_1 \pm 1$ (тобто для ряду гармонік $n = 11, 13, 23, 25$), описуються різними виразами:

$$U_{nc} = \frac{0,1645 \cdot U_d}{m}; \quad (2.5)$$

$$U_{nc} = \frac{0,614 \cdot U_d}{n}, \quad (2.6)$$

де U_{nc} – амплітуди вищих гармонік вихідної напруги, непарних частотам $6 \cdot f_1 \pm 1$; U_{nc} – амплітуди вищих гармонік вихідної напруги, парних частотам $6 \cdot f_1 \pm 1$.

Фур'є-аналіз вихідної напруги і струму за результатами імітаційного моделювання АІН при реалізації 150-градусного керування наведено на рис. 2.8.

Проведене моделювання показало, що класичні епюри вихідної напруги АІН у режимах 120- і 150- градусного керування, наведені в [31, 32], відрізняються від отриманих при моделюванні, що обумовлено тим, що в літературі наведено форми вихідної напруги виключно для резистивного навантаження. При цьому індуктивна складова навантаження спотворює форму вихідної напруги і погіршує показники її синусоїдальності, тим самим впливаючи і на показники синусоїдальності вихідної напруги.

Широтно-імпульсна модуляція в класичному аналоговому виконанні реалізується шляхом порівняння високочастотного пилкоподібного сигналу і низькочастотного синусоїдального сигналу. Перевагою ШІМ перед однократною модуляцією є можливість регулювання амплітуди першої гармоніки вихідної напруги, і відповідно струму, що є необхідним як при скалярному, так і при векторному керуванні асинхронного електропривода.

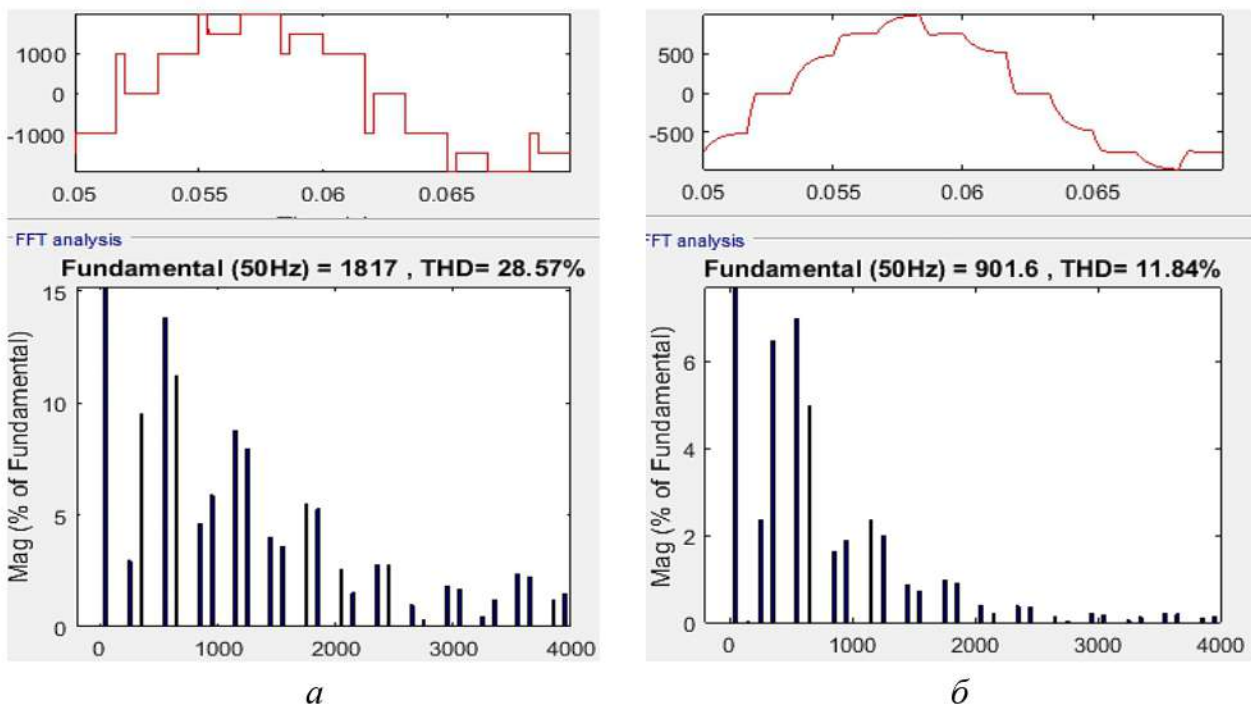


Рисунок 2.8 – Фур'є-аналіз за результатами моделювання АІН при реалізації 150-градусного керування:

$$a - u_{\phi} \text{ АІН}; \quad б - i_{\phi} \text{ АІН}$$

Одностороння і двостороння ШІМ із синусоїдальним сигналом задання (рис. 2.9) є найбільш поширеними аналоговими видами модуляції і засновані вони на порівнянні пилкоподібного сигналу і синуса.

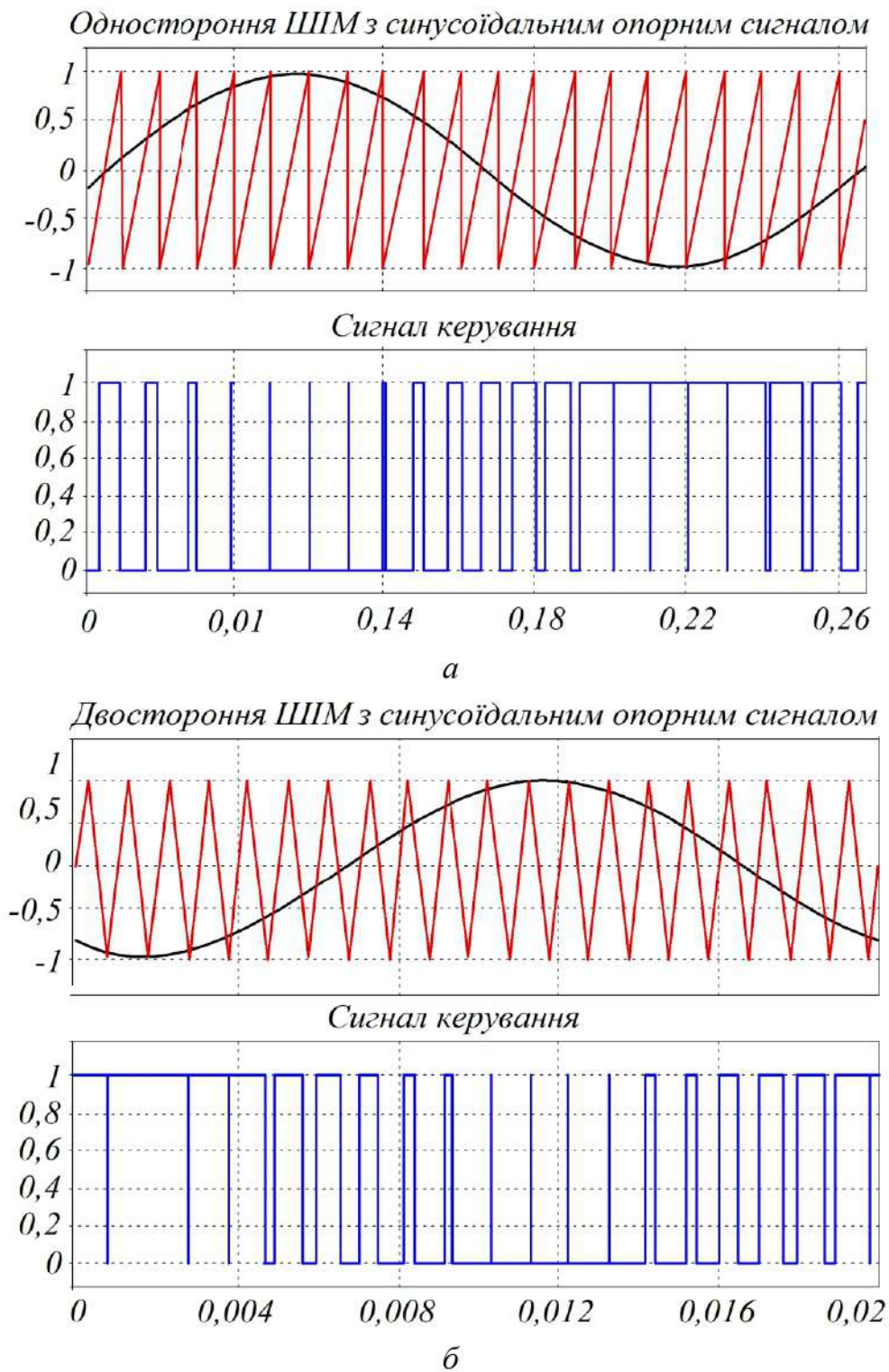


Рисунок 2.9 – Широтно-імпульсна модуляція:

а – з одностороннім опорним сигналом; *б* – з двостороннім опорним сигналом

Очевидним фактом є відмінність енергетичних показників АІН з односторонньою і двосторонньою ШІМ. Фур'є-аналізи форми вихідної напруги і вихідного струму АІН з односторонньою і двосторонньою ШІМ при частоті 1 кГц наведено на рис. 2.10.

Слід зазначити, що двостороння ШІМ забезпечує покращені, порівняно з однократною модуляцією і односторонньою ШІМ, коефіцієнт гармонічних спотворень вихідної напруги, що дорівнює 67,39 %, і коефіцієнт гармонічних спотворень (він же Total Harmonic Distortion – THD), що дорівнює 14,92 %.

У режимі ШІМ-перемодуляції амплітуда синусоїдального сигналу задання навмисно задається вище амплітуди несучого пилоподібного сигналу, тобто коефіцієнт модуляції $k > 1$.

$$k = \frac{A_{\sin}}{A_{\text{пил}}}, \quad (2.7)$$

де A_{\sin} – амплітуда синусоїдального сигналу задання; $A_{\text{пил}}$ – амплітуда пилоподібного несучого сигналу.

Режим ШІМ-перемодуляції є більш енергоефективним, ніж класична синусоїдальна ШІМ. Це пов'язано з тим, що амплітуда першої гармоніки вихідної напруги в режимі перемодуляції наближається до значення при 180-градусному керуванні. При цьому поліпшується також і синусоїдальність вихідної напруги. Крім цього, в режимі перемодуляції формуються інтервали часу, в які не відбувається комутація силових ключів, що веде до зниження числа перемикань силових ключів, а відповідно, і зниження динамічних втрат.

Результати моделювання АІН у режимі перемодуляції при $k = 2$ наведено на рис. 2.11.

Фур'є-аналіз вихідної фазної напруги та струму АІН у режимі перемодуляції при $k = 2$ наведено на рис. 2.12.

Зі зростанням значення коефіцієнта модуляції k амплітуди перших гармонік вихідної напруги і вихідного струму будуть експоненціально наближатися до тих самих значень при 180-градусному керуванні.

Залежність амплітуди першої гармоніки вихідного струму від значення коефіцієнта модуляції наведено на рис. 2.13.

Зі зростанням значення коефіцієнта модуляції k значення коефіцієнта гармонічних спотворень вихідної напруги буде експоненціально спадати до значення при режимі однократної модуляції.

Залежність коефіцієнта гармонічних спотворень вихідної напруги АІН від коефіцієнта модуляції наведено на рис. 2.14.

Режим перемодуляції викликає зростання низькочастотних гармонічних складових. У свою чергу навантаження є фільтром низьких частот і гармоніки з меншими частотами пригнічує меншою мірою. У зв'язку з цим після певного

значення k якість вихідної напруги почне погіршуватися. Залежність THD $I_{вих}$ від коефіцієнта модуляції наведено на рис. 2.15.

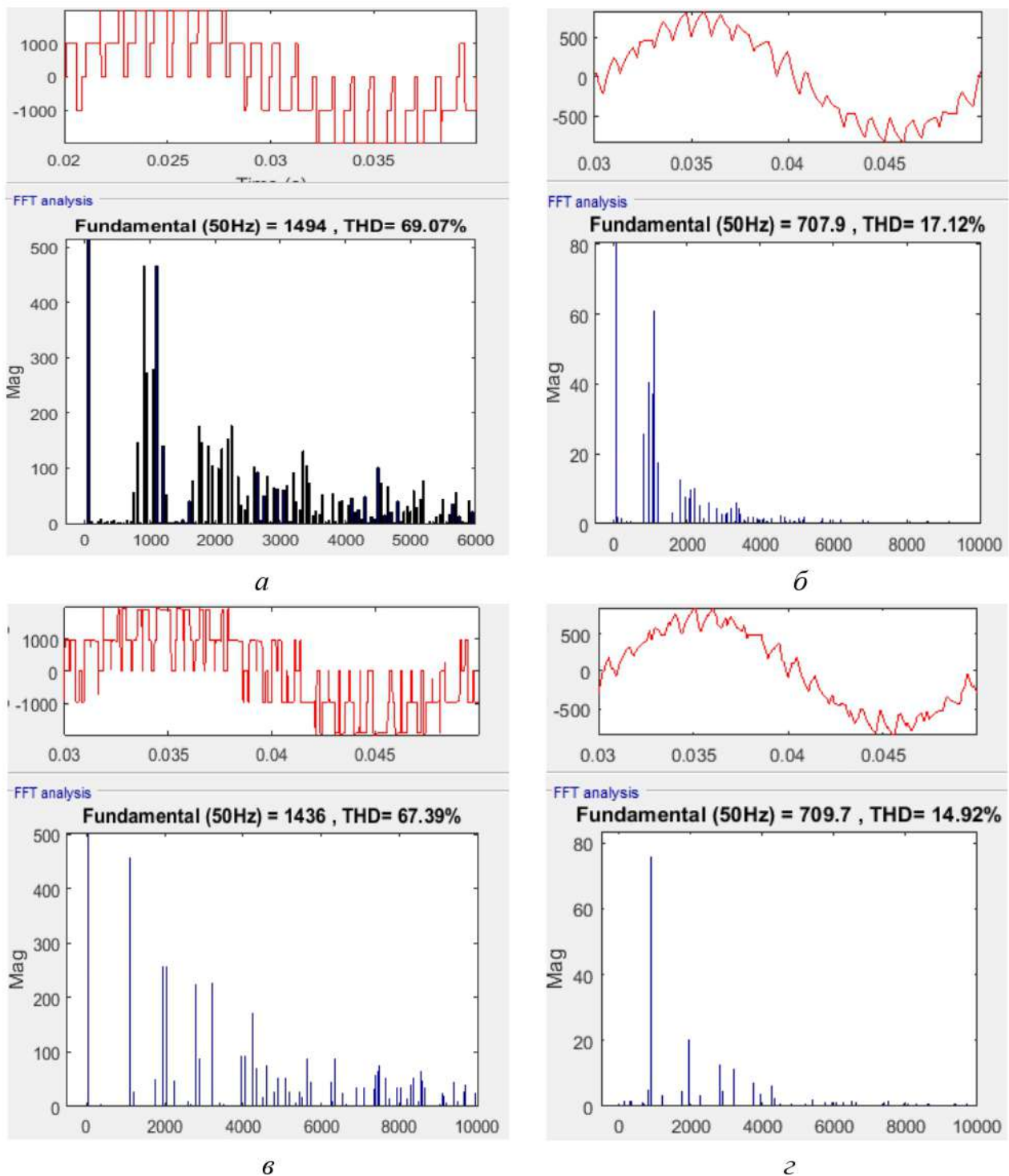


Рисунок 2.10 – Фур’є-аналіз за результатами моделювання АІН:
a – $U_{вих}$ АІН при односторонній ШІМ; *б* – $I_{вих}$ при односторонній ШІМ;
в – $U_{вих}$ при двосторонній ШІМ; *г* – $I_{вих}$ при двосторонній ШІМ

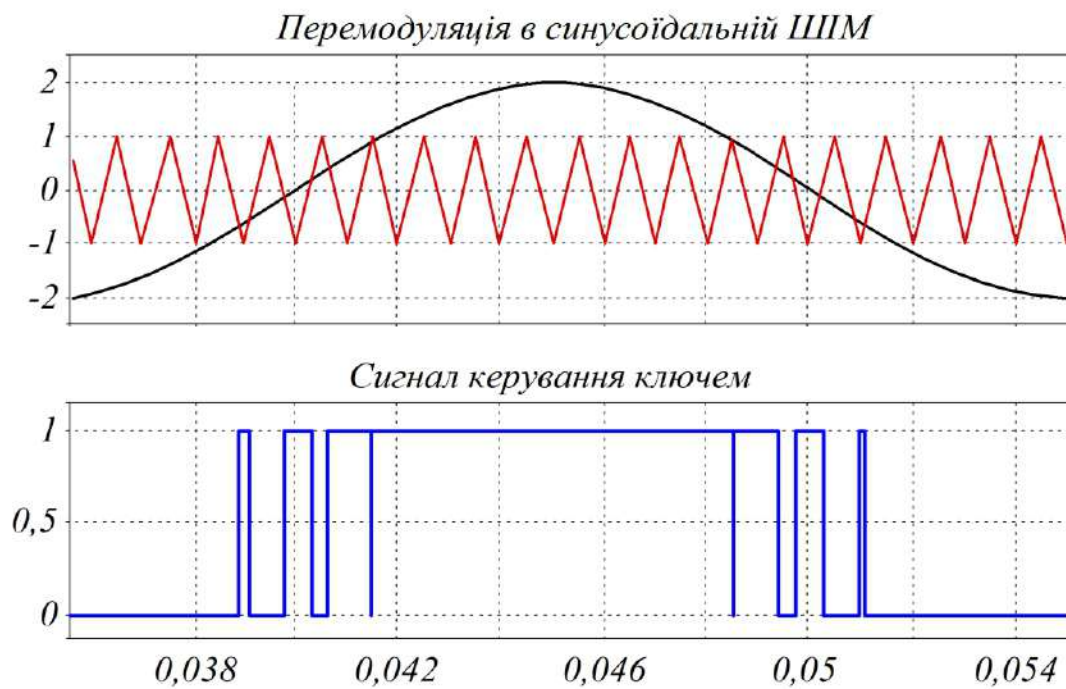


Рисунок 2.11 – Синусоїдальна ШІМ у режимі перемодуляції

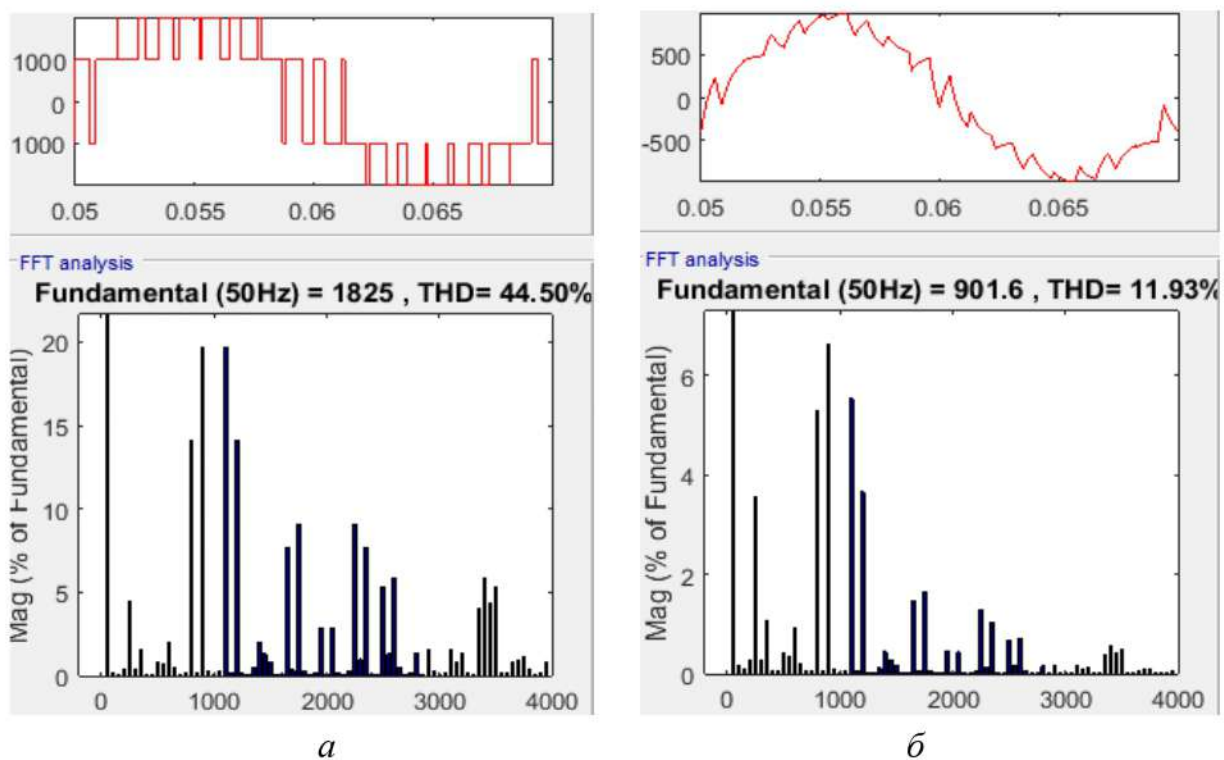


Рисунок 2.12 – Фур’є-аналіз АІН у режимі перемодуляції при $k = 2$:

$a - U_{вих}$ АІН; $б - I_{вих}$ АІН

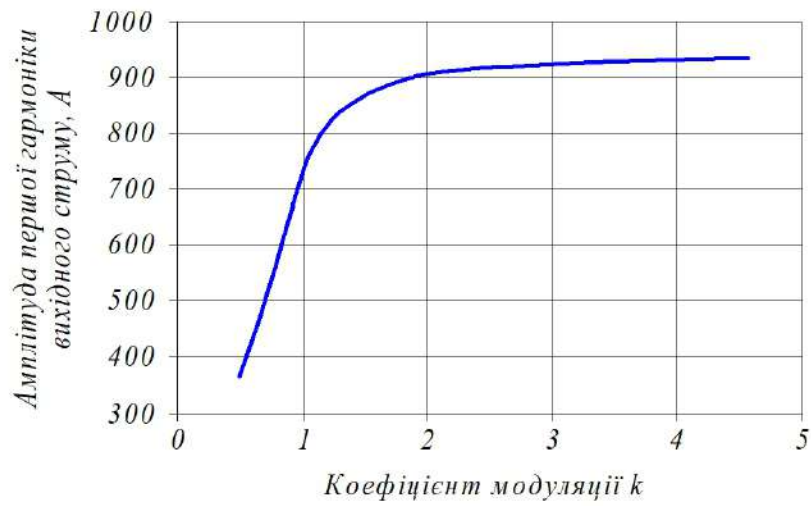


Рисунок 2.13 – Залежність амплітуди першої гармоніки вихідного струму від значення коефіцієнта модуляції

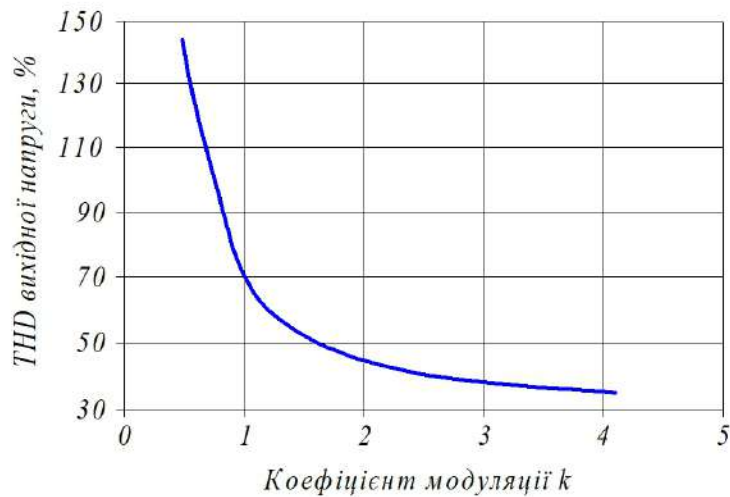


Рисунок 2.14 – Залежність THD вихідної напруги від коефіцієнта модуляції



Рисунок 2.15 – Залежність THD вихідного струму від коефіцієнта модуляції

Таким чином, можна зробити висновок про те, що використання режиму перемодуляції доцільно до значення коефіцієнта перемодуляції $k < 2,1$, після якого спостерігається погіршення синусоїдальності вихідного струму.

Розрахунок статичних і динамічних втрат для розглянутих алгоритмів модуляції було проведено для IGBT-модулів типу CM1200HG-90R виробництва компанії Mitsubishi Electric з номінальною напругою 3,3 кВ і струмом 1200 А. Розрахунок було виконано у спеціалізованій програмі MelcoSim виробництва тієї самої компанії.

Результати розрахунків статичних і динамічних втрат АІН у режимах однократної модуляції, а також результати моделювання енергетичних показників наведено в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Параметри енергоефективності алгоритмів модуляції в дворівневому АІН

Показники	Однократна модуляція			Широтно-імпульсна модуляція		
	120°	180°	150°	1-стор. $k = 1$	2-стор. $k = 1$	2-стор. $k = 2$
1	2	3	4	5	6	7
Частота опорного сигналу, Гц	50	50	50	1000	1000	1000
Середня на періоді частота комутації, Гц	50	50	50	1000	1000	350
Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги, В	1597	1909	1825	1500	1502	1825
Амплітуда першої гармоніки вихідного струму, А	785,9	942,6	901,6	741,4	742,5	901,6
Повна вихідна потужність АІН, кВА	1882,6	2699	2468,13	1668,1	1672,85	2468,1
ТНД вихідної фазної напруги, %	31,06* 47,64**	31,06	16,8* 28,56**	69,07	67,39	44,5
ТНД вихідного струму, %	27,71	19,77	11,84	17,12	14,92	11,93
Коефіцієнт пульсацій вхідного струму, %	31,08	17,61	20,59	70,23	68,79	21,47

Продовження таблиці 2.1

1	2	3	4	5	6	7
Статичні втрати одного ключа (IGBT + діод), Вт	766	988	771	700	702	924,44
Динамічні втрати одного ключа (IGBT + діод), Вт	161	184	178	3087	3091	1241
Сумарні втрати в одному ключі АІН, Вт	927	1172	949	3787	3793	2165,4

Примітки: * для R -навантаження; ** для RL -навантаження.

Як видно з табл. 2.1, найменші показники втрат у IGBT-ключачах і найбільшу амплітуду вихідної напруги і струму має алгоритм 180-градусного керування, а найкращі показники якості вихідної напруги і вихідного струму АІН обумовлює режим 150-градусного керування.

2.2. Аналіз показників енергоефективності автономних інверторів напруги з імпедансною і квазіімпедансною ланками у вхідному колі при застосуванні різних алгоритмів модуляції

Принцип роботи квазіімпедансного інвертора схожий з імпедансним перетворювачем. Метою створення цієї топології є підвищення амплітуди максимальної вихідної напруги при застосуванні режиму «пробою», зменшення навантаження на конденсаторах та підтримка сталого струму джерела, зменшення кількості етапів перетворення та підвищення завадостійкості.

Використовуються z -інвертори для інтеграції фотоелектричних перетворювачів з мережею MicroGrid і як інтерфейсні перетворювачі для паливних елементів [33, 34].

На рис. 2.16 наведено загальну структуру інвертора з квазіімпедансним джерелом.

Імпедансна ланка інвертора складається з двох індуктивностей $L1$ і $L2$ та двох конденсаторів $C1$ і $C2$. Індуктивність $L1$, що присутня в інверторі квазіімпедансного джерела, зменшує вхідний струм. Напруга конденсатора $C1$ нижча, ніж у випадку з z -інвертором.

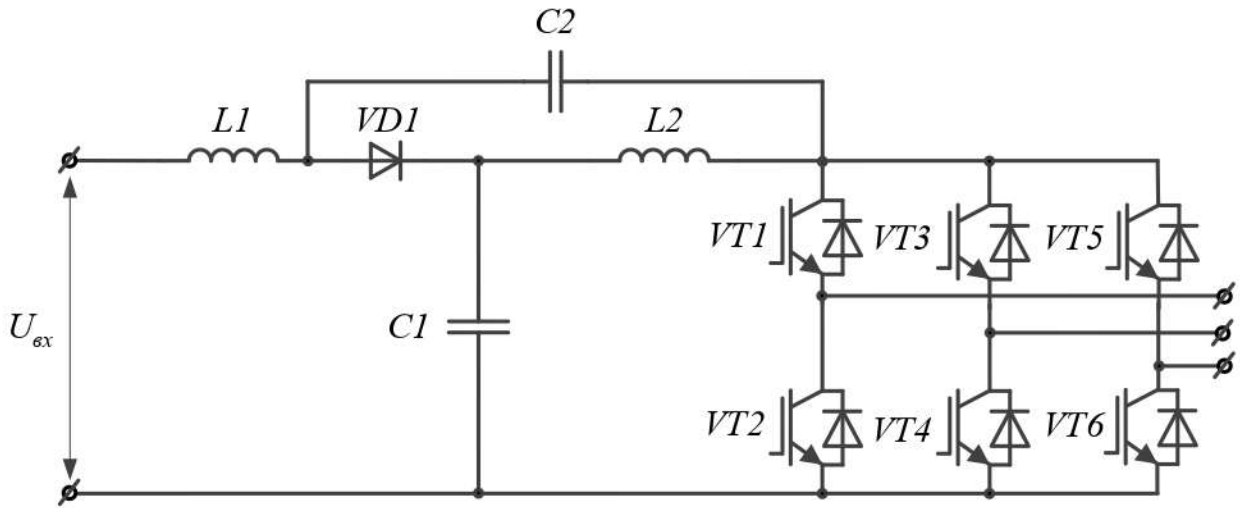


Рисунок 2.16 – Квазіімпедансний інвертор

Основними перевагами квазіімпедансного інвертора над імпедансним інвертором є:

- можливості зменшення масогабаритних параметрів результуючого пристрою, підвищення надійності і зменшення вартості системи;
- здатність неперервної передачі енергії від вхідного джерела напруги до інвертора;
- стабільність роботи інвертора у точці відбору максимальної потужності сонячної батареї, що є важливою перевагою при застосуванні інвертора в системах з використанням даного альтернативного джерела електроенергії, чим додатково підвищується ефективність на габаритні параметри результуючої системи.

Аналогічно до імпедансного кола, величина напруги на конденсаторах:

$$U_{C1} = \frac{T_0}{T_1 - T_0} \cdot U_{ex}; \quad (2.8)$$

$$U_{C2} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} \cdot U_{ex}. \quad (2.9)$$

З поданих виразів можна визначити, що напруга на конденсаторі $C1$ буде меншою, ніж напруга на конденсаторі $C2$, оскільки є в прямій пропорційній залежності від часу перебування схеми в режимі «пробою», що є значно меншим за протяжністю порівняно з режимом стандартної комутації ключів, величина якого є в аналогічній залежності від величини напруги на конденсаторі $C2$.

Струм конденсаторів визначається як:

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C = I_{вих} - I_{L1}, \quad (2.10)$$

де $I_{вих}$ – вихідний струм квазіімпедансної ланки.

Ємність конденсаторів $C1$ і $C2$ визначається як:

$$C_1 = \frac{I_{C1} \cdot T_0}{\Delta U_{C1}}; \quad (2.11)$$

$$C_2 = \frac{I_{C2} \cdot T_0}{\Delta U_{C2}}. \quad (2.12)$$

Для дослідження енергетичних показників автономного інвертора напруги з імпедансною та квазіімпедансною ланками у вхідному колі з різними алгоритмами керування було розроблено імітаційні моделі в програмному середовищі Matlab (рис. 2.17, 2.18).

На рис. 2.19 наведено осцилограми вихідного струму, вихідної напруги і вхідного струму АІН з імпедансною ланкою.

На рис. 2.20 наведено Фур'є-аналіз вихідного струму, вихідної напруги і вхідного струму АІН з імпедансною ланкою.

На рис. 2.21 наведено осцилограми вихідного струму, вихідної напруги і вхідного струму АІН з квазіімпедансною ланкою.

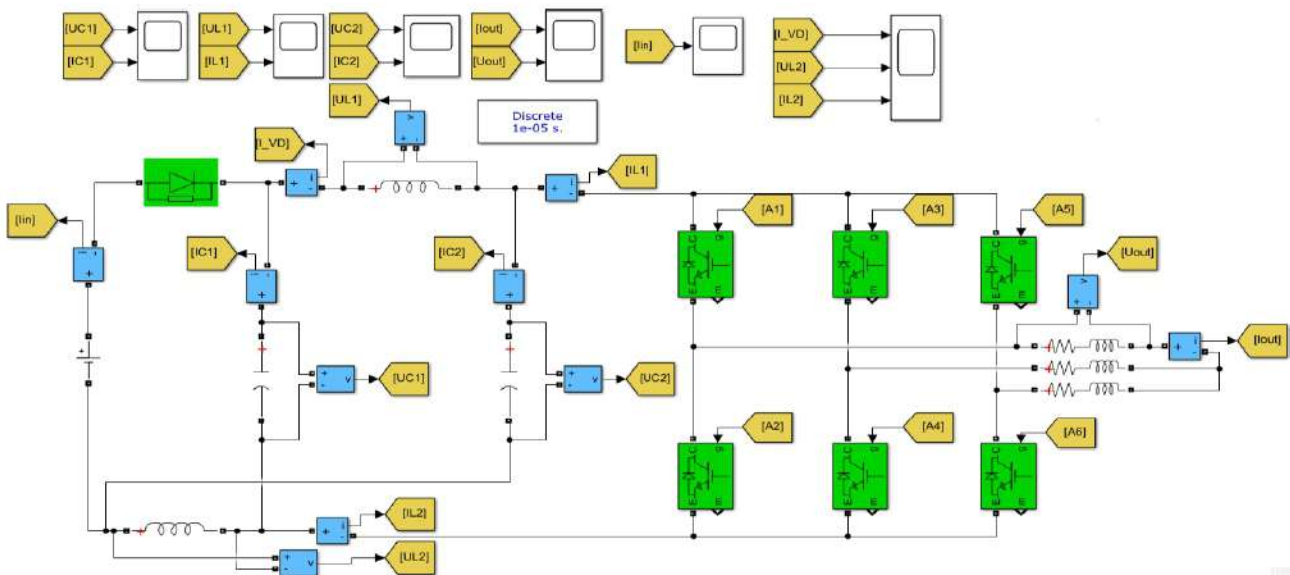


Рисунок 2.17 – Імітаційна модель інвертора з імпедансною ланкою

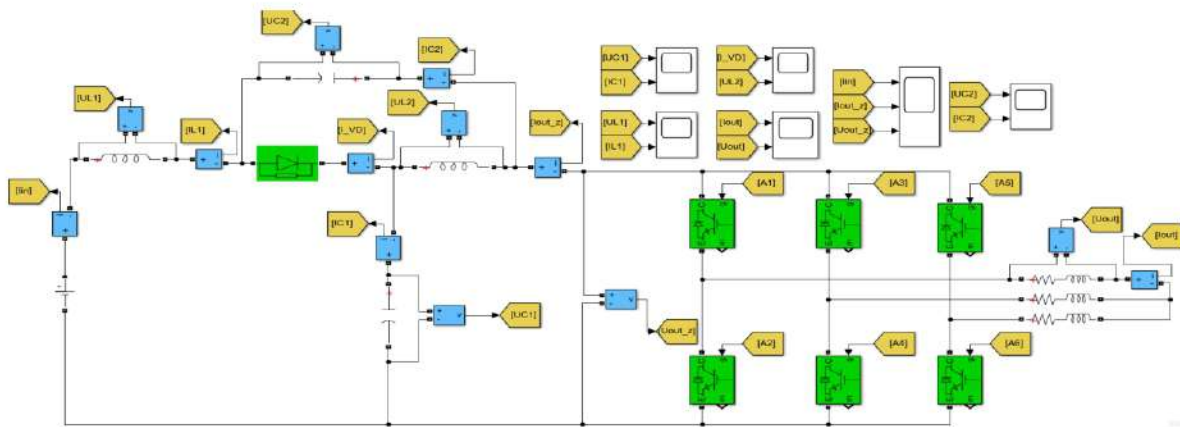
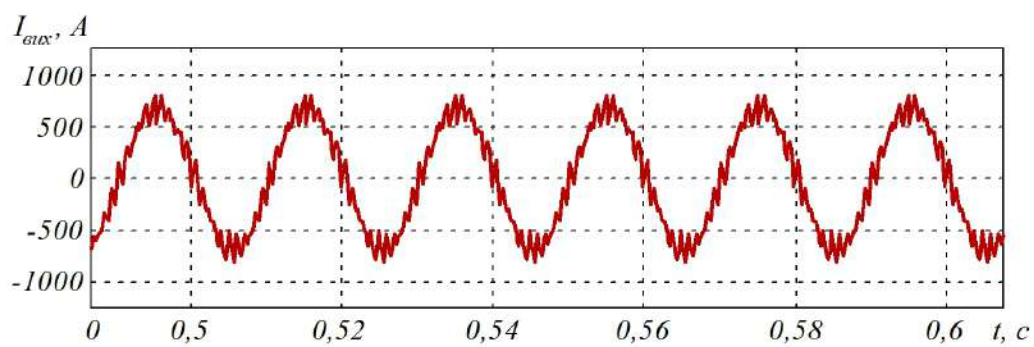
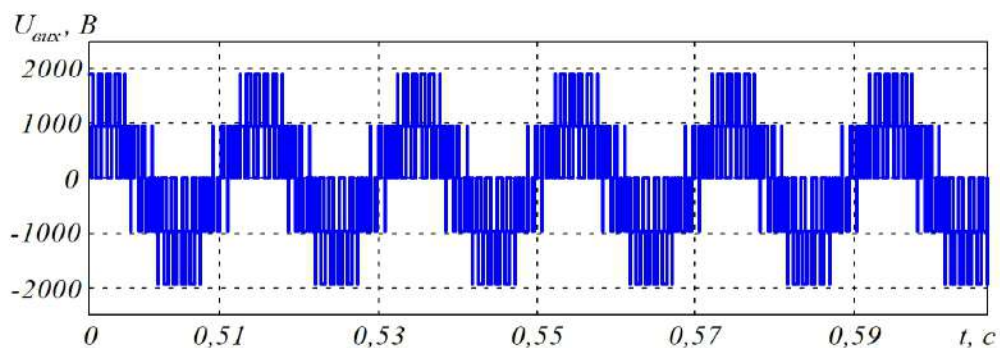


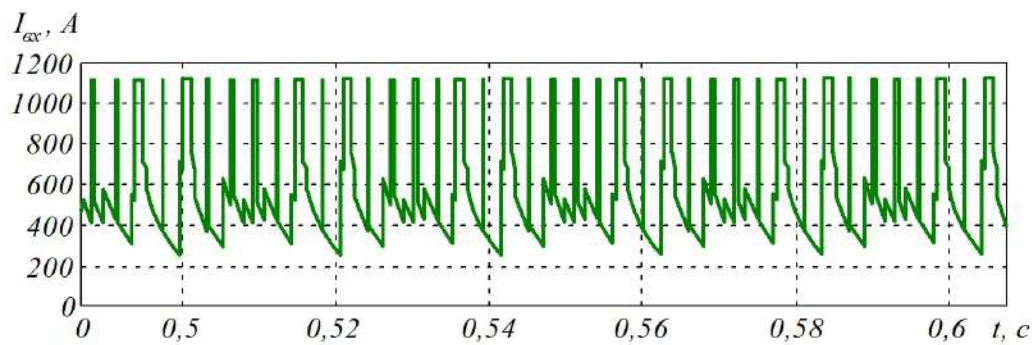
Рисунок 2.18 – Імітаційна модель інвертора з квазіімпедансною ланкою



а

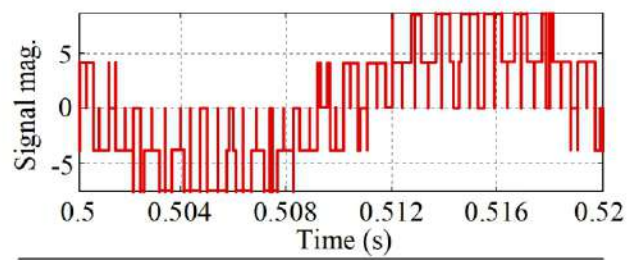
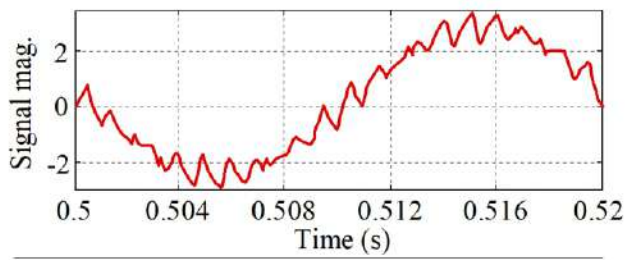


б



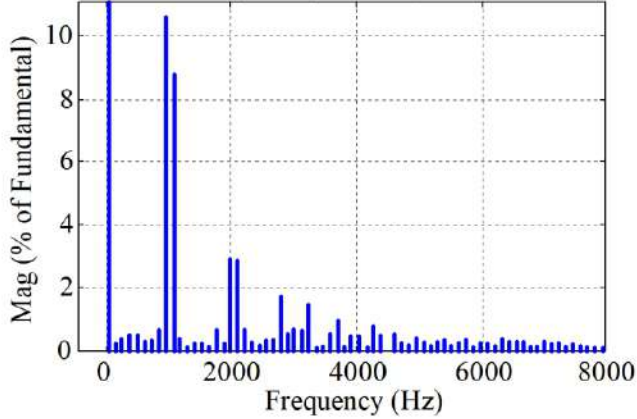
в

Рисунок 2.19 – Осцилограми АІН з імпедансною ланкою:
а – вихідний струм; б – вихідна напруга; в – вхідний струм



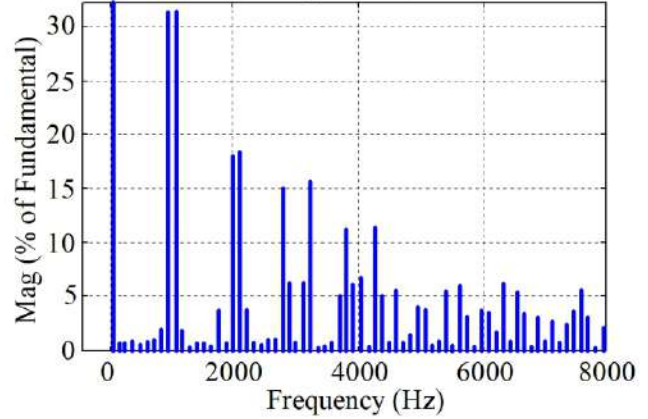
FFT analysis

Fundamental (50 Hz) = 740.3, THD = 14.86 %



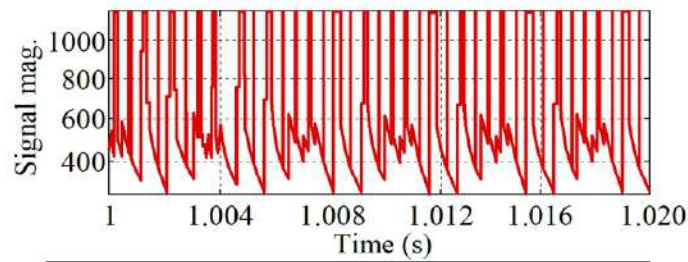
FFT analysis

Fundamental (50 Hz) = 1499, THD = 68.39 %



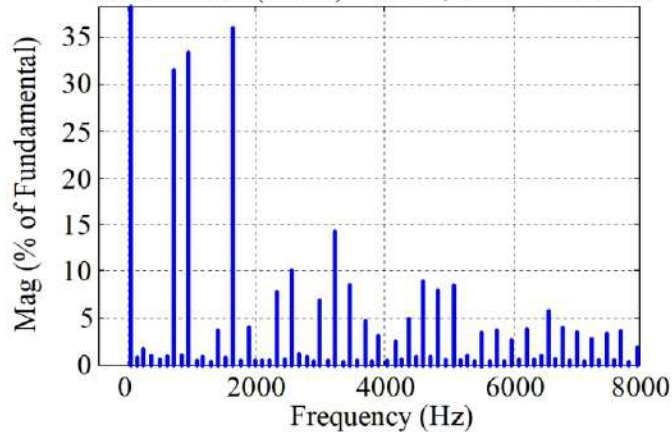
a

б



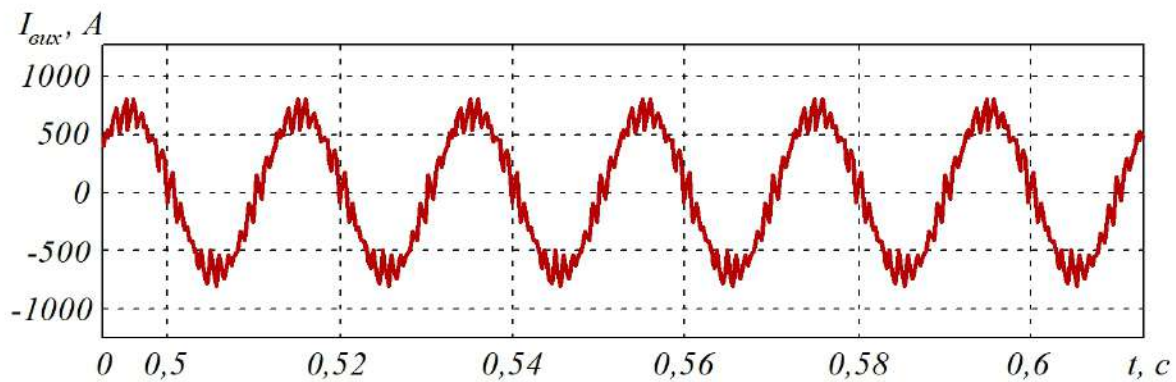
FFT analysis

Fundamental (50 Hz) = 555.1, THD = 70.88 %

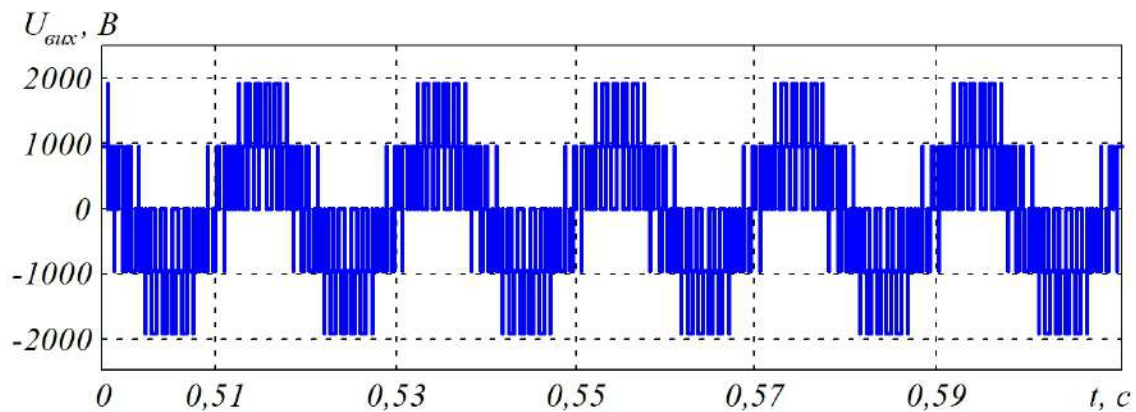


в

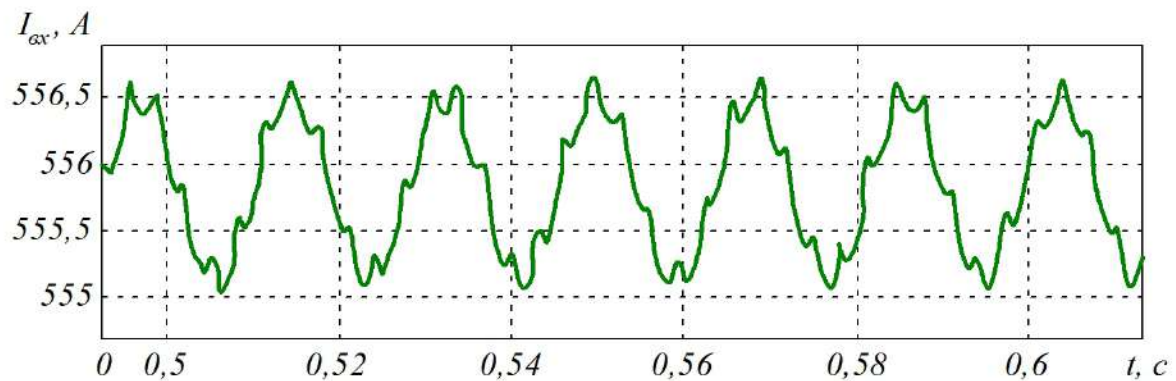
Рисунок 2.20 – Фур’є-аналіз АПН з імпедансною ланкою:
a – вихідний струм; *б* – вихідна напруга; *в* – вхідний струм



a



б



в

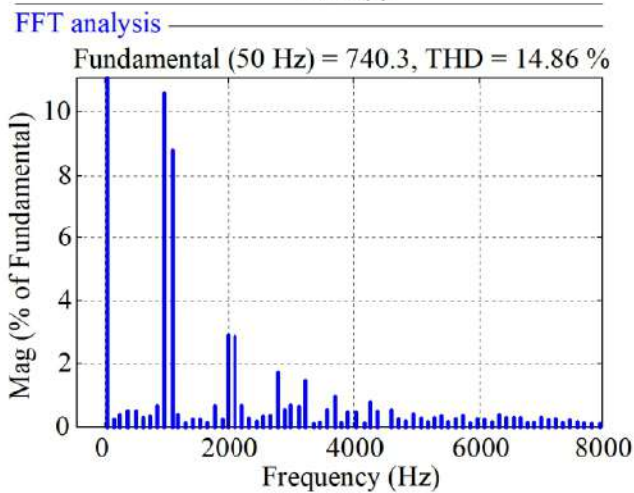
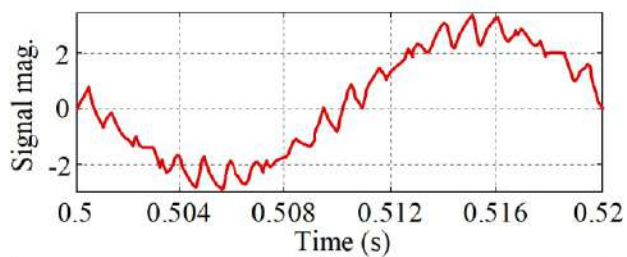
Рисунок 2.21 – Осцилограми АІН з квазіімпедансною ланкою:

a – вихідний струм; *б* – вихідна напруга; *в* – вхідний струм

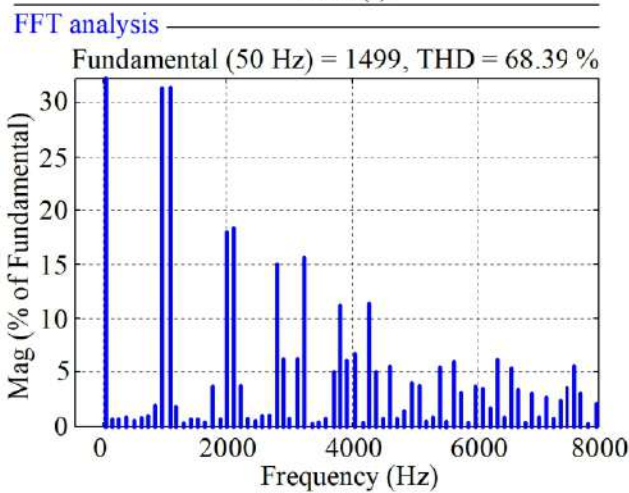
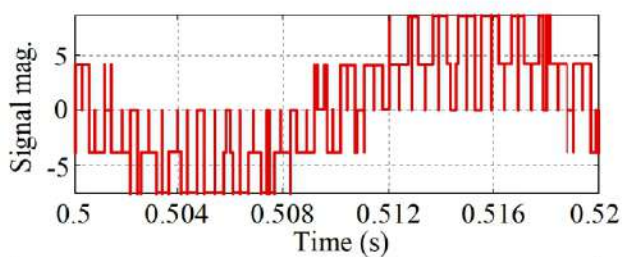
На рис. 2.22 наведено Фур'є-аналіз вихідного струму, вихідної напруги і вхідного струму АІН з квазіімпедансною ланкою.

З рисунків стає очевидним, що застосування *z*-інверторів з імпедансною та квазіімпедансною вхідною ланкою значною мірою дає змогу знизити емісію вищих гармонік струмів до вхідної мережі живлення.

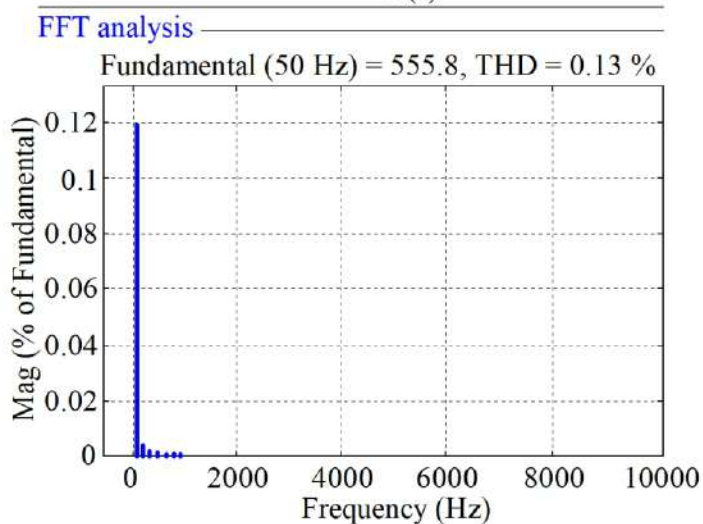
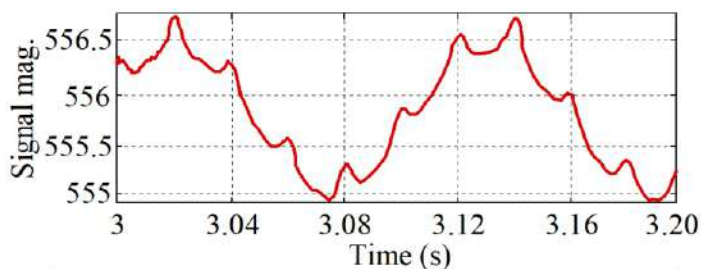
У табл. 2.2 наведено параметри енергоефективності алгоритмів модуляції у дворівневому АІН.



a



б



в

Рисунок 2.22 – Фур’є-аналіз АІН з квазіімпедансною ланкою:
a – вихідний струм; *б* – вихідна напруга; *в* – вхідний струм

Таблиця 2.2 – Параметри енергоефективності алгоритмів модуляції

Показники	Однократна модуляція			Широтно-імпульсна модуляція		
	120°	180°	150°	1-стор. $k = 1$	2-стор. $k = 1$	2-стор. $k = 2$
Частота опорного сигналу, Гц	50	50	50	1000	1000	1000
Середня на періоді частота комутації, Гц	50	50	50	1000	1000	350
Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги, В	1597	1909	1825	1500	1502	1825
Амплітуда першої гармоніки вихідного струму, А	785,9	942,6	901,6	741,4	742,5	901,6
Повна вихідна потужність АІН, кВА	1882,6	2699	2468,13	1668,1	1672,85	2468,1
ТНД вихідної фазної напруги, %	47,64	31,06	28,56	69,07	67,39	44,5
ТНД вихідного струму, %	27,71	19,77	11,84	17,12	14,92	11,93
Коефіцієнт пульсацій вхідного струму, %	31,08	17,61	20,59	70,23	68,79	21,47
Статичні втрати одного ключа (IGBT + діод), Вт	766	988	771	700	702	924,44
Динамічні втрати одного ключа (IGBT + діод), Вт	161	184	178	3087	3091	1241
Сумарні втрати в одному ключі АІН, Вт	927	1172	949	3787	3793	2165,4

Найменші показники втрат в IGBT-ключачах і найбільшу амплітуду вихідної напруги і струму має алгоритм 180-градусного керування, а найкращі показники якості вихідної напруги та вихідного струму АІН обумовлює режим 150-градусного керування.

2.3. Компенсація вищих гармонік вхідних струмів у системах з паралельним включенням автономних інверторів напруги

Вхідний струм АІН містить як постійну складову, так і значну частину вищих гармонік. Якість постійного струму прийнято оцінювати коефіцієнтом пульсації K_n , який, згідно з ГОСТ 23875-88 і ДСТУ 3466-96, визначається як відношення максимального значення змінної складової пульсуючої напруги (або струму) до його постійної складової:

$$K_n = \frac{I_{\max}}{I_{DC}}, \quad (2.13)$$

де I_{DC} – постійна складова вхідного струму АІН; I_{\max} – середньоквадратичне значення найбільшої гармоніки.

Таким чином, K_n враховує вплив тільки однієї найбільшої гармоніки і не враховує наявності інших вищих гармонічних складових, хоча їх сумарний вплив на електричну мережу може бути не менш істотним. У зв'язку з цим запропоновано якість споживаного струму оцінювати коефіцієнтом гармонічних спотворень за постійним струмом THD_{DC} відповідно до виразу:

$$THD_{DC} = \frac{100 \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^N I_n^2}}{I_{DC}}, \quad (2.14)$$

де I_n – середньоквадратичне значення n -ї гармоніки вхідного струму; N – номер гармоніки, для якої проводиться аналіз, $N = 50$.

Факторами, що визначають спектр і амплітуди вищих гармонік вхідного струму АІН, є тип модуляції і несуча частота. На даний момент в алгоритмах керування АІН на електричному рухомому складі використовуються як режими однократної модуляції, так і режими з широтно-імпульсною модуляцією.

У свою чергу в широтно-імпульсній модуляції як опорні сигнали, так і сигнали задання можуть бути різними. Існують односторонні та двосторонні опорні пилоподібні сигнали в ШІМ. Сигнал задання ШІМ може бути синусоїдальним, трапецеїдальним або реалізованим у режимі передмодуляції або перемодуляції.

При цьому різні алгоритми модуляції обумовлюють різні динамічні втрати в ключах, різні показники синусоїдальності вихідної напруги та струму, а також

різні спектри вищих гармонік і різні результовані коефіцієнти пульсацій вхідного струму [35, 36].

Для дослідження показників емісії вищих гармонік струмів, споживаних тяговими АІН, з досліджуваними алгоритмами модуляції в програмі Matlab розроблено імітаційну модель чотирьох паралельно включених тягових АІН з еквівалентним RL-навантаженням (рис. 2.23). Моделювання проводиться з такими параметрами: напруга в колі постійного струму 3 кВ; падіння напруги на ключі 2 В, індуктивність навантаження 1 мГн, опір навантаження 2 Ом, частота першої гармоніки модульованої вихідної напруги 50 Гц, опір мережі 2 Ом.

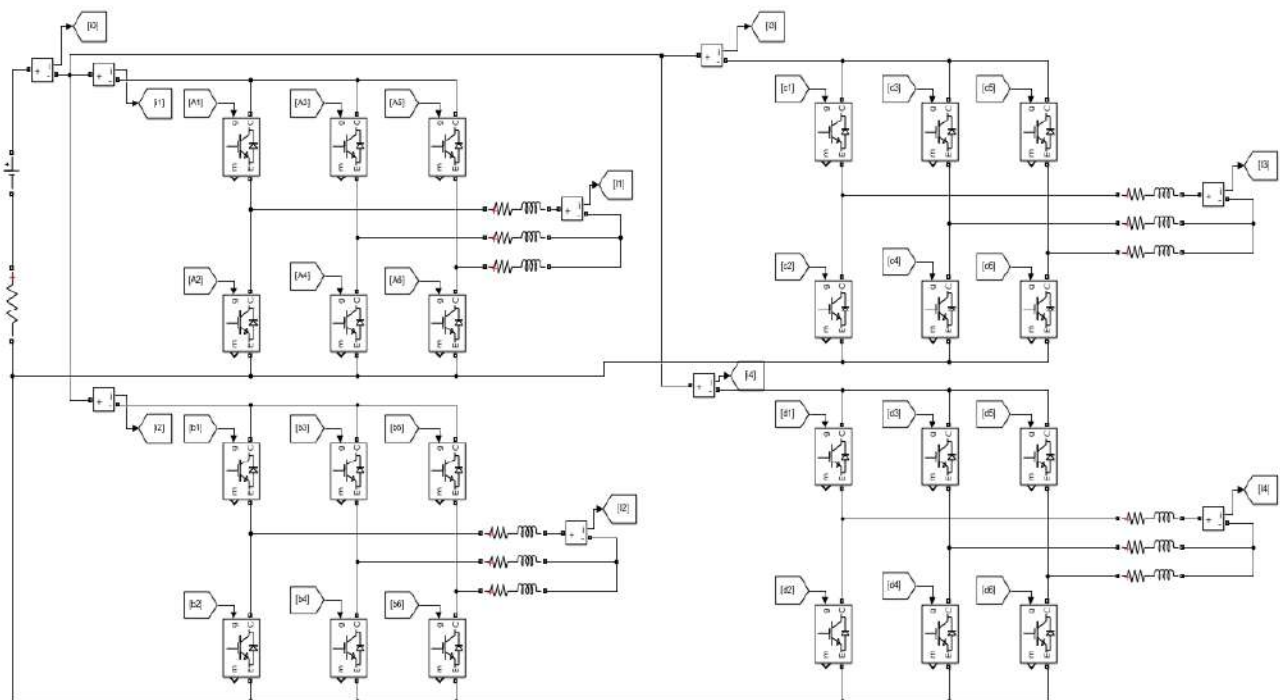


Рисунок 2.23 – Імітаційна модель тягового електропривода з чотирма інверторами напруги

Форма вхідного струму в режимах однократної модуляції за наявності суто резистивного навантаження не буде містити вищих гармонік. Однак у результаті наявності в навантаженні індуктивної складової форма вхідного струму є пульсуючою і обумовлює наявність вищих гармонік, що негативно впливають на мережу живлення.

Відповідно до рис. 2.3 наведено сигнали керування силовими ключами, а також форму вихідної напруги АІН у режимі 120-градусного керування. Результати виконаного Фур'є-аналізу форми вхідного струму АІН, що працює в режимі 120-градусного керування, з вказаними параметрами навантаження наведено на рис. 2.24.

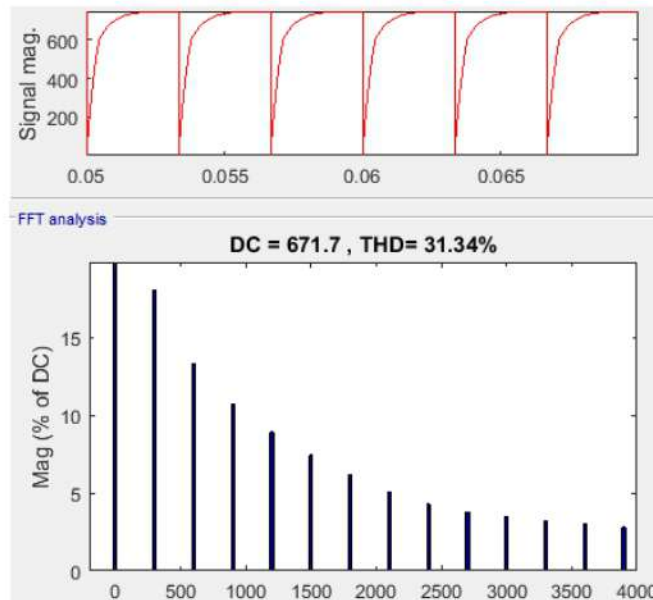


Рисунок 2.24 – Спектр вищих гармонік вхідного струму АІН при 120-градусному керуванні

Для отриманої форми вхідного струму АІН у режимі 120-градусного керування характерні гармоніки з частотами, шестикратними частоті вихідної напруги (300 Гц, 600 Гц, 900 Гц тощо). В отриманому спектрі постійна складова I_{DC} дорівнює 671,7 А, найбільшу амплітуду має шоста гармоніка 121,22 А, а коефіцієнт пульсації K_n складає 18,05 %. Водночас при врахуванні інших вищих гармонік THD_{DC} складає 31,34 %.

Відповідно до рис. 2.5 наведено сигнали керування силовими ключами, а також форму вихідної напруги АІН у режимі 180-градусного керування.

Форма споживаного струму АІН у режимі 180-градусного керування не дуже відрізняється від форми струму в режимі 120-градусного керування, проте глибина провалу миттєвого значення струму значно менше, що веде до зниження амплітуд вищих гармонік. Отриманий спектр вищих гармонік вхідного струму АІН зі 180-градусним керуванням наведено на рис. 2.25.

Режиму 180-градусного керування при тих самих параметрах навантаження і напруги живлення відповідає велике значення постійної складової вхідного струму 924,6 А, а відповідно, і велика потужність. Крім цього, режим 180-градусного керування забезпечує покращене значення коефіцієнта гармонічних спотворень за постійним струмом THD_{DC} і краще значення коефіцієнта пульсацій. Найбільша шоста гармоніка дорівнює 109,21 А, а коефіцієнт пульсації K_n складає 11,81 %, THD_{DC} складає 17,57 %.

У режимі 150-градусного керування ключі перебувають у провідному стані протягом 150° від періоду вихідної напруги.

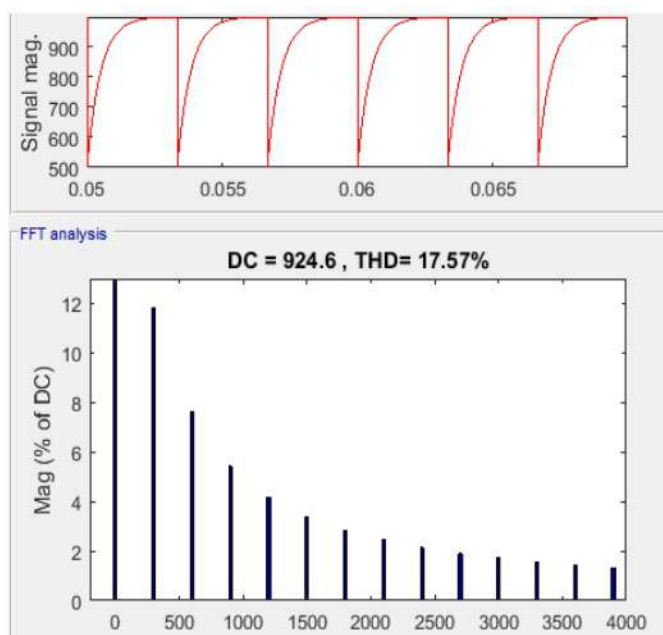


Рисунок 2.25 – Спектр вищих гармонік вхідного струму АІН при 180-градусному керуванні

Одночасно у включеному стані поперемінно перебувають 2, потім 3 ключі. Відповідно до рис. 2.7 наведено сигнали керування силовими ключами АІН у режимі 150-градусного керування.

Результати Фур'є-аналізу вхідного струму АІН у режимі 150-градусного керування наведено на рис. 2.26.

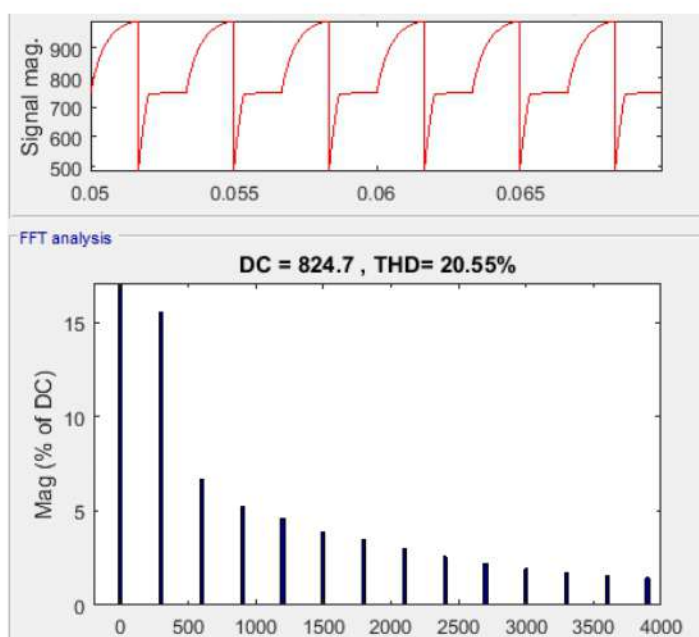


Рисунок 2.26 – Спектр вищих гармонік вхідного струму АІН при 150-градусному керуванні

В отриманому спектрі вхідного струму при 150-градусному керуванні постійна складова I_{DC} дорівнює 824,7 А, найбільшу амплітуду має шоста гармоніка – 128,15 А, а коефіцієнт пульсації K_n складає 15,53 %. Водночас при врахуванні інших вищих гармонік THD_{DC} складає 20,54 %.

У цілому режими однократної модуляції схожі тим, що обумовлюють рівну пульсність вхідного струму і схожий спектр гармонік, а також частоту комутації силових ключів, що дорівнює частоті вихідної напруги, що відповідно веде до низьких динамічних втрат у силових ключах, і, як результат, реалізації досить високого ККД. При цьому режими відрізняються різною споживаною потужністю, а також різними амплітудами вищих гармонік.

Найкращі показники якості вхідного струму характерні режиму 180-градусного керування. Водночас загальними недоліками режимів однократної модуляції є наявність низькочастотних гармонічних складових, а також відсутність можливості регулювання амплітуди вихідної напруги та струму, що обумовлює необхідність використання в тягових інверторах режимів широтно-імпульсної модуляції.

Відповідно до рис. 2.9 наведено моделювання широтно-імпульсної модуляції з одностороннім (а) та двостороннім (б) опорним сигналом.

Як бачимо з рис. 2.27, спектри вхідних струмів АІН досить сильно відрізняються.

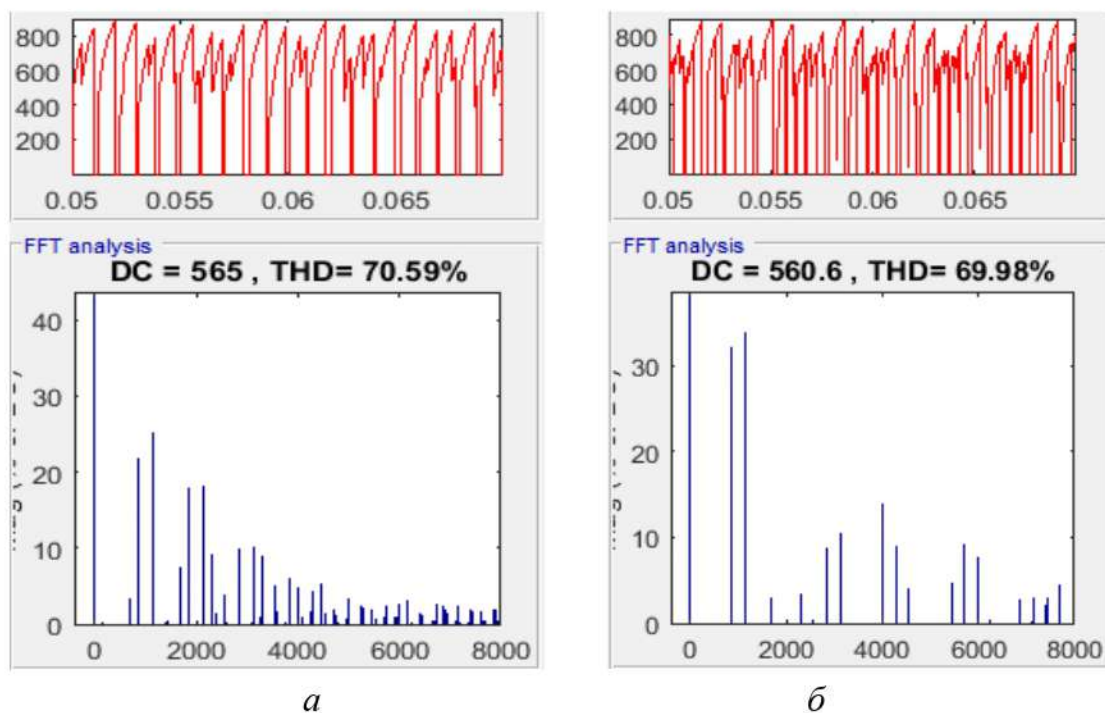


Рисунок 2.27 – Фур’є-аналіз вхідного струму АІН:
 а – для односторонньої ШІМ; б – для двосторонньої ШІМ

Для режиму односторонньої ШІМ постійна складова I_{DC} дорівнює 565,02 А, найбільшу амплітуду має двадцята гармоніка – 223 А, а коефіцієнт пульсації K_n складає 39,47 %, коефіцієнт гармонічних спотворень за постійним струмом THD_{DC} складає 70,59 %. Для режиму двосторонньої ШІМ постійна складова I_{DC} дорівнює 560,6 А, найбільшу амплітуду має сорокова гармоніка – 195,84 А, а коефіцієнт пульсації K_n складає 34,96 %, коефіцієнт гармонічних спотворень за постійним струмом THD_{DC} складає 69,98 %.

У цілому слід зазначити, що форми вхідного струму АІН у режимі ШІМ мають значно гірші значення коефіцієнта гармонічних спотворень за постійним струмом і коефіцієнтом пульсації.

Існують різні алгоритми керування багатоінверторними системами, які дають змогу отримати покращені показники якості вихідного або вхідного струму [37, 38]. Встановлено, що не тільки амплітуди, але і фази вищих гармонік залежать від сигналів задання. Схемотехнічна реалізація паралельного з'єднання автономних інверторів напруги в тяговому асинхронному електроприводі дає можливість отримати ефект взаємної компенсації вищих гармонік вхідних струмів і вихідних напруг, чим досягається покращення показників якості електроенергії, що споживається з контактної мережі.

При взаємному часовому зсуві сигналів керування ключами окремих k -х паралельно підключених АІН на необхідний час компенсації t_{COMP_k} :

$$t_{COMP_k} = k \cdot \frac{T_{mod}}{n}, \quad (2.15)$$

де T_{mod} – період, що відповідає частоті компенсованої гармоніки; n – число паралельно підключених АІН; k – умовний порядковий номер моста АІН у багатоінверторній системі, $k = 1, 2, 3, 4$.

У режимі однократної модуляції при реалізації в автономному інверторі напруги 180-градусного алгоритму керування найбільш доцільно компенсувати найбільшу гармоніку вхідного струму.

Як було встановлено, у спектрі вхідного струму АІН з 180-градусним алгоритмом керування найбільшу амплітуду має шоста гармоніка, яка при формуванні частоти вихідної напруги АІН 50 Гц буде мати частоту 300 Гц. Тоді за наявності чотирьох паралельно підключених АІН, сигнали керування ключів першого, другого, третього і четвертого інверторів для реалізації взаємної компенсації вищих гармонік загального вхідного струму мають бути зсунуті відповідно на час t_{COMP_1} , t_{COMP_2} , t_{COMP_3} , t_{COMP_4} .

$$t_{COMP_1} = 1 \cdot \frac{T_{mod}}{n} = 1 \cdot \frac{0,00333}{4} = 0,8333 \text{ мс}; \quad (2.16)$$

$$t_{COMP_2} = 2 \cdot \frac{T_{mod}}{n} = 2 \cdot \frac{0,00333}{4} = 1,6666 \text{ мс}; \quad (2.17)$$

$$t_{COMP_3} = 3 \cdot \frac{T_{mod}}{n} = 3 \cdot \frac{0,00333}{4} = 2,5 \text{ мс}; \quad (2.18)$$

$$t_{COMP_4} = 4 \cdot \frac{T_{mod}}{n} = 4 \cdot \frac{0,00333}{4} = 0,0033 \text{ мс}. \quad (2.19)$$

При реалізації взаємного зсуву сигналів керування ключами в чотирьох мостах АІН форми вхідних струмів також будуть зсунуті (рис. 2.28).

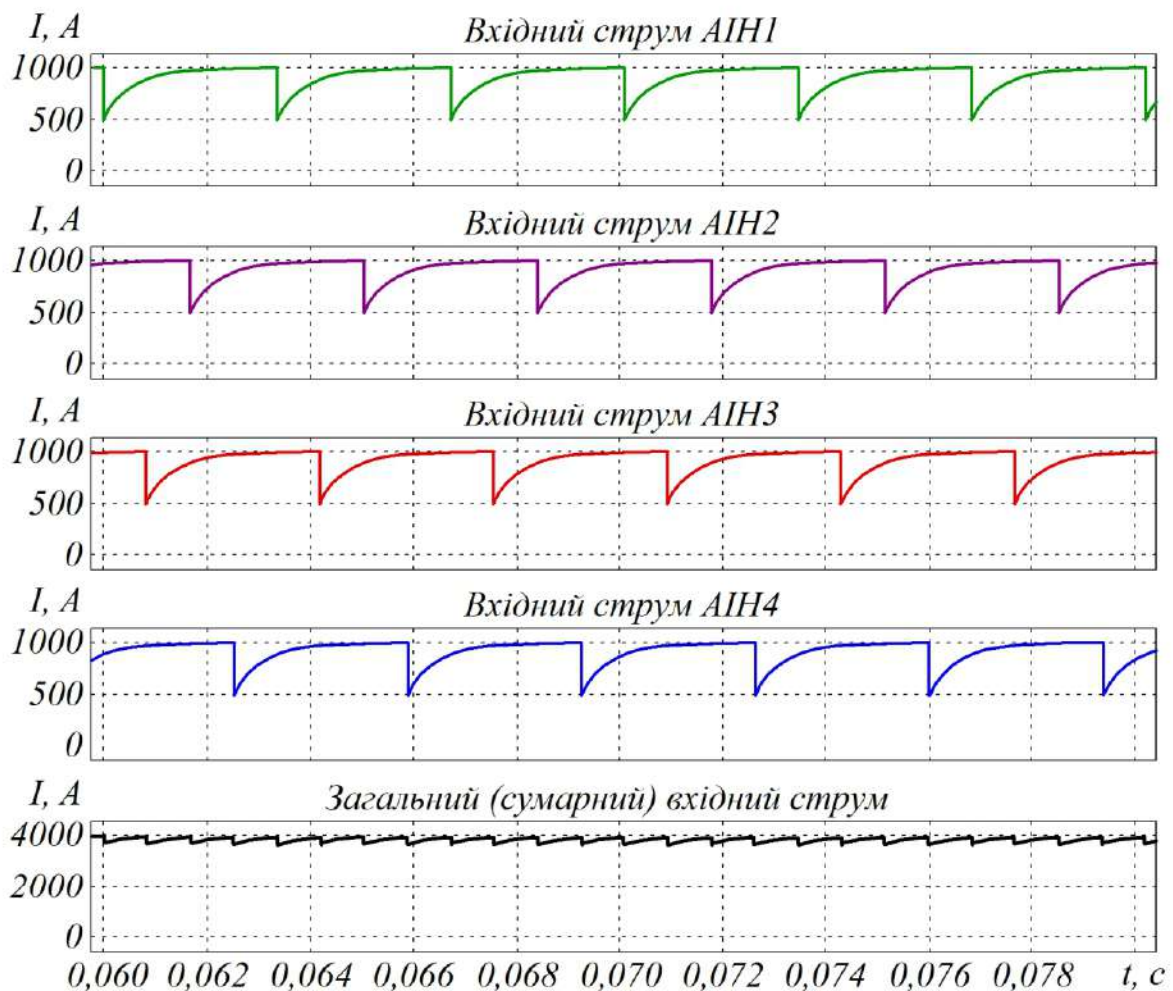


Рисунок 2.28 – Форми струмів чотирьох АІН і загального (сумарного) споживаного струму

При цьому пульсність сумарного вхідного струму збільшиться, а відношення амплітуди пульсацій до постійної складової зменшиться.

Результати Фур'є-аналізу форми загального споживаного струму чотирьох АІН у режимі компенсації наведено на рис. 2.29.

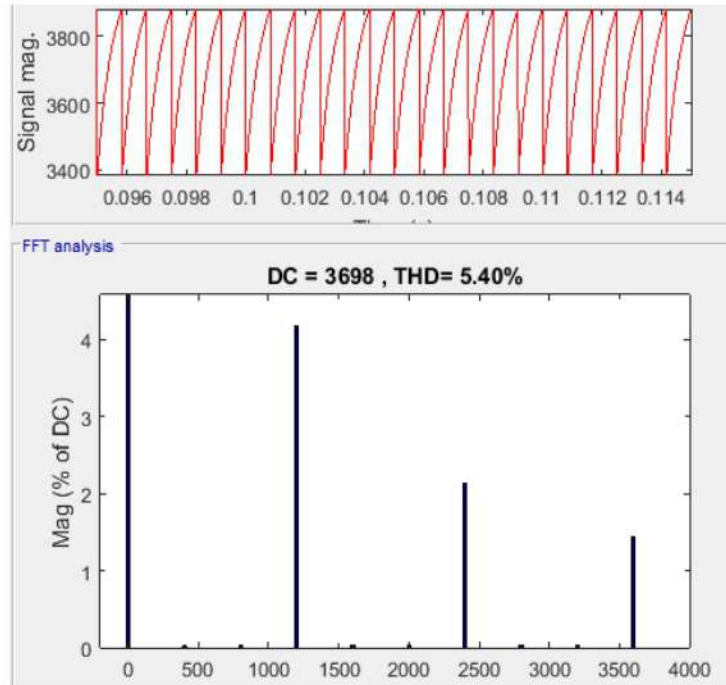


Рисунок 2.29 – Фур'є-аналіз сумарного вхідного струму чотирьох АІН з 180-градусною модуляцією, що працюють у компенсаційному режимі

З результатів імітаційного моделювання стає очевидним, що компенсована шоста гармоніка у формі вхідного струму повністю видалена. При цьому отриманий K_n складає 4,21 %, а THD_{DC} знижений до 5,40 %.

У режимі широтно-імпульсної модуляції ефект компенсації необхідної гармоніки в багатоінверторній системі можна отримати як шляхом тимчасового зсуву сигналів керування ключів окремих АІН на час компенсації t_{COMP} , так і шляхом взаємного рівного зсуву опорних сигналів ШІМ, як це показано на рис. 2.30. Для підтвердження реалізації ефекту компенсації вищих гармонік проведено імітаційне моделювання. Фур'є-аналіз сумарного вхідного струму в режимі компенсації наведено на рис. 2.31.

У спектрі сумарного вхідного струму, який споживається чотирма АІН з двосторонньою ШІМ, що працюють у компенсаційному режимі, найбільшу амплітуду має 80-та гармоніка – 223 А, коефіцієнт пульсації K_n складає 13,96 %, а коефіцієнт гармонічних спотворень за постійним струмом THD_{DC} внаслідок ефекту компенсації знизився до 23,87 %.

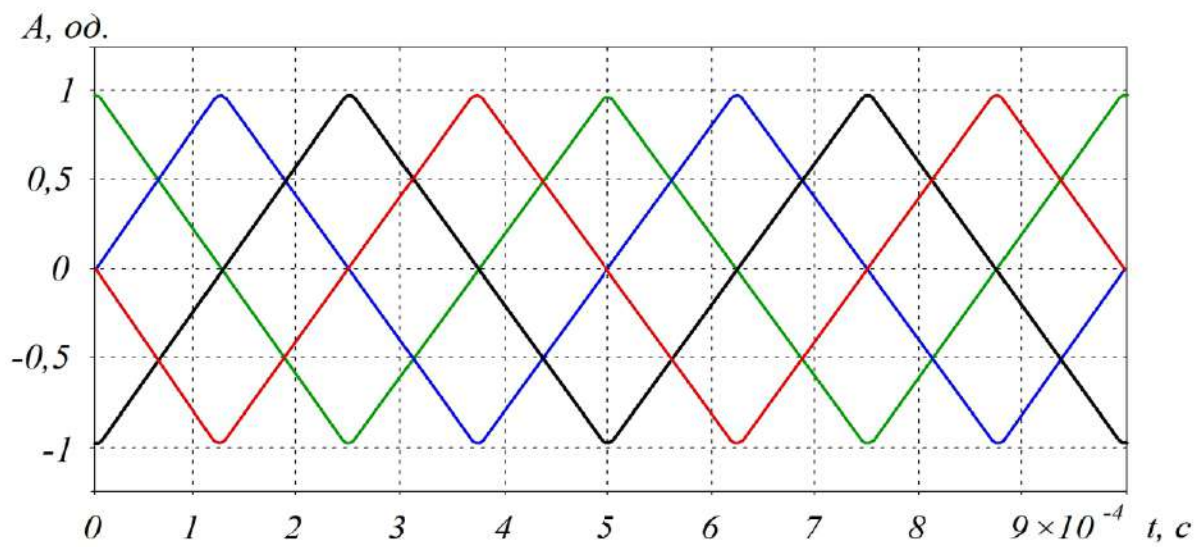


Рисунок 2.30 – Синхронізація чотирьох опорних сигналів у ШІМ для чотирьох мостів АІН

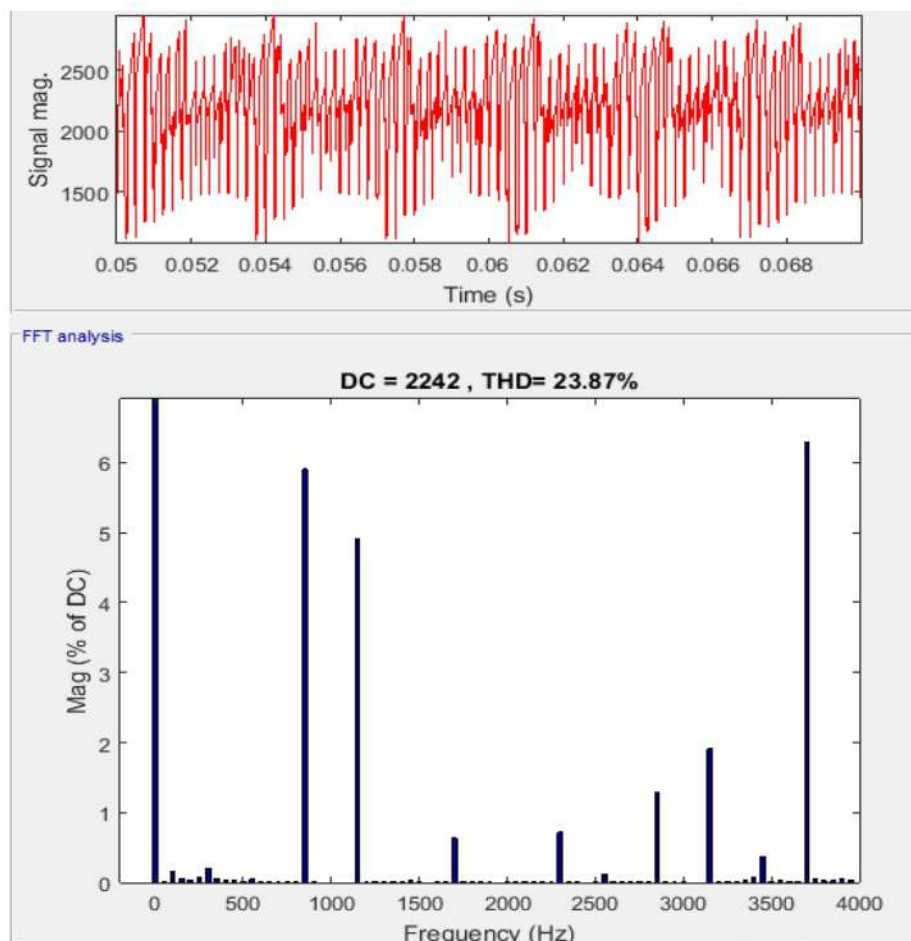


Рисунок 2.31 – Фур’є-аналіз сумарного вхідного струму чотирьох АІН, що працюють у режимі двосторонньої ШІМ з компенсацією

Слід зазначити, що при збільшенні числа паралельно працюючих мостів, які працюють у компенсаційному режимі, ефект компенсації вищих гармонік посилюється.

Дані, отримані в ряді імітаційних експериментів, наведено в табл. 2.3.

Таблиця 2.3 – Параметри емісії вищих гармонік тяговими інверторами

Показники	Однократна модуляція			ШІМ	
	120°	180°	150°	1-стор.	2-стор.
Частота опорного сигналу, Гц	50	50	50	1000	1000
Постійна складова вхідного струму одного АІН, А	785,9	942,6	901,6	741,4	742,5
Вхідна потужність одного АІН, кВА	1892,68	2701,43	2467,58	1668,15	1672,85
Без компенсації					
Порядок найбільшої гармоніки в спектрі вхідного струму	6	6	6	20	40
Коефіцієнт гармонічних спотворень за постійним струмом THD_{DC} , %	31,08	17,57	20,59	70,23	68,79
Коефіцієнт пульсації вхідного струму K_n , %	18,05	11,81	15,53	39,47	34,96
У режимі компенсації					
Порядок найбільшої гармоніки у спектрі вхідного струму	24	24	24	80	80
Коефіцієнт гармонічних спотворень за постійним струмом THD_{DC} , %	11,37	5,40	6,08	18,86	23,87
Коефіцієнт пульсації вхідного струму K_n , %	8,93	4,21	4,6	4,81	13,96

Як видно з табл. 2.3, алгоритм компенсації вищих гармонік вхідних струмів в багатоінверторній системі дає змогу значною мірою покращити гармонічний склад загального вхідного струму і підсумкові показники коефіцієнта пульсації та коефіцієнта гармонічних спотворень за постійним струмом як у режимі однократної модуляції, так і ШІМ.

Порівняльний аналіз алгоритмів однократної і широтно-імпульсної модуляції в автономних інверторах напруги показує, що меншу емісію вищих гармонік обумовлюють алгоритми однократної модуляції, а саме режим 180-градусного керування.

Синхронізація систем керування кількох паралельно підключених автономних інверторів напруги, які живляться від однієї мережі, і реалізація взаємного зсуву сигналів керування ключами на години компенсації дає змогу реалізувати ефект взаємної компенсації вищих гармонік вхідних струмів, чим досягається значне покращення коефіцієнта пульсації вхідного струму та коефіцієнта гармонічних спотворень за постійним струмом.

Імітаційне моделювання підтверджує, що алгоритм компенсації вищих гармонік у багатоінверторній системі дозволяє значно знизити емісію вищих гармонік у мережу живлення при реалізації режимів однократної і широтно-імпульсної модуляції.

2.4. Дослідження енергетичних характеристик трифазних автономних інверторів напруги з модифікованою широтно-імпульсною модуляцією

Найважливішими показниками роботи АІН є: показники синусоїдальності вихідної напруги і вихідного струму інвертора; якісні показники емісії вищих гармонік вхідного струму в мережу живлення інвертора; енергетичні показники статичних і динамічних втрат потужності в силових ключах інвертора і його ККД [39, 40].

Перелічені вище показники значною мірою залежать від застосованого алгоритму модуляції [41, 42]. А тому розробка нових алгоритмів модуляції напівпровідникових перетворювачів є одним з пріоритетних напрямів досліджень у галузі силової перетворювальної техніки.

Відомо досить багато алгоритмів модуляції та варіантів реалізації систем керування АІН [43, 44] (рис. 2.32). При цьому різні алгоритми модуляції зумовлюють досить різні енергетичні показники та показники емісії вищих гармонік.

Найбільш поширеними алгоритмами модуляції в автономних інверторах напруги є синусоїдальна широтно-імпульсна модуляція, а також просторово-векторна ШІМ [45, 46].

У публікаціях [47, 48] досліджено енергетичні показники автономних інверторів напруги з класичною синусоїдальною ШІМ (рис. 2.33).

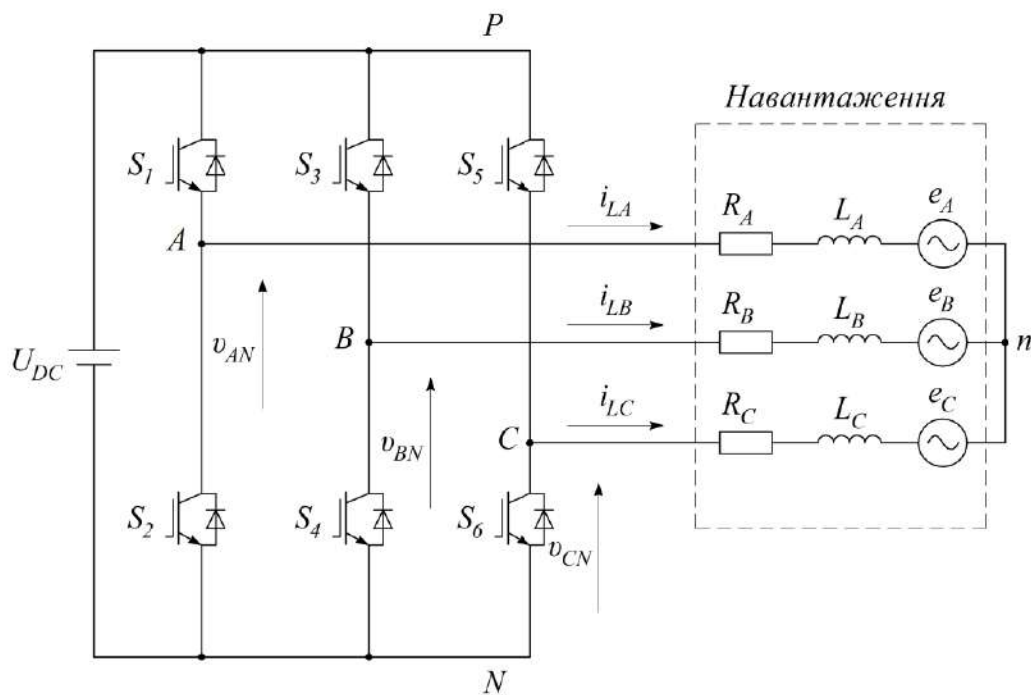


Рисунок 2.32 – Схема трифазного автономного інвертора напруги

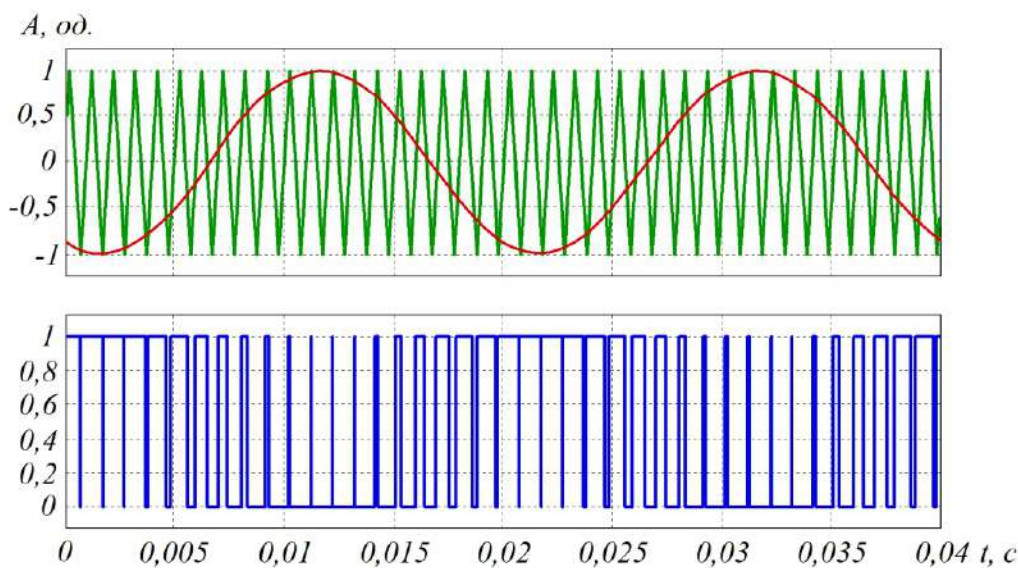


Рисунок 2.33 – Класична синусоїдальна ШІМ

Тип синусоїдальної ШІМ на основі несучої частоти опорного сигналу є найбільш популярним серед силових перетворювачів в області малих потужностей. Алгоритми модуляції цього типу мають не найкращі показники якості електроенергії.

У публікаціях [49, 50] подано результати дослідження енергетичних показників автономних інверторів напруги з ШІМ у режимі перемодуляції (рис. 2.34).

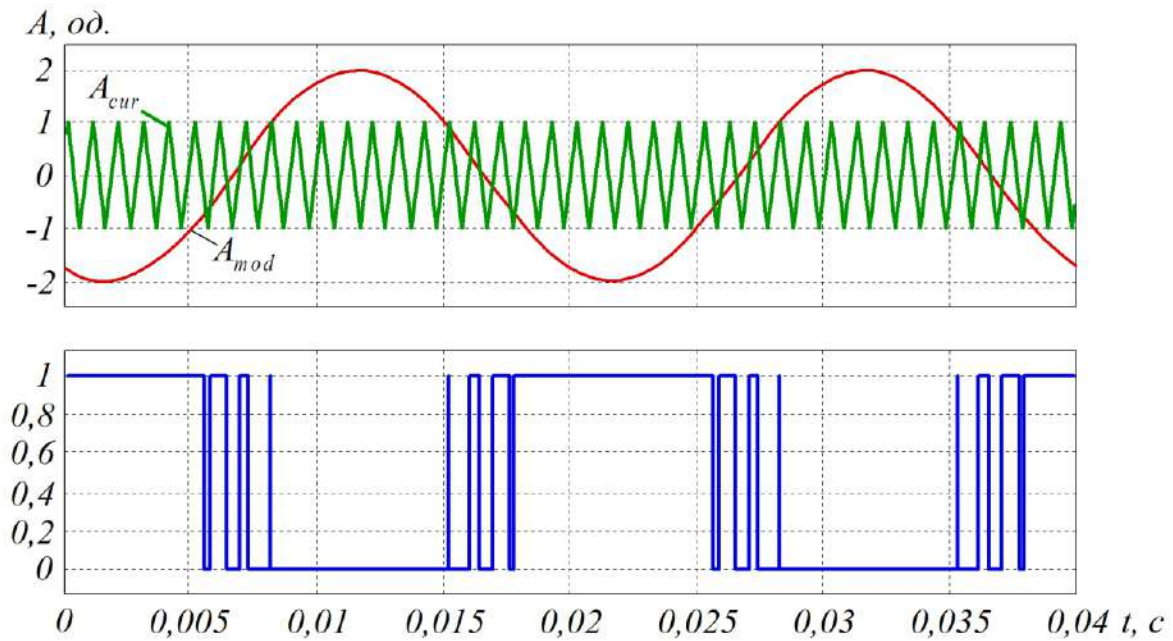


Рисунок 2.34 – ШІМ у режимі перемодуляції

У режимі ШІМ-перемодуляції амплітуда синусоїдального сигналу задання навмисно задається вище амплітуди несучого пилоподібного сигналу, тобто коефіцієнт модуляції набуває значення вище одиниці ($k > 1$).

$$k = \frac{A_{mod}}{A_{cur}}, \quad (2.20)$$

де A_{mod} – амплітуда модульованого сигналу задання; A_{cur} – амплітуда несучого сигналу.

У даному режимі модуляції спостерігається значне покращення показників синусоїдальності вихідної напруги та вихідного струму, а також збільшення вихідної потужності інвертора та підвищення ККД.

З точки зору реалізації найбільшого ККД інвертора найбільш енергоефективним є алгоритм однократної модуляції, а саме режим 180-градусного керування, при якому силові транзистори комутують з частотою вихідної напруги, що зумовлює мінімум динамічних втрат.

У публікаціях [51, 52] досліджено енергетичні показники автономних інверторів напруги з трапецеїдальною ШІМ (рис. 2.35). Методика трапецеїдальної широтно-імпульсної модуляції побудована на принципі порівняння високочастотного трикутного сигналу A_{cur} з трапецеїподібним сигналом. Це порівняння приводить до імпульсів, які виходять щоразу, коли значення трапецеїдального імпульсу більше, ніж трикутного імпульсу.

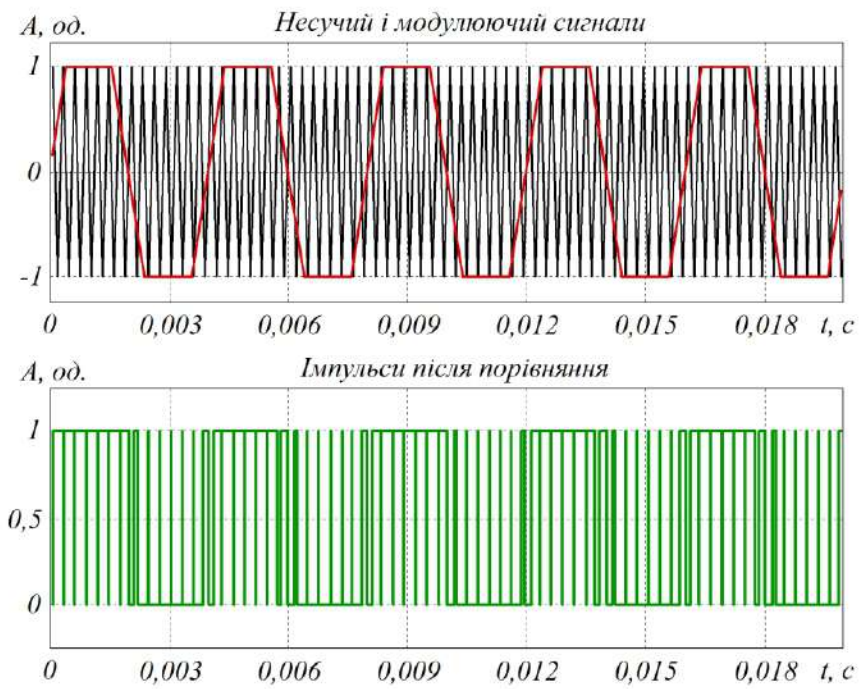


Рисунок 2.35 – Трапецеїдальна ШІМ

Також відомий метод покращення енергетичних характеристик автономних інверторів напруги шляхом додавання в модульований синусоїдальний сигнал третьої гармоніки (рис. 2.36).

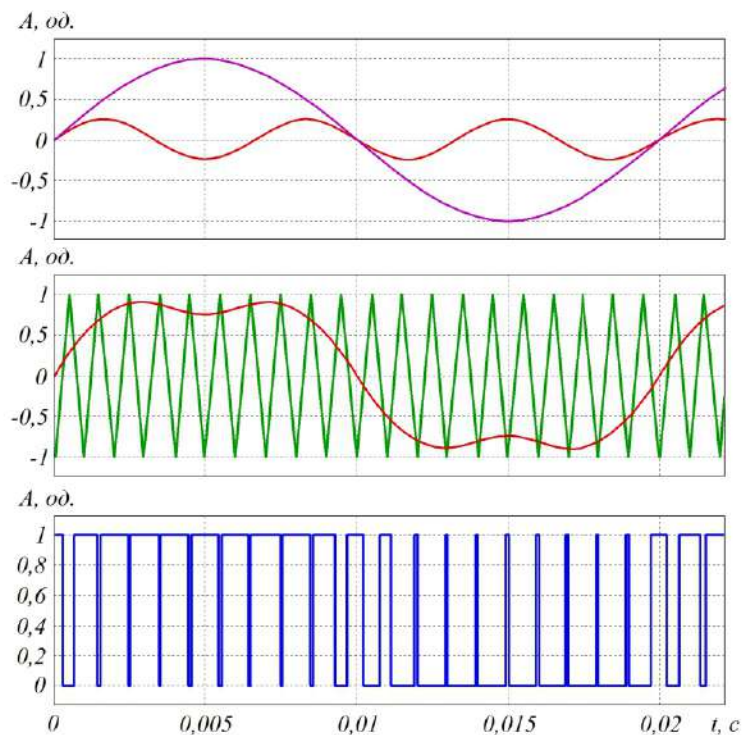


Рисунок 2.36 – Модифікована синусоїдальна ШІМ з додаванням синусоїдального сигналу з потроєною частотою

Даний алгоритм модуляції дає змогу значною мірою покращити енергетичні показники автономних інверторів напруги. При цьому питання оптимальної амплітуди доданого сигналу третьої гармоніки і режиму адаптивного задання несучого сигналу ШІМ не є дослідженими.

Імітаційну модель трифазного автономного інвертора напруги з ШІМ, що було розроблено в програмному забезпеченні MATLAB / Simulink, наведено на рис. 2.37.

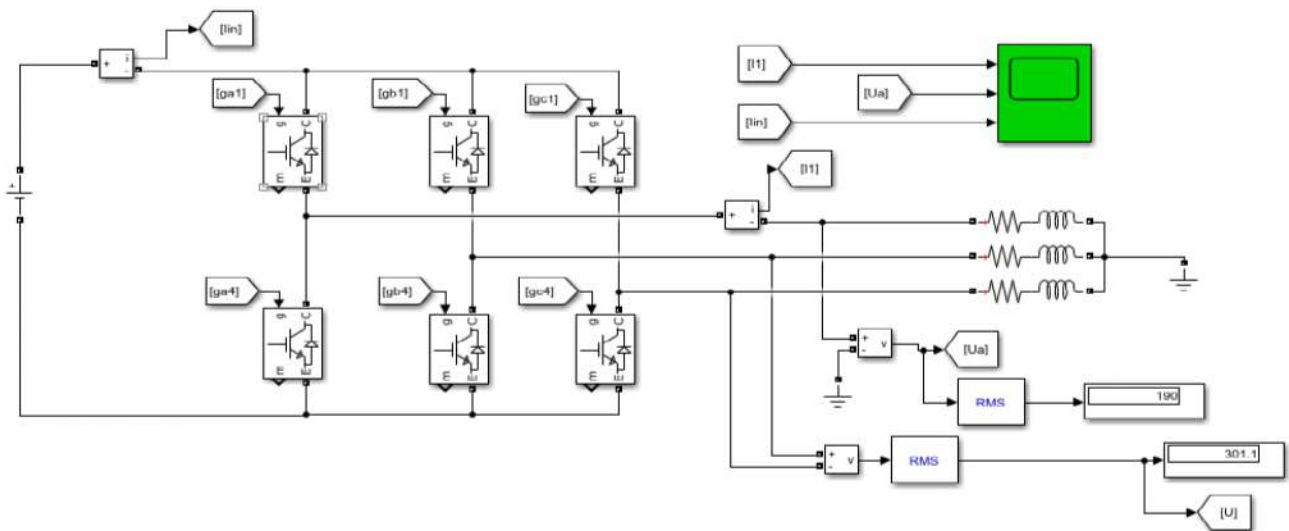


Рисунок 2.37 – Імітаційна модель трифазного автономного інвертора напруги з ШІМ

На цій моделі було визначено енергетичні показники при реалізації синусоїдальної ШІМ, синусоїдальної ШІМ з додаванням третьої гармоніки та синусоїдальної ШІМ з додаванням третьої гармоніки при реалізації адаптивної амплітуди несучого сигналу.

Параметри моделі інвертора наведено у табл. 2.4.

Таблиця 2.4 – Параметри моделі інвертора

Параметр	Значення
Вхідна напруга U_{dc} , V	600
Опір навантаження R , Ом	0,32
Індуктивність навантаження L , мГн	1
Частота ШІМ f , кГц	1...8

Визначення статичних і динамічних втрат потужності в силових ключах виконано шляхом створення моделі розрахунку втрат потужності шляхом

апроксимації енергетичних характеристик силового ключа CM600XDX-24T1. Метод визначення втрат у силових ключах докладно наведено у публікації [53].

Результати моделювання енергетичних параметрів АІН з класичною синусоїдальною ШІМ при зміні частоти модуляції від 1 кГц до 8 кГц подано в табл. 2.5.

Гармонічний аналіз класичної синусоїдальної ШІМ наведено на рис. 2.38.

Таблиця 2.5 – Енергетичні параметри АІН з класичною синусоїдальною ШІМ

Параметр	Дані 1	Дані 2	Дані 3	Дані 4
Частота ШІМ, кГц	1	2	4	8
Вихідний струм I_{out_rms} , А	472,4	472,2	472,2	472,3
ТНД I_{out} , %	3,469	1,717	0,8568	0,4287
Вихідна напруга U_{out_rms} , В	256,8	256,9	256,9	256,9
ТНД U_{out} , %	68,7	68,7	68,67	68,67
Вхідний струм I_{in_rms} , А	432,7	432,2	432	432,5
ТНД I_{in} , %	95,76	95,76	95,76	95,76
Спожита з мережі потужність P_{in} , Вт	259640,4	259347	259185,7	259528,2
Втрати потужності P_{loss} (6 IGBT), Вт	2605,71	2897,17	3493,47	4679,35
ККД, %	98,9964	98,8828	98,6521	98,1969

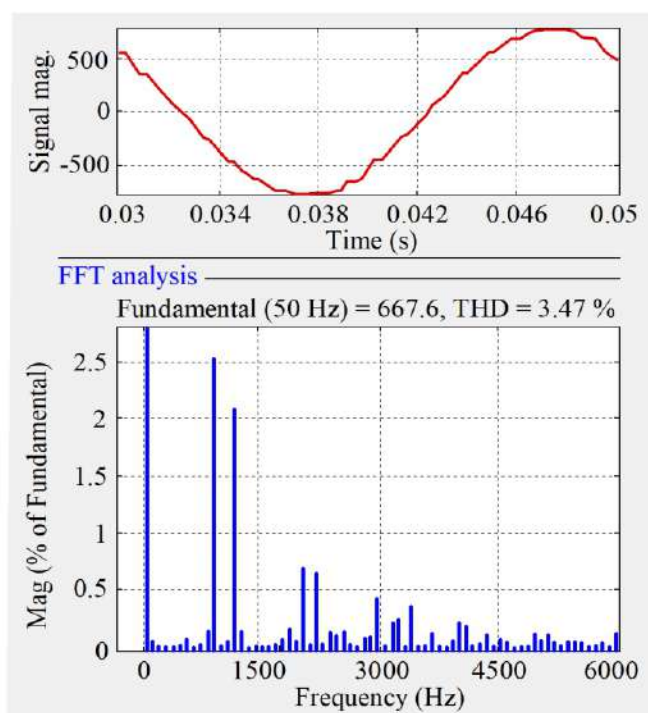


Рисунок 2.38 – Гармонічний аналіз класичної синусоїдальної ШІМ

Енергетичні показники АІН із синусоїдальною ШІМ будемо вважати за базові при порівнянні з алгоритмами модуляції з модифікованою ШІМ.

Реалізація модифікованої ШІМ виконується шляхом додавання до класичної синусоїдальної ШІМ третьої гармоніки (рис. 2.37). При цьому амплітуда несучого пилкоподібного сигналу в ході експериментів залишається постійною і дорівнює одиниці. Амплітуда першої гармоніки – постійна і дорівнює одиниці.

Амплітуда третьої гармоніки в ряді експериментів складала 6,66 %, 16,66 % і 33,33 % від амплітуди першої гармоніки. Результати моделювання модифікованої ШІМ з додаванням пилкоподібного сигналу 150 Гц наведено в табл. 2.6...2.8.

Таблиця 2.6 – Енергетичні параметри АІН з модифікованою ШІМ при 150 Гц – 6,66 %

Параметр	Дані 1	Дані 2	Дані 3	Дані 4
Частота ШІМ, кГц	1	2	4	8
Вихідний струм I_{out_rms} , А	501,9	501,3	500,8	501,5
ТНД I_{out} , %	3,245	1,607	0,804	0,4003
Вихідна напруга U_{out_rms} , В	264,8	264,7	264,6	264,8
ТНД U_{out} , %	62,12	62,21	62,29	62,11
Вхідний струм I_{in_rms} , А	473,8	473	472,3	473,4
ТНД I_{in} , %	30189	50990	50807	1032773
Спожита з мережі потужність P_{in} , Вт	284283,8	283824,9	283376	284016,1
Втрати потужності P_{loss} (6 IGBT), Вт	2856,55	3164,37	3788,73	5051,2
ККД, %	98,9951	98,885	98,663	98,2215

Гармонічний аналіз синусоїдальної ШІМ з додаванням третьої гармоніки без режиму адаптивної амплітуди несучої пилки наведено на рис. 2.39.

Як бачимо з проведеного моделювання, при додаванні третьої гармоніки до синусоїдальної ШІМ зі збільшенням вмісту третьої гармоніки покращується синусоїдальність вихідної напруги та вихідного струму. Крім цього, зменшується вміст вищих гармонік вхідного струму. Також зменшується відносне значення втрат потужності і зростає ККД.

Таблиця 2.7 – Енергетичні параметри АІН з модифікованою ШІМ при 150 Гц – 16,66 %

Параметр	Дані 1	Дані 2	Дані 3	Дані 4
Частота ШІМ, кГц	1	2	4	8
Вихідний струм I_{out_rms} , А	534,3	533,8	533,7	534,1
ТНД I_{out} , %	2,985	1,468	0,7362	0,3648
Вихідна напруга U_{out_rms} , В	273,3	273,2	273,1	273,2
ТНД U_{out} , %	54,97	55,02	55,01	54,86
Вхідний струм I_{in_rms} , А	520,4	519,8	519,3	520,1
ТНД I_{in} , %	7736	72517	52741	195513
Спожита з мережі потужність P_{in} , Вт	312217,7	311860,8	311551,6	312083,2
Втрати потужності P_{loss} (6 IGBT), Вт	3089,16	3436,88	4108,34	5418,71
ККД, %	99,0115	98,8979	98,6813	98,2636

Таблиця 2.8 – Енергетичні параметри АІН з модифікованою ШІМ при 150 Гц – 33,33 %

Параметр	Дані 1	Дані 2	Дані 3	Дані 4
Частота ШІМ, кГц	1	2	4	8
Вихідний струм I_{out_rms} , А	536,1	538,3	537,7	538,4
ТНД I_{out} , %	2,891	1,393	0,6898	0,3438
Вихідна напруга U_{out_rms} , В	274,6	274,3	274,1	274,3
ТНД U_{out} , %	53,97	53,97	54,09	53,91
Вхідний струм I_{in_rms} , А	526,9	526,3	525,7	526,5
ТНД I_{in} , %	4297	21284	61214	123056
Спожита з мережі потужність P_{in} , Вт	316160,8	315797,9	315443,1	315870,7
Втрати потужності P_{loss} (6 IGBT), Вт	3190,41	3554,27	4233,77	5582,87
ККД, %	98,9908	98,8745	98,6578	98,2325

У ході експериментів було визначено, що при додаванні в модулюючий сигнал третьої гармоніки амплітуда результуючого сигналу A_{mod} знижується відносно амплітуди першої гармоніки A_1 (рис. 2.40).

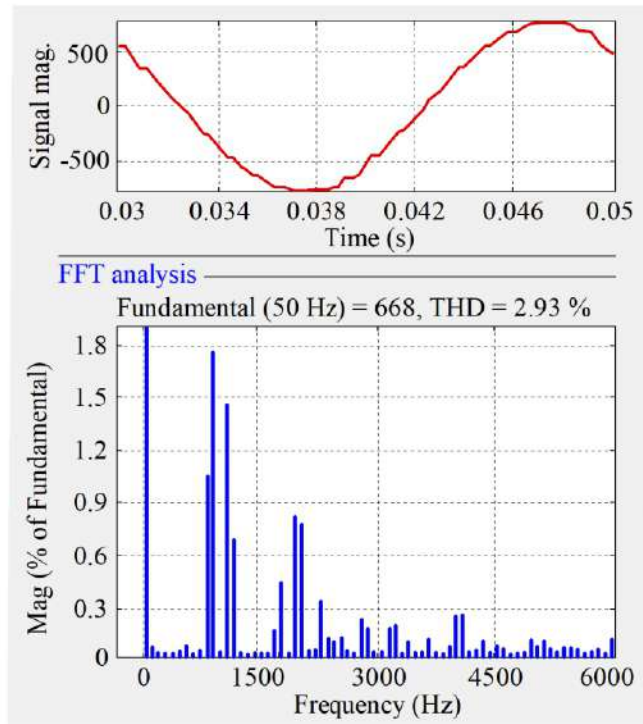


Рисунок 2.39 – Гармонічний аналіз синусоїдальної ШІМ з додаванням третьої гармоніки без режиму адаптивної амплітуди несучої пилки

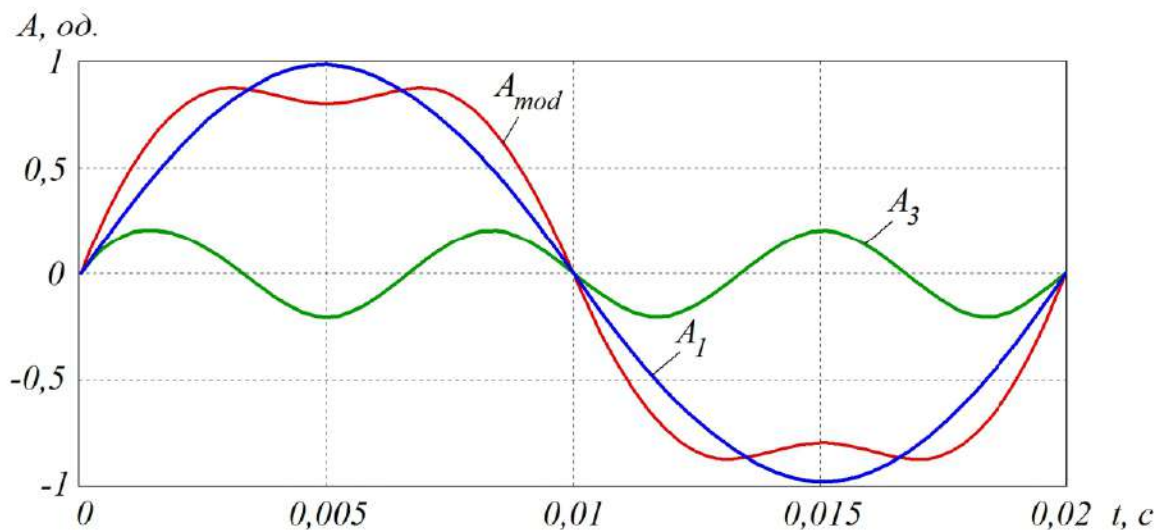


Рисунок 2.40 – Модифікована синусоїдальна ШІМ з третьою гармонікою

За умови постійної амплітуди несучого пилкоподібного сигналу коефіцієнт модуляції k стає нижче одиниці. Запропоновано реалізацію адаптивного режиму амплітуди несучого пилкоподібного сигналу. Тобто алгоритм модуляції залежно від того, яку величину третьої гармоніки додано, перераховує і налаштовує відповідну амплітуду пилкоподібного несучого сигналу. Режим неадаптивної пилки в ШІМ модуляції з додаванням третьої гармоніки наведено на рис. 2.41.

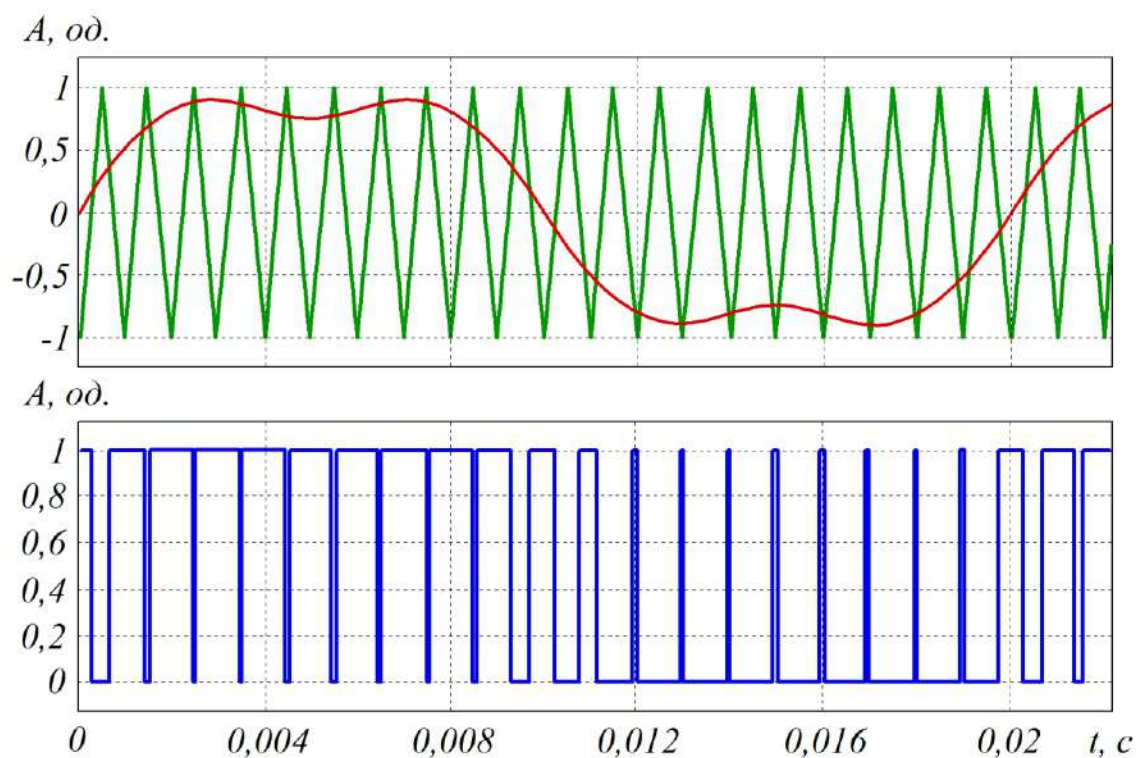


Рисунок 2.41 – Режим неадаптивної пилки відносно амплітуди A_{mod} у ШІМ

Режим адаптивної пилки в ШІМ модуляції з додаванням третьої гармоніки наведено на рис. 2.42.

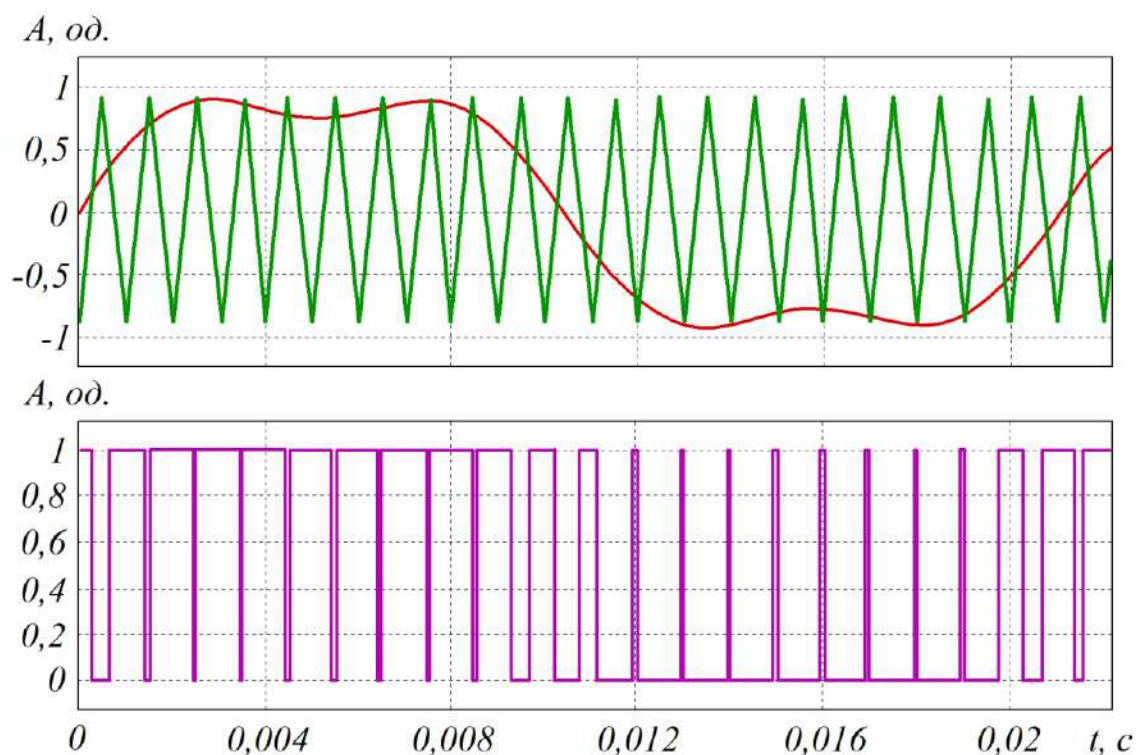


Рисунок 2.42 – Режим адаптивної пилки відносно амплітуди A_{mod} у ШІМ

Результати моделювання модифікованої ШІМ з додаванням третьої гармоніки при реалізації режиму адаптивної амплітуди пилки наведено в табл. 2.9...2.11.

Таблиця 2.9 – Енергетичні параметри АІН з модифікованою ШІМ (з додаванням третьої гармоніки) при 150 Гц – 6,66 %

Параметр	Дані 1	Дані 2	Дані 3	Дані 4
Частота ШІМ, кГц	1	2	4	8
Вихідний струм I_{out_rms} , А	506,4	506,1	505,5	505,9
ТНД I_{out} , %	3,195	1,58	0,7898	0,3938
Вихідна напруга U_{out_rms} , В	266	266	265,8	265,9
ТНД U_{out} , %	61,11	61,12	61,21	61,12
Вхідний струм I_{in_rms} , А	480,1	479,7	479	479,7
ТНД I_{in} , %	192706	137797	67724	1335153
Спожита з мережі потужність P_{in} , Вт	288066,8	287798,5	287396	287812,4
Втрати потужності P_{loss} (6 IGBT), Вт	2904,59	3215,64	3837,64	5109,41
ККД, %	98,9916	98,8826	98,6646	98,2247

Таблиця 2.10 – Енергетичні параметри АІН з модифікованою ШІМ (з додаванням третьої гармоніки) при 150 Гц – 16,66 %

Параметр	Дані 1	Дані 2	Дані 3	Дані 4
Частота ШІМ, кГц	1	2	4	8
Вихідний струм I_{out_rms} , А	545,6	545,6	544,5	545,3
ТНД I_{out} , %	2,904	1,427	0,7122	0,3547
Вихідна напруга U_{out_rms} , В	276,2	276,2	275,9	276
ТНД U_{out} , %	52,48	52,37	52,57	52,36
Вхідний струм I_{in_rms} , А	537	536,9	535,6	536,8
ТНД I_{in} , %	271048	396775	79597	414029
Спожита з мережі потужність P_{in} , Вт	322177,1	322115,6	321350,8	322063,8
Втрати потужності P_{loss} (6 IGBT), Вт	3275,23	3614,57	4286,66	5633,3
ККД, %	98,9834	98,8778	98,666	98,2508

Модифікована ШІМ з додаванням третьої гармоніки забезпечує значно покращені показники синусоїдальності вихідної напруги і вихідного струму, що дає змогу знизити емісію вищих гармонік вхідного струму в мережу живлення, а також підвищити вихідну потужність інвертора.

Таблиця 2.11 – Енергетичні параметри АІН з модифікованою ШІМ (з додаванням третьої гармоніки) при 150 Гц – 33,33 %

Параметр	Дані 1	Дані 2	Дані 3	Дані 4
Частота ШІМ, кГц	1	2	4	8
Вихідний струм I_{out_rms} , А	501,2	500,5	500,4	500,9
ТНД I_{out} , %	2,953	1,43	0,71	0,3542
Вихідна напруга U_{out_rms} , В	264,8	264,5	264,5	264,6
ТНД U_{out} , %	62,36	62,37	62,39	62,25
Вхідний струм I_{in_rms} , А	473	472,3	472	472,5
ТНД I_{in} , %	226781	202513	43790	270130
Спожита з мережі потужність P_{in} , Вт	283805,4	283384,5	283176,1	283516,1
Втрати потужності P_{loss} (6 IGBT), Вт	2888,89	3171,88	3807,41	5073,11
ККД, %	98,982	98,8807	98,6554	98,2106

Гармонічний аналіз синусоїдальної ШІМ з додаванням третьої гармоніки з режимом адаптивної амплітуди несучої пилки наведено на рис. 2.43.

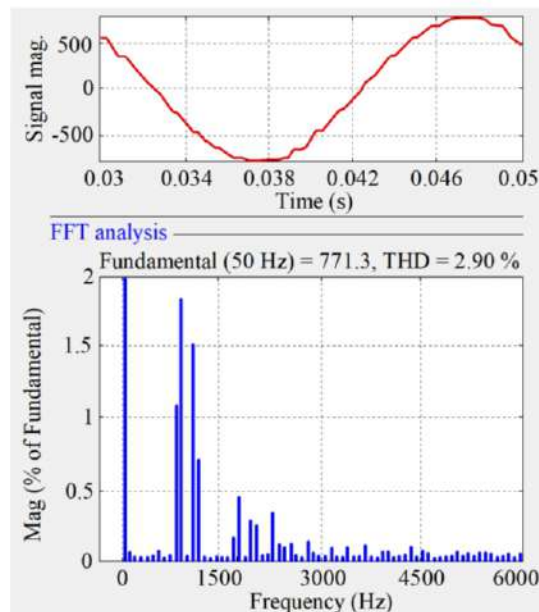


Рисунок 2.43 – Гармонічний аналіз синусоїдальної ШІМ з додаванням третьої гармоніки з режимом адаптивної амплітуди несучої пилки

Реалізовані енергетичні характеристики інвертора залежать від амплітуди доданого сигналу третьої гармоніки. При цьому для отримання найкращих енергетичних характеристик необхідно реалізувати адаптивну зміну амплітуди несучого сигналу.

2.5. Аналіз енергоефективності дворівневих автономних інверторів напруги в режимі перемодуляції

Для дослідження енергетичних характеристик АІН у режимі перемодуляції в програмі Matlab було розроблено імітаційну модель. Моделювання проводилося з такими параметрами: напруга живлення – 3 кВ; індуктивність вхідного фільтра – 1 мГн, ємність вхідного фільтра – 2 мФ; індуктивність навантаження – 4 мГн, опір навантаження – 2 Ом, частота першої гармоніки вихідної напруги – 50 Гц, частота опорного сигналу в ШІМ – 1 кГц. Імітаційну модель автономного інвертора напруги з досліджуваними системами керування наведено на рис. 2.44.

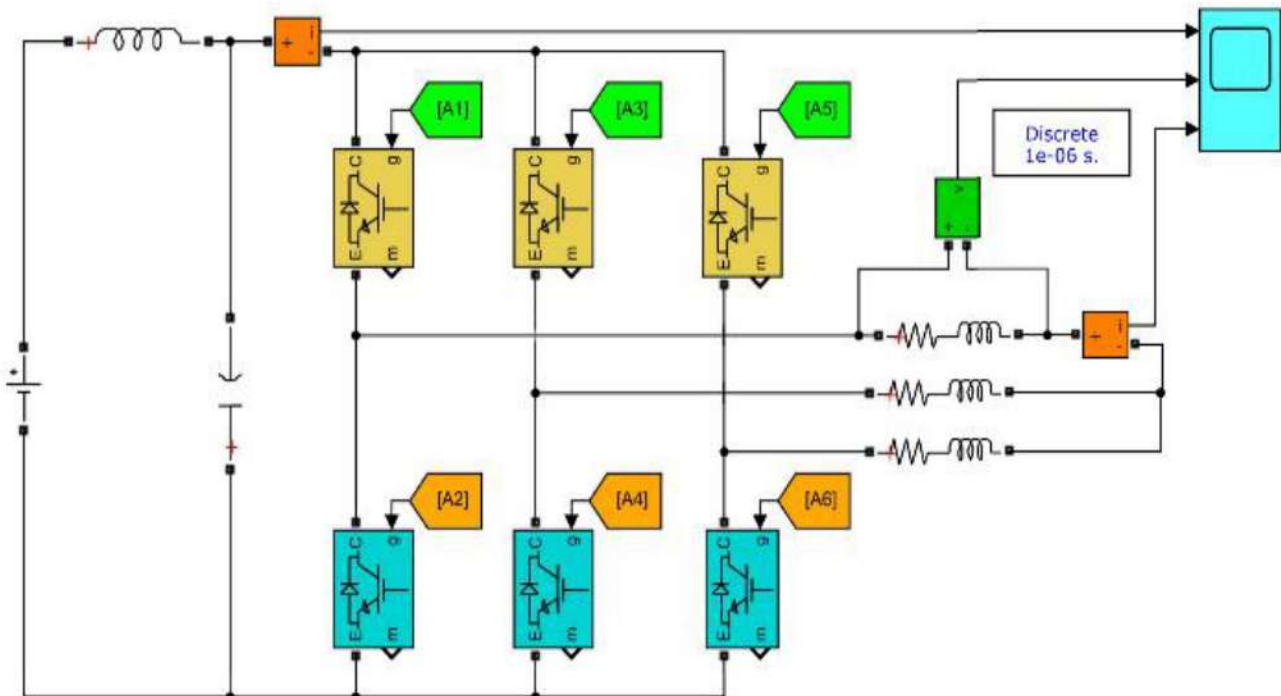


Рисунок 2.44 – Імітаційна модель дворівневого автономного інвертора напруги

У режимі ШІМ-перемодуляції амплітуда синусоїдального сигналу задання навмисно задається вище амплітуди несучого пилкоподібного сигналу (рис. 2.45), при цьому коефіцієнт модуляції k набуває значення вище одиниці.

У режимі перемодуляції в АІН при тих самих параметрах навантаження і живлення виникають такі явища [54]:

- підвищуються амплітуди вихідної напруги та вихідного струму;
- підвищується синусоїдальність вихідної напруги та вихідного струму;
- знижуються динамічні втрати в ключах;
- знижується коефіцієнт гармонічних спотворень вхідного струму.

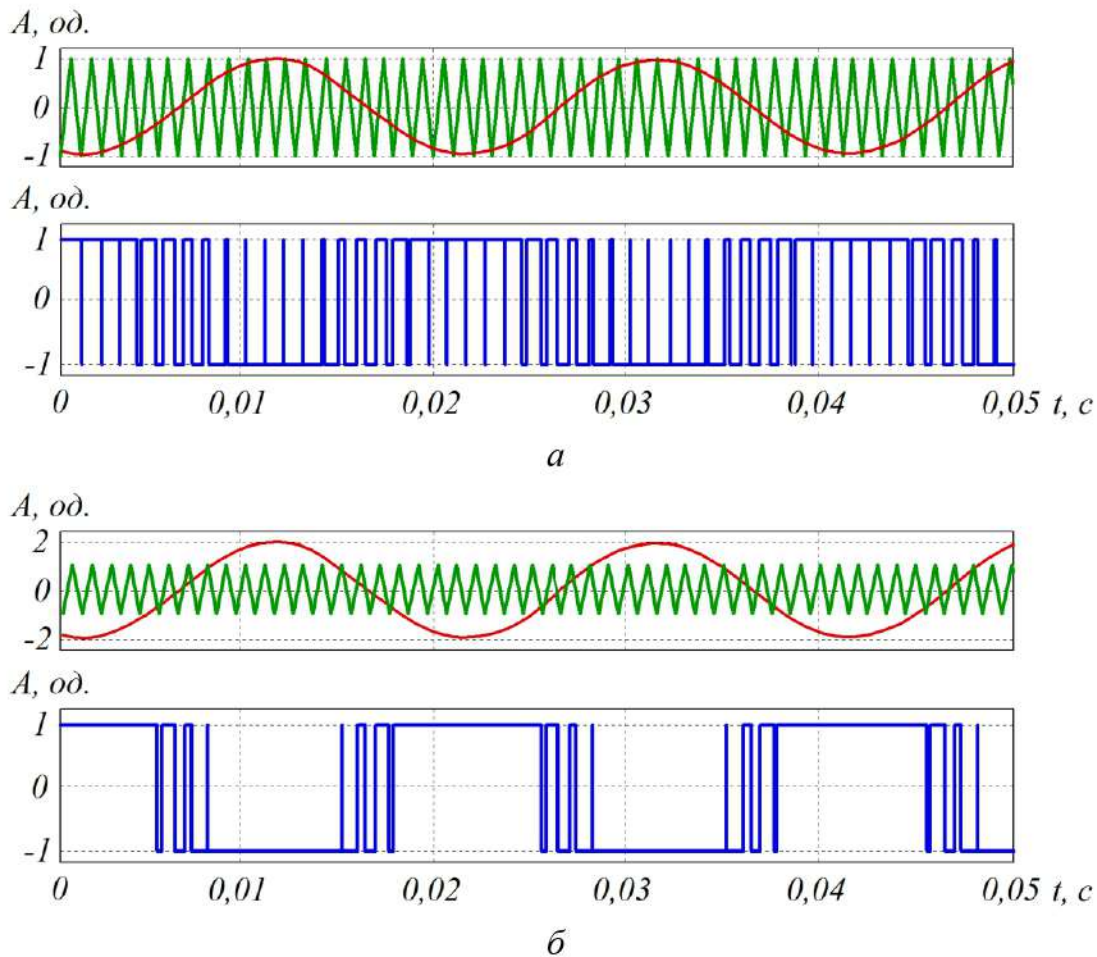


Рисунок 2.45 – Широтно-імпульсна модуляція:

a – в режимі класичної ШІМ при $k = 1$; b – у режимі перемодуляції при $k = 2$

Форми вихідної напруги АІН при коефіцієнтах модуляції $k = 1$ і при $k = 2,1$ наведено на рис. 2.46. Як видно з рис. 2.46, при збільшенні коефіцієнта модуляції k вище одиниці форма вихідної напруги АІН подібна до форми вихідної напруги при 180-градусному керуванні. При цьому зі зростанням значення коефіцієнта модуляції вище одиниці амплітуди перших гармонік вихідної напруги та вихідного струму будуть експоненціально подібними до значень при 180-градусному керуванні.

Залежність амплітуди першої гармоніки вихідного струму АІН від значення коефіцієнта модуляції наведено на рис. 2.47.

Залежність вихідної потужності в одній фазі АІН від коефіцієнта модуляції наведено на рис. 2.48.

Таким чином, режим перемодуляції дає змогу значно підвищити вихідну потужність АІН. Залежно від амплітуди першої гармоніки вихідного струму та вихідної потужності в режимі перемодуляції спостерігається значна нелінійність при $k > 1$.

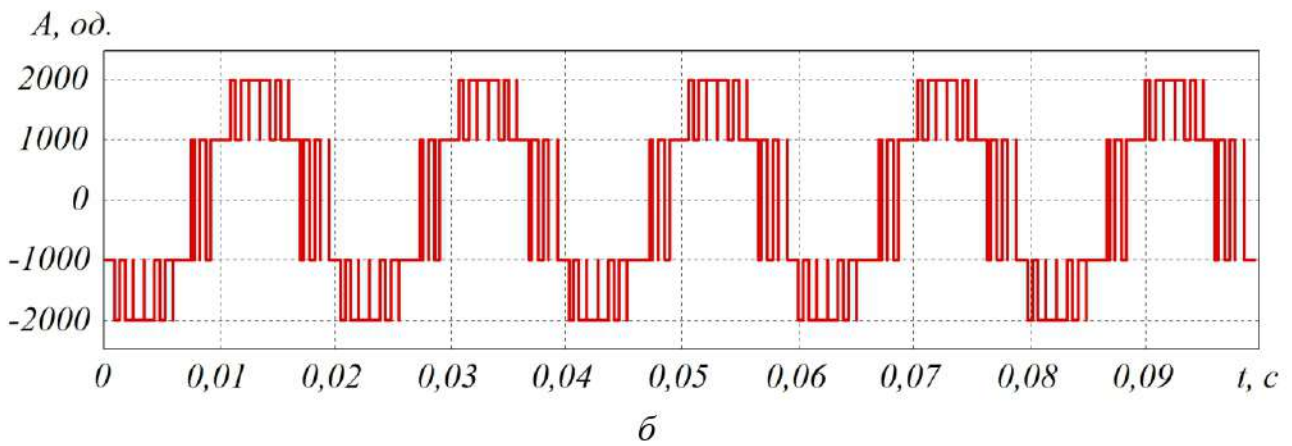
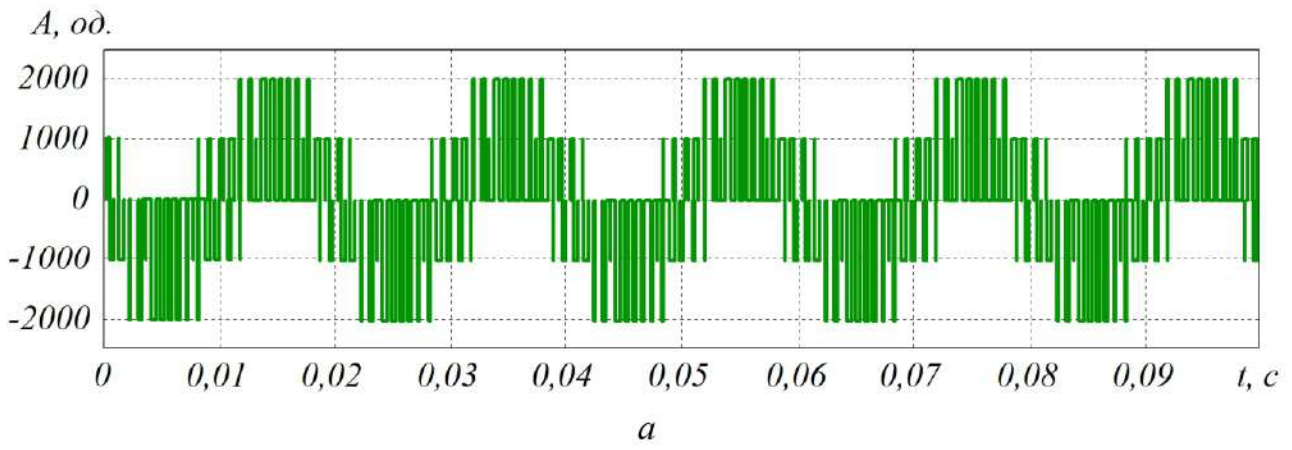


Рисунок 2.46 – Форма вихідної напруги АІН:
 a – при $k = 1$; b – при $k = 2,1$

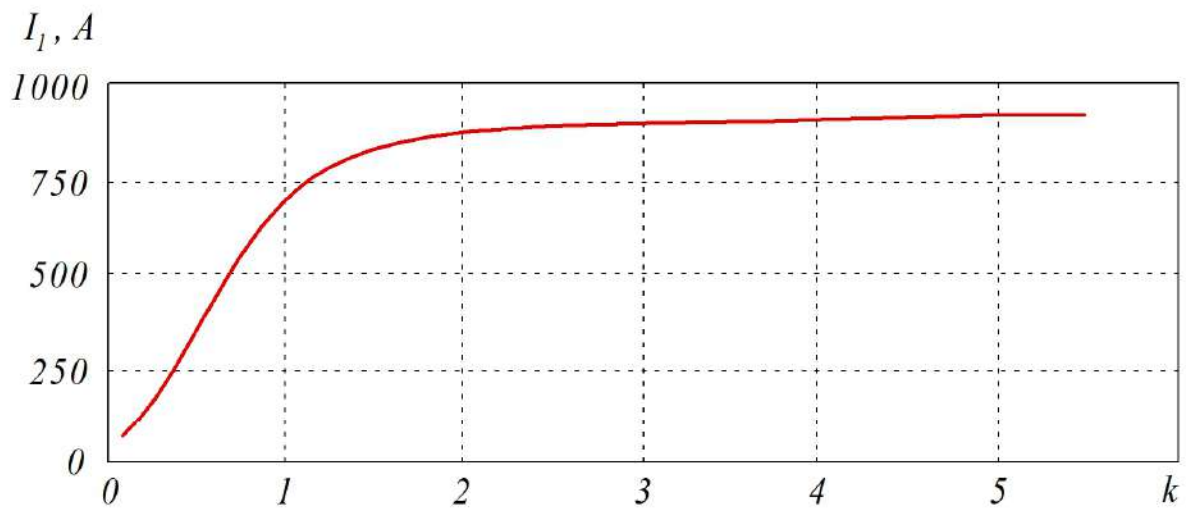


Рисунок 2.47 – Залежність амплітуди першої гармоніки вихідного струму від коефіцієнта модуляції

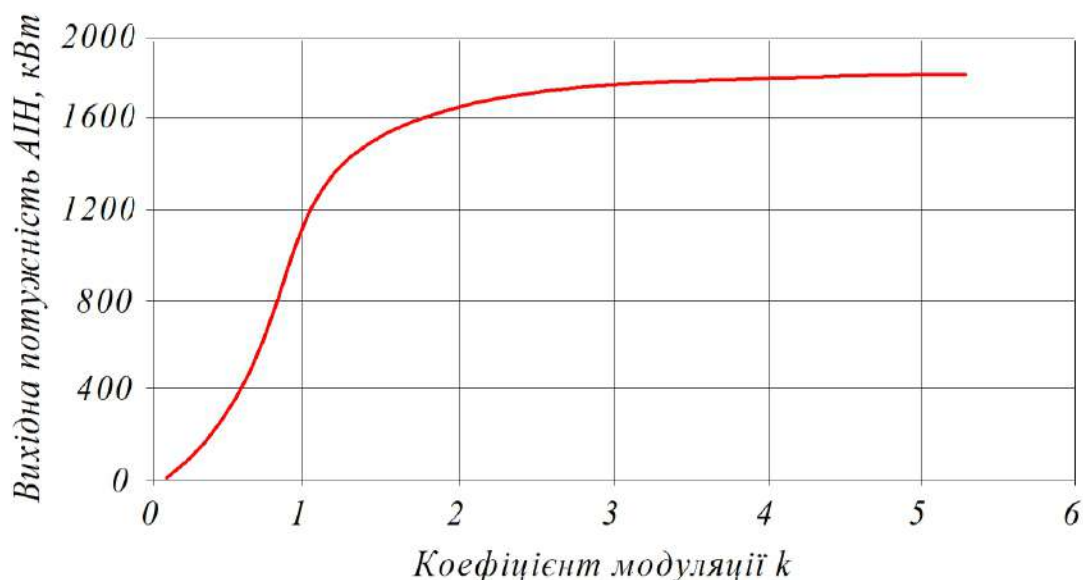


Рисунок 2.48 – Залежність вихідної потужності в одній фазі АІН від коефіцієнта модуляції

Режим перемодуляції позитивно впливає не тільки на вихідну потужність АІН, але й на параметри якості електроенергії. У режимі перемодуляції підвищується синусоїдальність вихідної напруги та вихідного струму. Залежність коефіцієнта гармонічних спотворень вихідної напруги від коефіцієнта модуляції наведено на рис. 2.49.



Рисунок 2.49 – Залежність коефіцієнта гармонічних спотворень вихідної напруги від коефіцієнта модуляції

Зі зростанням значення коефіцієнта модуляції k значення коефіцієнта гармонічних спотворень вихідної напруги буде експоненціально спадати до

значення коефіцієнта гармонічних спотворень при режимі однократної модуляції, тобто до значення 31,09 %.

Залежність коефіцієнта гармонічних спотворень вихідного струму АІН від коефіцієнта модуляції наведено на рис. 2.50.

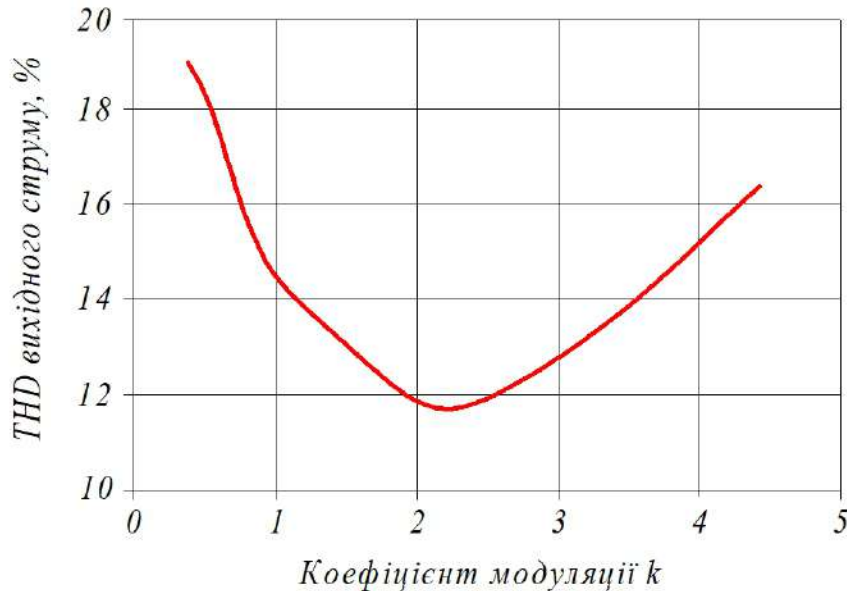


Рисунок 2.50 – Залежність коефіцієнта гармонічних спотворень вихідної напруги від коефіцієнта модуляції

З рис. 2.50 стає очевидним, що коефіцієнт гармонічних спотворень вихідного струму знижується до значення 11,8 % при $k = 2,1$, після чого починає зростати. Ця точка є важливою виходячи з мінімізації додаткових втрат в асинхронному двигуні від вищих гармонік.

Подальше зростання коефіцієнта гармонічних спотворень після $k = 2,1$ пояснюється тим, що при підвищенні коефіцієнта модуляції відбувається збільшення вмісту п'ятої і сьомої гармонік у вихідній напрузі і відповідно у вихідному струмі. Таким чином, можна зробити висновок про те, що використання режиму перемодуляції доцільне до значення коефіцієнта перемодуляції $k < 2,1$, після якого спостерігається погіршення синусоїдальності вихідного струму.

Ще однією перевагою режиму перемодуляції є зниження пульсації вхідного струму, що обумовлює поліпшення електромагнітної сумісності АІН з мережею живлення. Залежність коефіцієнта гармонічних спотворень вхідного струму АІН від коефіцієнта модуляції наведено на рис. 2.51.

У режимі перемодуляції формуються інтервали часу, при яких синусоїдальні сигнали задання стають вище пилкоподібного сигналу.

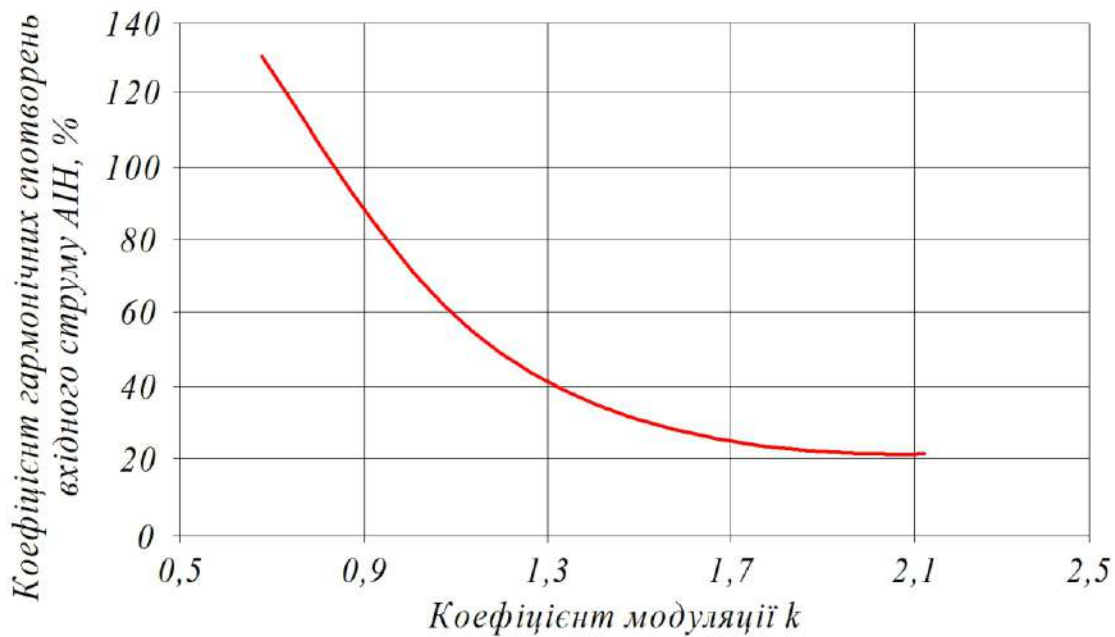


Рисунок 2.51 – Залежність коефіцієнта гармонічних спотворень вхідного струму АІН від коефіцієнта модуляції

У дані інтервали часу не відбувається комутація силових ключів, що веде до зниження числа перемикачів силових ключів, а відповідно, й до зниження динамічних втрат.

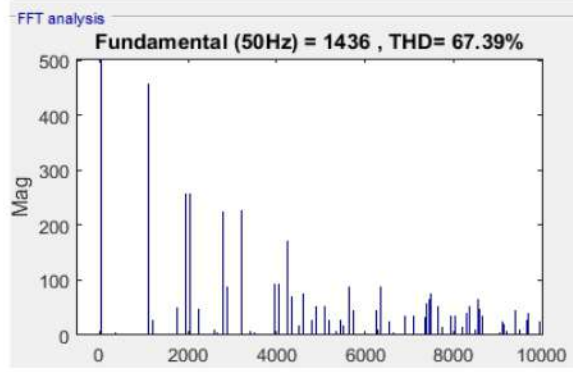
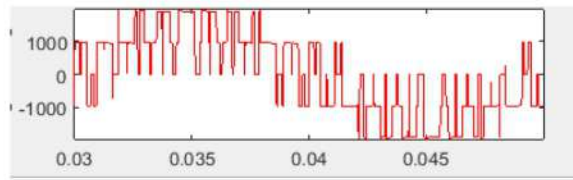
Фур'є-аналіз вихідної напруги, вихідного струму та вхідного струму АІН при $k = 1$ і в режимі перемодуляції при $k = 2,1$ наведено на рис. 2.52.

Розрахунок статичних і динамічних втрат силових ключів для розглянутих алгоритмів модуляції було проведено для IGBT-модулів 45-го класу типу CM1200HG-90R з номінальним струмом 1200 А виробництва компанії Mitsubishi Electric. Розрахунок було виконано в спеціалізованій програмі MelcoSim.

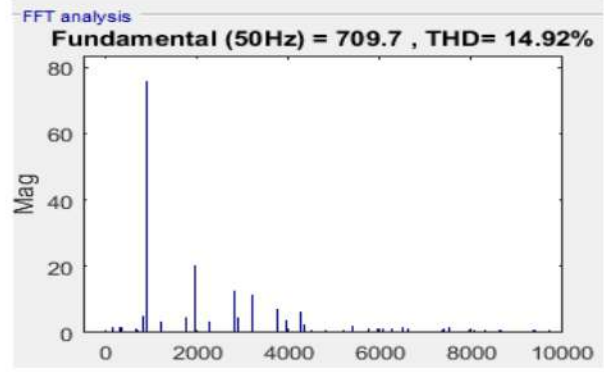
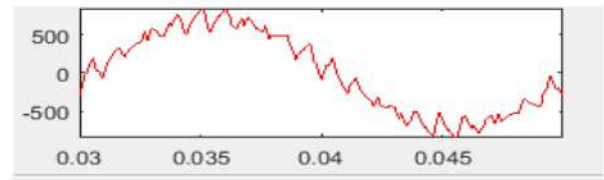
Залежність втрат у силовому ключі АІН типу CM1200HG-90R при напрузі в колі постійного струму 3 кВ і значенні вихідного струму 710 А від коефіцієнта модуляції наведено на рис. 2.53.

Підсумкові порівняльні результати розрахунків і моделювання енергетичних показників АІН з класичною модуляцією при $k = 1$ і в режимі перемодуляції при $k = 2,1$ наведено в табл. 2.12.

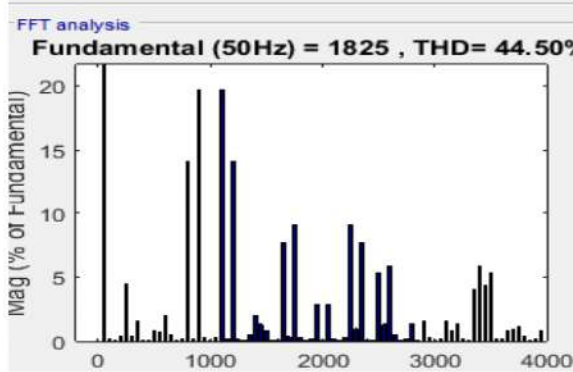
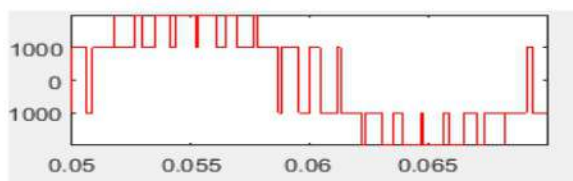
З табл. 2.12 видно, що режим перемодуляції порівняно з класичною синусоїдальною ШІМ при тих самих параметрах навантаження АІН дає змогу значно покращити енергетичні показники АІН, а саме збільшити вихідну потужність АІН, знизити значення коефіцієнтів гармонік вихідної напруги, вхідного струму та вихідного струму АІН; знизити динамічні втрати ключів АІН.



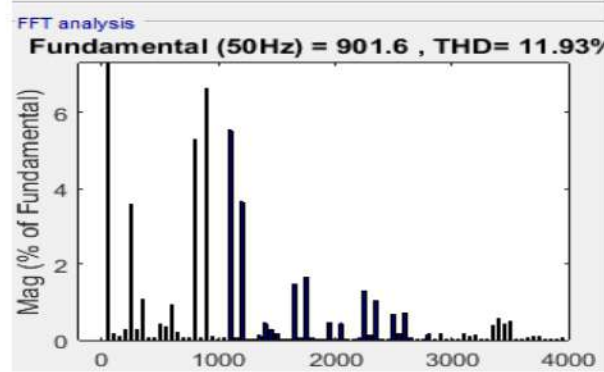
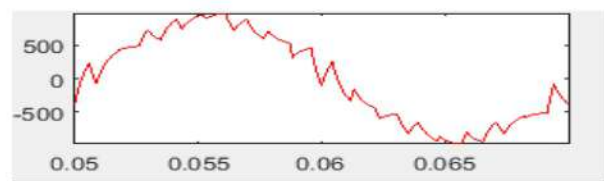
a



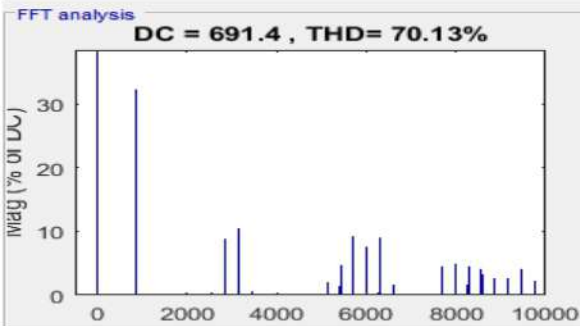
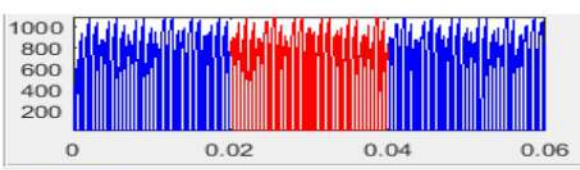
б



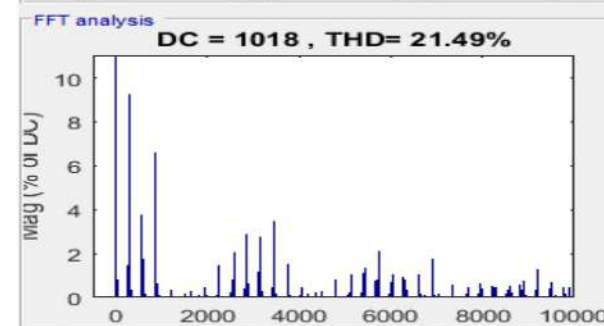
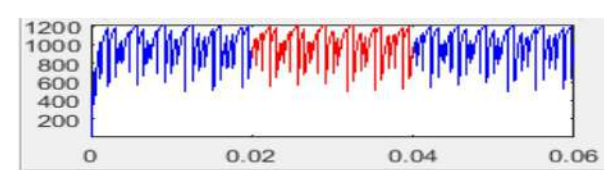
в



г



д



е

Рисунок 2.52 – Фур’є-аналіз струмів і напруг АІН:
a – $U_{вix}$ при $k = 1$; *б* – $I_{вix}$ при $k = 1$; *в* – $U_{вix}$ при $k = 2,1$;
г – $I_{вix}$ при $k = 2,1$; *д* – $I_{вx}$ при $k = 1$; *е* – $I_{вx}$ при $k = 2,1$

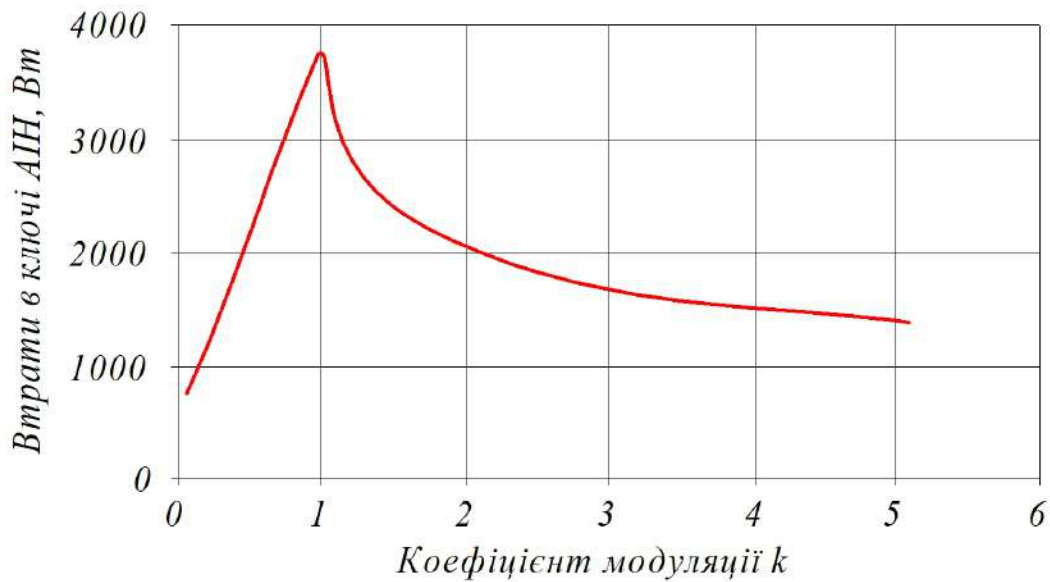


Рисунок 2.53 – Залежність втрат у ключі CM1200HG-90R від коефіцієнта модуляції

Таблиця 2.12 – Параметри енергоефективності алгоритмів модуляції у дворівневому АІН

Енергетичні показники АІН	ШІМ при $k = 1$	ШІМ при $k = 2,1$
Частота ШІМ, Гц	1000	1000
Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги, В	1436	1825
Амплітуда першої гармоніки вихідного струму, А	709,7	901,6
Повна потужність однієї фази АІН, кВА	1186,6	1645,4
Коефіцієнт гармонічних спотворень вихідної напруги, %	67,39	44,5
Коефіцієнт гармонічних спотворень вихідного струму, %	14,92	11,93
Коефіцієнт гармонічних спотворень вхідного струму, %	70,13	21,49
Статичні втрати одного ключа, Вт	702	924,44
Динамічні втрати одного ключа, Вт	3091	1241
Сумарні втрати в одному ключі АІН, Вт	3793	2165,4

У режимі перемодуляції залежність коефіцієнта гармонічних спотворень вихідного струму АІН від коефіцієнта модуляції має екстремум, який зумовлює мінімум значення коефіцієнта гармонічних спотворень, що важливо для зниження додаткових втрат в асинхронному двигуні від вищих гармонік.

РОЗДІЛ 3

БАГАТОРІВНЕВІ АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ НАПРУГИ

3.1. Класифікація багаторівневих інверторів напруги

Побудова автономних систем генерування електричної енергії для літальних апаратів і вітроенергетичних установок неможлива без застосування багаторівневих інверторів напруги та струму, де ці перетворювачі виступають у ролі другої ланки перетворення електричної енергії з постійного струму на змінний [55, 56].

Сучасний стан схемотехніки багаторівневих інверторів містить три базових варіанти побудови багаторівневих структур інверторів: з фіксуючими діодами; з плаваючими конденсаторами; на базі однофазних мостових ланок.

У всіх типах інверторів використовується принцип амплітудної і широтно-імпульсної модуляції. У першому типі багаторівневого інвертора навантаження по черзі підключається до різних секцій (рівнями напруги) вхідного секціонованого джерела живлення постійної напруги (рис. 3.1, а). У другому типі багаторівневого інвертора навантаження на такті комутації отримує живлення від джерела з послідовно включеним і попередньо зарядженим до відповідної напруги конденсатором (рис. 3.1, б). Цим забезпечується послідовне отримання різних рівнів напруги на навантаженні. У третьому типі багаторівневого інвертора з n рівнями забезпечується отримання різних рівнів напруги на навантаженні шляхом створення послідовного кола з 1, 2, 3, n ізолюваних джерел постійної напруги для випадку послідовного включення чотирьох джерел живлення (рис. 3.1, в).

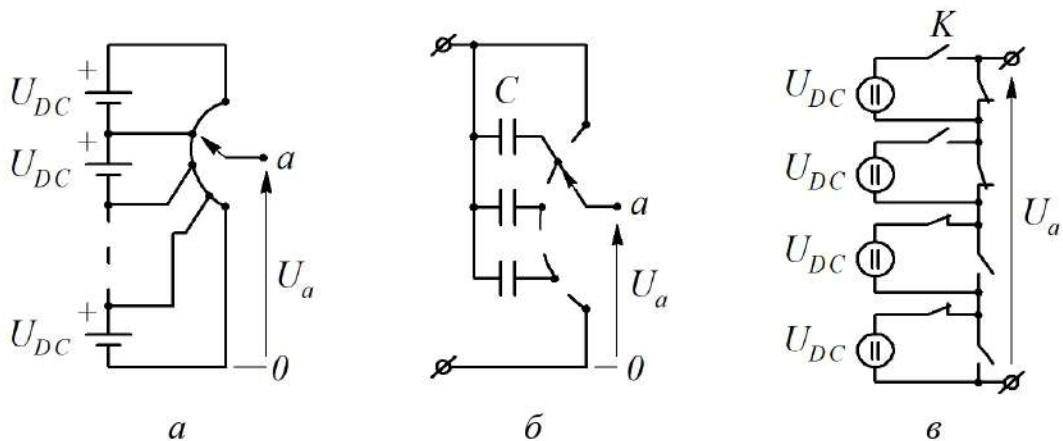


Рисунок 3.1 – Принципи формування багаторівневих інверторів напруги

Повні схеми три- і п'ятирівневих інверторів напруги трьох базових видів наведено на рис. 3.2...3.4 відповідно.

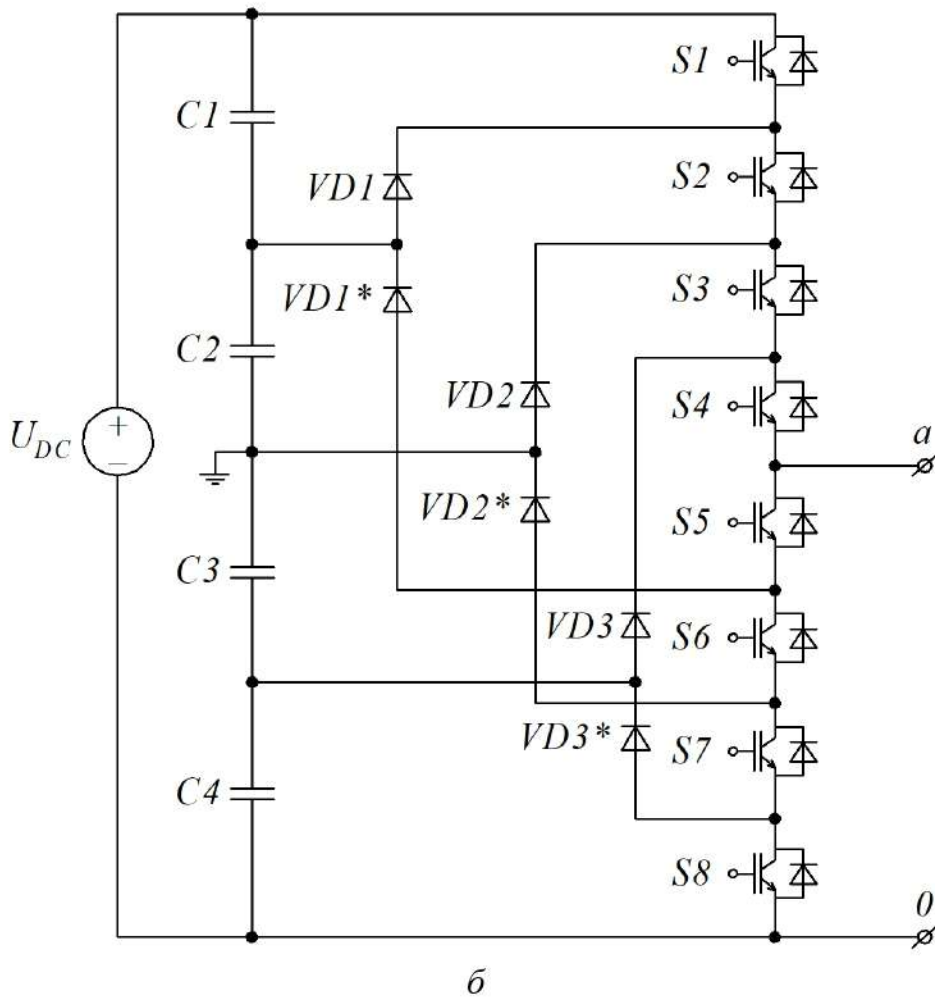
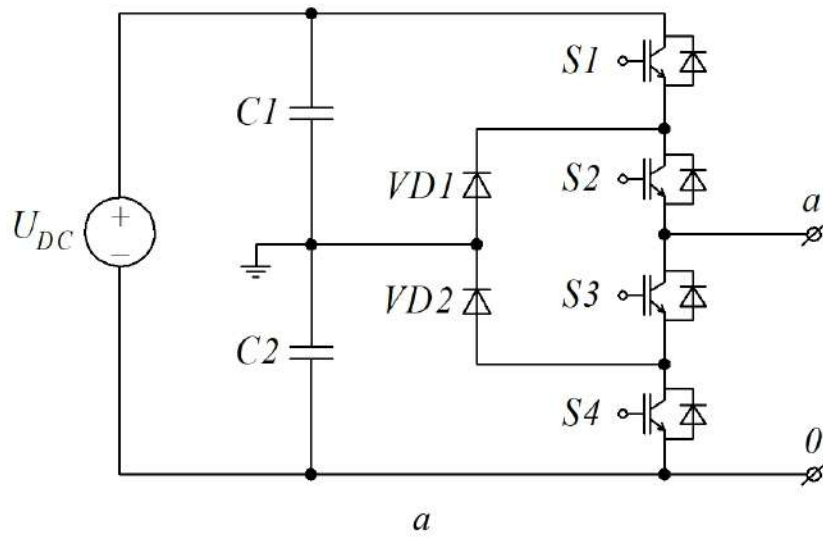


Рисунок 3.2 – Інвертори з фіксувальними діодами:
 а – трирівневий; б – п'ятирівневий

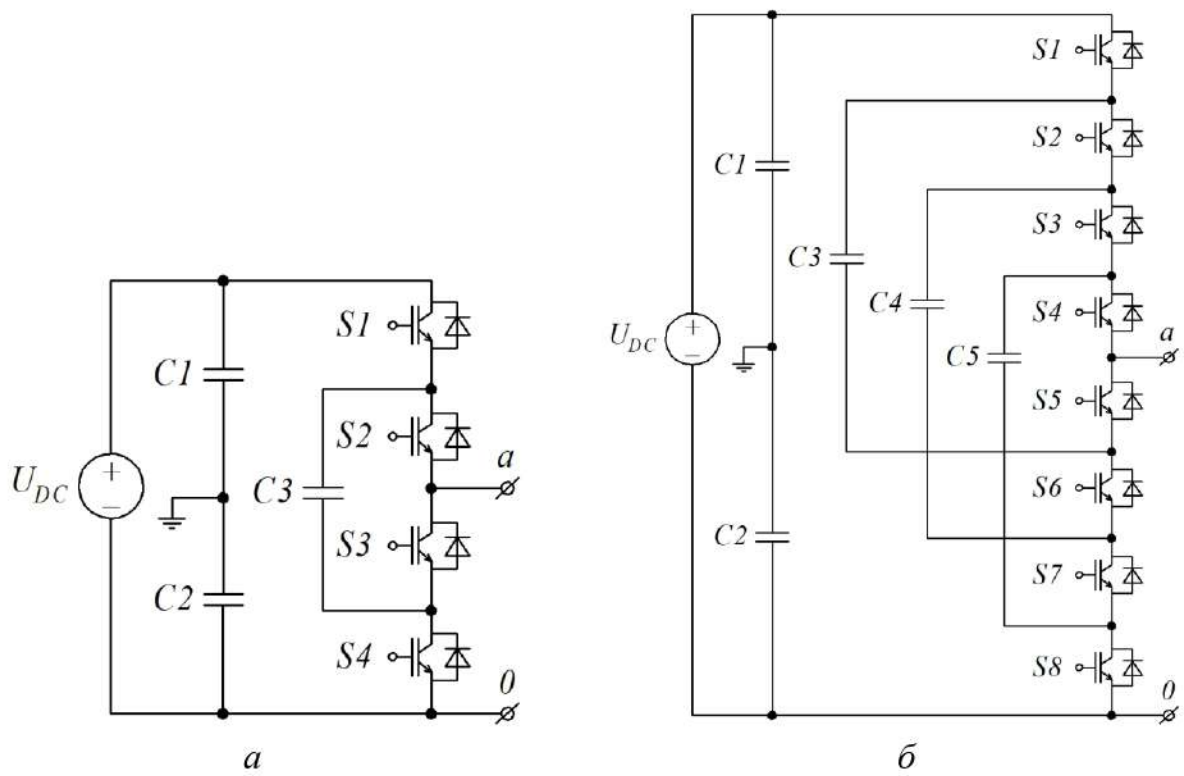


Рисунок 3.3 – Інвертори з плаваючими конденсаторами:
 а – трирівневий; б – п'ятирівневий

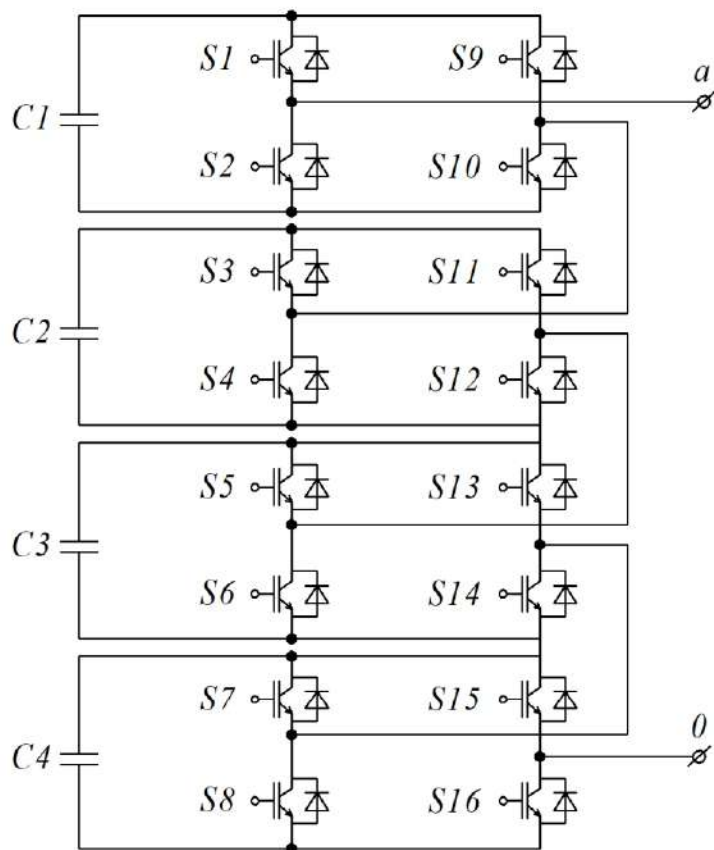


Рисунок 3.4 – П'ятирівневий інвертор на однофазних мостових ланках

Багаторівневому інвертору можна надати властивості підвищувати вихідну напругу порівняно з вхідною шляхом перетворення його в z-інвертор, використовуючи попередньо включений перед інвертором перехресний LC-фільтр, як показано для трирівневого інвертора на рис. 3.5.

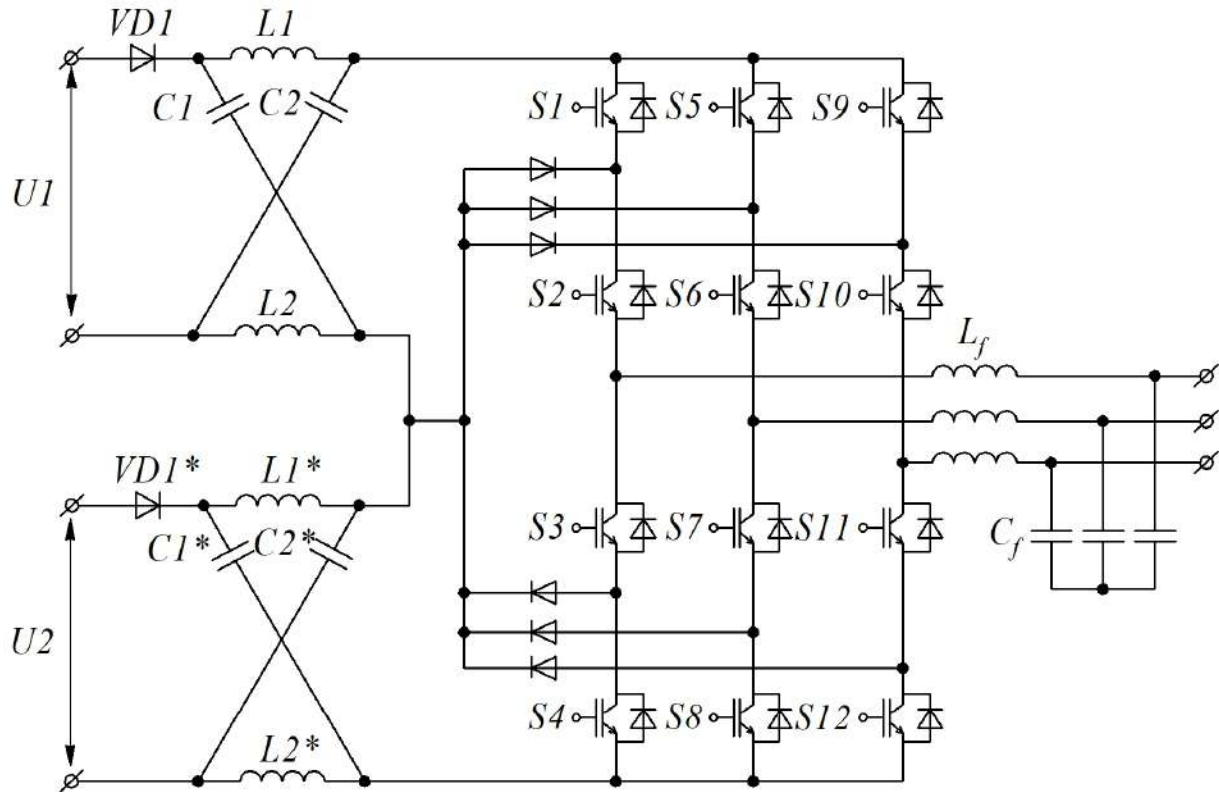


Рисунок 3.5 – Трирівневий z-інвертор

3.2. Аналіз енергоефективності трирівневих автономних інверторів напруги в режимі перемодуляції

Найбільш часто застосовуються перетворювачі енергії, виконані за типом автономного інвертора напруги, схему якого наведено на рис. 3.6. АІН є важливою ланкою в системі асинхронного тягового привода.

Одним з головних показників роботи АІН є енергоефективність, яка визначається такими показниками [22]:

- коефіцієнтом корисної дії, який залежить від статичних і динамічних втрат у напівпровідникових силових ключах і додаткових втрат, пов'язаних з опором провідників і живленням кіл системи керування;

- коефіцієнтом пульсації і спектром вищих гармонік вхідного струму, від яких залежать додаткові втрати від вищих гармонік у лініях електропостачання;

– синусоїдальністю вихідної напруги та струму, від яких залежать додаткові втрати в провідниках статора і ротора асинхронного тягового електродвигуна.

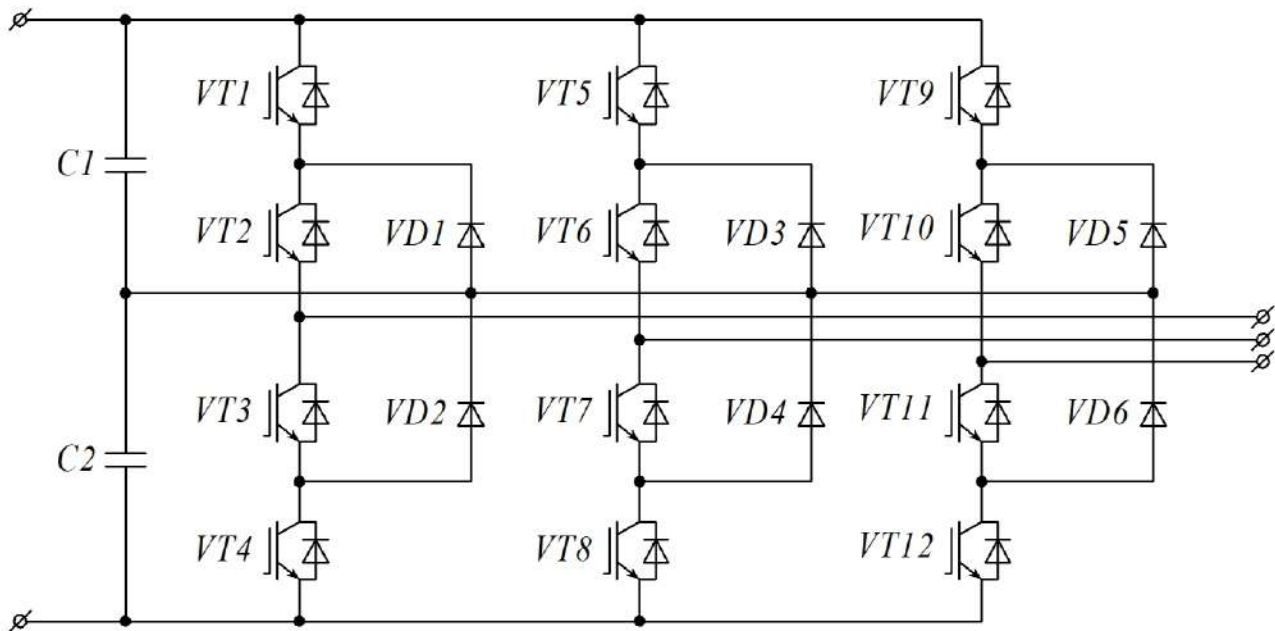


Рисунок 3.6 – Автономний інвертор напруги

Вищевказані показники енергоефективності АІН залежать не тільки від використовуваної в АІН елементної бази IGBT або MOSFET-транзисторів, але і від обраного алгоритму модуляції.

Найбільш часто в АІН застосовуються широтно-імпульсна модуляція і однократна модуляція. Перевага ШІМ перед однократною модуляцією полягає в можливості регулювання амплітуди першої гармоніки вихідної напруги, і відповідно струму, що є необхідним як при скалярному, так і при векторному керуванні асинхронного електропривода [57].

Водночас недоліком ШІМ є необхідність більш високої частоти комутації силових ключів, що обумовлює більш високі динамічні втрати. Крім цього, в режимі ШІМ АІН при тих самих параметрах навантаження має меншу амплітуду першої гармоніки вихідної напруги, а отже, і меншу вихідну потужність.

Перемодуляція – це режим модуляції, при якому амплітуда синусоїдального сигналу задання навмисно задається вище амплітуди несучого пилоподібного сигналу, при цьому коефіцієнт модуляції k перевищує одиницю.

Перемодуляція може виникати як при аналоговій модуляції (амплітудній, частотній, фазовій), так і при імпульсній (амплітудно-імпульсній, частотно-імпульсній, широтно-імпульсній чи інших видах модуляції).

Для дослідження енергетичних показників АІН з обраним алгоритмом модуляції в спеціалізованій програмі Matlab було розроблено модель трирівневого АІН. Моделювання проводилося з такими параметрами: напруга в колі постійного струму – 3 кВ; індуктивність навантаження – 1 мГн, опір навантаження – 2 Ом, частота першої гармоніки вихідної напруги – 50 Гц, частота опорного сигналу в ШІМ – 1 кГц. Імітаційну модель автономного інвертора напруги з досліджуваною системою керування наведено на рис. 3.7.

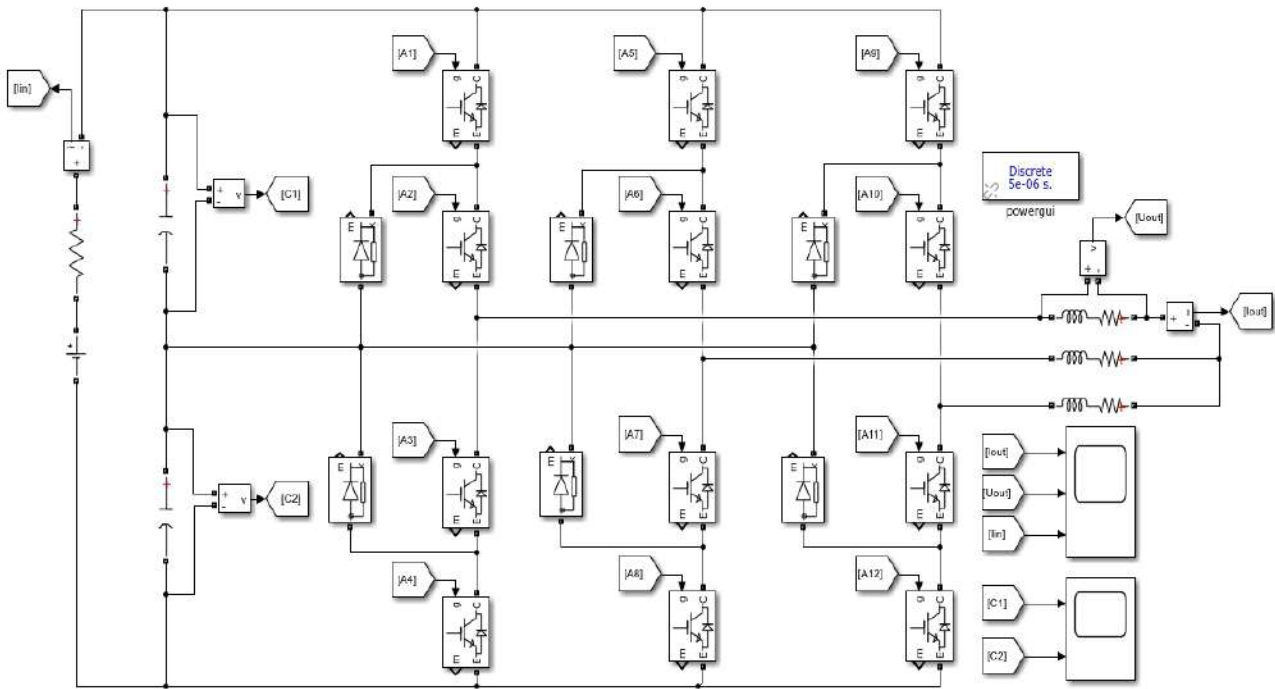


Рисунок 3.7 – Імітаційна модель трирівневого автономного інвертора напруги

Широтно-імпульсна модуляція в класичному аналоговому виконанні реалізується шляхом порівняння високочастотного пилоподібного сигналу й низькочастотного синусоїдального сигналу [58].

У режимі ШІМ-перемодуляції амплітуда синусоїдального сигналу задання навмисно задається вище амплітуди несучого пилоподібного сигналу (рис. 3.8), тобто коефіцієнт модуляції набуває значення більше одиниці ($k > 1$). При значному збільшенні коефіцієнта модуляції АІН переходить у режим фазної комутації. У режимі перемодуляції в АІН виникають такі явища: при тих самих параметрах навантаження підвищуються амплітуди перших гармонік вихідної напруги та вихідного струму АІН; знижуються динамічні втрати в ключах; підвищується синусоїдальність вихідної напруги та вихідного струму.

У режимі перемодуляції формуються інтервали часу, в які не відбувається комутація силових ключів. Це веде до зниження числа перемикачів силових

ключів, а відповідно, і зниження динамічних втрат. Форми вихідної напруги АІН при коефіцієнтах модуляції $k = 1$ і при $k = 2$ наведено на рис. 3.9.

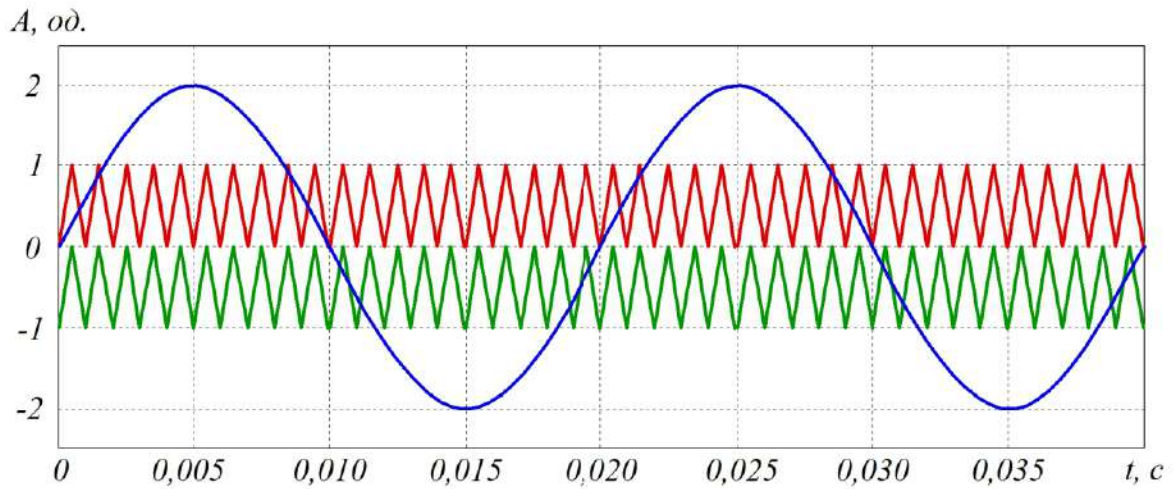


Рисунок 3.8 – ШІМ у режимі перемодуляції при $k = 2$

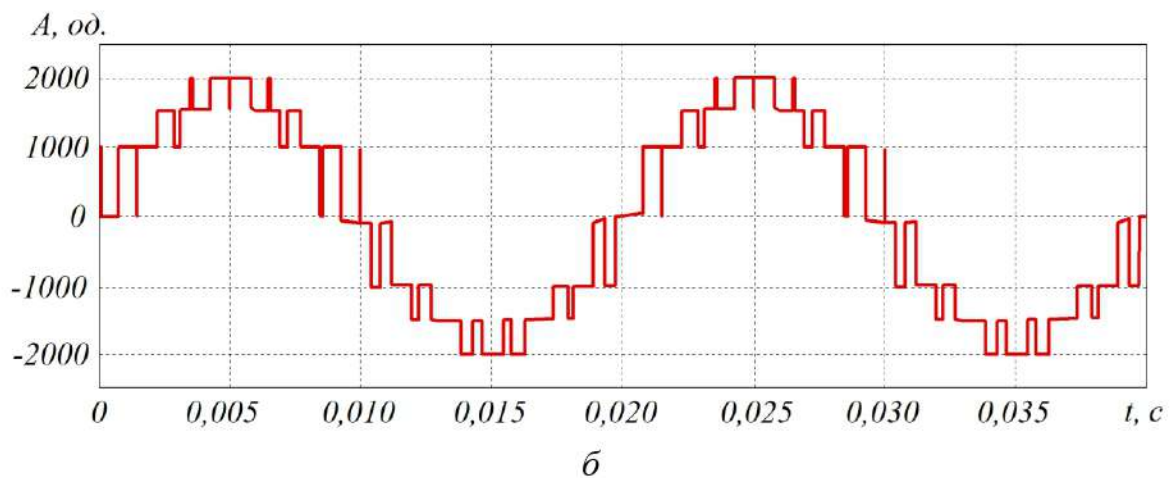
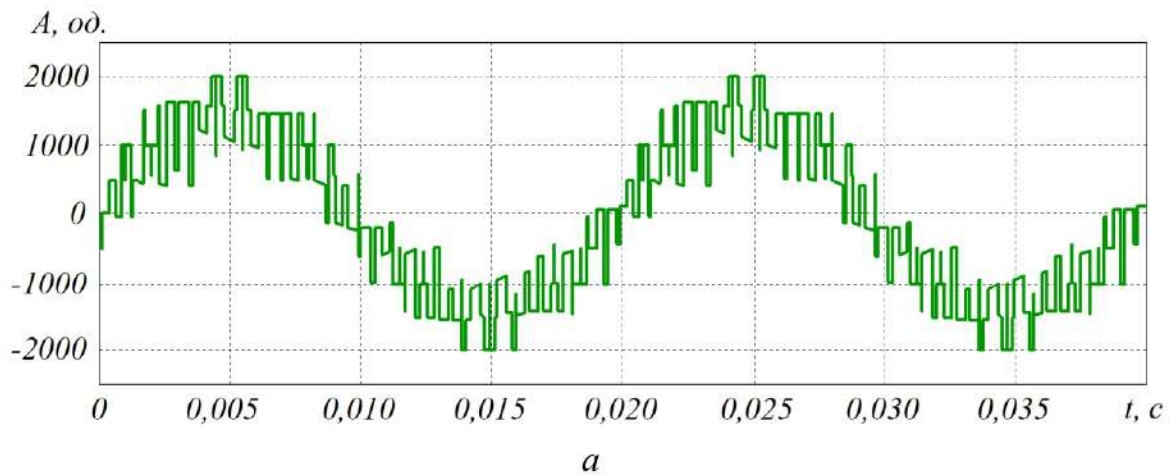


Рисунок 3.9 – Форма вихідної напруги АІН:
 a – при $k = 1$; $б$ – при $k = 2$

Зі зростанням значення коефіцієнта модуляції k амплітуди перших гармонік вихідної напруги та вихідного струму будуть експоненціально спрямовані до тих самих значень при 180-градусному керуванні.

Залежність амплітуди першої гармоніки вихідного струму АІН від значення коефіцієнта модуляції наведено на рис. 3.10.

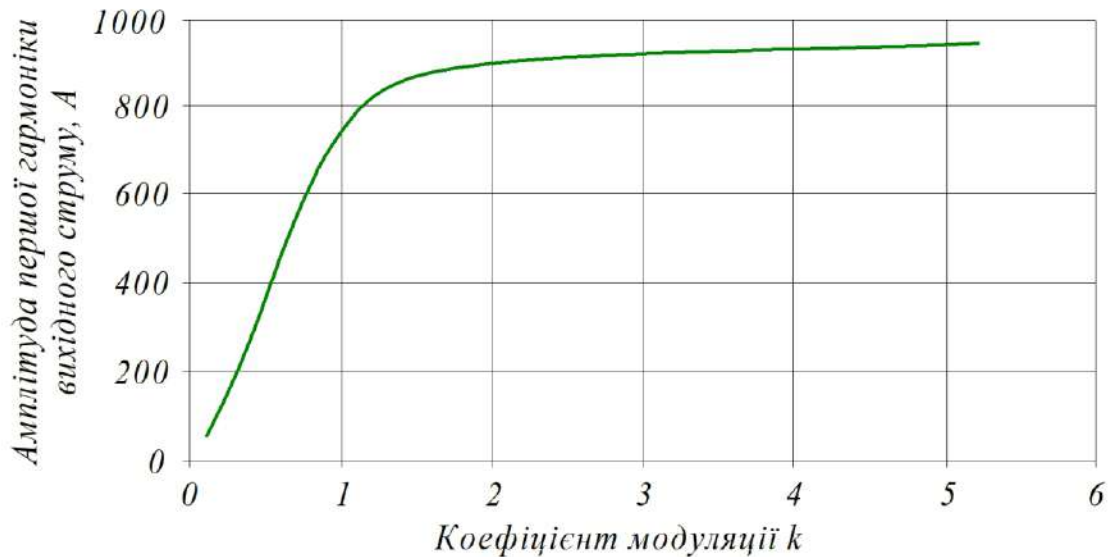


Рисунок 3.10 – Залежність амплітуди першої гармоніки вихідного струму від коефіцієнта модуляції

Залежність вихідної потужності АІН від коефіцієнта модуляції наведено на рис. 3.11.

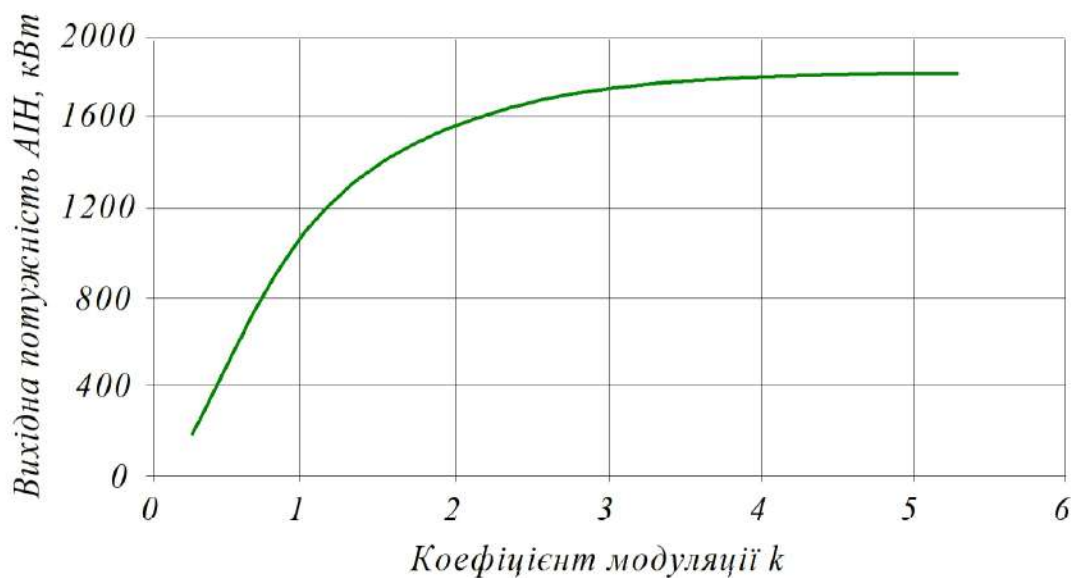


Рисунок 3.11 – Залежність вихідної потужності АІН від коефіцієнта модуляції

У режимі перемодуляції також підвищується синусоїдальність вихідної напруги. Отримані залежності коефіцієнта гармонічних спотворень вихідної напруги від коефіцієнта модуляції наведено на рис. 3.12.

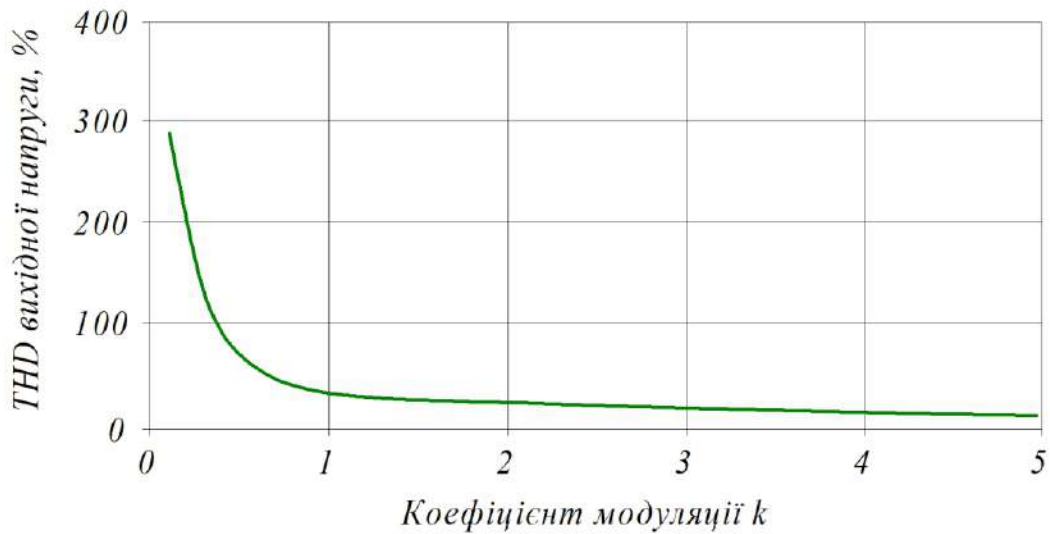


Рисунок 3.12 – Залежність коефіцієнта гармонічних спотворень вихідної напруги від коефіцієнта модуляції

Зі зростанням значення коефіцієнта модуляції k значення коефіцієнта гармонічних спотворень вихідної напруги буде експоненціально спадати до значення при режимі однократної модуляції, тобто до значення 32,15 %.

Залежність коефіцієнта гармонічних спотворень вихідного струму від коефіцієнта модуляції наведено на рис. 3.13.

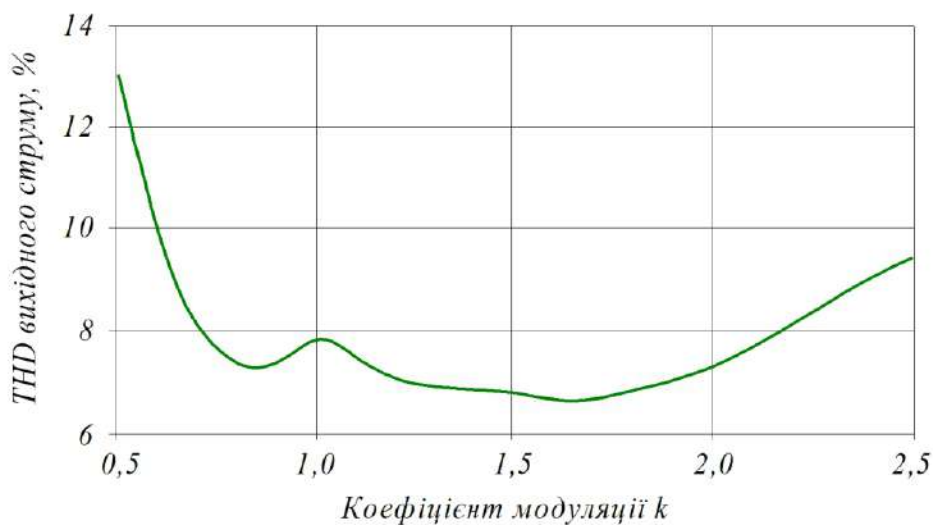


Рисунок 3.13 – Залежність коефіцієнта гармонічних спотворень вихідного струму від коефіцієнта модуляції

Як видно з рис. 3.13, коефіцієнт гармонічних спотворень вихідного струму знижується до значення 6,7 % при значенні коефіцієнта модуляції 1,6. Це пояснюється тим, що при підвищенні коефіцієнта модуляції форма вихідної напруги АІН наближається до форми вихідної напруги в режимі однократної модуляції [59].

Таким чином, можна зробити висновок про те, що використання режиму перемодуляції доцільне до значення коефіцієнта модуляції $k < 1,85$, після якого спостерігається погіршення синусоїдальності вихідного струму.

Фур'є-аналіз вихідної напруги та вихідного струму АІН при $k = 1$ і в режимі перемодуляції при $k = 2$ наведено на рис. 3.14.

Ще однією перевагою режиму перемодуляції є зниження пульсації вхідного струму та покращення електромагнітної сумісності з мережею живлення. Результати проведених Фур'є-аналізів форм вхідного струму АІН при коефіцієнті модуляції $k = 1$ і при $k = 2$ наведено на рис. 3.15.

Розрахунок статичних і динамічних втрат напівпровідникових силових ключів для розглянутого алгоритму модуляції було проведено для IGBT-модулів типу CM800HG-66H2 виробництва компанії Mitsubishi Electric з номінальною напругою 3,3 кВ і струмом 800 А. Розрахунок було виконано в спеціалізованій програмі MelcoSim від компанії Mitsubishi.

Визначення втрат потужності в IGBT-транзисторах може бути виконано шляхом розрахунку статичних P_{DC} та динамічних P_{SW} втрат у IGBT-транзисторах і паралельних діодах.

Втрати потужності в IGBT-транзисторах визначаються за виразом:

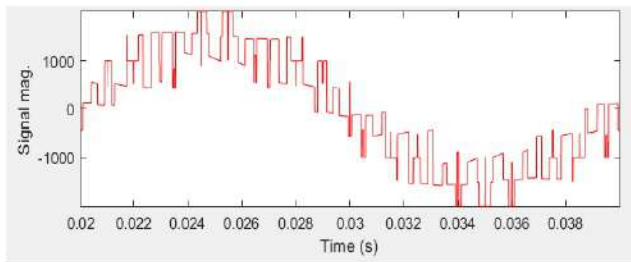
$$P = P_{DC} + P_{SW}, \quad (3.1)$$

де P_{DC} – статичні втрати в IGBT-транзисторах; P_{SW} – динамічні втрати в IGBT-транзисторах.

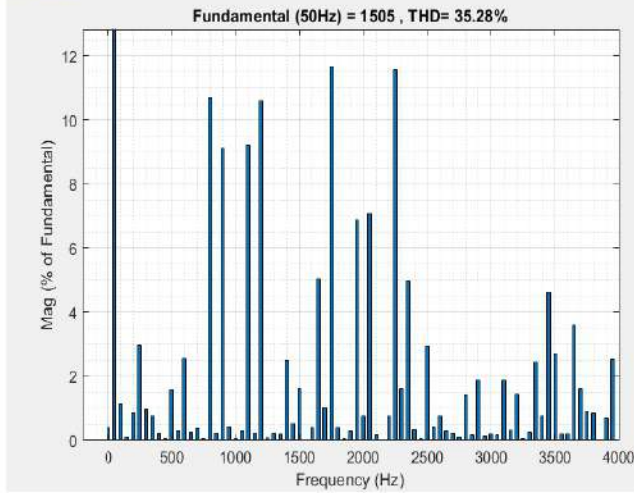
Статичні втрати в IGBT-транзисторах P_{DC} визначаються відповідно до виразу:

$$P_{DC} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_c \cdot V_{ce}(I_c) \cdot D_{on}) \cdot dt, \quad (3.2)$$

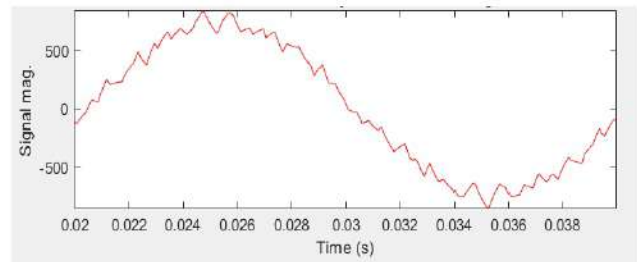
де I_c – струм колектора; $V_{ce}(I_c)$ – напруга між колектором і емітером, що залежить від величини струму колектора (залежність подана в документації на транзистор); D_{on} – коефіцієнт заповнення ШІМ.



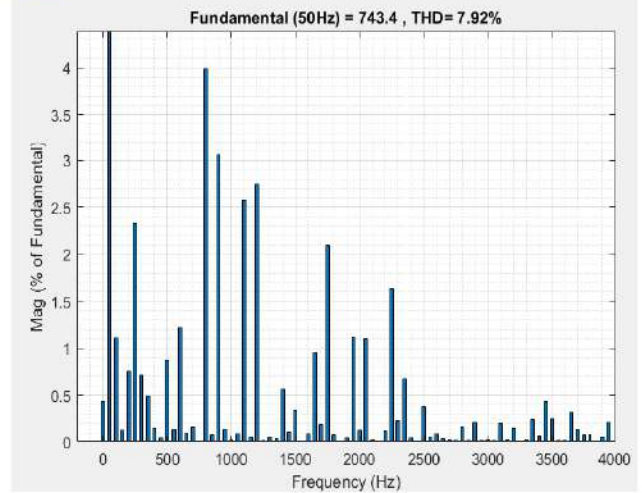
FFT analysis



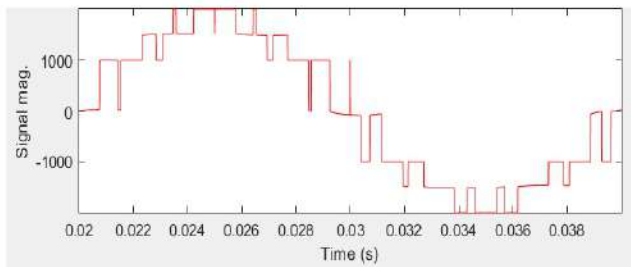
a



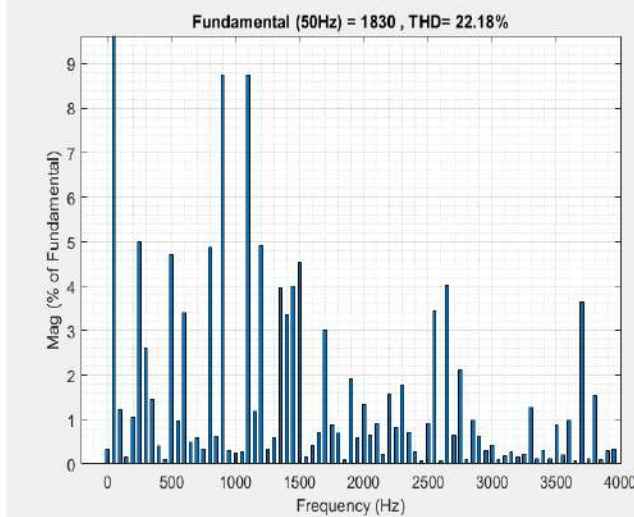
FT analysis



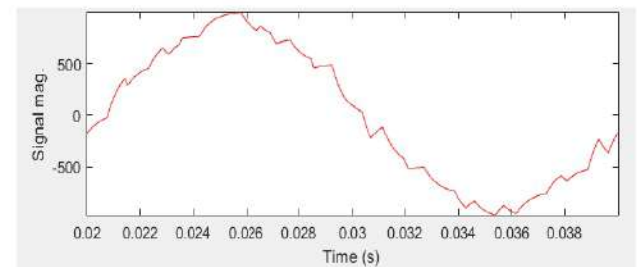
б



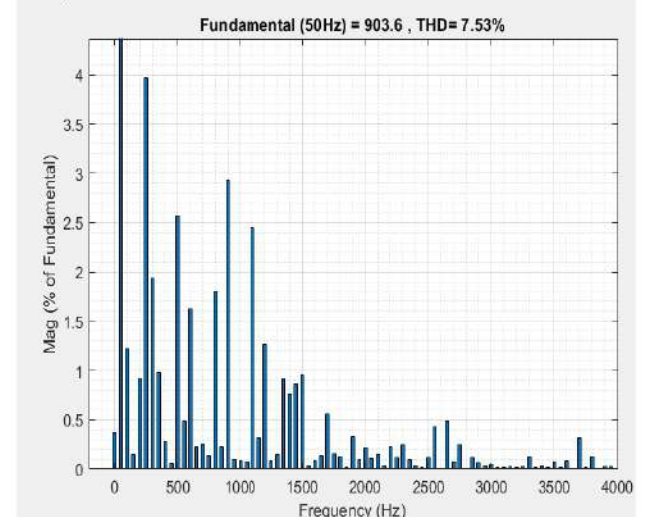
FFT analysis



в



FFT analysis



г

Рисунок 3.14 – Фур’є-аналіз АІН:

a – $U_{вix}$ при $k = 1$; *б* – $I_{вix}$ при $k = 1$; *в* – $U_{вix}$ при $k = 2$; *г* – $I_{вix}$ при $k = 2$

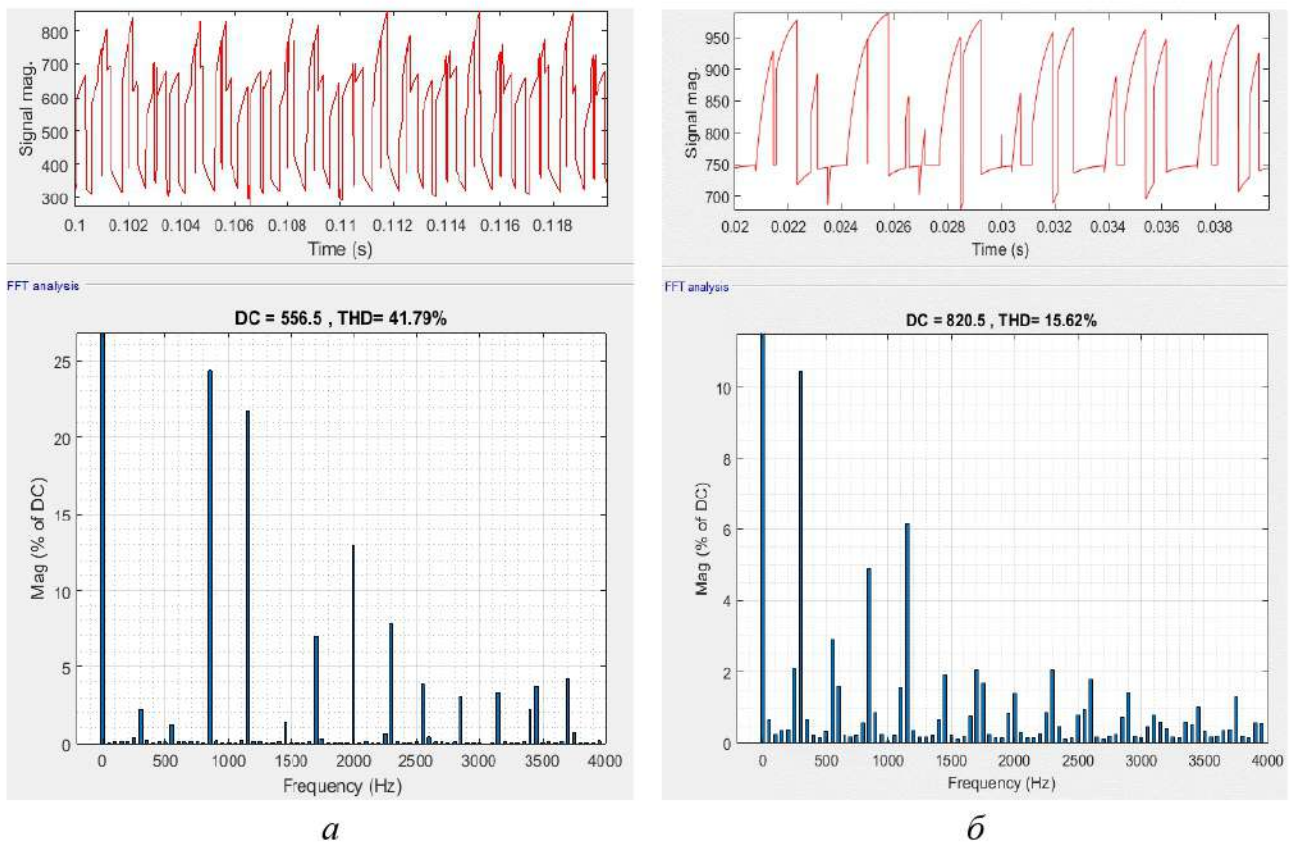


Рисунок 3.15 – Фур’є-аналіз АІН:

a – при $k = 1$; *б* – при $k = 2$

Динамічні втрати в IGBT-транзисторах P_{SW} визначаються відповідно до виразу:

$$P_{SW} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left[\left(E_{on}(I_c) + E_{off}(I_c) \cdot f \right) \right] \cdot dt, \quad (3.3)$$

де f – частота ШІМ; $E_{on}(I_c)$ – енергія, що розсіюється в транзисторі при вмиканні, яка залежить від величини струму колектора; $E_{off}(I_c)$ – енергія, що розсіюється в транзисторі при вимиканні, яка залежить від величини струму колектора.

Процес комутації струму та напруги в IGBT-ключі й графічний розподіл статичних і динамічних втрат наведено на рис. 3.16.

Згідно з проведеними розрахунками та імітаційним моделюванням було проведено розрахунки ККД трирівневого автономного інвертора напруги:

$$ККД = \frac{P_{вих}}{P_{вх}} = \frac{P_{вх} - P_{втрат}}{P_{вх}}, \quad (3.4)$$

де $P_{вх}$ – вхідна потужність перетворювача; $P_{вих}$ – вихідна потужність перетворювача; $P_{втрат}$ – сумарні втрати в ключах перетворювача.

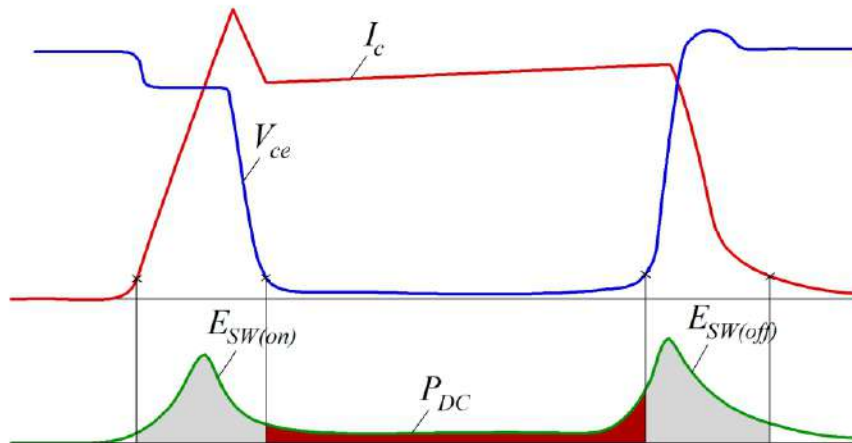
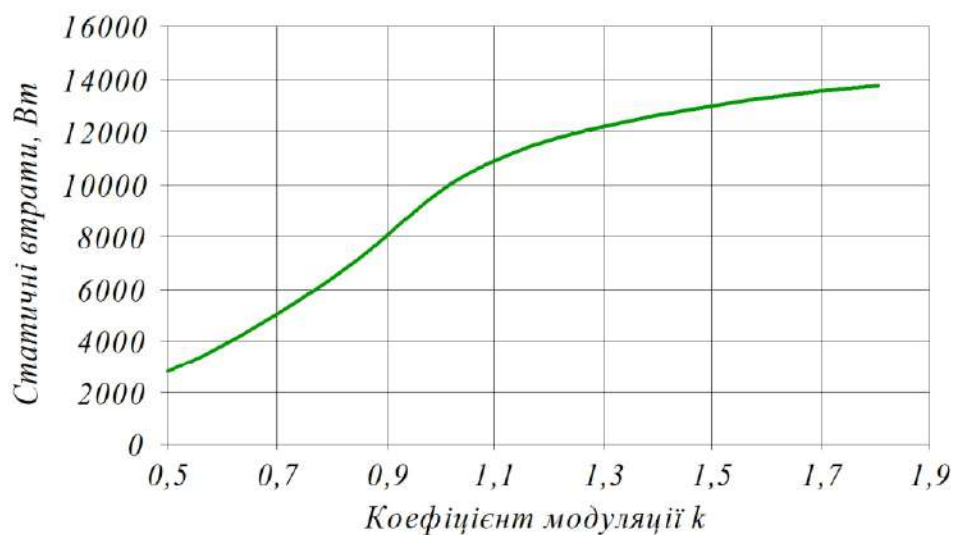


Рисунок 3.16 – Процес комутації струму та напруги в IGBT-ключі

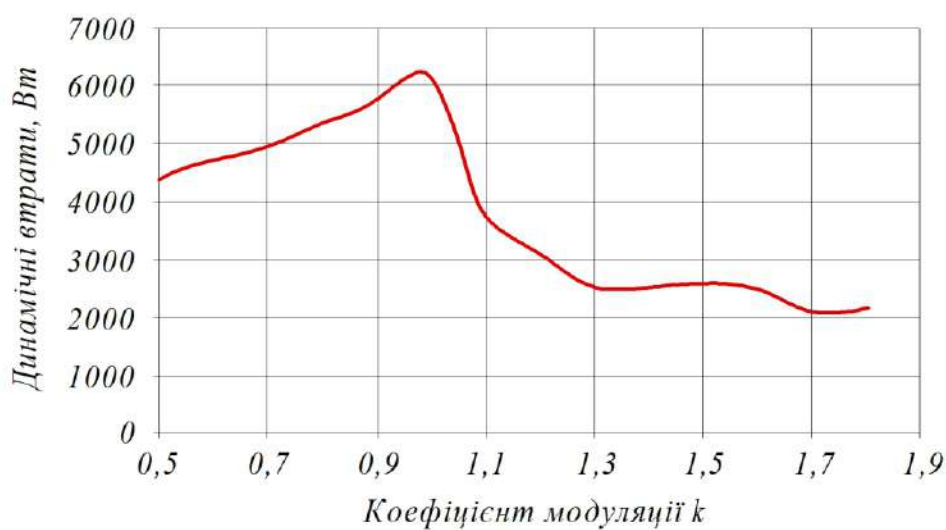
Залежність втрат у силових ключах типу SM800HC-66H від коефіцієнта модуляції наведено на рис. 3.17. Застосування трирівневої топології активного випрямляча дає змогу застосовувати ключі меншого класу для реалізації тієї самої напруги в колі постійного струму. При цьому характерною рисою ключів меншого класу є менше падіння між колектором та емітером, а також менша енергія перемикачів. Результати розрахунку енергетичних показників АІН синусоїдальної ШІМ наведено в табл. 3.1. Результати розрахунку енергетичних показників АІН з різними типами модуляції подано в табл. 3.2.

Відповідно до табл. 3.2, порівняльний аналіз класичної синусоїдальної ШІМ з $k = 1$ і ШІМ у режимі перемодуляції ($k = 3$) дає такі порівняння:

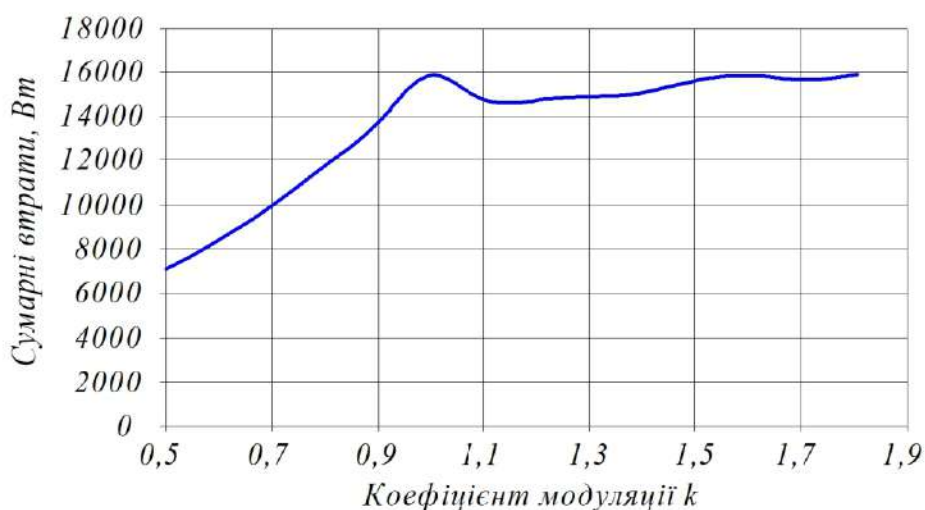
- режим перемодуляції в ШІМ у трирівневому АІН дає можливість збільшити діапазон регулювання вихідної потужності АІН, практично досягаючи значення однократної модуляції;
- у режимі перемодуляції значно покращуються параметри якості електроенергії, а саме знижуються коефіцієнти гармонічних спотворень вихідної напруги та вихідного струму АІН;
- у режимі перемодуляції значно знижуються динамічні втрати (практично на 70 %), що підвищує ККД перетворювача в цілому;
- режим перемодуляції доцільно використовувати для значення коефіцієнта модуляції $k < 1,85$, після якого спостерігається погіршення синусоїдальності вихідного струму;
- у режимі перемодуляції покращується емісія вищих гармонік у мережу живлення і знижується коефіцієнт пульсації вхідного струму.



a



б



в

Рисунок 3.17 – Залежність втрат у ключі від коефіцієнта модуляції:
a – залежність статичних втрат; *б* – залежність динамічних втрат;
в – залежність сумарних втрат від коефіцієнта модуляції

Таблиця 3.1 – Параметри енергоефективності алгоритмів модуляції

Показники	Синусоїдальна ШІМ		
	$k = 1$	$k = 1,5$	$k = 2$
Частота опорного сигналу, Гц	1000	1000	1000
Середня на періоді частота комутації, Гц	1000	450	350
Середньоквадратичне значення вхідного струму, А	580,8	766,9	824,9
RMS вихідної напруги першої гармоніки, В	1062,1	1243,8	1294
RMS вихідного струму першої гармоніки, А	525,03	614,12	638,94
Повна вихідна потужність АІН, кВА	1672,9	2291,52	2480,38
ТНД вихідної фазної напруги, %	35,28	22,77	22,18
ТНД вихідного струму, %	7,92	6,94	7,53
Коефіцієнт пульсацій вхідного струму, %	41,79	19,59	15,62
Статичні втрати в ключах трирівневого АІН, Вт	9706,1	12970,6	13908,7
Динамічні втрати в ключах трирівневого АІН, Вт	6165,5	2594,4	1470,8
Сумарні втрати в ключах АІН, Вт	15871	15565	15379,5
ККД, %	99,05	99,32	99,38

Таблиця 3.2 – Параметри енергоефективності алгоритмів модуляції з різними типами модуляції

Показники	Однократна модуляція			ШІМ	
	120°	180°	150°	$k = 1$	$k = 3$
Частота опорного сигналу, Гц	50	50	50	1000	1000
Середня на періоді частота комутації, Гц	50	50	50	1000	350
Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги, В	1597	1909	1825	1502	1825
Амплітуда першої гармоніки вихідного струму, А	785,9	942,6	901,6	742,5	901,6
Повна вихідна потужність АІН, кВА	1882,6	2699,1	2468,1	1672,8	2468,1
ТНД вихідної фазної напруги, %	31,06	31,06	16,8	67,39	44,5
ТНД вихідного струму, %	27,71	19,77	12,84	14,92	11,93
Коефіцієнт пульсацій вхідного струму, %	31,08	17,61	20,59	70,13	21,49
Статичні втрати одного ключа (IGBT + діод), Вт	766	988	771	702	924,44
Динамічні втрати одного ключа, Вт	161	184	178	3091	1241
Сумарні втрати в одному ключі АІН, Вт	927	1172	949	3793	2165,4

3.3. Аналіз алгоритмів модуляції та електромагнітних процесів у п'ятирівневому інверторі джерела напруги з діодами запирання

Багаторівневі інвертори джерела напруги (БІДН) усе частіше використовуються в промисловості, а саме: у вітровій та сонячній енергії, високовольтних підстанціях, у промислових і тягових електроприводах [60].

Порівняно з класичними дворівневими інверторами, БІДН мають низку переваг:

- забезпечення більшої потужності БІДН;
- зниження величини випромінювання вищих гармонік у навантаженні та мережі живлення;
- зменшення комутаційних втрат у напівпровідникових перемикачах, що безпосередньо підвищує ККД;
- збільшення синусоїдальної вихідної напруги та струму.

На сьогодні існує кілька топологій БІДН, серед яких найбільш поширеними є БІДН з діодами запирання, БІДН з плаваючими конденсаторами, БІДН з каскадним напівмостом [61].

БІДН з діодами запирання найбільш широко застосовуються серед перелічених топологій.

Схему п'ятирівневого БІДН наведено на рис. 3.18. Перетворювач складається з 5 ізольованих джерел постійного струму, 24 потужних IGBT-транзисторів і 18 діодів запирання.

Існують різні типи синусоїдальних ШІМ:

- режим фазового розподілу – ФР (рис. 3.19, *a*);
- режим фазового позиційного розподілу – ФПР (рис. 3.19, *б*);
- режим почергового фазового позиційного розподілу – ПФПР (рис. 3.19, *в*);
- режим синусоїдальної ШІМ – СШІМ (рис. 3.19, *г*);
- режим покращеної синусоїдальної ШІМ – ПСШІМ (рис. 3.19, *д*);
- режим фазозсувної ШІМ – ФЗШІМ (рис. 3.19, *е*).

Крім синусоїдальної ШІМ, існує також просторово-векторна широтно-імпульсна модуляція (ПВШІМ).

Стан керування перемиканням при просторово-векторній широтно-імпульсній модуляції наведено на рис. 3.20.

Відповідно до рис. 3.20, період вихідної напруги складається з 24 векторів, кожен з яких визначається станом вектора.

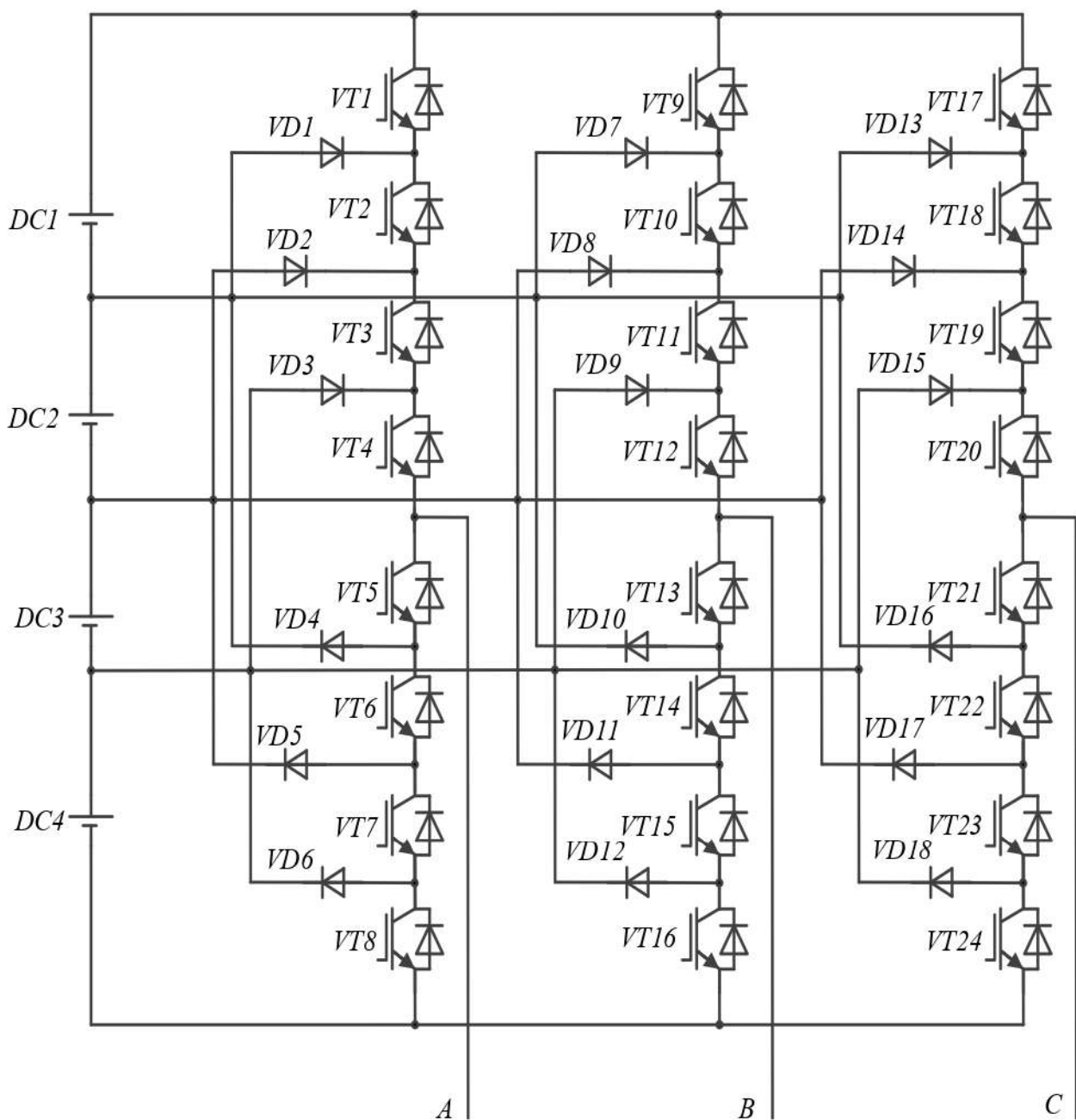
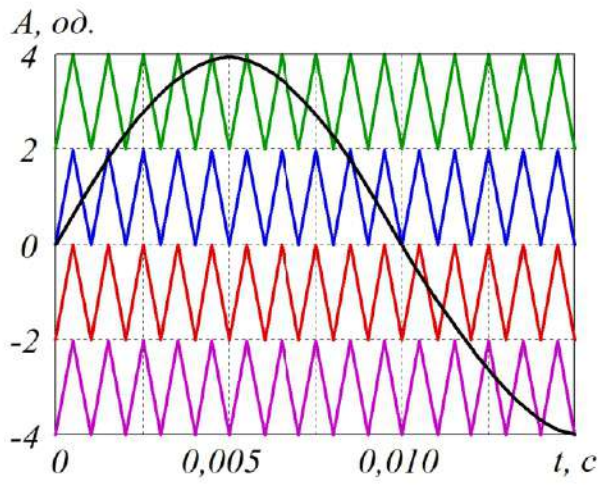


Рисунок 3.18 – Схема живлення п'ятирівневого інвертора з діодами запирання

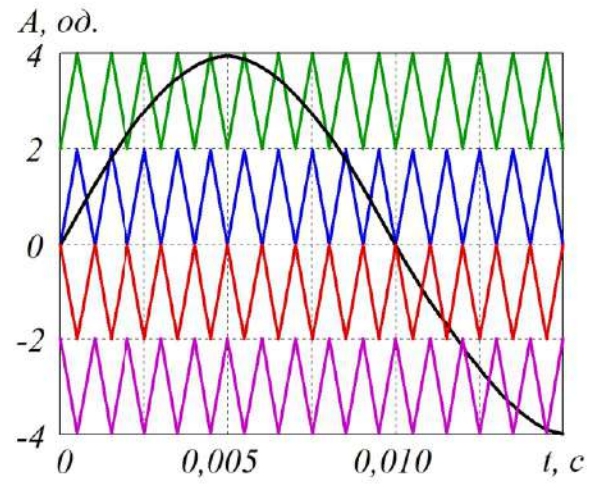
При проведенні дослідження критерії алгоритмів модуляції такі [62]:

- мінімум сумарних гармонічних спотворень вихідної напруги БДН, вихідного струму та вхідного струму;
- максимум вихідної потужності БДН;
- мінімум динамічних втрат у силових напівпровідникових перемикачах.

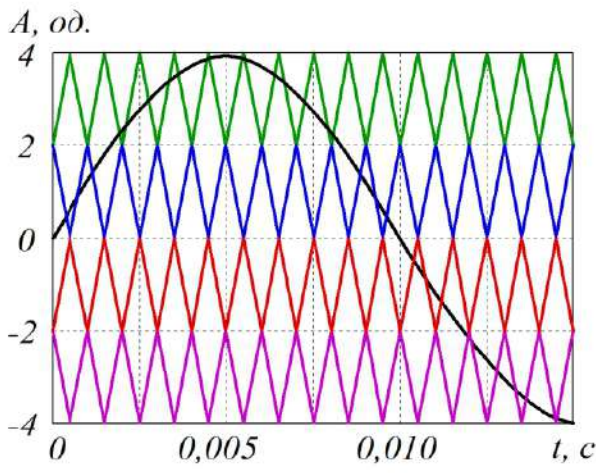
Для дослідження енергетичних характеристик п'ятирівневого інвертора напруги з різними типами модуляції в програмі Matlab / SymPowerSystems було розроблено імітаційну модель, що наведено на рис. 3.21.



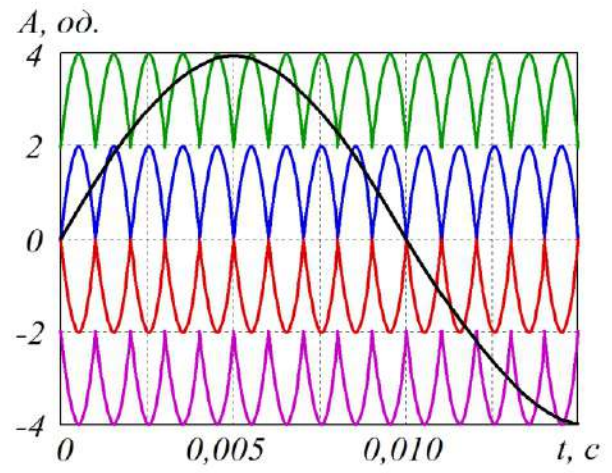
a



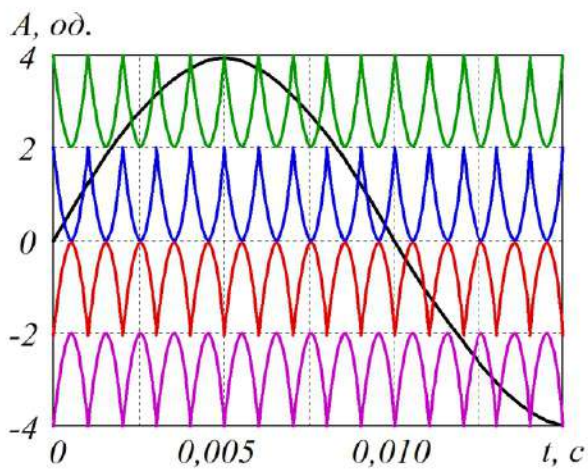
б



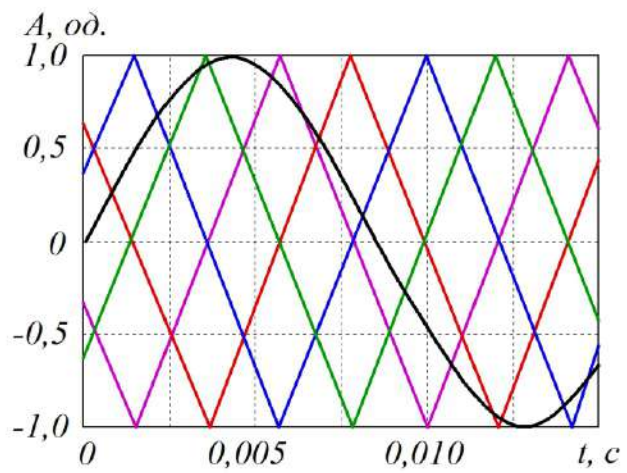
в



г



д



е

Рисунок 3.19 – Типи синусоїдальних ШІМ:
a – ФР; *б* – ФПР; *в* – ПФПР; *г* – СШІМ; *д* – ПСШІМ; *е* – ФЗШІМ

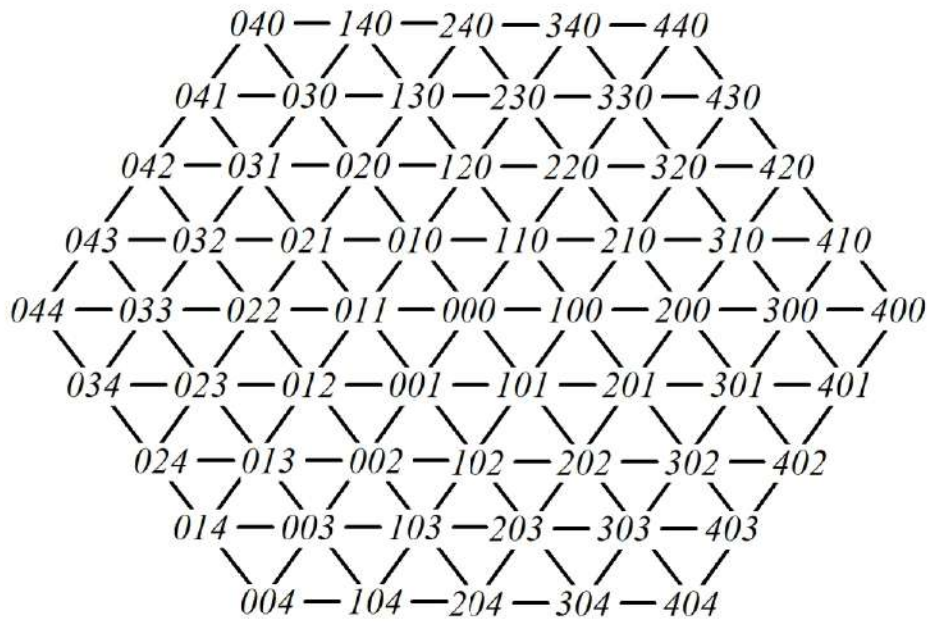


Рисунок 3.20 – Просторово-векторна широтно-імпульсна модуляція в п'ятирівневому інверторі напруги

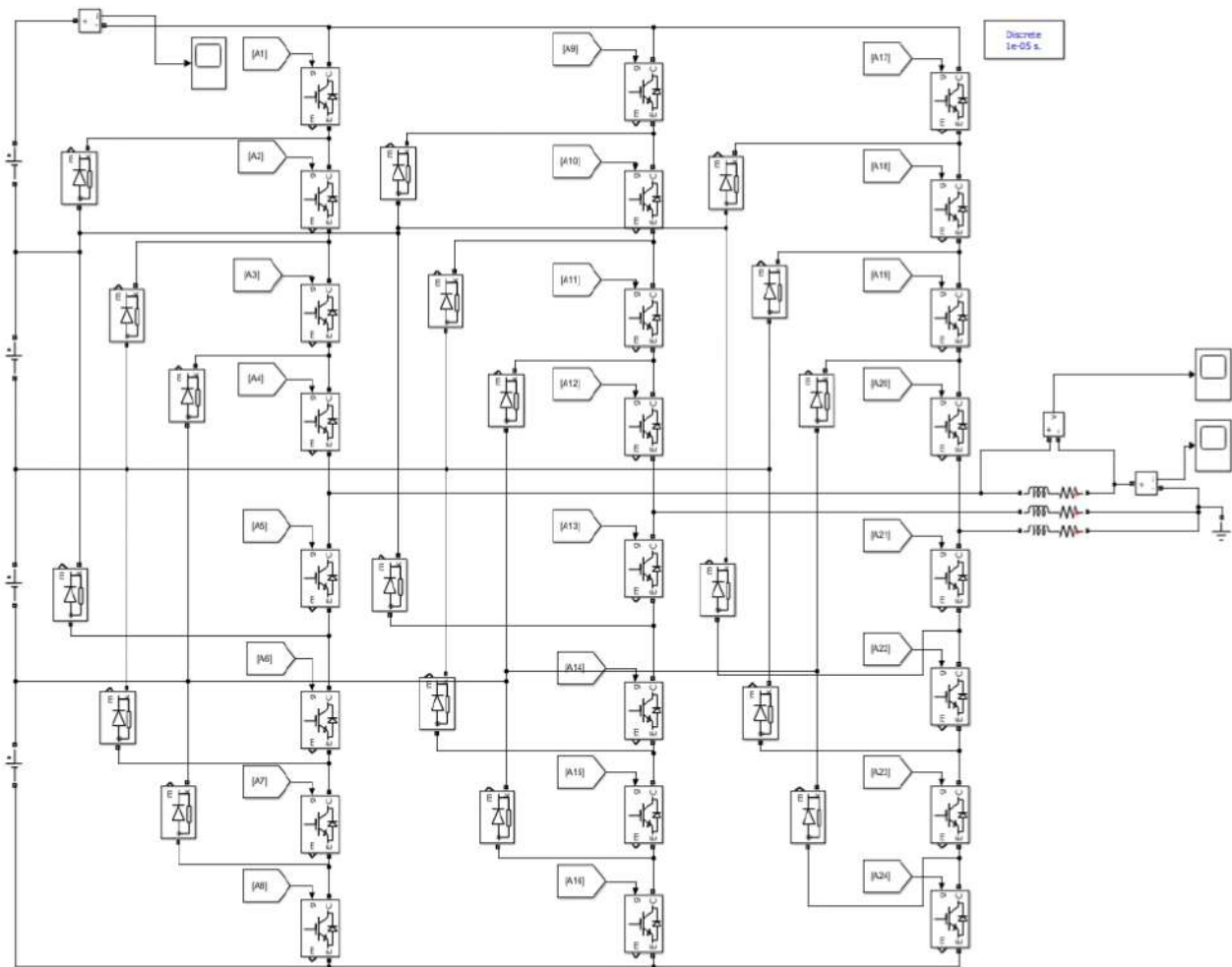


Рисунок 3.21 – Імітаційна модель п'ятирівневого інвертора з діодами запирання

Моделювання проводилося з такими параметрами: напруга живлення в колі постійного струму – 3 кВ; опір активного навантаження – 2 Ом; індуктивність вихідного навантаження дроселя – 1 мГн; частота вихідної напруги – 50 Гц; частота опорного сигналу в режимі ШІМ – 500 Гц.

Результати моделювання форми вихідної напруги та вихідного струму фази *A* п'ятирівневого АІН у режимі однократної модуляції наведено на рис. 3.22.

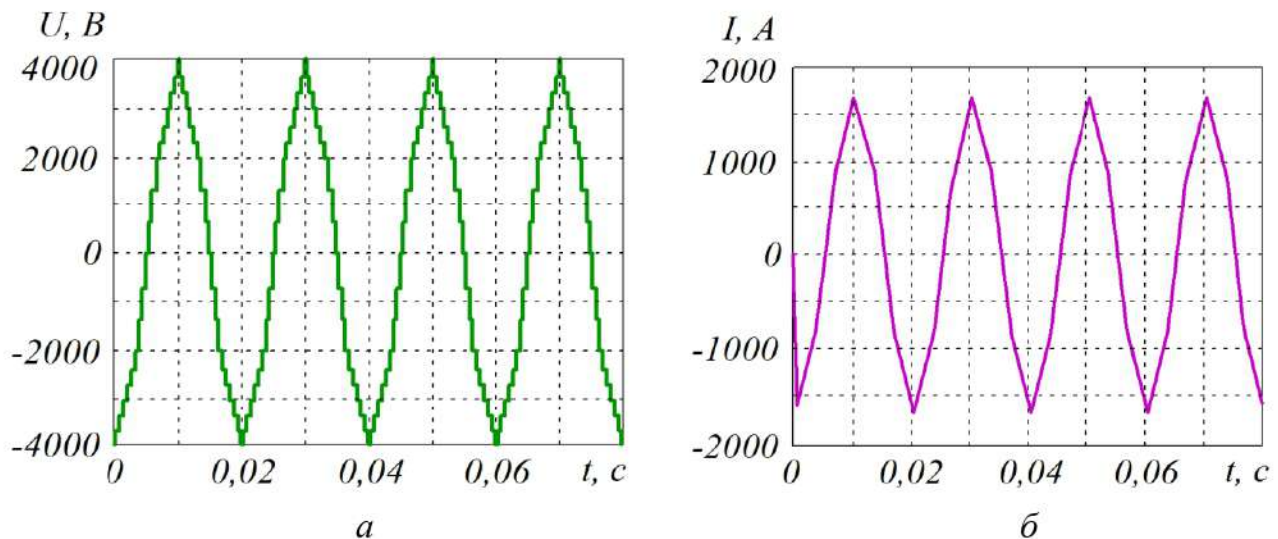


Рисунок 3.22 – Результати імітаційного моделювання роботи п'ятирівневого АІН у режимі однократної модуляції:
a – форма вихідної напруги; *б* – форма вихідного струму

Результати Фур'є-аналізу вихідної напруги та вихідного струму в режимі однократної модуляції наведено на рис. 3.23. Результати моделювання форми вихідної напруги фази *A* п'ятирівневого АІН у режимі ШІМ з використанням топологій ФР, ФПР, ПФПР, СШІМ з частотою 1 кГц наведено на рис. 3.24.

Фур'є-аналізи форми вихідної напруги фази *A* п'ятирівневого інвертора напруги в ШІМ-режимі з використанням ФР, ФПР, ПФПР, СШІМ, ПСШІМ, ФЗШІМ з частотою ШІМ 1 кГц наведено на рис. 3.25.

Визначення втрат потужності в IGBT-транзисторах може бути здійснено шляхом розрахунку статичних і динамічних втрат у IGBT-транзисторах і паралельних діодах відповідно до виразу (3.1).

Процес перемикання струму та напруги в ключах IGBT і графічний розподіл статичних і динамічних втрат наведено на рис. 3.16.

Статичні та динамічні втрати в IGBT-транзисторах визначаються відповідно до виразів (3.2, 3.3).

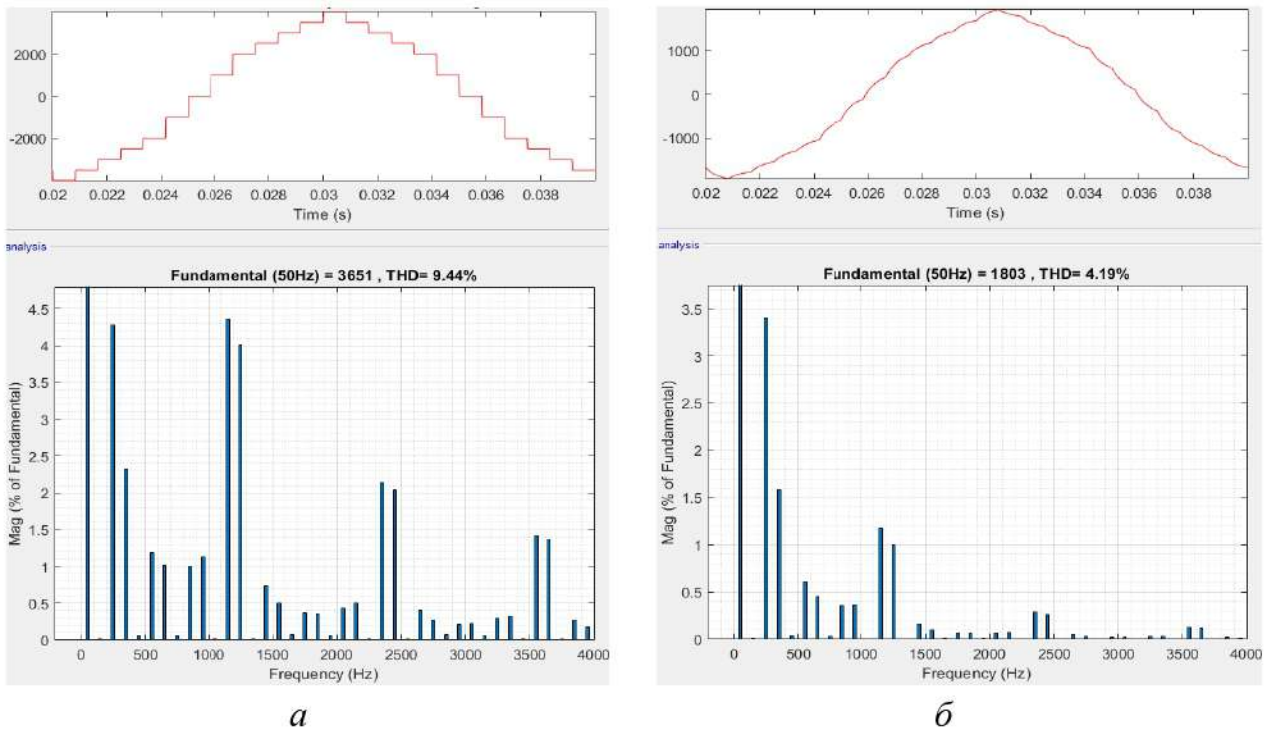


Рисунок 3.23 – Фур’є-аналіз режиму однократної модуляції:
a – вихідна напруга; *б* – вихідний струм

Сумарні гармонічні спотворення при постійному та змінному струмах визначаються відповідно до виразів [63]:

$$THD_{DC} = \frac{\sqrt{\sum_{m=1}^{m=\infty} I_m^2}}{I_{DC}}; \quad (3.5)$$

$$THD_{AC} = \frac{\sqrt{\sum_{m=2}^{m=\infty} I_m^2}}{I_1}, \quad (3.6)$$

де I_m – середньоквадратичне значення для m -ї гармоніки.

Діюче значення для змінного (або прямого імпульсного) струму дорівнює величині такого постійного струму, який за час, рівний одному періоду змінного струму, буде виконувати таку саму роботу (тепловий або електродинамічний ефект), що виконується досліджуваним змінним струмом:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i^2(t) \cdot dt}. \quad (3.7)$$

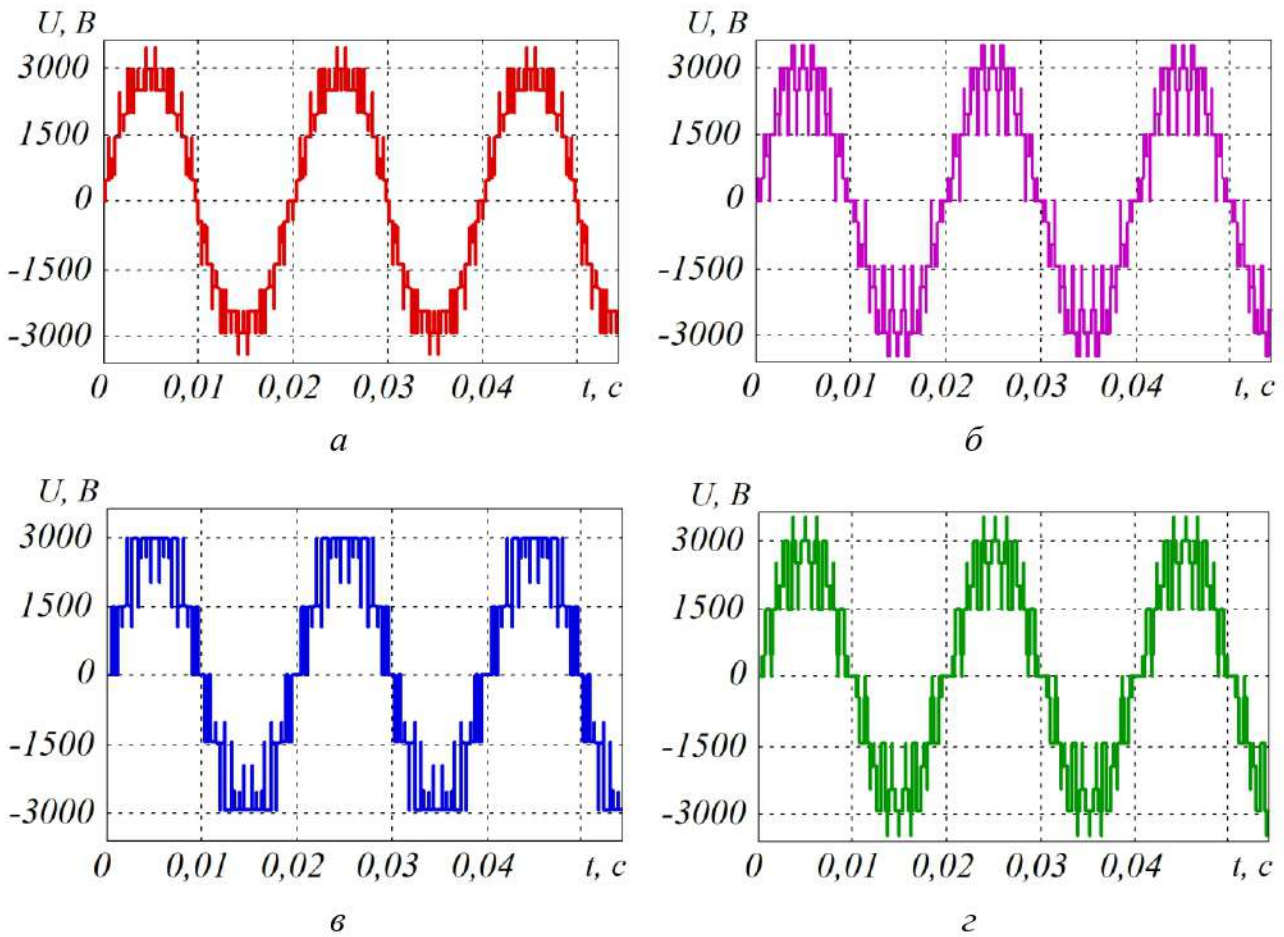


Рисунок 3.24 – Результати імітаційного моделювання форми вихідної напруги фази *A* п'ятирівневого АІН у режимі ШІМ з використанням топологій:

a – ФР; *б* – ФПР; *в* – ПФПР; *г* – СШІМ

Діапазон середньоквадратичних значень може бути виражений через діапазон вищих гармонік:

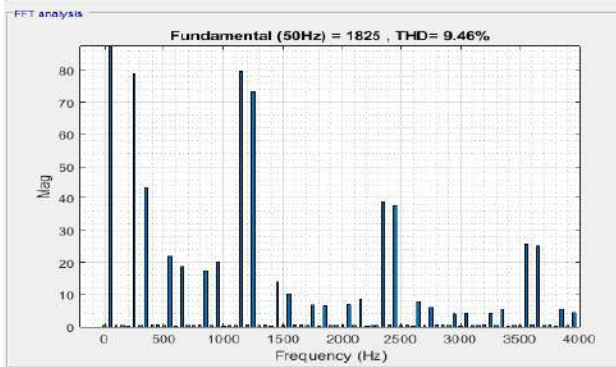
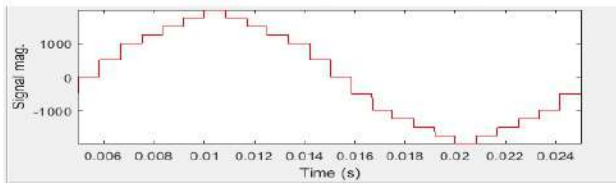
$$I_{RMS_AC} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{m=2}^{m=\infty} I_m^2}. \quad (3.8)$$

Використовуючи вираз

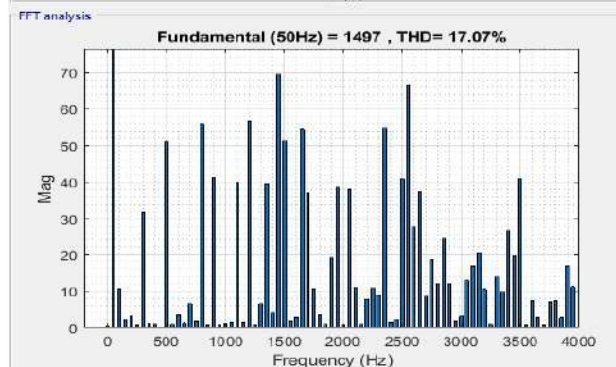
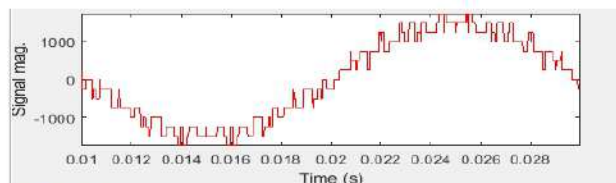
$$Z(f=0) = R_{DC} = \frac{L}{\gamma \cdot S}, \quad (3.9)$$

можна виразити суму квадратів вищих гармонік:

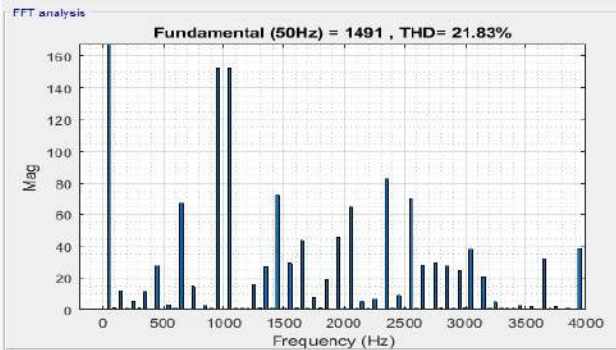
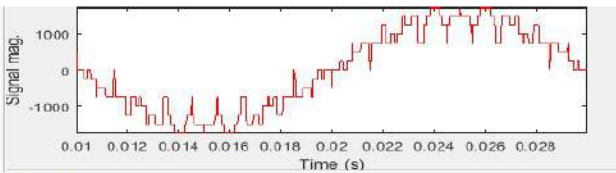
$$\sum_{m=2}^{m=\infty} I_m^2 = (THD_I \cdot I_I)^2. \quad (3.10)$$



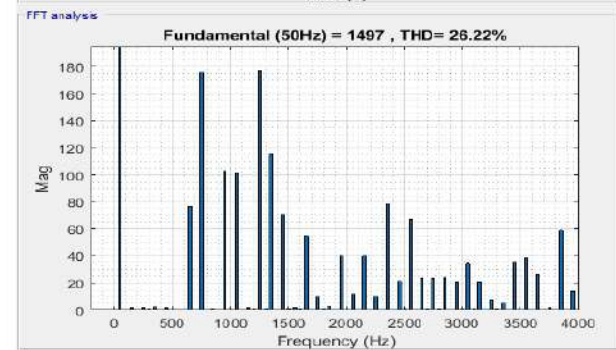
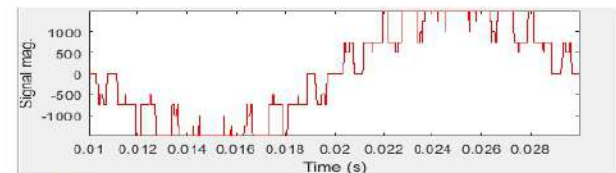
a



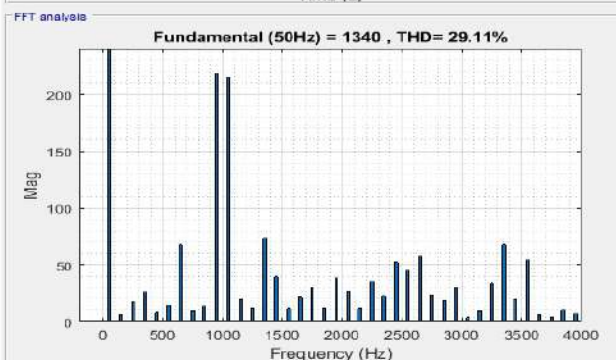
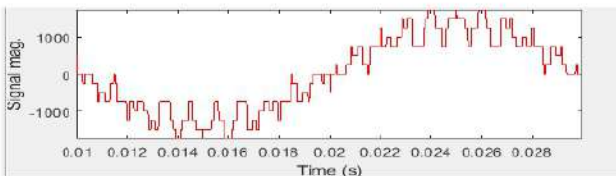
б



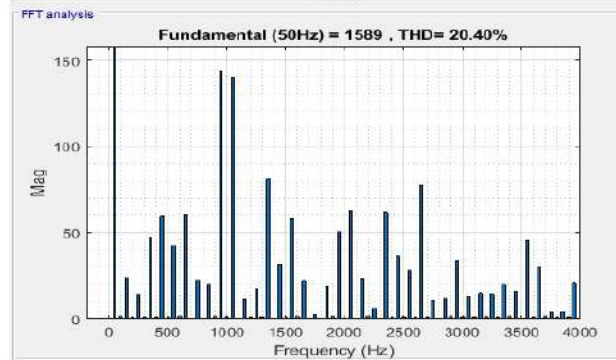
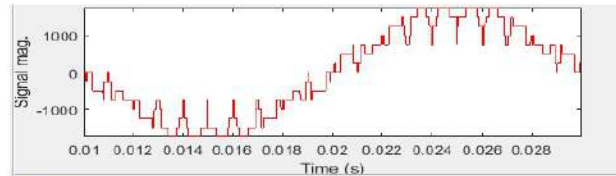
в



г



д



е

Рисунок 3.25 – Фур'є-аналіз вихідної напруги використуваних топологій:
a – ФР; *б* – ФПР; *в* – ПФПР; *г* – СШМ; *д* – ПСШМ; *е* – ФЗШМ

Тоді середньоквадратичне значення для постійного та змінного струмів можна подати у вигляді:

$$I_{RMS_DC} = I_{DC} \cdot \sqrt{(1 + THD_{DC}^2)}; \quad (3.11)$$

$$I_{RMS_AC} = \sqrt{I_1^2 + (THD_I \cdot I_1)^2} = \sqrt{I_1^2 \cdot (1 + THD_I^2)}. \quad (3.12)$$

Залежність величини середньоквадратичного струму від значення THD наведено на рис. 3.26, де 100 % приймається як середньоквадратичне значення для струму першої гармоніки.

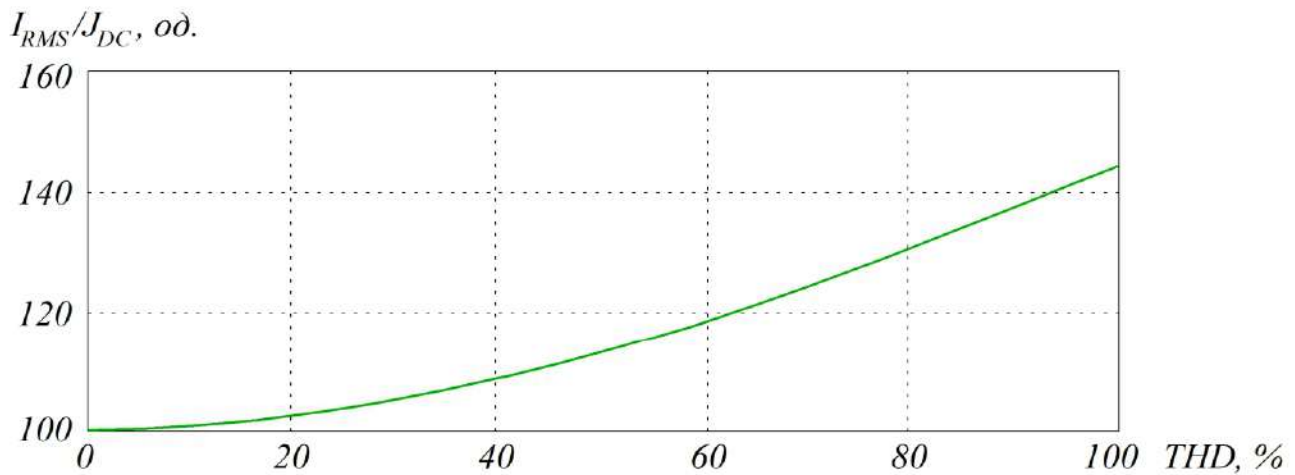


Рисунок 3.26 – Залежність поточної середньоквадратичної відносної величини від загального гармонічного спотворення

Таким чином, існує чіткий зв'язок між загальними гармонічними спотвореннями використовуваного струму та відсотком додаткових втрат потужності.

У табл. 3.3 наведено результати моделювання п'ятирівневого інвертора напруги, а також Фур'є-аналіз вихідного струму інвертора в режимі ШІМ з використанням різних топологій.

З табл. 3.3 випливає, що різні типи модуляції забезпечують досить різні енергетичні характеристики, включаючи різні спектри вищих гармонік.

Таблиця 3.3 – Результати моделювання п'ятирівневого інвертора напруги

Параметр	Просторово-векторна ШІМ	Синусоїдальна ШІМ				
		ФР	ФПР	ПФПР	СШІМ	ПСШІМ
Частота сигналу, Гц	50	1000	1000	1000	1000	1000
Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги, В	3651	2994	2983	2994	2681	3177
Амплітуда першої гармоніки вихідного струму, А	1803	1479	1473	1479	1324	1569
Загальне гармонічне спотворення вихідної напруги, %	9,44	17,06	21,82	26,21	29,09	20,39
Загальне гармонічне спотворення вихідного струму, %	4,19	3,89	5,46	7,12	7,94	5,97
Сумарні втрати потужності, Вт	11386	8102	8127	8139	6980	8960

Перемикання активного випрямляча дає змогу значно зменшити частоту вхідного струму. Водночас значно знижується втрата потужності в силових вимикачах і підвищується ефективність активного випрямляча. Перемикання забезпечує компенсацію вищих гармонік вхідного струму. Це дає можливість забезпечити достатню якість вхідного струму з сумарними гармонічними спотвореннями менше 5 % з частотою перемикання всього 500 Гц.

Перемежування в активному випрямному пристрої в деяких випадках зменшує втрати в електромережі до 22 %.

3.4. Дослідження алгоритму стабілізації напруги на комірках шестирівневого модульного інвертора

Останніми роками в промисловості широко застосовуються потужні напівпровідникові перетворювачі нового типу – модульні багаторівневі перетворювачі [64].

Модульний багаторівневий інвертор (МБІ) порівняно з іншими інверторами має такі переваги [65]:

– можливість застосування у високовольтних перетворювачах силових вимикачів нижчих класів, включаючи вимикачі на основі нітриду галію (GaN) та карбїду кремнію (SiC);

– можливість роботи перемикачів на нижчих частотах комутації порівняно з класичними багаторівневими перетворювачами напруги;

– структурна модульність та масштабованість;

– підвищена надійність інвертора через те, що МБІ може функціонувати, навіть якщо окремі модулі виходять з ладу;

– підвищення ефективності за рахунок збільшення кількості рівнів (модулів) МБІ та зменшення частоти перемикачів ключів;

– значне зниження вищих гармонік, що дає змогу використовувати фільтри з меншими масовими розмірами;

– МБІ дає можливість комбїнувати асинхронні електромережі без збільшення потужності короткого замикання.

Перша високовольтна лінія постійного струму з модульними багаторівневими інверторами, що з'єднала міста Пітсбург і Сан-Франциско в Калїфорнії, США, у 2010 році, була розроблена та впроваджена компанією Siemens [66]. Лінія розрахована на потужність 400 МВ·А напругою ± 200 кВ.

Взагалі модульні багаторівневі інвертори є перспективною топологією, яка вже знайшла широке застосування у системах високої напруги постійного струму, що виробляються SIEMENS і ABB. Також перспективним є використання МБІ у високовольтних електроприводах [67].

На рис. 3.27 наведено схему трифазного шестирівневого модульного багаторівневого інвертора. Трифазний перетворювач частоти (випрямляч, коло постійного струму, інвертор) побудовано за модульною топологією. Реактор вирівнювання L_d включено у кожен ланку кола.

Можливість реалізації великої кількості рівнів забезпечує високу синусоїдальність вихідної напруги, що також забезпечує зменшення втрат потужності від вищих гармонік [68].

Комірки можуть бути побудовані як за напівмостовою схемою (рис. 3.28, а), так і за повномостовою (рис. 3.28, б).

Кожна схема ланки має свої переваги і недоліки. Повномостова схема дорожча, але дає змогу краще регулювати та стабілізувати напругу на комірках. Напівмостова схема дешевша, але стабілізувати напругу комірок складніше [69].

Поряд з низкою переваг у модульних багаторівневих інверторах є недолік, який полягає в необхідності стабілізації напруги окремих комірок перетворювача.

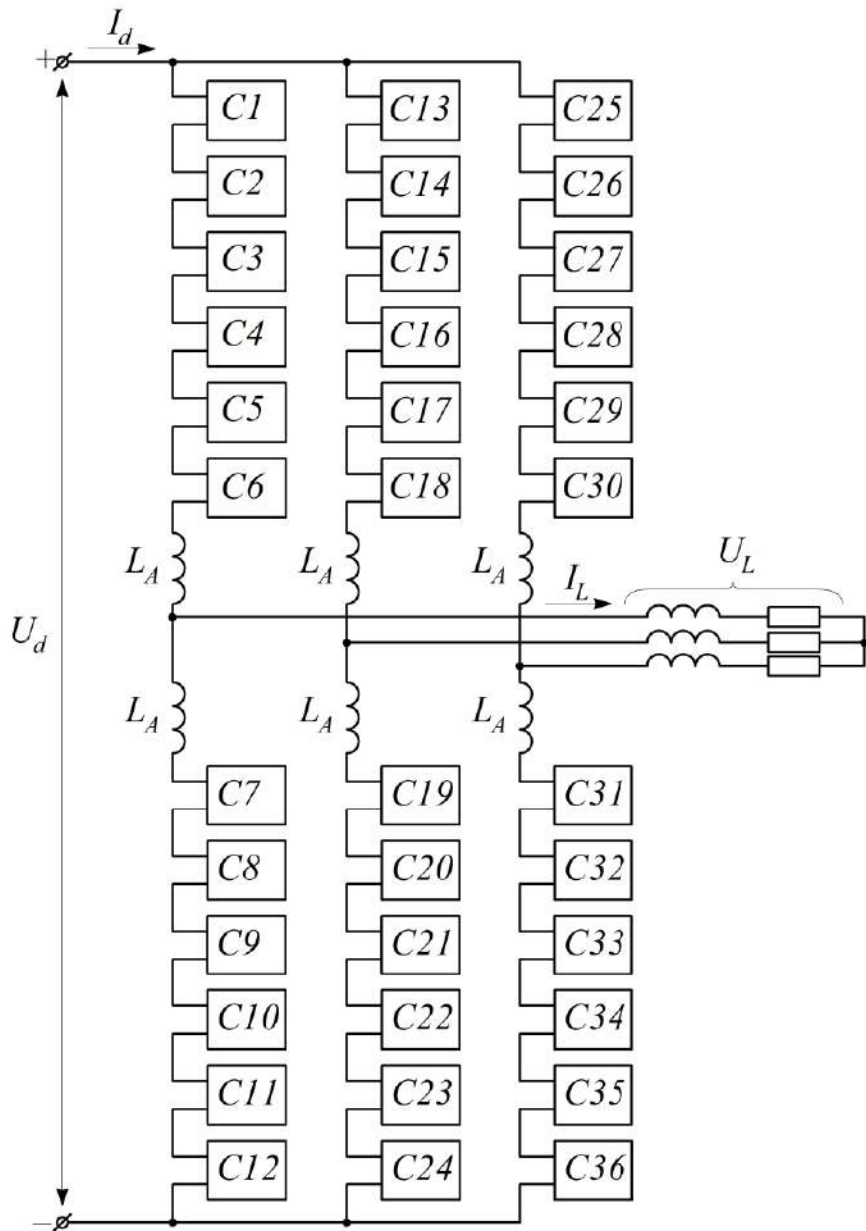


Рисунок 3.27 – Трифазний шестирівневий модульний інвертор

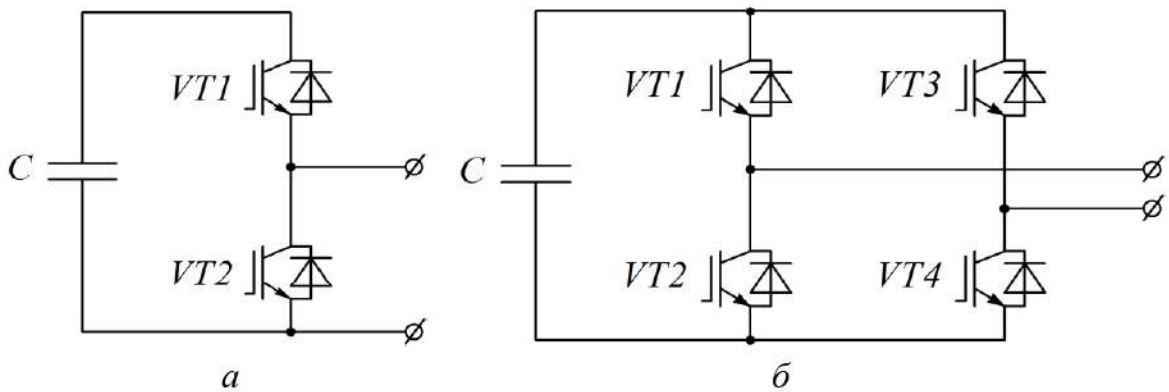


Рисунок 3.28 – Топологія комірок МБІ:
a – напівмостова комірка; *б* – повномостова комірка

Системи керування модульними багаторівневими інверторами є досить важливою складовою, оскільки саме від них залежать показники якості електроенергії та втрати потужності. Існуючі системи керування на основі широтно-імпульсної та просторово-векторної модуляції в МБІ мають низку недоліків. Так, існуючі алгоритми модуляції зумовлюють погіршення показників якості електричної енергії та необхідність використання алгоритму стабілізації напруги на конденсаторних комірках.

У роботі [70] визначено, що в модульному п'ятирівневому інверторі при використанні просторово-векторної ШІМ дисбаланс напруг на конденсаторних комірках складає 25...40 %. Це викликає погіршення якості вихідної напруги, при якій коефіцієнт гармонічних спотворень погіршується від 9 % (без дисбалансу) до 32 % (у режимі дисбалансу).

У роботі [71] містяться результати дослідження нестабільності напруги на конденсаторних комірках багаторівневих модульних інверторів з системою керування на основі синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції (СШІМ). Показано, що за відсутності алгоритму стабілізації напруг у системі керування буде відбуватись явище дисбалансу, при якому за кожні 0,05 секунди, напруга на комірках буде відхилятися на $\approx 10\%$.

У роботі [72] показано, що СШІМ дає змогу реалізувати регулювання амплітуди першої гармоніки вихідного струму, що є необхідним при скалярному та векторному керуванні в асинхронному електроприводі. Визначено недоліки СШІМ, а саме висока частота комутації силових ключів, що веде до нагрівання напівпровідникових елементів, збільшення динамічних втрат і, відповідно, до зменшення ККД перетворювача відносно просторово-векторної ШІМ на 3...4 %. Крім цього, в дослідженнях [71, 72] не надано результатів роботи МБІ в довготривалому режимі і не визначено впливу алгоритму ШІМ на стабільність напруги на конденсаторах МБІ.

У публікаціях [73, 74] досліджено роботу МБІ інших топологій з просторово-векторною широтно-імпульсною модуляцією (ПВШІМ), в яких підтверджена нестабільність вихідної напруги. Проте недоліком цих публікацій є відсутність опису алгоритму стабілізації напруги на конденсаторах комірок МБІ. В науковій літературі відомі різні алгоритми стабілізації напруги на комірках МБІ, проте вони мають різні недоліки. Так, у системі є необхідність застосування фазового автопідстроювання частоти, синтезу передавальних функцій регуляторів. В алгоритмі стабілізації є необхідність розв'язання диференціальних рівнянь, пов'язаних з просторо-векторним перетворенням координат $abc-dq$ у режимі реального часу.

У [75] подано алгоритм стабілізації, недоліком якого є відсутність можливості стабілізації напруги при просторово-векторній модуляції. Такі алгоритми стабілізації значно ускладнюють і удорожчують систему керування модульного багаторівневого інвертора.

У [76] надано алгоритм стабілізації, який працює за принципом сортувань і вибірки комірок з найменшими напругами. Недоліком цього алгоритму є значна кількість ітераційних обчислень та велика кількість зворотних зв'язків, що дорівнює числу комірок у перетворювачі та може сягати більше 600 одиниць.

Таким чином, стоїть завдання створення методу стабілізації напруги зі зменшеним числом математичних розрахунків, зі зменшеним числом зворотних зв'язків та можливістю роботи з просторово-векторними системами керування.

Як і класичні багаторівневі автономні інвертори напруги з діодами запирання, МБІ-перетворювачі можуть працювати як у режимі синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції, так і в режимі просторово-векторної модуляції.

Режим просторово-векторної модуляції забезпечує низку переваг, таких як висока потужність, менша частота комутації перемикачів живлення, що сприяє підвищенню ефективності. Кожна фаза шестирівневого МБІ-перетворювача складається з дванадцяти комірок. Водночас можна реалізувати шість різних потенціалів вихідної напруги в кожній фазі. У цьому випадку кожен перемикальний стан транзисторів, що викликає його вихідний потенціал у фазі, називається вектором [77]. Принцип формування синусоїдальної рівнезсувної широтно-імпульсної модуляції наведено на рис. 3.29.

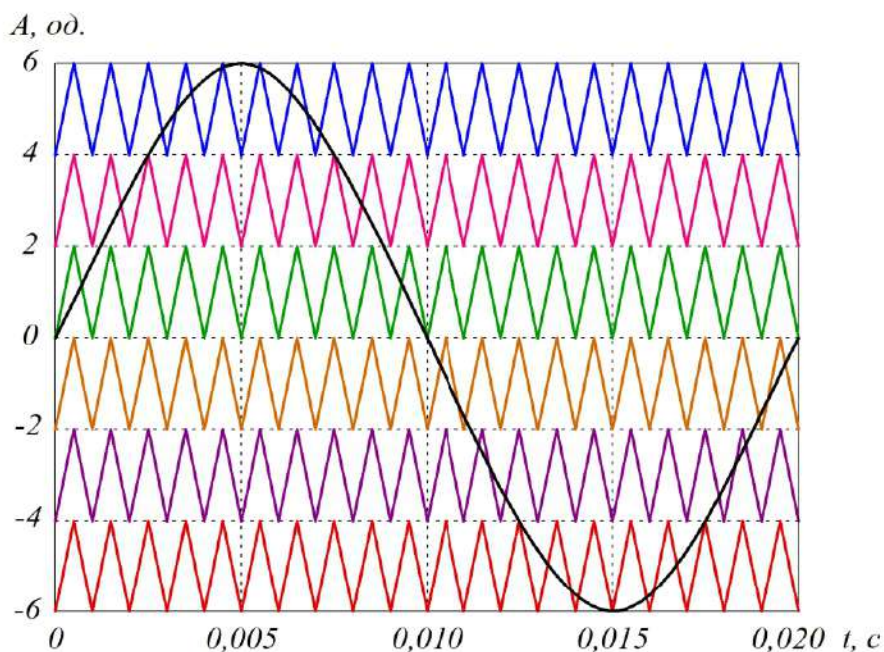


Рисунок 3.29 – Синусоїдальна ШІМ для шестирівневого інвертора

Комутаційні стани силових ключів, що обумовлюють вектори в класичній просторово-векторній модуляції, наведено на рис. 3.30, де зеленим кольором позначено включений стан комірки, тобто включення транзистора *VT1*.

<i>Вектор 0</i>											
K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8	K9	K10	K11	K12
<i>Вектор 1</i>											
K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8	K9	K10	K11	K12
<i>Вектор 2</i>											
K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8	K9	K10	K11	K12
<i>Вектор 3</i>											
K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8	K9	K10	K11	K12
<i>Вектор 4</i>											
K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8	K9	K10	K11	K12
<i>Вектор 5</i>											
K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8	K9	K10	K11	K12
<i>Вектор 6</i>											
K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8	K9	K10	K11	K12

Рисунок 3.30 – Комутаційні стани силових ключів комірок шестирівневого інвертора

Комутаційні стани керування ключами при просторово-векторній широтно-імпульсній модуляції (ПВШІМ) у трьох фазах наведено на рис. 3.31. Період вихідної напруги (одне коло єдиного просторового вектора) складається з 36 тимчасових інтервалів, кожен з яких визначений станом одного з трьох векторів, які визначають номери включених транзисторів. Аналіз інтервалів формування вихідної напруги, яка складається з 36 часових інтервалів, показав, що в комірку 1 включено 9 інтервалів, а в комірку 4 включено 15 інтервалів. Нерівномірне навантаження комірок МБІ-перетворювача веде до того, що напруга на певних комірках зростає більше відносно номінальної, а на інших комірках напруга падає нижче номінальної і з часом знижується до нуля, що підтверджено імітаційним моделюванням.

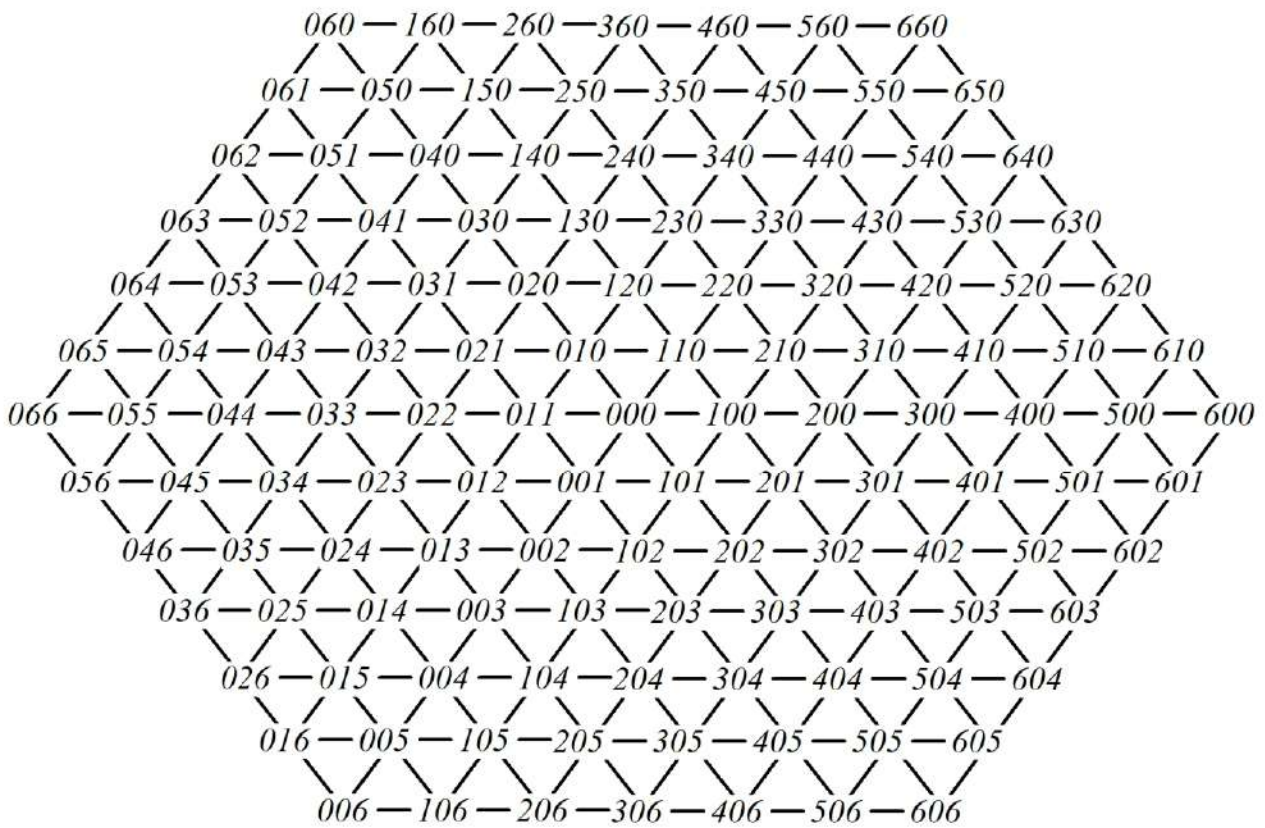


Рисунок 3.31 – Комутаційні стани силових ключів у просторово-векторній модуляції

У середовищі імітаційного моделювання Matlab / Simulink було розроблено модель модульного багаторівневого інвертора.

Комірки МБІ-перетворювача побудовано за напівмостовою топологією. Параметри імітаційної моделі наведено в табл. 3.4.

Таблиця 3.4 – Параметри імітаційної моделі багаторівневого інвертора

Параметр	Значення
Напруга в колі постійного струму, кВ	8
Ємність конденсатора комірки МБІ, мФ	1
Напруга на конденсаторі комірки МБІ, кВ	2
Активний опір навантаження, Ом	20
Індуктивний опір навантаження, мГн	0,1

Моделювання проводилося за умови, що в момент пуску всі конденсатори комірок МБІ-перетворювача заряджені до напруги 2 кВ.

Розроблену імітаційну модель модульного шестирівневого інвертора наведено на рис. 3.32.

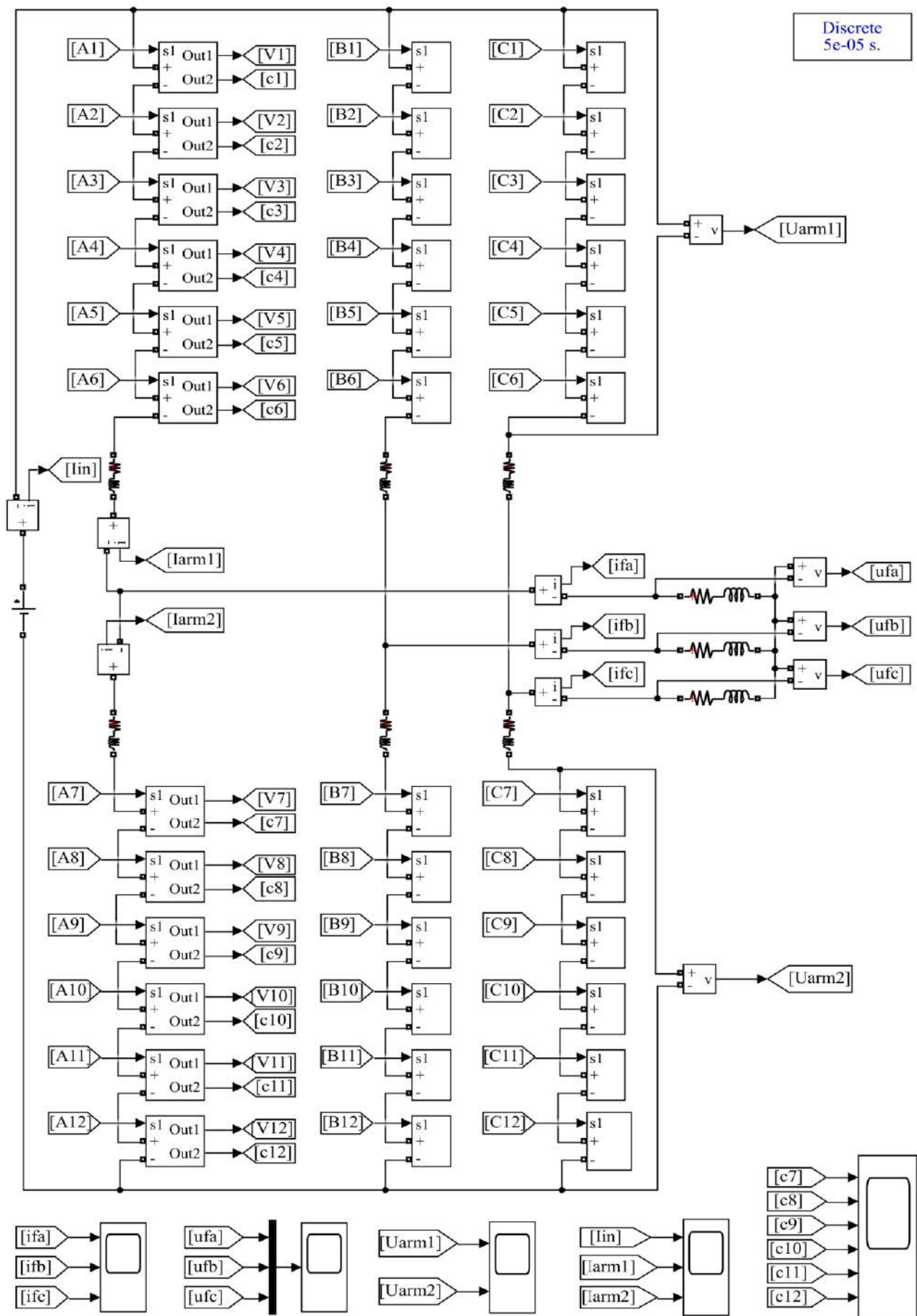


Рисунок 3.32 – Імітаційна модель модульного шестирівневого інвертора

Результати моделювання роботи МБІ, а саме напруги на комірках 1, 2, 3, 4, 5, 6 у режимі класичної просторово-векторної модуляції, наведено на рис. 3.33. У ході моделювання було встановлено, що при зазначених параметрах схеми напруга на комірках 2, 3, 5 за час роботи перетворювача 5 секунд падає до нуля, а напруга на комірках 1, 4, 6 збільшується вдвічі (з 2 кВ до 4 кВ). Напруги на комірках інших фаз поводяться аналогічно. Падіння напруги на конденсаторах половини комірок МБІ-перетворювача веде до зменшення ступенів у формуванні вихідної напруги, що веде до погіршення синусоїдальності роботи вихідної напруги, оскільки половина комірок при цьому не працює.

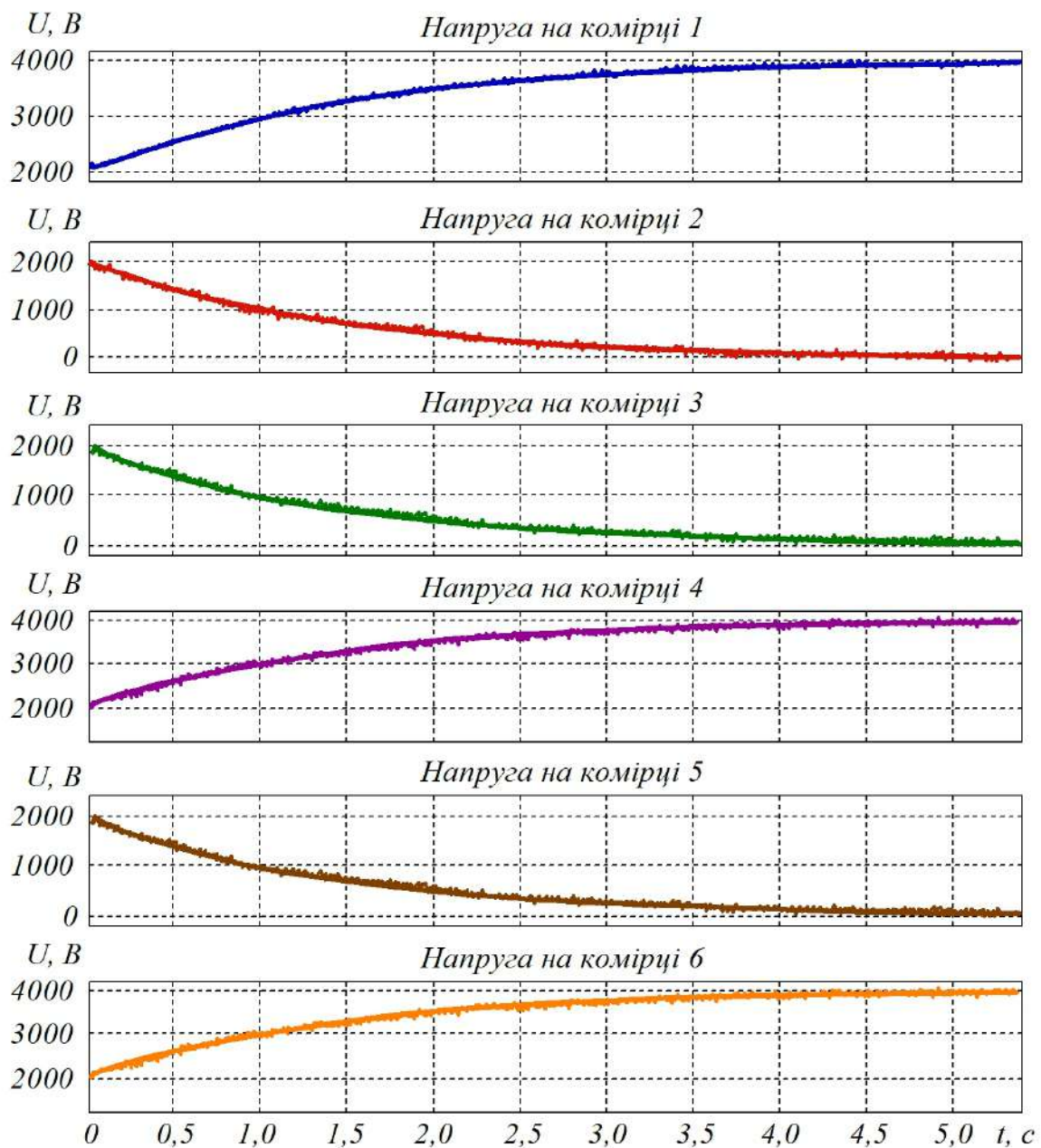


Рисунок 3.33 – Напруга на конденсаторах комірок 1, 2, 3, 4, 5, 6 МБІ при реалізації алгоритму класичної просторово-векторної модуляції

Форму вихідної напруги у фазі МБІ, а також її Фур'є-аналіз у початковий момент часу роботи перетворювача і через 5 секунд роботи схеми наведено на рис. 3.34.

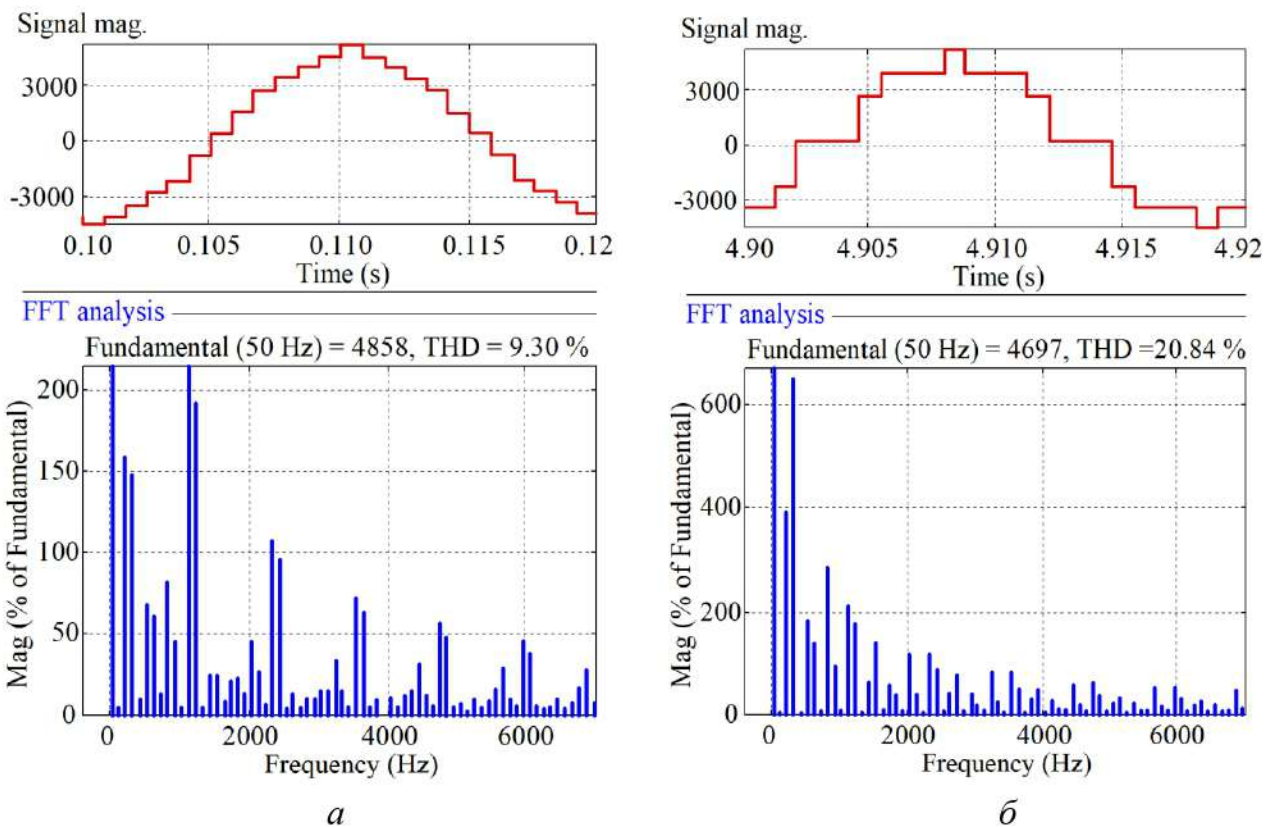


Рисунок 3.34 – Форма вихідної напруги МБІ-перетворювача та її Фур'є-аналіз при використанні класичної просторово-векторної ШІМ:
a – в початковий час роботи МБІ; *б* – через 5 с роботи схеми

Як видно з рис. 3.34, форма вихідної напруги МБІ за час падіння напруги на конденсаторах комірок значно погіршується. Це обумовлено зменшенням числа рівнів у формуванні вихідної напруги й відповідно призводить до значного погіршення синусоїдальності вихідної напруги (рис. 3.34, *б*). Це призводить до збільшення вмісту вищих гармонік та пов'язаних з ними додаткових втрат потужності. Аналогічне явище відбувається і при синусоїдальній ШІМ.

Таким чином, встановлено, що класична ПВШІМ обумовлює нестабільність напруги на комірках МБІ-перетворювача та викликає значне погіршення якості вихідної напруги.

Запропоновано покращений алгоритм ПВШІМ, що забезпечує балансування напруги на комірках МБІ. У зв'язку з тим, що МБІ працює за принципом керованого ємнісного подільника напруги, то для формування

необхідного потенціалу вихідної напруги у фазі важливе співвідношення ввімкнених комірок у верхньому та нижньому плечі. Тобто наступні комбінації ввімкнених і вимкнених ключів формуватимуть той самий потенціал вихідної напруги.

Як показало моделювання алгоритму класичної ШІМ, напруга на комірках 1, 4, 6 збільшується, а напруга на комірках 2, 3, 5 знижується до нуля. Отже, якщо у всіх векторах замінити комутаційні стани в парах регістрів 1–2, 3–4, 5–6, 7–8, 9–10, 11–12, то даний алгоритм реалізовує зворотну динаміку напруги на комірках МБІ. Систему просторових векторів, яка викликає зворотну динаміку напруги на комірках МБІ, наведено на рис. 3.35.

<i>Вектор 0</i>											
<i>K1</i>	<i>K2</i>	<i>K3</i>	<i>K4</i>	<i>K5</i>	<i>K6</i>	<i>K7</i>	<i>K8</i>	<i>K9</i>	<i>K10</i>	<i>K11</i>	<i>K12</i>
<i>Вектор 1</i>											
<i>K1</i>	<i>K2</i>	<i>K3</i>	<i>K4</i>	<i>K5</i>	<i>K6</i>	<i>K7</i>	<i>K8</i>	<i>K9</i>	<i>K10</i>	<i>K11</i>	<i>K12</i>
<i>Вектор 2</i>											
<i>K1</i>	<i>K2</i>	<i>K3</i>	<i>K4</i>	<i>K5</i>	<i>K6</i>	<i>K7</i>	<i>K8</i>	<i>K9</i>	<i>K10</i>	<i>K11</i>	<i>K12</i>
<i>Вектор 3</i>											
<i>K1</i>	<i>K2</i>	<i>K3</i>	<i>K4</i>	<i>K5</i>	<i>K6</i>	<i>K7</i>	<i>K8</i>	<i>K9</i>	<i>K10</i>	<i>K11</i>	<i>K12</i>
<i>Вектор 4</i>											
<i>K1</i>	<i>K2</i>	<i>K3</i>	<i>K4</i>	<i>K5</i>	<i>K6</i>	<i>K7</i>	<i>K8</i>	<i>K9</i>	<i>K10</i>	<i>K11</i>	<i>K12</i>
<i>Вектор 5</i>											
<i>K1</i>	<i>K2</i>	<i>K3</i>	<i>K4</i>	<i>K5</i>	<i>K6</i>	<i>K7</i>	<i>K8</i>	<i>K9</i>	<i>K10</i>	<i>K11</i>	<i>K12</i>
<i>Вектор 6</i>											
<i>K1</i>	<i>K2</i>	<i>K3</i>	<i>K4</i>	<i>K5</i>	<i>K6</i>	<i>K7</i>	<i>K8</i>	<i>K9</i>	<i>K10</i>	<i>K11</i>	<i>K12</i>

Рисунок 3.35 – Комутаційні стани комірок МБІ, що визначають інверсні вектори 0, 1, 2, 3, 4, які викликають інверсію зростання / спадання напруги на комірках

Результати моделювання роботи шестирівневого інвертора при реалізації часової діаграми, що включає зворотні вектори, наведено на рис. 3.36.

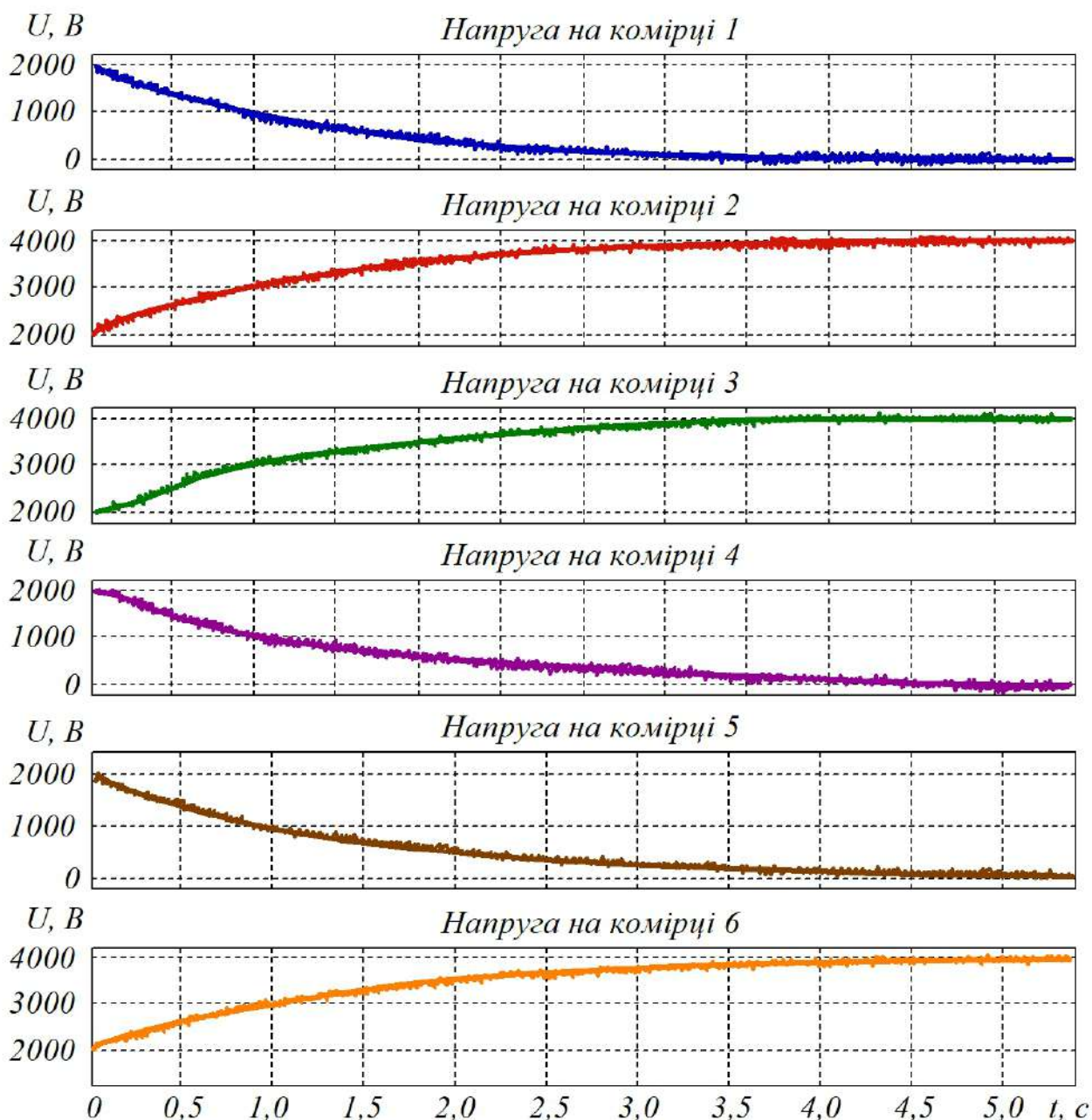


Рисунок 3.36 – Напруга на конденсаторах комірок 1, 2, 3, 4, 5, 6 МБІ при реалізації алгоритму просторово-векторної модуляції

Як свідчать результати моделювання, заміна у векторах значення пар комірок 1–2, 3–4, 5–6, 7–8, 9–10, 11–12 привела до інверсної динаміки зміни напруги на комірках МБІ. Почергове перемикування алгоритмів модуляції приводить відповідно до зростання та спадання напруги на комірках МБІ. В результаті виходить, що напруга на комірках конденсатора МБІ стабілізується (рис. 3.37). Таким чином, можна встановити регулювання гістерезису на напругу комірок МБІ з набором порогового рівня відхилення напруги в комірці відносно заданого значення.

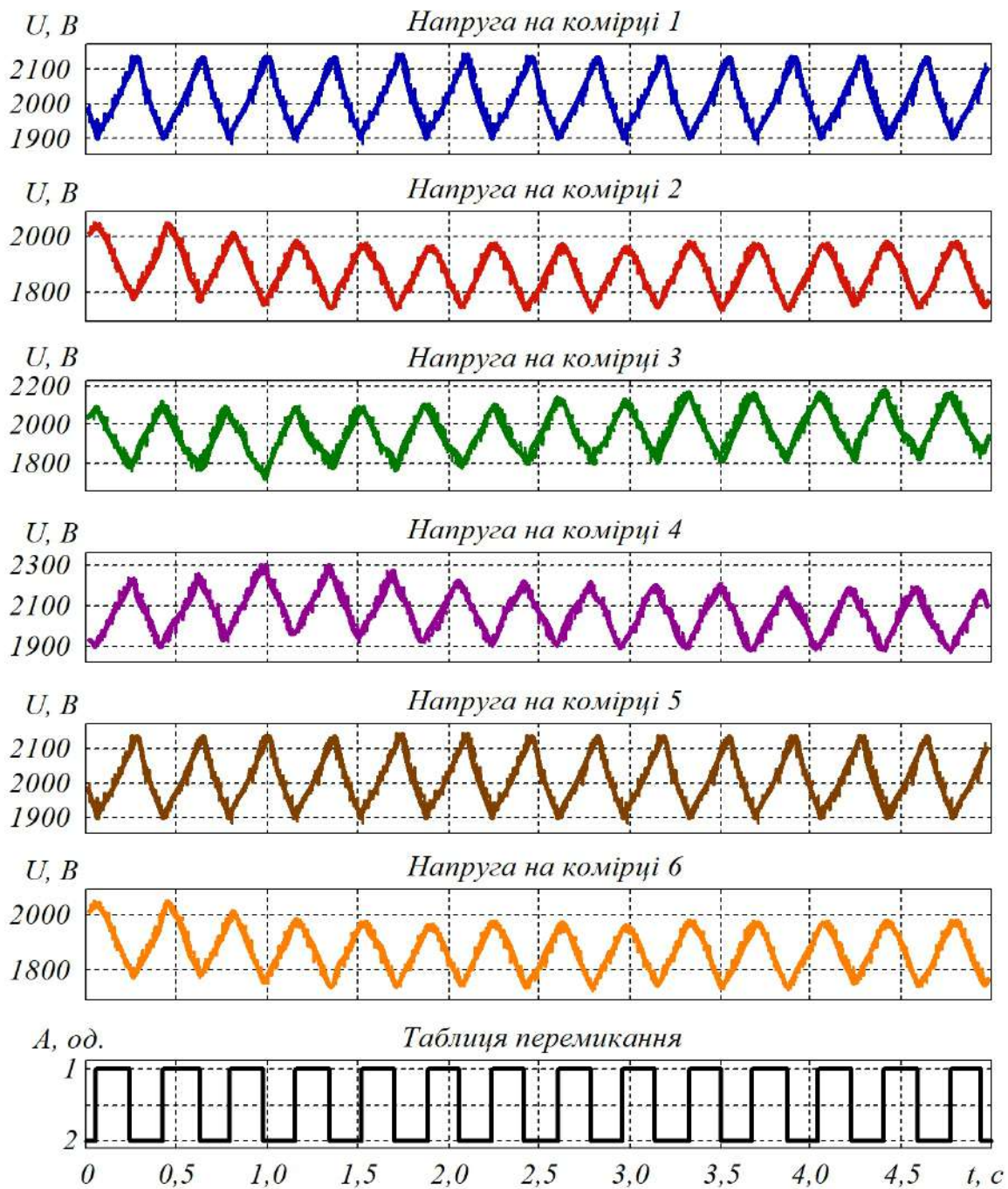


Рисунок 3.37 – Напруга комірок МБІ після застосування балансування шляхом почергового перемикання при встановленні допустимого відхилення ± 150 В

Принцип стабілізації напруги на комірках МБІ шляхом перемикання таблиць комутації підтверджено результатами моделювання. При цьому встановлено допустимий поріг відхилення на комірці на рівні 2000 ± 150 В.

Як видно з рис. 3.37, напруга на елементах МБІ не відхиляється більше заданого значення. В ході подальшого моделювання було встановлено, що і після 60 с роботи МБІ напруга на комірках не відхиляється вище допустимого значення. Таким чином, при заданні досить малого допустимого порога

відхилення напруги на комірках МБІ, можна практично забезпечити відсутність суттєвих відхилень напруги (рис. 3.38).

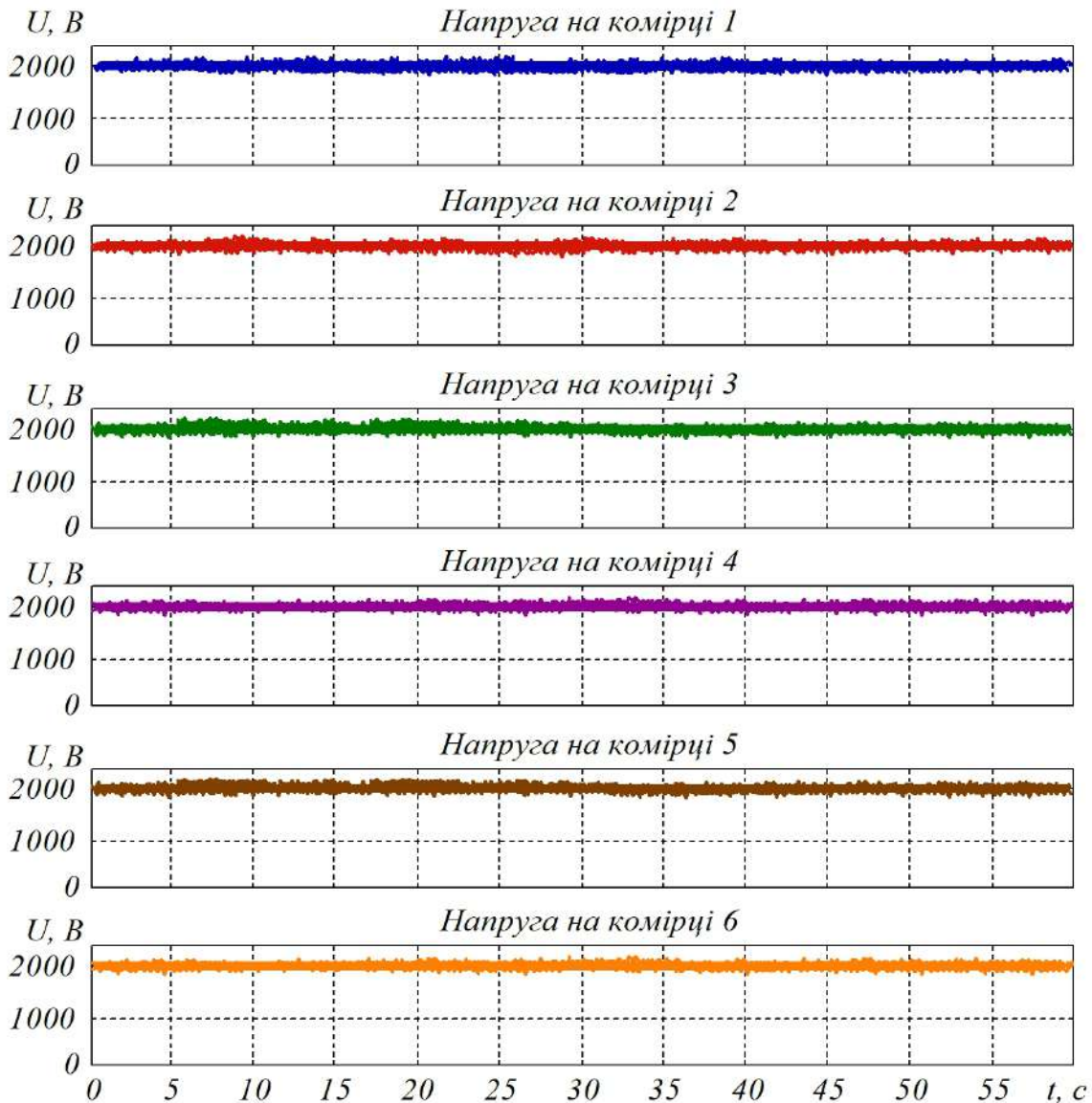


Рисунок 3.38 – Напруга комірок МБІ після застосування нового алгоритму балансування

Результати моделювання показали, що застосування запропонованого алгоритму стабілізації напруги на комірках МБІ шляхом балансування дає змогу досягти при заданих параметрах моделювання відхилення напруги ± 50 В, що обумовлює коефіцієнт пульсації 5 %. Подальше зниження пульсацій може бути досягнуто збільшенням ємності комірок. Форму вихідної напруги модульного шестирівневого інвертора після 50 секунд його роботи при реалізації запропонованого алгоритму керування зі змінним перемиканням комутаційних таблиць наведено на рис. 3.39.

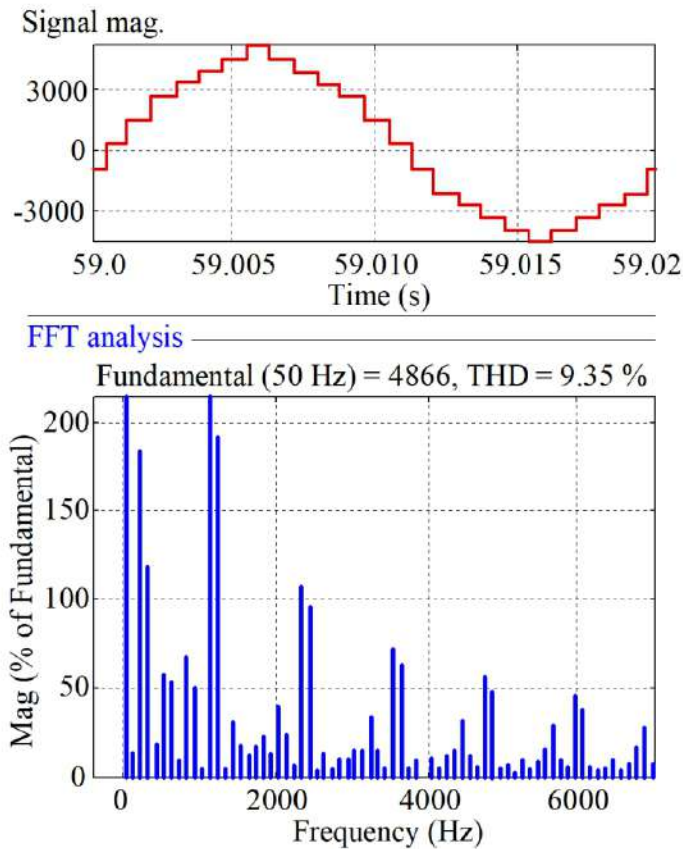


Рисунок 3.39 – Форма та гармонічний аналіз вихідної напруги шестирівневого інвертора при здійсненні запропонованого підходу в регулюванні

Відповідно до рис. 3.37...3.39, запропонований алгоритм забезпечує стабільність напруги на комірках МБІ-перетворювача і не викликає погіршення форми вихідної напруги в часі.

3.5. Аналіз енергетичних процесів у семирівневому автономному інверторі напруги при різних алгоритмах модуляції

У наукових публікаціях [78, 79] наведено системи керування БАІН на основі ШІМ. Такі алгоритми модуляції мають свої переваги і недоліки. До переваг ШІМ слід віднести можливість регулювання амплітуди першої гармоніки вихідного струму, що є необхідним при скалярному та векторному керуванні. Водночас до недоліків варто віднести високу частоту комутації силових ключів, що веде до нагрівання напівпровідникових елементів, частин ізоляції перетворювача, збільшення динамічних втрат і, відповідно, до зменшення ККД перетворювача. Відомі й інші гібридні системи ШІМ керування: – режим рівнезсувної ШІМ (англ. Phase Disposition – PD, рис. 3.40, а);

– режим протидії фаз (англ. Phase Opposition Disposition – POD, рис. 3.40, б);

– режим альтернативного розташування протифазних сигналів (англ. Alternate Phase Opposition Disposition – APOD, рис. 3.40, в);

– режим інвертованої синусоїдальної ШІМ (англ. Inverted Sine Carrier PWM – ISCPWM, рис. 3.40, г).

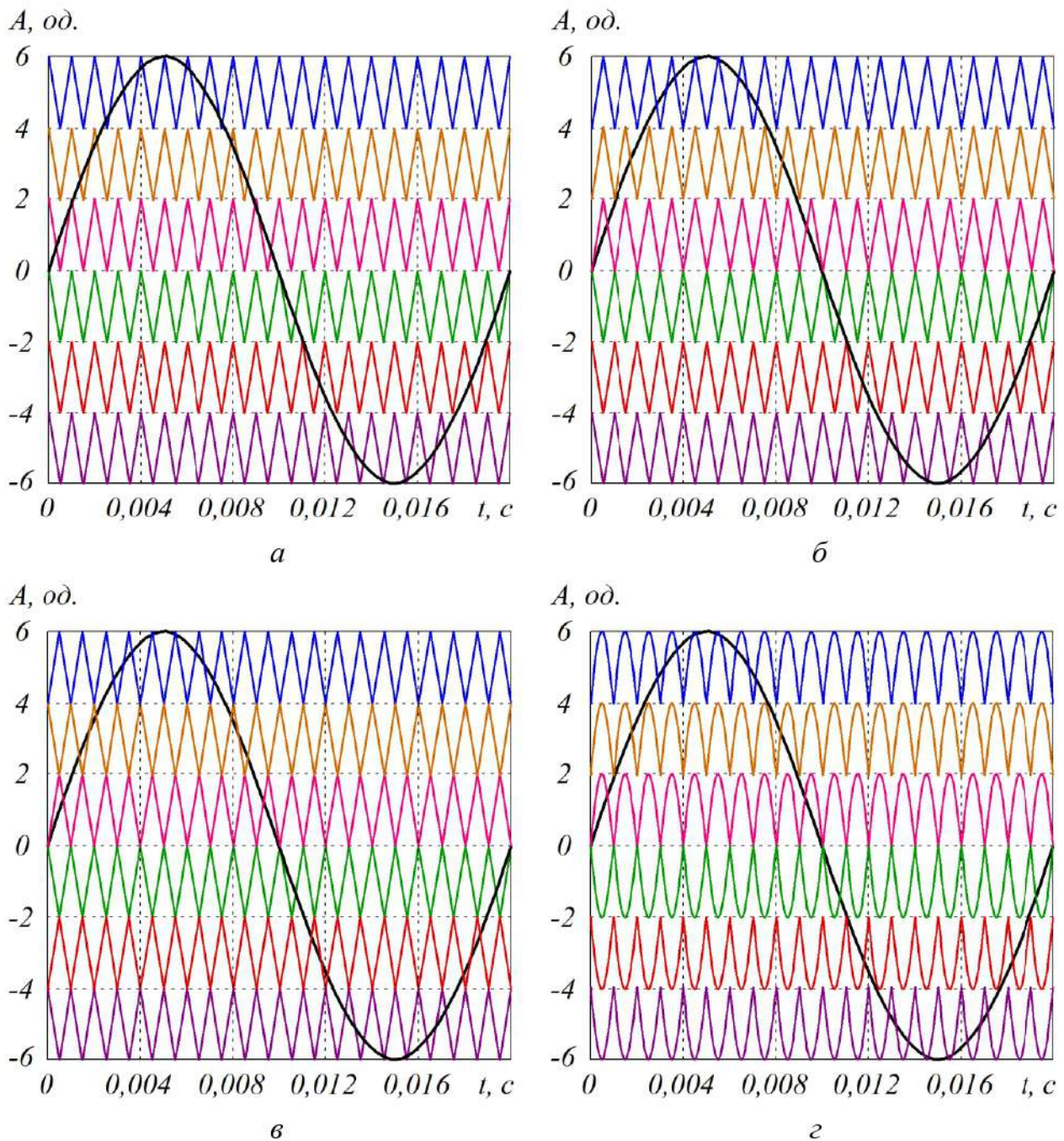


Рисунок 3.40 – Режими ШІМ-керування:

a – рівнесувна; *б* – протидії фаз; *в* – альтернативного розташування протифазних сигналів; *г* – інвертованої синусоїдальної ШІМ

Перевагою алгоритму просторово-векторної модуляції в БАІН є можливість покращення ряду енергетичних показників [80], а саме: зниження значення коефіцієнта гармонічних спотворень вихідної напруги, вихідного струму та вхідного струму; збільшення вихідної потужності БАІН; зниження динамічних втрат у силових напівпровідникових ключах. Силу схему семирівневого АІН наведено на рис. 3.41. Перетворювач складається з 6 джерел постійної напруги, 36 силових IGBT-транзисторів і 30 фіксованих діодів.

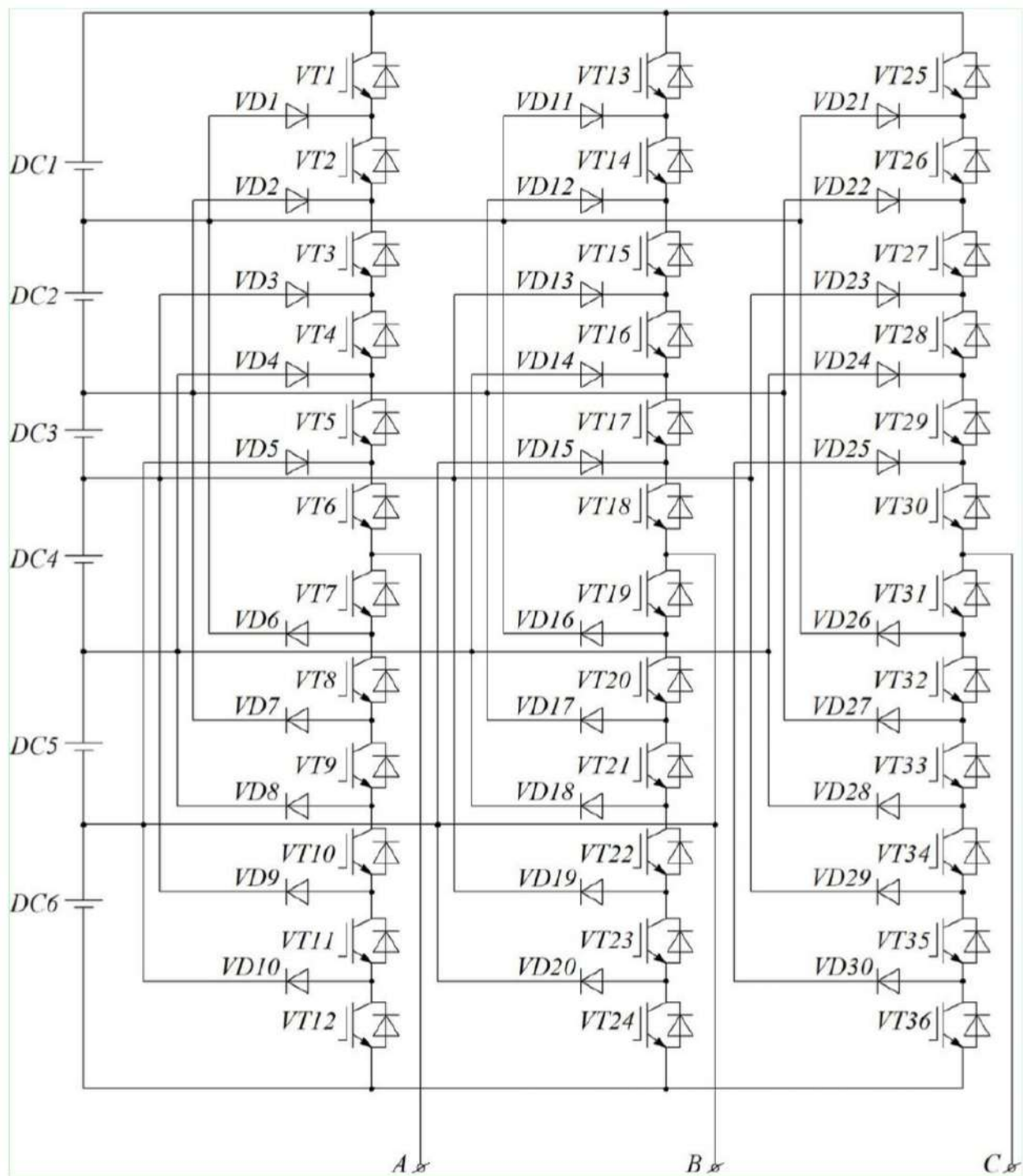


Рисунок 3.41 – Силу схема семирівневого АІН

Для реалізації режиму просторово-векторної модуляції ключі семирівневого АІН мають працювати відповідно до алгоритму, де кожен ключ АІН за період вихідної напруги перемикається з частотою вихідної напруги [81].

Для дослідження енергетичних характеристик семирівневого АІН у режимі просторово-векторної та режиму ШІМ з різними топологіями в програмі Matlab / SymPowerSystems було розроблено універсальну імітаційну модель, що наведено на рис. 3.42.

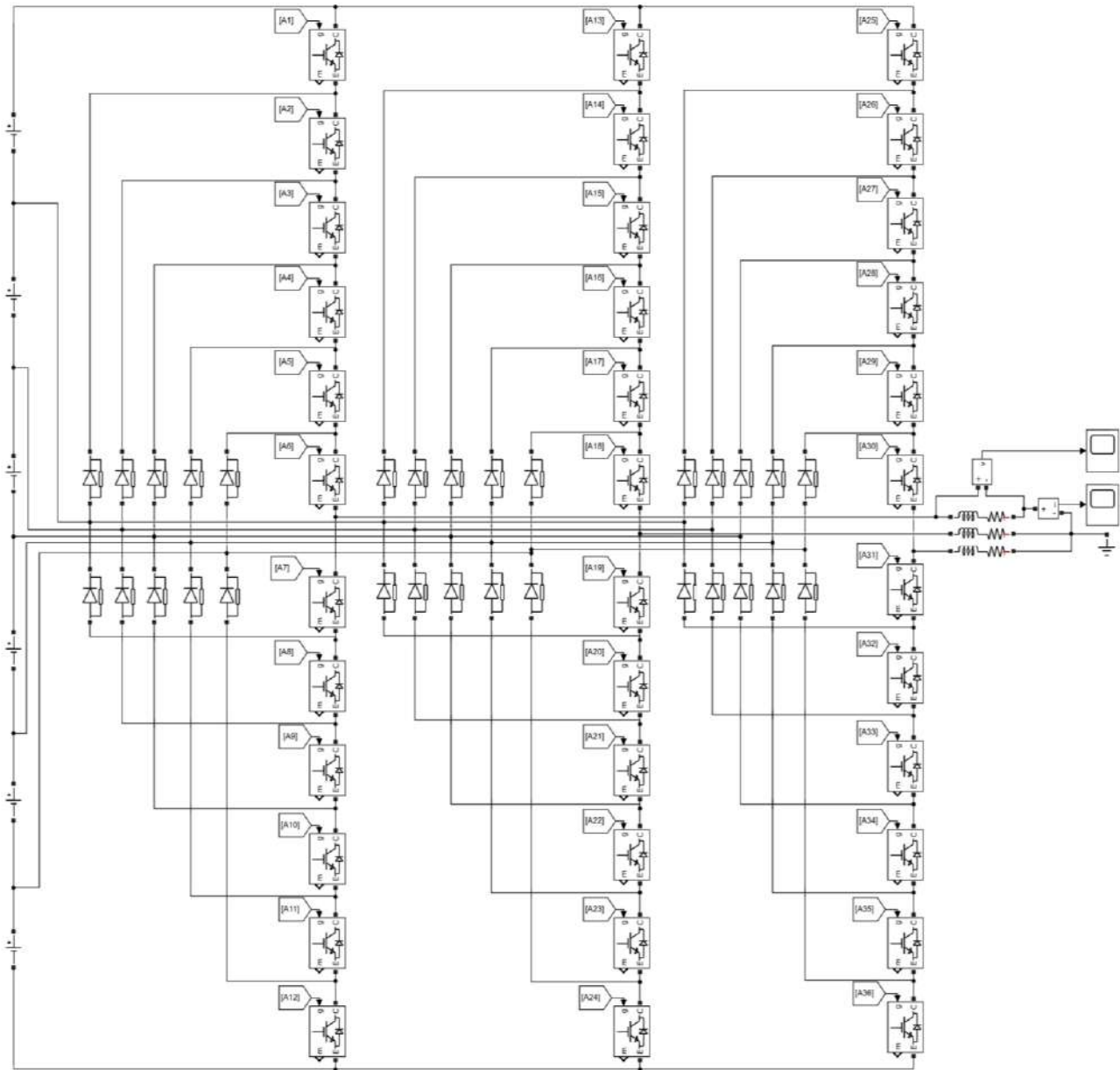


Рисунок 3.42 – Імітаційна модель семирівневого АІН з фіксованими діодами

Результати моделювання форми вихідної напруги та вихідного струму фази *A* семирівневого АІН у режимі просторово-векторної модуляції наведено на рис. 3.43.

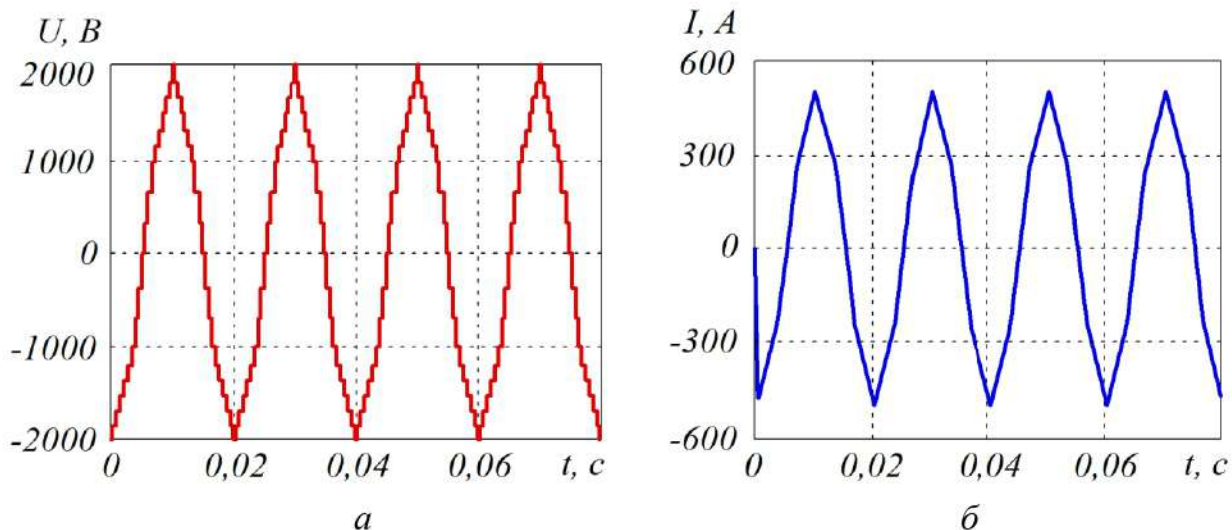


Рисунок 3.43 – Результати імітаційного моделювання роботи семирівневого АІН:

a – форма вихідної напруги; *б* – форма вихідного струму

Результати Фур’є-аналізу вихідної напруги та вихідного струму в режимі просторово-векторної модуляції наведено на рис. 3.44.

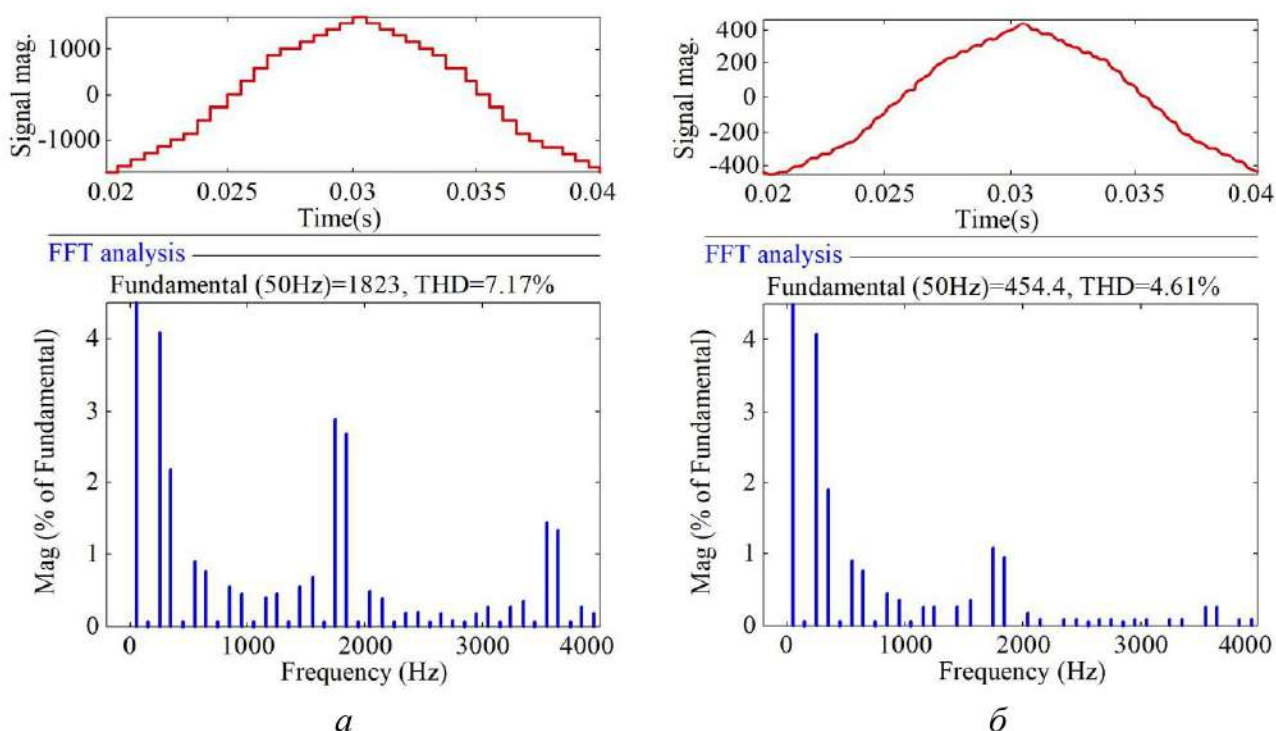


Рисунок 3.44 – Фур’є-аналіз режиму просторово-векторної модуляції:

a – вихідна напруга; *б* – вихідний струм

Моделювання проводилося з такими параметрами: напруга живлення в колі постійного струму – 3 кВ; активний опір навантаження – 4 Ом; індуктивність вихідного дроселя навантаження – 1 мГн; частота вихідної напруги – 50 Гц; частота опорного сигналу в режимі ШІМ – 1 кГц.

Результати імітаційного моделювання форми вихідної напруги фази *A* семирівневого АІН в режимі ШІМ з використанням топологій PD, POD, APOD, ISCPWM з частотою 1 кГц наведено на рис. 3.45.

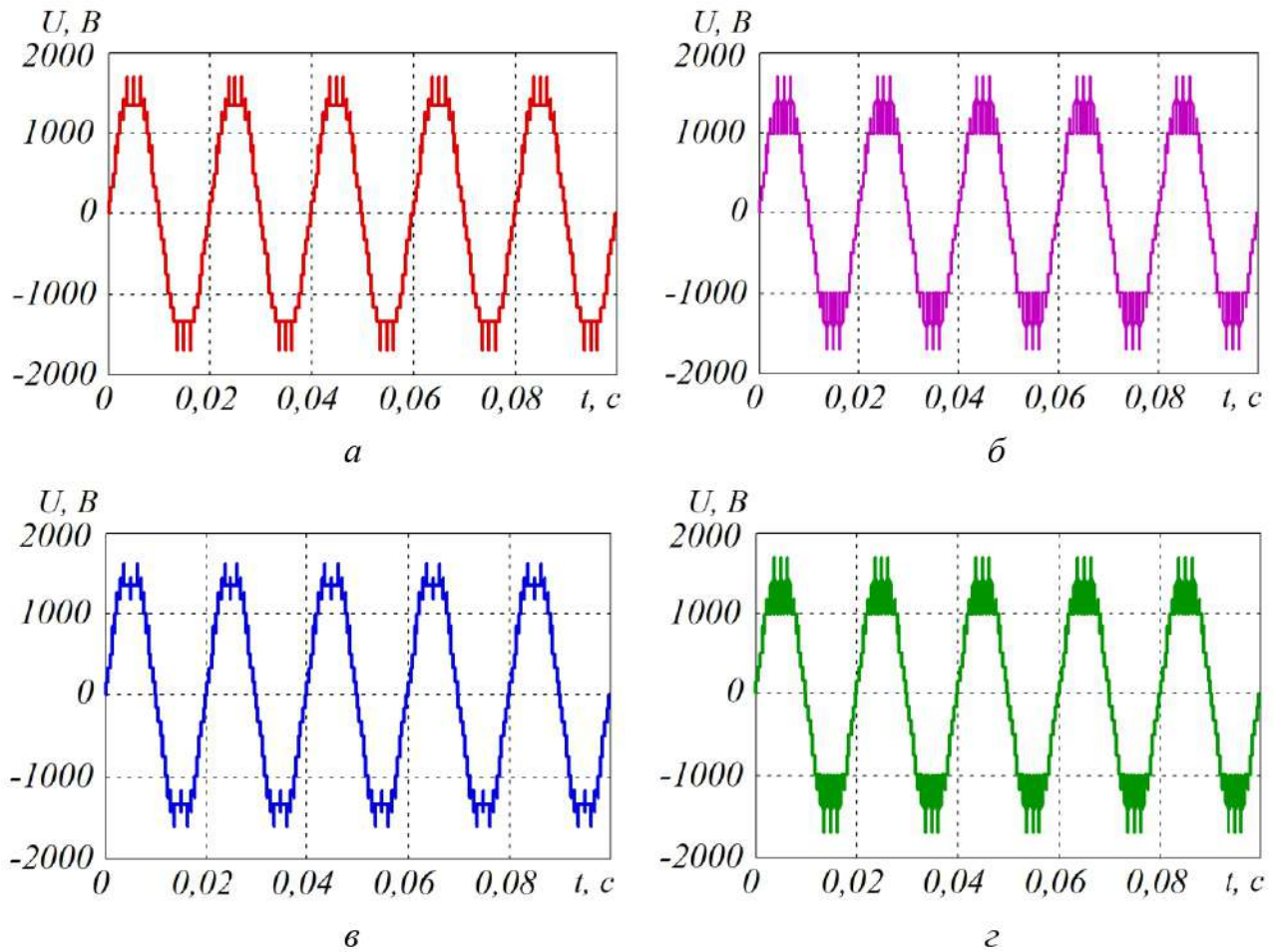


Рисунок 3.45 – Результати імітаційного моделювання форми вихідної напруги фази *A* з використанням топологій: *a* – PD; *б* – POD; *в* – APOD; *г* – ISCPWM

Фур’є аналіз вихідної напруги семирівневого АІН у режимі ШІМ з використанням топологій PD, POD, APOD, ISCPWM наведено на рис. 3.46.

Іншим перспективним методом підвищення енергетичних показників семирівневого АІН є застосування покращеного режиму інвертованої синусоїдальної ШІМ.

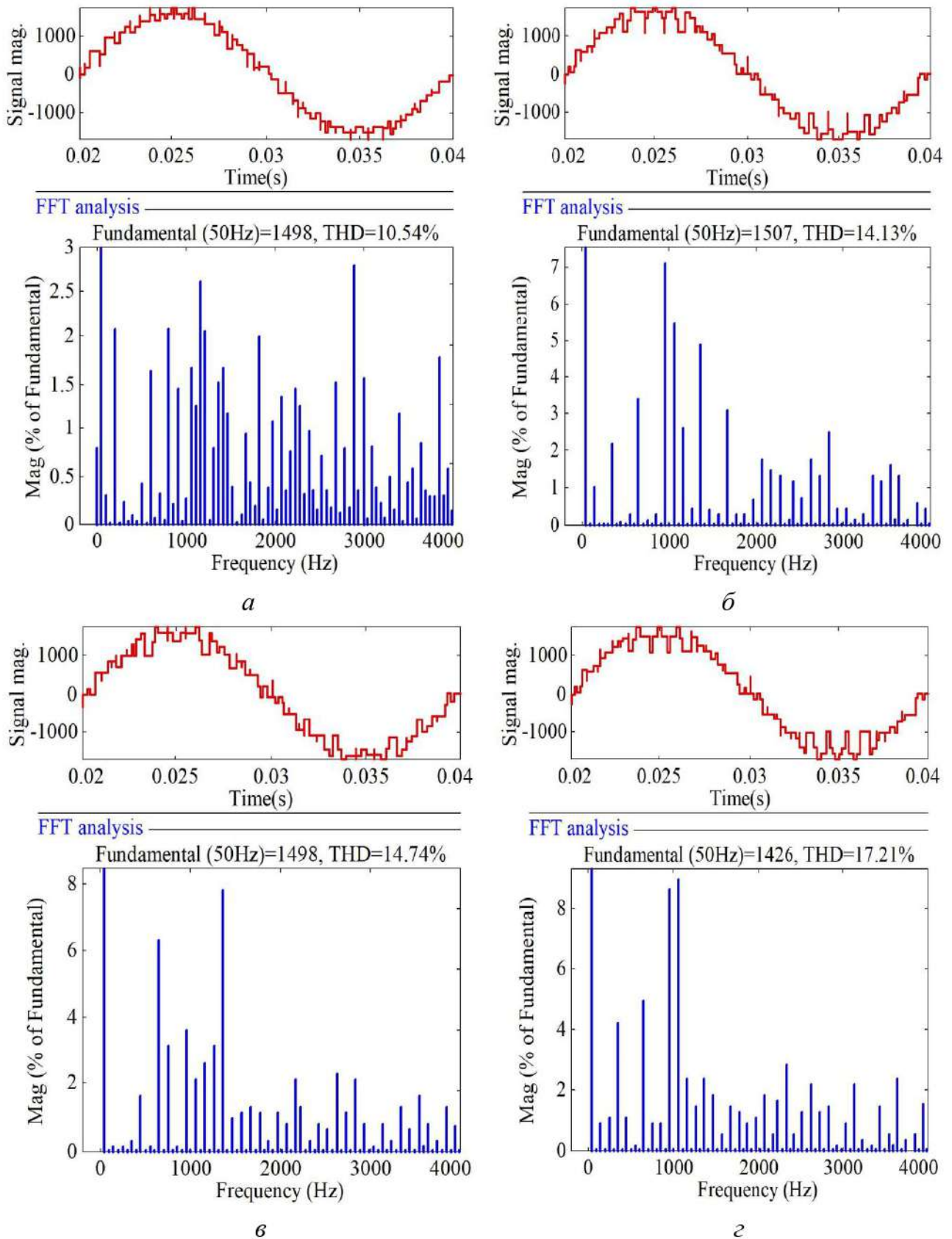


Рисунок 3.46 – Фур’є-аналіз вихідної напруги з використанням топологій:
a – PD; *б* – POD; *в* – APOD; *з* – ISCPWM

На рис. 3.47, *a* наведено модифіковану рівнезсувну ШІМ. Результати моделювання форми вихідної напруги наведено на рис. 3.47, *б*.

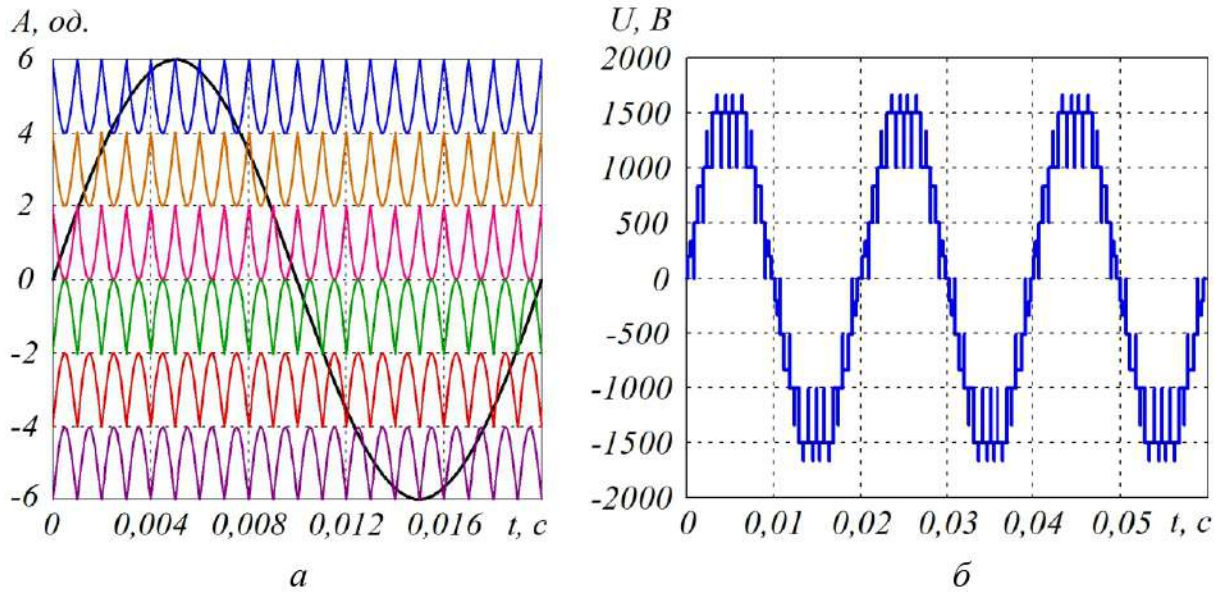


Рисунок 3.47 – Режим модифікованої ШІМ (*a*) та форма її вихідної напруги (*б*)

Фур'є-аналіз вихідної напруги в режимі покращеної ШІМ наведено на рис. 3.48.

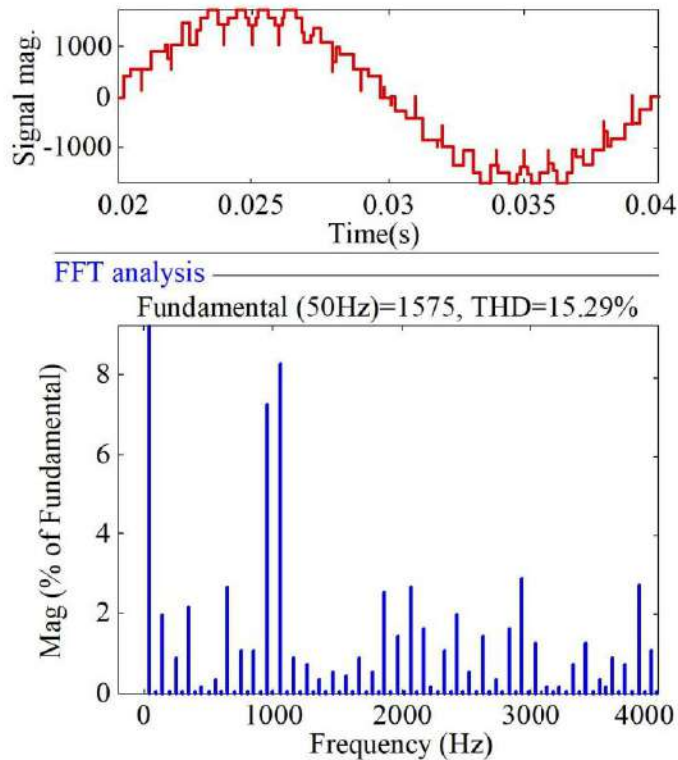


Рисунок 3.48 – Фур'є-аналіз вихідної напруги в режимі покращеної ШІМ

Визначення втрат потужності в IGBT-транзисторах може бути виконано за виразом (3.1).

Статичні втрати в IGBT-транзисторах P_{DC} визначаються відповідно до виразу (3.2).

Динамічні втрати в IGBT-транзисторах P_{SW} визначаються відповідно до виразу (3.3).

Процес комутації струму та напруги в IGBT-ключі й графічний розподіл статичних і динамічних втрат наведено на рис. 3.16.

Для визначення сумарних втрат P_{loss} в автономному інверторі напруги необхідно просумувати втрати потужності в одному плечі та помножити на 6:

$$P_{loss} = (P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6) \cdot 6, \quad (3.13)$$

де $P_{1...6}$ – втрати потужності в IGBT-транзисторах одного плеча.

Оцінка ККД АІН визначається за виразом:

$$\eta = \frac{P_m - P_{loss}}{P_m} \cdot 100, \quad (3.14)$$

де P_m – вхідна потужність АІН.

У табл. 3.5 наведено результати моделювання семирівневого АІН у режимі просторово-векторної модуляції та в режимах ШІМ з використанням різних топологій [82].

Коефіцієнт гармонічних спотворень вихідного струму у режимі просторово-векторної модуляції складає 3,71 % і має кращий показник порівняно з іншими режимами ШІМ.

Водночас менші втрати потужності в АІН має режим інвертованої синусоїдальної ШІМ, що складає 3849 Вт.

Як наслідок, зі збільшенням числа рівнів АІН будуть зменшуватися втрати в IGBT-транзисторах.

Застосування семирівневої топології активного випрямляча дає змогу застосовувати ключі меншого класу для реалізації тієї самої напруги в колі постійного струму. При цьому характерною особливістю ключів меншого класу є менше падіння між колектором та емітером, а також менша енергія перемикання [83, 84].

Таблиця 3.5 – Результати моделювання семирівневого АПН

Показники	Просторово-векторна модуляція	Широтно-імпульсна модуляція				
		PD	POD	APOD	ISCPWM	Покращена ISCPWM
Частота опорного сигналу, Гц	50	1000	1000	1000	1000	1000
Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги, В	1823	1498	1507	1498	1426	1575
Амплітуда першої гармоніки вихідного струму, А	899,2	454	373,3	373,3	355,3	392,6
Коефіцієнт гармонічних спотворень вихідної напруги, %	7,17	10,5	14,13	14,74	17,21	15,29
Коефіцієнт гармонічних спотворень вихідного струму, %	3,71	4,61	4,03	6,97	8,9	7,17
Статичні втрати в IGBT-ключі, Вт	5770,8	4163,7	4154	4136,1	3795	4532,8
Динамічні втрати в IGBT-ключі, Вт	15,8	75,3	54,1	67,7	54	78,2
Сумарні втрати в АПН, Вт	5786,6	4239	4208,1	4203,8	3849	4611
ККД, %	99,54	99,5	99,51	99,51	99,49	99,5

3.6. Комплексне дослідження каскадного багаторівневого інвертора

У багатьох галузях промисловості використовуються високовольтні каскадні багаторівневі інвертори (КБІ). Вони використовуються у високовольтних синхронних і асинхронних електроприводах, а також у вітровій і сонячній енергетиці. Основними перевагами багаторівневих інверторів є:

- забезпечення більшої вихідної потужності перетворювача;
- можливість застосування високовольтних напівпровідникових силових ключів менших класів, що веде до зменшення вартості каскадного перетворювача;

- покращення синусоїдальності вихідної напруги та вихідного струму;
- можливість реалізації меншої частоти комутації силових ключів у перетворювача, що сприяє підвищенню коефіцієнта корисної дії.

Схему каскадного багаторівневого інвертора з дворівневими мостами наведено на рис. 3.49.

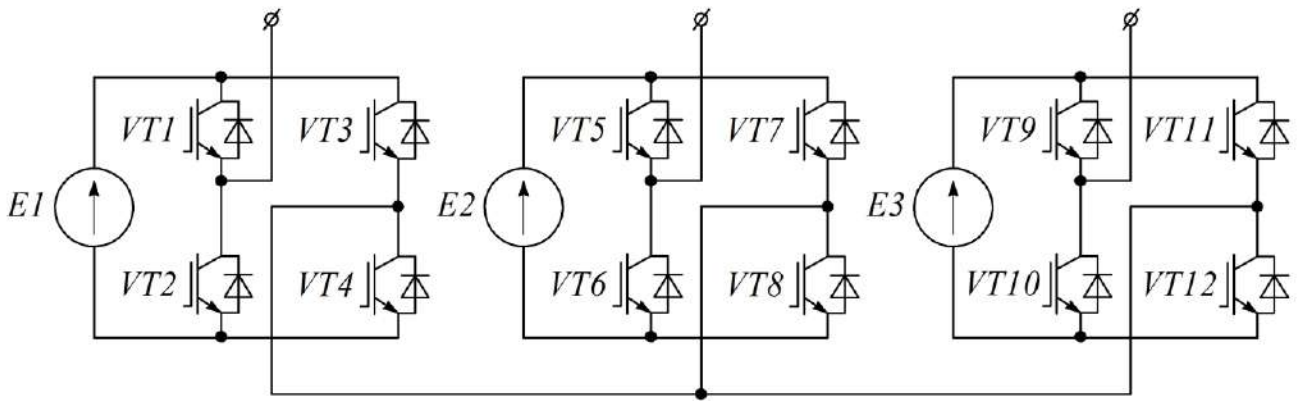


Рисунок 3.49 – Каскадний багаторівневий інвертор з дворівневими комірками

Каскадний перетворювач складається з трьох симетричних фаз. У загальному випадку кожна фаза складається з n послідовно включених модулів. На рис. 3.49 у кожній фазі є тільки один модуль. Кожен модуль (комірка) містить незалежне джерело живлення постійної напруги, чотири напівпровідникові силові ключі (IGBT або MOSFET) зі зворотними діодами. Таким чином, структура КБІ з окремими джерелами постійної напруги добре підходить для різних відновних джерел енергії, таких як сонячні панелі, паливні елементи та інші альтернативні джерела енергії.

Для забезпечення більш високої якості вихідної напруги актуальним завданням є вибір оптимальної топології комірок та алгоритму модуляції, яка задовольняє вимоги до якості електроенергії та зниження втрат у силових ключах.

У наукових публікаціях [85, 86] наведено моделювання багаторівневих каскадних інверторів за допомогою фазозсувного трансформатора. Перевагою такої схеми є можливість рівномірного навантаження модулів інвертора, що дає змогу використовувати принцип модульності, а також зменшити пульсації вихідної напруги. До недоліків топології слід віднести високу вартість фазозсувного трансформатора та побудову комірки за принципом мостової схеми.

У публікаціях [87, 88] наведено варіації схеми комірки КБІ, побудованих на дворівневих однофазних мостах. У ряді випадків таке схемне рішення є

недостатнім для отримання більш високих вихідних показників якості електроенергії.

Перспективним є застосування комірки, яка побудована за принципом однофазного трирівневого інвертора з фіксованими діодами (рис. 3.50).

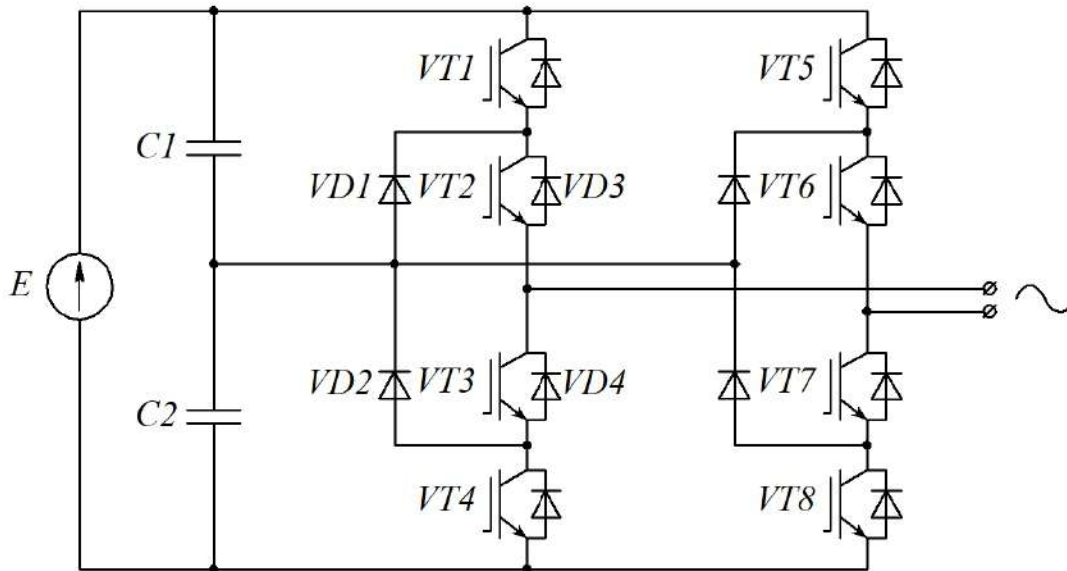


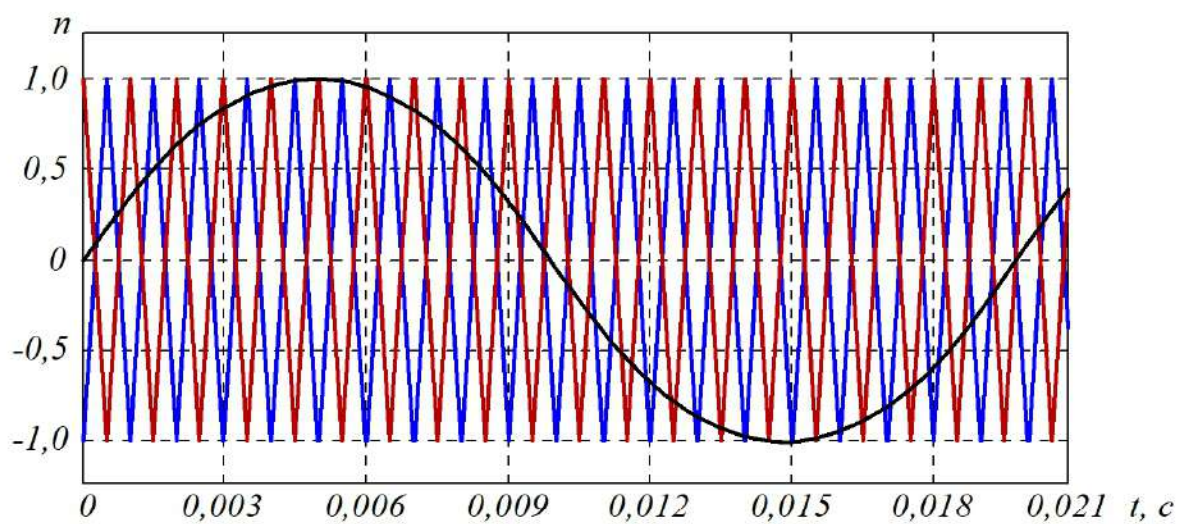
Рисунок 3.50 – Схема трирівневої комірки каскадного багаторівневого інвертора

Кожна трирівнева комірка складається з незалежного джерела живлення постійного струму, двох входних конденсаторів, восьми напівпровідникових силових ключів (IGBT або MOSFET), чотирьох діодів.

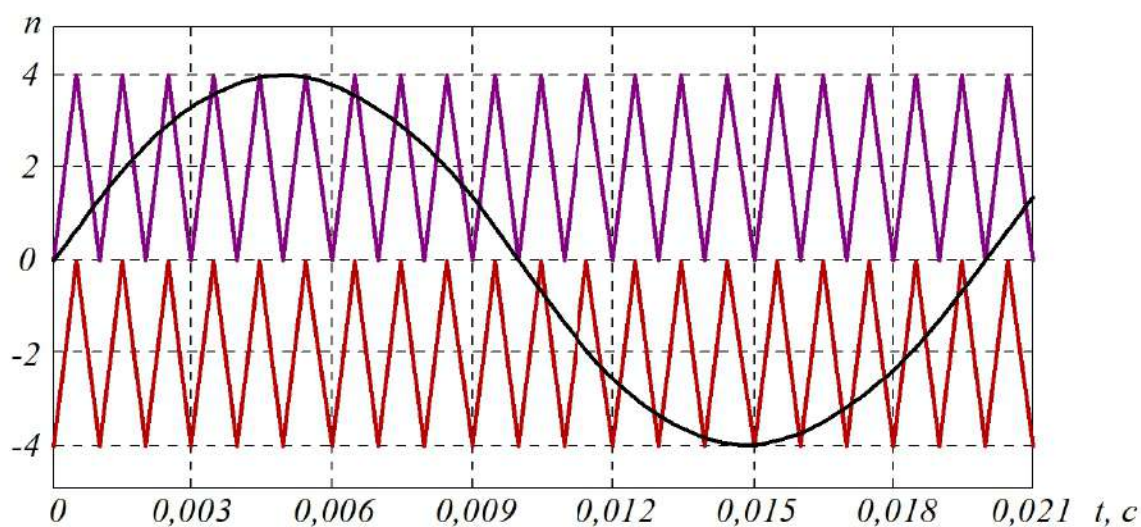
Застосування трирівневих комірок, при тому самому числі джерел живлення дасть можливість підвищити число ступенів вихідної напруги, а отже, підвищити загальну синусоїдальність вихідної напруги та знизити вміст вищих гармонік. При цьому реалізовані параметри якості вихідної напруги досить сильно залежать від застосованого алгоритму модуляції.

Наукові публікації [89, 90] надають різні алгоритми широтно-імпульсної модуляції, серед яких синусоїдальна ШІМ, рівнесувна ШІМ, фазозсувна ШІМ і рівнефазозсувна ШІМ (рис. 3.51). У різних топологіях перетворювачів дані алгоритми модуляції мають свої переваги і недоліки.

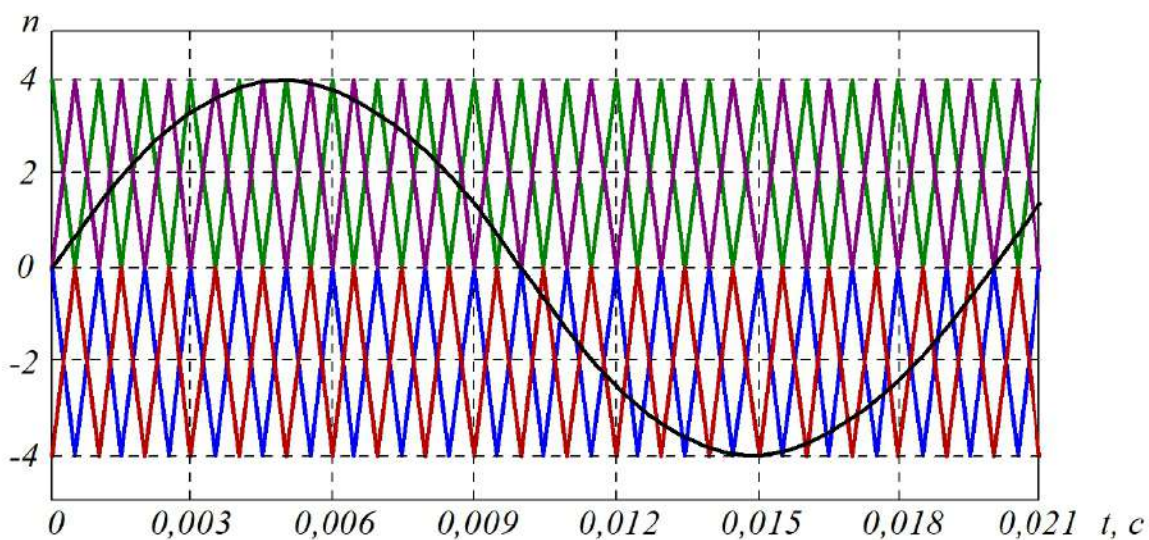
Слід зазначити, що для забезпечення більш високої якості вихідної напруги доцільно використовувати режим перемодуляції та інтерлівінгу. У середовищі імітаційного моделювання Matlab / Simulink було розроблено моделі трифазного каскадного автономного інвертора напруги при використанні дворівневих і трирівневих комірок при застосуванні різних алгоритмів модуляції (рис. 3.52).



a



б



в

Рисунок 3.51 – Види ШІМ:

a – фазозсувна ШІМ; *б* – рівnezсувна ШІМ; *в* – рівнефазозсувна ШІМ

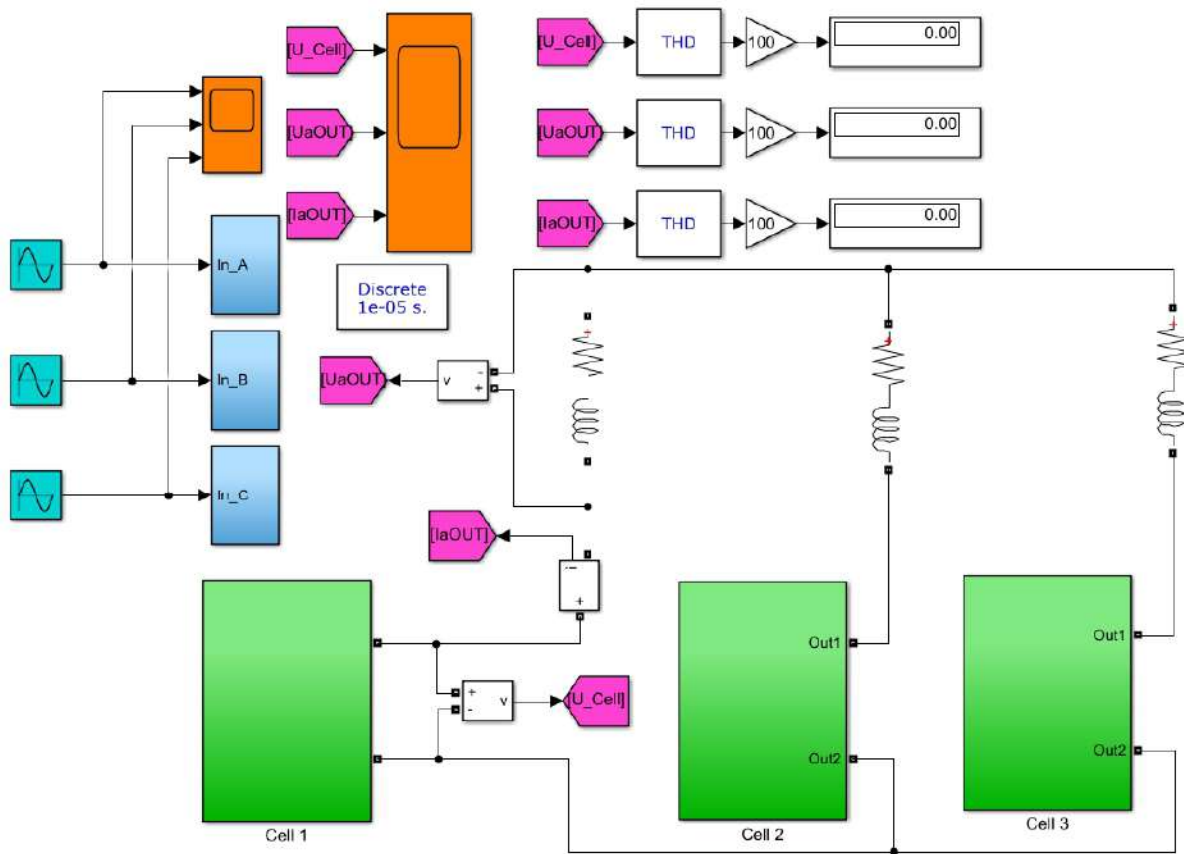


Рисунок 3.52 – Імітаційна модель каскадного автономного інвертора напруги

Параметри імітаційної моделі каскадного автономного інвертора напруги наведено в табл. 3.6.

Таблиця 3.6 – Параметри імітаційної моделі

Параметр	Значення
Напруга живлення кожної комірки, кВ	3
Частота ШІМ, Гц	1000
Частота вихідної напруги, Гц	50
Активний опір навантаження, Ом	2
Індуктивний опір навантаження, мГн	1

У моделі проводилося дослідження трирівневої та дворівневої комірок при використанні таких алгоритмів модуляції: фазозсувна ШІМ; рівнезсувна ШІМ; рівнефазозсувна ШІМ.

Окремо проводилось моделювання алгоритму інтерлівінгу в опорних ШІМ сигналах для окремих мостів. На рис. 3.53 наведено субмодель дворівневої комірки каскадного інвертора. На рис. 3.54 наведено субмодель трирівневої комірки каскадного інвертора.

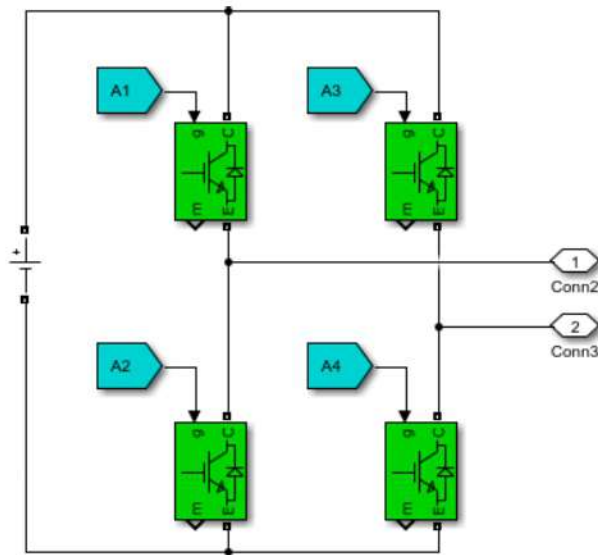


Рисунок 3.53 – Субмодель дворівневої комірки каскадного інвертора

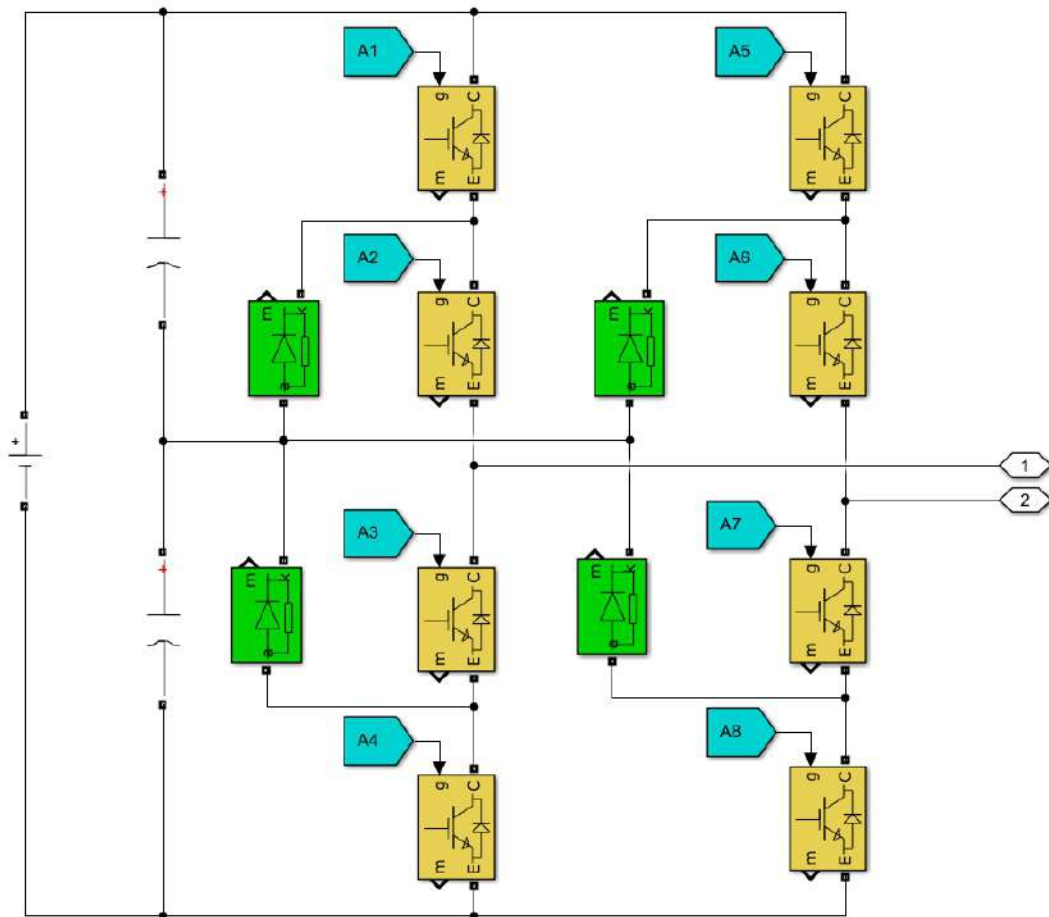
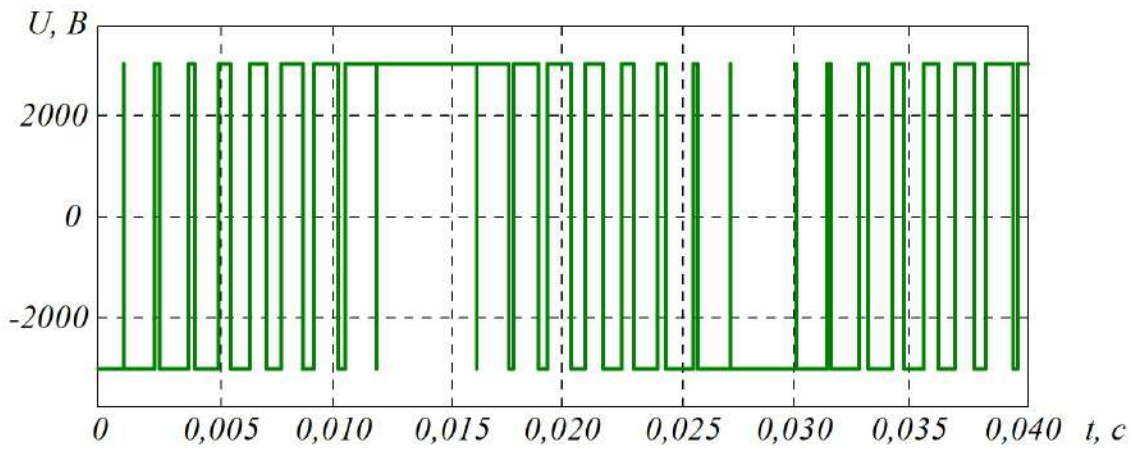
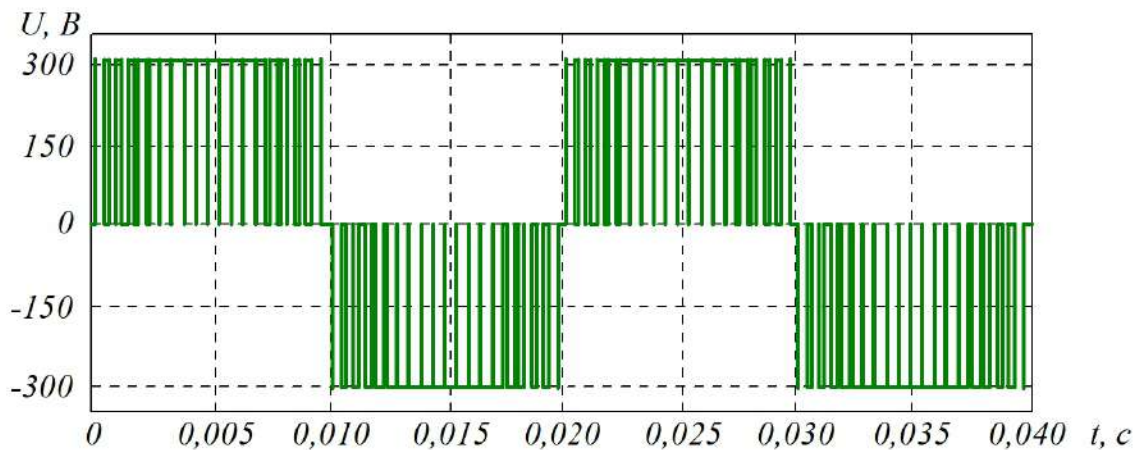


Рисунок 3.54 – Субмодель тривірневої комірки каскадного інвертора

Результати моделювання форми вихідної напруги окремих комірок каскадного автономного інвертора напруги з дворівневими комірками з різними алгоритмами модуляції наведено на рис. 3.55.



a



б

Рисунок 3.55 – Форма напруги дворівневої комірки КБІ:

a – при синусоїдальній ШІМ; *б* – при фазозсувній синусоїдальній ШІМ

Результати моделювання форми вихідної напруги (на навантаженні) каскадного АІН з дворівневими комірками з різними алгоритмами модуляції наведено на рис. 3.56.

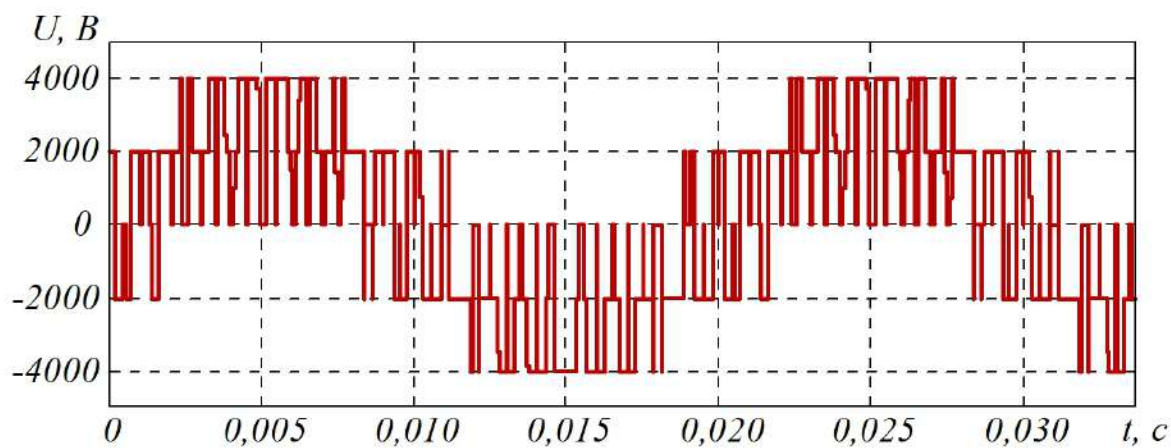
Результати моделювання вихідної напруги однієї комірки фази *A* трирівневого каскадного АІН у режимі рівнезсувної та рівнефазозсувної ШІМ наведено на рис. 3.57.

За рис. 3.57, рівнефазозсувна ШІМ дає значно покращену форму вихідної напруги однієї комірки.

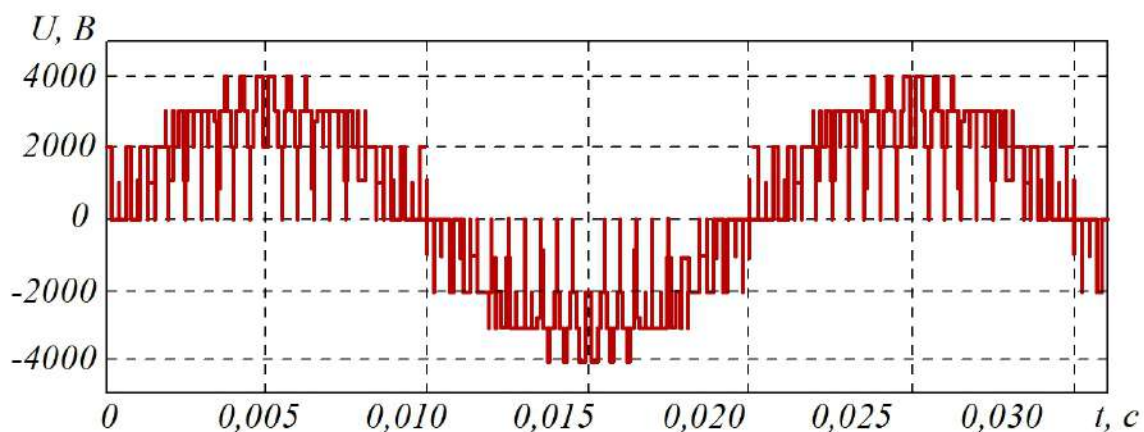
Форму вихідної напруги каскадного перетворювача з трирівневими комірками з фазозсувною ШІМ наведено на рис. 3.58.

Форму вихідної напруги каскадного перетворювача з трирівневими комірками з рівнефазозсувною ШІМ наведено на рис. 3.59.

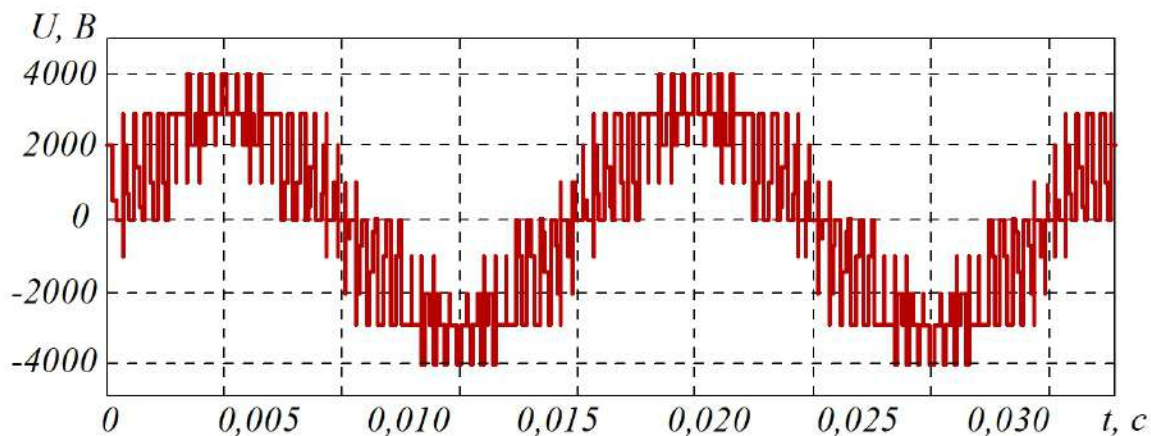
Форму вихідної напруги каскадного перетворювача з трирівневими комірками з рівнефазозсувною ШІМ з інтерлівінгом наведено на рис. 3.60.



a

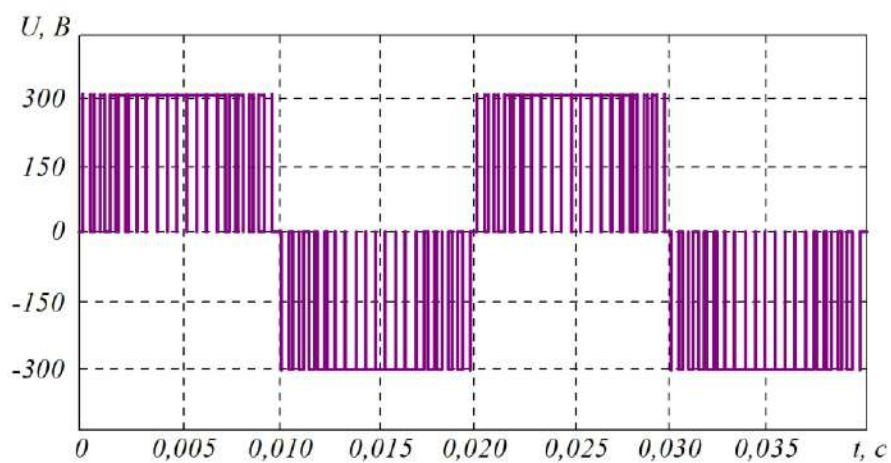


б

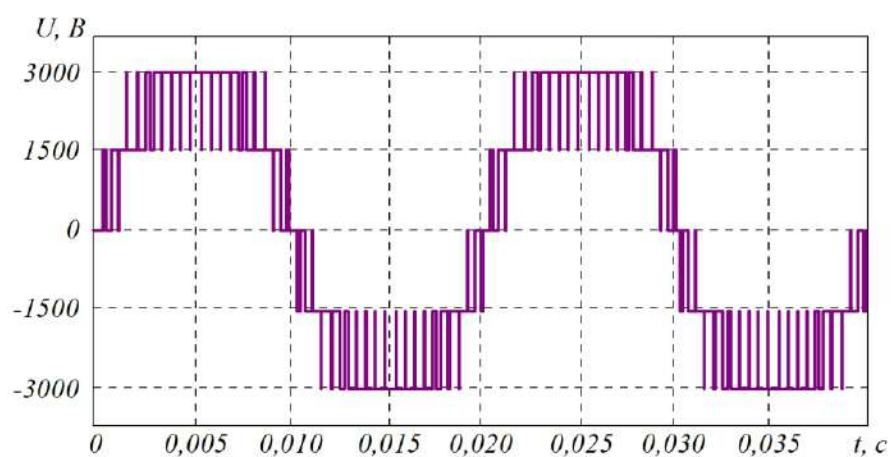


в

Рисунок 3.56 – Форма вихідної напруги КБІ з дворівневими комірками:
a – при синусоїдальній ШІМ; *б* – при фазозсувній синусоїдальній ШІМ;
в – при фазозсувній синусоїдальній ШІМ з використанням інтерлівінгу



a



б

Рисунок 3.57 – Форма вихідної напруги комірки фази *A* КБІ з тривірневими комірками:

a – при рівнезсувній ШІМ; *б* – при рівнефазозсувній ШІМ

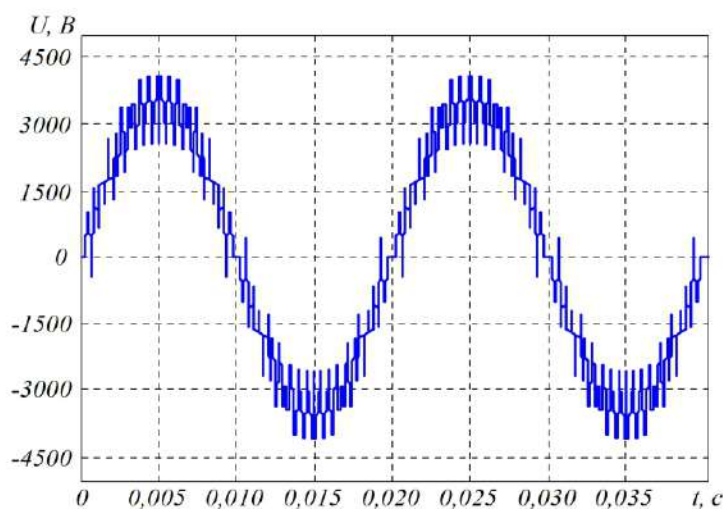


Рисунок 3.58 – Форма вихідної напруги каскадного перетворювача з тривірневими комірками з фазозсувною ШІМ

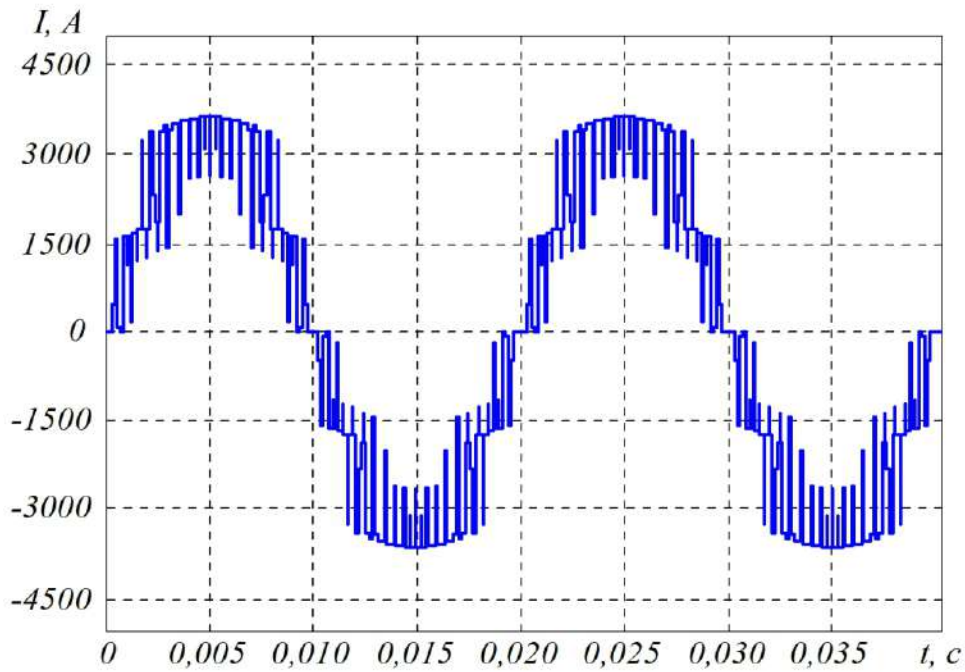


Рисунок 3.59 – Форма вихідної напруги каскадного перетворювача з тривірневими комірками з рівнефазозсувною ШІМ

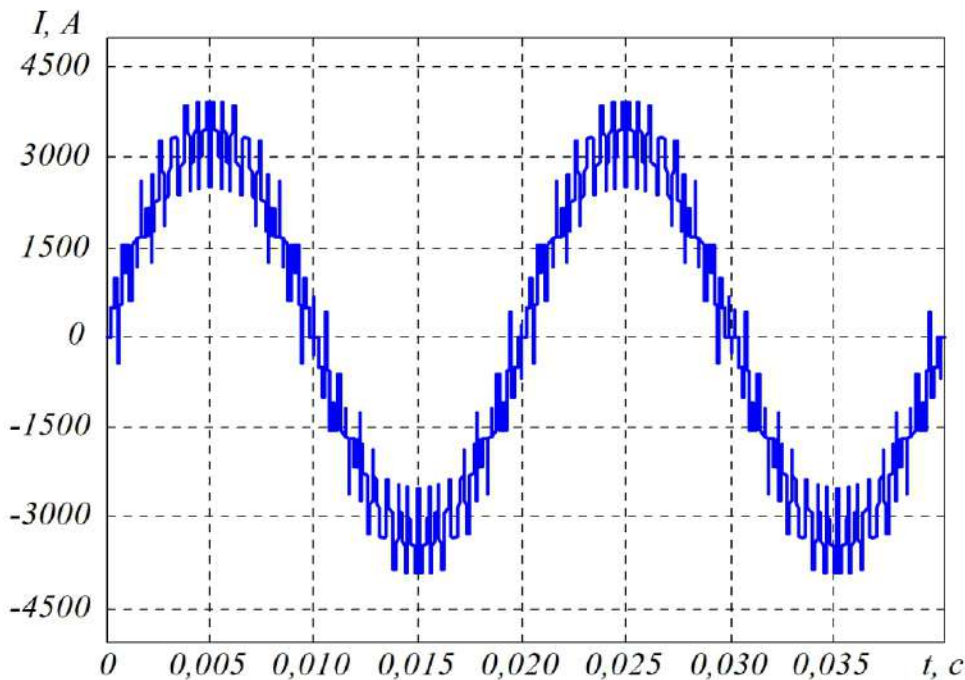


Рисунок 3.60 – Форма вихідної напруги перетворювача з інтерлівінгом

Енергетичні параметри каскадних багаторівневих інверторів з різними алгоритмами модуляції наведено в табл. 3.7.

Таблиця 3.7 – Енергетичні параметри каскадних багаторівневих інверторів

Алгоритми модуляції комірок	Вихідна напруга КБІ, В	Вихідна напруга комірки, В	ТНД вихідної напруги однієї комірки, %	ТНД загальної вихідної напруги, %	ТНД вихідного струму, %
Дворівнева комірка з синусоїдальною ШІМ	2571,44	2998,5	99,29	68,27	14,91
Дворівнева комірка з фазозсувною ШІМ	2284,67	2392,47	51,74	40,05	4,54
Дворівнева комірка з фазозсувною ШІМ з інтерлівінгом	2320,9	2395,27	51,74	44,06	5,77
Трирівнева комірка з рівнезсувною ШІМ без інтерлівінгу	2666,4	2390,03	52,82	32,22	3,91
Трирівнева комірка з рівнезсувною ШІМ з інтерлівінгом	2696,45	2390,01	52,82	36,83	4,87
Трирівнева комірка з рівнефазозсувною ШІМ без інтерлівінгу	2579,7	2188,34	26,82	21,48	2,95
Трирівнева комірка з рівнефазозсувною ШІМ з інтерлівінгом у ШІМ для кожної фази	2557,33	2188	26,82	16,53	2,21

З табл. 3.7 бачимо, що в каскадному багаторівневому інверторі з трирівневими комірками з використанням рівнефазозсувної ШІМ з тією самою кількістю комірок можна значною мірою підвищити якість вихідної напруги.

3.7. Багаторівневі активні випрямлячі з корекцією коефіцієнта потужності

При дослідженні процесів в активних випрямлячах напруги (АВН) слід брати до уваги можливі перенапруги в контактній мережі, які можуть досягати триразового значення від номінальної напруги, а також величини максимальних вихідних струмів [91].

Крім цього, необхідно також враховувати обмеження, які накладають параметри реальної елементної бази – IGBT, зокрема параметри робочих напруг і струмів, а також частотні характеристики ключів АВН. Існуюча елементна база силових IGBT дає змогу комутувати струми тягових підстанцій потужністю близько 10 МВ·А за умови реалізації послідовного або паралельного з'єднання ключів дворівневих схем, що підвищує вартість перетворювача і збільшує його сумарні втрати.

Одним із шляхів зниження динамічних навантажень ключів АВН є зниження їх робочих напруг шляхом створення багаторівневих схем активних випрямлячів [92, 93]. При цьому реалізація багаторівневих схем обумовлює такі особливості:

- трирівневі схеми активних випрямлячів дозволяють при тій самій частоті комутації (модуляції) реалізувати покращену форму вхідного струму і вихідної напруги;

- за рахунок багаторівневої модуляції в перетворювачі, для досягнення того самого коефіцієнта потужності, можливе застосування менших величин індуктивностей порівняно з дворівневими АВН;

- трирівнева схема дозволяє зменшити максимальну напругу, прикладену до ключа АВН.

Крім цього, багаторівнева структура, порівняно з дворівневим випрямлячем, дає змогу отримати менші гармонічні спотворення форм фазного струму і вихідної напруги з меншою частотою модуляції (комутації). Таким чином, при тій самій частоті комутації порівняно з дворівневими АВН, може бути досягнуто покращення електромагнітної сумісності та зниження питомих втрат [94, 95].

Багаторівневі схеми активних випрямлячів можуть бути три-, чотири- і в загальному випадку n -рівневими [96, 97]. Принцип побудови багаторівневих випрямлячів наведено на рис. 3.61.

На рис. 3.62, 3.63 наведено схеми три- і чотирирівневого активного випрямляча.

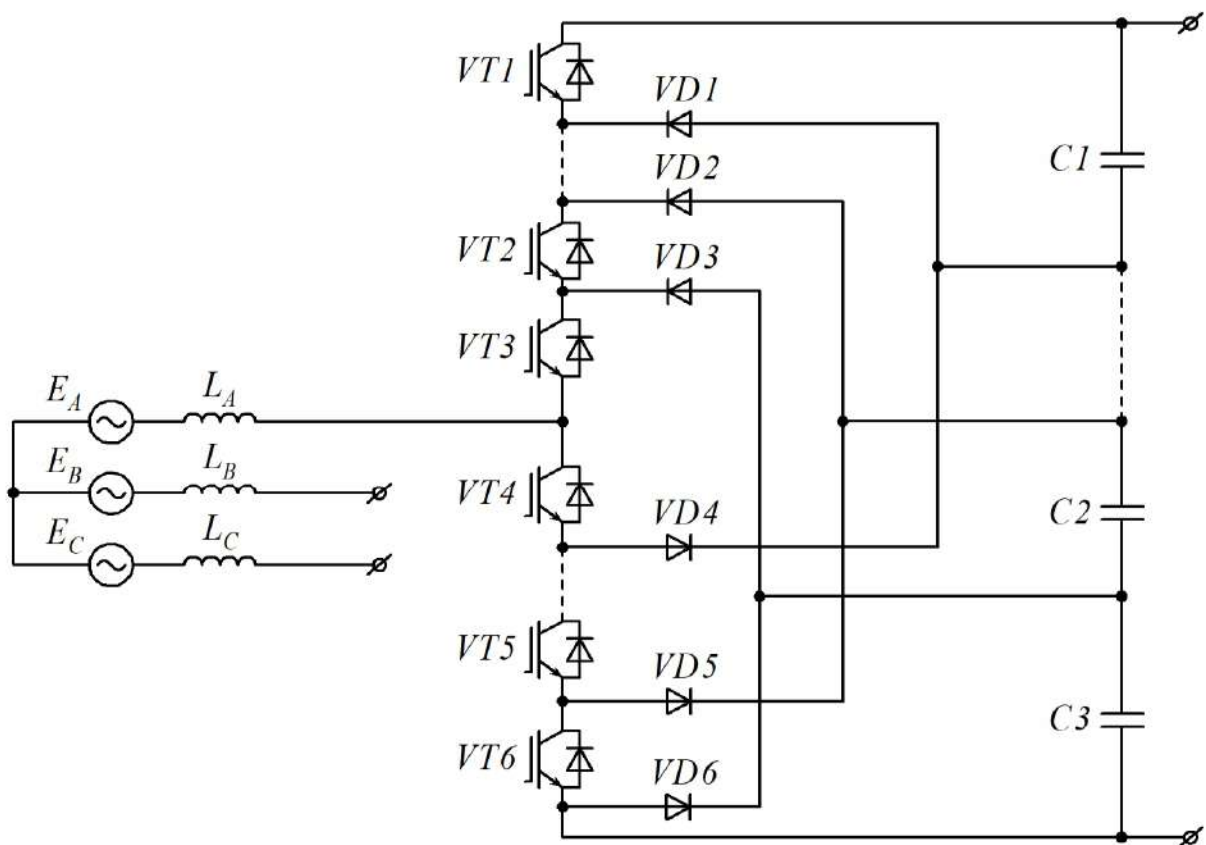


Рисунок 3.61 – Багаторівневий АВН на базі мостової схеми

Багаторівнева схема може бути реалізована на Т-подібному мосту. Т-подібний міст наведено на рис. 3.64.

Перевагами схеми багаторівневого АВН, побудованого за Т-подібним мостом, є зменшене число паралельних діодів, що обумовлює зниження сумарних комутаційних втрат і зниження вартості перетворювача.

Серед найбільш часто реалізованих багаторівневих схем є трирівнева схема. Схему трирівневого активного випрямляча наведено на рис. 3.65.

Схема складається з 12 силових IGBT-ключів і 6 паралельних діодів. Послідовне з'єднання вихідних конденсаторів трирівневого активного випрямляча дозволяє зменшити прикладену до ключів схеми напругу, що дає змогу застосувати ключі меншого класу, що мають менші динамічні втрати і меншу вартість.

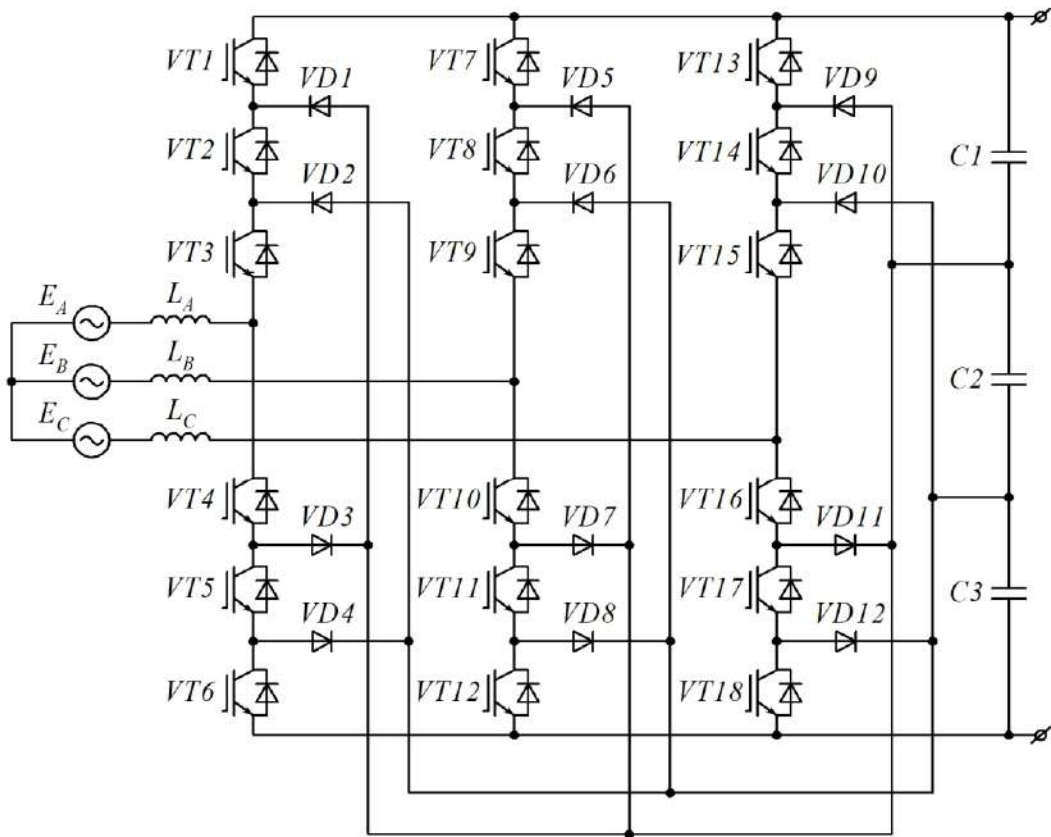


Рисунок 3.62 – Трирівневий активний випрямляч з корекцією коефіцієнта потужності

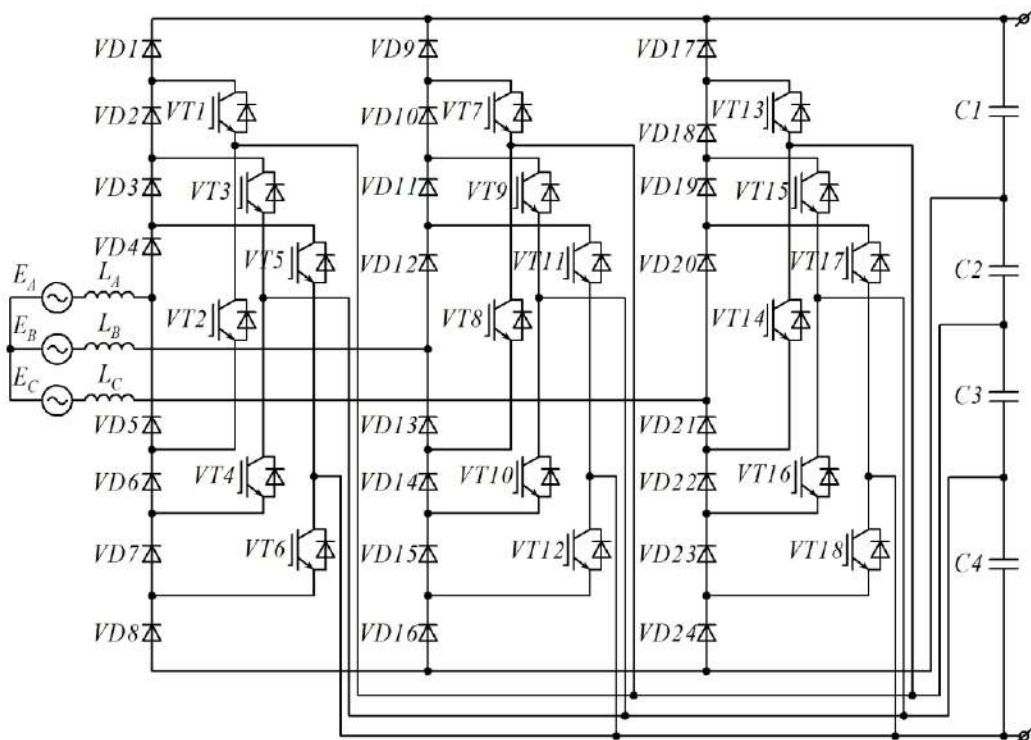


Рисунок 3.63 – Чотирирівневий активний випрямляч з корекцією коефіцієнта потужності

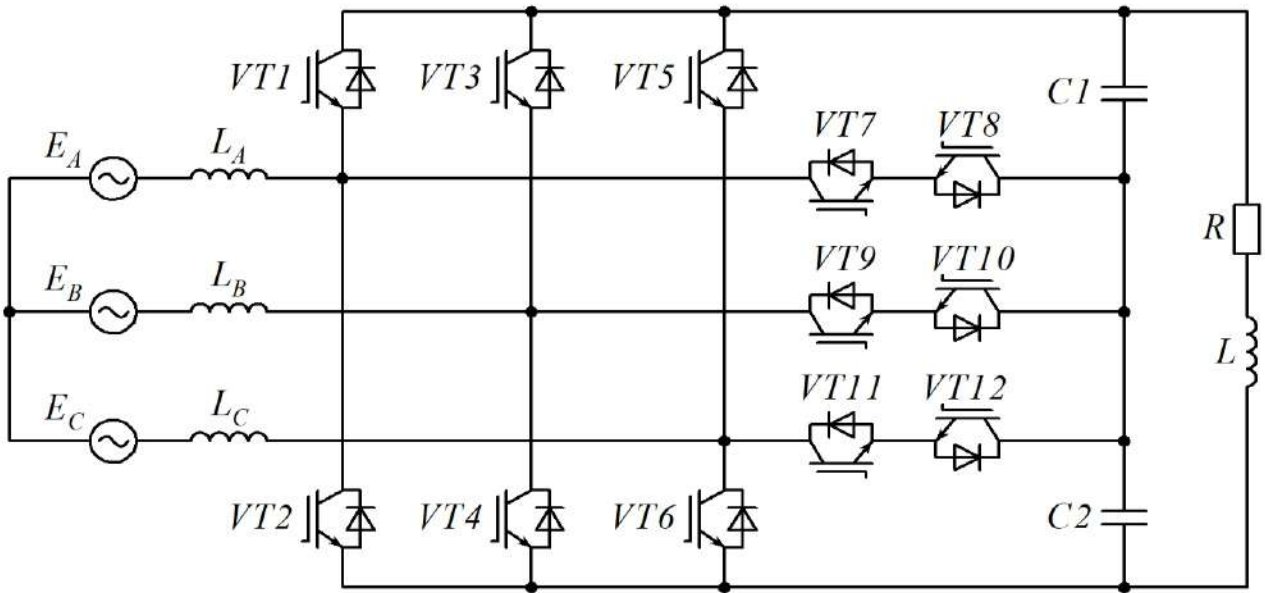


Рисунок 3.64 – Трирівневий АВН, реалізований на Т-подібному мосту

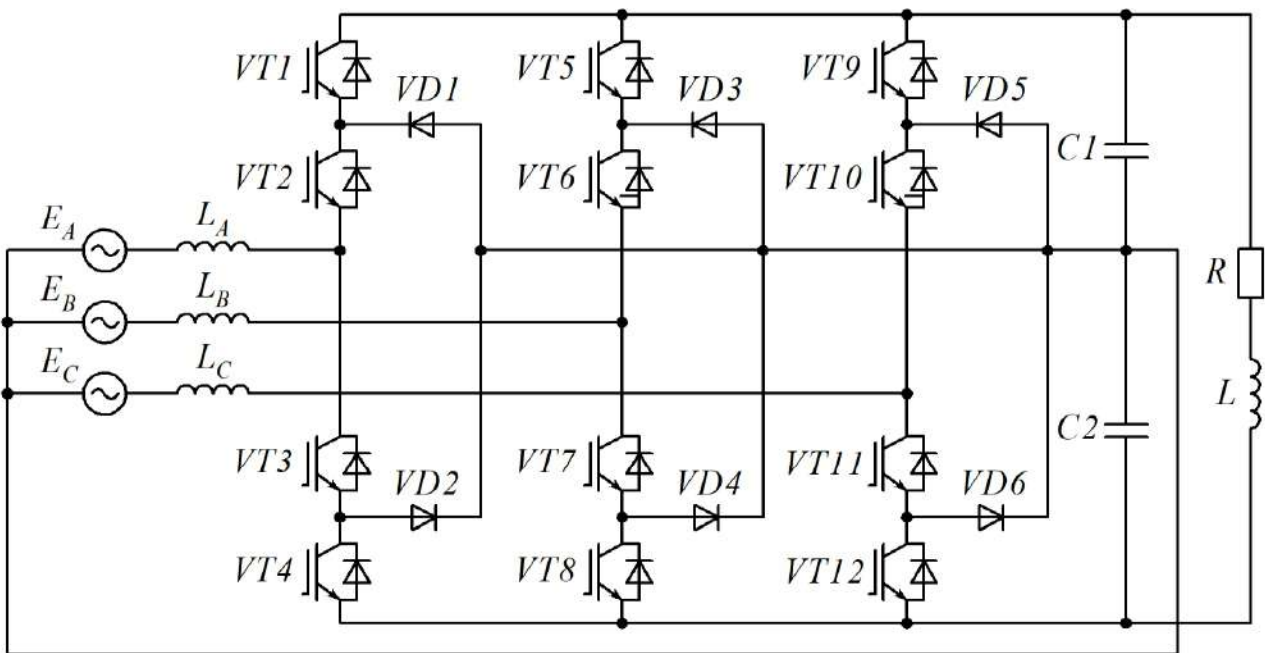


Рисунок 3.65 – Схема трирівневого активного трифазного випрямляча з нейтраллю

Кількість комутаційних станів ключів, а відповідно, і кількість формованих векторів трирівневого активного випрямляча становить $3^3 = 27$. Число активних утворюваних векторів даної схеми складає 19, один вектор з яких нульовий.

Трирівневий АВН відрізняється від дворівневого: структурою системи керування; величиною втрат і значенням ККД; величинами параметрів електромагнітної сумісності.

Робота системи керування трирівневого активного випрямляча ґрунтується на порівнянні миттєвих значень сигналів фазних струмів і масштабованих сигналів фазних напруг з подальшою подачею сигналу неузгодженості на модулятор.

Система керування трирівневого АВН може бути побудована як із гістерезисною модуляцією [98, 99], так і з ШІМ [100, 101].

Подібно до дворівневого АВН, система керування трирівневого АВН складається з ШІМ-модулятора, регулятора вихідної напруги, аперіодичної ланки першого порядку і розподільника імпульсів. Сам ШІМ-модулятор матиме складнішу структуру, оскільки буде містити два несучих сигнали ШІМ.

Запропоновану систему керування трирівневого активного випрямляча наведено на рис. 3.66.

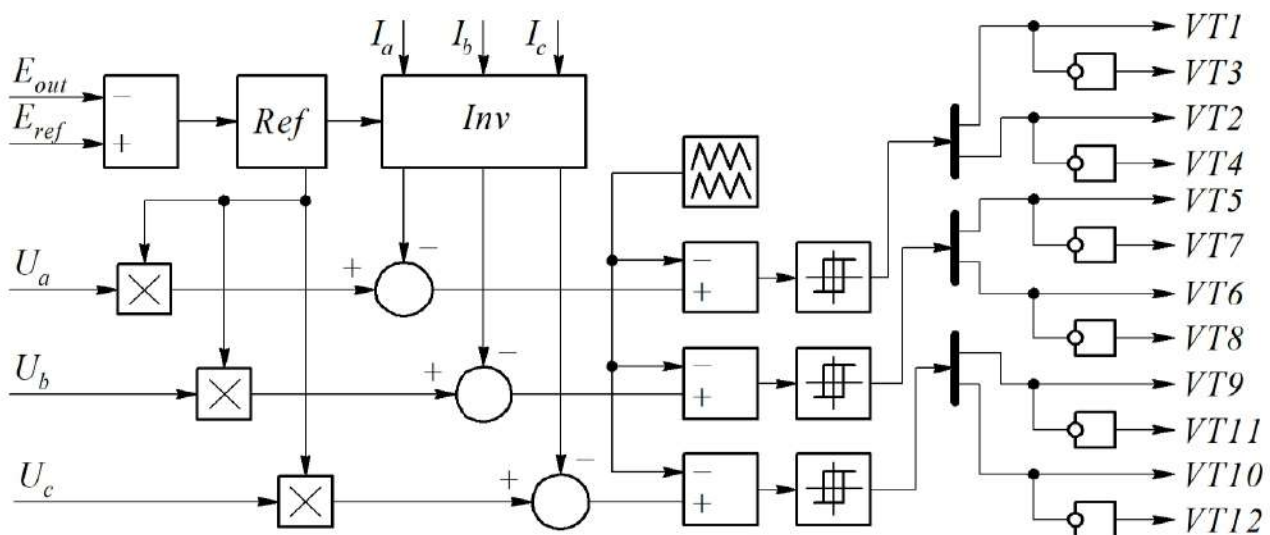


Рисунок 3.66 – Система керування трирівневого активного випрямляча

На рис. 3.66 введено такі позначення: U_{out} – вихідна напруга активного випрямляча; U_{ref} – величина задання вихідної напруги активного випрямляча; U_{abc} – миттєві значення фазних напруг; I_{abc} – миттєві значення фазних струмів АВ.

Аналогічно до дворівневого АВН, входні фазні струми активного трирівневого випрямляча повторюють форму опорного сигналу, отриманого з сигналів фазних напруг, з амплітудою, необхідною для підтримки заданої величини вихідної напруги.

Сигнали модуляції, що діють у системі керування трирівневим АВН, наведено на рис. 3.67.

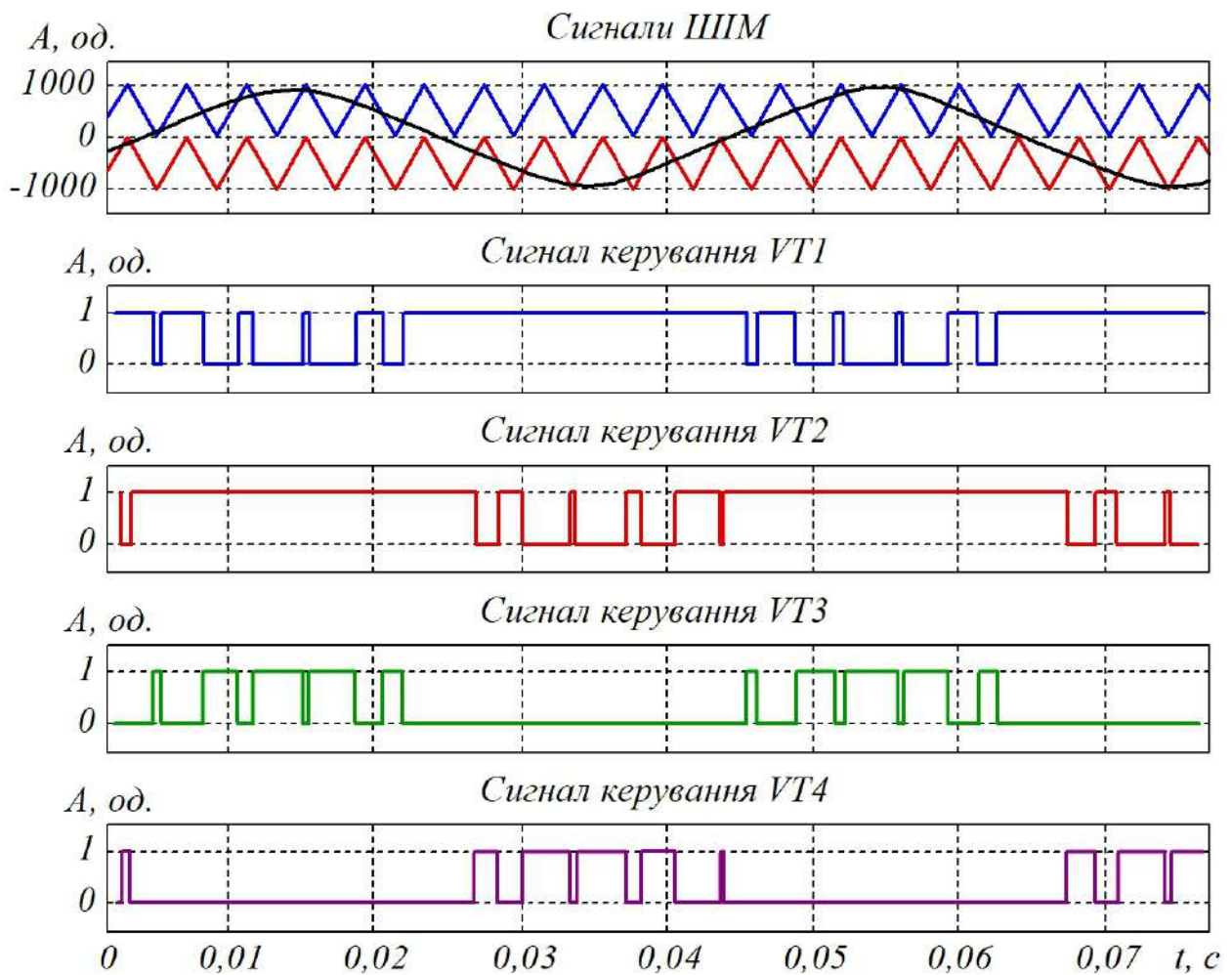


Рисунок 3.67 – Сигнали керування трирівневого АВН

Величина втрат потужності в напівпровідникових ключах і ККД є важливими показниками якості роботи перетворювача. Перевагою трирівневого АВН, порівняно з дворівневим, є можливість застосування ключів нижчого класу за напругою, що мають менші значення прямого падіння напруги у відкритому стані, а також менші величини енергії включення і виключення, що в цілому здатне привести до підвищення ККД.

Для порівняння комутаційних втрат у трирівневому і дворівневому активному випрямлячі аналіз втрат виконано для тих самих параметрів навантаження, які були прийняті при розрахунку ККД дворівневого АВН: номінальна вихідна напруга – 3,3 кВ; номінальний струм навантаження – 3150 А, що живить трифазну напругу 1200 В; середньоквадратичне значення споживаного струму – 2917 А, якому відповідало б амплітудне значення 4171,31 А.

Втрати потужності в трирівневому АВН складаються зі статичних і динамічних втрат транзисторних ключів $VT1-VT12$, а також втрат у діодах

VD1–VD6. В основу розрахунку покладено аналіз комутаційних процесів у IGBT-ключі. Графік миттєвого значення комутаційних втрат у IGBT-ключі наведено на рис. 3.68.

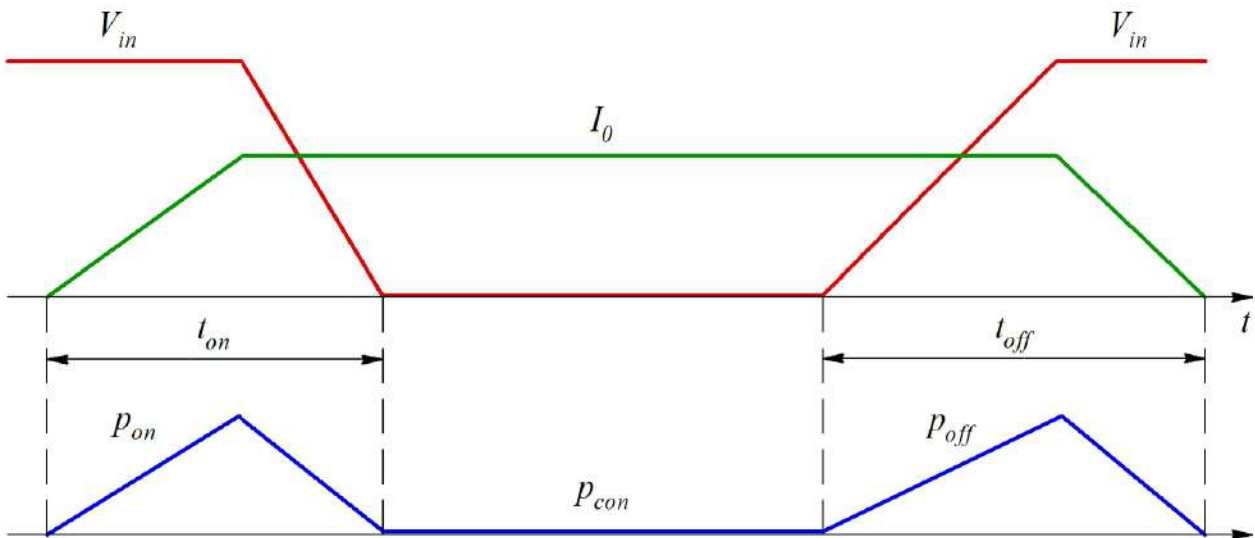


Рисунок 3.68 – Комутаційні втрати в IGBT-ключі

У зв'язку з тим, що до ключів трирівневого АВН прикладається половина вихідної напруги, в ньому можуть бути застосовані ключі меншого класу, що мають менші динамічні втрати.

При аналізі ККД трирівневого АВН розглядалися IGBT-ключі типу CM1500HC-66R-E і діоди типу RM1000DC-66F виробництва компанії Mitsubishi. Технічні характеристики IGBT-модуля наведено в табл. 3.8.

Таблиця 3.8 – Основні технічні характеристики CM1500HV-66R-E

Параметр IGBT-ключа	Значення
Номінальна напруга, кВ	3,3
Номінальний комутуючий струм, А	1500
Граничний комутуючий струм, А	3000
Енергія ввімкнення ключа, Дж	2,9
Енергія вимкнення ключа, Дж	2,7

Виходячи з того що амплітудне значення вхідного струму трирівневого АВН перевищує граничне значення струму IGBT-ключа, необхідне паралельне з'єднання трьох паралельних ключів у плечах перетворювача. В цьому випадку середньоквадратичне значення струму:

$$I_{VT_RMS} = \frac{I_{ex_rms}}{2} = \frac{2917}{3} = 972,33 \text{ A.} \quad (3.15)$$

З рис. 3.65 випливає, що в трирівневому АВН з урахуванням максимального значення струму навантаження необхідне застосування 36 транзисторів. Статичні втрати обумовлені потужністю, яка розсіюється в ключі при протіканні в ньому струму. Залежність падіння напруги між колектором і емітером у ключі типу CM1500HC-66R-E від величини комутованого струму наведено на рис. 3.69.

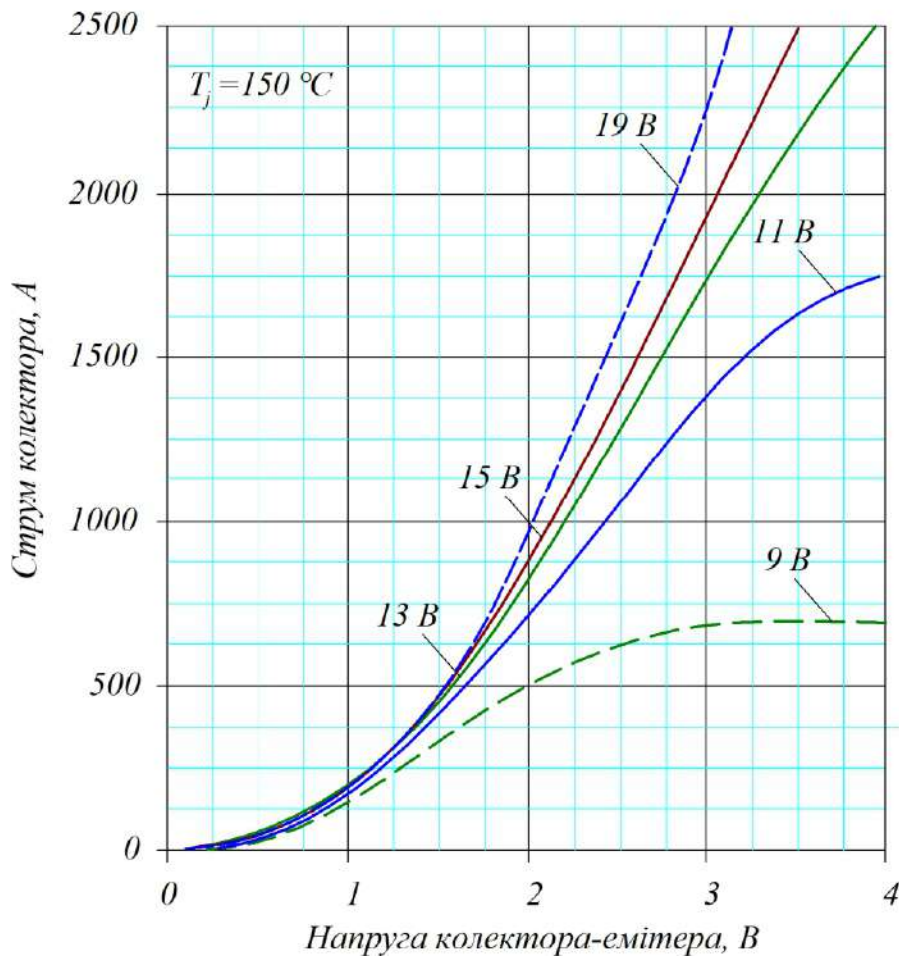


Рисунок 3.69 – Залежність напруги між емітером і колектором від струму, що протікає в IGBT типу CM1500HC-66R-E

Статичні втрати в ключах АВН залежать від середньоквадратичного значення фазних струмів, напруги між емітером і колектором IGBT і коефіцієнта заповнення ШІМ. Проведемо розрахунок для такого самого струмового навантаження, що і для дворівневого АВН. Статичні втрати ключів трирівневого АВН визначаються відповідно до виразу:

$$P_{\text{стат_VT}} = \Sigma(U_{\text{CE}} \cdot I_{\text{IGBT_RMS}} \cdot \gamma), \quad (3.16)$$

де $I_{\text{IGBT_RMS}}$ – середньоквадратичне значення струму, що протікає через один ключ; U_{CE} – напруга між емітером і колектором IGBT; γ – усереднене значення відносної тривалості імпульсу ШІМ при синусоїдальній модуляції.

Струми і напруги, комутовані ключами $VT1$ і $VT2$, наведено на рис. 3.70 і рис. 3.71. Решта ключів трирівневого активного випрямляча формують струми і напруги, як і $VT1$ і $VT2$.

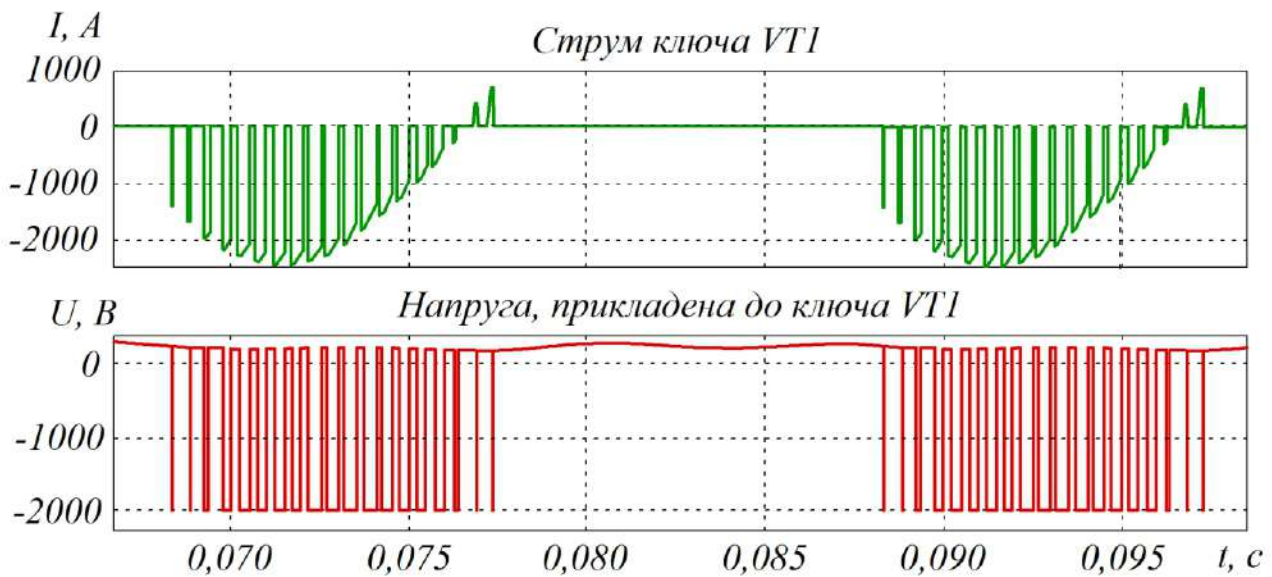


Рисунок 3.70 – Комутований струм і напруга ключа $VT1$

Відповідно до рис. 3.70, 3.71, амплітудні значення струмів, комутованих ключами $VT1$ і $VT2$, рівні. Однак протягом напівперіоду напруги живлення ключ $VT1$ не комутує струм. У зв'язку з цим усереднене значення відносної тривалості імпульсу γ ключа $VT1$ прийнято рівним $\gamma = 0,25$; а для ключа $VT2$ $\gamma = 0,5$.

Для середньоквадратичного значення комутованого струму 972 А з графіка, наведеного на рис. 3.72, обрано робочу точку, яка визначає величину падіння напруги між колектором і емітером у транзисторі, що дорівнює $U_{\text{CE}} = 2,7$ В.

Таким чином, статичні втрати трирівневого активного випрямляча дорівнюватимуть:

$$P_{\text{стат_VT}} = 2,7 \cdot 972,33 \cdot 18 \cdot 0,5 + 2,7 \cdot 972,33 \cdot 18 \cdot 0,25 = 35441,43 \text{ Вт.}$$

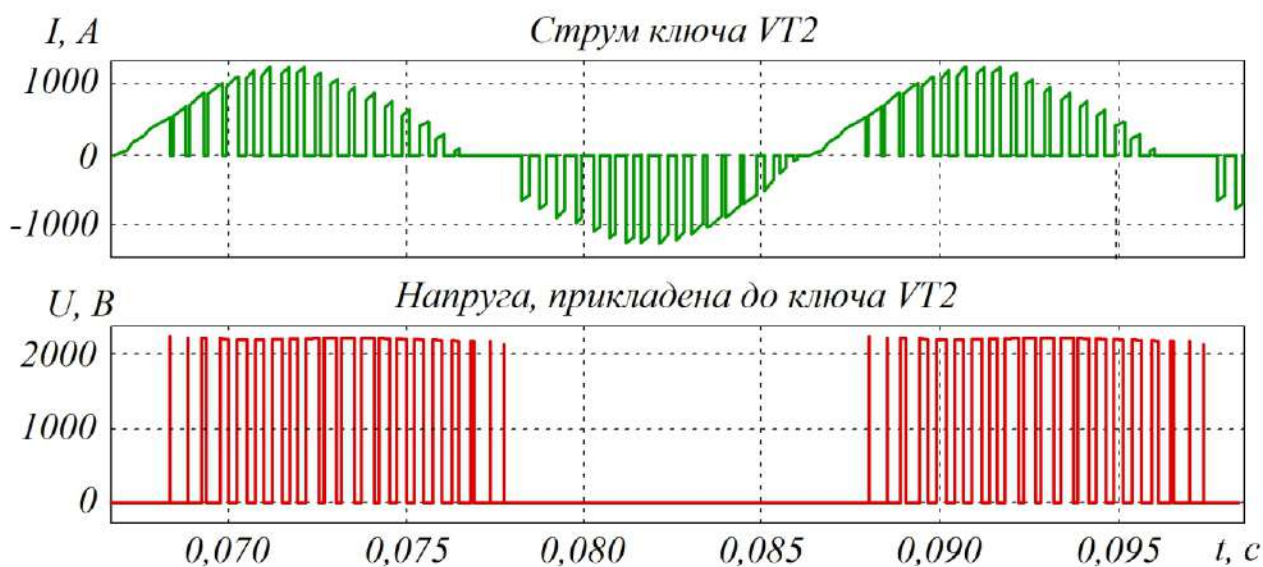


Рисунок 3.71 – Комутований струм і напруга ключа VT2

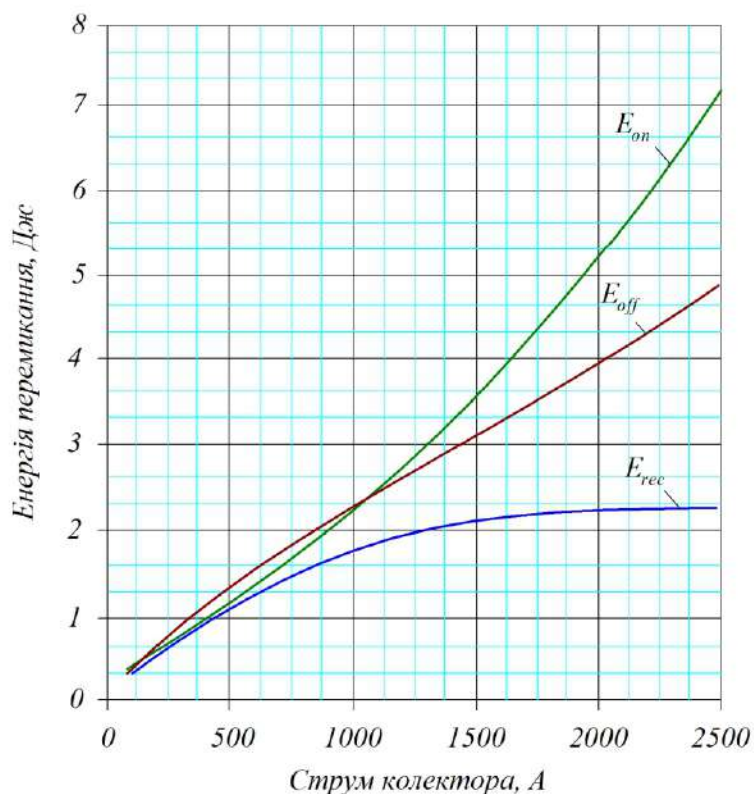


Рисунок 3.72 – Залежність енергії ввімкнення і вимкнення від величини комутованого струму в IGBT типу CM1500HC-66R-E

Динамічні втрати обумовлені потужністю, яка розсіюється в ключі на інтервалах зміни стану ключа із закритого стану у відкритий. Залежність енергії ввімкнення і вимкнення від величини комутованого струму в IGBT типу CM1500HC-66R-E наведено на рис. 3.72.

Динамічні втрати визначаються рівнянням:

$$P_{\text{дин_VT}} = (E_{\text{вкл}} + E_{\text{викл}}) \cdot f_{\text{ком}} \cdot n, \quad (3.17)$$

де $E_{\text{вкл}}$, $E_{\text{викл}}$ – енергія ввімкнення і вимкнення; $f_{\text{ком}}$ – частота комутації ключів, n – число IGBT-ключів.

У зв'язку з тим, що ключі $VT1$, $VT4$, $VT5$, $VT8$, $VT9$, $VT12$ комутують струм тільки на одному напівперіоді напруги мережі з частотою ШІМ, динамічні втрати в трирівневому активному випрямлячі знижуються.

Таким чином, сумарні динамічні втрати в транзисторах трирівневого АВН з частотою комутації 2 кГц становитимуть:

$$P_{\text{дин_VT}} = (1,8 + 2) \cdot \frac{2000}{2} \cdot 18 + (1,8 + 2) \cdot 2000 \cdot 18 = 205200 \text{ Вт.}$$

Однією зі складових втрат у трирівневого АВН є втрати в діодах $VD1$ – $VD6$ схеми трирівневого АВН. Форму струму, що протікає в діодах, отриману при моделюванні, наведено на рис. 3.73.

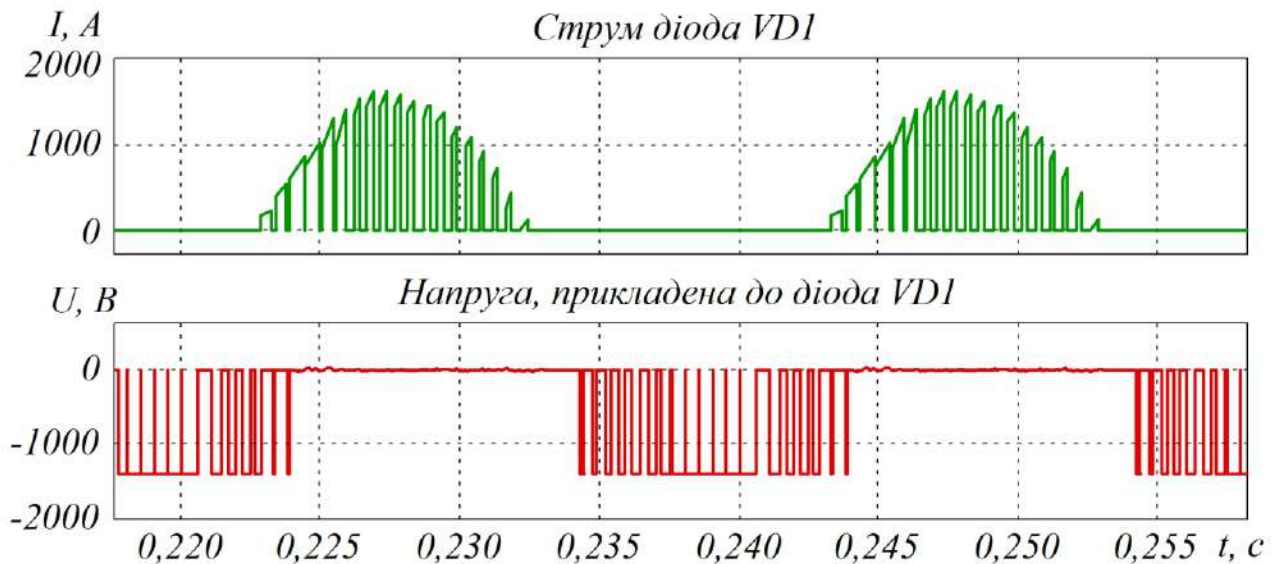


Рисунок 3.73 – Форма напруги і струму діода $VD1$

Як $VD1$ – $VD6$ обраний діод типу RM1000DC-66F компанії Mitsubishi. Технічні характеристики діода наведено в табл. 3.9. Залежність падіння напруги на діоді RM1000DC-66F від струму наведено на рис. 3.74.

Таблиця 3.9 – Основні технічні характеристики діода типу RM1000DC-66F

Параметр діода	Значення
Номінальна напруга, кВ	3,3
Номінальний прямий струм, А	1000
Номінальне падіння напруги на діоді, В	2,2

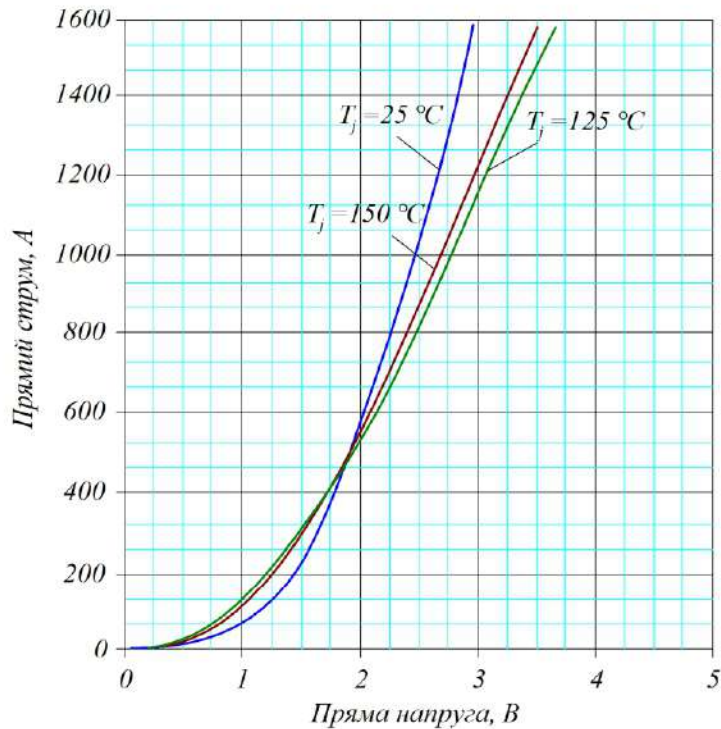


Рисунок 3.74 – Залежність падіння напруги на діоді RM1000DC-66F від струму, що протікає

У зв'язку з тим, що амплітудне значення фазного струму більше допустимого значення струму діода, необхідне застосування паралельного з'єднання п'яти діодів. Тому для силової частини трирівневого АВН необхідно 30 таких діодів. Таким чином, струм одного діода становитиме:

$$I_{VD_RMS} = \frac{I_{ex_RMS}}{5} = \frac{2917}{5} = 583,4 \text{ А.} \quad (3.18)$$

Відповідно до рис. 3.74, падіння напруги на діоді при струмі 583 А складатиме $U_{VD} = 1,8 \text{ В}$.

Статичні втрати в діодах визначаються за формулою:

$$P_{stat_VD} = U_{VD} \cdot I_{IGBT_RMS} \cdot \gamma \cdot n, \quad (3.19)$$

де γ – усереднений коефіцієнт заповнення ШІМ; n – число діодів.

$$P_{\text{стат_VD}} = 1,8 \cdot 583,4 \cdot 0,25 \cdot 30 = 7875,9 \text{ Вт.}$$

Динамічні втрати в діодах визначаються енергією відновлення діодів. Залежність величини динамічних втрат від струму ключа наведено на рис. 3.75.

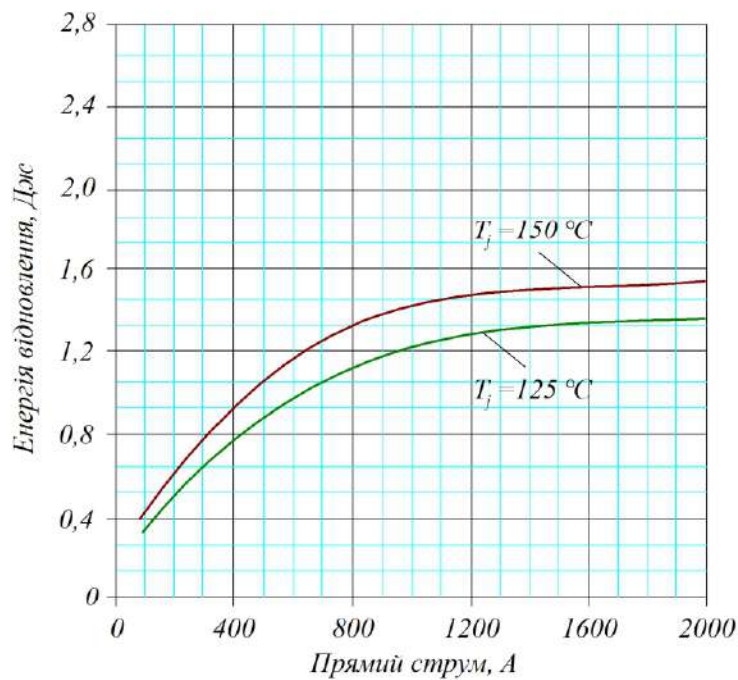


Рисунок 3.75 – Залежність енергії відновлення діода RM1000DC-66F від струму, що протікає

Відповідно до рис. 3.75, енергія відновлення діода при струмі 583 А складатиме $E_{\text{відн}} = 1,1$ Дж/імп. Динамічні втрати в діодах визначаються виразом:

$$P_{\text{дин_VD}} = E_{\text{відн}} \cdot f_{\text{ком}} \cdot n; \quad (3.20)$$

$$P_{\text{дин_VD}} = 1,1 \cdot 2000 \cdot 30 = 66000 \text{ Вт.}$$

Втрати в активному опорі вхідних дроселів:

$$P_{\text{акт}} = R_{\text{вх}} \cdot I_{\text{вх}}^2 \cdot 3; \quad (3.21)$$

$$P_{\text{акт}} = 0,01 \cdot 1031^2 \cdot 3 = 33797 \text{ Вт.}$$

Розрахункове значення ККД АВН з частотою комутації 2 кГц становитиме:

$$ККД = \frac{P_{вих}}{P_{вх}} = \frac{P_{вх} - P_{стат_VT} - P_{дин_VT} - P_{стат_VD} - P_{дин_VD} - P_{акт}}{P_{вх}}; \quad (3.22)$$

$$ККД = \frac{10942500 - 35441 - 205200 - 4813,05 - 66000 - 33797}{10942500} = 0,968.$$

Порівняння залежностей розрахункового значення ККД дворівневого і трирівневого АВН наведено на рис. 3.76.

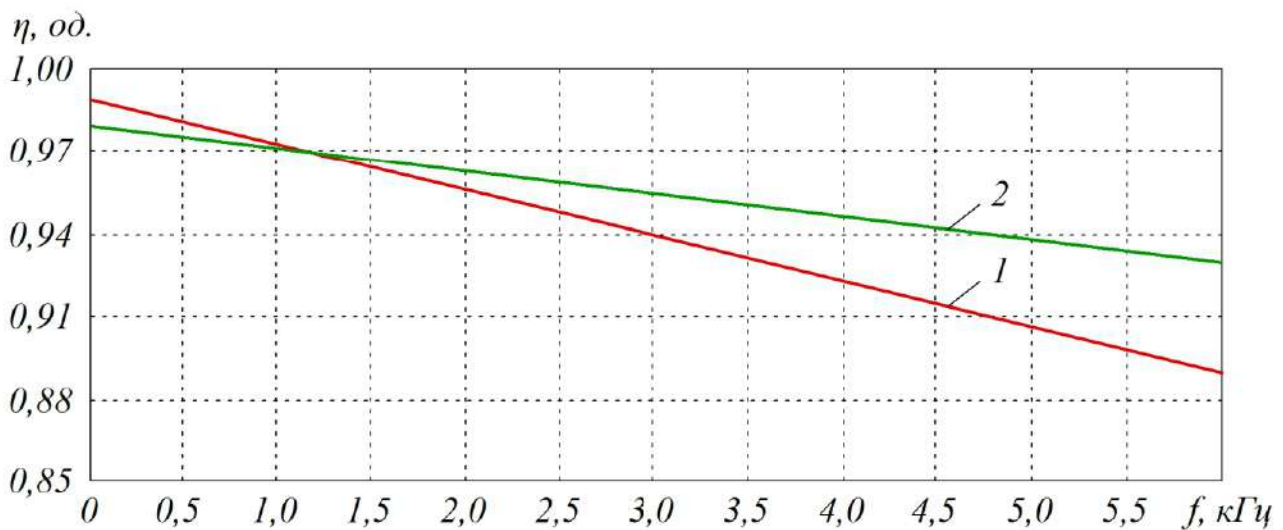


Рисунок 3.76 – Залежність ККД від частоти:
1 – дворівневого АВН; 2 – трирівневого АВН

Статичні втрати в трирівневому інверторі вищі дворівневого, але сумарні динамічні втрати нижчі, і, починаючи з частоти модуляції 1 кГц, крива ККД трирівневого АВН буде розташовуватися вище дворівневого.

Слід зазначити, що розрахунок ККД має оцінний характер, у зв'язку з тим, що для більш сучасних ключів будуть характерні менші величини втрат.

Таким чином, трирівневий АВН, починаючи з деякого значення частоти комутації, має великі значення ККД, ніж дворівневий.

Для підтвердження адекватності і працездатності розробленої системи керування в середовищі Matlab R2011 було створено імітаційну модель трирівневого активного випрямляча з системою керування з постійною частотою комутації. Модель трирівневого АВН наведено на рис. 3.77.

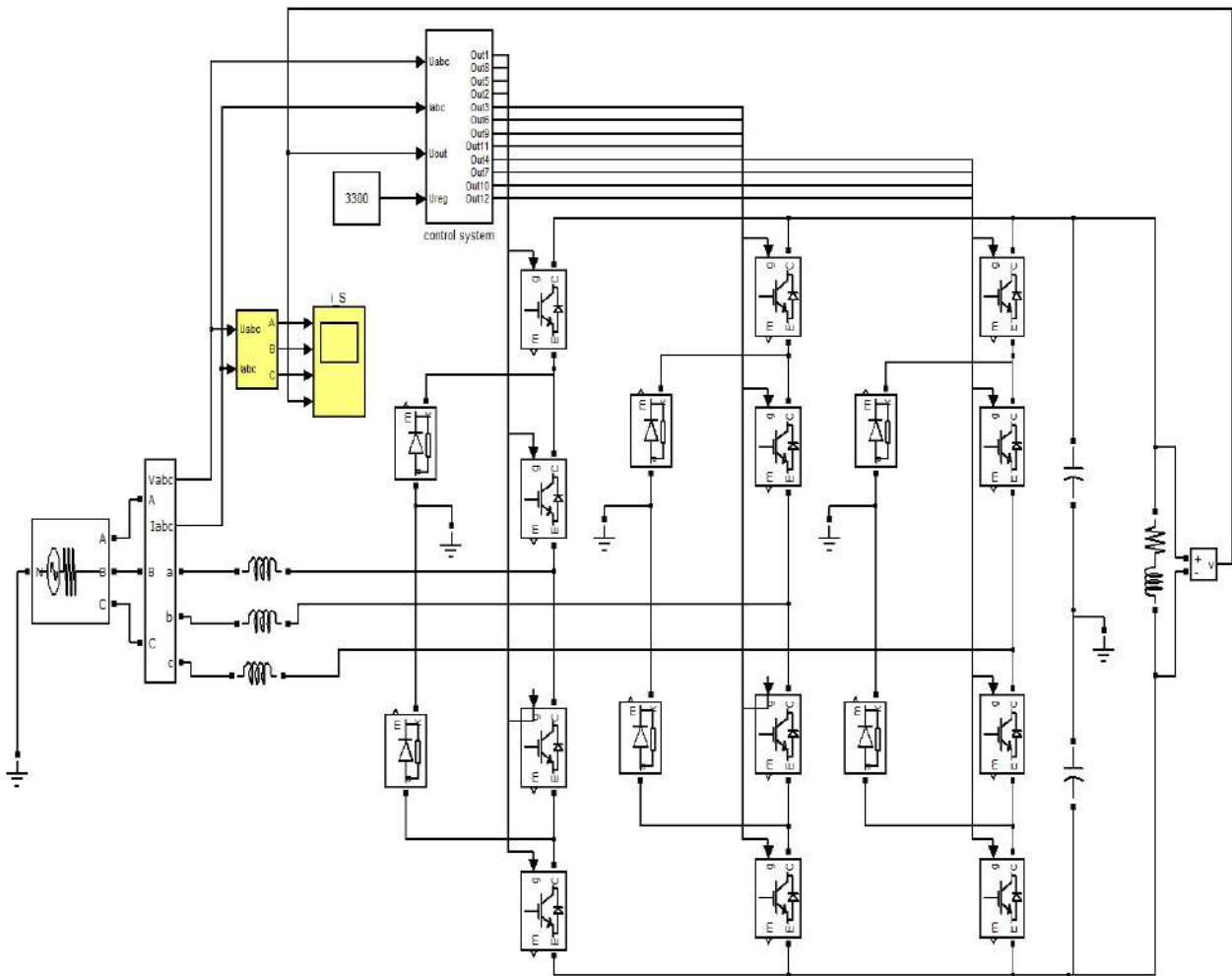


Рисунок 3.77 – Імітаційна модель трирівневого активного випрямляча з виведенням середньої точки

Параметри імітаційної моделі наведено в табл. 3.10.

Субмодель розробленої системи керування трирівневого АВН наведено на рис. 3.78. У розробленій імітаційній моделі було проведено дослідження електромагнітних процесів, що відбуваються в перетворювачі, проаналізовано показники якості вхідних фазних струмів і вихідної напруги.

Таблиця 3.10 – Параметри імітаційної моделі трирівневого АВН

Параметр	Значення
Міжфазна напруга трифазної мережі, В	1200
Індуктивність вхідного дроселя, мГн	0,8
Активний опір вхідного дроселя, Ом	0,1
Опір навантаження, Ом	2
Ємність вихідних конденсаторів, мФ	12
Параметри навантаження, Ом і мГн	1...12 і 0,1...5

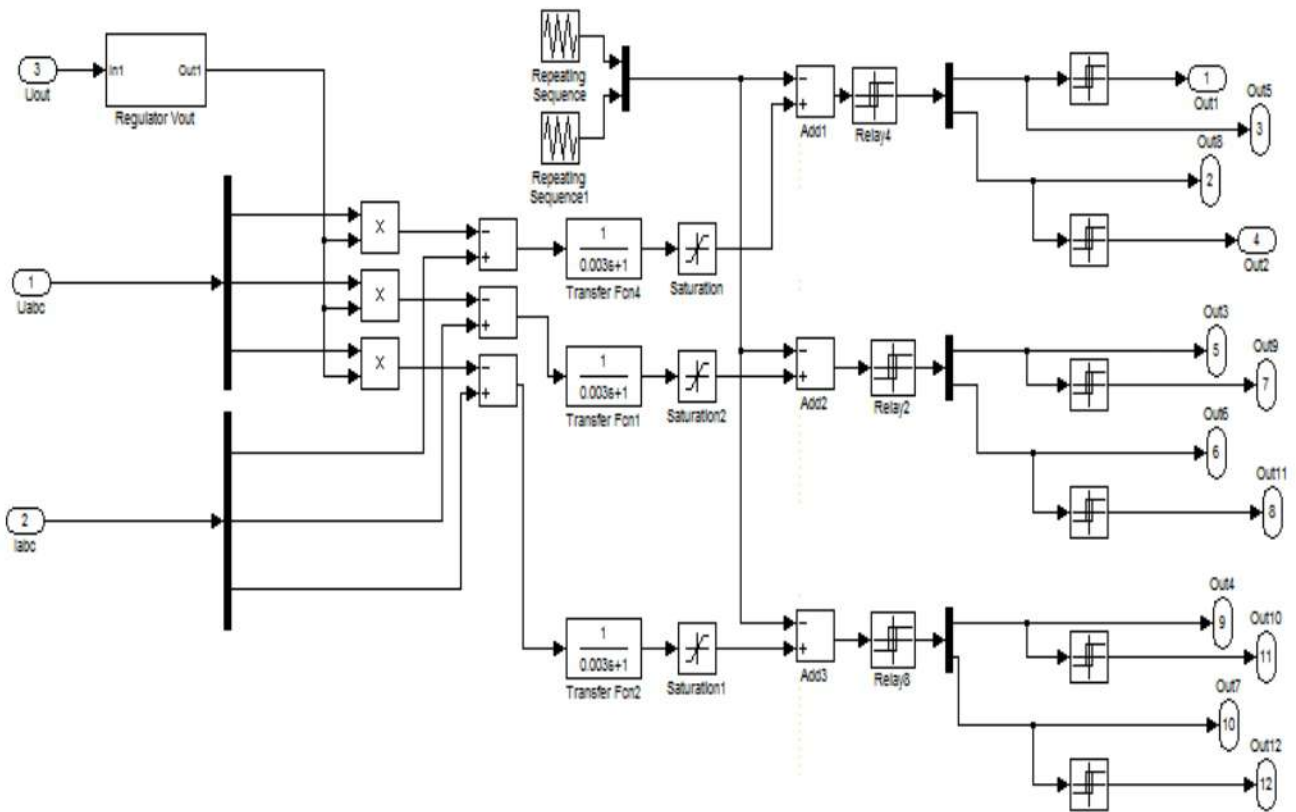


Рисунок 3.78 – Модель системи керування трирівневого активного випрямляча з пилкоподібним сигналом задання ШІМ

При проведенні імітаційного моделювання основні висновки робилися завдяки аналізу таких електромагнітних процесів:

- вхідних фазних напруг і струмів АВН;
- напруги вихідних конденсаторів і загальної напруги;
- напруги і струму верхніх і нижніх ключів АВН;
- напруги і струму паралельних діодів;
- струму заряду вихідних конденсаторів.

Осцилограми вхідних фазних напруг і струмів трирівневого АВН наведено на рис. 3.79.

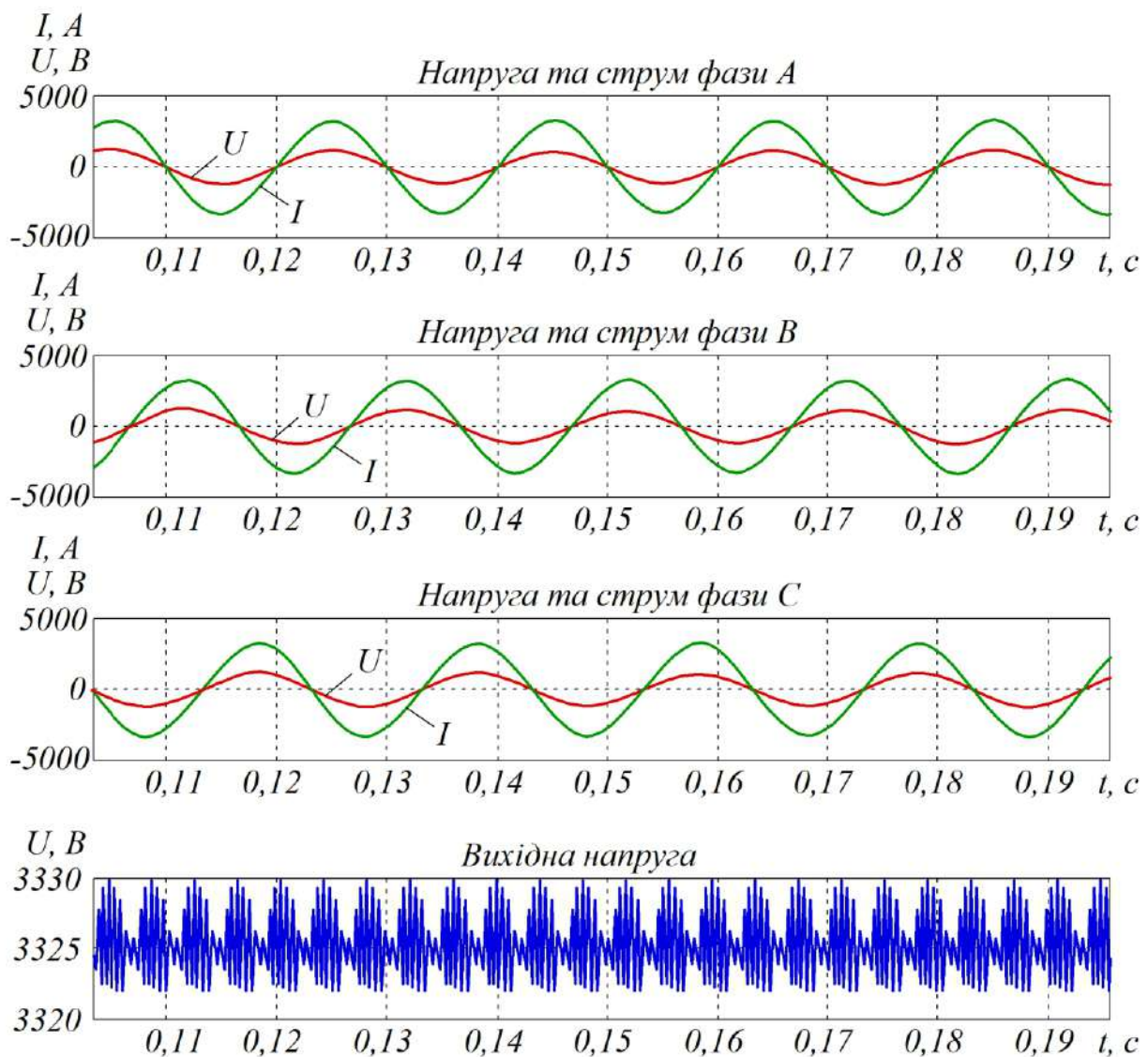


Рисунок 3.79 – Форма входних фазних напруг і струмів, а також вихідної напруги багаторівневого АВН

За рис. 3.79, запропонована система керування формує фазні струми, близькі до синусоїди, і $\cos(\varphi)$ близький до одиниці, а також забезпечує високу стабільність вихідної напруги.

Струми заряду і форму напруги вихідних конденсаторів і загальної вихідної напруги наведено на рис. 3.80.

Відповідно до рис. 3.74, напруги на конденсаторах $C1$ і $C2$ містять значні складові потроєної частоти (150 Гц), які зсунуті за фазою на 180 градусів, що забезпечує компенсацію даної гармоніки у вихідній напрузі.

Хоча вихідна напруга не містить складову 150 Гц, але наявність пульсацій у вихідних конденсаторах обумовлює протікання струму в нульовому проводі. Форму струму нульового проводу наведено на рис. 3.81.

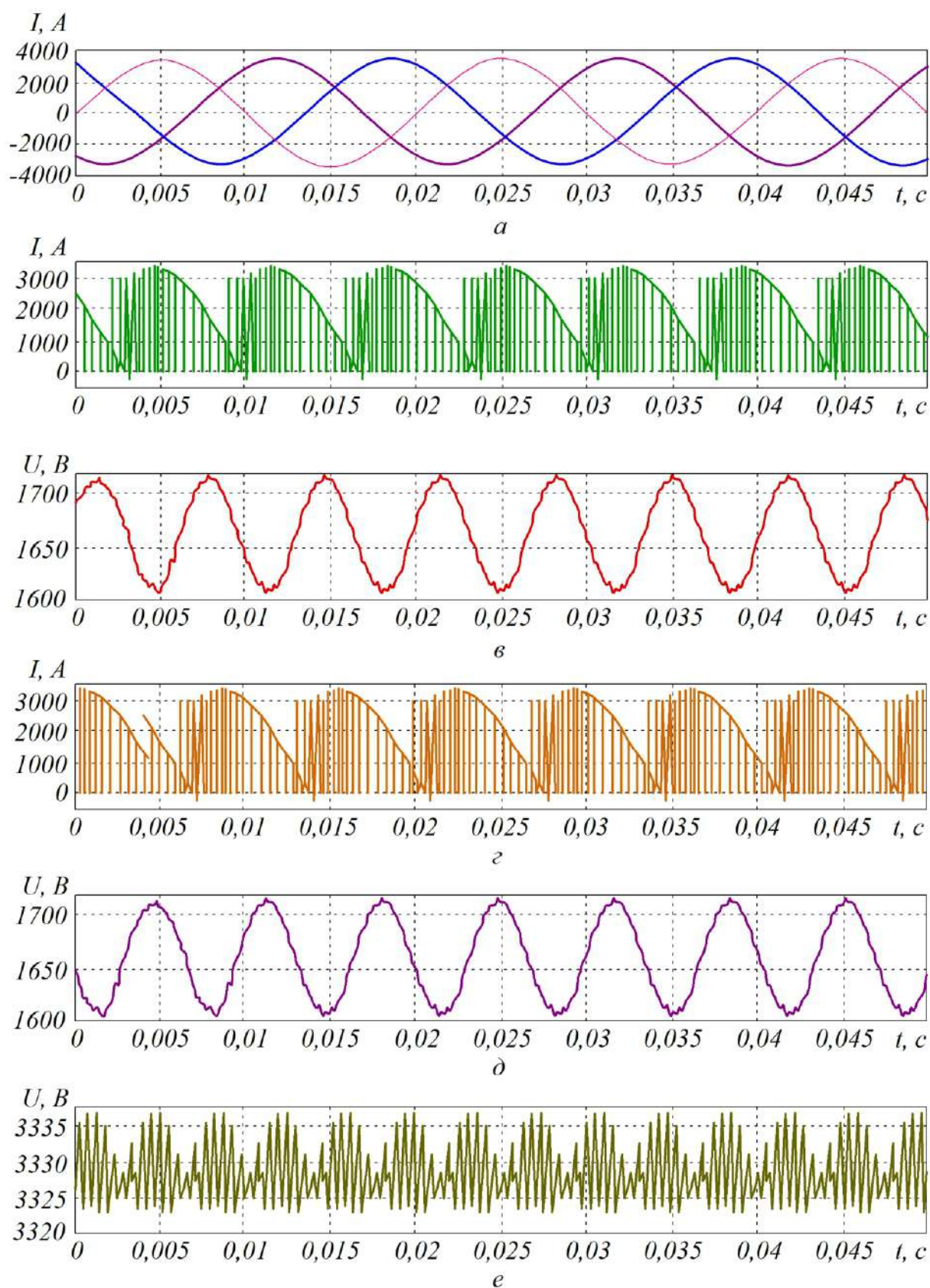


Рисунок 3.80 – Осцилограми трирівневого АВН:

a – фазні струми АВН; *б* – струм заряду вихідного конденсатора $C1$; *в* – вихідна напруга конденсатора $C1$; *г* – струм заряду конденсатора $C2$; *д* – вихідна напруга конденсатора $C2$; *е* – вихідна напруги АВН

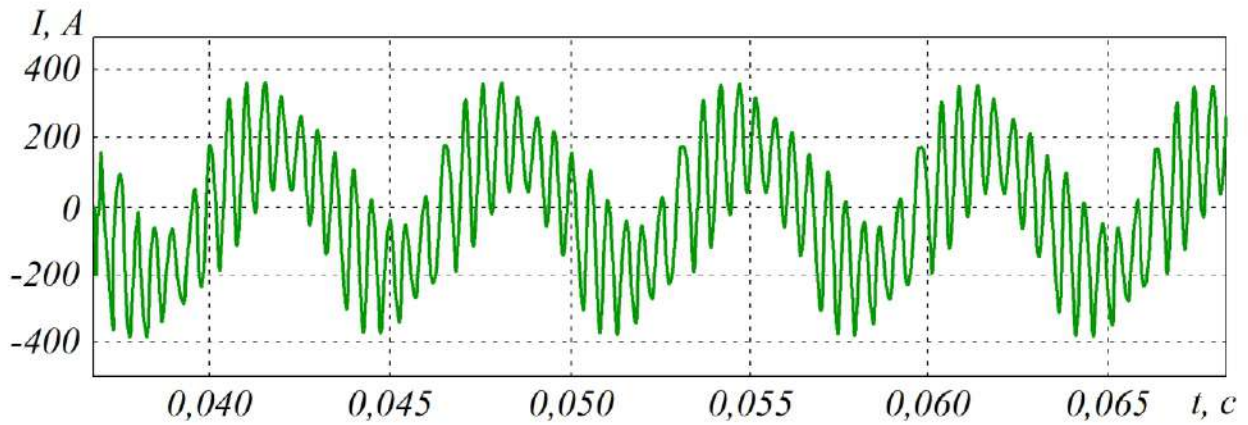


Рисунок 3.81 – Струм, що протікає в нульовому проводі трирівневого АВН

Однією з найважливіших характеристик роботи трирівневого активного випрямляча є умови електромагнітної сумісності, а зокрема емісія вищих гармонік струмів і напруг у мережу живлення і контактну мережу.

У моделі Matlab було досліджено такі параметри системи: коефіцієнт потужності активного випрямляча, коефіцієнт нелінійних спотворень форми фазного струму, коефіцієнт гармонічних спотворень форми фазного струму, коефіцієнт пульсацій вихідної напруги.

Розрахунок коефіцієнта потужності в імітаційній моделі виконує підсистема, яку наведено на рис. 3.82. В результаті моделювання було отримано коефіцієнт потужності кожної фази, що дорівнює 0,9986.

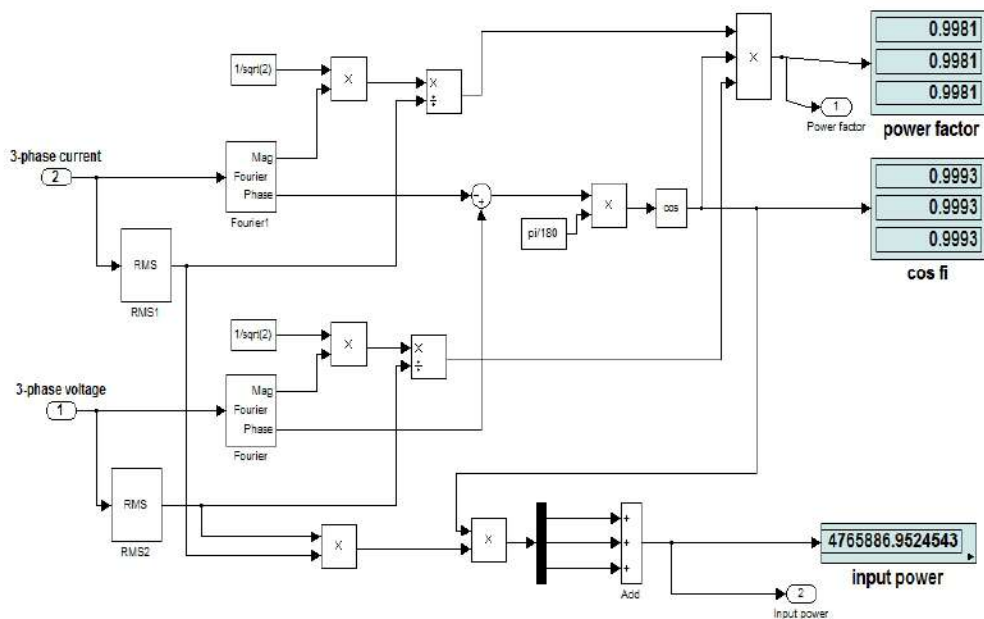


Рисунок 3.82 – Субсистема розрахунку коефіцієнта потужності трирівневого АВН

Наявність вищих гармонік у фазному струмі часто виражають через коефіцієнт гармонічних спотворень. Розрахунок коефіцієнта гармонічних спотворень фазного струму трирівневого АВН у моделі виконано з використанням блока Power GUI / FFT Analysis.

Результати Фур'є-аналізу фазного струму наведено на рис. 3.83, 3.84.

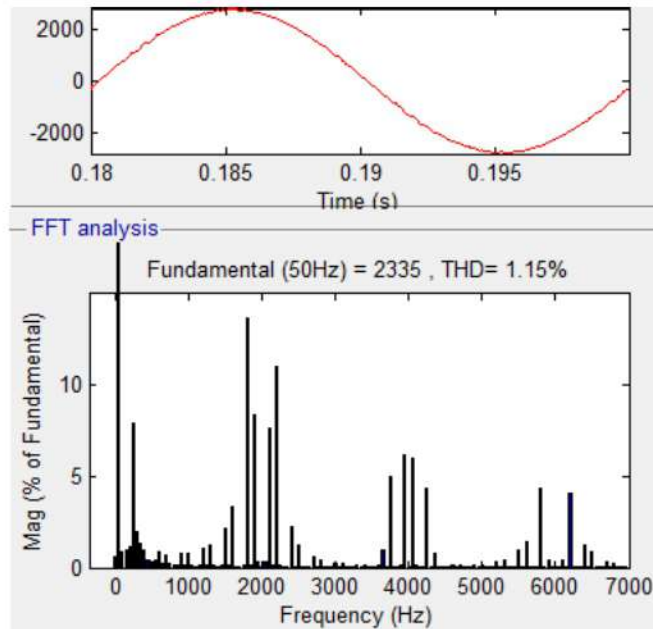


Рисунок 3.83 – Фур'є-аналіз фазного струму трирівневого АВН (широкосмуговий спектр)

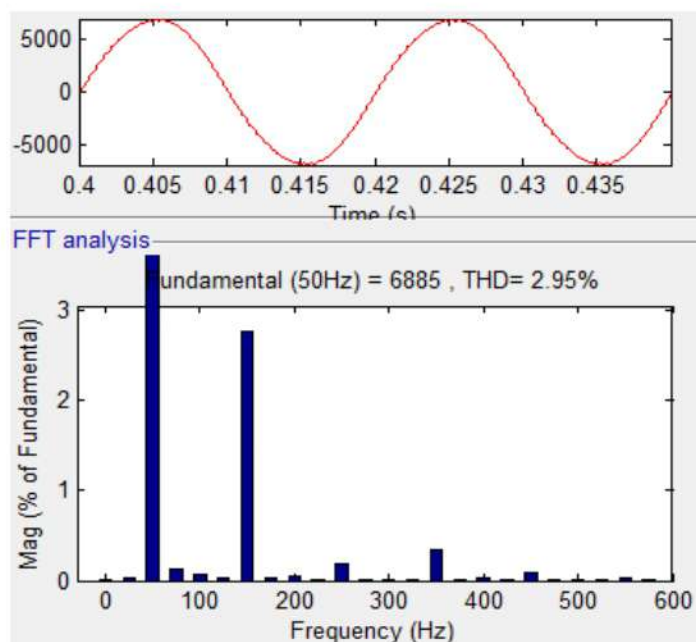


Рисунок 3.84 – Фур'є-аналіз форми фазного струму трирівневого АВН (низькочастотні складові)

Як впливає з рис. 3.83, 3.84 найбільші спотворення форми фазного струму вносять низькочастотні складові (третя, п'ята, сьома гармоніки), а також високочастотні складові, кратні частоті модуляції ШІМ.

Якість вихідної напруги трирівневого АВН визначено такими параметрами: амплітудою пульсацій, коефіцієнтом пульсацій і величиною заважаючої напруги. На рис. 3.85 наведено Фур'є-аналіз форми вихідної напруги трирівневого АВН.

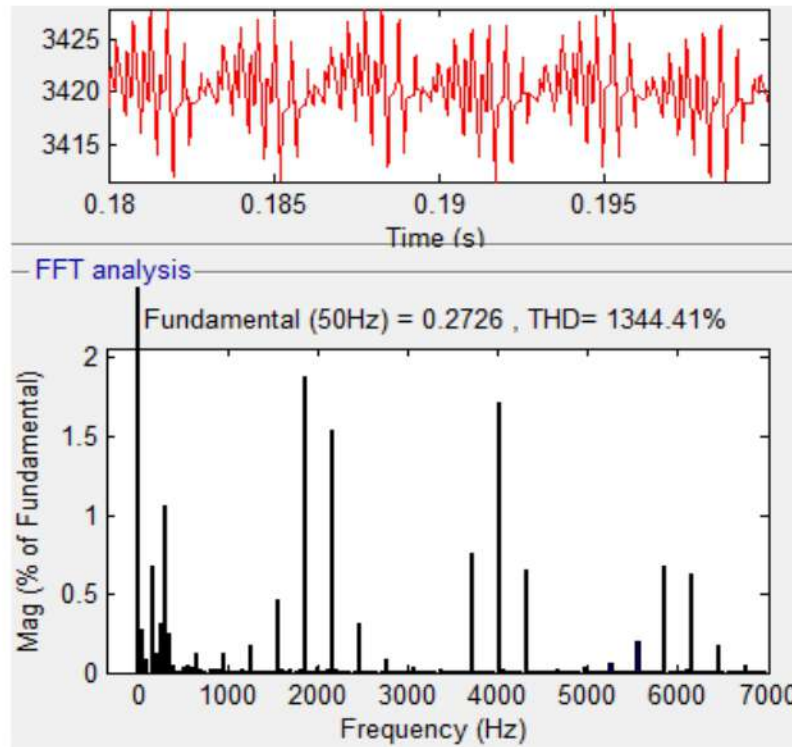


Рисунок 3.85 – Фур'є-аналіз форми вихідної напруги трирівневого АВН

Сума вищих гармонічних складових вихідної напруги розрахована з величини коефіцієнта гармонічних спотворень і значення першої гармоніки.

$$\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + U_5^2 + U_6^2 + \dots} = THD \cdot U_1 = 857,89 \cdot 0,47 = 403,21 \text{ В.} \quad (3.23)$$

Підставивши отримане значення суми вищих гармонік, отримаємо коефіцієнт пульсацій вихідної напруги:

$$K_{\text{пульс}} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + U_5^2 + U_6^2 + \dots}}{U_{dc}} = \frac{403,21}{3328,41} = 0,1211. \quad (3.24)$$

Як впливає з рис. 3.85, у вихідній напрузі наявні низькочастотні складові, а саме гармоніка 300 Гц, а також високочастотні складові, кратні частоті модуляції ШІМ.

Величина заважаючої напруги є інтегральним показником, який характеризує вміст вищих гармонік у вихідній напрузі випрямної установки, що впливають на прилеглі лінії зв'язку. Вимірювання заважаючої напруги в моделі трирівневого АВН реалізовано в субсистемі, що наведено на рис. 3.86.

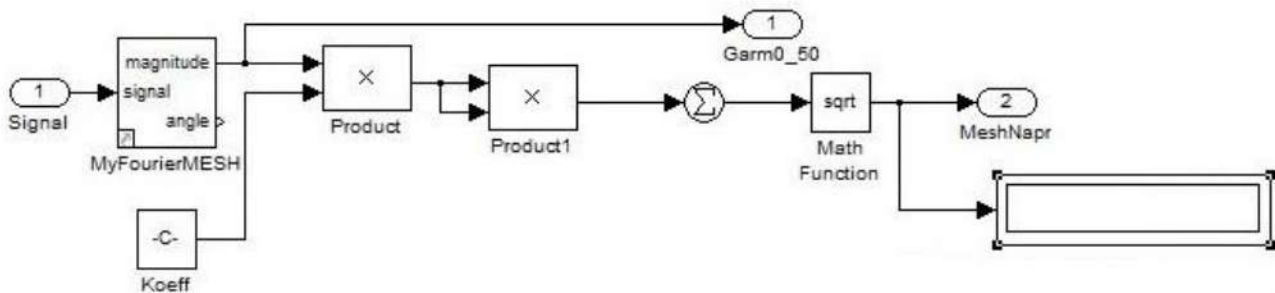


Рисунок 3.86 – Субсистема вимірювання заважаючої напруги в трирівневому АВН

Вимірювання заважаючої напруги здійснюється шляхом вимірювання середньоквадратичного значення вищих гармонік у вихідній напрузі. Вимірювання гармонік заважаючої напруги виконується в діапазоні частот до 6 кГц. Результати моделювання енергетичних характеристик трирівневого АВН наведено в табл. 3.11.

Таблиця 3.11 – Параметри трирівневого АВН

Параметр	Значення
Коефіцієнт потужності, %	99,81
КГІ споживаного струму, %	2,95
Заважаюча напруга, В	2,362
Коефіцієнт пульсації вихідної напруги, %	0,1211
Основна частота комутації, кГц	2
ККД, %	96,8

Результати моделювання електромагнітних процесів трирівневого АВН показали покращення якості одержуваних вхідної напруги і струму порівняно з дворівневим АВН, з чого можна зробити висновок про доцільність застосування трирівневих АВН з ШІМ.

РОЗДІЛ 4

МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ВТРАТ ПОТУЖНОСТІ В АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРАХ НАПРУГИ ШЛЯХОМ КОМП'ЮТЕРНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

4.1. Розрахунок статичних і динамічних втрат у силових IGBT-транзисторах шляхом поліноміальної апроксимації базових енергетичних характеристик

Втрати потужності і ККД є одними з найбільш важливих показників у напівпровідникових перетворювачах електроенергії [102].

«Ручний» розрахунок втрат потужності в напівпровідникових перетворювачах з різними типами модуляції є досить складним завданням і потребує пошуку нової методики.

Досить поширеними є програми для автоматичного розрахунку втрат потужності в силових IGBT-транзисторах, такі як MelcoSim, Semisel, Iposim тощо. Ці програми є досить зручним інструментом, проте вони дають змогу виконати автоматичний розрахунок втрат потужності тільки для «стандартних» топологій (підвищувальний і знижувальний перетворювачі постійної напруги, трифазний автономний інвертор напруги) зі «стандартними» алгоритмами керування (ШІМ з постійним коефіцієнтом заповнення, синусоїдальна ШІМ, просторово-векторна ШІМ).

Недоліками існуючих програм є відсутність можливості моделювання «нестандартних» топологій, таких як силових активних фільтрів, активних випрямлячів з корекцією коефіцієнта потужності, багаторівневих перетворювачів і багатьох інших топологій або стандартних топологій з нестандартними алгоритмами керування [103].

Matlab / Simulink є однією з найбільш популярних програм для дослідження напівпровідникових перетворювачів, яка дає змогу моделювати практично будь-яку топологію перетворювача з будь-якою системою керування. Однак недоліком цієї програми є відсутність урахування динамічних втрат потужності в IGBT-транзисторах. Крім цього, вольт-амперна характеристика IGBT-транзисторів подана у вигляді лінійної функції (рис. 4.1).

У програмах схемотехнічного моделювання типу SPICE, таких як Multisim, LT-spice, TINA, MicroCap, моделювання вольт-амперних процесів є більш точним [104].

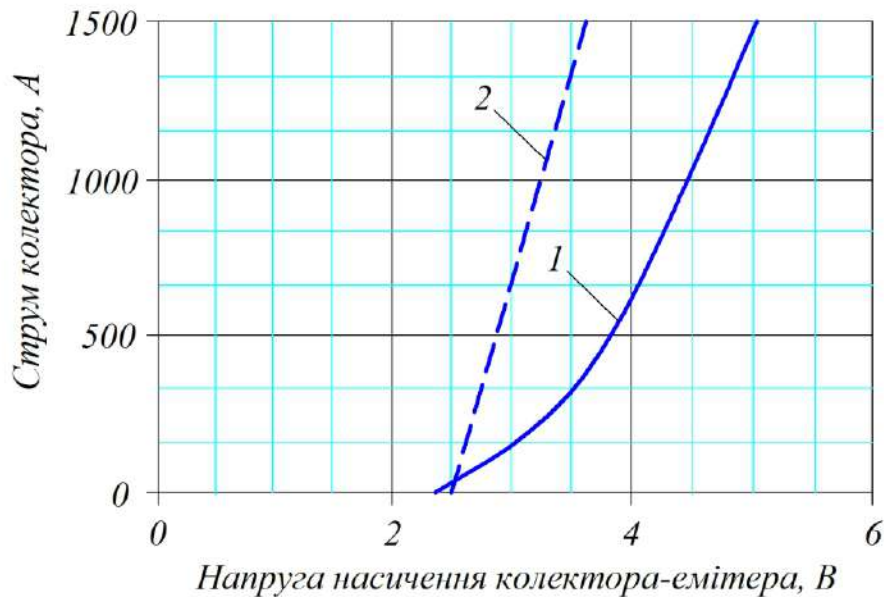


Рисунок 4.1 – Вольт-амперна характеристика:

1 – реального транзистора; 2 – транзистора в середовищі Matlab

Моделі транзисторів у SPICE-моделюванні враховують час ввімкнення та час вимкнення транзисторів і враховують динамічні втрати в транзисторах [105]. Однак вищевказані програми дозволяють моделювати виключно малопотужні транзистори, оскільки моделей силових високовольтних IGBT-транзисторів у цих програмах просто немає.

У роботі [106] подано розрахунок втрат потужності в IGBT-транзисторі та розрахунок температури ключа. Однак у цій публікації не вказано, характеристики якого конкретного транзистора враховувалися при розрахунку. Крім цього, не вказано, яким чином ураховано динамічні втрати потужності в цьому дослідженні.

У роботах [107, 108] наведено методику моделювання динамічних втрат в IGBT-транзисторах. Однак ця методика має недоліки:

- залежності енергії ввімкнення E_{on} та енергії вимкнення E_{off} від струму емітера в IGBT-транзисторах надано лінійними залежностями, хоча реально ці характеристики мають вигляд, наближений до параболи;

- відсутність урахування втрат потужності у зворотному діоді транзистора.

Визначення втрат потужності в IGBT-транзисторах може бути виконано шляхом розрахунку статичних P_{dc} і динамічних P_{sw} втрат в IGBT-транзисторах VT і паралельних діодах VD відповідно до виразів [109, 110]:

$$\Delta P = P_{vt} + P_{vd}; \quad (4.1)$$

$$P_{vt} = P_{vt.dc} + P_{vt.sw}; \quad (4.2)$$

$$P_{vd} = P_{vd.dc} + P_{vd.sw}; \quad (4.3)$$

де $P_{vt.dc}$ – статичні втрати в IGBT-транзисторах; $P_{vt.sw}$ – динамічні втрати в IGBT-транзисторах; $P_{vd.dc}$ – статичні втрати в паралельних діодах; $P_{vd.sw}$ – динамічні втрати в паралельних діодах.

Процес комутації струму і напруги в IGBT-ключі й графічний розподіл статичних і динамічних втрат наведено на рис. 4.2.

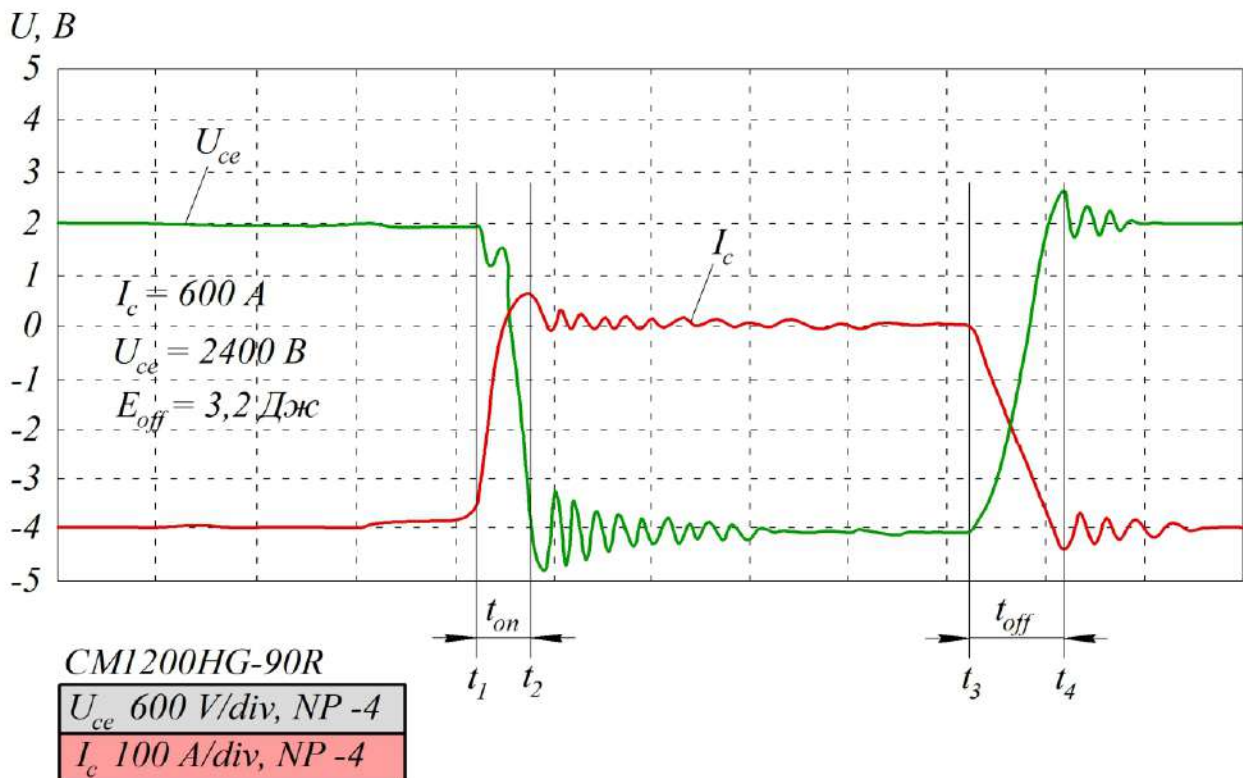


Рисунок 4.2 – Процес комутації струму і напруги в IGBT-ключі

Статичні втрати в IGBT-транзисторах P_{DC} визначаються відповідно до виразу:

$$P_{dc} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_c \cdot V_{ce}(I_c) \cdot D_{on}) \cdot dt, \quad (4.4)$$

де I_c – струм колектора; $V_{ce}(I_c)$ – напруга між колектором та емітером, що залежить від величини струму колектора; D_{on} – коефіцієнт заповнення широтно-імпульсної модуляції.

Динамічні втрати в IGBT-транзисторах P_{sw} визначаються відповідно до виразу:

$$P_{sw} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left[E_{on}(I_c) + E_{off}(I_c) \cdot f \right] \cdot dt, \quad (4.5)$$

де f – частота ШІМ; $E_{on}(I_c)$ – енергія, що розсіюється в транзисторі при вмиканні, яка залежить від величини струму колектора; $E_{off}(I_c)$ – енергія, що розсіюється в транзисторі при вимиканні, яка залежить від величини струму колектора.

Втрати потужності у зворотному діоді силового транзистора складаються з втрат на провідність і втрат, пов'язаних з втратою потужності на відновлення. Розрахунок втрат потужності у зворотному діоді здійснюється відповідно до виразів:

$$P_{vd} = P_{dc.vd} + P_{sw}; \quad (4.6)$$

$$P_{sw} = E_{rec} \cdot f; \quad (4.7)$$

$$P_{dc.vd} = U_{fwd} \cdot I. \quad (4.8)$$

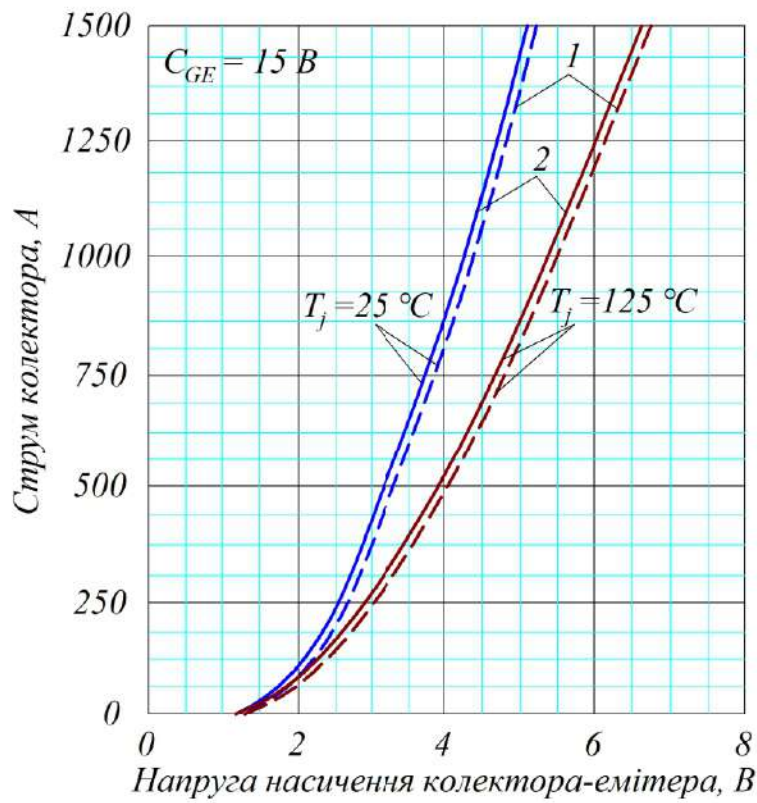
При визначенні втрат потужності IGBT-транзисторів базовими є такі залежності [111]:

- залежність напруги між колектором та емітером від струму колектора (вольт-амперна характеристика (ВАХ) транзистора);
- ВАХ зворотного діода;
- залежність енергії ввімкнення транзистора, енергії вимкнення транзистора, а також енергії відновлення зворотного діода від струму емітера транзистора.

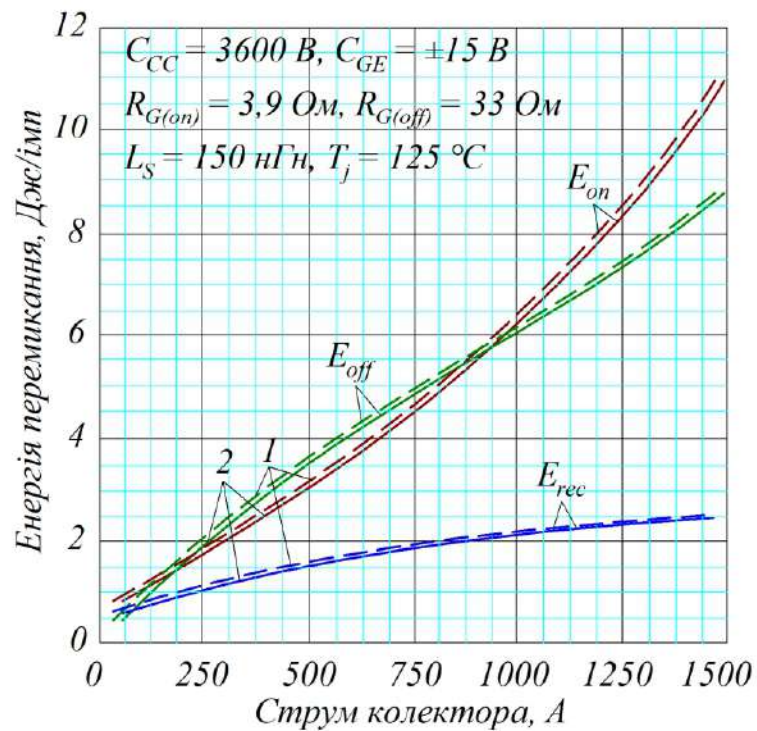
Енергетичні характеристики IGBT-транзистора типу CM750HG-130R наведено на рис. 4.3.

Слід зазначити, що енергетичні характеристики транзистора при температурі 25 °С і 125 °С досить сильно відрізняються і зі зростанням температури втрати в транзисторі збільшуються.

Поданя на рис. 4.3 енергетичні залежності транзистора перенесено в табличні дані (табл. 4.1).



а



б

Рисунок 4.3 – Енергетичні характеристики IGBT-транзистора:
 а – ВАХ транзистора $V_{ce}(I)$; б – залежності енергії ввімкнення,
 вимкнення та відновлення зворотного діода від струму; 1 – паспортні;
 2 – після проведеної апроксимації

Таблиця 4.1 – Енергетичні характеристики транзистора типу SM1200HG-90R від струму колектора при температурі 125 °С

Струм колектора, кА	Енергія ввімкнення, Дж/імп	Енергія вимкнення, Дж/імп	Енергія відновлення, Дж/імп	ВАХ транзистора, В	ВАХ діода, В
0	0,31	0,32	0,5	1,0	0,7
0,1	0,75	0,8	0,7	1,65	1,02
0,2	1,1	1,15	0,9	2,15	1,36
0,3	1,45	1,5	1,1	2,5	1,6
0,4	2,0	1,95	1,25	2,75	1,76
0,5	2,4	2,25	1,5	3,0	1,9
0,6	2,75	2,5	1,7	3,2	2,04
0,7	3,125	2,75	1,9	3,4	2,2
0,8	3,65	3,1	2,0	3,65	2,32
0,9	4,0	3,4	2,15	3,825	2,44
1,0	4,5	3,725	2,25	4,05	2,58
1,1	5,0	4,0	2,35	4,2	2,66
1,2	5,5	4,25	2,45	4,4	2,8
1,3	6,0	4,55	2,5	4,55	2,9
1,4	6,5	4,85	2,55	4,75	3,0
1,5	7,05	5,1	2,6	4,9	3,1
1,6	7,75	5,45	2,65	5,05	3,2
1,7	8,3	5,7	2,65	5,2	3,3
1,8	9,0	6,0	2,65	5,375	3,4
1,9	9,75	6,25	2,65	5,6	3,5
2,0	10,45	6,6	2,65	5,7	3,6

За наявності похибки у вихідних табличних даних (які переносилися на око) недоцільно застосовувати для їх аналізу метод інтерполяції та знаходити наближену функцію, що точно проходить через всі точки вихідної табличної заданої функції. У такому випадку вдаються до побудови апроксимуючої наближеної функції, яка проходить близько заданих точок, причому найближче до початкових точок. Апроксимація згладжує оброблювані експериментальні дані, що містять відхилення, тобто це спосіб знаходження проміжних значень величини за наявним дискретним набором відомих значень [112].

Основне завдання інтерполяції полягає в заміні таблично заданої функції простою аналітичною функцією і потім знаходження за її допомогою

наближених значень у тих точках всередині інтервалу, де початкова функція не задана.

Існують різні види апроксимації: лінійна, частково-лінійна, статична, експонентна та поліноміальна [113]. Крім цього, існують різні математичні методи, які дозволяють виконати апроксимацію. Метою апроксимації є визначення математичних функцій, які найбільш точно описують отримані табличні залежності $E_{on}(I)$, $E_{off}(I)$, $E_{rec}(I)$, $U_{ce}(I)$, $U_{VD}(I)$.

Для проведення автоматизованого розрахунку втрат потужності в силових IGBT-ключах вольт-амперні характеристики транзистора і залежності енергії ввімкнення та енергії вимкнення від струму навантаження було апроксимовано методом найменших квадратів. Процес математичної апроксимації було виконано в програмі Wolfram Mathematica.

Якщо зняти вимогу обов'язкового проходження апроксимуючої функції через вузлові точки та замінити вимогою мінімуму суми квадратів різниць між значеннями апроксимуючої функції та функції, що апроксимується у вузлах, то вийде метод найменших квадратів, який не ігнорує наявність помилок у значеннях апроксимуючої функції, а намагається усереднити їх вплив на результат апроксимації.

Метод найменших квадратів ґрунтується на мінімізації функціонала:

$$F = \sum_{i=0}^n (\varphi(x_i) - y_i)^2 \rightarrow \text{Min}, \quad (4.9)$$

де n – число точок вимірювання.

У даному методі апроксимуюча функція $f(x)$ є поліномом ступеня k :

$$\varphi(x) = a_0 + a_1 \cdot x + \dots + a_k \cdot x^k, \quad (4.10)$$

або з підстановкою

$$F = \sum_{i=0}^n (a_0 + a_1 \cdot x + \dots + a_k \cdot x^k - y_i)^2 \rightarrow \text{Min}. \quad (4.11)$$

Для знаходження невідомих коефіцієнтів визначаються похідні від даного функціонала за відповідним коефіцієнтом і прирівнюються до нуля:

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial a_0} = 2 \cdot \sum_{i=0}^n (a_0 + a_1 \cdot x + \dots + a_k \cdot x^k - y_i) = 0; \\ \frac{\partial F}{\partial a_1} = 2 \cdot \sum_{i=0}^n x_i \cdot (a_0 + a_1 \cdot x + \dots + a_k \cdot x^k - y_i) = 0; \\ \vdots \\ \frac{\partial F}{\partial a_k} = 2 \cdot \sum_{i=0}^n x_i^k \cdot (a_0 + a_1 \cdot x + \dots + a_k \cdot x^k - y_i) = 0. \end{cases} \quad (4.12)$$

Після перетворень отримуємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} n + \sum_{i=0}^n x_i + \dots + \sum_{i=0}^n x_i^k = \sum_{i=0}^n y_i; \\ \sum_{i=0}^n x_i + \sum_{i=0}^n x_i^2 + \dots + \sum_{i=0}^n x_i^{k+1} = \sum_{i=0}^n x_i \cdot y_i; \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^n x_i^k + \sum_{i=0}^n x_i^{k+1} + \dots + \sum_{i=0}^n x_i^{2k} = \sum_{i=0}^n x_i^k \cdot y_i. \end{cases} \quad (4.13)$$

Розв'язуючи отриману систему рівнянь, можна знайти коефіцієнти a_0, a_1, \dots, a_k поліноміальних функцій для опису енергетичних характеристик кожного конкретного силового транзистора. Апроксимацію енергетичних характеристик виконано автоматизовано за допомогою програми Wolfram Mathematica.

Результати апроксимації енергетичних характеристик високовольтних силових IGBT-транзисторів виробництва компанії Mitsubishi наведено в табл. 4.2. Для зручності опису коефіцієнтів в апроксимованих функціях залежність наведено від струму в кілоамперах.

Результати апроксимації відповідають вихідним характеристикам IGBT-транзистора типу CM750HG-130R. Відповідно до рис. 4.3, отримані математичні залежності майже ідеально описують вихідні залежності з Datasheet транзистора.

Перевагою поліноміальної апроксимації є досить точний опис табличних даних на зазначеному діапазоні. Однак поза табличним діапазоном отримана функція може поводитись невизначено.

При перевищенні струму через транзистор вище допустимих значень відбувається його фізичне руйнування [114]. Графічно цей ефект подано на рис. 4.4.

Таблиця 4.2 – Результати поліноміальної апроксимації енергетичних характеристик силових IGBT-транзисторів різних класів

Транзистор	Результати апроксимації
CM750HG-130R (6600 В, 750 А)	$U_{ce}(I) = 2,3774 \cdot I^5 - 10,499 \cdot I^4 + 17,946 \cdot I^3 - 15,401 \cdot I^2 + 9,7617 \cdot I + 1,3188;$ $U_{vd}(I) = 2,4376 \cdot I^5 - 10,013 \cdot I^4 + 15,671 \cdot I^3 - 12,144 \cdot I^2 + 7,2184 \cdot I + 0,7822;$ $E_{rec}(I) = 0,0101 \cdot I^4 + 0,1402 \cdot I^3 - 1,0272 \cdot I^2 + 2,4108 \cdot I + 0,4976;$ $E_{on}(I) = 0,1699 \cdot I^4 + 0,5074 \cdot I^3 + 0,4161 \cdot I^2 + 4,577 \cdot I + 0,5697;$ $E_{off}(I) = 0,0139 \cdot I^4 + 1,2829 \cdot I^3 - 3,7047 \cdot I^2 + 8,4595 \cdot I - 0,0041$
CM1200HG-90R (4500 В, 1200 А)	$U_{ce}(I) = 0,7622 \cdot I^5 - 4,4108 \cdot I^4 + 9,6859 \cdot I^3 - 10,245 \cdot I^2 + 7,1998 \cdot I + 1,0169;$ $U_{vd}(I) = 0,33 \cdot I^5 - 1,9618 \cdot I^4 + 4,4951 \cdot I^3 - 5,1124 \cdot I^2 + 4,1169 \cdot I + 0,6899;$ $E_{rec}(I) = 0,2203 \cdot I^4 - 0,9136 \cdot I^3 + 0,513 \cdot I^2 + 1,9475 \cdot I + 0,4954;$ $E_{on}(I) = 0,0367 \cdot I^4 + 0,2901 \cdot I^3 - 0,2417 \cdot I^2 + 4,1088 \cdot I + 0,3115;$ $E_{off}(I) = -0,1981 \cdot I^4 + 1,0595 \cdot I^3 - 2,0282 \cdot I^2 + 4,5203 \cdot I + 0,3366$
CM800HC-66H (3300 В, 800А)	$U_{ce}(I) = -6,085 \cdot I^6 + 31,869 \cdot I^5 - 65,313 \cdot I^4 + 66,621 \cdot I^3 - 35,955 \cdot I^2 + 12 \cdot I + 0,6258;$ $U_{vd}(I) = 0,6245 \cdot I^3 - 2,1404 \cdot I^2 + 3,7624 \cdot I + 0,76;$ $E_{rec}(I) = -0,5676 \cdot I^2 + 2,269 \cdot I + 0,9238;$ $E_{on}(I) = 0,001201 \cdot I + 0,121;$ $E_{off}(I) = 0,4111 \cdot I^3 - 1,1164 \cdot I^2 + 1,677 \cdot I + 0,2012$
CM1200HB-50H (2500 В, 1200 А)	$U_{ce}(I) = 0,0586 \cdot I^4 - 0,3132 \cdot I^3 + 0,2529 \cdot I^2 + 1,6165 \cdot I + 1,2544;$ $U_{vd}(I) = -0,001 \cdot I^3 - 0,2254 \cdot I^2 + 1,5294 \cdot I + 0,8259;$ $E_{rec}(I) = -0,1089 \cdot I^2 + 0,3528 \cdot I + 0,2666;$ $E_{on}(I) = -0,0182 \cdot I^3 + 0,1893 \cdot I^2 + 0,5797 \cdot I + 0,1952;$ $E_{off}(I) = -0,017 \cdot I^3 - 0,1293 \cdot I^2 + 1,0389 \cdot I + 0,2487$
CM1200DC-34S (1700 В, 1200 А)	$U_{ce}(I) = -0,1623 \cdot I^4 + 0,9421 \cdot I^3 - 2,0092 \cdot I^2 + 2,7468 \cdot I + 0,5729;$ $U_{vd}(I) = -0,1856 \cdot I^4 + 1,0545 \cdot I^3 - 2,1711 \cdot I^2 + 2,7352 \cdot I + 0,6813;$ $E_{rec}(I) = 0,0054 \cdot I^5 - 0,0368 \cdot I^4 + 0,1002 \cdot I^3 - 0,1601 \cdot I^2 + 0,2309 \cdot I + 0,0227;$ $E_{on}(I) = 0,2406 \cdot I^2 - 0,006 \cdot I + 0,0496;$ $E_{off}(I) = 0,0587 \cdot I^2 + 0,1842 \cdot I + 0,0547$

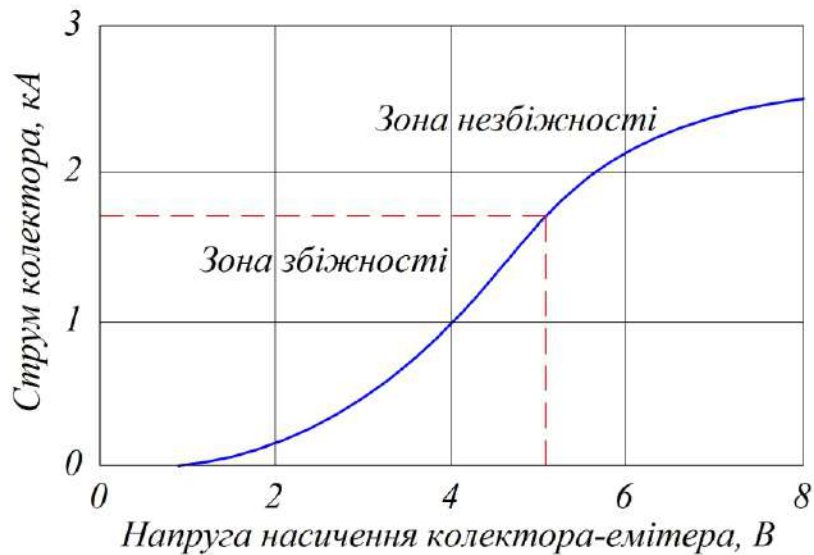


Рисунок 4.4 – Зона збіжності і незбіжності $V_{ce}(I_c)$ IGBT- транзистора

Таким чином, поліноміальна апроксимація дає змогу досить точно математично описати енергетичні залежності силових транзисторів у заданому діапазоні, проте поза цим діапазоном функція поводить себе некоректно, що накладає обмеження в застосуванні цього методу, а саме – розрахунок втрат працює коректно тільки в заданому діапазоні обмеження струму.

Вихідними сигналами для визначення статичних і динамічних втрат потужності в програмі Matlab є сигнал керування транзистором і сигнал струму транзистора.

Визначення статичних втрат визначається як інтеграл миттєвої потужності за виразом [115]:

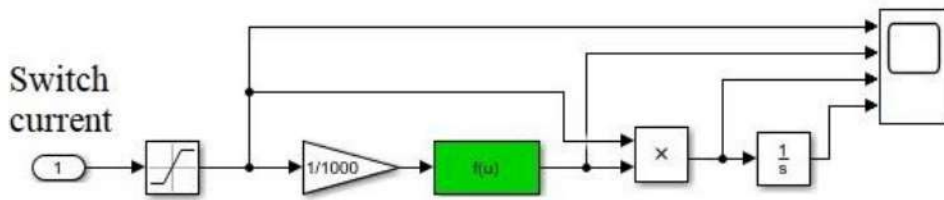
$$P_{stat} = \int I_c \cdot U_{ce}(I_c) \cdot dt. \quad (4.14)$$

Приклад створення імітаційної моделі розрахунку втрат в IGBT-транзисторі типу CM800HC-66H подано на рис. 4.5.

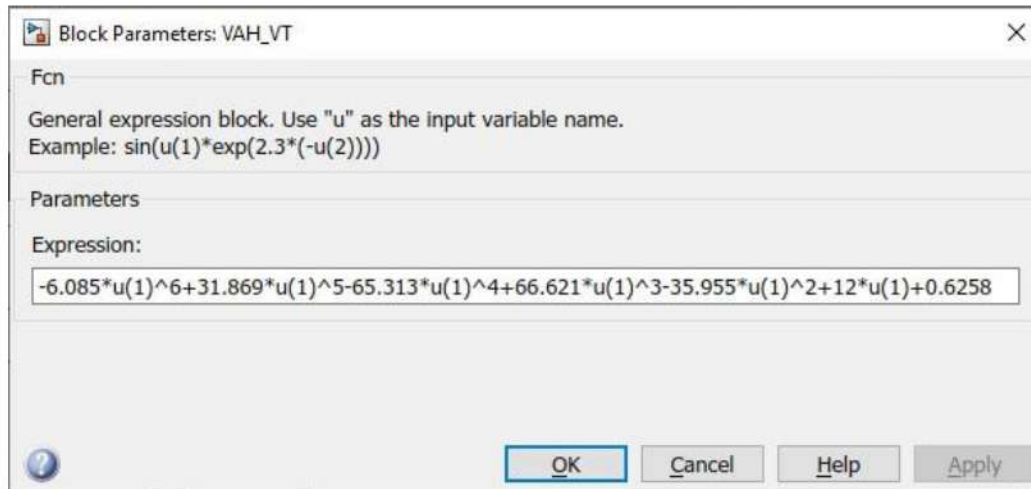
Математично залежність $U_{ce}(I_c)$ вводиться в блок «Fcn», що дає можливість задати отриману апроксимовану залежність.

Результати моделювання статичних втрат наведено на рис. 4.6.

Розрахунок динамічних втрат є більш складним. На рис. 4.7 зображено імітаційну модель розрахунку динамічних втрат у силовому транзисторі.



a



б

Рисунок 4.5 – Субмодель розрахунку статичних втрат в IGBT-транзисторі:
a – вид моделі; *б* – задана апроксимуюча залежність напруги від струму

Відповідно до рис. 4.8, енергія ввімкнення та енергія вимкнення залежать від величини струму транзистора. Для моделювання динамічних втрат необхідним є завдання методу моделювання з постійним кроком розрахунку.

Проведено верифікацію розробленої методики визначення втрат потужності в силових IGBT-транзисторах. Проведено порівняння розрахунків втрат потужності, виконане за допомогою програми MelcoSim 5.1 для трирівневого автономного інвертора напруги з RL-навантаженням (рис. 4.9), а також розрахунок втрат потужності, виконаний в Matlab за допомогою описаної методики.

Вихідні дані розрахунку: схема трифазного автономного інвертора напруги; напруга в колі постійного струму – 2800 В; частота ШІМ – 2 кГц; середньоквадратичне значення вихідного струму – 934,5 А; активний опір навантаження – 1 Ом; індуктивність навантаження – 1 мГн, $\cos\phi = 0,954$.

Аналіз збіжності результатів розрахунку в програмах Matlab і MelcoSim наведено в табл. 4.3.

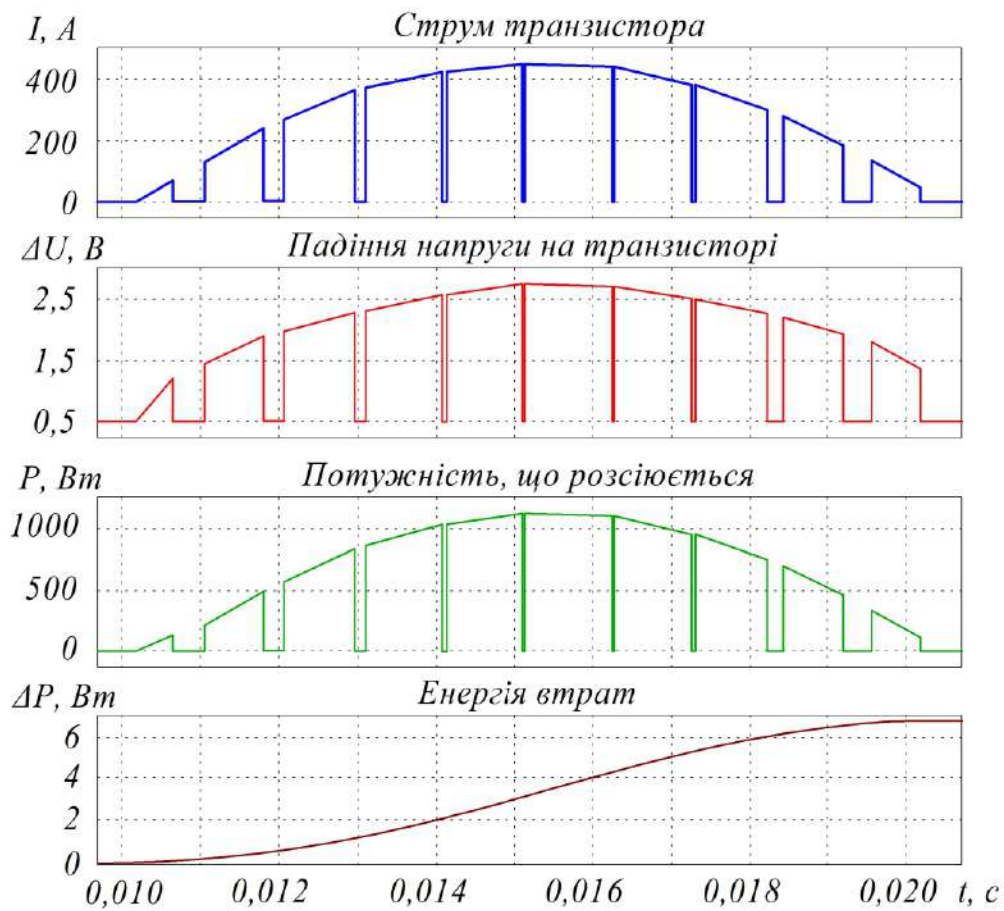


Рисунок 4.6 – Результати моделювання статичних втрат

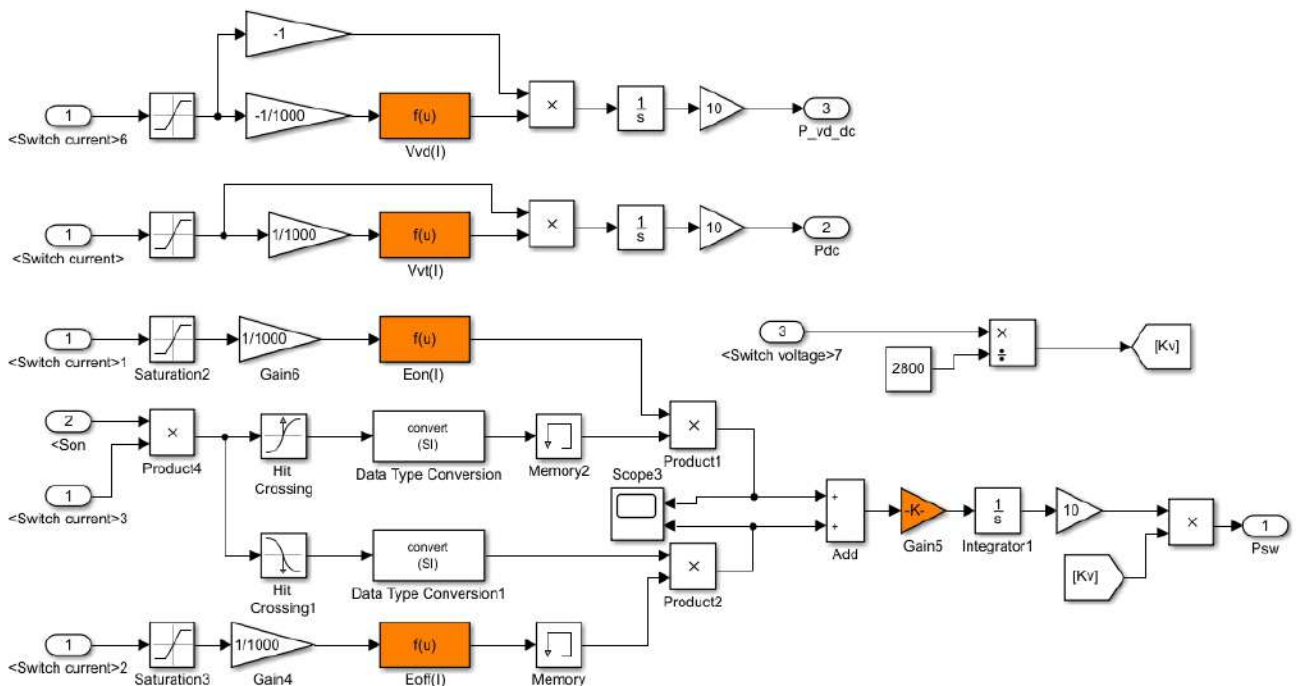


Рисунок 4.7 – Імітаційна модель розрахунку втрат потужності у IGBT-модулі зі зворотним діодом

Результати моделювання динамічних втрат подано на рис. 4.8.

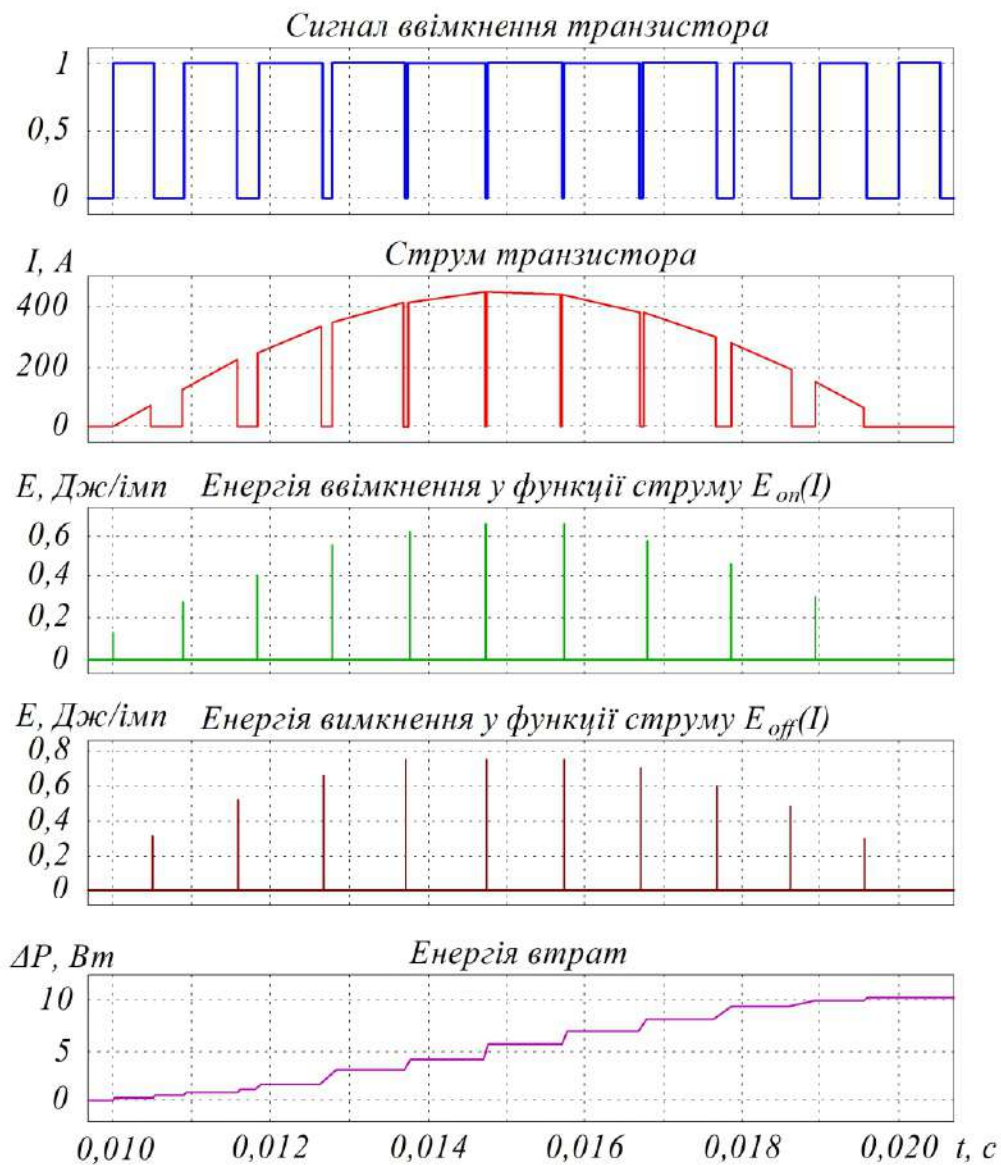


Рисунок 4.8 – Результати моделювання динамічних втрат

На підставі проведених досліджень з'ясовано, що розбіжність розрахунку втрат потужності в розробленій моделі Matlab та розрахунку, виконаного спеціалізованою програмою MelcoSim 5.1, не перевищує 2,1 %.

З табл. 4.3 спостерігається відхилення результатів розрахунку в програмі MelcoSim, недоліком якої є те, що дана програма в автономних інверторах розраховує комутацію суто синусоїдального струму без спотворень, тобто бере значення струму під час комутації виходячи із синусоїдальної функції. Для високовольтних ключів з низькою частотою комутації форма струму навантаження може значно відрізнятися від синусоїди, що призводить до спотворених результатів розрахунку.

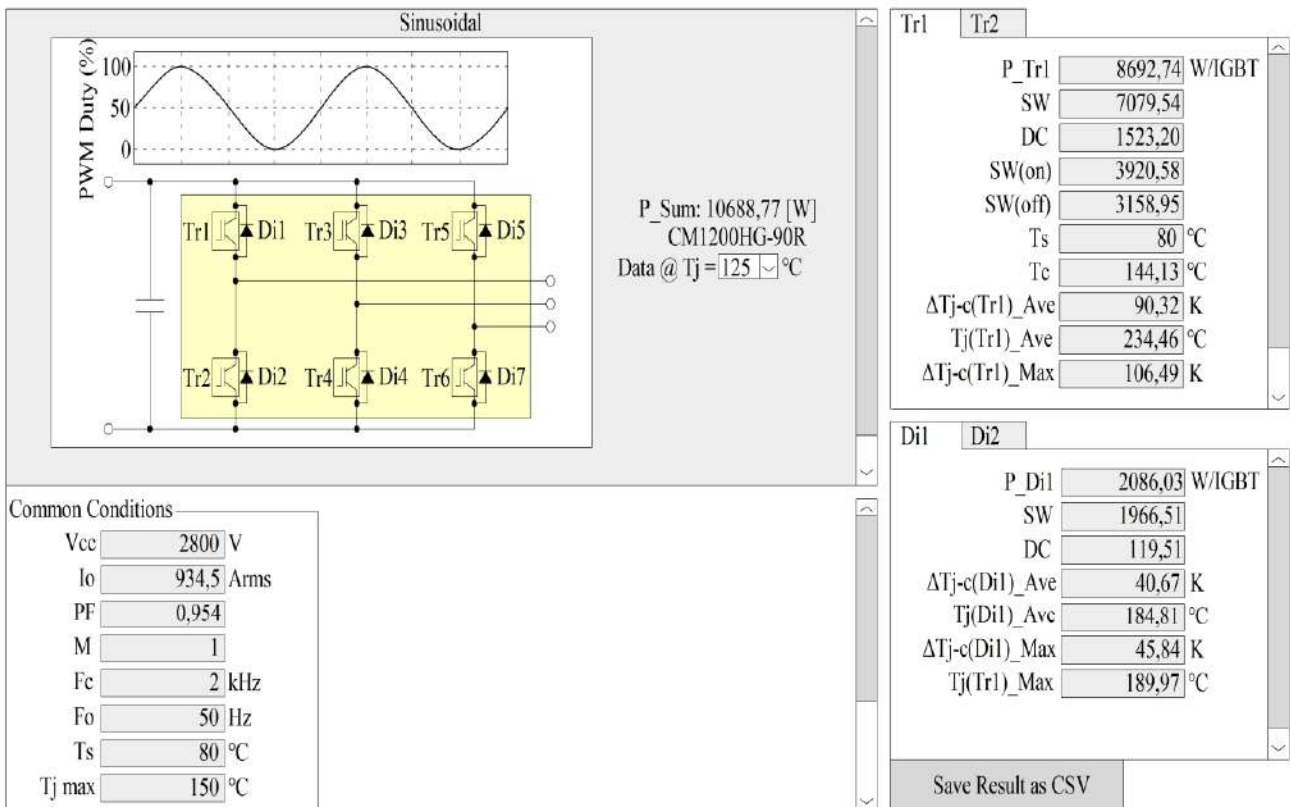


Рисунок 4.9 – Інтерфейс програми MelcoSim 5.1

Таблиця 4.3 – Результати розрахунку втрат потужності в одному IGBT-транзисторі типу CM1200HG-90R

Параметр	Розрахунок у Matlab, Вт	Розрахунок у Melcosim, Вт	Відносна похибка розрахунку, %
Динамічні втрати в транзисторі, Вт	7079,54	7094,94	0,217
Статичні втрати в транзисторі, Вт	1523,20	1519,14	0,266
Динамічні втрати у зворотному діоді, Вт	1966,51	2005,68	-1,992
Статичні втрати у зворотному діоді, Вт	119,51	121,93	-2,024
Сумарні втрати потужності, Вт	10688,77	10771,96	0,778

На рис. 4.10 наведено ідеальну і реальну форми вихідного струму інвертора (RMS 140 A).

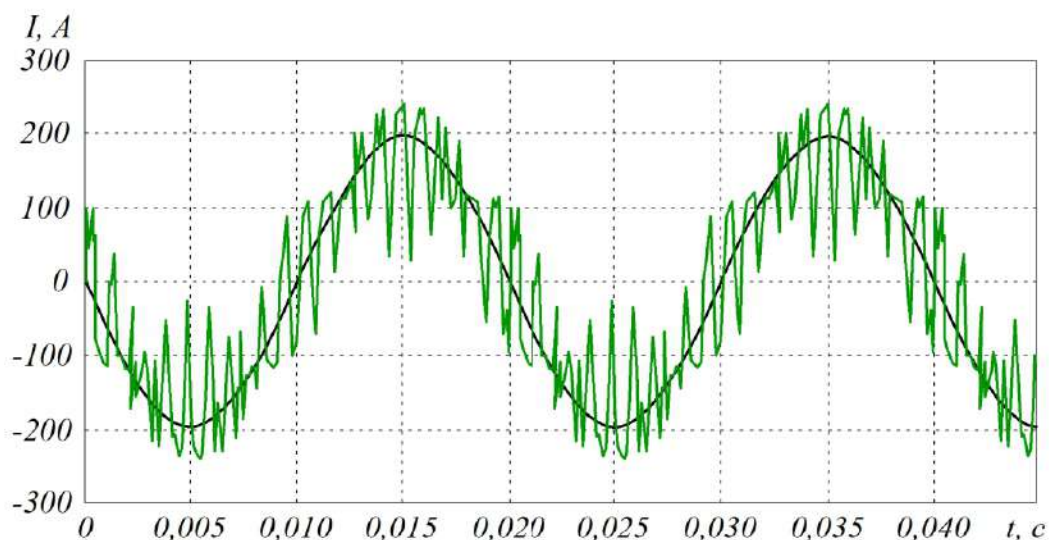


Рисунок 4.10 – Ідеальна (1) і реальна (2) форми вихідного струму інвертора

Відповідно до рис. 4.10, форма реального вихідного струму інвертора значно відрізняється від ідеальної синусоїдальної форми в моменти комутації.

Запропонована методика розрахунку дає змогу в програмному пакеті Matlab з досить високою точністю визначати статичні і динамічні втрати в силових IGBT-транзисторах для будь-якого типу напівпровідникового перетворювача з будь-яким законом керування. Методика полягає в поліноміальній інтерполяції енергетичних характеристик IGBT-транзисторів методом найменших квадратів. Крім цього, надана методика дає можливість визначити не тільки втрати потужності, а й температуру силового транзистора, що є досить важливим показником, оскільки перевищення температури ключа вище 150 градусів призводить до повного виходу з ладу транзистора.

4.2. Апроксимація енергетичних характеристик IGBT-транзисторів з урахуванням впливу температури

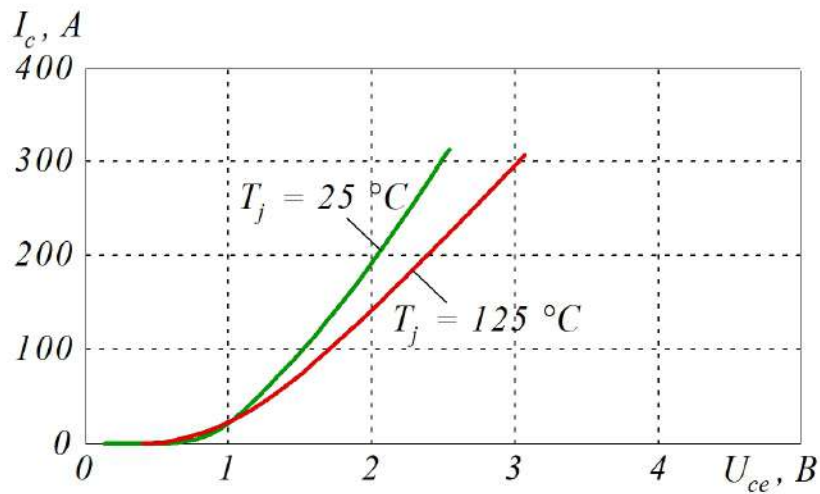
Актуальним завданням є розрахунок статичних і динамічних втрат потужності в напівпровідникових перетворювачах шляхом комп'ютерного моделювання [116, 117]. Перевагою цього методу моделювання є те, що він враховує втрати в перехідних процесах і особливості впливу алгоритмів модуляції на втрати в силових ключах. Особливо це важливо при дослідженні в перетворювачах з нестандартними алгоритмами керування, такими як алгоритми перемодуляції, інтерлівінгу та ін. Однак недоліком описаних методів є те, що вони не враховують впливу температури ключа на втрати.

Як досліджуваний силовий транзистор було обрано CM600DX-24T, характеристики якого наведено в табл. 4.4.

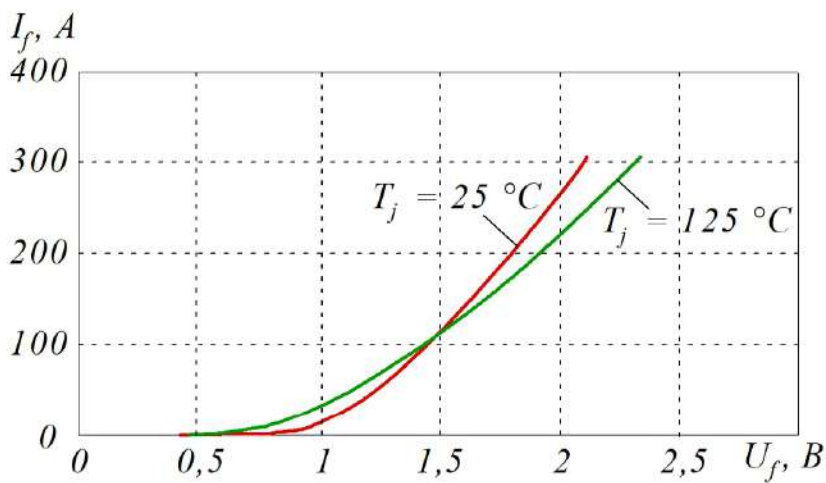
Таблиця 4.4 – Граничні силові характеристики транзистора CM600DX-24T

Параметр	Значення
Напруга колектора-емітера U_{ces} , В	600
Напруга затвора-емітера U_{ges} , В	± 20
Струм колектора I_c , А	150
Розсіювання потужності колектора P_c , Вт	500
Температура переходу T_j , °С	+150
Температура зберігання T_s , °С	від -40 до +125
Напруга ізоляції U_i , В	2500
Струм колектора нульової напруги затвора I_{ces} , мА	1
Струм витоку затвора-емітера I_{ges} , нА	200
Порогова напруга затвора-емітера $U_{ge(t)}$, В	6,7
Напруга насичення колектора-емітера $U_{ge(s)}$, В	2,3
Вхідна ємність C_e , нФ	12
Час ввімкнення T_{on} , мкс	0,4
Час вимкнення T_{off} , мкс	0,5
Зворотний час відновлення T_r , мкс	0,35
Активний опір R_l , мОм	1,39
Тепловий опір R_t , °С/Вт	0,25
Контактний тепловий опір R_c , °С/Вт	0,05

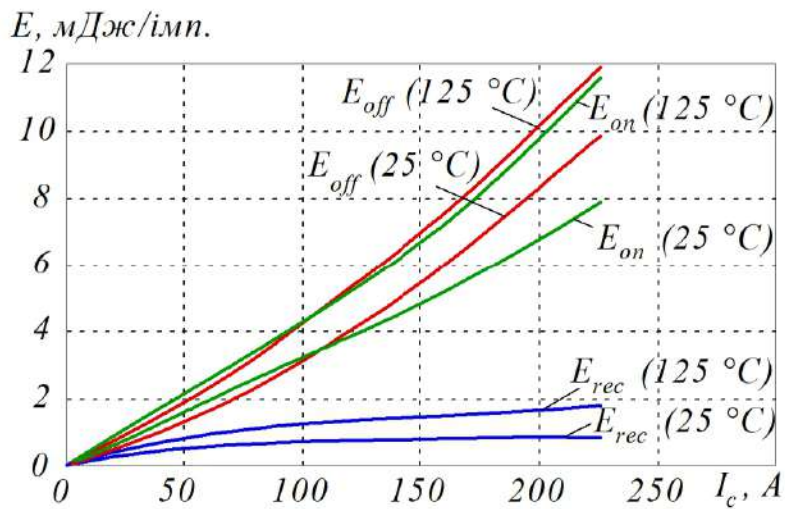
Базові енергетичні залежності у функції струму і температури модуля 2MBI150U2A-060 наведено на рис. 4.11.



a



б



в

Рисунок 4.11 – Енергетичні характеристики модуля 2МВІ150U2А-060:

а – вольт-амперна характеристика транзистора; б – вольт-амперна характеристика зворотного діода; в – залежність енергії ввімкнення E_{on} , енергії вимкнення E_{off} і енергії відновлення зворотного діода від комутованого струму

Відповідно до рис. 4.11, *a*, при струмі ключа 400 А падіння напруги між колектором і емітером лежить у діапазоні від 1,3 В до 1,45 В.

Шляхом апроксимації енергетичних характеристик методом найменших квадратів було отримано такі поліноміальні залежності для характеристик ключа при температурі 25 °С і 125 °С.

Для графіків, що описують енергетичні характеристики при температурі 25 °С, будуть справедливі такі вирази:

$$U_{ce}(I_c, 25^\circ\text{C}) = -754,78 \cdot I_c^4 + 495,27 \cdot I_c^3 - 112,56 \cdot I_c^2 + 15,672 \cdot I_c + 0,6498; \quad (4.15)$$

$$U_{fv}(I_f, 25^\circ\text{C}) = -544,87 \cdot I_f^4 + 388,92 \cdot I_f^3 - 96,722 \cdot I_f^2 + 13,041 \cdot I_f + 0,7728; \quad (4.16)$$

$$E_{on}(I_c, 25^\circ\text{C}) = 147,2 \cdot I_c^3 - 23,618 \cdot I_c^2 + 32,7 \cdot I_c + 0,0182; \quad (4.17)$$

$$E_{off}(I_c, 25^\circ\text{C}) = -41,523 \cdot I_c^3 + 112,92 \cdot I_c^2 + 20,687 \cdot I_c + 0,0216; \quad (4.18)$$

$$E_{rec}(I_f, 25^\circ\text{C}) = 149,31 \cdot I_f^3 - 74,937 \cdot I_f^2 + 12,939 \cdot I_f + 0,0017. \quad (4.19)$$

Для графіків, що описують енергетичні характеристики при температурі 125 °С, будуть справедливі такі вирази:

$$U_{ce}(I_c, 125^\circ\text{C}) = -1005,9 \cdot I_c^4 + 677,07 \cdot I_c^3 - 156,39 \cdot I_c^2 + 21,408 \cdot I_c + 0,5288; \quad (4.20)$$

$$U_{fv}(I_f, 125^\circ\text{C}) = -798,78 \cdot I_f^4 + 568,49 \cdot I_f^3 - 141,58 \cdot I_f^2 + 18,764 \cdot I_f + 0,4792; \quad (4.21)$$

$$E_{on}(I_c, 125^\circ\text{C}) = 394,34 \cdot I_c^3 - 56,97 \cdot I_c^2 + 44,487 \cdot I_c + 0,0153; \quad (4.22)$$

$$E_{off}(I_c, 125^\circ\text{C}) = 55,074 \cdot I_c^3 + 64,019 \cdot I_c^2 + 35,379 \cdot I_c - 0,0127; \quad (4.23)$$

$$E_{rec}(I_f, 125^\circ\text{C}) = 221,79 \cdot I_f^3 - 107,46 \cdot I_f^2 + 20,898 \cdot I_f + 0,0094. \quad (4.24)$$

Обмеження отриманих математичних залежностей полягає в тому, що вони описують енергетичні характеристики тільки в номінальному діапазоні струмів.

Після інтерполяції отриманих залежностей для графіків, що описують енергетичні характеристики при температурі 125 °С, будуть справедливі такі вирази:

$$\begin{aligned}
 U_{ce}(I_c, t^{\circ}\text{C}) = & -1005,9 \cdot I_c^4 \cdot (0,002496471 \cdot t + 0,687941147) + \\
 & + 677,07 \cdot I_c^3 \cdot (0,002685099 \cdot t + 0,664362621) - \\
 & - 156,39 \cdot I_c^2 \cdot (0,002802609 \cdot t + 0,649673892) + \\
 & + 21,408 \cdot I_c \cdot (0,002679372 \cdot t + 0,665078475) + \\
 & + 0,5288 \cdot (-0,0022882 \cdot t + 1,286024962);
 \end{aligned} \tag{4.25}$$

$$\begin{aligned}
 U_{fv}(I_f, t^{\circ}\text{C}) = & -798,78 \cdot I_f^4 \cdot (0,003178723 \cdot t + 0,602659681) + \\
 & + 568,49 \cdot I_f^3 \cdot (0,003158719 \cdot t + 0,605160161) - \\
 & - 141,58 \cdot I_f^2 \cdot (0,003168385 \cdot t + 0,603951829) + \\
 & + 18,764 \cdot I_f \cdot (0,003049989 \cdot t + 0,618751332) + \\
 & + 0,4792 \cdot (-0,006126878 \cdot t + 1,765859766);
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

$$\begin{aligned}
 E_{on}(I_c, t^{\circ}\text{C}) = & 394,34 \cdot I_c^3 \cdot (0,006267181 \cdot t + 0,216602424) - \\
 & - 56,97 \cdot I_c^2 \cdot (0,005854309 \cdot t + 0,268211339) + \\
 & + 44,487 \cdot I_c \cdot (0,002649538 \cdot t + 0,668807742) + \\
 & + 0,0153 \cdot (-0,001895425 \cdot t + 1,236928105);
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

$$\begin{aligned}
 E_{off}(I_c, t^{\circ}\text{C}) = & 55,074 \cdot I_c^3 \cdot (0,017539492 \cdot t - 1,19243654) + \\
 & + 64,019 \cdot I_c^2 \cdot (-0,007638514 \cdot t + 1,954814196) + \\
 & + 35,379 \cdot I_c \cdot (0,004152764 \cdot t + 0,480906753) - \\
 & - 0,0127 \cdot (0,027007874 \cdot t - 2,375984252);
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

$$\begin{aligned}
 E_{rec}(I_f, t^{\circ}\text{C}) = & 221,79 \cdot I_f^3 \cdot (0,003267956 \cdot t + 0,591505478) - \\
 & - 107,46 \cdot I_f^2 \cdot (0,003026521 \cdot t + 0,621684813) + \\
 & + 20,898 \cdot I_f \cdot (0,003808498 \cdot t + 0,523937697) + \\
 & + 0,0094 \cdot (0,011808511 \cdot t - 0,47606383).
 \end{aligned} \tag{4.29}$$

Результати розрахунку вольт-амперних характеристик при проміжних температурах 25 °С, 50 °С, 125 °С наведено на рис. 4.12.

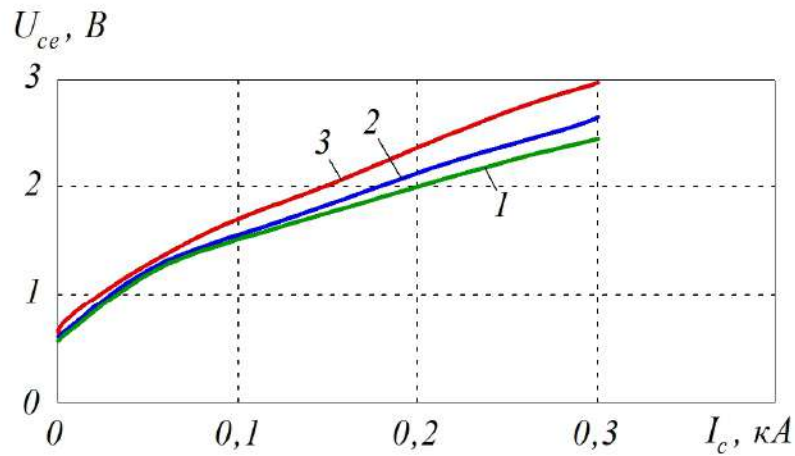


Рисунок 4.12 – Вольт-амперні характеристики при температурах:
 1 – 25 °C; 2 – 50 °C; 3 – 125 °C

Для чисельної оцінки впливу температури на втрати потужності в перетворювачі частоти в програмному забезпеченні Matlab було розроблено модель, що наведено на рис. 4.13. Основні параметри моделі наведено в табл. 4.5.

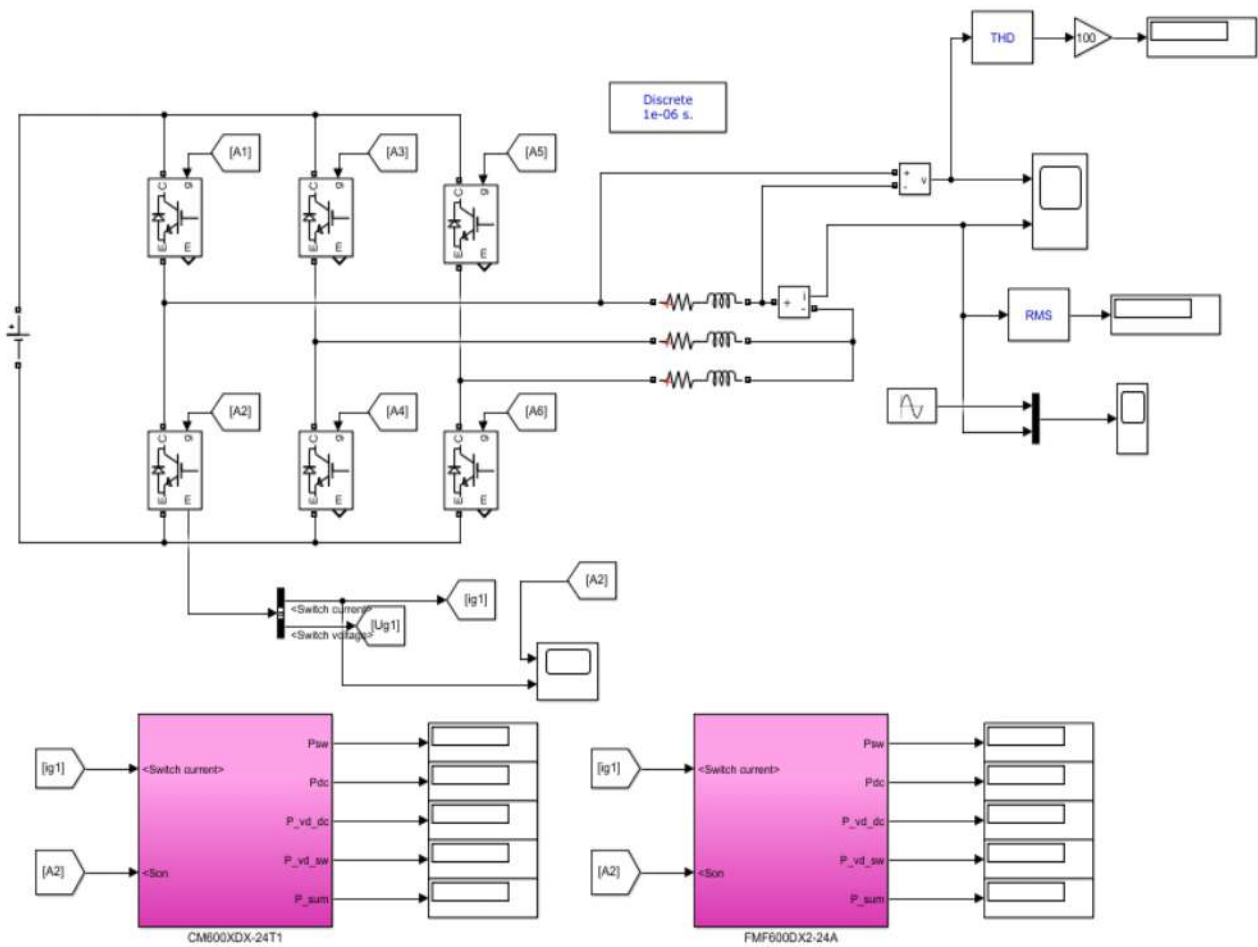


Рисунок 4.13 – Модель інвертора напруги з модулем розрахунку втрат

Таблиця 4.5 – Основні параметри моделі перетворювача частоти

Параметр	Значення
Напруга в колі постійного струму, В	600
Активний опір навантаження, Ом	0,617
Індуктивність навантаження, мГн	1
Тип модуляції	Синусоїдальна ШІМ
Частота модуляції, кГц	1...16

Вміст субмодуля лічильника втрат наведено на рис. 4.14.

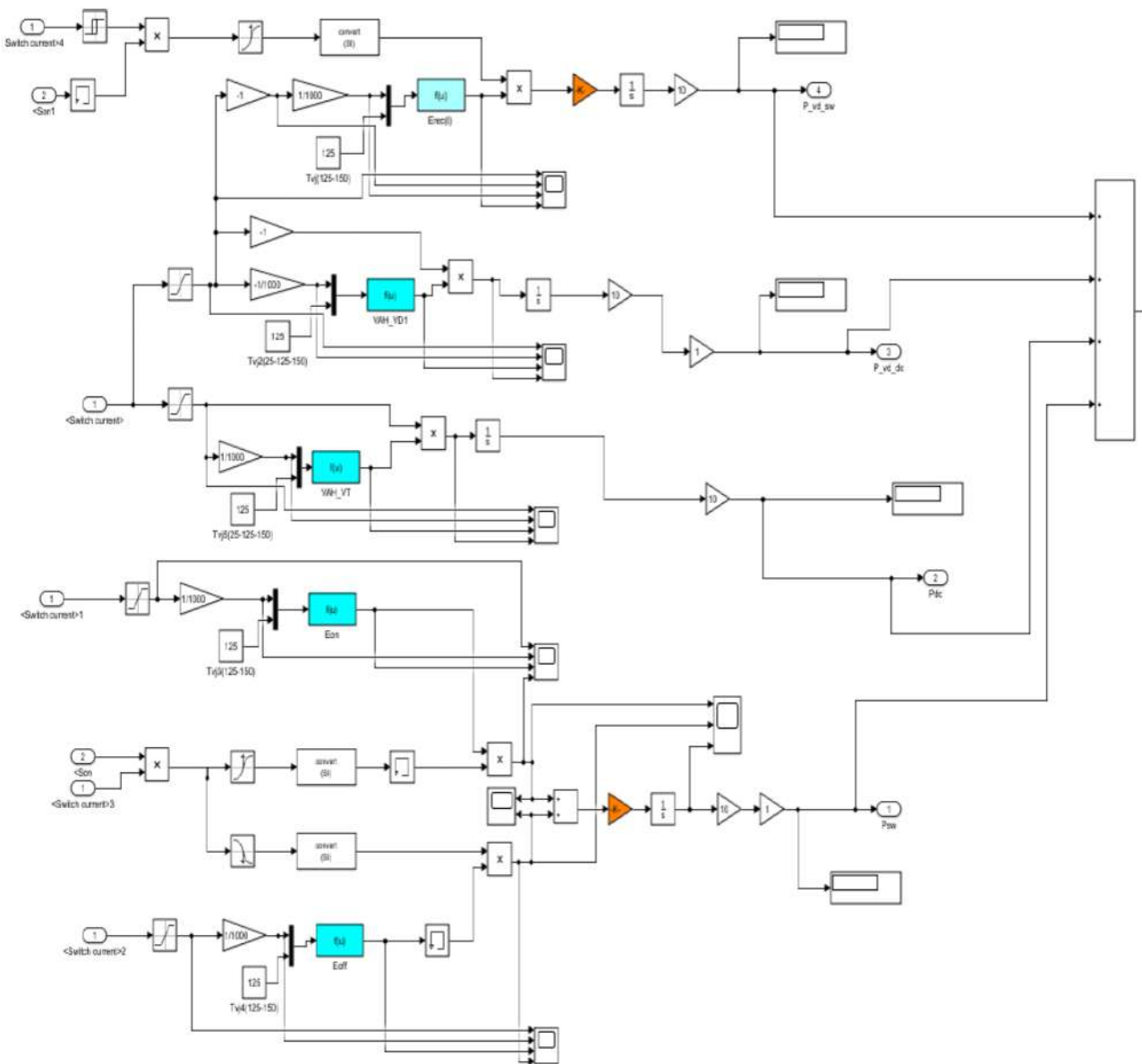


Рисунок 4.14 – Субмодуль розрахунку статичних і динамічних втрат потужності в транзисторній частині і зворотному діоді

Результати моделювання втрат потужності при температурах 25 °С і 125 °С наведено в табл. 4.6.

Таблиця 4.6 – Залежність втрати потужності в силових ключах

f , кГц	I_{rms} , А	P_{vt} , Вт			P_{vd} , Вт			P_{sum} , Вт	P_{loss} , Вт	P_{in} , Вт	ККД, %
		SW	Con ,	T , °С	SW	Con ,	T , °С				
1	150	4,97	108,68	53,4	0,35	15,73	32,39	129,69	778,17	47902	98,375
2	150	9,87	108,57	54,61	0,68	15,76	32,56	134,87	809,24	47832	98,308
4	150	19,64	108,35	57	1,33	15,76	32,86	145,08	870,5	47801	98,179
6	150	29,46	108,45	59,48	1,98	15,8	33,18	155,69	934,14	47801	98,045
8	150	39,29	108,47	61,94	2,63	15,78	33,47	166,18	997,07	47844	97,916
10	150	49,06	108,51	64,39	3,28	15,78	33,77	176,63	1059,79	47860	97,785
12	150	58,45	108,49	66,73	3,9	15,79	34,06	186,63	1119,76	47795	97,657
14	150	67,34	108,67	69	4,52	15,83	34,36	196,35	1178,13	47871	97,539
16	150	78,36	108,21	71,64	4,93	15,72	34,5	207,21	1243,28	47796	97,398

Результати моделювання втрат у перетворювачі частоти при температурі 125 °С наведено в табл. 4.7.

Таблиця 4.7 – Втрати в трифазному інверторі напруги при температурі ключа 125 °С

P_{vt} , Вт			P_{vd} , Вт			P_{sum} , Вт	P_{loss} , Вт	ККД, %
SW	Con ,	T , °С	SW	Con ,	T , °С			
6,5	124,8	–	0,7	15,9	–	147,9	887,39	98,147
12,95	124,72	–	1,34	15,95	–	154,96	929,75	98,056
25,84	124,45	–	2,63	15,95	–	168,87	1013,21	97,88
38,78	124,56	65,84	3,92	15,99	34,16	183,25	1099,52	97,699
51,74	124,6	69,09	5,2	15,97	34,74	197,52	1185,09	97,523
64,62	124,62	72,31	6,5	15,97	35,34	211,71	1270,28	97,345
76,99	124,6	75,4	7,72	15,98	35,9	225,3	1351,81	97,171
88,73	124,82	78,39	8,94	16,02	36,48	238,51	1431,08	97,01
103,24	124,27	81,88	9,73	15,9	36,79	253,15	1518,88	96,822

Графічні залежності сумарних втрат потужності в ключах інвертора залежно від частоти модуляції при температурах 25 °С і 125 °С наведено на рис. 4.15.

Проведене моделювання показує, що залежно від температурного режиму втрати потужності в ключах змінюються досить істотно – 14...22 %.

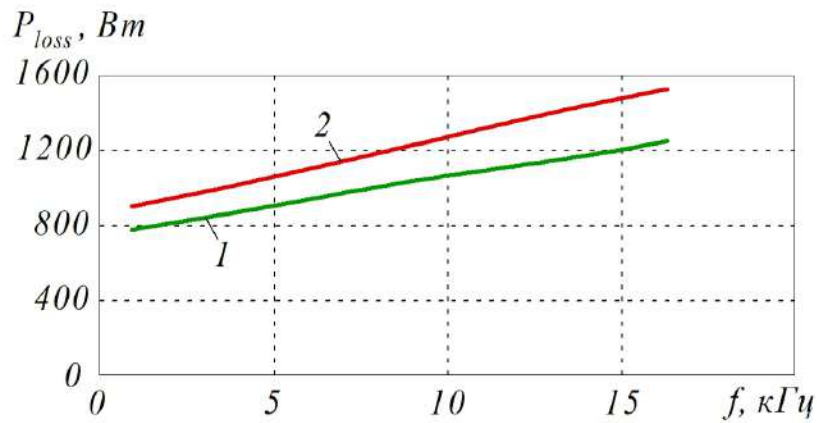


Рисунок 4.15 – Залежність втрат потужності в силових транзисторах залежно від частоти комутації при температурі:
 1 – 25 °C; 2 – 125 °C

Таким чином, показано, що облік впливу температурного режиму для точного розрахунку втрат потужності є досить важливим елементом.

4.3. Моделювання втрат потужності в перетворювачі частоти

Перетворення напруги мережі змінного струму з постійною амплітудою і частотою у змінну напругу з регульованими параметрами амплітуди і частоти може здійснюватися за допомогою перетворювача частоти (ПЧ), виконаного за схемою з колом постійного струму [118, 119].

Такий перетворювач частоти містить вхідний некерований випрямляч, на виході якого є згладжувальний фільтр і автономний інвертор напруги з широтно-імпульсною модуляцією на транзисторних модулях IGBT [120, 121].

Одним з найбільш простих перетворювачів цього типу є перетворювач частоти SIEMENS SINAMICS G110, схему якого подано на рис. 4.16.

Перетворювач частоти живиться від мережі змінного струму напругою 220 В і частотою 50 Гц. Перетворювач частоти містить вхідний некерований мостовий випрямляч на діодах $VD7...VD10$, згладжувальний фільтр на конденсаторі $C1$ і автономний трифазний мостовий інвертор напруги на шести IGBT-транзисторах $VT1...VT6$, до яких зустрічно підключені діоди зворотного струму $VD1...VD6$ [122, 123].

Навантаження інвертора (R_n, L_n) включено в діагональ змінного струму АІН.

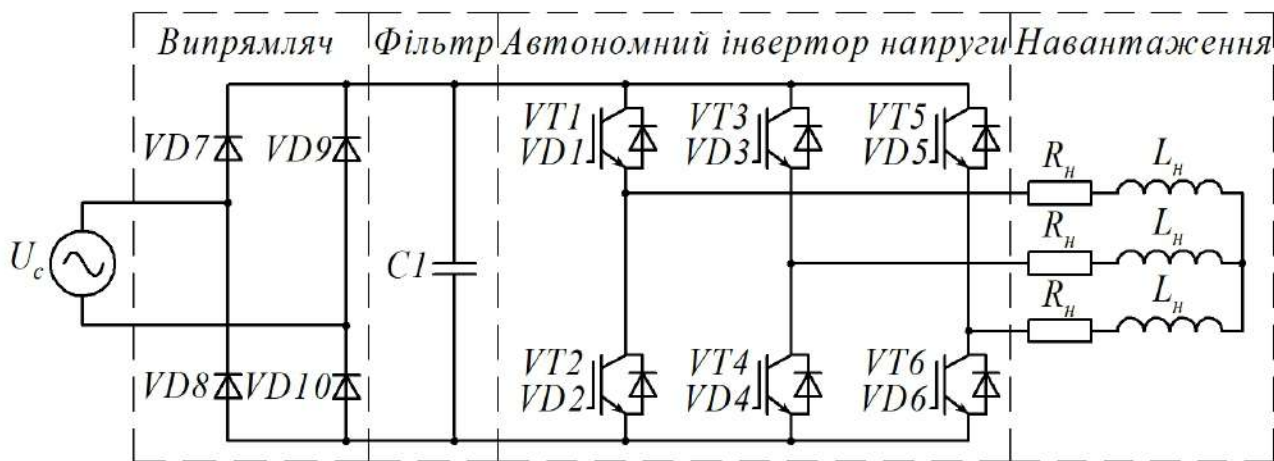


Рисунок 4.16 – Структурна схема перетворювача частоти

Значна частина втрати, що виникають у ПЧ, підключених до мережі, в основному виникають у мостовому випрямлячі, що складається з діодів, і в модулях АІН, що складається з IGBT-транзисторів і підключених до них зворотних діодів [124, 125]. Додатковими втратами, що відбуваються в конденсаторі щодо постійного струму, системи охолодження, системи керування, нехтуємо.

У ПЧ великої потужності втрати, що виникають у некерованому випрямлячі і в АІН, можуть бути критичними [126, 127]. Розглядалися втрати у випрямній і в інверторній системах. На сьогодні для цих видів втрат існують різні способи їх точного розрахунку, але з досить складною формулою і складними параметрами. Отже, ці методи розрахунку нелегко реалізувати на практиці. Тому є необхідність визначити втрати в колі випрямляча і в колі АІН методом моделювання.

Достовірність і корисність запропонованого методу моделювання розрахунку втрат потужності оцінюється шляхом порівняння результатів, наведених у документації перетворювача частоти SIEMENS SINAMICS G110, і фізичного моделювання в середовищі MATLAB.

Технічні дані перетворювача частоти SIEMENS SINAMICS G110 наведено у табл. 4.8.

У перетворювачі частоти SIEMENS SINAMICS G110 потужністю 1,5 кВт у діодному некерованому випрямлячі використовується марка модуля GBPC2508W, електричні дані якого наведено в табл. 4.9.

У табл. 4.10 містяться електричні дані модуля IGBT-транзисторів зі зворотним діодом типу FS15R06XE3, що використовується в перетворювачі частоти SIEMENS SINAMICS G110.

Таблиця 4.8 – Технічні дані перетворювача частоти SIEMENS SINAMICS G110

Технічні характеристики	Значення
Напруга мережі, В	230
Частота мережі, Гц	50
Вихідна потужність, кВт	1,5
Втрати, Вт	118
ККД	0,927
Частота імпульсу, кГц	8

Таблиця 4.9 – Основні дані випрямного діодного модуля GBPC2508W

Технічні характеристики	Значення
Максимальна імпульсна повторювана напруга U_{rrm} , В	800
Тривалий постійний струм I_o , А	25
Максимальний піковий прямий струм за один цикл I_{fsm} , А	400
Максимальне падіння напруги в прямому напрямку U_{fm} , В	1,1

Таблиця 4.10 – Основні дані IGBT-транзисторів і зворотних діодів

Технічні характеристики	Значення
Напруга колектора-емітера U_{ces} , В	600
Струм колектора $I_{c\ nom}$, А	15
Повторюваний піковий струм колектора I_{crm} , А	30
Напруга насичення колектора-емітера U_{cesat} , В	1,55
Втрати енергії при ввімкненні E_{on} , мДж	0,25
Втрати енергії при вимкненні за імпульс E_{off} , мДж	0,34
Повторювана пікова зворотна напруга в діоді U_{rrm} , В	600
Постійний прямий струм зворотного діода I_f , А	15
Пряма напруга U_f , В	1,60
Енергія зворотного відновлення діода E_{rec} , мДж	0,16

Процес комутації струму та напруги в IGBT-ключі й графічний розподіл статичних P_{DC} і динамічних втрат E_{sw} розглянуто у попередньому розділі (рис. 3.16).

Втрати в модулі IGBT АІН містять втрати на провідності і комутаційні в IGBT-транзисторі й у зворотному діоді. Втрати провідності в IGBT-транзисторів відбуваються при включеному стані [128, 129]. Втрати можна розрахувати як добуток струму колектора I_c і напруги колектора-емітера U_{ce} [130, 131]:

$$P_{cond.inv} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} (U_{ce}(I_c) \cdot I_c \cdot D_{on}) \cdot dt, \quad (4.30)$$

де I_c – струм колектора; U_{ce} – напруга колектора-емітера; D_{on} – час, протягом якого IGBT-транзистор перебуває у ввімкненому стані.

Динамічні втрати в IGBT-транзисторах відбуваються при переході з одного сталого режиму в інший, тобто при переході від вимкненого стану у ввімкнений (динамічні втрати ввімкнення) і, навпаки, від ввімкненого стану у вимкнений (динамічні втрати вимкнення) [132, 133]. Втрати енергії при перемиканні можуть бути змінені залежно від струму пристрою, напруги, опору затвора і температури переходу.

Величина середньої потужності комутаційних втрат визначається як:

$$P_{sw.inv} = [E_{on}(I_c) + E_{off}(I_c)] \cdot f = \int_{t_1}^{t_2} [(I_c \cdot U_{ce})] \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} [(I_c \cdot U_{ce})] \cdot dt, \quad (4.31)$$

де $E_{on}(I_c)$ – енергія при ввімкненні, яка залежить від величини струму колектора; $E_{off}(I_c)$ – енергія при вимкненні, яка залежить від значення струму колектора; f – частота комутації.

Сумарні втрати в ПЧ можна визначити за таким виразом [134, 135]:

$$P_{пч} = P_{con.rec.} + P_{con.inv.} + P_{sw.inv.} \quad (4.32)$$

У ПЧ значну частину у загальних втратах складають комутаційні втрати, що виникають в АІН [136, 137]. Щоб з точністю оцінити ККД перетворювача частоти і підвищити надійність конструкції, необхідно точно розрахувати комутаційні втрати. У середовищі Matlab R2019a з використанням блоків з бібліотеки Simulink / Simscape розроблено схему перетворювача частоти SIEMENS SINAMICS G110, що наведено на рис. 4.17.

Модель містить такі блоки:

- блок мостового випрямляча на діодах $VD7...VD10$, що включає згладжувальний фільтр на конденсаторі CI ;
- блок автономного трифазного мостового інвертора напруги на шести IGBT / Diode-транзисторах $VT1(VD1)...VT6(VD6)$;
- блок розрахунку втрати у випрямлячі і в інверторі;
- блок навантаження;
- комплект вимірювальних приладів.

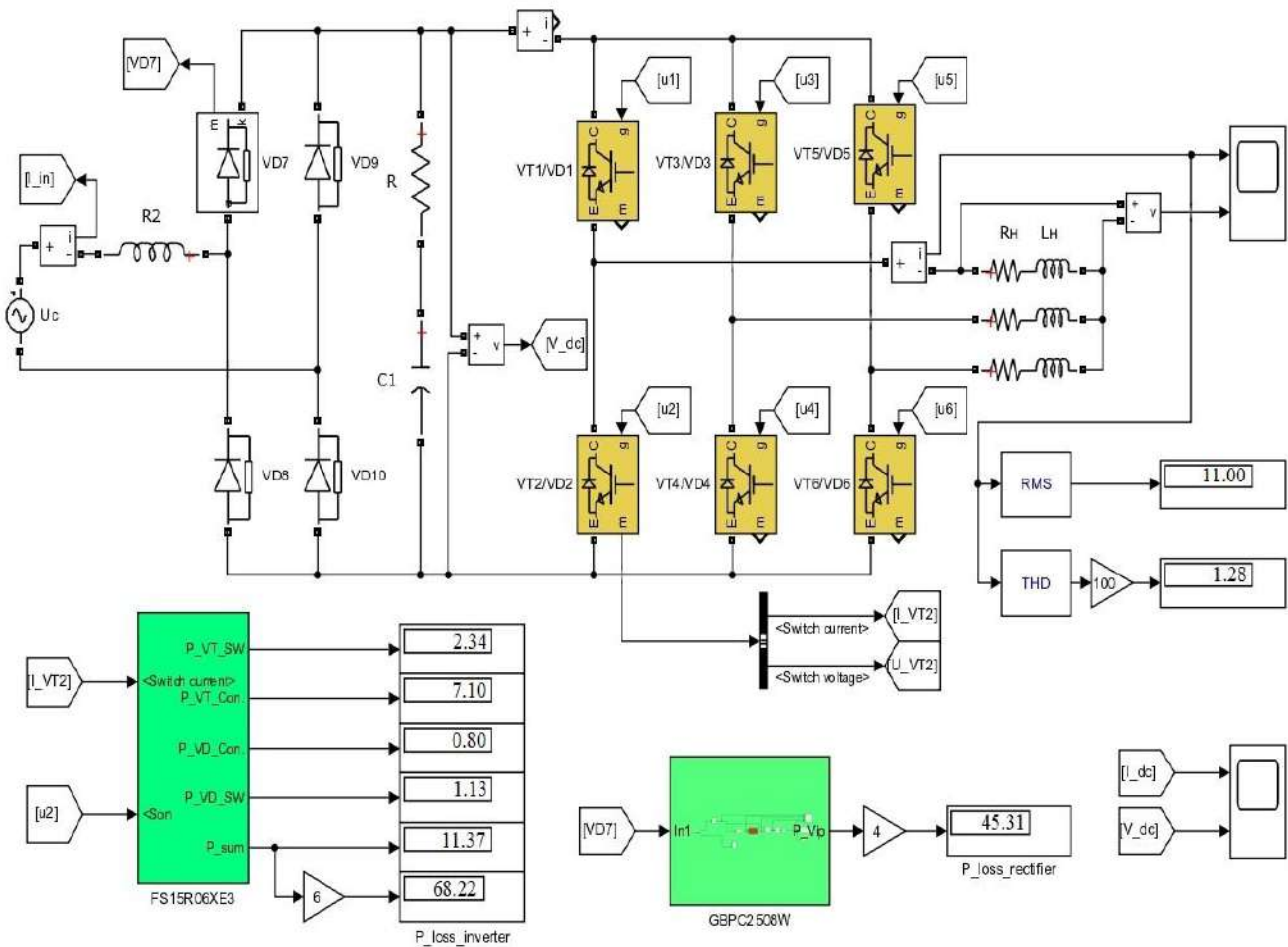


Рисунок 4.17 – Модель перетворювача частоти SIEMENS SINAMICS G110

Методом апроксимації визначено математичні функції, що найбільш точно описують енергетичні графіки залежностей $V_{ce}(I_c)$, $V_f(I_f)$, $E_{on}(I_c)$, $E_{off}(I_c)$, $E_{rec}(I_c)$.

Використовуючи такий метод розрахунку, можна визначити статичні втрати в некерованому випрямлячі, статичні і динамічні втрати в IGBT-транзисторів і зворотних діодів АІН і в цілому можна кількісно оцінити ККД перетворювача частоти.

Після апроксимації графіків втрат потужності діодного некерованого випрямляча типу GBPC2508W і IGBT-транзисторного модуля типу FS15R06XE3 отримано вирази.

Рівняння для діодного некерованого випрямляча типу GBPC2508W:

$$\begin{aligned}
 U_f(I_f) = & 0,0277 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right)^5 - 0,2812 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right)^4 + \\
 & + 0,9917 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right)^3 - 1,4921 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right)^2 + 1,6057 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right) + 0,6551. \quad (4.33)
 \end{aligned}$$

Рівняння для IGBT-транзисторного модуля типу FS15R06XE3:

$$\begin{aligned}
 U_{ce}(I_c) = & -102775 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right)^6 + 98467 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right)^5 - 36327 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right)^4 + \\
 & + 6505,8 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right)^3 - 590,76 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right)^2 + 32,772 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right) + 0,3152; \quad (4.34)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 U_f(I_f) = & -72672 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right)^6 + 71308 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right)^5 - 27122 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right)^4 + \\
 & + 5045,3 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right)^3 - 481,84 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right)^2 + 27,018 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right) + 0,4514; \quad (4.35)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{on}(I_c) = & 4,8894 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right)^4 + 7,928 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right)^3 + 0,0715 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right)^2 + \\
 & + 1,8573 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right) + 0,0486; \quad (4.36)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{off}(I_c) = & -15,198 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right)^4 + 16,984 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right)^3 - 8,0363 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right)^2 + \\
 & + 3,6428 \cdot \left(\frac{I_c}{100}\right) + 0,0456; \quad (4.37)
 \end{aligned}$$

$$E_{rec}(I_f) = 5,4932 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right)^3 - 5,7025 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right)^2 + 2,6764 \cdot \left(\frac{I_f}{100}\right) + 0,0792. \quad (4.38)$$

Блок розрахунку втрат потужності АІН методом апроксимації графіків втрат наведено на рис. 4.18, 4.19. Отримані математичні залежності досить точно описують енергетичні графіки втрат потужності діодного некерованого випрямляча і IGBT-транзисторного модуля.

Блок-модель розрахунку втрат потужності зворотного діода IGBT-транзисторного модуля типу FS15R06XE3 наведено на рис. 4.20.

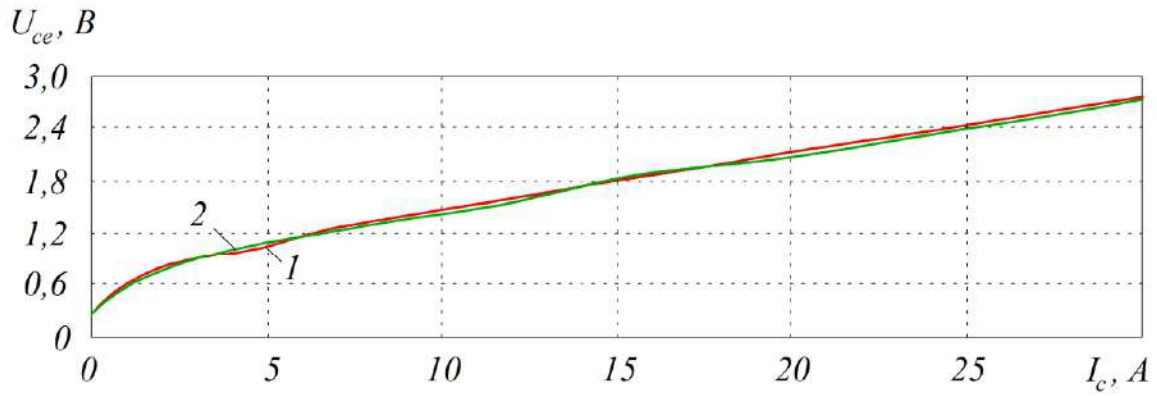


Рисунок 4.18 – Напруга насичення колектора-емітера силового транзистора:
 1 – документація; 2 – апроксимація

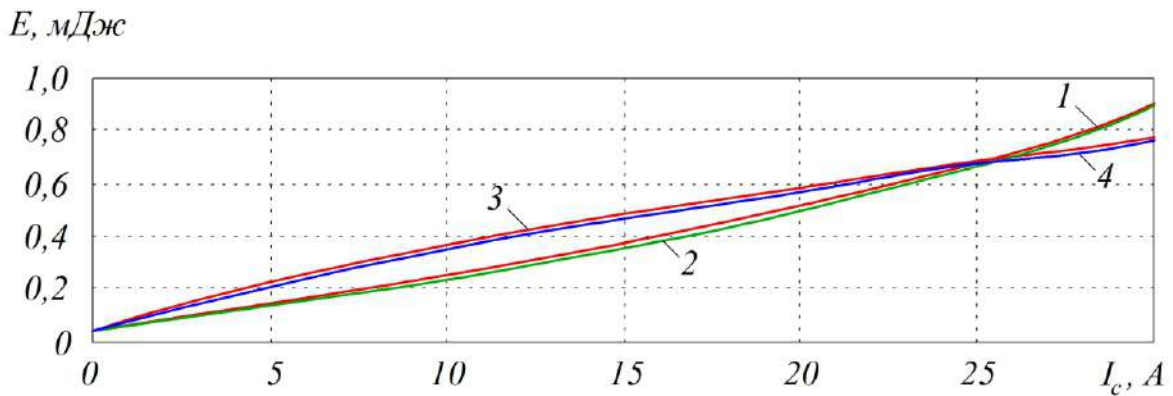


Рисунок 4.19 – Енергетичні характеристики перемикання силового транзистора:
 1 – E_{on} (документація); 2 – E_{on} (апроксимація); 3 – E_{off} (документація);
 4 – E_{off} (апроксимація)

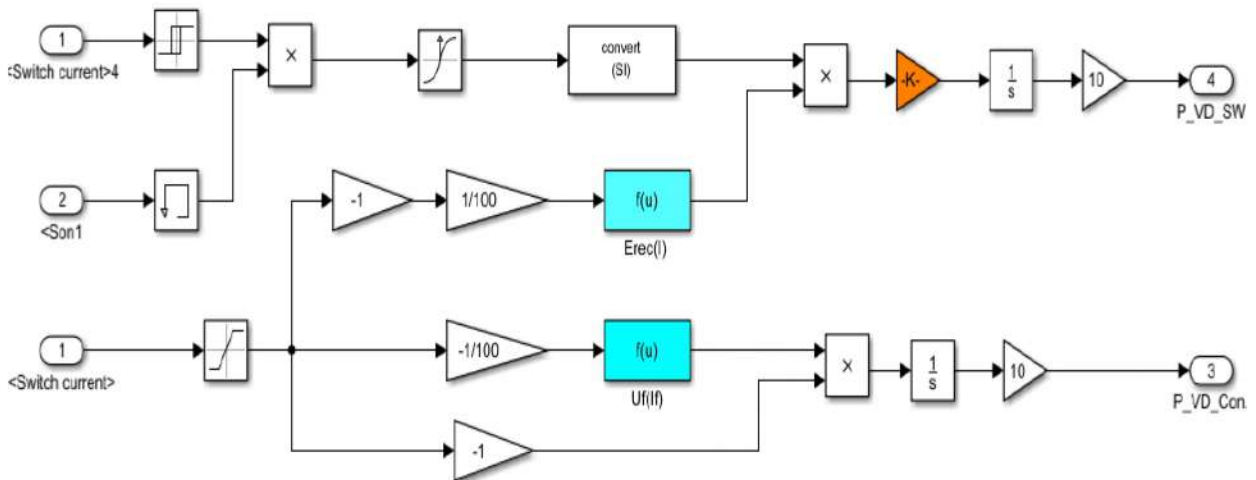


Рисунок 4.20 – Блок-модель розрахунку втрат потужності зворотного діода IGBT-транзисторного модуля типу FS15R06XE3

Для розрахунку статичних і динамічних втрат потужності IGBT-транзистора використовується напруга керування і струм транзистора.

Блок-модель розрахунку втрат потужності IGBT-транзисторного модуля типу FS15R06XE3 наведено на рис. 4.21.

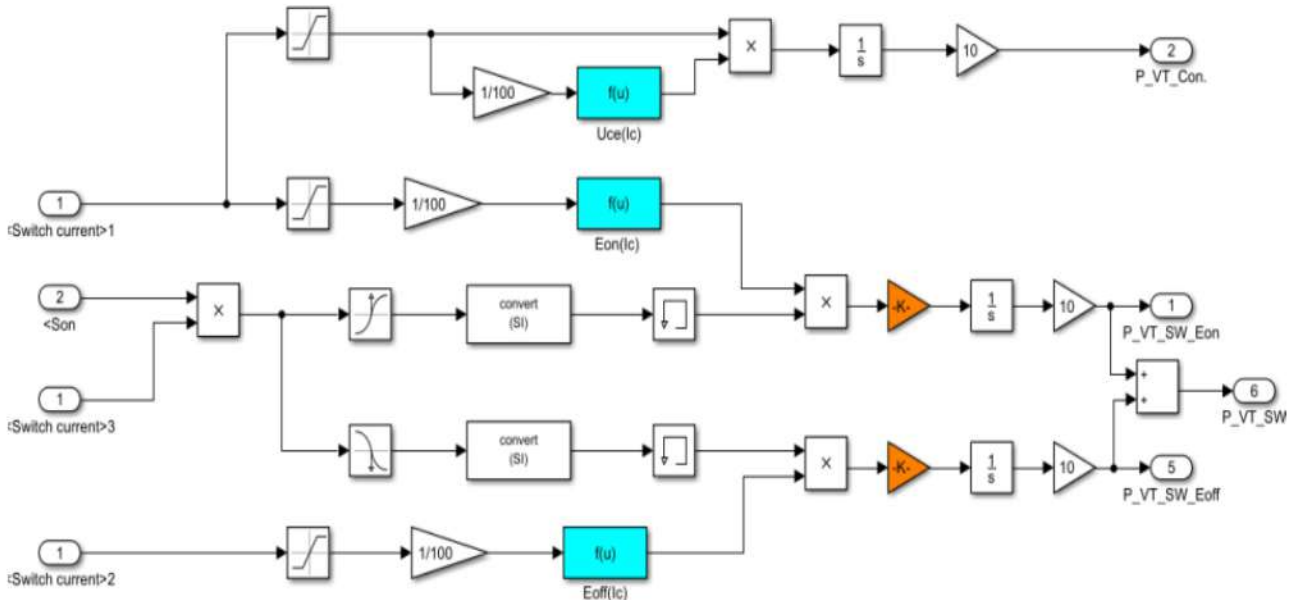


Рисунок 4.21 – Блок-модель розрахунку втрат потужності IGBT-транзисторного модуля типу FS15R06XE3

Результати моделювання статичних втрат наведено на рис. 4.22, а динамічних втрат – на рис. 4.23. Як видно з графіків, енергії ввімкнення і вимкнення залежать від величини струму транзистора. Для моделювання динамічних втрат необхідно використовувати метод моделювання з постійним кроком розрахунку.

Для верифікації розробленої моделі в Matlab, який розраховує втрати потужності, проведено порівняння з такими програмами, як SemiSel і MelcoSim. Проведено перевірку розробленої методики визначення втрат потужності в силових IGBT-транзисторах. Проведено порівняльний розрахунок втрат потужності за допомогою програми MelcoSim 5.1 для трирівневого автономного інвертора напруги з навантаженням RL , а також розрахунок втрат потужності, виконаний у Matlab з використанням описаних методів.

Надані методи розрахунку втрат потужності в перетворювачі частоти реалізовано в Matlab Simulink, проведено порівняння результатів моделювання з даними, отриманими за допомогою онлайн-інструменту Semikron SemiSel на сайті www.Semikron.com і за допомогою програми MelcoSim 5.4, які використовуються як еталонний тест.

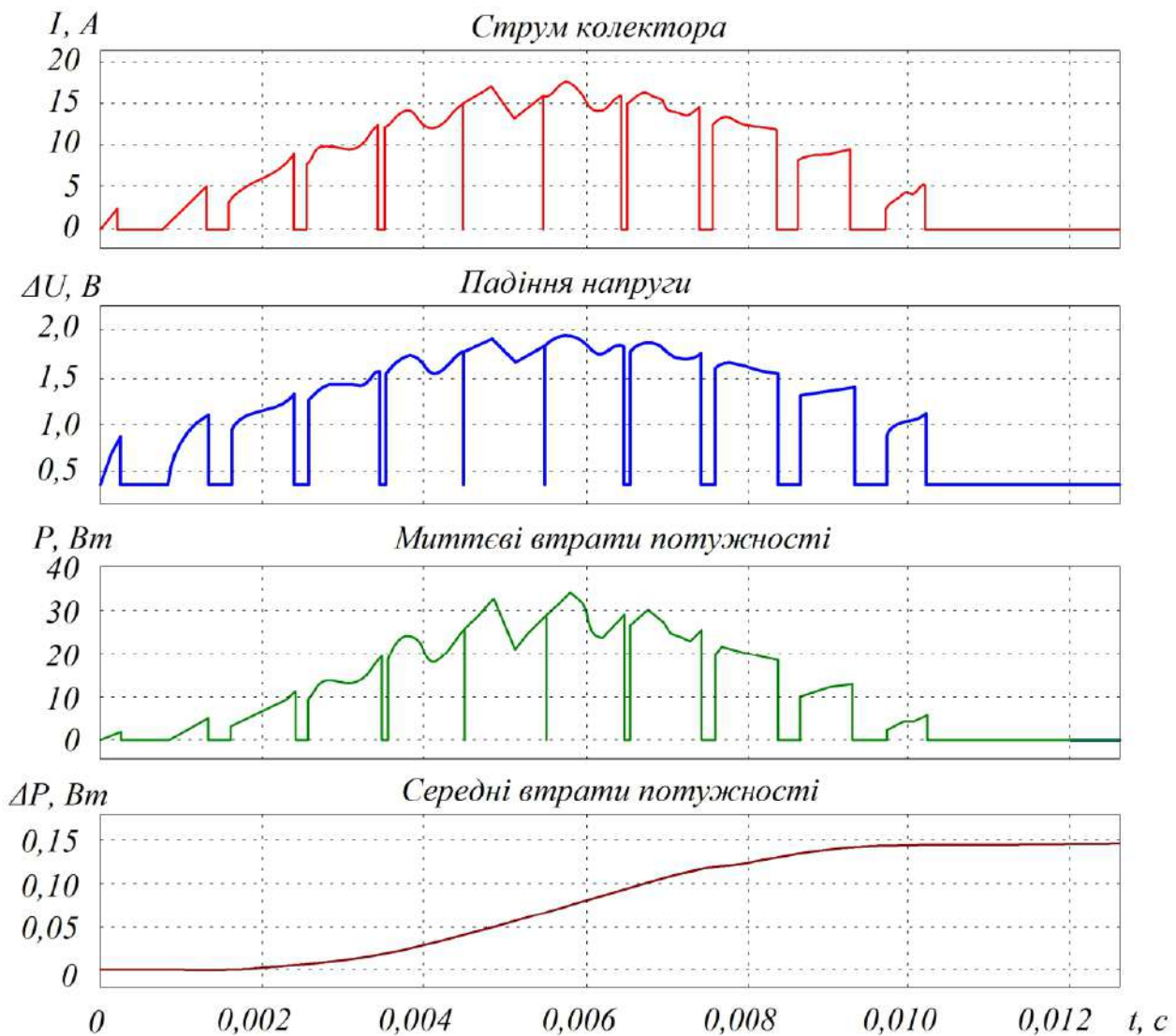


Рисунок 4.22 – Результати моделювання статичних втрат IGBT-транзисторного модуля типу FS15R06XE3

Результати розрахунку втрати в некерованому випрямлячі наведено в табл. 4.11, де порівнюються похибки розрахунку між онлайн-інструментом Semikron SemiSel і Matlab Simulink.

Інтерфейс програми MelcoSim 5.4 наведено на рис. 4.24.

Похибка порівняння складає 4,05 %, що є показником адекватності роботи моделі в Matlab / Simulink. Також проведено порівняння і перевірка розрахунку втрат потужності в АІН між програмами Matlab / Simulink і MelcoSim 5.4.

Аналіз збіжності результатів розрахунку в програмах Matlab / Simulink і MelcoSim 5.4 наведено в табл. 4.12. Результати порівняння показали, що невідповідність між розрахунком втрат потужності в розробленій моделі Matlab / Simulink і розрахунком, виконаним спеціалізованою програмою MelcoSim 5.4, складає не більше 4,1 %.

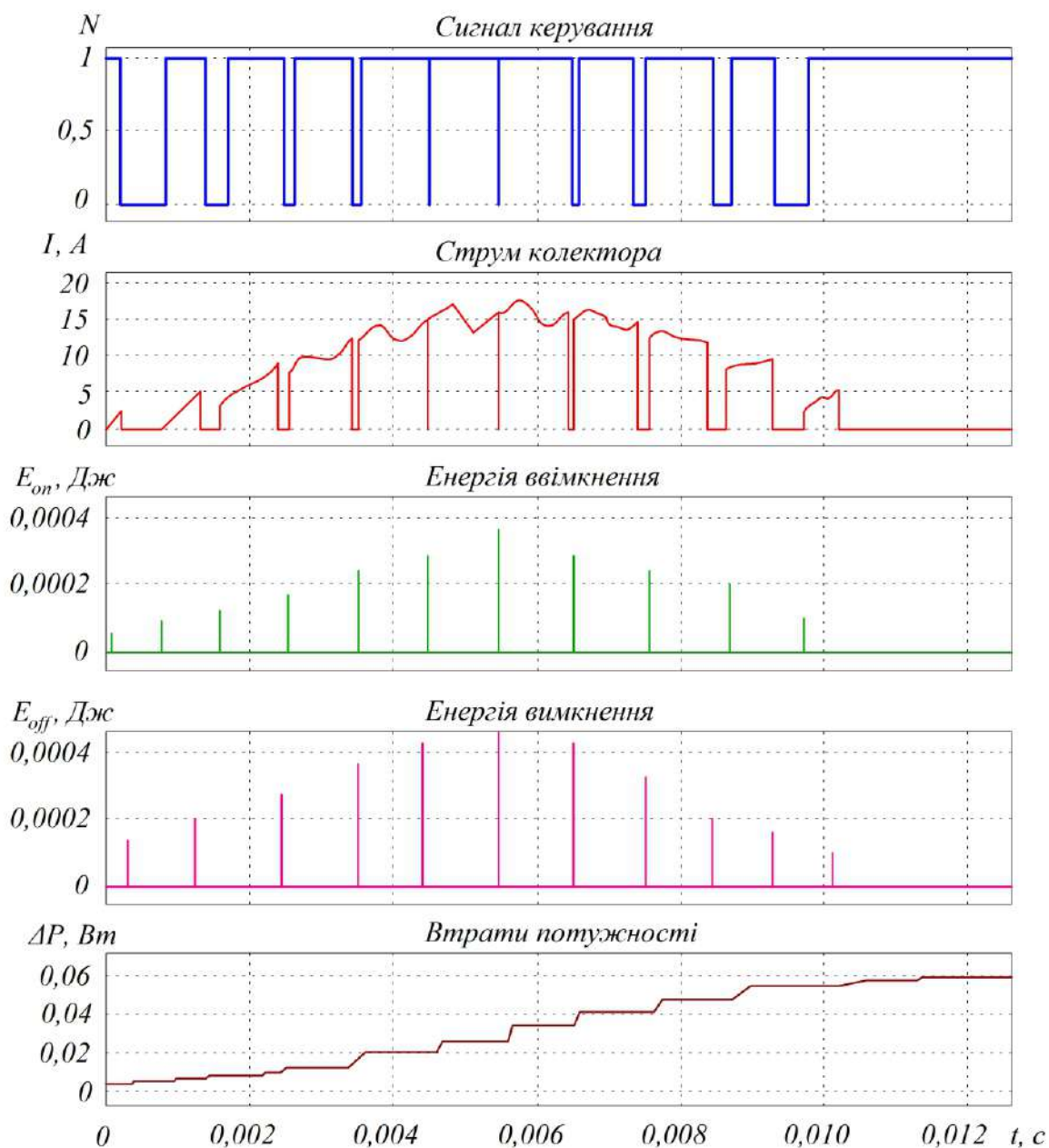


Рисунок 4.23 – Результати моделювання динамічних втрат IGBT-транзисторного модуля типу FS15R06XE3

Таблиця 4.11 – Результати розрахунку втрат потужності в некерованому випрямлячі типу SKKE 15/08

Параметр	Matlab Simulink, Вт	Semikron SemiSel, Вт	Похибка, %
Статичні втрати випрямляча	24,66	23,66	4,05

У табл. 4.13 подано порівняння між втратами, отриманими при фізичному моделюванні в Matlab / Simulink, і втратами, наведеними в документації перетворювача частоти SIEMENS SINAMICS G110 потужністю 1,5 кВт.

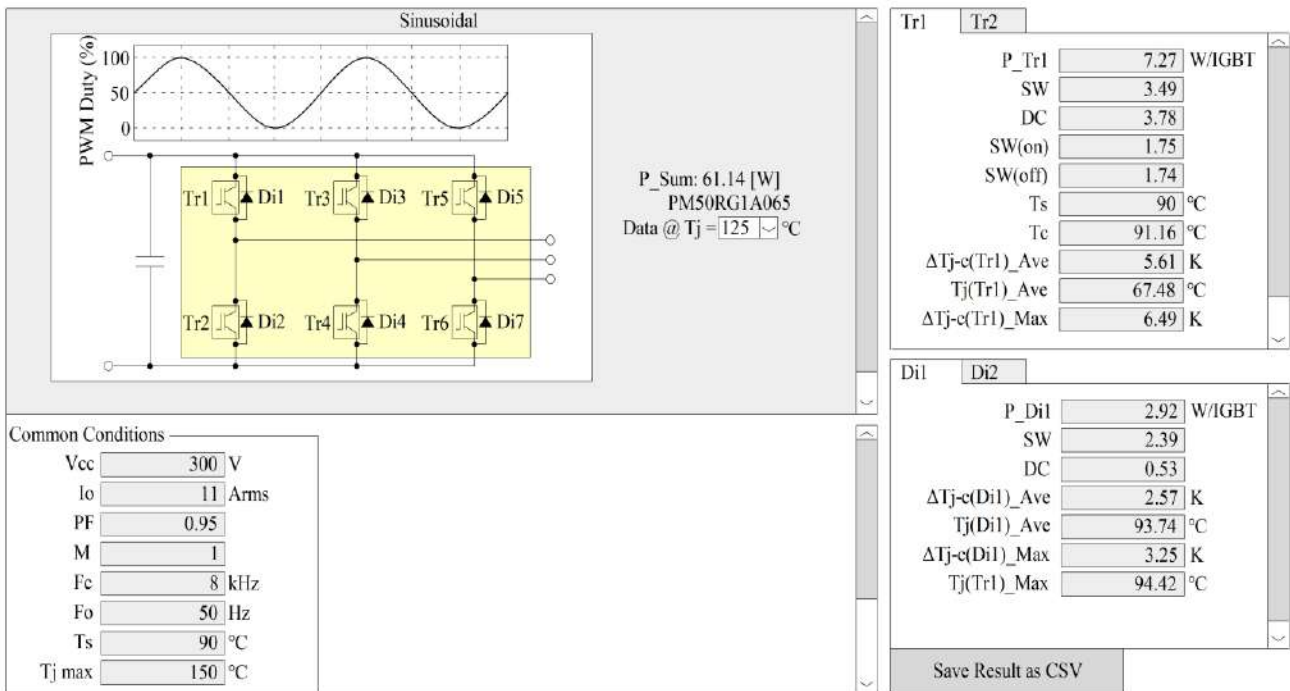


Рисунок 4.24 – Програмний інтерфейс MelcoSim 5.4

Таблиця 4.12 – Результати розрахунку втрат потужності в IGBT-транзисторі типу PM50RG1A065

Параметри	Matlab Simulink, Вт	MelcoSim 5.4, Вт	Похибка, %
Статичні втрати транзистора	3,91	3,78	3,32
Динамічні втрати транзистора	3,62	3,49	3,59
Статичні втрати у зворотному діоді	2,49	2,39	4,01
Динамічні втрати у зворотному діоді	0,55	0,53	3,63

Таблиця 4.13 – Результати розрахунку втрат потужності ПЧ у SIEMENS SINAMICS G110 потужністю 1,5 кВт

Параметр	Документація ПЧ, Вт	Matlab Simulink, Вт	Похибка, %
Сумарні втрати ПЧ GBPC2508W, Вт	118	113,53 + втрати на активний опір	3,78

Результати порівняння між втратами дуже близькі. Похибка порівняння складає лише 3,78 %, що є показником достатньої адекватності роботи розробленої моделі перетворювача частоти в Matlab / Simulink.

РОЗДІЛ 5

ОПТИМІЗАЦІЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ АУТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ

5.1. Оптимізація коефіцієнта гармонічних спотворень форми вихідної напруги в каскадних багаторівневих інверторах напруги

У багатьох галузях промисловості активно використовуються однофазні, трифазні та багатофазні багаторівневі інвертори напруги (БІН) [138, 139]. Одним з найбільш поширених видів БІН є каскадні (рис. 5.1).

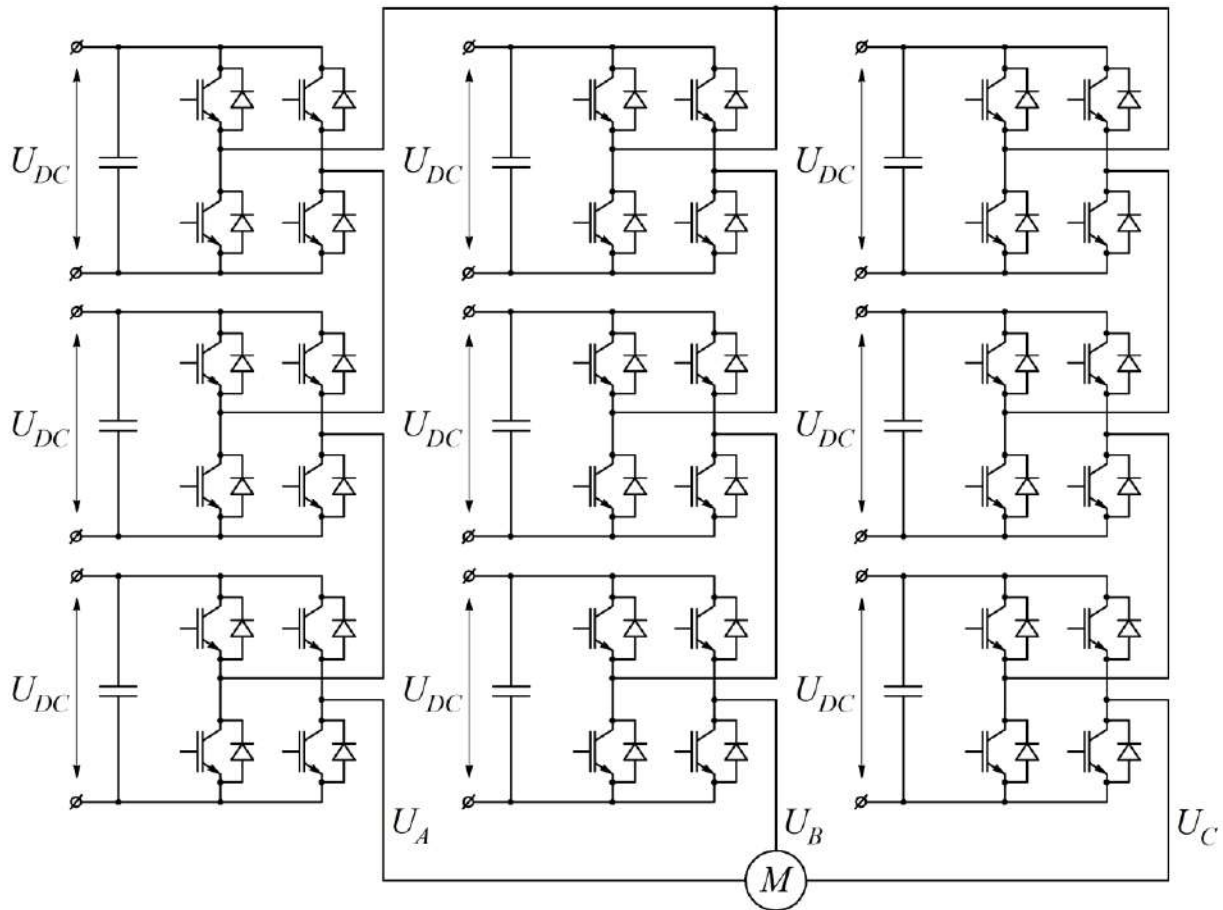


Рисунок 5.1 – Схема каскадного багаторівневого інвертора

Кожна фаза каскадного БІН складається з n -ї кількості послідовно з'єднаних однофазних мостів (комірок). У каскадних БАІН кожен міст має своє індивідуальне джерело живлення постійної напруги [140, 141]. При цьому в каскадних БІН можливе використання як дворівневих, так і трирівневих однофазних мостів. Перевагою використання трирівневих мостів є те, що при тій

самій кількості незалежних джерел живлення можливе отримання більшої кількості ступенів вихідної напруги і, як наслідок, більш високої синусоїдальності.

Однією з базових вимог до БІН є забезпечення високої синусоїдальності вихідної напруги та вихідного струму. Особливо актуальними є вимоги щодо форми вихідної напруги для перетворювачів, які формують власну мережу електроживлення [142, 143].

Існує безліч різних алгоритмів модуляції для формування вихідної напруги в багаторівневих інверторах: синусоїдальна ШІМ, рівнезсувна ШІМ, рівнефазозсувна ШІМ, просторово-векторна ШІМ, однократна модуляція тощо. При цьому різні алгоритми обумовлюють різні показники синусоїдальності вихідної напруги та струму, а також різні показники втрат у перетворювачі. Це пов'язано з тим, що вищі гармоніки напруги викликають наявність вищих гармонік струму, що обумовлюють додаткові втрати потужності в лініях електропередач і навантаженні [144, 145].

У БІН при використанні різних алгоритмів модуляції можливо отримати різні показники якості вихідної напруги (рис. 5.2).

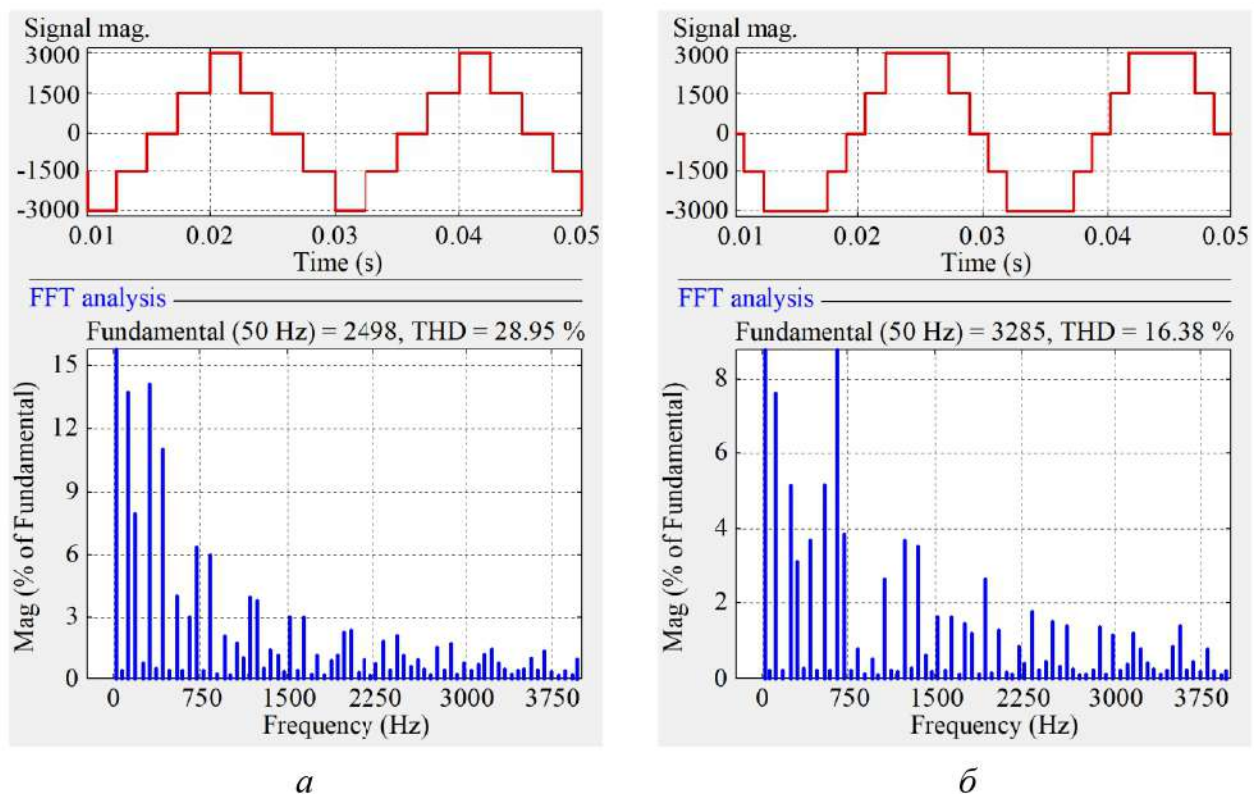


Рисунок 5.2 – Можливі форми вихідної напруги багаторівневого інвертора:
 а – THD форми 28,95 %; б – THD форми 16,38 %

Коефіцієнт гармонічних спотворень є інтегральним показником, який визначає вміст вищих гармонік, й саме за них оцінюється синусоїдальність форми вихідної напруги [146, 147]:

$$THD_u = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} U_h^2}}{U_1}, \quad (5.1)$$

де U_1 – середньоквадратичне значення першої гармоніки; U_h – середньоквадратичне значення h -ї гармоніки.

У роботі [148] подано генетичний алгоритм оптимізації форми вихідної напруги багаторівневих інверторів. Однак недоліком цього дослідження є те, що в повному обсязі відсутні чисельні дані та порівняння синусоїдальності форми вихідної напруги багаторівневих інверторів до і після оптимізації генетичним алгоритмом.

У роботі [149] надано метод оптимізації форми вихідної напруги у дворівневих інверторах напруги. Недоліком публікації є те, що не розписано самого алгоритму оптимізації форми напруги, а просто наведено результуючу форму. Крім цього, в дев'ятирівневій формі вихідної напруги каскадного інвертора отримано $THD U_{out} = 9,46 \%$.

Дослідження [150] спрямоване на оптимізацію форми вихідної напруги каскадного багаторівневого інвертора за наявності різних рівнів напруги живлення кожної комірці. Недоліком є те, що в повному обсязі відсутні чисельні дані.

Робота [151] надає метод оптимізації форми вихідної напруги в багаторівневих каскадних інверторах. Метод ґрунтується на такому підході: тривалість кожного ступеня у формі вихідної напруги задається постійною, а регулюється амплітуда ступеня напруги. Таким чином, недоліком цього методу є те, що він вимагає додаткового регулювання рівнів напруги в кожній комірці, тобто необхідні додаткові DC-DC перетворювачі, що значно збільшує вартість системи. Набагато простіше та дешевше для оптимізації форми регулювати час ввімкнення рівнів, а не величину ступенів напруги.

Принцип формування оптимуму синусоїдальності ступеневої вихідної напруги багаторівневого інвертора може бути отримано шляхом амплітудної дискретизації двополярного синусоїдального сигналу.

Ефект амплітудної дискретизації полягає в амплітудному квантуванні синусоїдального сигналу в ступінчастий вид. Вихідні дані обчислюються з

використанням методу округлення до найближчого значення, що створює вихідний сигнал, симетричного відносно нуля:

$$y = q \cdot \text{round}\left(\frac{u}{q}\right), \quad (5.2)$$

де y – вихідний дискретний сигнал; A_{\sin} – вхідний синусоїдальний сигнал; q – параметр амплітудного квантування, $q = 1$.

При цьому час перемикавання кожного рівня визначається під час перетину синусом амплітуд 0,5; -0,5; 1,5; -1,5; 2,5; -2,5 тощо.

Кількість ступенів квантування зумовлюється фізичною кількістю можливих ступенів при формуванні вихідної напруги у багаторівневому інверторі. Оптимізація форми досягається обчисленням значення амплітуди A_{\sin} , при якому середньоквадратичний вміст вищих гармонік буде мінімальним.

Приклад такої дискретизації для формування семирівневої вихідної напруги наведено на рис. 5.3. При цьому для формування п'яти рівнів форми вихідної напруги амплітуда синуса має лежати в діапазоні від 2,5 до 3,5.

Концепція отримання оптимальної форми поступово-дискретної напруги зводиться до мінімізації та симетрування площі вищих гармонік відносно чверті періоду форми вихідної напруги.

Таким чином, дана задача зводиться до вимоги рівності площ:

$$S_1 = S_2 + S_3. \quad (5.3)$$

Площі S_1 , S_2 , S_3 , що наведено на рис. 5.3, визначаються за виразами:

$$S_1 = \int_{t_2}^{t_3} (A_{\sin} \cdot \sin(\omega t) - A_s) \cdot dt; \quad (5.4)$$

$$S_2 = \int_{t_1}^{t_2} (A_s - A_{\sin} \cdot \sin(\omega t)) \cdot dt; \quad (5.5)$$

$$S_3 = \int_{t_3}^{t_4} (A_s - A_{\sin} \cdot \sin(\omega t)) \cdot dt, \quad (5.6)$$

де A_s – константа, амплітуда максимального ступеня квазісинусоїдальної форми при дискретизації, $A_s = 2$; A_{sin} – амплітуда синусоїдального модульованого сигналу.

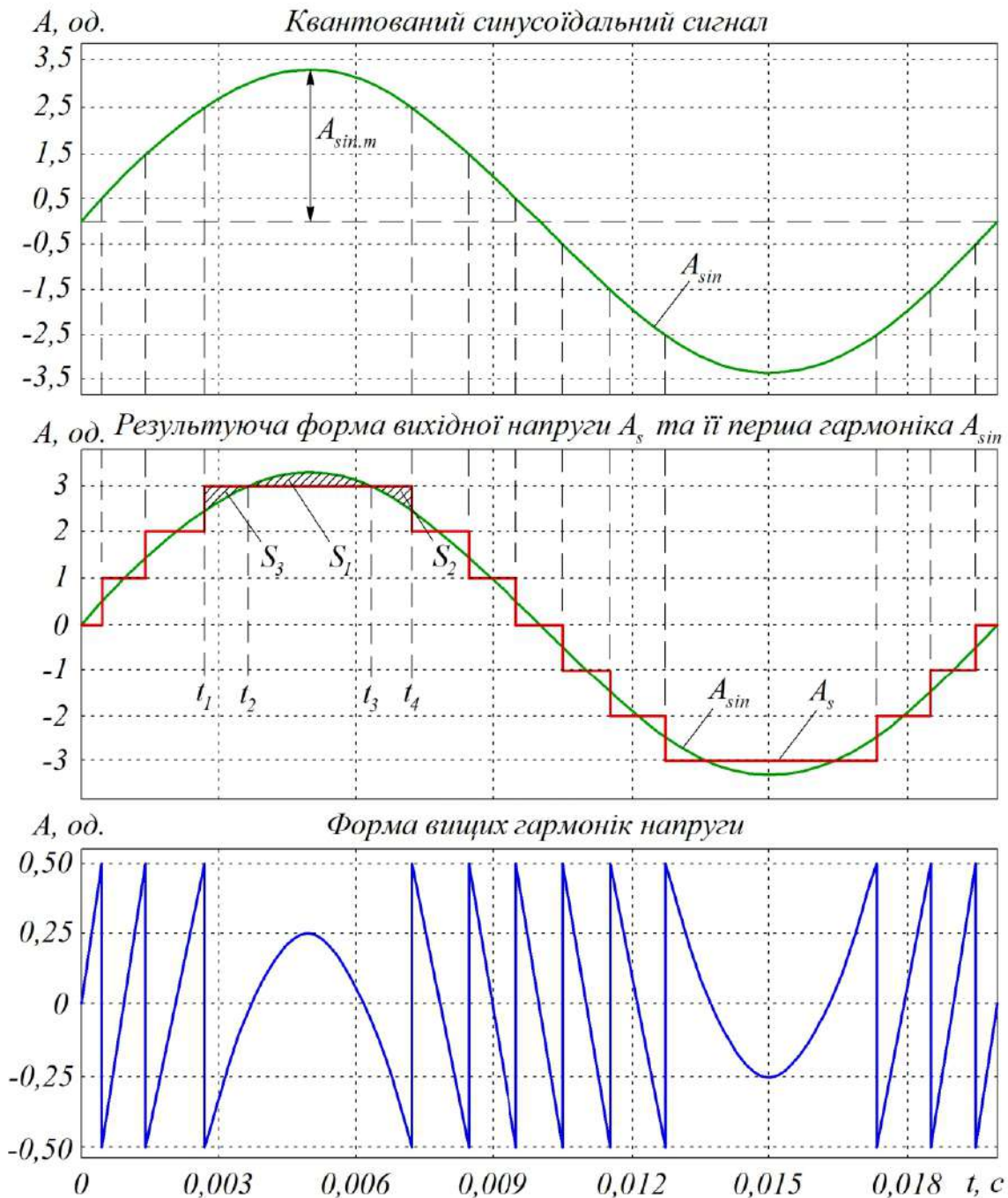


Рисунок 5.3 – Сигнали рівневої дискретизації

Підставляючи площі у вираз (5.2), отримуємо:

$$\int_{t_2}^{t_3} (A_{sin} \cdot \sin(wt) - A_s) \cdot dt = \int_{t_1}^{t_2} (A_s - A_{sin} \cdot \sin(wt)) \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} (A_s - A_{sin} \cdot \sin(wt)) \cdot dt. \quad (5.7)$$

Особливістю розв'язання даного завдання є те, що для будь-якої кількості ступенів вихідної напруги рівність розв'язується при значенні амплітуди синусоїдального модульованого сигналу:

$$A_{\text{sin}} = A_s + 0,25. \quad (5.8)$$

Таким чином, максимальна синусоїдальність (мінімальний THD) досягається заданням синусоїдального сигналу з амплітудою:

$$A_{\text{sin}} = \frac{N_L - 1}{2} + 0,25, \quad (5.9)$$

де N_L – число рівнів у формі вихідної напруги багаторівневого інвертора.

Час перемикання рівнів для формування оптимальної форми вихідної напруги визначається за виразом:

$$t_i = \frac{\arcsin\left(\frac{i - 0,5}{\frac{N_L}{2} - 0,25}\right)}{360} \cdot T_{U_{out}}, \quad (5.10)$$

де i – порядковий номер перемикання у чверті періоду вихідної напруги; $T_{U_{out}}$ – частота вихідної напруги; 0,5 – перший етап комутації.

Інші моменти перемикань формуються симетрично відносно чверті періоду ступеневої напруги. Для дев'ятирівневої форми вихідної напруги час перемикання на першій чверті періоду з урахуванням оптимального коефіцієнта $A_{\text{sin}} = 4,25$ дорівнює:

$$t_i = \frac{\arcsin\left(\frac{i - 0,5}{4,25}\right)}{360} \cdot T_{U_{out}}. \quad (5.11)$$

Для дев'ятирівневої форми час перемикання складатиме: $T_1 = 3,754 \cdot 10^{-4}$ с, $T_2 = 1,148 \cdot 10^{-3}$ с, $T_3 = 2,002 \cdot 10^{-3}$ с, $T_4 = 3,08 \cdot 10^{-3}$ с. Для підтвердження проведених теоретичних досліджень у програмному середовищі Matlab / Simulink було побудовано моделі каскадних багаторівневих інверторів, які формують 5, 7, 9 і 11 ступенів у формі вихідної напруги (рис. 5.4).

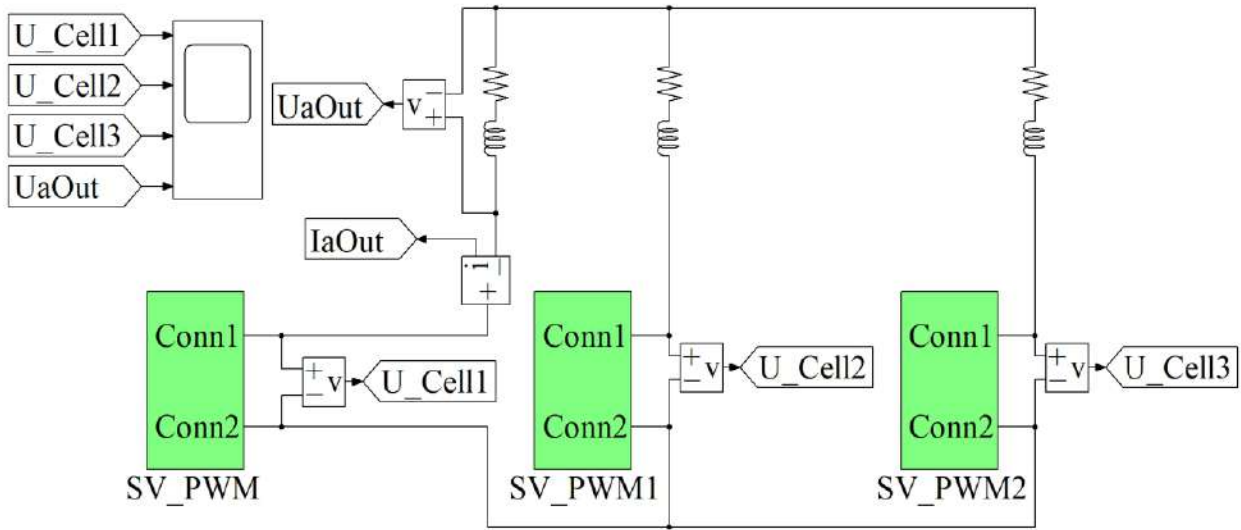


Рисунок 5.4 – Модель каскадного багаторівневого інвертора, що формує п'ять ступенів вихідної напруги

Спектр вищих гармонік вихідної напруги багаторівневого інвертора при запропонованому алгоритмі модуляції наведено на рис. 5.5.

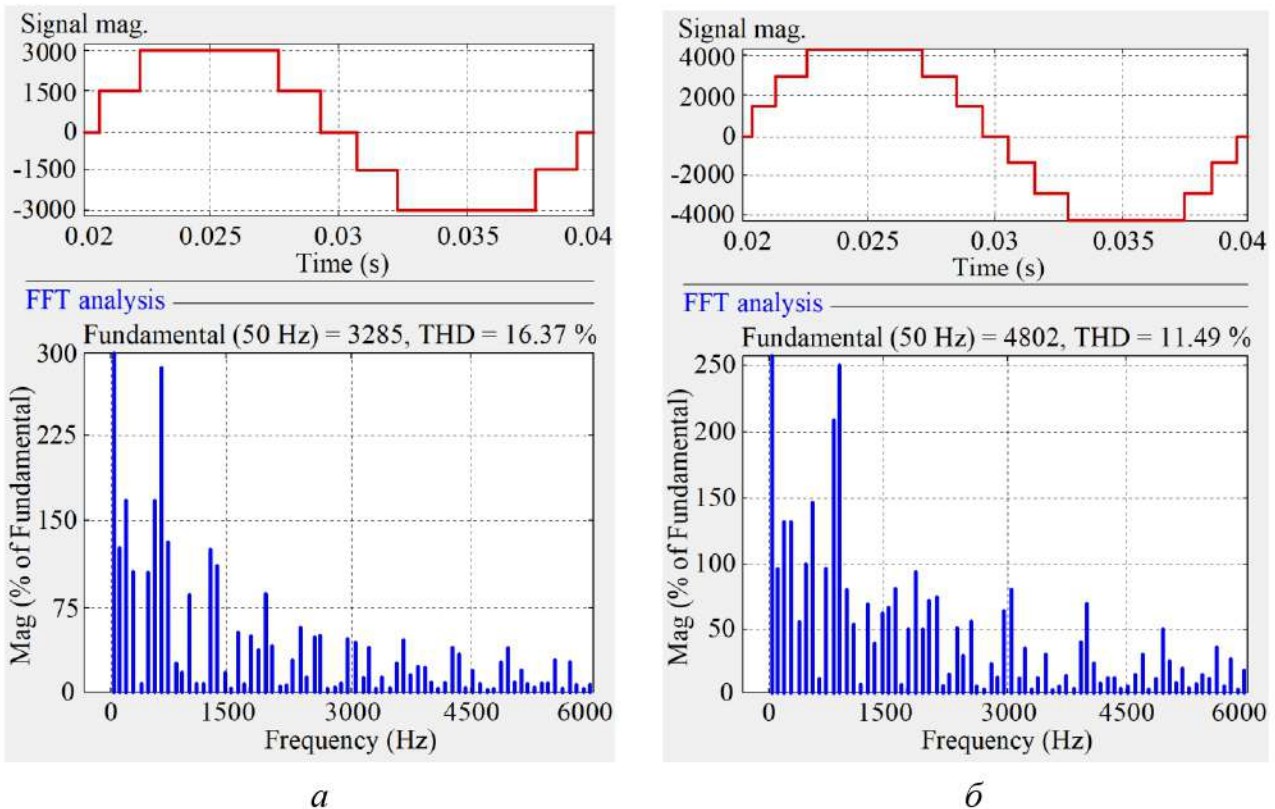


Рисунок 5.5 – Спектр вищих гармонік вихідної напруги багаторівневого інвертора при запропонованому алгоритмі модуляції:
a – для п'ятиступеневої напруги; *б* – для семиступеневої напруги

Залежності THD і RMS форм вихідної напруги з різним A_{sin} від коефіцієнта модуляції наведено в табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Залежності THD і RMS форм вихідної напруги з різним A_{sin} від коефіцієнта модуляції

Кількість рівнів у напрузі											
5			7			9			11		
A_{sin}	THD	U_{rms} , кВ	A_{sin}	THD	U_{rms} , кВ	A_{sin}	THD	U_{rms} , кВ	A_{sin}	THD	U_{rms} , кВ
1,5	31,2	0,92	2,5	17,71	1,65	3,5	12,41	2,37	4,5	9,57	3,09
1,6	28,5	1,21	2,6	17,37	1,89	3,6	12,45	2,59	4,6	9,66	3,28
1,7	24,2	1,32	2,7	15,62	1,99	3,7	11,47	2,69	4,7	9,04	3,38
1,8	21,1	1,39	2,8	14,12	2,07	3,8	10,59	2,76	4,8	8,45	3,46
1,9	18,9	1,44	2,9	13	2,13	3,9	9,88	2,82	4,9	7,94	3,52
2	17,6	1,49	3	12,24	2,18	4	9,37	2,88	5	7,57	3,58
2,1	16,8	1,52	3,1	11,73	2,22	4,1	9,05	2,92	5,1	7,34	3,63
2,2	16,4	1,55	3,2	11,53	2,26	4,2	8,88	2,97	5,2	7,25	3,66
2,25	16,37	1,56	3,25	11,49	2,27	4,25	8,88	2,99	5,25	7,25	3,69
2,3	16,45	1,58	3,3	11,56	2,29	4,3	8,92	3,01	5,3	7,27	3,72
2,4	16,7	1,60	3,4	11,7	2,32	4,4	9,08	3,04	5,4	7,43	3,75
2,49	17,1	1,62	3,49	12,1	2,35	4,49	9,33	3,07	5,49	7,65	3,79

Відповідно до табл. 5.1, оптимум форми багаторівневої напруги досягається при коефіцієнті модуляції A_{sin} з виразу (5.8). Крім цього, очевидно, що, регулюючи коефіцієнт модуляції A_{sin} , можна досить ефективно регулювати величину вихідної напруги в багаторівневому інверторі.

Залежність середньоквадратичного значення вихідної напруги від коефіцієнта модуляції A_{sin} в одинадцятирівневій формі напруги наведено на рис. 5.6.

Таким чином, амплітудну модуляцію можна ефективно використовувати для регулювання амплітуди вихідної напруги.

Запропонований алгоритм можна застосовувати й для інших топологій багаторівневих інверторів напруги: БІН з фіксованими діодами; БІН з плаваючими конденсаторами; каскадних БІН; модульних БІН.

Запропонований алгоритм оптимізації форми вихідної напруги можна реалізувати для будь-якої топології однофазних багаторівневих інверторів напруги.

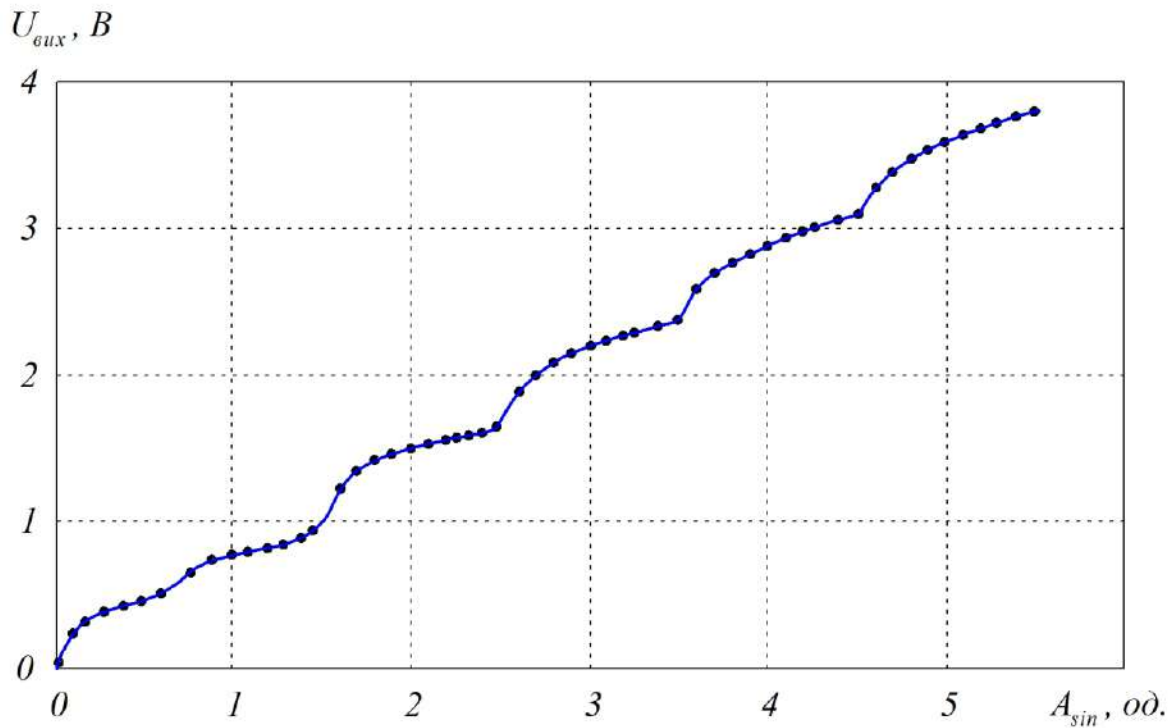


Рисунок 5.6 – Залежність середньоквадратичного значення вихідної напруги від коефіцієнта модуляції A_{sin} в одинадцятирівневій формі напруги

Результатом дослідження є оптимізація форми вихідної напруги багаторівневих інверторів за параметром мінімізації коефіцієнта гармонічних спотворень у режимі амплітудно-імпульсної модуляції вихідної напруги. Перевагою такого рішення є те, що запропонований метод дає змогу забезпечити мінімальне можливе значення коефіцієнта гармонічних спотворень форми вихідної напруги багаторівневих інверторів з будь-якою кількістю ступенів у формі вихідної напруги.

Отримані результати пояснюються тим, що мінімізація середньоквадратичного значення миттєвого сигналу шуму (суми вищих гармонік) досягається шляхом симетрування та оптимізації площі сигналу шуму за умовою $S_1 = S_2 + S_3$. Запропоновані теоретичні положення були підтверджені шляхом моделювання у програмному середовищі Matlab / Simulink, а саме аналізу форми THD вихідної напруги з різною кількістю ступенів при різних коефіцієнтах амплітудної модуляції.

Особливістю цього методу створення форми вихідної напруги є те, що тривалість кожного ступеня виходить різною. Таким чином, спектр вищих гармонік такої форми вихідної напруги буде мати свої особливості відносно просторово-векторної ШІМ, коли тривалість кожного ступеня однакова.

5.2. Аналіз додаткових втрат потужності в обмотках асинхронних двигунів від вищих гармонік

Підвищення енергоефективності є пріоритетним напрямом розвитку асинхронних і синхронних електроприводів. Для реалізації максимальної енергоефективності необхідне чітке чисельне розуміння складових втрат потужності і методів їх усунення. Так, необхідне розуміння внеску у втрати потужності від вищих гармонік струму на величину загальних втрат. Це пов'язано з тим, що живлення і регулювання більшості асинхронних двигунів відбувається за допомогою частотних перетворювачів на базі IGBT- або MOSFET-транзисторів (рис. 5.7) [152, 153].

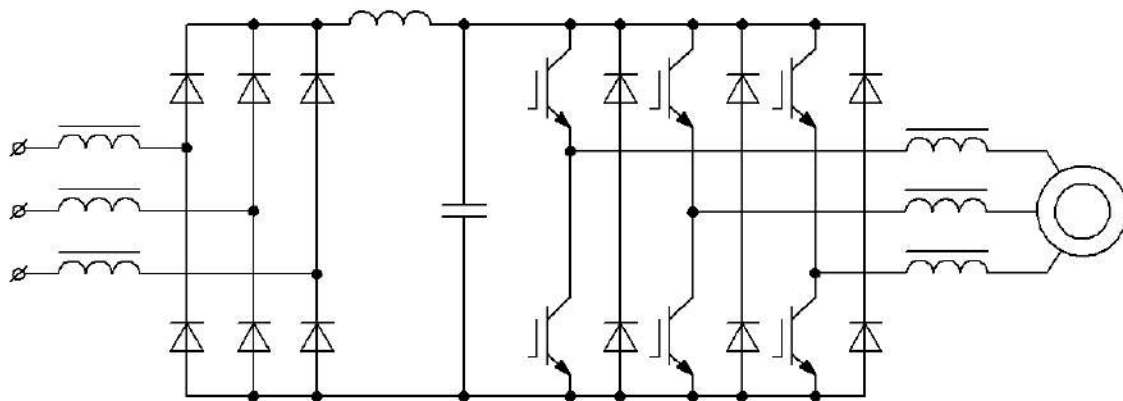


Рисунок 5.7 – Силова схема перетворювача частоти з асинхронним двигуном

Особливістю роботи перетворювачів частоти є те, що синусоїдальність вихідного струму перетворювача частоти залежить від частоти комутації силових транзисторів. При цьому існує дилема: чим вища частота комутації транзисторів, тим вища синусоїдальність струму асинхронного двигуна і, відповідно, тим менші втрати потужності в асинхронному двигуні від вищих гармонік.

Збільшення кількості загальнопромислових імпульсних споживачів електроенергії суттєво впливає на спотворення форми напруги в мережі живлення. Таким чином, навіть за умови прямого живлення асинхронного двигуна від трифазної загальнопромислової мережі будуть наявними вищі гармоніки. Все це зумовлює актуальність проблеми визначення додаткових втрат потужності в обмотках електричних двигунів змінного струму від вищих гармонік.

Питанням негативного впливу вищих гармонік та неактивних складових струмів навантаження приділено значну увагу. Проте слід зазначити, що

результати розрахунків додаткових втрат в активному опорі електричних мереж від вищих гармонік струмів у ряді публікацій значно відрізняються.

Додаткові втрати активної потужності у трифазному навантаженні P_{harm} , що обумовлені протіканням струмів вищих гармонік, визначаються дією скін-ефекту та можуть бути обчислені, як сума втрат від кожної гармоніки:

$$P_{harm} = 3 \cdot \sum_{v=2}^{v=n} I_v^2 \cdot R_1 \cdot k_{rv}, \quad (5.12)$$

де v – номер гармоніки; n – число врахованих гармонік; I_v – середньоквадратичне значення v -ї гармоніки; R_1 – активний опір лінії постійному струму; k_{rv} – коефіцієнт, що враховує збільшення опору під дією поверхневого ефекту.

Проте визначення коефіцієнта k_{rv} , що враховує вплив поверхневого ефекту, відбувається за різними виразами.

Так, у роботі [154] для коефіцієнта k_{rv} дається два різних визначення його залежності від порядку гармоніки v . Перше визначення коефіцієнта k_{rv} має такий вигляд:

$$k_{rv} = 0,47 \cdot \sqrt{v}, \quad (5.13)$$

де $v = f/50$.

Друге визначення коефіцієнта k_{rv} згідно з [155] залежно від частоти v -ї гармоніки складає:

$$r_{0v} = r_0 \cdot (k_{pv} + k_{0v}), \quad (5.14)$$

де r_0 – питомий опір провідника постійного струму; k_{pv} – коефіцієнт, що враховує вплив поверхневого ефекту на v -й гармоніці; k_{0v} – коефіцієнт, що враховує вплив ефекту близькості для v -ї гармоніки.

Коефіцієнт k_{pv} , що визначає зростання активного опору провідника на вищих частотах від поверхневого ефекту для мідних провідів, складає:

$$k_{pv} = 0,021 \cdot \sqrt{f}. \quad (5.15)$$

Для алюмінієвих провідів k_{pv} складає:

$$k_{pv} = 0,01635 \cdot \sqrt{f}. \quad (5.16)$$

Коефіцієнт k_{0v} , що враховує ефект близькості, визначається за виразом:

$$k_{0v} = \frac{1,18 + k_{pv}}{k_{pv} \cdot 0,27} \cdot \left(\frac{d}{a}\right)^2, \quad (5.17)$$

де d – діаметр провідника, мм; a – відстань між центрами жил, мм.

У публікації [156] коефіцієнт k , що враховує збільшення активного опору під дією скін-ефекту, має більше значення і визначається як:

$$k_r = \sqrt{v}, \quad (5.18)$$

де v – номер гармоніки.

У роботі [157] на підставі експериментальних досліджень наведено емпіричні залежності активного опору від частоти для різних типів кабелів, як це наведено в табл. 5.2.

Таблиця 5.2 – Апроксимуючі залежності коефіцієнта k_{rv2} , що враховує вплив скін-ефекту для різних типів кабелів

Тип провідника	Коефіцієнт k_{rv2}
АС-400	$0,3v$
А-400	$0,15v$
Мідний кабель	$0,06v$
Алюмінієвий кабель	$0,06v$

Залежності коефіцієнтів k_{rv} , k_{rv2} і k_{pv} , що враховують вплив поверхневого ефекту на збільшення активного опору, а відповідно, і на втрати потужності для мідного проводу від частоти струмів вищих гармонік, наведено на рис. 5.8. Слід зазначити, що значення коефіцієнтів k_{rv} , k_{rv2} і k_{pv} відповідає опору провідників постійного струму.

Таким чином, з проведеного аналізу можна зробити висновки, що існуючі залежності активного опору провідників електричних мереж від частоти вищих гармонік є досить суперечливими і дають різні результати розрахунку втрат потужності.

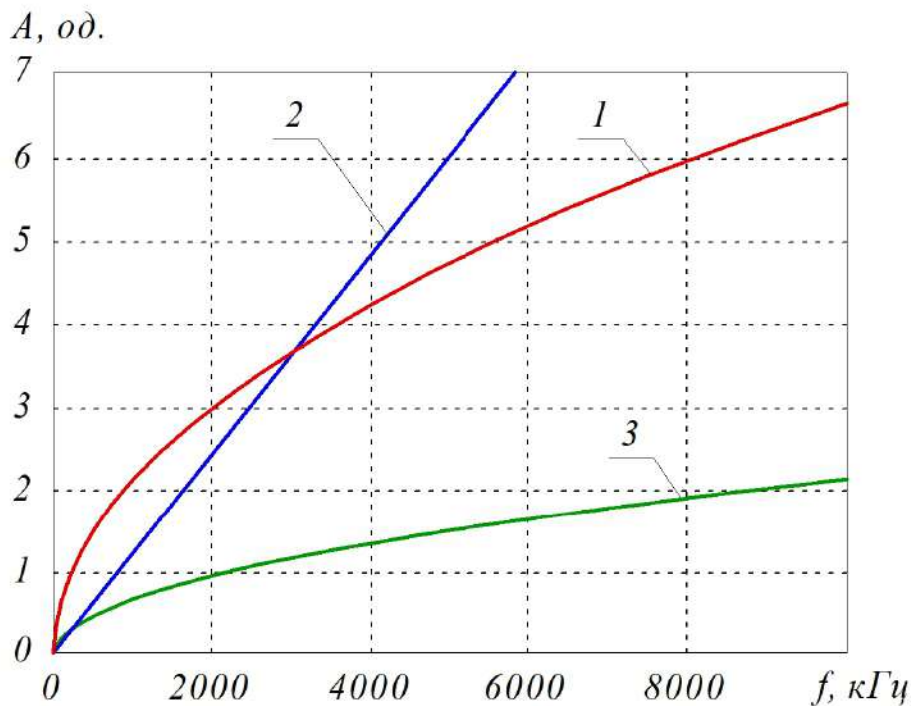


Рисунок 5.8 – Залежності значень коефіцієнтів від частоти струмів вищих гармонік:

1 – k_{r1} ; 2 – k_{r2} ; 3 – k_{pv}

Зазначені співвідношення не враховують геометричних властивостей проводів, які впливають на інтенсивність витіснення струму у провіднику при скін-ефекті. Крім цього, згідно з виразами (5.13), (5.15) і табл. 5.2, до певної частоти коефіцієнти k_{r1} , k_{r2} і k_{pv} набувають значень, менших одиниці, що свідчить про зниження опору мережі відносно опору постійного струму, тобто певної «надпровідності» провідників на частоті 50 Гц, що є помилковим.

Протікання змінного струму супроводжується електромагнітним полем навколо провідника, яке призводить до витіснення електричних зарядів (власне, цього самого струму) від центру провідника на його поверхню. Цей ефект називається поверхневим ефектом, або скін-ефектом. У результаті цього ефекту щільність струму по площі перерізу проводу стає неоднорідною. Об'ємна щільність струму максимальна біля поверхні провідника. При віддаленні від поверхні об'ємна щільність спадає експоненціально і на глибині Δ стає меншою в e разів. Ця глибина Δ називається товщиною скін-шару і визначається відповідно до виразу:

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\gamma \cdot \mu \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}}, \quad (5.19)$$

де Δ – глибина проникнення струму, м; f – частота змінного струму, Гц; γ – питома електрична провідність, $\gamma = 1 / \rho$; ρ – питомий опір провідника, $\text{Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$, для міді – $1,72 \cdot 10^{-8}$; для алюмінію – $2,7 \cdot 10^{-8}$; μ – абсолютна магнітна проникність.

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r, \quad (5.20)$$

де μ_0 – магнітна проникність вакууму, $\mu_0 = 1,25663706 \cdot 10^{-6} \text{ Н/А}$; μ_r – відносна магнітна проникність матеріалу (μ / μ_0 безрозмірна величина), для міді – 0,999992; для алюмінію – 1,000022.

Залежність товщини скін-шару мідного та алюмінієвого проводу від частоти f наведено на рис. 5.9.

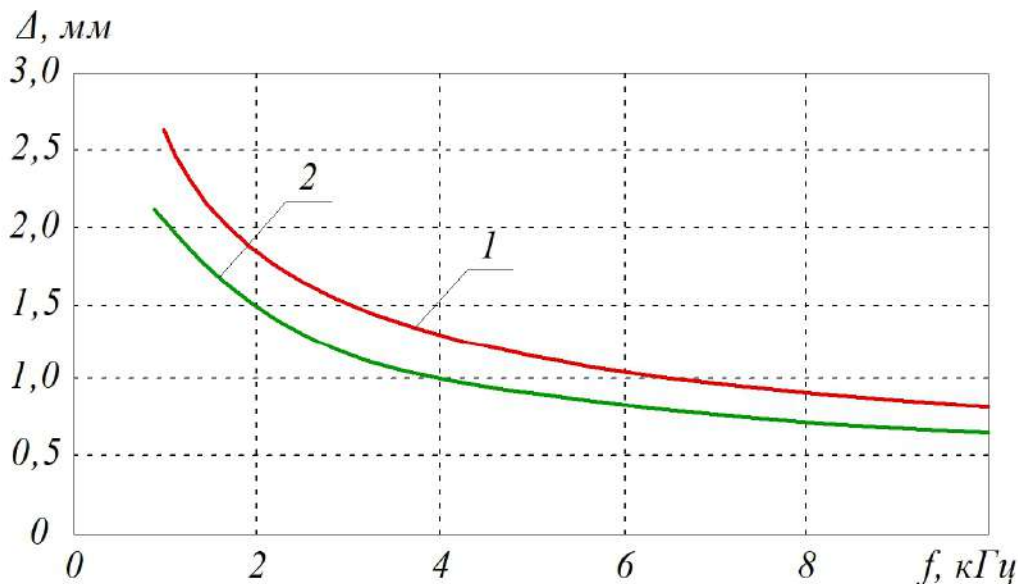


Рисунок 5.9 – Залежність товщини скін-шару від частоти струму:

1 – для алюмінію; 2 – для міді

Таким чином, при досить великій частоті $f = 10$ кГц товщина скін-шару стає мізерно малою (0,66 мм). Для змінної напруги щільність струму J від поверхні до центру циліндричного провідника є експоненціально спадною функцією, що описується виразом:

$$J = J_s \cdot e^{-\frac{r_k}{\Delta}}, \quad (5.21)$$

де J_s – провідність провідника, що відповідає постійному струму; r_k – відстань від поверхні проводу до центру.

Унаслідок експоненціального спадання щільності струму, практично весь струм зосереджений у шарі товщиною в кілька Δ . Як приклад, наведемо графік розподілу відносної щільності струму в провіднику з радіусом, що дорівнює 3Δ (рис. 5.10).

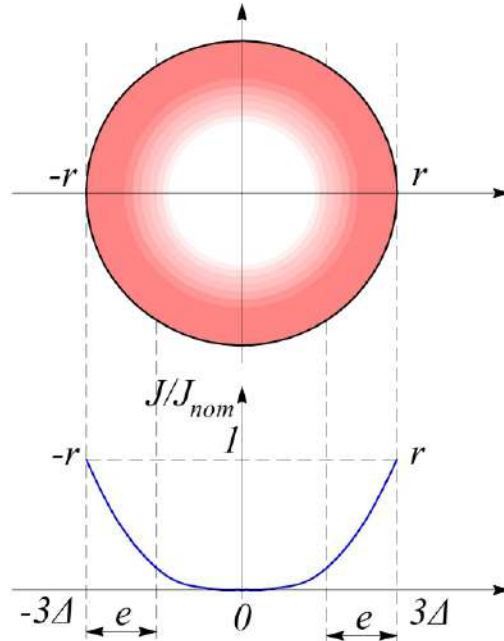


Рисунок 5.10 – Залежність розподілу відносної щільності струму в провіді товщиною 3Δ

Так, зменшення щільності струму в 100 разів відбувається на глибині $\approx 4,6\Delta$. Таким чином, вплив скін-ефекту на витіснення струму визначається кількістю скін-шарів у радіусі проводу r_0 / Δ . Така неоднорідність щільності струму веде до збільшення його питомого опору.

У разі, коли радіус проводу більше товщини скін-шару, залежність комплексного опору проводу Z від частоти струму може бути описано за допомогою функції Бесселя, що визначає поширення поля в циліндричній системі координат.

$$Z(f) = R + i \cdot X = \frac{q}{2 \cdot \pi \cdot r_0 \cdot \gamma} \cdot \frac{J_0(q \cdot r_0)}{J_1(q \cdot r_0)} \cdot l, \quad (5.22)$$

де R – активний опір провідника; X – реактивний опір провідника; i – комплексна складова; r_0 – радіус проводу; l – довжина проводу; $J_0(Z)$ – функція Бесселя першого роду нульового порядку; $J_1(Z)$ – функція Бесселя першого роду першого порядку; q – хвильове число.

Хвильове число проводу є комплексною змінною і визначається виходячи зі значення товщини скін-шару:

$$q = k - i \cdot k; \quad k = \frac{1}{\Delta}. \quad (5.23)$$

Функції Бесселя першого роду є частинними канонічними рішеннями диференціального рівняння Бесселя:

$$x^2 \frac{d^2 y}{dx^2} + x \frac{dy}{dx} + (x^2 - \alpha^2) = 0. \quad (5.24)$$

Функції Бесселя першого порядку, що позначаються $J_\alpha(z)$, є розв'язками диференціального рівняння Бесселя для кінцевих точок $x = 0$ при цілих і невід'ємних α :

$$J_\alpha(z) = \frac{z}{2} \cdot \sum_{n=0}^{n=\infty} \frac{(-1)^n}{n!(n+1+\alpha)!} \cdot \left(\frac{z}{2}\right)^{2n+\alpha}. \quad (5.25)$$

Функції Бесселя першого роду нульового та першого порядку визначаються як:

$$J_0(z) = \frac{z}{2} \cdot \sum_{n=0}^{n=\infty} \frac{(-1)^n}{n!(n+1)!} \cdot \left(\frac{z}{2}\right)^{2n}; \quad (5.26)$$

$$J_1(z) = \frac{z}{2} \cdot \sum_{n=0}^{n=\infty} \frac{(-1)^n}{n!(n+2)!} \cdot \left(\frac{z}{2}\right)^{2n+1}. \quad (5.27)$$

Примітка: розв'язки функцій Бесселя в комплексній площині спрощуються можливістю їх розв'язання в програмі MathCad за допомогою вбудованих функцій « $J_0(z)$ » і « $J_1(z)$ ».

Активний опір проводу R є дійсною частиною комплексного опору Z . Отримані залежності активного опору мідного проводу довжиною 10 км з різними діаметрами від частоти розраховано відповідно до виразу (5.22).

Перевагою запропонованого методу розрахунку опору є збіжність значення опору при частоті, близькій до нуля, з опором постійного струму:

$$Z(f=0) = R_{DC} = \frac{L}{\gamma \cdot S}. \quad (5.28)$$

У результаті перетворення залежностей опорів від частоти у відносні величини отримано графіки залежності опорів у відносних величинах (рис. 5.11).

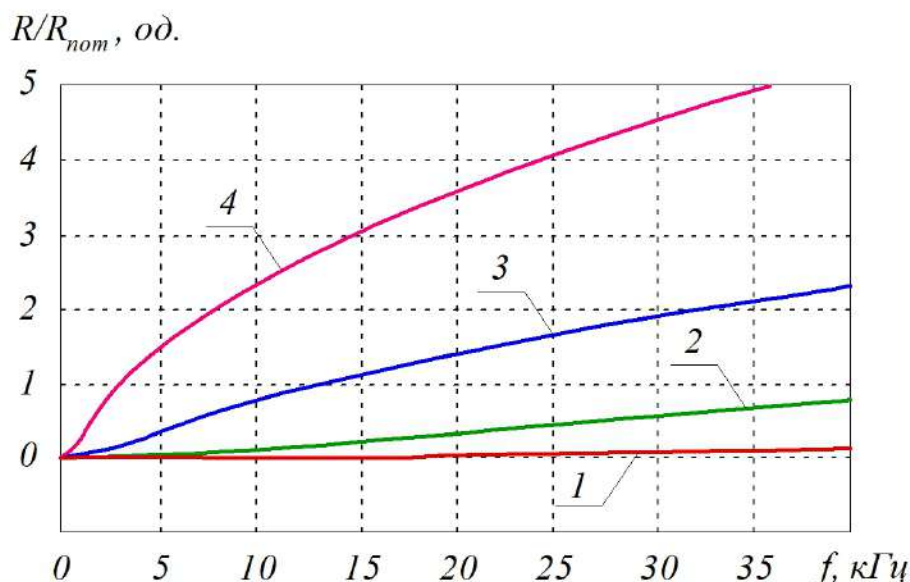


Рисунок 5.11 – Залежності відносних активних опорів мідних проводів з радіусами 1, 2, 4 мм від частоти:
 1 – 0,5 мм; 2 – 1 мм; 3 – 2 мм; 4 – 4 мм

Як впливає з рис. 5.11, діаметр жили проводу значною мірою впливає на ефект витіснення струму і, як результат, на значення активного опору на заданій частоті.

Скін-ефект робить активний опір мережі частотно-залежним, і опір мережі зростає зі зростанням частоти, що викликає збільшення втрат потужності в системі електропостачання. З наданих характеристик очевидно, що при тій самій частоті вищої гармоніки чим більше радіус провідника, тим більше будуть зростати втрати потужності. Таким чином, урахування втрат потужності від вищих гармонік під дією скін-ефекту особливо важливе для одножильних систем електропостачання з великими радіусами проводів, наприклад, для одножильних контактних проводів системи залізничного електропостачання. Водночас застосування багатожильного кабелю усуває негативний вплив скін-ефекту на втрати в провідниках системи електропостачання від вищих гармонік струмів у досить широкому діапазоні частот. Проте навіть за відсутності впливу скін-ефекту вищі гармоніки спричиняють зростання додаткових втрат потужності в

провідниках мереж за рахунок збільшення середньоквадратичного значення струму.

Запропоновано метод визначення додаткових теплових втрат в обмотках електричних двигунів змінного струму від вищих гармонік, які однозначно визначаються виходячи з результуючого значення коефіцієнта гармонічних спотворень струму двигуна. Такий метод може бути використано у випадку, коли вплив скін-ефекту на опір обмоток двигунів з обмеженим спектром вищих гармонік струму є несуттєвим. У цьому випадку додаткові втрати в обмотках від вищих гармонік можна розрахувати на підставі середньоквадратичного значення (RMS) струму, а отже, і збільшення втрат у квадратичній залежності від величини RMS значення струму. Як відомо, коефіцієнти гармонічних спотворень за змінним струмом THD_{AC} визначаються як:

$$THD_{AC} = \frac{\sqrt{\sum_{m=2}^{m=\infty} I_m^2}}{I_1}, \quad (5.29)$$

де I_m – середньоквадратичне значення m -ї гармоніки; I_{DC} – значення постійної складової.

Для подальших формул значення THD наведено у відносних величинах, тобто від 0 до 1.

Як відомо, діюче (воно ж середньоквадратичне значення – RMS) значення змінного (або постійного пульсуючого) струму дорівнює величині такого постійного струму, який за час, що дорівнює одному періоду змінного струму, виконає таку саму роботу (тепловий або електродинамічний ефект), що і розглянутий змінний струм.

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i^2(t) \cdot dt}. \quad (5.30)$$

Середньоквадратичне значення змінного струму можна також виразити через спектр вищих гармонік:

$$I_{RMS_AC} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{m=2}^{m=\infty} I_m^2}. \quad (5.31)$$

З виразу (5.29) можна обчислити суму квадратів вищих гармонік:

$$\sum_{m=2}^{m=\infty} I_m^2 = (THD_I \cdot I_1)^2. \quad (5.32)$$

Тоді середньоквадратичне значення постійного і змінного струмів можна подати у вигляді:

$$I_{RMS_AC} = \sqrt{I_1^2 + (THD_I \cdot I_1)^2} = \sqrt{I_1^2 \cdot (1 + THD_I^2)}; \quad (5.33)$$

$$I_{RMS_AC} = I_{AC} \cdot \sqrt{1 + THD_{AC}^2}. \quad (5.34)$$

Таким чином, встановлено однозначну залежність між коефіцієнтом гармонічних спотворень споживаного струму та відсотком додаткових втрат потужності. Залежність відносного значення додаткових втрат від значення коефіцієнта гармонічних спотворень наведено на рис. 5.12, на якому за 100 % прийнято втрати, викликані основною гармонікою або для DC мережі постійною складовою струму.

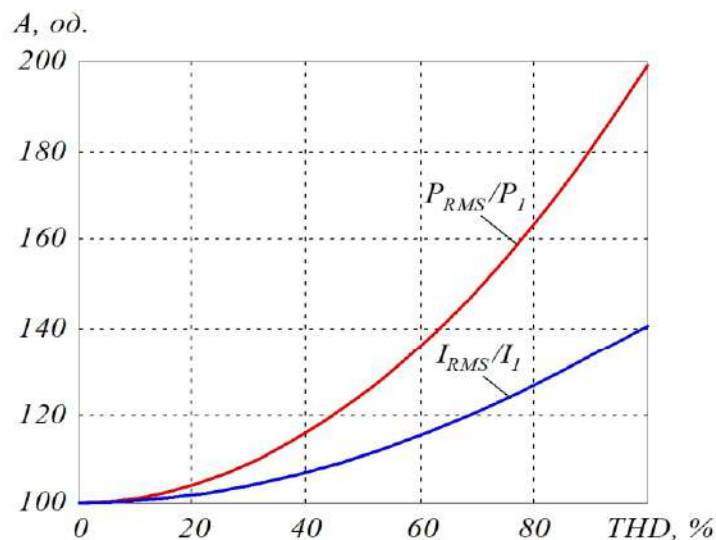


Рисунок 5.12 – Залежність відсоткового значення відносних додаткових втрат від коефіцієнта гармонічних спотворень

Подані на рис. 5.12 співвідношення дають змогу визначити додаткові втрати в системі електропостачання від значення коефіцієнта гармонічних спотворень струму навантаження. З рис. 5.12 випливає, що спотворення струму мережі з коефіцієнтом гармонічних спотворень 50 % спричиняє збільшення втрат потужності в електричній мережі приблизно на 25 %.

У випадку, коли спектр вищих гармонік є обмеженим і збільшення активного опору мережі у цьому діапазоні частот зростає несуттєво, впливом скін-ефекту можна знехтувати. У цьому разі вплив вищих гармонік струму навантаження на втрати потужності в опорі обмоток можна визначити з огляду на середньоквадратичне значення струму навантаження.

Встановлено залежність додаткових втрат потужності в активному опорі обмоток від вищих гармонік у функції від коефіцієнта гармонічних спотворень струму навантаження.

Показано, що в діапазоні значення THD вхідного струму від 0 % до 30 % додаткові втрати в електричній мережі відповідно зростуть від 10 % до 48 % відносно електричного опору провідника постійного струму.

5.3. Методика оптимізації частоти комутації в перетворювачах частоти з асинхронними двигунами

Асинхронні електродвигуни широко використовуються в різних галузях промисловості і транспорті – від прокатних верстатів до залізничного транспорту.

Найбільш часто для регулювання швидкості та обертового моменту асинхронних двигунів використовуються перетворювачі частоти, які працюють із синусоїдальною або просторово-векторною ШІМ [158, 159].

Підвищення енергоефективності асинхронного електропривода (АП) є важливим напрямком розвитку електротехніки та електромеханіки.

Підвищення ККД асинхронних електродвигунів пов'язано зі збільшенням полюсів АД, зниженням опору обмоток АД та збільшенням коефіцієнта потужності.

Крім того, для забезпечення максимального ККД асинхронного двигуна раціональним є використання АД з повним (номінальним) навантаженням (рис. 5.13).

Важливим є і підвищення ККД перетворювачів частоти в асинхронному електроприводі. Види втрат потужності в силових ключах, можливі методи зниження цих втрат наведено в табл. 5.3.

Зниження втрат потужності і відповідно підвищення ККД у системі «перетворювач частоти – асинхронний двигун», крім конструктивних методів, може бути досягнуто алгоритмічними методами, тобто особливостями алгоритму систем керування або режимом роботи.

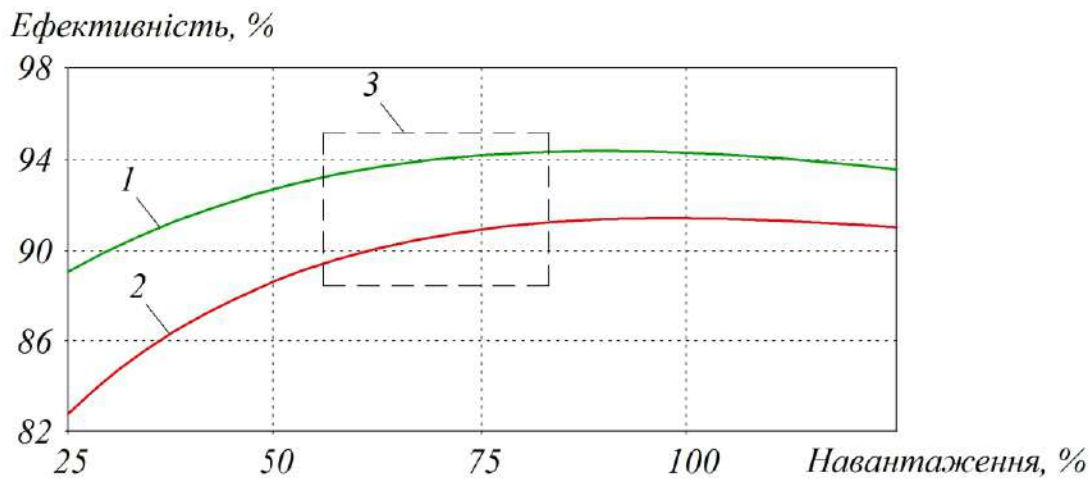


Рисунок 5.13 – Ефективність при повному та частковому завантаженні двигуна:
 1 – високоефективний електродвигун; 2 – малоефективний електродвигун;
 3 – фіксована зона нормальної швидкості

Таблиця 5.3 – Конструкційні та схемотехнічні методи зниження втрат потужності в силових ключах інвертора

Вид втрат	Складові втрат	Причини втрат	Можливі методи зниження втрат	Недоліки
Статичні	– втрати в провідному стані; – струми витоку	– залежність від величини струму і напруги на пристрої	– зміна внутрішньої конструкції силового ключа для зниження падіння напруги	– висока вартість ключів на базі карбіду кремнію
Динамічні	– втрати на вмикання транзистора; – втрати на вимикання транзистора; – втрати відновлення діода; – втрати в драйверах	– величина струму і напруги під час комутації; – тривалість комутації; – число перемикань	– методи м'якої комутації; – покращені конструкції драйверів; – зниження частоти комутації	– ускладнення схемотехніки пристрою; – збільшення вартості; – зниження якості вихідного струму інвертора

У [160] досліджено оптимізацію втрат потужності в системі «трифазний автономний інвертор напруги – асинхронний двигун» за параметром коефіцієнта модуляції M , що визначається як відношення амплітуди синусоїдального сигналу задавання ШІМ A_{\sin} до амплітуди опорного пилоподібного сигналу A_{op} :

$$M = \frac{A_{\sin}}{A_{op}}. \quad (5.35)$$

Недоліком оптимізації втрат потужності в системі «автономний інвертор – асинхронний двигун» за параметром коефіцієнта модуляції є те, що при заданій величині моменту двигуна його не можна змінювати, оскільки зменшення M призведе до зменшення фазного струму двигуна, а отже, і до зменшення моменту. Крім цього, недоліком цієї праці є те, що незрозуміло, як визначались динамічні втрати потужності в силових ключах і як визначались втрати потужності в асинхронному двигуні.

У роботі [161] проведено дослідження оптимізації частоти комутації силових транзисторів однофазного напівмостового дворівневого інвертора напруги з вихідним LC-фільтром за критерієм мінімізації масогабаритних показників системи. Недоліком публікації є неточність використовуваних формул, а також відсутність уваги на те, що ККД перетворювача буде значно знижуватись. Згідно з даною роботою «зі зростанням частоти відбувається помітне зниження маси і габаритів через їх зменшення для реактивних елементів», таким чином, «оптимальними» обрано досить високі частоти, при яких у силових ключах будуть спостерігатися досить високі втрати потужності і, як наслідок, перегрів. У роботі спостерігається порушення логіки викладу, оскільки вказано, що для силових транзисторів класу S з граничною частотою комутації 1 кГц оптимальною частотою комутації за масою системи є частота 12,2 кГц, що фізично є неможливим.

У роботі [162] показано, що ККД асинхронного двигуна типу 4AA50B4У3 потужністю 90 Вт при живленні від «чистої» синусоїдальної напруги на 3...7 % вище, ніж при живленні від реального перетворювача частоти зі спотвореннями напруги. Недоліком цієї публікації є відсутність даних про використану частоту ШІМ в експерименті, а також відсутність залежностей ККД втрат потужності від частоти комутації ключів або від параметра коефіцієнта гармонічних спотворень фазного струму.

У роботі [163] наведено дослідження методів оптимізації ККД системи векторного керування асинхронним двигуном за критерієм $I_d = I_q$. Недоліком

цього дослідження є нехтування впливом втрат у ключах інвертора на загальний ККД привода.

У роботі [164] виконано дослідження, що присвячено зниженню коефіцієнта гармонічних спотворень вихідного струму АІН і мінімізації еквівалентної частоти комутації силових ключів шляхом перемодуляції.

На підставі проведеного огляду можна зробити висновок, що поставлена задача оптимізації частоти комутації силових ключів у системі «АІН – АД» за критерієм мінімуму втрат є актуальною.

Більшість загальнопромислових перетворювачів частоти (таких як Siemens, OWEN, Danfoss та ін.) мають можливість конфігурації та задавання частоти модуляції. Частота комутації впливає на певні фактори. При збільшенні частоти модуляції збільшуються втрати потужності в силових ключах автономного інвертора. Водночас при збільшенні частоти комутації покращується синусоїдальність фазного струму інвертора, внаслідок чого знижуються додаткові втрати потужності в обмотках асинхронних двигунів від вищих гармонік. Одним із шляхів покращення енергоефективності асинхронного електропривода з перетворювачем частоти є оптимізація частоти комутації силових ключів. При цьому існує дилема: чим вища частота комутації транзисторів, тим більші втрати потужності в силових ключах, проте тим вища синусоїдальність струму асинхронного двигуна і, відповідно, тим менші втрати потужності в асинхронному двигуні від вищих гармонік. Теоретичні залежності втрат потужності в асинхронному двигуні та інверторі перетворювача частоти наведено на рис. 5.14.

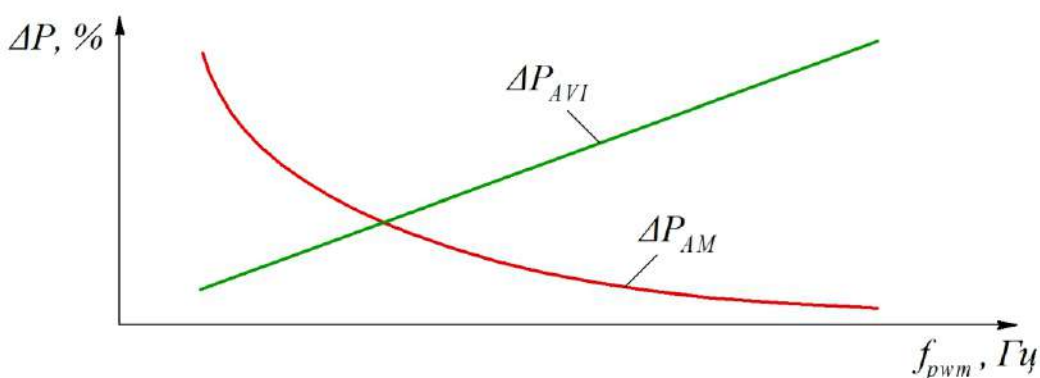


Рисунок 5.14 – Теоретичні залежності втрат потужності у двигуні P_{AM} та інверторі P_{AVI} від частоти модуляції

Таким чином, теоретично можливою є частота комутації, при якій сумарні втрати потужності у двигуні та інверторі будуть мінімальними.

Далі наведемо аналітичні залежності, що описують залежності втрат потужності в силових ключах від частоти комутації.

Втрати потужності в силових MOSFET- або IGBT-модулях складаються з втрат потужності в самих транзисторах і втрат потужності у зворотному діоді. При цьому втрати потужності умовно розподіляються на статичні втрати потужності – втрати у провідному стані, та динамічні втрати потужності – втрати при вмиканні і вимиканні транзистора.

$$E_{loss.module} = E_{loss.VT} + E_{loss.VD}; \quad (5.36)$$

$$E_{loss.VT} = E_{VT.DC} + E_{VT.SW}; \quad (5.37)$$

$$E_{loss.VD} = E_{VD.DC} + E_{VD.SW}, \quad (5.38)$$

де $E_{VT.DC}$ – енергія статичних втрат у MOSFET-транзисторах; $E_{VT.SW}$ – енергія динамічних втрат у MOSFET-транзисторах; $E_{VD.DC}$ – енергія статичних втрат у паралельних діодах; $E_{VD.SW}$ – енергія динамічних втрат у паралельних діодах.

Приблизний процес комутації струму та напруги в силових транзисторах та розподіл статичних і динамічних втрат подано на рис. 5.15.

Енергія статичних втрат потужності в транзисторах може бути визначена як інтеграл функції потужності у часі з виразу:

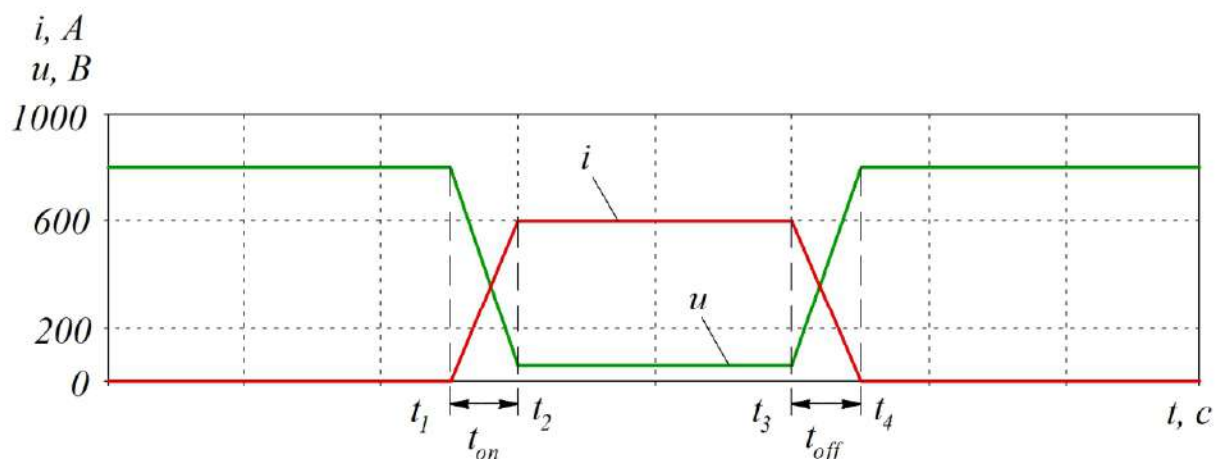
$$E_{VT.DC} = \int_{t_2}^{t_3} (i_c \cdot u_{ce}) \cdot dt, \quad (5.39)$$

де i_c – струм колектора; $u_{ce}(i_c)$ – напруга між колектором та емітером, що залежить від величини струму колектора.

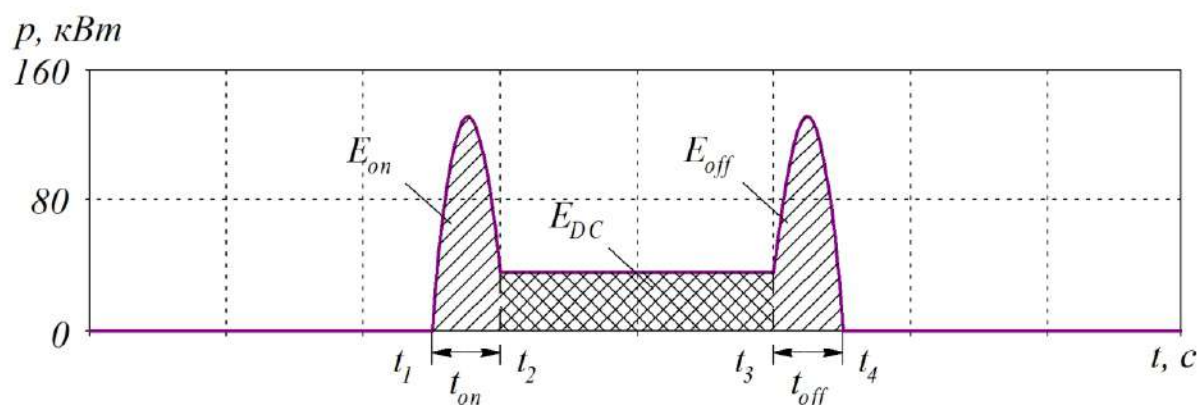
Аналогічно, енергія динамічних втрат може бути визначена як інтеграл потужності на інтервалах ввімкнення і вимкнення:

$$E_{VT.SW} = \int_{t_1}^{t_2} P_{on}(I_c) \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} P_{off}(I_c) \cdot dt, \quad (5.40)$$

де $P_{on}(I_c)$ – втрати потужності в транзисторі при його ввімкненні, залежно від значення струму колектора; $P_{off}(I_c)$ – втрати потужності в транзисторі при його вимкненні, залежно від значення струму колектора.



a



б

Рисунок 5.15 – Процес комутації в MOSFET- або IGBT-ключі:

a – перехідні процеси струму і напруги; б – перехідні процеси втрат потужності

Статичні втрати у зворотних діодах визначаються з виразу:

$$E_{VD.DC} = \int_{t_i}^{t_{i+1}} (u_{fwd} \cdot i_{vd}) \cdot dt, \quad (5.41)$$

де u_{fwd} – падіння напруги на зворотному діоді; i_{vd} – струм зворотного діода.

Динамічні втрати у зворотних діодах визначаються з виразу:

$$E_{VD.SW} = \int_{t_i}^{t_{i+1}} P_{rec}(i_{vd}) \cdot dt, \quad (5.42)$$

де P_{rec} – енергія відновлення зворотного діода.

При цьому зміна частоти комутації практично не впливає на статичні втрати і прямо пропорційно впливає на динамічні втрати потужності.

Визначення втрат потужності в силових ключах інвертора може бути проведено, наприклад, шляхом розрахунку в спеціалізованих програмах від виробників силових транзисторів, а саме програм MelcoSim, SemiSel тощо.

Запропоновано метод визначення додаткових теплових втрат в обмотках електричних двигунів змінного струму від вищих гармонік, які однозначно визначаються виходячи з результуючого значення коефіцієнта гармонічних спотворень струму двигуна. Цей метод може бути використано у випадку, коли вплив скін-ефекту на опір обмоток двигунів з обмеженим спектром вищих гармонік струму є несуттєвим. У цьому випадку додаткові втрати в обмотках від вищих гармонік можна розрахувати з огляду на збільшення середньоквадратичного значення струму відносно значення першої гармоніки, а отже, і збільшення втрат у квадратичній залежності від величини *RMS* значення струму.

У дослідженні [165] визначення втрат потужності на гістерезис та вихрові струми виконано за виразом:

$$P_{осн} = P_z + P_{ex} = B_{екв}^2 \cdot (K_z \cdot f + K_{ex} \cdot f^2) \cdot (m_{a1} + m_{z1}), \quad (5.43)$$

де $P_{осн}$ – основні втрати в сталі; P_z – втрати на гістерезис; P_{ex} – втрати на вихрові струми; K_z – коефіцієнт втрат на гістерезис; K_{ex} – коефіцієнт втрат на вихрові струми; $B_{екв}$ – еквівалентна величина магнітної індукції, усереднена за масою зубців та ярма осердя статора; f – частота; m_{a1} – маса ярма; m_{z1} – маса зубців осердя статора.

Еквівалентну усереднену величину магнітної індукції можна визначити з виразу:

$$P_{осн} = P_{a1} + P_{z1} = (B_{a1}^2 \cdot m_{a1} + B_{z1}^2 \cdot m_{z1}) \cdot (K_z \cdot f + K_{ex} \cdot f^2).. \quad (5.44)$$

З виразу (5.44) отримуємо:

$$B_{екв} = \sqrt{\frac{B_{a1}^2 \cdot m_{a1} + B_{z1}^2 \cdot m_{z1}}{m_{a1} + m_{z1}}}, \quad (5.45)$$

де P_{a1} – втрати в сталі ярма; P_{z1} – втрати в сталі зубців статора; B_{a1} – магнітна індукція в ярмі; B_{z1} – магнітна індукція в зубцях статора.

У [166] міститься методика визначення додаткових втрат потужності частотно-керованого асинхронного двигуна від вищих гармонік напруги.

Вищі гармоніки напруги створюють магнітні поля, що обумовлюють додаткові втрати в магнітопроводі. Оскільки ковзання ротора по відношенню до цих полів буде дорівнювати приблизно одиниці, то магнітні втрати будуть і в роторі.

$$P_{\text{маг}v} = P_{\text{маг}\alpha} \cdot \left(\frac{B_v}{B_1} \right)^2 \cdot \left(\frac{f_v}{f_{1N} \cdot \alpha} \right) \cdot \frac{m_c + m_p}{m_c}, \quad (5.46)$$

де $P_{\text{маг}\alpha}$ – основні магнітні втрати при $f_1 = f_{1N} \cdot \alpha$; B_v – індукція від потоку вищих гармонік; B_1 – індукція від потоку основної гармоніки; f_v – частота напруги вищої гармоніки; f_1 – частота напруги основної гармоніки; m_c – маса сталі статора; m_p – маса сталі ротора.

У першому наближенні

$$B_v = \frac{U_v}{f_v} = \frac{U_1}{f_1} \cdot \frac{1}{v^2} = B_1 \cdot \frac{1}{v^2}. \quad (5.47)$$

Підсумовуючи втрати від всіх гармонік, отримуємо:

$$P_{\text{маг}v} = P_{\text{маг}\alpha} \cdot \frac{m_c + m_p}{m_c} \cdot \sum_{v=6K \pm 1}^{\infty} v^{-(4-n)}. \quad (5.48)$$

Додаткові магнітні втрати від вищих гармонік магнітного потоку при різних законах регулювання і значеннях коефіцієнта регулювання α здійснювалися відповідно до виразу (5.48), приймаючи $n = 1,6$, $m_c = 24,2$ кг, $m_p = 18$ кг.

Втрати на вихрові струми в осерді ротора від дії вищих гармонік можна визначити за виразом:

$$P_{\text{ex}2} = \sum_{v=5}^{\infty} P_{\text{ex}2v} = k_{\text{ex}} \cdot m_{z2} \cdot \sum_{v=5}^{\infty} B_{z2v}^2 \cdot (f_1 \cdot v)^2 \cdot \xi_v, \quad (5.49)$$

де m_{z2} – маса зубців осердя ротора.

Втрати на гістерезис в осерді ротора від гармоніки близько $v_{\text{ШМ}}$:

$$P_{zc2} = k_{zc} \cdot m_{z2} \cdot f_1 \cdot s \cdot B_{z2(1)}^2 \cdot \left(1 + \frac{k}{B_{z2(1)}} \cdot B_{z2v_{ШИМ}} \cdot (v_{ШИМ} - 1) \right), \quad (5.50)$$

де $B_{z2(1)}$ – амплітуда основної гармоніки магнітної індукції в зубцях ротора.

Коефіцієнт збільшення втрат у сталі асинхронного двигуна при живленні від перетворювача частоти з ШІМ:

$$K_{cm} = \frac{P_{ex1} \cdot K_{ex} + P_{zc1} \cdot K_{zc} + P_{dod} + P_{ex2} + P_{zc2}}{P_{осн} + P_{dod}}, \quad (5.51)$$

де P_{dod} – додаткові втрати в сталі асинхронного двигуна при синусоїдальному живленні.

Аналітичний розрахунок втрат потужності в статорі асинхронного двигуна ускладнюється невизначеністю відповідних коефіцієнтів, які на практиці визначаються емпірично, тобто в ході фізичних експериментів. Досить ефективним методом визначення втрат потужності в сталі асинхронних двигунів є 3D-моделювання втрат потужності в таких програмах, як Ansys і Solid Works.

У моделі урахування втрат у частотній області:

$$P = \sum_{n=1}^N \left(K_h \cdot (n \cdot f) \cdot B_n^2 + K_c \cdot (n \cdot f \cdot B_n)^2 + K_e \cdot (n \cdot f \cdot B_n)^{1,5} \right), \quad (5.52)$$

де n – номер гармоніки, використовується перетворення Фур'є для результатів моделювання в часовій області у кожному елементі сітки.

При використанні теореми Персеваля усереднені втрати на вихрові струми для моделі в часовій області мають бути еквівалентні втратам на вихрові струми для моделі в частотній області:

$$P_c = \sum_{n=1}^N \left(K_c \cdot (n \cdot f \cdot B_n)^2 \right) = \frac{1}{T} \cdot \frac{2}{2\pi^2} \cdot \int_0^T K_c \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt. \quad (5.53)$$

При цьому вилучення коефіцієнтів для моделі в частотній області здійснюється тим самим методом, що і для моделі в часовій області.

Для прикладу описаного методу проведемо оптимізацію частоти модуляції для автономного інвертора напруги на силових транзисторах типу PS21A79 і типового асинхронного електродвигуна потужністю 3,7 кВт.

Основні параметри досліджуваного асинхронного електродвигуна наведено в табл. 5.4.

Імітаційну модель автономного інвертора напруги з асинхронним двигуном у програмному середовищі Matlab / Simulink наведено на рис 5.16.

Моделювання роботи системи АІН – АД виконано при номінальній навантаженні двигуна (номінальному постійному моменті опору і номінальній швидкості).

Таблиця 5.4 – Основні параметри асинхронного електродвигуна

Параметр	Значення
Номінальна потужність, кВт	3,73
Активний опір обмоток статора, Ом	1,115
Активний опір обмоток ротора, Ом	1,083
Індуктивність обмоток статора, мГн	5,974
Індуктивність обмоток ротора, мГн	5,974
Номінальна напруга в колі постійного струму, В	460
Число пар полюсів	2
Номінальна частота, Гц	60
Номінальна частота обертання, об/хв	1750

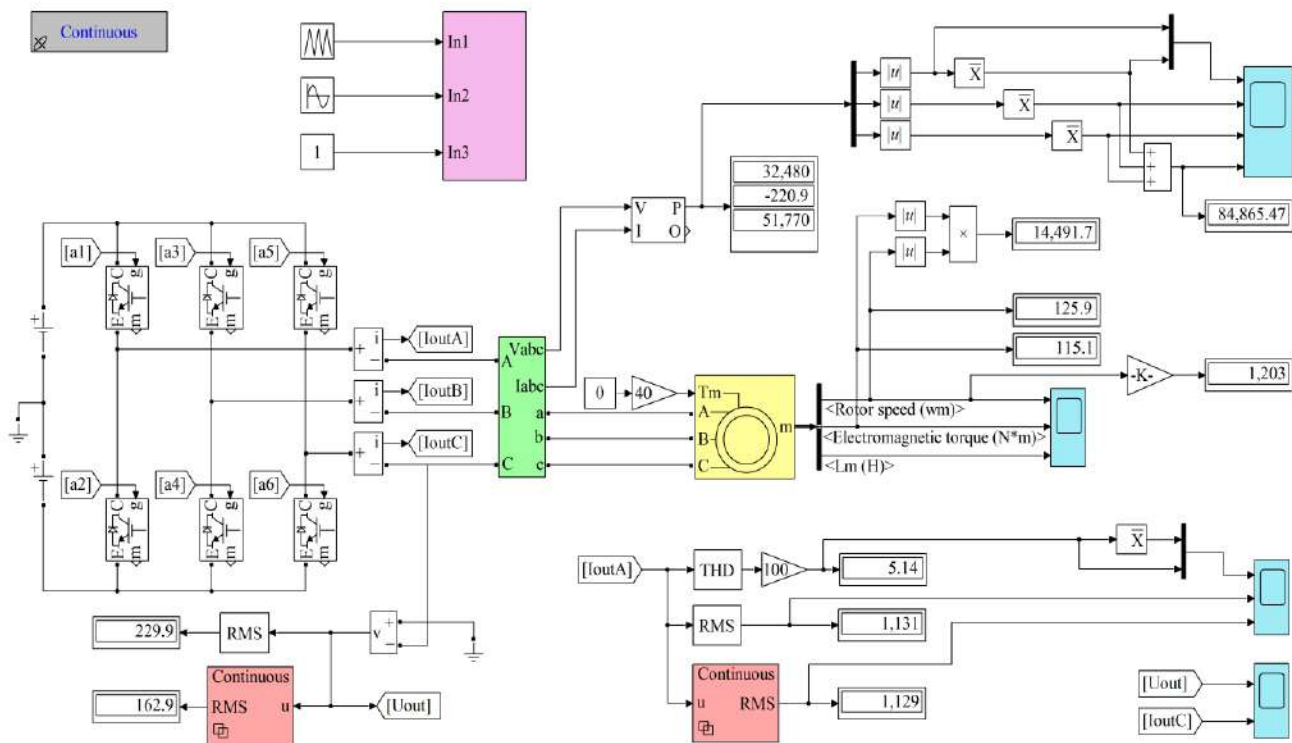


Рисунок 5.16 – Імітаційна модель автономного інвертора напруги з асинхронним двигуном

У ході експериментів змінювалась лише частота модуляції ШІМ і, відповідно, частоти комутації силових ключів. За результатами моделювання величина першої гармоніки вихідної напруги та вихідного струму від зміни частоти модуляції практично не змінюється, проте вміст вищих гармонік зі зростанням частоти ШІМ знижується, внаслідок чого знижується середньоквадратичне значення фазного струму і відповідно знижуються втрати потужності в активному опорі обмоток двигуна.

Залежність THD_I фазного струму інвертора від частоти модуляції наведено на рис. 5.17.

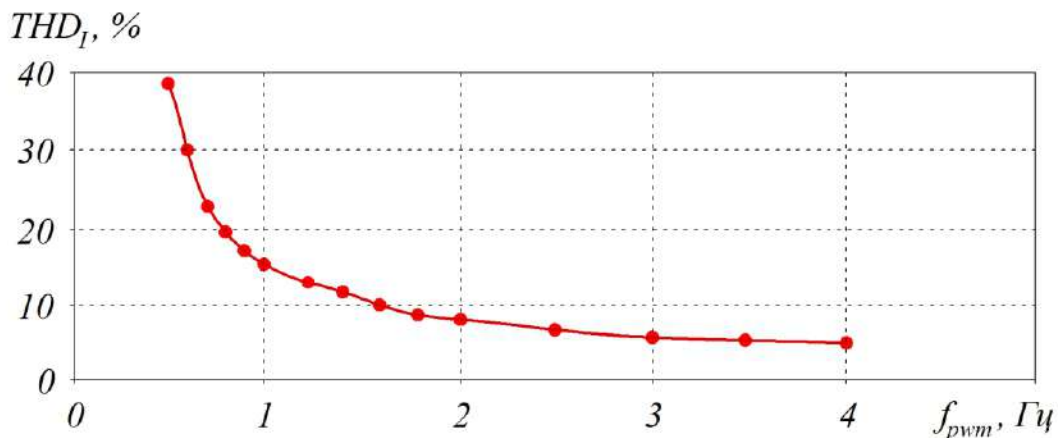


Рисунок 5.17 – Залежність THD_I фазного струму інвертора від частоти модуляції АІН

Залежність втрат потужності в опорі обмоток статора асинхронного двигуна від частоти модуляції наведено на рис. 5.18.

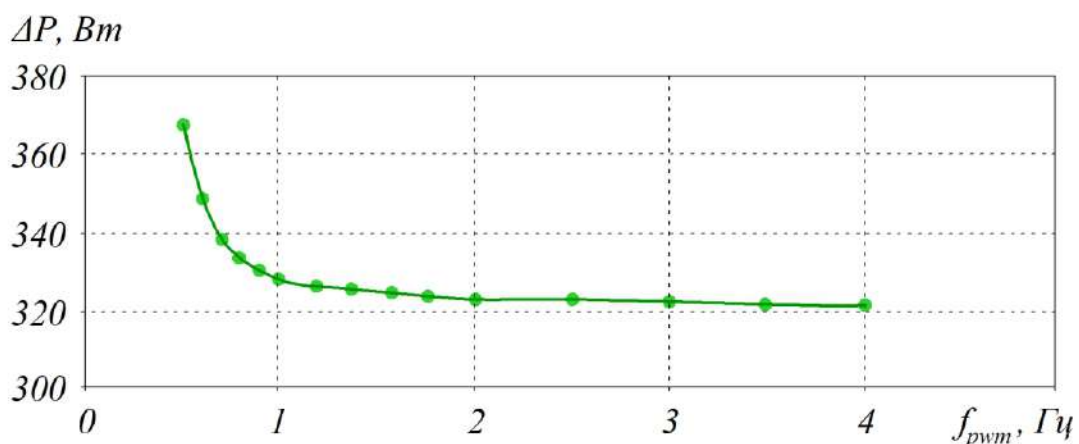


Рисунок 5.18 – Залежність втрат потужності в опорі обмоток статора асинхронного двигуна від частоти модуляції АІН

Втрати потужності в силових ключах визначено за допомогою програми MelcoSim від виробника силових ключів Mitsubishi.

На рис. 5.19 наведено інтерфейс програми MelcoSim 5.1, за допомогою якої було проведено розрахунки втрат потужності в силових транзисторах при відповідних умовах імітаційного моделювання Matlab (а саме розрахунок втрат потужності в ключах інвертора PS22A79 при струмі фази 9,8 А, частоті модуляції 4 кГц, частоті першої гармоніки вихідного струму 60 Гц, напрузі живлення інвертора 460 В).

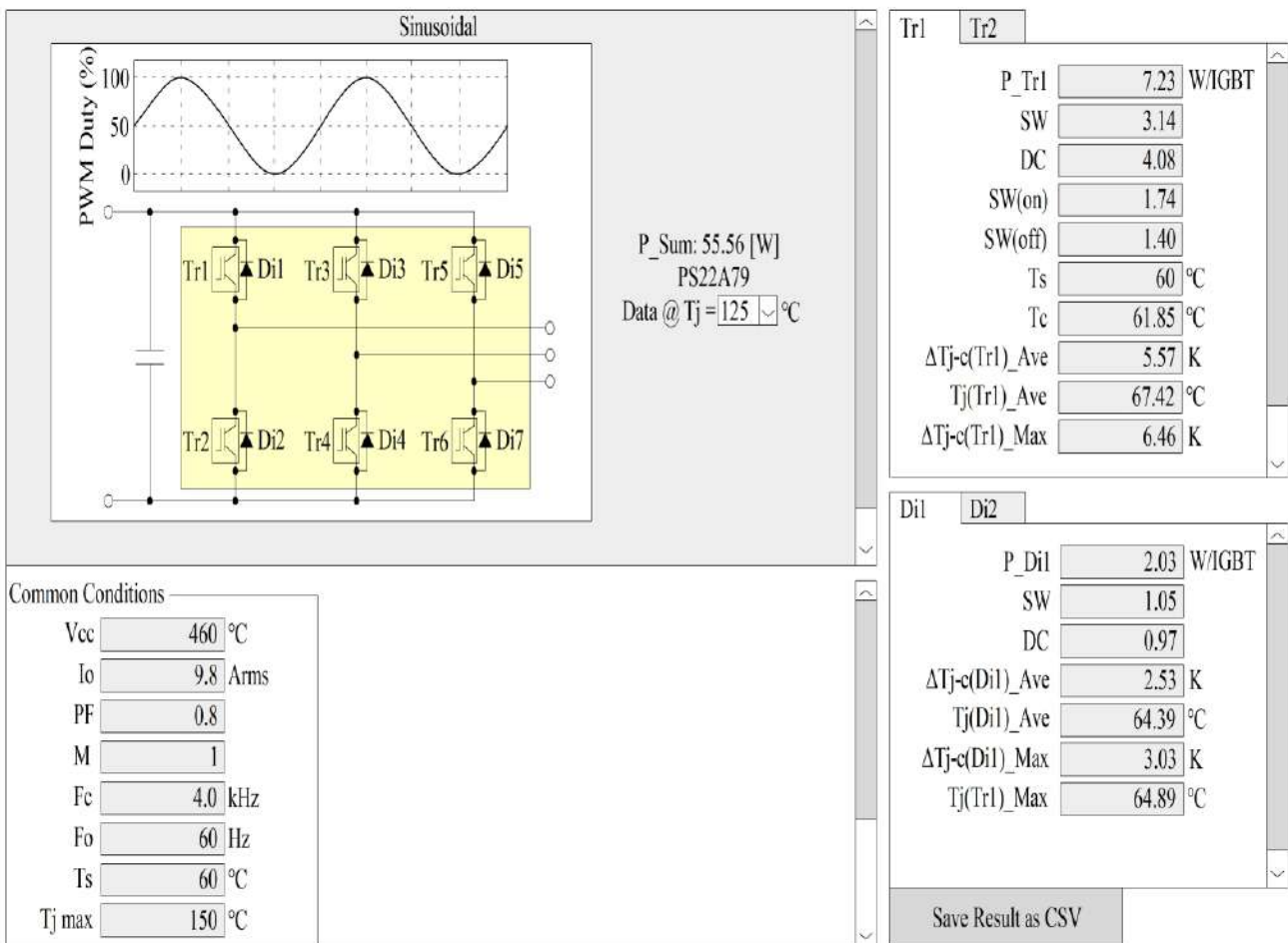


Рисунок 5.19 – Інтерфейс розрахунку втрат потужності в програмному середовищі MelcoSim 5.1

Результати розрахунків сумарних втрат потужності в силових ключах від частоти модуляції виконано в програмному середовищі MelcoSim і наведено на рис. 5.20 і в табл. 5.5.

Підсумковий результат аналітичних розрахунків та моделювання в Matlab, а саме залежність сумарних втрат потужності в силових транзисторах і втрат в обмотках двигуна від частоти модуляції, наведено на рис. 5.21.

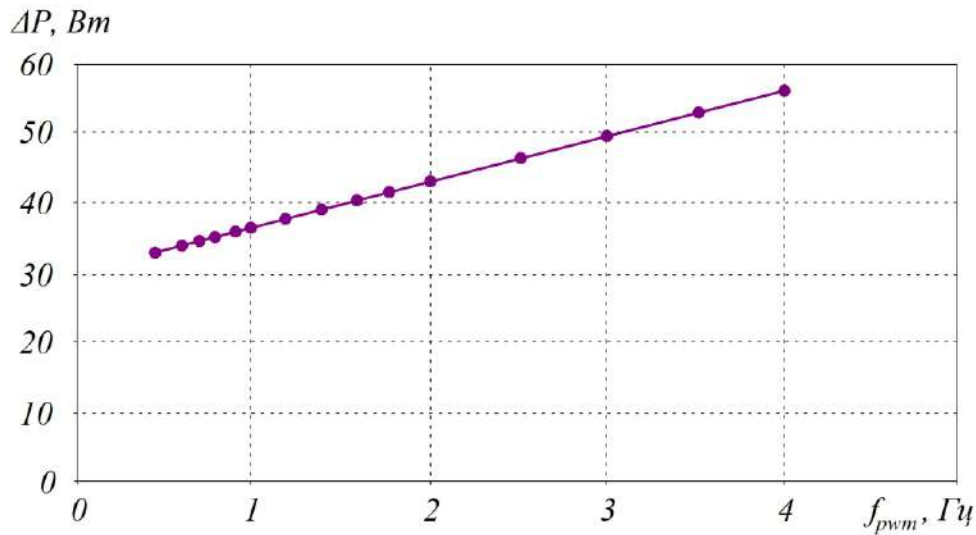


Рисунок 5.20 – Залежність втрат потужності в силових ключах АІН від частоти модуляції АІН

Таблиця 5.5 – Результати моделювання і розрахунку системи АІН – АД при повному навантаженні

Частота ШІМ, кГц	THD_I фазного струму, %	I_{RMS} , А	I_1 , А	Втрати в трьох фазах статора від повного струму, Вт	Втрати в трьох фазах статора від першої гармоніки, Вт	Додаткові втрати потужності в обмотках від гармонік струму, Вт	Сумарні втрати в силових ключах, Вт	Сумарні втрати АІН та АД, Вт
0,5	38,22	10,491	9,8	368,18	321,25	46,93	33,48	401,66
0,6	29,484	10,217	9,8	349,18	321,25	27,93	34,14	383,32
0,7	22,68	10,049	9,8	337,78	321,25	16,52	34,74	372,52
0,8	19,726	9,989	9,8	333,75	321,25	12,50	35,34	369,09
0,9	17,318	9,946	9,8	330,89	321,25	9,63	35,94	366,83
1,0	15,386	9,915	9,8	328,86	321,25	7,61	36,6	365,46
1,2	12,8926	9,881	9,8	326,59	321,25	5,34	37,86	364,45
1,4	11,228	9,862	9,8	325,30	321,25	4,05	39,18	364,48
1,6	9,674	9,846	9,8	324,26	321,25	3,01	40,38	364,64
1,8	8,6268	9,836	9,8	323,64	321,25	2,39	41,64	365,28
2,0	7,84	9,830	9,8	323,23	321,25	1,97	42,95	366,18
2,5	6,426	9,820	9,8	322,58	321,25	1,33	46,08	368,66
3,0	5,32	9,814	9,8	322,16	321,25	0,91	49,26	371,42
3,5	5,04	9,812	9,8	322,07	321,25	0,82	52,38	374,45
4,0	4,62	9,810	9,8	321,94	321,25	0,69	55,56	377,50

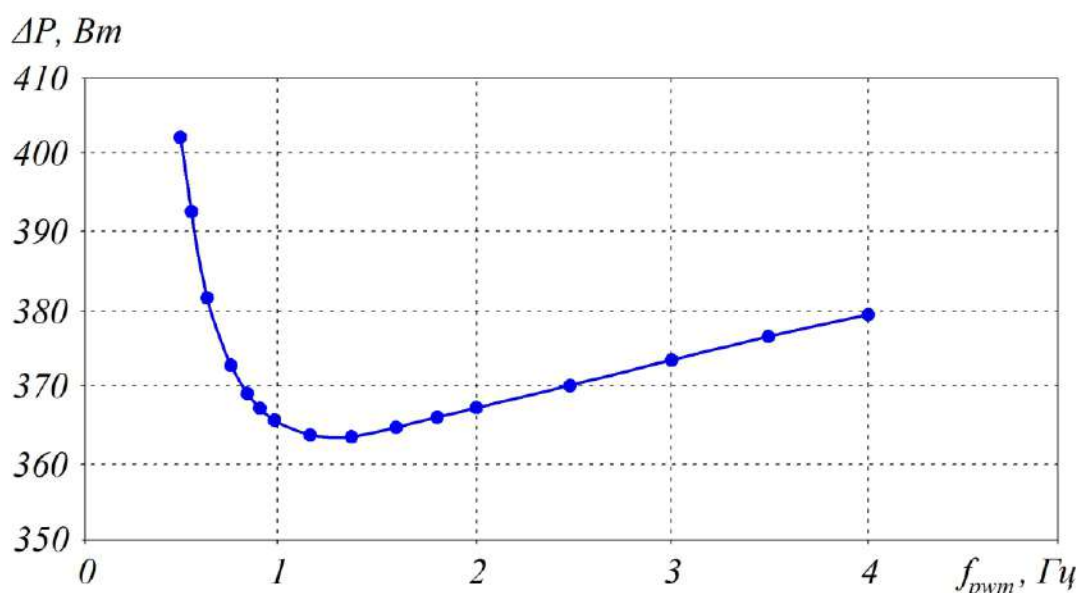


Рисунок 5.21 – Залежність втрат потужності в ключах від частоти модуляції

З огляду на проведені дослідження автономного інвертора напруги на силових транзисторах типу PS21A79 і типового асинхронного електродвигуна потужністю 3,7 кВт оптимальною частотою модуляції в ШІМ є частота 1200 Гц. При цьому слід зазначити, що в діапазоні частот від 1 кГц до 2 кГц сумарні втрати потужності зростають несуттєво. В діапазонах частот нижче 1 кГц та вище 2 кГц втрати потужності зростають.

5.4. Методика розрахунку параметрів синусного фільтра перетворювача частоти, що враховує критерій обмеження пускового струму та частоту широтно-імпульсної модуляції

Вимоги до допустимого значення коефіцієнта гармонічних спотворень напруги THD_U у загальнопромислових електричних мережах відповідно до міжнародного стандарту IEEE-519 наведено в табл. 5.6.

Таблиця 5.6 – Межі спотворення напруги для гармонік

Значення напруги	U_b , %	THD_U , %
$U < 69$ кВ	3,0	5,0
69 кВ $\leq U < 161$ кВ	1,5	2,5
$U \geq 161$ кВ	1,0	1,5

THD_U визначається відповідно до виразу:

$$THD_U = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} U_h^2}}{U_1}. \quad (5.54)$$

Найбільш поширеною схемою, що реалізує перетворення постійної напруги в змінну, є дворівневий автономний інвертор напруги [167, 168].

Значення коефіцієнта гармонічних спотворень форми вихідної напруги дворівневого інвертора напруги становить 65...70 %, що не відповідає вимогам якості напруги відповідно до міжнародного стандарту IEEE-519. Тому для забезпечення високої якості вихідної напруги інверторів використовуються спеціальні технічні рішення, такі як різні схеми багаторівневих інверторів напруги. Так, широко застосовуються каскадні багаторівневі інвертори, модульні багаторівневі інвертори, багаторівневі інвертори з фіксувальними діодами, багаторівневі інвертори з плаваючими конденсаторами та інші схеми. При цьому слід зазначити, що існують проблеми щодо забезпечення електромагнітної сумісності в режимі генерації електроенергії в загальнопромислову мережу і в режимі створення автономного джерела електропостачання. Типова форма вихідної напруги багаторівневих інверторів різних типів є спільною (рис. 5.22). При цьому кількість рівнів у вихідній напрузі і, відповідно, синусоїдальність форми залежать від кількості рівнів у силовій схемі багаторівневих інверторів напруги і кількості силових елементів схеми.

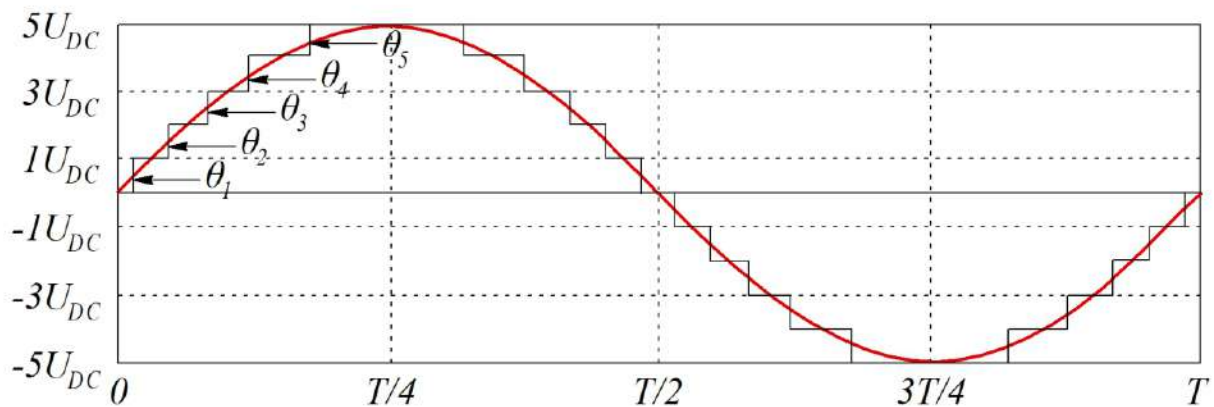


Рисунок 5.22 – Типова форма вихідної напруги багаторівневого інвертора в режимі однократної модуляції

Залежність коефіцієнта гармонічних спотворень THD_U багаторівневих інверторів від числа рівнів N_p , отриману під час проведення дослідження, наведено на рис. 5.23.

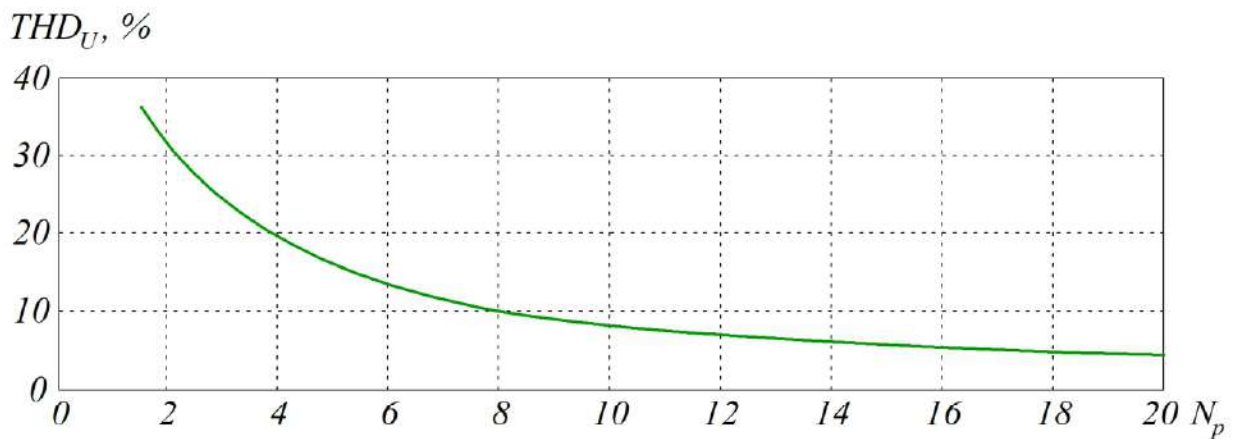


Рисунок 5.23 – Залежність коефіцієнта гармонічних спотворень від числа рівнів

Як випливає з рис. 5.23, для забезпечення значення коефіцієнта гармонічних спотворень вихідної напруги багаторівневого інвертора нижче 5 % число рівнів у багаторівневому інверторі має перевищувати 20.

У роботі [169] досліджено якість вихідної напруги каскадних багаторівневих інверторів напруги. Недоліком каскадних інверторів напруги є необхідність наявності великої кількості гальванічно-розв'язаних джерел постійної напруги. Крім цього, реалізація цієї схеми потребує збільшеної кількості силових транзисторів, що веде до підвищення її вартості.

У роботі [170] досліджено якість вихідної напруги модульних багаторівневих інверторів напруги. Недоліком модульних інверторів напруги є необхідність наявності досить складного алгоритму стабілізації напруги на конденсаторах комірок. Крім цього, реалізація даної схеми передбачає наявність збільшеної кількості силових транзисторів і високоємнісних конденсаторів, що також веде до підвищення вартості такої системи.

У роботі [171] розглянуто схеми інвертора з фіксованими діодами, які потребують наявності збільшеної кількості силових транзисторів, конденсаторів та діодів, що призводить до суттєвого здорожчання даного схемотехнічного рішення.

Крім схемотехнічних рішень, пов'язаних з реалізацією високого числа рівнів вихідної напруги інверторів, існують алгоритмічні методи, що дають змогу покращити синусоїдальність вихідної напруги. Одним з таких методів є реалізація режиму перемодуляції і оптимуму форми.

У роботі [172] досліджено методи покращення якості вихідної напруги у дворівневих автономних інверторах напруги в режимі перемодуляції. З результатів дослідження випливає, що режим перемодуляції для дворівневого інвертора дає змогу знизити коефіцієнт гармонічних спотворень вихідної

напруги дворівневого інвертора з 68 % до 32 % (рис. 5.24). Перевагою цього рішення є досить значне покращення форми вихідної напруги в багаторівневих інверторах. Незважаючи на значне покращення синусоїдальності вихідної напруги АІН у режимі перемодуляції, його THD залишається таким, що не задовольняє вимоги міжнародного стандарту IEEE–519.

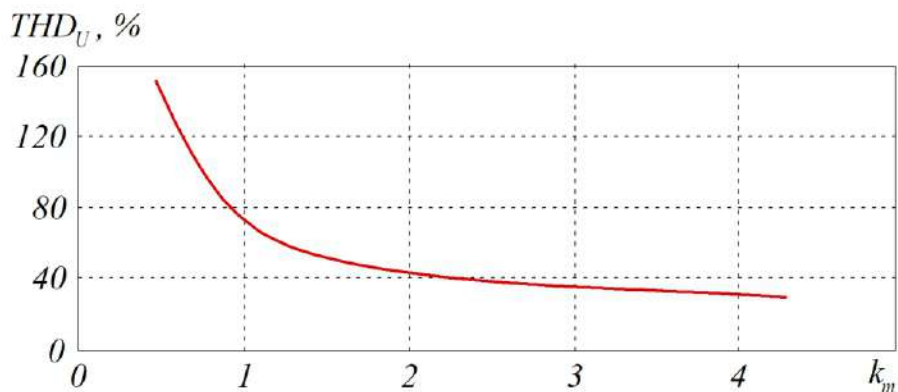


Рисунок 5.24 – Залежність коефіцієнта гармонічних спотворень THD_U від коефіцієнта модуляції k_m

Можливим є забезпечення високої якості вихідної напруги дворівневих інверторів шляхом використання вихідних синусних фільтрів. Перевагою даного рішення є можливість забезпечення високої якості вихідної напруги з мінімальними економічними витратами. Водночас недоліком цього рішення слід очікувати режим пускових струмів синусних фільтрів, що може викликати «пробой» силових ключів інвертора або, за наявності апаратного захисту, введення його в режим захисту.

У дослідженні [173] розглянуто способи покращення форми вихідної напруги дворівневих інверторів напруги за допомогою вихідних синусних фільтрів. Проте в роботі немає дослідження показників синусоїдальності вихідної напруги інвертора із синусним фільтром, не визначено методики розрахунку компонентів з урахуванням вимог забезпечення коефіцієнта гармонічних спотворень 5 %. Крім того, не досліджено пускові струми синусного фільтра.

У роботі [174] наведено математичну модель матриці просторових положень синусного фільтра з перетворювачем частоти. Недоліком дослідження є відсутність методики визначення параметрів фільтра, а також відсутність дослідження пускового струму конденсатора фільтра.

Праця [175] містить дослідження LCL-фільтра автономного інвертора напруги та активного випрямляча напруги. Недоліком дослідження є відсутність

методики визначення параметрів фільтра, відсутність аналізу показників синусоїдальності отриманої напруги, а також відсутність дослідження пускового струму конденсатора фільтра.

У роботі [176] подано методику проектування LC-фільтрів трифазного перетворювача частоти. Недоліком роботи є відсутність дослідження показників синусоїдальності вихідної напруги LC-фільтра. Крім того, бракує дослідження пускових струмів конденсаторів синусного фільтра.

Таким чином, з проведеного огляду можна зробити висновок, що питання створення методики розрахунку номіналів синусних фільтрів автономних інверторів напруги з урахуванням частоти широтно-імпульсної модуляції інвертора та вимоги обмеження пускового струму є невирішеним. При цьому слід забезпечити вимоги синусоїдальності напруги $THD_U < 5\%$ згідно з міжнародним стандартом IEEE-519.

Дослідження проводилися за допомогою використання базових законів електротехніки, комп'ютерного імітаційного моделювання силових напівпровідникових перетворювачів електроенергії, математичного апарату швидкого перетворення Фур'є та шляхом фізичного прототипування досліджуваної системи. Підтвердження отриманих результатів виконано шляхом проведення комп'ютерних експериментів на імітаційних моделях та фізичних експериментів на розробленому стенді.

Для формування синусоїдальної напруги необхідне чітке розуміння величини і порядку гармонік, які необхідно знизити, а саме гармонік інвертора напруги. На рис. 5.25 наведено схему дворівневого трифазного автономного інвертора напруги з синусним фільтром.

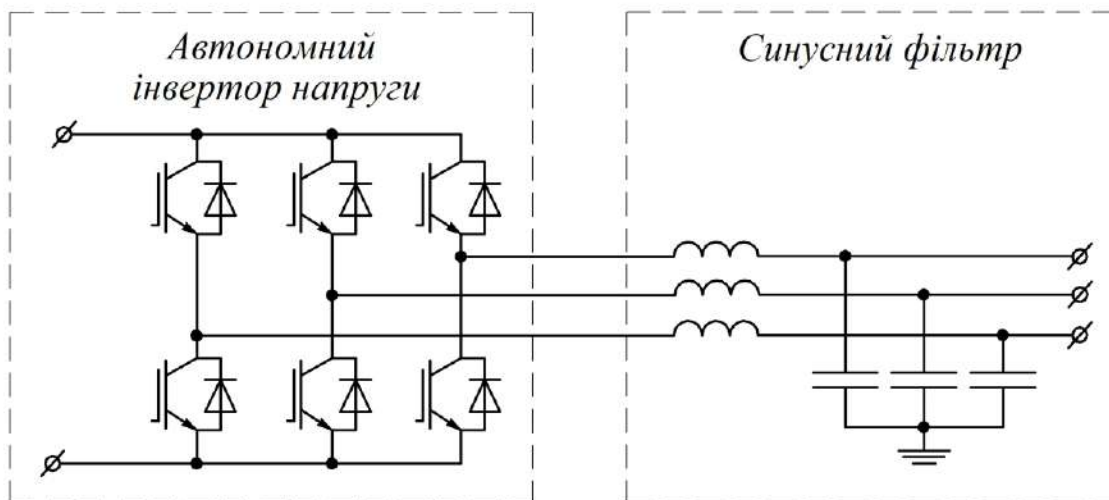


Рисунок 5.25 – Схема дворівневого трифазного автономного інвертора напруги з синусним фільтром

Типову форму і гармонічний спектр вихідної фазної напруги трифазного інвертора напруги з ШІМ наведено на рис. 5.26, на якому видно, що коефіцієнт гармонічних спотворень вихідної напруги дворівневого інвертора напруги складає 57,33 %. На рис. 5.26 показано, що гармоніки вихідної напруги дворівневого інвертора мають частоти вищих гармонік, кратні частоті модуляції. При цьому найбільшу амплітуду у формі вихідної напруги має гармоніка з частотою ШІМ, її амплітуда складає 32 % від амплітуди першої гармоніки вихідної напруги.

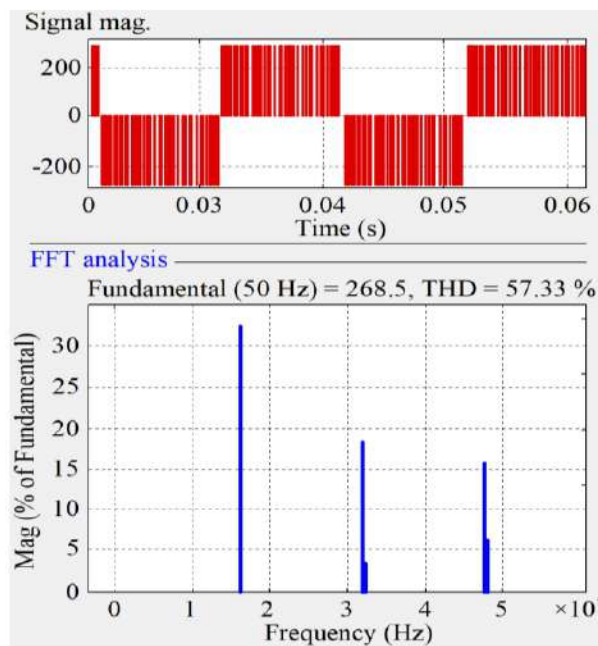


Рисунок 5.26 – Форма і гармонічний спектр вихідної напруги трифазного інвертора

Слід зазначити, що відносне значення амплітуд вищих гармонік відносно величини першої гармоніки не залежить від частоти модуляції інвертора. LC-фільтр є фільтром другого порядку, типову амплітудно-частотну характеристику якого наведено на рис. 5.27. Резонансна частота LC-фільтра пов'язана з номіналами фільтра згідно з виразом:

$$F_c = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}. \quad (5.55)$$

Для забезпечення вимог щодо коефіцієнта гармонічних спотворень форми вихідної напруги синусного фільтра менше 5 % амплітуди вищих гармонік від інвертора напруги необхідно заглушити.

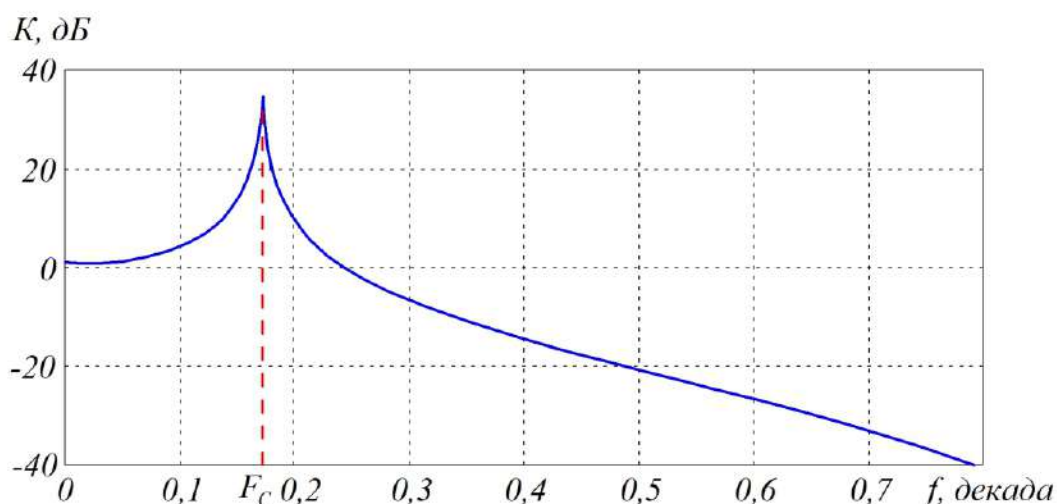


Рисунок 5.27 – Типова амплітудно-частотна характеристика LC-фільтра (F_C – резонансна частота максимального піка)

Резонансну частоту фільтра необхідно пов'язати з частотою модуляції інвертора через два порядки:

$$f_C = \frac{F_{PWM}}{100}, \quad (5.56)$$

де f_C – частота зрізу LC-фільтра; F_{PWM} – частота ШІМ в автономному інверторі напруги.

У ході досліджень на комп'ютерній моделі було визначено, що в момент запуску автономного інвертора напруги з синусним фільтром, коли ємності фільтра є розрядженими, виникає перехідний процес. Під час цього процесу спостерігається значне збільшення амплітуди струму конденсаторів фільтра.

Визначення амплітуди пускового струму можливе через значення характеристичного опору фільтра, що визначається з виразу:

$$R_x = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (5.57)$$

Амплітуду пускового струму конденсатора LC-фільтра з АІН може бути розраховано з виразу:

$$I_{пускC} = \frac{U_{DC}}{2,7 \cdot R_x}. \quad (5.58)$$

Величина пускового струму конденсатора є суттєвим обмеженням системи, оскільки воно може призвести до виходу з ладу силових транзисторів інвертора. Тому при проєктуванні синусного фільтра має бути враховано значення допустимого струму інвертора I_{\max} і значення коефіцієнта запасу за струмом силових ключів K_1 . Коефіцієнт запасу пускового струму конденсатора фільтра відносно максимального струму інвертора визначається за виразом:

$$K_1 = \frac{I_{\max}}{I_{\text{пуск}C}}. \quad (5.59)$$

Таким чином, з урахуванням частоти модуляції інвертора напруги, вимог обмеження допустимого значення пускового струму конденсатора фільтра та вимоги забезпечення коефіцієнта гармонічних спотворень відносно міжнародного стандарту IEC-519, індуктивність та ємність синусного фільтра можна визначити за виразами:

$$\frac{L}{C} = \left(\frac{U_{DC}}{2,7 \cdot I_{\max} \cdot K_1} \right)^2; \quad (5.60)$$

$$LC = \frac{1}{(\pi \cdot F_{PWM})^2}. \quad (5.61)$$

Виразимо через рівняння (5.60, 5.61) величину індуктивності та ємності синусного фільтра:

$$C = \sqrt{\frac{1}{(\pi \cdot F_{PWM})^2} \cdot \left(\frac{U_{DC}}{2,7 \cdot I_{\max} \cdot K_1} \right)^2}; \quad (5.62)$$

$$L = \sqrt{\frac{1}{(\pi \cdot F_{PWM})^2} \cdot \left(\frac{U_{DC}}{2,7 \cdot I_{\max} \cdot K_1} \right)^2}, \quad (5.63)$$

де U_{DC} – напруга в колі постійного струму інвертора; I_{\max} – максимальний допустимий струм інвертора; K_1 – встановлений коефіцієнт запасу за струмом.

Для підтвердження формування синусоїдальної форми вихідної напруги синусного фільтра зі значенням $THD_U < 5\%$ та обмеженням пускового струму конденсаторів фільтра в програмному середовищі Matlab/Simulink було розроблено імітаційну модель. Розроблену імітаційну модель досліджуваної системи наведено на рис. 5.28. Параметри імітаційної моделі наведено в табл. 5.7.

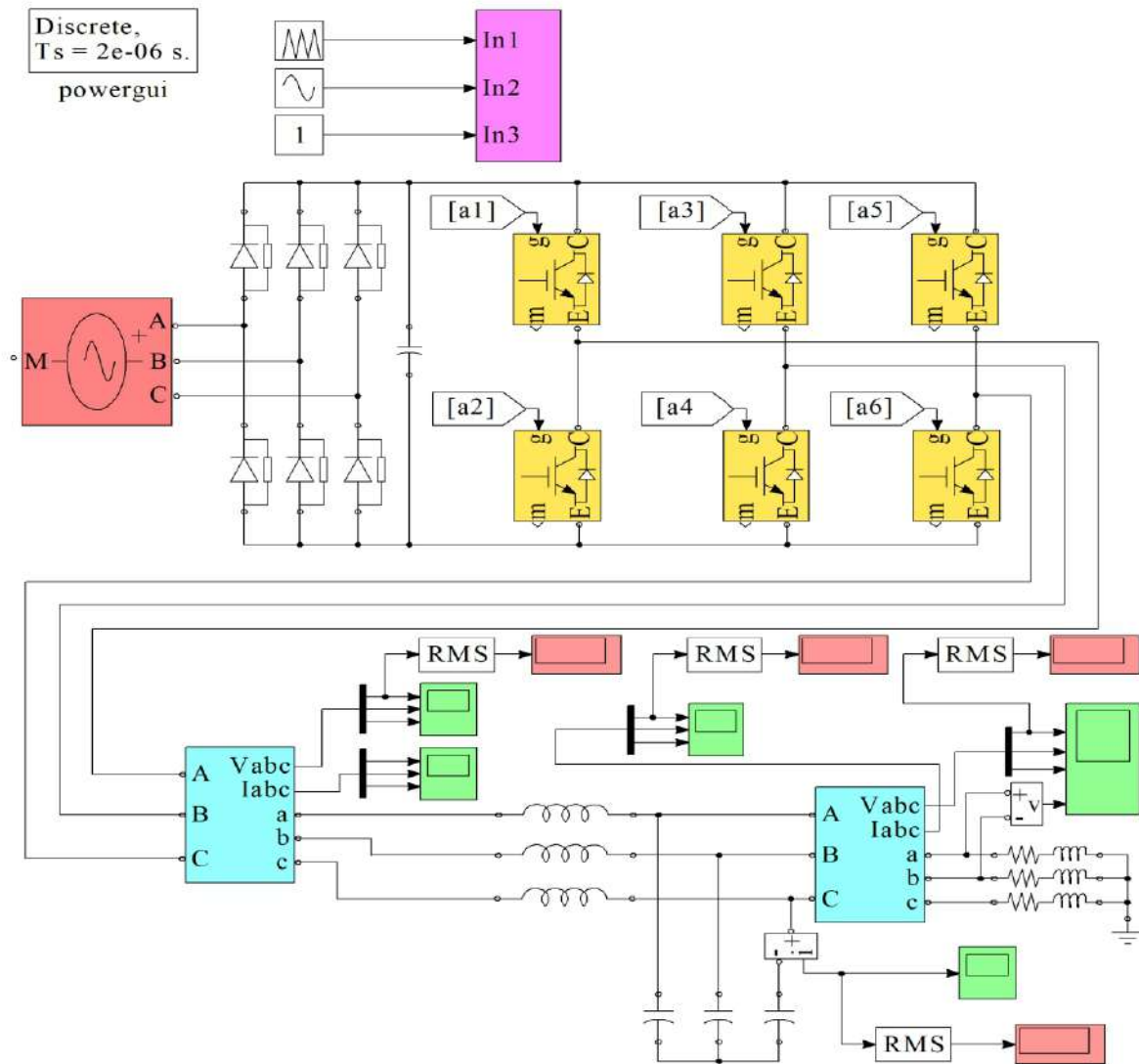


Рисунок 5.28 – Імітаційна модель досліджуваного стенда

Таблиця 5.7 – Параметри імітаційної моделі

Параметр	Значення
Активний опір навантаження, Ом	40
Індуктивність навантаження, мГн	5
Напруга в колі постійного струму, В	310
Індуктивність синусного фільтра, мГн	8; 4; 2; 1
Ємність синусного фільтра, мкФ	10; 20; 40; 80

На рис. 5.29 наведено форму пускового струму конденсатора синусного фільтра при значенні індуктивності фільтра 2 мГн та величині ємності 40 мкФ.

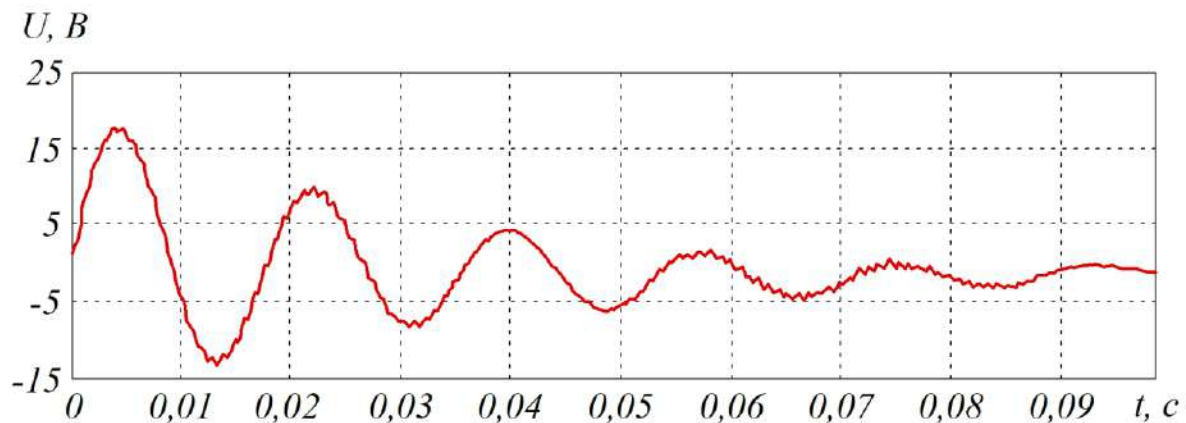


Рисунок 5.29 – Форма пускового струму конденсатора синусного фільтра

У табл. 5.8 наведено залежність пускового струму конденсатора при напрузі в колі постійного струму 310 В при різних параметрах фільтра.

Таблиця 5.8 – Залежність пускового струму при різних параметрах фільтра

Характеристичний опір фільтра R_x , Ом	Індуктивність фільтра L , мГн	Ємність фільтра C , мкФ	Амплітуда піка пускового струму за результатами моделювання I_n , А
28,284	8	10	4
14,142	4	20	8
7,071	2	40	18
3,536	1	80	38

На рис. 5.30 наведено результати імітаційного моделювання перетворювача частоти з розробленим синусним фільтром. Бачимо, що форма вихідної напруги синусного фільтра після закінчення перехідного процесу є майже синусоїдальною.

Результати гармонічного аналізу форми вихідної напруги синусного фільтра подано на рис. 5.31. Форма вихідної напруги синусного фільтра майже синусоїдальна, а значення коефіцієнта гармонічних спотворень складає 1,88 %, що забезпечує вимоги до якості цієї форми.

Достовірність результатів, отриманих у ході імітаційного моделювання в Matlab, підтверджується використанням методу розв'язання звичайних диференціальних рівнянь ode23tb – неявного методу Рунге–Кутта, в якому використовуються формули зворотного диференціювання другого порядку.

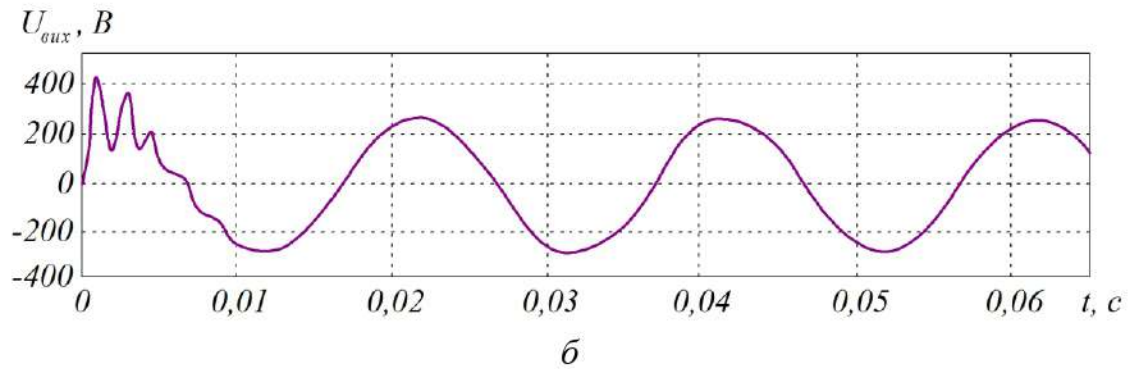
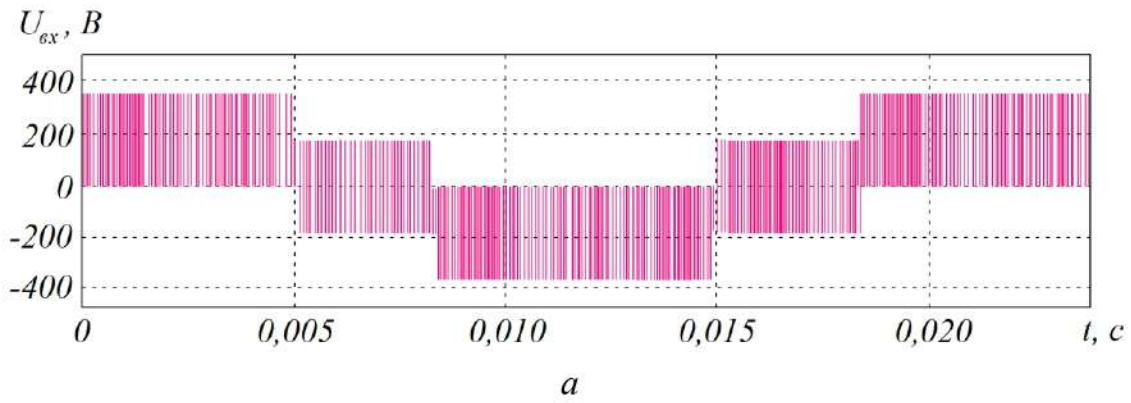


Рисунок 5.30 – Результати імітаційного моделювання:

a – форма вихідної фазної напруги синусного фільтра; *b* – форма вихідної фазної напруги синусного фільтра

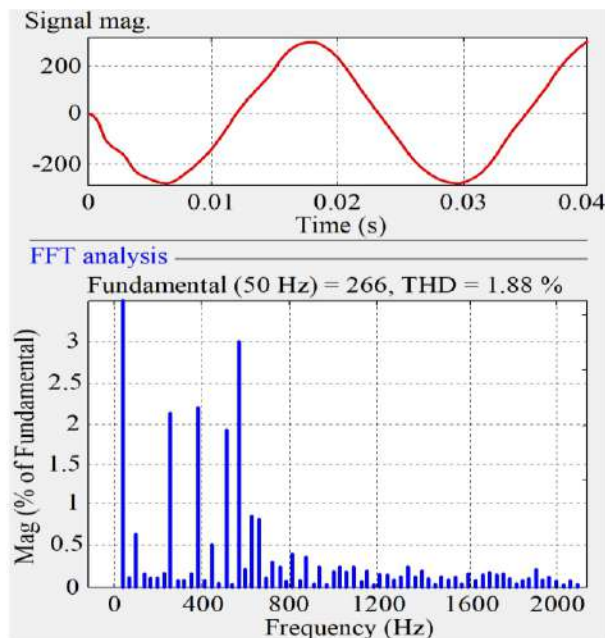


Рисунок 5.31 – Результати гармонічного аналізу вихідної напруги фільтра

При моделюванні було використано змінний крок розрахунку – максимальний крок дискретизації 1 мкс і мінімальний крок дискретизації в

часі – 1 нс. Налаштоване значення максимальної допустимої відносної похибки моделювання склало 0,1 %. З метою підтвердження формування синусоїдальної форми вихідної напруги синусного фільтра, що фільтрує гармоніки автономного інвертора напруги, було розроблено фізичний стенд, який повторює схему, що було досліджено на імітаційній моделі в програмному середовищі Matlab / Simulink. Схему розробленого стенда наведено на рис. 5.32.

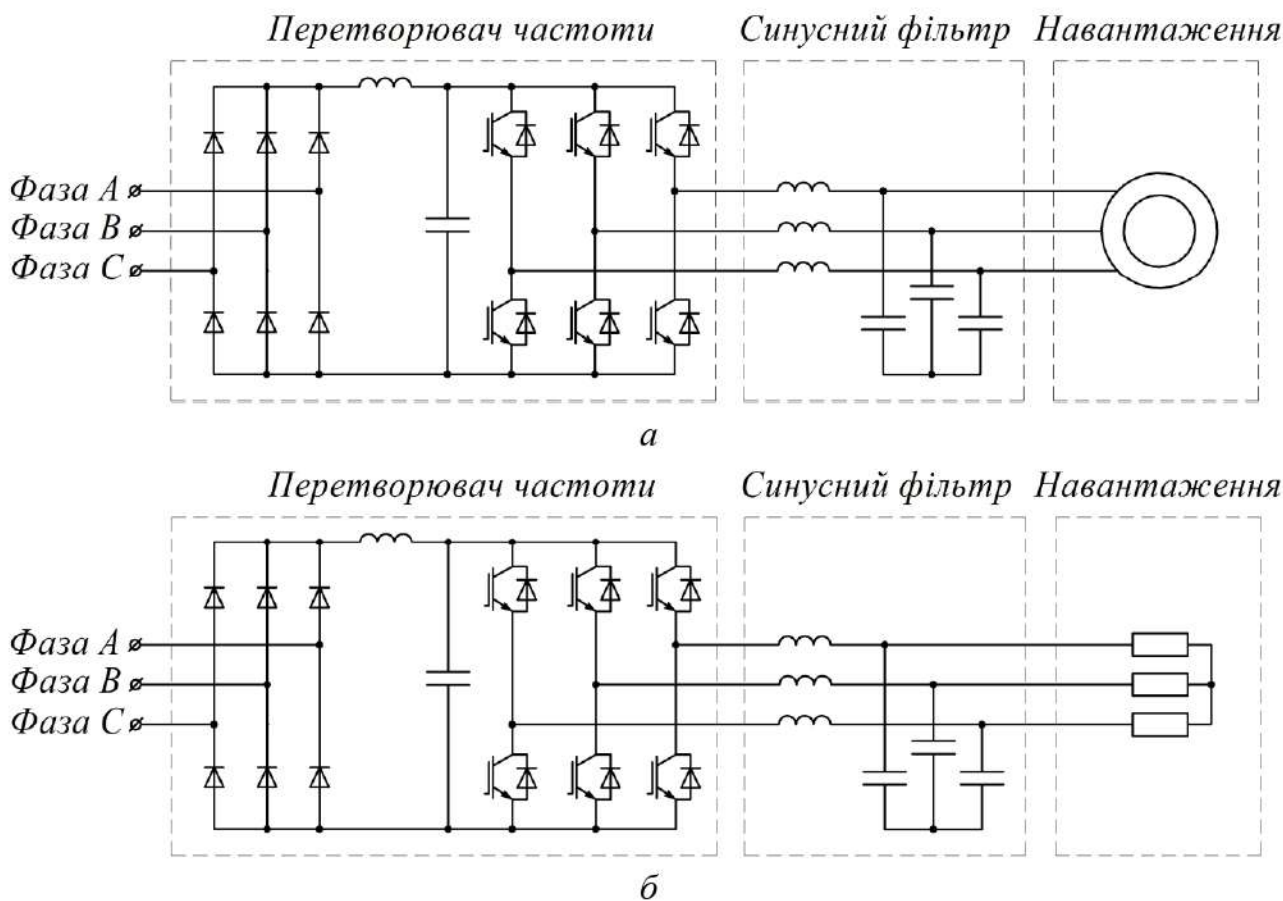
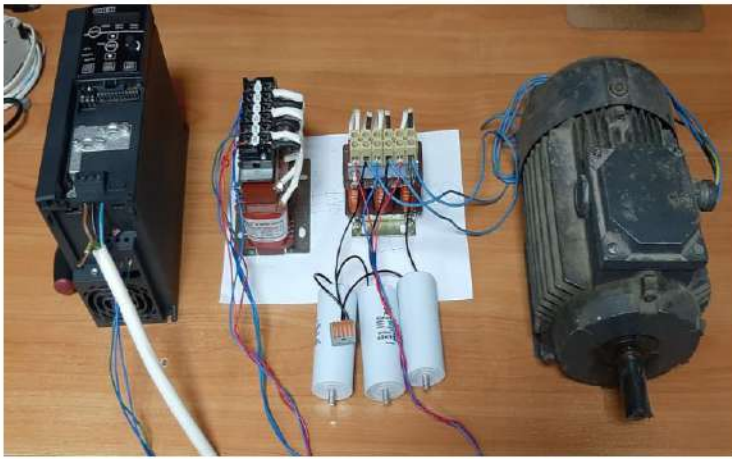


Рисунок 5.32 – Силова схема розробленого стенда:

а – навантаженням стенда є трифазний асинхронний двигун; *б* – навантаженням стенда є три реостати, з'єднані зіркою

У розробленому стенді (рис. 5.33) було використано перетворювач частоти типу ПЧВ203-5К5-В з номінальною потужністю 5,5 кВт виробництва компанії «ВО ОВЕН», який містить трифазний діодний випрямляч, ланку постійної напруги з LC-фільтром і трифазний автономний інвертор напруги. Перетворювач частоти налаштовано на частоту ШІМ-модуляції 16 кГц.

У синусному фільтрі застосовано фазозсувні конденсатори ЛУР ємністю 40 мкФ та силові дроселі РМТ-016-А з індуктивністю 2,3 мГн і РМТ-004-А з індуктивністю 0,46 мГн виробництва компанії «ВО ОВЕН».



a



б

Рисунок 5.33 – Фото розробленого стенда перетворювача частоти і синусного фільтра:

a – навантаженням стенда є трифазний асинхронний двигун; *б* – навантаженням стенда є три реостати, з'єднані зіркою

У ході досліджень було перевірено два варіанти навантаження стенда:

– трифазний асинхронний двигун 2А480В6ПАУ3 потужністю 1,5 кВт виробництва ТОВ «Дніпроресурс» (Україна), який у режимі низького моменту опору зумовлює струм навантаження 0,7...0,8 А (рис. 5.32, *a*);

– три реостати, з'єднані зіркою, з опором 40 Ом кожний (рис. 5.32, *б*).

Форма і гармонічний склад форми вихідної лінійної напруги трифазного інвертора було досліджено за допомогою осцилографа SIGLENT SDS1104X-E виробництва КНР. Осцилограф дає можливість проводити гармонічний аналіз форми вихідної напруги, проте інтегрального значення коефіцієнта гармонічних спотворень не визначає. Базові параметри осцилографа наведено в табл. 5.9.

Таблиця 5.9 – Базові параметри осцилографа SIGLENT SDS1104X-E

Параметр	Значення
Смуга пропускання	100 МГц
Частота дискретизації	1 ГГц
Швидкість захвату осцилограм	400,000 осц/с
Вертикальна допустима похибка вимірювання	500 мкВ/под

Амплітудно-частотну характеристику вимірювального каналу осцилографа наведено на рис. 5.34. Відповідно до амплітудно-частотної характеристики вхідного каналу частота зрізу складає 18 МГц.

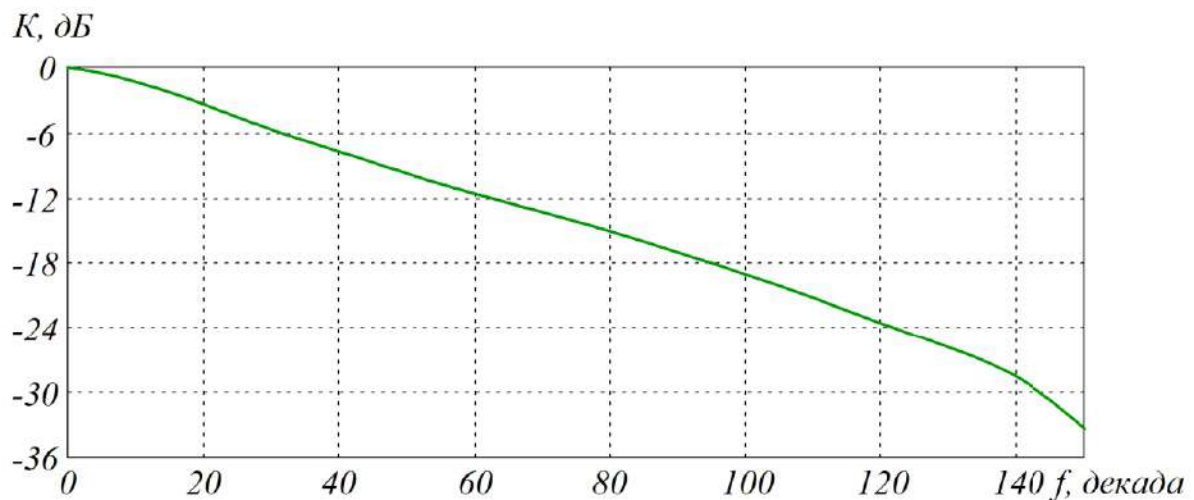


Рисунок 5.34 – Амплітудно-частотна характеристика смуги пропускання вимірювального каналу осцилографа SIGLENT SDS1104X-E

Осцилограми вихідної лінійної напруги перетворювача частоти без фільтрації і його спектральний аналіз – результати швидкого перетворення Фур’є – наведено на рис. 5.35.



Рисунок 5.35 – Осцилограми вихідної лінійної напруги перетворювача частоти до фільтрації і його спектральний аналіз (швидке перетворення Фур’є): *а* – навантаженням є трифазний асинхронний двигун; *б* – навантаженням є три реостати, з’єднані зіркою

Відповідно до рис. 5.35, спектр вихідної напруги містить гармоніки, кратні частоті ШІМ, тобто 16 кГц, 32 кГц, 48 кГц тощо.

Як показали дослідження, тип навантаження (резистивно-індуктивне або резистивне) суттєво не впливає на синусоїдальність форми вихідної напруги

синусного фільтра. Форму вихідної напруги синусного фільтра і його спектральний аналіз (швидке перетворення Фур'є) наведено на рис. 5.36.



Рисунок 5.36 – Форма вихідної фазної напруги перетворювача частоти і його спектральний аналіз (швидке перетворення Фур'є):

а – навантаженням є трифазний асинхронний двигун; *б* – навантаженням є три реостати з'єднані зіркою

Фільтрація вихідної напруги перетворювача частоти виявилася досить ефективною (рис. 6.36) і дає змогу забезпечити напругу, що генерується, синусоїдальної форми. При цьому вищі гармоніки вихідної напруги перетворювача частоти, що пов'язані з частотою комутації, досить малі і лежать у межах 1...2 В.

На розробленому стенді також було досліджено режими пускових струмів перетворювача частоти ПЧВ203-5К5-В при різних конфігураціях індуктивності фільтра. В ході експерименту використовувалися силові дроселі РМТ-004-А з індуктивністю 0,4 мГн та ємністю 40 мкФ ($R_x=3,162$ Ом, $I_{\text{пуск}}=36$ А). Перетворювач частоти входив у режим захисту за максимальним струмом 20 А і вимикався при запуску.

Для забезпечення нормального функціонального режиму стенда було використано послідовне з'єднання двох дроселів РМТ-016-А з сумарною індуктивністю 4,6 мГн та ємністю 40 мкФ ($R_x=10,7$ Ом, $I_{\text{пуск}}=10,7$ А), після чого пусковий струм не перевищував струму захисту ПЧВ203-К5-В величиною 20 А.

Порівняння результатів імітаційного моделювання та фізичного експерименту наведено в табл. 5.10.

Таблиця 5.10 – Порівняння результатів моделювання та експерименту

Параметр	Результати імітаційного моделювання	Результати фізичного експерименту
Частоти гармоніки у спектрі вихідної напруги автономного інвертора	16 кГц, 32 кГц, 48 кГц, ...	16 кГц, 32 кГц, 48 кГц, ...
Форма та THD вихідної напруги автономного інвертора напруги	Форма імпульсна, $THD = 57,33 \%$	Форма імпульсна, $THD = 59,72 \%$
Форма та THD вихідної напруги синусного фільтра	Форма синусоїдальна, $THD = 1,88 \%$	Форма синусоїдальна, $THD = 2,56 \%$
Перевірка обмеження пускового струму конденсатора синусного фільтра за виразами (5.58)–(5.63)	Виконано за критерієм отримання осцилограми пускового струму конденсатора	Виконано за критерієм вимикання перетворювача частоти за максимальним струмом

За даними табл. 5.10, результати імітаційного моделювання та фізичного експерименту в цілому збігаються, проте в ході фізичного експерименту було виявлено підвищене значення вищих гармонік, тому величини THD інвертора напруги та синусного фільтра мають дещо більші значення. Це може бути обґрунтовано тим, що в реальних умовах діють індуктивні наведення вимірювального каналу, гармоніки з боку мережі живлення та величина похибки вимірювального каналу. Незважаючи на це, отримане значення THD вихідної напруги розробленого синусного фільтра із запасом не перевищує 5 % і задовольняє вимоги якості напруги згідно з вимогами міжнародного стандарту IEEE-519. Обмеження проведеного дослідження полягає у тому, що розроблена імітаційна модель адекватно працює лише у робочих режимах, а аварійні режими, в яких значення напруги і струму перевищують номінальні значення, модель відобразить неадекватно. Недоліком запропонованого рішення забезпечення синусоїдальної напруги дворівневого інвертора напруги з LC-фільтром є значне падіння напруги на індуктивності фільтра, що зумовлює невикористання напруги ланки постійного струму. Можливим напрямом подальшого розвитку проведеного наукового дослідження є пошук і аналіз фільтрів інших топологій з метою зниження падіння напруги на фільтрі, а також створення інверторів з меншою кількістю транзисторів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Справочник по преобразовательной технике / под ред. И. М. Чиженко. Киев: Издательство «Техніка», 1978. 447 с.
2. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Преобразовательная техника. 2-е изд., перераб. и доп. Киев: Вища школа, 1983. 431 с.
3. Шавьолкін О. О., Наливайко О. М. Перетворювальна техніка: навч. посіб. Краматорськ: ДДМА, 2008. 328 с.
4. Malinowski M., Gopakumar K., Rodriguez J., Perez M. A. A survey on cascaded multilevel inverters. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2010. Vol. 57. P. 2197–2206.
5. Teichmann R., Malinowski M., Bernet S. Evaluation of three-level rectifiers for low-voltage utility applications. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2005. Vol. 52, No. 2. P. 471–481.
6. Babaei E. A cascade multilevel converter topology with reduced number of switches. *IEEE Trans. Power Electron.* 2008. Vol. 23. P. 2657–2664.
7. Bai Z., Zhang Z. Conformation of multilevel current source converter topologies using the duality principle. *IEEE Trans. Power Electron.* 2008. Vol. 23. P. 2260–2267.
8. Mali S. M., Patil Dr. B. THD Minimization in Multilevel Inverter Using Optimization Approach. *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*. 2018. Vol. 7, Issue 6. P. 97–100.
9. Nerubatskyi V. P., Hordiienko D. A. Intellectual system of traction power supply of electric rolling stock. *Applied Scientific and Technical Research: Proceedings of the IV International Scientific and Practical Conference, April 1–3, 2020, Ivano-Frankivsk Academy of Technical Sciences of Ukraine*. Ivano-Frankivsk: Vasyl Stefanyk Precarpathian National University. 2020. Vol. 2. P. 111–113.
10. Weiss M., Dekker P., Moro A., Scholz H., Patel M. On the electrification of road transportation – a review of the environmental, economic, and social performance of electric two-wheelers. *Transport. Res. Transport Environ.* 2015. Vol. 41. P. 348–366. DOI: 10.1016/j.trd.2015.09.007.
11. Nerubatskyi V., Plakhtii O., Ananieva O., Zinchenko O. Analysis of the Smart Grid concept for DC power supply systems. *International scientific journal «Industry 4.0»*. 2019. Vol. 4, Issue 4. P. 179–182.
12. Nerubatskyi V., Plakhtii O., Hordiienko D., Khoruzhevskyi H. Study of energy parameters in alternative power source microgrid systems with multi-level inverters. *International scientific journal «Industry 4.0»*. 2020. Vol. 5. P. 118–121.

13. Brynolf S., Taljegard M., Grahn M., Hansson J. Electrofuels for the transport sector: A review of production costs. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2018. Vol. 81, Issue 2. P. 1887–1905. DOI: 10.1016/j.rser.2017.05.288.
14. Capellan-Perez I. Assessing vulnerabilities and limits in the transition to renewable energies: Land requirements under 100 % solar energy scenarios. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2017. Vol. 77. P. 760–782. DOI: 10.1016/j.rser.2017.03.137.
15. Miller L., Keith D. Observation-based solar and wind power capacity factors and power densities. *Environ. Res. Lett.* 2018. Vol. 13, Issue 10. P. 1–11. DOI: 10.1088/1748-9326/aae102.
16. Moran E. F., Lopez M. C., Moore N., Muller N., Hyndman D. W. Sustainable hydropower in the 21st century. *Proc Natl Acad Sci USA.* 2018. Vol. 115, Issue 47. P. 11891–11898. DOI: 10.1073/pnas.1809426115.
17. Raugei M., Sgouridis S., Murphy D. Energy Return on Energy Invested (ERoEI) for photovoltaic solar systems in regions of moderate insolation: A comprehensive response. *Energy Policy.* 2017. Vol. 102. P. 377–384. DOI: 10.1016/j.enpol.2016.12.042.
18. Ferroni F., Guekos A., Hopkirk R. Further considerations to: Energy Return on Energy Invested (ERoEI) for photovoltaic solar systems in regions of moderate insolation. *Energy Policy.* 2017. Vol. 107. P. 498–505, DOI: 10.1016/j.enpol.2017.05.007.
19. Ansell T., Cayzer S. Limits to growth redux: A system dynamics model for assessing energy and climate change constraints to global growth. *Energy Policy.* 2018. Vol. 120. P. 514–525.
20. Plakhtii O. A., Nerubatskyi V. P., Hordiienko D. A., Tsybulnyk V. R. Analysis of the energy efficiency of a two-level voltage source inverter in the overmodulation mode. *Scientific bulletin of National mining university.* 2019. No. 4 (172). P. 68–72. DOI: 10.29202/nvngu/2019-4/9.
21. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Karpenko N., Ananieva O., Khoruzhevskiy H., Kavun V. Studying a voltage stabilization algorithm in the cells of a modular six-level inverter. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies.* 2019. Vol. 6, No. 8 (102). P. 19–27. DOI: 10.15587/1729-4061.2019.185404.
22. Plakhtii O. A., Nerubatskyi V. P., Kavun V. Ye., Hordiienko D. A. Active single-phase four-quadrant rectifier with improved hysteresis modulation algorithm. *Scientific bulletin of National mining university.* 2019. No. 5 (173). P. 93–98. DOI: 10.29202/nvngu/2019-5/16.
23. Chaurasia G. S., Singh A. K., Agrawal S., Sharma N. K. A meta-heuristic firefly algorithm based smart control strategy and analysis of a grid connected hybrid

photovoltaic/wind distributed generation system. *Solar Energy*. 2017. Vol. 150. P. 265–274. DOI: 10.1016/j.solener.2017.03.079.

24. Нерубацький В. П., Плахтій О. А., Кавун В. Є., Машура А. В., Гордієнко Д. А., Цибульник В. Р. Аналіз показників енергоефективності автономних інверторів напруги з різними типами модуляції. *Збірник наукових праць Українського державного університету залізничного транспорту*. 2018. Вип. 180. С. 106–120.

25. Михальський В. М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході і виході перетворювачів частот із широтно-імпульсною модуляцією. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2013. 340 с.

26. Borrega M., Marroyo L., Gonzalez R., Balda J., Agorreta J. Modeling and control of a master-slave PV inverter with n-paralleled inverters and three-phase three-limb inductors. *IEEE Trans. Power Electron.* 2013. Vol. 28, No. 6. P. 2842–2855.

27. Lazzarin T., Bauer G., Barbi I. A control strategy for parallel operation of single-phase voltage source inverters: analysis, design and experimental results. *IEEE Trans. Ind. Electron.* Jun. 2013. Vol. 60, No. 6. P. 2194–2204.

28. Нерубацький В. П., Плахтій О. А., Цибульник В. Р., Гордієнко Д. А., Хоружевський Г. А. Аналіз показників енергоефективності автономних інверторів напруги з імпедансною і квазіімпедансною ланками у вхідному колі при застосуванні різних алгоритмів модуляції. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. 2020. Т. 25, № 3. С. 19–31. DOI: 10.18664/iksz.v25i3.214089.

29. Naderi R., Rahmati A. Phase-shifted carrier PWM technique for general cascaded inverters. *IEEE Trans. Power Electron.* 2008. Vol. 23, No. 3. P. 1257–1269.

30. Rashid M. H. Power electronics handbook: devices, circuits, and applications handbook 3rd. ed. *Elsevier Inc.* 2011. 1389 p.

31. Khomenko I., Piskurevy M., Plakhtii O., Stasiuk I., Karpenko N., Nerubatskyi V. Theoretical and practical studies of electrical systems operation modes at reactive power compensation. *2020 IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. P. 92–97. DOI: 10.1109/IEPS51250.2020.9263225.

32. Jun Z., Xiaoyun F., Wangyu X., Junling Z. The Transient Current Control for Single Phase PWM Rectifiers. *Power Electronics*, 2009. Vol. 43, No. 12. P. 2–4.

33. Nerubatskyi V., Plakhtii O., Hordiienko D., Khoruzhevskiyi H. Prospects for the development of power electronics by application of technologies for production of power semiconductor switches based on silicon carbide. *International scientific journal «Industry 4.0»*. 2020. Vol. 5, Issue 4. P. 170–173.

34. Wang Q., Cheng M., Zhang B. An improved topology for the current fed parallel resonant half bridge circuits used in fluorescent lamp electronic ballasts. *J. Power Electron.* 2015. Vol. 15. P. 567–575.
35. Bharadwaj P., John V. Subcell Modeling of Partially Shaded Photovoltaic Modules. *IEEE Transactions on Industry Applications.* 2019. Vol. 55, No. 3. P. 3046–3054. DOI: 10.1109/TIA.2019.2899813.
36. Плахтій О. А., Нерубацький В. П., Сушко Д. Л., Кавун В. Є. Зниження динамічних втрат в активному однофазному чотириквadrантному перетворювачі з покращеним алгоритмом гістерезисної модуляції. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України.* 2018. Вип. 51. С. 88–94.
37. Kostic D. J., Avramovic Z. Z., Ciric N. T. A new approach to theoretical analysis of harmonic content of PWM waveforms of single- and multiple-frequency modulators. *IEEE Trans. Power Electron.* 2013. Vol. 28, No. 10. P. 4557–4567.
38. Zhuang X., Rui L., Hui Z., Dianguo X., Zhang C. Control of parallel multiple converters for direct-drive permanent-magnet wind power generation systems. *IEEE Trans. Power Electron.* 2012. Vol. 27, No. 3. P. 1259–1270.
39. Margarita N., Samir K., Sibylle D., Jose R. Reduced multilevel converter: A novel multilevel converter with a reduced number of active switches. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2018. Vol. 65. P. 3636–3645.
40. Khrypunov M. G., Zaitsev R. V., Kudii D. A., Khrypunova A. L. Amplitude-time characteristics of switching in thin films of cadmium telluride. *Journal of Nano- and Electronic Physics.* 2018. Vol. 10, No. 1. 01016. DOI: 10.21272/jnep.10(1).01016.
41. Li J., Hu C., Zhang C. SVPWM strategy for five-level active neutral-point-clamped inverter. *2017 IECON 2017 – 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.* 2017. P. 7487–7491. DOI: 10.1109/IECON.2017.8217311.
42. Reza B., Majid M., Elyas Z., Hossein M., Frede B. A new boost switched-capacitor multilevel converter with reduced circuit devices. *IEEE Trans. Power Electron.* 2017. Vol. 33. P. 6738–6754.
43. Amir T., Jafar A., Mohammad R. A multilevel inverter structure based on a combination of switched capacitors and DC sources. *IEEE Trans. Ind. Inform.* 2017. Vol. 13. P. 2162–2171.
44. Tugay D., Zhemerov G., Korneliuk S., Kotelevets S. Three theorems of the instantaneous power theory. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON).* 2019. P. 289–294. DOI: 10.1109/UKRCON.2019.8879901.

45. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Karpenko N., Hordiienko D., Butova O., Khoruzhevskyi H. Research into energy characteristics of single-phase active four-quadrant rectifiers with the improved hysteresis modulation. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2019. Vol. 5, No. 8 (101). P. 36–44. DOI: 10.15587/1729-4061.2019.179205.
46. Meysam S., Jafar A., Seyyed M. Cascaded multilevel inverter based on symmetric asymmetric dc sources with reduced number of components. *IET Power Electron*. 2017. Vol. 10. P. 1468–1478.
47. Плахтій О. А., Нерубацький В. П., Сушко Д. Л., Кавун В. Є. Зниження динамічних втрат в активному однофазному чотириквadrантному перетворювачі з покращеним алгоритмом гістерезисної модуляції. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2018. Вип. 51. С. 88–94. DOI: 10.15407/publishing2018.51.088.
48. Sokol Y., Zamaruiev V., Ivakhno V., Styslo B. Improving the Quality of Electrical Energy in the Railway Power Supply System. *2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. 2018. P. 563–566. DOI: 10.1109/ELNANO.2018.8477533.
49. Нерубацький В. П., Плахтій О. А., Гладка А. В. Покращення електромагнітної сумісності тягового електропривода змінного струму шляхом застосування 4QS-випрямлячів. *Збірник наукових праць Українського державного університету залізничного транспорту*. 2018. Вип. 178. С. 21–28. DOI: 10.18664/1994-7852.178.2018.138906.
50. Li X., Song Q., Liu W., Zhu Z., Xu S. Experiment on DC-fault ride through of MMC using a half-voltage clamp submodule. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron*. 2018. Vol. 6. P. 1273–1279.
51. Biswas A. Study of Trapezoidal PWM on a 1 ϕ AC-AC frequency converter. *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. 2016. P. 1–6.
52. Kirichenko M. V., Drozdov A. N., Zaitsev R. V., Khrypunov G. S., Drozdova A. A., Zaitseva L. V. Design of Electronic Devices Stress Testing System with Charging Line Based Impulse Generator. *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology*. 2020. P. 38–42. DOI: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250146.
53. Plakhtii O. A., Nerubatskyi V. P., Hordiienko D. A., Khoruzhevskyi H. A. Calculation of static and dynamic losses in power IGBT-transistors by polynomial approximation of basic energy characteristics. *Scientific bulletin of National mining university*. 2020. No. 2 (176). P. 82–88. DOI: 10.33271/nvngu/2020-2/082.

54. Arcega F. J., Pardina A. Study of harmonics thermal effect in conductors produced by skin effect. *IEEE Latin America Transactions*. 2014. Vol. 12, Issue 8. P. 1488–1495. DOI: 10.1109/TLA.2014.7014518.

55. Chen F., Qiao W. A general space vector PWM scheme for multilevel inverters. *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2016. P. 1–6. DOI: 10.1109/ecce.2016.7854687.

56. Saygin A., Kerem A. Fuzzy logic control loaded asynchronoys motor using a 6-switched 3-level inverter. *18th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*. 2017. P. 117–125.

57. Щербак Я. В. Анализ электромагнитных процессов ШИП применением эквивалентных импульсных моделей. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. 2000. № 6. С. 89–95.

58. Тугай Д. В., Жемеров Г. Г. Стабілізація напруги контактної мережі для підвищення енергоефективності системи електричної тяги постійного струму. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 5. С. 88–91.

59. Dias R. A., Lira G. R., Costa E. G., Ferreira R. S., Andrade A. F. Skin effect comparative analysis in electric cables using computational simulations. *2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)*. 2018. P. 1–6. DOI: 10.1109/SBSE.2018.8395687.

60. Plakhtii O., Tsybulnyk V., Nerubatskyi V., Mittsel N. The analysis of modulation algorithms and electromagnetic processes in a five-level voltage source inverter with clamping diodes. *2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*. 2019. P. 294–297. DOI: 10.1109/MEES.2019.8896567.

61. Pillay T., Saha A. Analysis and simulation of flying capacitor multilevel inverter using PDPWM strategy. *International Conference on Innovative Mechanisms for Industry Applications (ICIMIA)*. 2017. P. 1061–1070.

62. Lee J. S., Lee K. B. Carrier-based discontinuous PWM method for Vienna rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015. Vol. 30, No. 6. P. 2896–2900.

63. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Ryshchenko I., Zinchenko O., Tykhonravov S., Hordiienko D. Determining additional power losses in the electricity supply systems due to current's higher harmonics. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2019. Vol. 1, No. 8 (97). P. 6–13. DOI: 10.15587/1729-4061.2019.155672.

64. Plakhtii O. A., Nerubatskyi V. P., Karpenko N. P., Ananieva O. M., Khoruzhevskyi H. A., Kavun V. E. Studying a voltage stabilization algorithm in the

cells of a modular six-level inverter. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2019. Vol. 6, No. 8 (102). P. 19–27. DOI: 10.15587/1729-4061.2019.185404.

65. Zhemerov G. G., Krylov D. S. Concept of construction of power circuits of a multilevel modular converter and its transistor modules. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2018. No. 6. P. 26–32. DOI: 10.20998/2074-272X.2018.6.03.

66. Bohra A., Sajeesh D., Patel C., Saldanha M. Modulation techniques in single phase PWM rectifier. *IJCA Proceedings on International Conference on Advances in Science and Technology*. 2016. P. 5–7.

67. Sonia K., Seshadri G. Analysis and modelling of a multilevel inverter in distribution system with FACTS capability. *International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology*. 2015. Vol. 4, Issue 5. P. 3015–3021. DOI: 10.15680/IJRSET.2015.0405072.

68. Boin M. B., Cheraghi M. THD minimization in a five-phase five-level VSI using a novel SVPWM technique. *2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*. 2019. P. 285–290. DOI: 10.1109/pedstc.2019.8697810.

69. Akagi H., Nabae A., Atoh S. Control strategy of active power filters using multiple-voltage source PWM converters. *IEEE Trans. Ind. Applicat.* 1986. P. 460–465.

70. Baumann M. A novel control concept for reliable operation of a three-phase three-switch buck-type unity power factor rectifier with integrated boost output stage under heavily unbalanced mains condition. *Proc. 34th IEEE Power Electron. Spec. Conf.* 2003. Vol. 1. P. 3–10.

71. Deng Y., Wang Y., Teo K. H., Harley R. G. A Simplified Space Vector Modulation Scheme for Multilevel Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2016. P. 1–14. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2429595.

72. Bashir S. B., Memon Z. A. An Improved Voltage Balancing Method for Grid Connected PV System Based on MMC Under Different Irradiance Conditions. *2018 IEEE 61st International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*. 2018. P. 865–868. DOI: 10.1109/MWSCAS.2018.8623947.

73. Deng F., Chen Z. Voltage-Balancing Method for Modular Multilevel Converters Switched at Grid Frequency. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2015. No. 62(5). P. 2835–2847. DOI: 10.1109/tie.2014.2362881.

74. Ahmadzadeh T., Sabahi M., Babaei M. Modified PWM control method for neutral point clamped multilevel inverters. *14th International Conference on Electrical*

Engineering / Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON). 2017. P. 765–768.

75. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Sushko D., Ryshchenko I., Tsybulnyk V., Hordiienko D. Improving energy characteristics of AC electric rolling stock by using the three-level active four-quadrant rectifiers. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2019. Vol. 4, No. 8 (100). P. 6–14. DOI: 10.15587/1729-4061.2019.174112.

76. Du V., Dekka A., Wu B., Zargari N. Modular Multilevel Converters: Analysis, Control and Applications. *Wiley-IEEE Press*. 2018. 368 p. DOI: 10.1002/9781119367291.

77. Shruti K. K., Valsalan T., Poorani S. Single phase active front end rectifier system employed in three phase variable frequency drive. *International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering*. 2017. P. 121–129. DOI: 10.17148/IJREEICE.

78. Bashir S. B., Beig A. R. A novel SVPWM-based switching algorithm for MMC for high power applications. *2016 IEEE 59th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*. 2016. P. 1–4. DOI: 10.1109/mwscas.2016.7870123.

79. Нерубацький В. П., Плахтій О. А., Гордієнко Д. А. Удосконалена система керування вхідного перетворювача електричного рухомого складу. *Тези доповідей Міжнародної науково-технічної конференції «Енергоефективність на транспорті» (Харків, 18–20 листопада 2020 р.)*. 2020. С. 41–42.

80. Singh D., Bansal P. Power effective asymmetric topology for 7-level multilevel inverter with different PWM techniques. *International Journal of Science, Engineering and Technology Research (IJSETR)*. 2018. Vol. 7, Issue 6. P. 413–417.

81. Nerubatskyi V., Hordiienko D. Improving of sinusoidal form of the output voltage in semiconductor converters. *Збірник тез доповідей Всеукраїнської наукової конференції «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка: застосування, дослідження, освіта» (Одеса, 15 квітня 2021 р.)*. Одеса: Військова академія, 2021. С. 159–162.

82. Нерубацький В. П., Плахтій О. А., Карпенко Н. П., Гордієнко Д. А., Цибульнич В. Р. Аналіз енергетичних процесів у семирівневому автономному інверторі напруги при різних алгоритмах модуляції. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. 2019. № 5. С. 8–18. DOI: 10.18664/ikszt.v24i5.181286.

83. Vasiladiotis M., Rufer A. A Modular Multiport Power Electronic Transformer with Integrated Split Battery Energy Storage for Versatile Ultrafast EV

Charging Stations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2015. Vol. 62, Issue 5. P. 3213–3222. DOI: 10.1109/tie.2014.2367237.

84. Lee W.-S., Kim J.-H., Lee J.-Y., Lee I.-O. Design of An Isolated DC/DC Topology with High Efficiency of over 97-% for EV Fast Chargers. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2019. P. 1–11. DOI: 10.1109/tvt.2019.2949080.

85. Ahmed B., Aganah K. A., Ndoye M., Arif M. A., Luciano C., Murphy G. V. Single-phase cascaded multilevel inverter topology for distributed DC sources. *2017 IEEE 8th Annual Ubiquitous Computing, Electronics and Mobile Communication Conference (UEMCON)*. 2017. P. 514–519. DOI: 10.1109/uemcon.2017.8248980.

86. Kumar S. S., Sasikumar M. An approach of hybrid modulation in fusion seven-level cascaded multilevel inverter accomplishment to IM drive system. *2016 Second International Conference on Science Technology Engineering and Management (ICONSTEM)*. 2016. P. 383–387. DOI: 10.1109/iconstem.2016.7560980.

87. Rezinkin O., Rezinkina M., Danyluk A., Tomashevskiy R. Formation of high-voltage pulses with nanosecond fronts in low-impedance loads. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering*. 2019. P. 464–467. DOI: 10.1109/icmic.2016.7804216.

88. Zhemerov G., Ilina N., Tugay D. The Theorem of Minimum Energy Losses in Three-Phase Four-Wire Energy Supply System. *2nd IEEE International Conference “Intelligent Energy and Power Systems” (IEPS)*. 2016. P. 52–54.

89. Maurya S., Mishra D., K. Singh, Mishra A., Pandey Y. An Efficient Technique to reduce Total Harmonics Distortion in Cascaded H- Bridge Multilevel Inverter. *2019 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*. 2019. DOI: 10.1109/icecct.2019.8869424.

90. Dixon J., Garcia J., Moran L. Control system for three phase active power filter, which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 1995. Vol. 42. P. 636–641.

91. ЦЕ-0009 Правила улаштування системи тягового електропостачання залізниць України: затв. Наказом Укрзалізниці від 24.12.2004 р. № 1010-ЦЗ.

92. Tolbert L. M., Peng F. Z., Habetler T. G. Multilevel converters for large electric drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1999. Vol. 35, No. 1. P. 36–44.

93. Nerubatskyi V. P., Plakhtii O. A., Hordiienko D. A., Shelest D. A. Mathematical model of three-phase AC-DC active voltage converter with pulse-width modulation. *Modern scientific researches*. 2021. Issue 15, Part 1. P. 10–25. DOI: 10.30889/2523-4692.2021-15-01-033.

94. Meynard T. A., Fadel M., Aouda N. Modeling of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1997. Vol. 44, Issue 3. P. 356–364.
95. Плахтий А. А. Динамическая модель активного трехфазного выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности. *Сборник научных трудов НУК*. 2015. № 7. С. 33–39.
96. Rodriguez J., Lai J. S., Peng F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls and applications. *IEEE Transactions on Industrial Applications*. 2002. Vol. 49, Issue 4. P. 724–738.
97. Gupta K. K., Jain S. A multilevel Voltage Source Inverter (VSI) to maximize the number of levels in output waveform. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2013. Vol. 44, Issue 1. P. 25–36.
98. Плахтий А. А. Трехфазный трехуровневый выпрямитель с гистерезисной системой управления. *Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит*. 2014. Спецвыпуск. Т. 1. С. 98–103.
99. Midavaine H., Moigne P. L., Bartholomeus P. Multilevel three-phase rectifier with sinusoidal input currents. *Proc. IEEE PESC'96*. 1996. P. 1595–1599.
100. Brovanov S. V., Pacas M. Space vector PWM technique for three-level neutral point clamped converters with taking into account DC-voltage unbalance. *IEEE Region 8 international conference on computational technologies in electrical and electronics engineering*. 2008. P. 200–205.
101. Hoshi N., Tanaka T., Kubota T. A novel PWM method of three-level rectifier for controlling input-current harmonics at lower switching frequencies. *Proceeding of IEEE industry applications society annual meeting*. 2001. P. 611–618.
102. Blahnik V., Talla J. Single-phase synchronization for traction active rectifier. *International Conference on Applied Electronics (AE)*. 2016. DOI: 10.1109/ae.2016.7577233.
103. Nerubatskyi V., Plakhtii O., Kotlyarov V. Analysis of topologies of active four-quadrant rectifiers for implementing the INDUSTRY 4.0 principles in traffic power supply systems. *International scientific journal «INDUSTRY 4.0»*. 2019. Vol. 4, Issue 3. P. 106–109.
104. Bouzida A., Abdelli R., Ouadah M. Calculation of IGBT power losses and junction temperature in inverter drive. *2016 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*. 2016. P. 768–773.
105. Gervasio F., Mastromauro R., Liserre M. Power losses analysis of two-levels and three-levels PWM inverters handling reactive power. *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. 2015. P. 1123–1128. DOI: 10.1109/icit.2015.7125248.

106. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Mashura A., Hordiienko D., Khoruzhevskyi H. Improving energy indicators of the charging station for electric vehicles based on a three-level active rectifier. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2020. Vol. 3, No. 8 (105). P. 46–55. DOI: 10.15587/1729-4061.2020.204068.
107. Shcherbak Ya. V., Plakhtii O. A., Nerubatskiy V. P. Regulatory characteristics of the active quadrature converter in regimens and recuperation modes. *Technical electrodynamics*. 2017. No. 6. P. 26–31. DOI: 10.15407/techned2017.06.026.
108. Nerubatskyi V., Plakhtii O., Tsybulnyk V., Philipjeva M., Korneliuk S. Energy efficient conversion system of a distributed solar photovoltaic station with power filtration function. *International scientific journal «Industry 4.0»*. 2020. Vol. 5, Issue 5. P. 214–217.
109. Плахтий А. А. Гистерезисная система управления активного трехфазного выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности. *Сборник научных трудов НУК*. 2013. № 4. С. 82–88.
110. Plakhtii O. A., Nerubatskyi V. P. Analyses of energy efficiency of interleaving in active voltage-source rectifier. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. 2018. P. 253–258. DOI: 10.1109/IEPS.2018.8559514.
111. Zhao G. I., Wang L., Li Q., Chen G. Analyze and compare the efficiency of two-level and three-level inverter in SVPWM. *9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. 2014. P. 1954–1958. DOI: 10.1109/iciea.2014.6931488.
112. Vasil'ev B. Yu. Providing overmodulation mode and increasing energy conversion efficiency in autonomous power inverters of electric drives. *Electricity*. 2015. No 6. P. 47–55.
113. Плахтий А. А. Анализ энергетических характеристик трехфазного активного выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности при работе с постоянной частотой модуляции. *Вестник НТУ «ХПИ»*. 2015. Вып. 12. С. 430–434.
114. Щербак Я. В. Замкнутые системы компенсации неканонических гармоник полупроводниковых преобразователей. Харьков: ХФИ «Транспорт Украины», 1999. 256 с.
115. Nerubatskyi V. P., Plakhtii O. A., Hordiienko D. A., Karpenko N. P. Simulation of power losses in the frequency converter. *Modern engineering and innovative technologies*. 2021. Issue 16, Part 1. P. 44–57. DOI: 10.30890/2567-5273.2021-16-01-035.

116. Ferdowski F., Edrington C., Elmezyani T. Real-time stability assessment utilizing non-linear time series analysis. *In North American Power Symposium (NAPS)*. 2015. P. 1–6.
117. Plakhtii O. A., Nerubatskyi V. P., Hordiienko D. A., Khoruzhevskiy H. A. Calculation of static and dynamic losses in power IGBT-transistors by polynomial approximation of basic energy characteristics. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2020. No. 2 (176). P. 82–88. DOI: 10.33271/nvngu/2020-82.
118. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Mashura A., Hordiienko D. The analysis of mathematical models of charge-discharge characteristics in lithium-ion batteries. *2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. P. 635–640. DOI: 10.1109/ELNANO50318.2020.9088827.
119. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Hordiienko D., Scherbak Ya., Podnebenna S., Synyavskiy A. The research and development of a digital meter of parameters of a three-phase network on ADC ADS131E08. *2021 IEEE 16th International Conference on the Experience of Designing and Application of CAD Systems (CADSM)*. 2021. P. 25–29. DOI: 10.1109/CADSM52681.2021.9385255.
120. Победаш К. К., Святненко В. А. Силові напівпровідникові прилади і перетворювачі електричної енергії: навч. посіб. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. 244 с.
121. Шавьолкін О. О. Силові напівпровідникові перетворювачі енергії: навч. посібник. Харків: ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2015. 403 с.
122. Щербак Я. В. Широтно-імпульсний преобразователь с широтно-імпульсною модуляцією другого роду в умовах несиметрії. *Технічна електродинаміка*. 1999. № 1. С. 31–35.
123. Nerubatskyi V. P., Plakhtii O. A., Tugay D. V., Hordiienko D. A. Method for optimization of switching frequency in frequency converters. *Scientific bulletin of National mining university*. 2021. No. 1 (181). P. 103–110. DOI: 10.33271/nvngu/2021-1/103.
124. Карпова Л. В., Гула І. В. Застосування IGBT-транзисторів для задач керування у силовій електроніці. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2015. № 2. С. 62–67.
125. Плахтій О. А., Нерубацький В. П., Гордієнко Д. А., Цибульник В. Р. Аналіз енергоефективності трирівневих автономних інверторів напруги в режимі перемодуляції. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. 2019. № 4. С. 3–12. DOI: 10.18664/ikszt.v0i4.177089.

126. Choi H.-S., Cho B. H. Novel Zero-Current-Switching (ZCS) PWM Switch Cell Minimizing Additional Conduction Loss. *IEEE Trans. on industrial electronics*. 2002. Vol. 49, No. 1. P. 165–172.
127. Vamanan N., John V. Dual-Comparison One-Cycle Control for Single-Phase Bidirectional Power Converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2018. Vol. 54, No. 5. P. 4621–4631. DOI: 10.1109/TIA.2018.2836359.
128. Kim Y., Oh C., Sung W., Lee B. Topology and control scheme of OBC-LDC integrated power unit for electric vehicles. *IEEE Trans. Power Electron*. 2017. Vol. 32. P. 1731–1743.
129. Liu T., Feng Y., Ning R., Wong T. T., Shen Z. J. Extracting parasitic inductances of IGBT power modules with two-port S-parameter measurement. *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. 2017. P. 281–287.
130. Kumar P., Bhowmick B. A physics-based threshold voltage model for hetero-dielectric dual material gate Schottky barrier MOSFET. *Int. J. Numer. Model*. 2018. Vol. 31. P. 1–11.
131. Nerubatskyi V., Plakhtii O., Hordiienko D., Mykhalkiv S., Ravlyuk V. A method for calculating the parameters of the sine filter of the frequency converter, taking into account the criterion of starting current limitation and pulse-width modulation frequency. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2021. Vol. 1, No. 8 (109). P. 6–16. DOI: 10.15587/1729-4061.2021.225327.
132. Boram Y., Yeong-Hun P., Ji-Woon Y. Physics-based compact model of transient leakage current caused by parasitic bipolar junction transistor in gate-all-around MOSFETs. *Solid State Electron*. 2020. Vol. 164. P. 1–12.
133. Safaee A., Jain P., Bakhshai A. A ZVS pulsewidth modulation full-bridge converter with a low-RMS-current resonant auxiliary circuit. *IEEE Trans. Power Electron*. 2016. Vol. 31. P. 4031–4047.
134. Rainer K., Alberto C. A physics-based compact model of SiC power MOSFETs. *IEEE Trans. Power Electron*. 2016. Vol. 31. P. 5863–5870.
135. Jin M., Gao Q., Wang Y., Xu D. A temperature-dependent sic MOSFET modeling method based on MATLAB/Simulink. *IEEE Access*. 2018. Vol. 6. P. 4497–4505.
136. Xie L., Ruan X., Ye Z. Reducing common mode noise in phase-shifted full-bridge converter. *IEEE Trans. Ind. Electron*. 2018. Vol. 65. P. 7866–7877.
137. Dai P., Guoand G., Gong Z. A selection precharge method for modular multilevel converter. *International Journal of Control and Automation*. 2016. Vol. 9, No. 4. P. 161–170. DOI: 10.14257/ijca.2016.9.4.16.

138. Salo M. A three-switch current-source PWM rectifier with active filter function. *Proc. 36th IEEE Power Electron.* 2005. P. 2230–2236.
139. Salo M. Overview of three-phase active rectifier circuits. *Proc. 37th IEEE Power Electron.* 2006. P. 1211–1218.
140. Плахтий А. А. Обзор схем трехфазных активных выпрямителей с коррекцией коэффициента мощности для тяговых подстанций постоянного тока. *Сборник научных трудов УкрГАЗТ.* Харьков. 2013. Вып. 142. С. 144–150.
141. Adapa A. K., John V. An Auxiliary-Capacitor-Based Active Phase Converter With Reduced Device Current Stress. *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* 2019. Vol. 66, No. 9. P. 6925–6935. DOI: 10.1109/TIE.2018.2877087.
142. Нерубацький В. П. Аналіз існуючих критеріїв для дослідження стійкості систем рекуперативного гальмування. *Збірник тез XLI науково-практичної конференції молодих учених, аспірантів і студентів «Залізничний транспорт: сучасні проблеми науки».* Київ: ДЕТУТ, 2012. Ч. 1. С. 180–181.
143. B. Singh, Singh B., Chandra A. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* 2004. Vol. 51, Issue 3. P. 641–660.
144. Nerubatskyi V., Plakhtii O., Hordiienko D., Khoruzhevskyi H. Simulation of surge protection according IEC 61000-4-5. *International scientific journal «Industry 4.0».* 2019. Vol. 4, Issue 6. P. 293–296.
145. Venkatramanan D., Bharadwaj P., Adapa A. K., John V. Power Conversion Technologies for High-Performance AC Micro-grid. *INAE Lett.* 2019. Vol. 4, Issue 1. P. 27–35.
146. Martinez-Rodrigo F., Ramirez D., Rey-Boue A., de Pablo S., Herrero-de Lucas L. Modular Multilevel Converters: Control and Applications. *Energies.* 2017. No. 10 (11). 26 p. DOI: 10.3390/en10111709.
147. Plakhtii O., Nerubatskyi V. Analyses of energy efficiency of interleaving in active voltage-source rectifier. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS).* 2018. P. 253–258. DOI: 10.15276/eltecs.27.103.2018.07.
148. Плахтій О. А., Нерубацький В. П., Гордієнко Д. А., Хоружевський Г. А., Орлов М. Е. Методи боротьби з кондуктивною завадоємністю у зворотноходових перетворювачах. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті.* 2020. № 1. С. 3–13. DOI: 10.18664/iksz.v25i1.198645.
149. Chaudhari H. N., Chandwani H. Optimization angle control technique for multilevel inverter. *2015 IEEE International Conference on Electrical, Computer and*

Communication Technologies (ICECCT). 2015. Vol. 1. P. 1–6.
DOI: 10.1109/icecct.2015.7226008.

150. Aghdam M., Fathi S., Gharehpetian G. B. Harmonic Optimization Techniques in Multi-Level Voltage-Source Inverter with Unequal DC Sources. *Journal of Power Electronics*. 2008. Vol. 8, Issue 2. P. 171–180.

151. Ziar H., Afjei E., Siadatan A., Mansourpour S. Optimization of voltage levels in multilevel inverters. *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion*. 2011. P. 216–220.
DOI: 10.1109/ACEMP.2011.6490598.

152. Плахтий А. А., Нерубацкий В. П., Цыбульник В. Р. Стабилизация напряжений на конденсаторах ячеек в модульных многоуровневых инверторах путём применения улучшенной пространственно-векторной ШИМ. *Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії*. 2019. № 20 (1345). С. 42–52. DOI: 10.20998/2409-9295.2019.20.06.

153. Пивняк Г. Г., Волков А. В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией: монография. Днепропетровск: НГУ, 2006. 470 с.

154. Щербак Я. В., Плахтий А. А., Нерубацкий В. П. Анализ энергетических характеристик активного четырёхквadrантного выпрямителя с различными типами широтно-импульсной модуляции. *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»*. 2017. Вип. 27 (1249). С. 221–225.

155. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Khomenko I., Tsybulnyk V., Syniavskyi A. Comprehensive study of cascade multilevel inverters with three level cells. *2020 IEEE 7th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. P. 277–282.
DOI: 10.1109/ESS50319.2020.9160258.

156. Hu X., Zhang J., Xu S., Jiang Y. Investigation of a new modular multilevel converter with DC fault blocking capability. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2018. Vol. 55. P. 552–562.

157. Pillay T., Saha A. A comparative analysis of a three phase neutral point clamped multilevel inverter. *2018 IEEE PES/IAS PowerAfrica*. 2018. P. 232–237.
DOI: 10.1109/PowerAfrica.2018.8520988.

158. Mohamad A. S., Radzi M. A., Mailah N. F., Othman M. L. The Effects of Number of Conducting Switches in a Cascaded Multilevel Inverter Output. *2019 IEEE 10th Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC)*. 2019. P. 26–31.
DOI: 10.1109/icsgrc.2019.8837065.

159. Martinez C., Lazaro A., Quesada I., Lucena C., Barrado A., Vazquez R. THD minimization for railway applications through harmonic spectrum optimization. *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2012. DOI: 10.1109/apec.2012.6166035.
160. Onederra O., Kortabarria I., de Alegria I. M., Andreu J., Garate J. I. Three-phase VSI optimal switching loss reduction using variable switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2017. Vol. 32 (8). P. 6570–6576. DOI: 10.1109/tpel.2016.2616583.
161. Rodder S., Biswas M., Khan Z. A modified PWM technique to improve total harmonic distortion of multilevel inverter. *9th International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE)*. 2016. P. 46–54. DOI: 10.1109/ICECE.2016.7853970.
162. Rodriguez J. R., Dixon J. W., Espinoza J. R., Pontt J., Lezana P. PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*. 2005. Vol. 52, No. 1. P. 5–22.
163. Kolar J. W., Ertl H., Zach F. C. A comprehensive design approach for a three-phase high-frequency single-switch discontinuousmode boost power factor corrector based on analytically derived normalized converter component ratings. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1995. Vol. 31, No. 3. P. 569–582.
164. Казачковский Н. Н., Якупов Д. В. Способ управления векторным релейным регулятором тока в электроприводах переменного тока с ШИМ. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету*. Кременчук: КДПУ, 2004. Вип. 3 (26). С. 46–49.
165. Artemenko M. Y., Batrak L. M., Polishchuk S. Y., Mykhalskyi V. M., Shapoval I. A. The effect of load power factor on the efficiency of three-phase four-wire power system with shunt active filter. *2016 IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. 2016. DOI: 10.1109/elnano.2016.7493067.
166. Петренко А. Н., Танянский В. И., Петренко Н. Я. Дополнительные потери мощности частотно-управляемого асинхронного двигателя от высших гармоник напряжения. *Електротехніка і електромеханіка*. 2012. № 5. С. 34–35.
167. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Scherbak Ya., Mashura A., Khomenko I. Energy efficiency criterion of power active filter in a three-phase network. *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. 2020. P. 165–170. DOI: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250073.
168. Nerubatskyi V. P., Plakhtiy O. A., Kavun V. E., Mashura A. V., Hordiienko D. A., Tsybulnyk V. R. Analysis of indices of energy efficiency of

autonomous voltage inverters with various modulation types. *Collection of scientific works of the Ukrainian State University of Railway Transport*. 2018. Issue 180. P. 106–120.

169. Ganesh P., Shanmugavadivu N., Santha K. Single-Phase 63-Level Modular Multilevel Inverter fed Induction Motor Drive for Solar PV Applications. *2018 4th International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*. 2018. P. 596–604. DOI: 10.1109/icees.2018.8443287.

170. Плахтий А. А., Нерубацкий В. П., Силантьев А. С. Анализ энергоэффективности активного выпрямителя с улучшенной гистерезисной системой управления. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. 2017. № 3. С. 10–16. DOI: 10.18664/iksz.v0i3.107677.

171. Rajesh B. Manjesh. Comparison of harmonics and THD suppression with three and 5 level multilevel inverter-cascaded H-bridge. *2016 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*. 2016. P. 1–6. DOI: 10.1109/ICCPCT.2016.7530116.

172. Piao C., Hung J. Y. A novel SVPWM overmodulation technique for three-level NPC VSI. *2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. 2015. P. 1–6. DOI: 10.1109/itec.2015.7165744.

173. Raval K. Y., Ruvavara V. J. Novel Multilevel Inverter Design with Reduced Device Count. *2018 International Conference on Current Trends Towards Converging Technologies (ICCTCT)*. 2018. P. 1–4. DOI: 10.1109/icctct.2018.8550867.

174. Todkar R. R., Shinde S. M. A Solar Photovoltaic system for ATM by using Buck-Boost Integrated Full Bridge Inverter. *2016 2nd International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics (AEEICB)*. 2016. P. 336–340. DOI: 10.1109/AEEICB.2016.7538304.

175. Vdovin V. V., Kotin D. A., Pankratov V. V. Parameters determination in the sine filters for AFE converters and VSI with PWM. *2014 15th International Conference of Young Specialists on Micro / Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*. 2014. P. 383–386. DOI: 10.1109/edm.2014.6882553.

176. Schobre T., Mallwitz R., Automated Design Method for Sine Wave Filters in Motor Drive Applications with SiC-Inverters. *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*. 2020. DOI: 10.23919/EPE20ECCEurope43536.2020.9215952.

Наукове видання

НЕРУБАЦЬКИЙ Володимир Павлович
ПЛАХТІЙ Олександр Андрійович
ГОРДІЄНКО Денис Анатолійович

**ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІ ТОПОЛОГІЇ ТА АЛГОРИТМИ МОДУЛЯЦІЇ
В АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРАХ НАПРУГИ**

Монографія

Відповідальний за випуск Нерубацький В. П.

Редактор Буранова Н. В.

Підписано до друку 13.09.2021 р. Формат 60×84/16.

Гарнітура Times New Roman. Папір офсетний.

Умовн.-друк. арк. 14,47. Наклад 50 прим. Зам. № 231101. Ціна договірна.

Видавець ТОВ «ПЛАНЕТА-ПРИНТ»

61002, м. Харків, вул. Багалія, 16
ЄДРПОУ 31235131 від 19.12.2000 р.

Виготовлювач ФЛ-П Черняк Л. О.

61002, м. Харків, вул. Багалія, 16

Свідоцтво № 2480000000079553, від 16.05.2007 р.