

# КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

бакалавр

(назва освітнього ступеня)

на тему: Підвищення коефіцієнта потужності перетворювачів та частотних електроприводів

Виконав(ла): студент(ка) 4 курсу, групи ЕТз-41  
спеціальності 141 – Електроенергетика,

електротехніка та електромеханіка

(шифр і назва спеціальності)

(підпис)

Софронюк А. С.

(прізвище та ініціали)

Керівник

(підпис)

Белякова І. В.

(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль

(підпис)

Мовчан Л. Т.

(прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри

(підпис)

Коваль В. П.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

(підпис)

Шелестовський Б. Г.

(прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України  
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії  
(повна назва факультету)  
Кафедра електричної інженерії  
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_  
(підпис)                      \_\_\_\_\_  
(прізвище та ініціали)  
«    »                      20\_\_ р.

**ЗАВДАННЯ  
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

на здобуття освітнього ступеня бакалавр  
(назва освітнього ступеня)  
за спеціальністю 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка  
(шифр і назва спеціальності)  
студенту Софронюку Антону Сергійовичу  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Підвищення коефіцієнта потужності перетворювачів та частотних електроприводів

Керівник роботи Белякова Ірина Володимирівна, кандидат технічних наук, доцент  
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від «04» травня 2026 року № 4/9-214

2. Термін подання студентом завершеної роботи червень 2026 року

3. Вихідні дані до роботи Схеми коректора коефіцієнта потужності

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

1 Аналітичний розділ

2 Розрахунково-дослідницький розділ

3 Проектно-конструкторський розділ

4 Безпека життєдіяльності, основи охорони праці

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)



## РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота бакалавра. Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії. Кафедра електричної інженерії, група ЕТз-41 - Т.: ТНТУ, 2026.

Стор. 66; рис. 32; табл. 0; джерел 14; додатків 0.

У кваліфікаційної роботи проведено комплексний аналіз проблеми зниження якості електроенергії в сучасних мережах та виконано порівняльну оцінку методів підвищення енергетичної ефективності напівпровідникових перетворювачів. Показано, що імпульсне споживання струму діодними випрямлячами з ємнісними фільтрами генерує вищі гармоніки (особливо 3-ю, 5-ту та 7-му), спотворює форму напруги мережі й суттєво збільшує теплові втрати.

Здійснено аналіз та класифікацію існуючих схемотехнічних рішень: багатофазних систем випрямлення, пасивних резонансних фільтрів, схем зі штучною комутацією тиристорів та активних ККП. Доведено, що класичні пасивні методи та багатофазні трансформатори є громіздкими, чутливими до коливань частоти та неефективними в динамічних режимах роботи. Натомість показано, що активні коректори на базі MOSFET/IGBT-ключів забезпечують найвищу якість вхідного струму, стабілізацію вихідної напруги та ККД на рівні 0,92–0,98. За результатами порівняння обґрунтовано та прийнято до розробки структуру активного ККП на основі підвищувального перетворювача як оптимального рішення для систем частотно-регульованого асинхронного електроприводу.

### **Ключові слова:**

КОЕФІЦІЄНТ ПОТУЖНОСТІ, ВИЩІ ГАРМОНІКИ, АКТИВНИЙ КОРЕКТОР КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ, ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ, ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВІД.

## ЗМІСТ

ВСТУП .....	6
1 АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ.....	8
1.1 Режими роботи випрямних перетворювачів .....	8
1.2 Режими роботи та коефіцієнт потужності перетворювачів частоти .....	13
1.3 Електромагнітна сумісність випрямлячів і частотних електроприводів .....	15
2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ.....	19
2.1 Збільшення кількості фаз і вибір схеми трансформатора перетворювачів .....	19
2.2 Дослідження застосування резонансних фільтрів і ємнісних батарей... ..	26
2.3 Вибір методу корекції коефіцієнта потужності в силових установках.. ..	31
3 РОЗРАХУНКОВИЙ РОЗДІЛ .....	40
3.1 Математична модель коректора коефіцієнта потужності .....	40
3.2 Моделювання роботи коректора коефіцієнта потужності в Matlab .....	47
3.3 Дослідження роботи транзитного інвертора з широтно-імпульсною модуляцією .....	50
3.4 Дослідження електромагнітної сумісності під час роботи асинхронного частотного електроприводу .....	55
4 БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ, ОСНОВИ ОХОРОНИ ПРАЦІ .....	59
4.1 Системи засобів і заходів щодо електробезпеки .....	59
4.2 Заходи безпеки під час експлуатації трансформаторів і реакторів .....	61
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ .....	64
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ .....	65

## ВСТУП

Електричні навантаження споживають із мережі активну потужність для виконання корисної роботи або перетворення енергії в інші види (механічну, світлову, теплову). Проте для функціонування більшості пристроїв, які переважно мають активно-індуктивний характер (двигуни, трансформатори), необхідний додатковий обмін реактивною енергією з мережею для створення магнітних полів. Цей коливальний процес збільшує повний струм у мережі, призводять до зростання втрат і зниження коефіцієнта потужності, який без компенсації може становити від 0,1 у ненавантажених трансформаторів до 0,4–0,8 у двигунів та зварювального обладнання.

Ще одним викликом є масове використання нелінійних споживачів постійного струму (комп'ютерів, офісної техніки, частотно-регульованих приводів), де вхідні діодні випрямлячі з ємнісними фільтрами споживають струм короткими імпульсами. Це призводить до генерації вищих гармонік, значних струмів у нейтральних провідниках (особливо третьої гармоніки), спотворення форми напруги, падіння ККД системи та зниження вхідного коефіцієнта потужності до 0,6.

З метою захисту розподільних мереж міжнародні регуляторні стандарти (ІЕС 61000-3-2, ІЕЕЕ-519) жорстко обмежують рівень гармонійних спотворень. Для покращення якості електроенергії та підвищення загальної ефективності енергосистем впроваджують пасивні або активні фільтри разом із сучасними схемами корекції коефіцієнта потужності, які зменшують амплітуду пульсацій, усувають спотворення лінійного струму та знижують фінансові витрати споживачів.

**Метою роботи** є підвищення коефіцієнта потужності та електромагнітної сумісності перетворювачів і частотних електроприводів шляхом застосування активних фільтрів та коректорів коефіцієнта потужності.

Завдання, які необхідно виконати для досягнення поставлених цілей:

-Провести аналіз причин низького коефіцієнта потужності перетворювальних установок та частотних електроприводів.

-Дослідити способи підвищення коефіцієнта потужності перетворювальних установок та частотних електроприводів.

-Розробка та дослідження ефективних технічних рішень методом математичного моделювання в середовищі MATLAB.

# 1 АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ

## 1.1 Режими роботи випрямних перетворювачів

На сьогодні у промисловому та побутовому секторах силова електроніка базується на двох основних типах напівпровідникових випрямлячів: діодних та тиристорних. Якщо діодні схеми реалізують некероване випрямлення, за якого коефіцієнт потужності залишається умовно постійним, то у тиристорних перетворювачах у міру збільшення кута керування (запізнення відмикання вентилів) енергетичні показники суттєво погіршуються.

Частоти вищих гармонійних складових струму та напруги є кратними до основної частоти мережі 50 Гц. Відповідно, гармоніка другого порядку має частоту 100 Гц, третього - 150 Гц і так далі. Наявність нелінійних спотворень унеможлиблює використання стандартних вимірювальних приладів. Наприклад, класичний мультиметр, що вимірює усереднене або середньоквадратичне значення за гармонічного сигналу, за наявності спотворень дає значну похибку. Якщо через деформацію кривої сигнал перетинає нульову лінію шість разів за період замість двох, цифрові прилади, алгоритм яких прив'язаний до точок переходу через нуль, працюватимуть некоректно. Для точного аналізу таких мереж необхідне застосування спеціалізованого обладнання з функцією обчислення істинного середньоквадратичного значення (True RMS).

У практичних дослідженнях систем електропостачання найчастіше аналізують саме гармоніки струму, оскільки вони є першопрчиною погіршення режимів роботи мережі. Оцінити характер негативного впливу нелінійного навантаження без спектрального (гармонічного) аналізу форми кривої неможливо. Для кількісної оцінки відхилення форми сигналу від ідеальної синусоїди використовують інтегральні коефіцієнти спотворення. Протікання спотворених струмів лініями, які не розраховані на високочастотні складові, призводить до падіння напруги на опорах мережі та,

як наслідок, до спотворення форми кривої напруги у суміжних контурах. Для чіткого розмежування цих процесів у технічній документації та розрахунках сумарний коефіцієнт гармонійних спотворень струму позначають як  $\text{THD}_I$ , а напруги — як  $\text{THD}_V$ .

Гармонічні спотворення тривалий час супроводжують розвиток електроенергетики. Першими їхніми джерелами були потужні ртутні випрямлячі дугового розряду, які застосовувалися для живлення тягових двигунів постійного струму на залізничному транспорті. Сьогодні спектр пристроїв, що генерують вищі гармоніки, стрімко розширився за рахунок масового впровадження перетворювачів частоти (структур АС-DC-АС та безпосередніх перетворювачів АС-АС). Це змушує проектувальників ретельно враховувати наявність гармонік та розробляти заходи для мінімізації їхнього негативного впливу на електрообладнання.

Основними джерелами генерації вищих гармонік є пристрої з нелінійною вольт-амперною характеристикою (ВАХ). Чим вища ступінь нелінійності ВАХ елемента, тим більший спектр спотворень він вносить у мережу. До такого обладнання в однофазних мережах належать імпульсні джерела живлення (ІДЖ), електронні пускорегулювальні апарати (баласты) світлових приладів та джерела безперебійного живлення (ДБЖ) малої потужності. У трифазних промислових мережах головними джерелами є частотно-регульовані електроприводи та потужні ДБЖ.

Найбільш масовим нелінійним навантаженням в сучасних системах електроспоживання є імпульсні джерела живлення. Вони витіснили класичні трансформаторні схеми завдяки можливості високочастотного регулювання, меншій вартості, низькій вазі та компактним габаритам. Проте суттєвим недоліком ІДЖ є те, що паралельно з випрямленням напруги вони споживають із мережі короткі імпульси струму з багатим спектром вищих гармонік, серед яких найбільш вираженою є третя гармоніка.

Для захисту від високочастотних завад на вході таких пристроїв встановлюють прості заземлені фільтри. Вони ефективно блокують

проникнення радіочастотних завад у мережу та у нейтральний провід, проте є абсолютно неефективними проти низькочастотних канонічних гармонік струму, що генеруються випрямним мостом. Для потужних джерел живлення актуальним трендом є впровадження вхідних каскадів з активною корекцією коефіцієнта потужності (АККП). Метою такого рішення є надання навантаженню еквівалентного резистивного характеру, за якого вхідний струм стає синусоїдальним та збігається за фазою з напругою. Це реалізується шляхом формування високочастотного струму трикутної форми, з якого за допомогою вхідного фільтра виділяється перша синусоїдальна гармоніка. Проте через схемотехнічне ускладнення та вищу вартість такі рішення майже не застосовуються в бюджетних джерелах живлення, які наразі складають більшість навантаження комерційних об'єктів.

У переважній більшості напівпровідникових перетворювачів для згладжування пульсацій напруги в ланці постійного струму використовується ємнісний фільтр. Для однофазної мостової схеми теоретичний рівень пульсацій напруги без фільтра сягає близько 66%. Встановлення найпростішого С-фільтра дозволяє знизити ці пульсації до нормативного рівня. Проте, як показано на рисунку 1.1, у такій схемі діоди випрямляча відмикаються лише в моменти, коли миттєве значення вхідної напруги перевищує напругу на конденсаторі. Внаслідок цього струм заряду конденсатора набуває вузькоімпульсного характеру, що різко збільшує коефіцієнт гармонік і знижує коефіцієнт потужності системи. Для усунення цього явища доцільно замінювати міст із ємнісним фільтром на LC-фільтр, індуктивність якого обмежує швидкість наростання струму, згладжуючи вхідний імпульс. Такий підхід належить до класичних методів пасивної корекції коефіцієнта потужності[1-2].

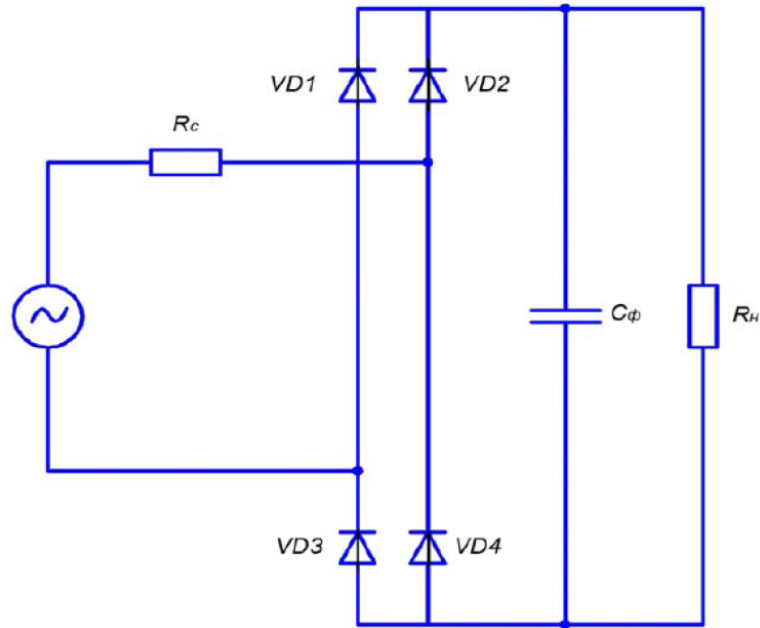


Рисунок 1.1 – Однофазний випрямляч, із згладжувальним ємнісним фільтром,

де  $R_c$  — еквівалентний активний опір живильної мережі;  $C_\phi$  — ємність згладжувального фільтра;  $R_n$  — активний опір навантаження.

Основними критеріями, що визначають енергетичну ефективність перетворювальних установок, є коефіцієнт корисної дії (ККД), вхідний коефіцієнт потужності, а також кут зсуву фаз  $\varphi$  між першими гармоніками струму та напруги мережі.

Якість випрямленої напруги на виході напівпровідникового перетворювача оцінюється за допомогою коефіцієнта пульсацій, який визначає амплітуду змінної складової щодо постійного рівня напруги. Коефіцієнт корисної дії випрямного моста визначається за формулою:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P} \quad (0.1)$$

де,  $\Delta P$  – втрати в діодному мості;  $P_d$  – вихідна потужність.

$$P_d = U_d \cdot I_d \quad (0.2)$$

Загальний коефіцієнт корисної дії випрямної установки визначається як добуток ККД безпосередньо напівпровідникового випрямляча та ККД вхідного електромагнітного перетворювача (узгоджувального трансформатора або мережевого реактора).  $\eta_T$ , ( $\eta = \eta_B \eta_T$ ).

ККД випрямляча:

$$\eta_B = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_B} \quad (0.3)$$

де  $\Delta P_B$  – втрати в напівпровідникових діодах

$$\Delta P_B = \alpha \Delta U_a I_d \quad (0.4)$$

де  $\Delta U_a$  – пряме падіння напруги на випрямному вентилі;  $\alpha$  – кількість вентилів, які одночасно беруть участь у провідності (через які послідовно протікає струм на інтервалі комутації).

Підставивши вирази (1.2) та (1.3) у вихідну систему рівнянь, отримуємо:

$$\Delta P_B = \frac{1}{1 + \frac{\alpha \Delta U_a I_d}{U_d}} \quad (0.5)$$

Під час функціонування таких систем у колах низької напруги коефіцієнт корисної дії безпосередньо вентиляного блока зазвичай становить 0,98-0,99. Оскільки ККД електромагнітного перетворювача (трансформатора) середньої потужності перебуває в аналогічних межах, сумарний ККД усієї випрямної установки перевищує 0,96. Таким чином, за низьковольтного випрямлення напівпровідникові перетворювачі забезпечують високу ефективність передачі енергії та не потребують додаткових заходів щодо штучного підвищення ККД. З виразу (1.3) випливає, що в ідеалізованому випадку ККД випрямляча не залежить від величини струму навантаження. Проте, якщо врахувати реальні втрати потужності (в обмотках та осерді електромагнітного перетворювача, колах системи керування тощо), стає очевидною залежність ККД від режиму роботи та характеру навантаження.

Варто зазначити, що ця залежність є значно менш вираженою, а загальна ефективність статичних напівпровідникових перетворювачів є суттєво вищою, ніж у класичних електромеханічних перетворювачів енергії (рисунок 1.2).

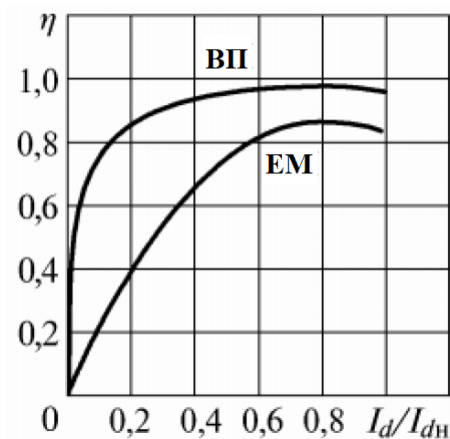


Рисунок 1.2 – Залежність коефіцієнта корисної дії вентильного (ВП) та електромеханічного (ЕМ) перетворювачів від відносного навантаження

## 1.2 Режими роботи та коефіцієнт потужності перетворювачів частоти

Система частотного перетворення в основному складається зі структур, у складі яких зазвичай використовується транзистор або тиристор (керовані елементи), які застосовуються як електронні ключі. Для автоматизації та координації роботи таких систем застосовується мікропроцесорна техніка. Сучасні мікропроцесорні контролери не лише забезпечують високоточне формування сигналів керування силовими ключами перетворювача, а й здатні виконувати широкий комплекс додаткових завдань, зокрема моніторинг параметрів у реальному часі, функціональну діагностику вузлів та багаторівневий захист від аварійних режимів роботи.

Залежно від схемотехнічної структури та принципу функціонування перетворювачі частоти класифікують на кілька основних типів[3]:

1. Із зв'язком (АС/АС).

## 2. З явно вираженою ланкою постійного струму (AC/DC/AC).

Кожен із зазначених класів перетворювачів частоти володіє індивідуальним комплексом переваг та недоліків, які визначають межі їхнього раціонального інженерного застосування.

У перетворювачах із безпосереднім зв'язком (без ланки постійного струму) силова схема реалізується на базі реверсивних керованих випрямлячів. Система автоматичного керування за заданим алгоритмом почергово відмикає відповідні групи тиристорів, забезпечуючи циклічне підключення обмоток статора електродвигуна безпосередньо до живильної мережі змінного струму.

Відповідно, на виході системи перетворення формується сигнал з «вирізаних» шматків синусоїд напруги мережі. Логічно, що частота вихідного сигналу таких перетворювачів не може перевищувати частоту мережі живлення. Для основних мереж вихідна частота буде від 0 до 50 Гц, і як наслідок отримуємо дуже невеликий діапазон регулювання (не більше 1:10). Даний недолік не дозволяє застосовувати такі системи в сучасних установках частотно-регульованих електроприводів з необхідністю великого діапазону регулювання різних параметрів.[4]

Застосування тиристорів вимагає наявності складних систем управління, що збільшує вартість таких перетворювачів. Набрана синусоїда, що отримується на виході таких систем з безпосереднім зв'язком, є джерелом нелінійних спотворень або простіше кажучи гармонік, які в свою чергу можуть привести до додаткових втрат в мережі, перегріву електромеханічних перетворювачів, зменшенню моменту, створенню перешкод в мережі, які можуть не відповідати регламентуючим документам. Використання компенсуючих пристроїв може призвести до зниження ККД, збільшення ціни і масогабаритних показників.

Величезне поширення отримали в сучасних системах перетворення частоти перетворювачі з використанням ланцюга постійного струму. У даних перетворювачах застосовують подвійне перетворення електричних

параметрів мережі: вхідна синусоїдальна напруга з постійною амплітудою і частотою випрямляється за допомогою систем випрямлення, потім зазвичай встановлюється згладжувальний фільтр, а після за допомогою інвертора перетворюється знову в змінну напругу необхідної частоти і можливої амплітуди. Такий тип перетворення енергії призводить до зниження енергетичних показників і до незначного погіршення масогабаритних показників по відношенню до перетворювачів з безпосереднім зв'язком.

Серед ключових переваг тиристорних систем перетворення енергії слід виділити їхню високу навантажувальну здатність, що дозволяє функціонувати в колах із надвисокими значеннями струмів та напруг, а також забезпечувати надійний захист обладнання від струмових перевантажень та інших аварійних режимів. Завдяки низьким втратам потужності у відкритому стані вентилів такі системи мають високий коефіцієнт корисної дії (до 98%, що в межах мегаватного діапазону потужностей перевищує аналогічні показники перетворювачів на базі IGBT-транзисторів.

### **1.3 Електромагнітна сумісність випрямлячів і частотних електроприводів**

Як вже було зазначено вище, напівпровідникові перетворювачі є джерелами нелінійних спотворень мережі. У таких системах, як правило, випрямні мости створюють низькочастотні гармоніки, а інвертори — високочастотні. [5] Можна виявити, які ж негативні наслідки мають на мережу гармоніки, що створюються перетворювачами:

1. Гармонійні складові, що виникають в результаті використання нелінійних елементів при роботі мережі, створюють додаткові втрати в шинах мережі. Даний негативний ефект може призвести до помітного збільшення втрат енергії і є причиною виведення з ладу або поломки струмопровідних шин через перевищення температур. Проходження струмів підвищених частот в пластинах шин, внаслідок поверхневого ефекту та

ефекту близькості, може призвести до підвищення активного опору шин, і відповідно до підвищеного нагрівання. Час служби таких пристроїв може залежати від роботи з ненормованою температурою, що може бути неприпустимо, відповідно доведеться зменшити потужність мережі. В результаті доводиться занижувати потужність і вибирати шинопровід з великим перетином, що істотно збільшує вартість об'єкта. Припустимо, що у нас є регламентований рівень навантаження шини, при якому вона вважається повністю навантаженою, однак через нелінійні спотворення шина перегрівається. Якщо ситуацію не виправляти, то термін служби шини може скоротитися, залежно від кількісної складової гармонік у струмі, в два рази.

2. Створюють електромагнітні втрати в магнітопроводах трансформаторів. Виникнення гармонічних складових у формі напруги викликають в електромагнітних перетворювачах підвищені втрати на перемагнічування і втрати, а також струми Фуко, що виникають в сталі, додатково збільшуючи додаткові втрати в обмотках, що залежать від частоти. Через наведені вище втрати виникає підвищений нагрів, який прискорює старіння ізоляції. Варто відзначити, що дані втрати можуть перевищити допустимі, що не тільки збільшить вартість роботи трансформатора, але і може вивести його з ладу. Наявність гармонічних складових в струмах обмоток трансформатора призводить до появи скін-ефекту, що викликає поверхневий нагрів провідників. Час роботи трансформатора дуже сильно залежить від дотримання регламентованих температур, для різних типів ізоляції вона може бути різною, проте залежність старіння від нагріву нелінійна і навіть відносно середнє перевищення температури обмоток над регламентованою сильно зменшить час роботи, відповідно система автоматичного або ручного контролю повинна буде знизити пропускну потужність через трансформатор. [7]

3. Передчасне виведення з ладу та скорочення терміну експлуатації електрообладнання зумовлене інтенсифікацією процесів теплового й електричного старіння діелектричних матеріалів. Під впливом робочих

температур в ізоляції безперервно протікають деструктивні хімічні реакції, які поступово погіршують її діелектричні та механічні властивості. Термічне перевантаження суттєво прискорює ці процеси, критично зменшуючи безвідмовний час роботи установок[8].

Зокрема, у силових конденсаторах батарей ККП діелектричні втрати потужності є прямо пропорційними частоті, тому протікання несинусоїдального струму вищих гармонік викликає їхній інтенсивний додатковий нагрів. У трифазних електричних машинах і трансформаторах струми вищих гармонік, що утворюють нульову послідовність (особливо кратна трьом 3-тя гармоніка), спричиняють додаткове підмагнічування магнітопроводів. Це призводить до насичення сталі, спотворення робочих характеристик і надлишкових втрат на перемагнічування та вихрові струми в осердях статорів асинхронних двигунів і трансформаторного обладнання.

4. Протікання третьої гармоніки по нульовому проводу призводить до його нагрівання, а також можливого руйнування ізоляції, а при високій амплітуді третьої гармоніки – до руйнування самого провідника. Нульовий провід, як правило, не захищений запобіжниками або автоматичними системами захисту. Як правило, такі системи можна зустріти в старих спорудах тощо, оскільки раніше не враховувалися нелінійні навантаження в мережах, і мережі проектувалися на 50 Гц. Згідно зі старими правилами проектування, різниця протікаючих струмів не повинна була перевищувати 10%. Згідно з умовою відповідно струми в нульовому проводі не могли перевищувати фазні. У подібних мережах гармоніки збільшують вплив на діелектрики за рахунок спотворення форми напруги, як наслідок зростає частота поломок. При наявності нелінійних енергоспоживачів збільшення струмів, що протікають по нейтральному проводу, може досягати в 1,73 рази більших струмів, ніж фазні. Для цього були зроблені різні регламенти, які знижують допустиме навантаження нульових проводів при нелінійних навантаженнях. На такому обладнанні, з нейтральним проводом, можуть

виникати потенціали, що створюють неприємний вплив на людину при дотику. Все вищесказане відноситься до шин різних призначень.

5. Резонансні явища на частотах вищих гармонік. Наявність вищих гармонійних складових в електричних колах із зосередженими та розподіленими параметрами, якими моделюються окремі блоки, вузли та розподільні мережі системи електропостачання, створює високу ймовірність виникнення небезпечних резонансних режимів. У разі настання повного або часткового (квазірезонансного) резонансу на частоті будь-якої з вищих гармонік струму чи напруги, амплітуда цієї конкретної складової може перевищити амплітудне значення першої (основної) гармоніки сигналу на відповідних ділянках кола. Таке локальне за замовчуванням екстремальне зростання напруг або струмів призводить до значних перевантажень і критично погіршує працездатність та надійність окремих елементів і вузлів системи електроживлення [9].

При роботі електроприводу від частотного перетворювача важливо розуміти, що він може бути джерелом високочастотних коливань, відповідно необхідно закладати екранований кабель мінімальної довжини. Відстань прокладки таких кабелів від інших пристроїв визначається електромагнітною сумісністю в залежності від умов роботи. Це необхідно, щоб знизити наведені високочастотні струми, і якщо необхідно десь прирізати кабелі, це робиться під кутом 90 градусів.

Виходячи з вище наведеного можна зазначити, що, напівпровідникові перетворювачі отримали широке застосування через їх функціональність, проте необхідно контролювати рівень нелінійних спотворень на мережу, що створюються ними. У міжнародних стандартах вже встановлюється мінімальний рівень нелінійних спотворень для даних установок у зв'язку з поганими наслідками в разі застосування приладів з низьким коефіцієнтом потужності, а також з високим показником нелінійних спотворень.

## 2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ

### 2.1 Збільшення кількості фаз і вибір схеми трансформатора перетворювачів

Попередньо вже було зазначено, що від кількості пульсацій залежить які гармоніки будуть вироблятися нелінійними елементами. Однак якщо збільшити кількість пульсацій, можна зменшити гармонійний склад і відповідно підвищити коефіцієнт потужності перетворювальної установки. Найпоширеніший спосіб збільшити кількість пульсацій це використовувати вхідний перетворювальний трансформатор вихідна напруга яких буде зміщена одна від одної на 60 градусів, ну або для однієї фази на 30 градусів.

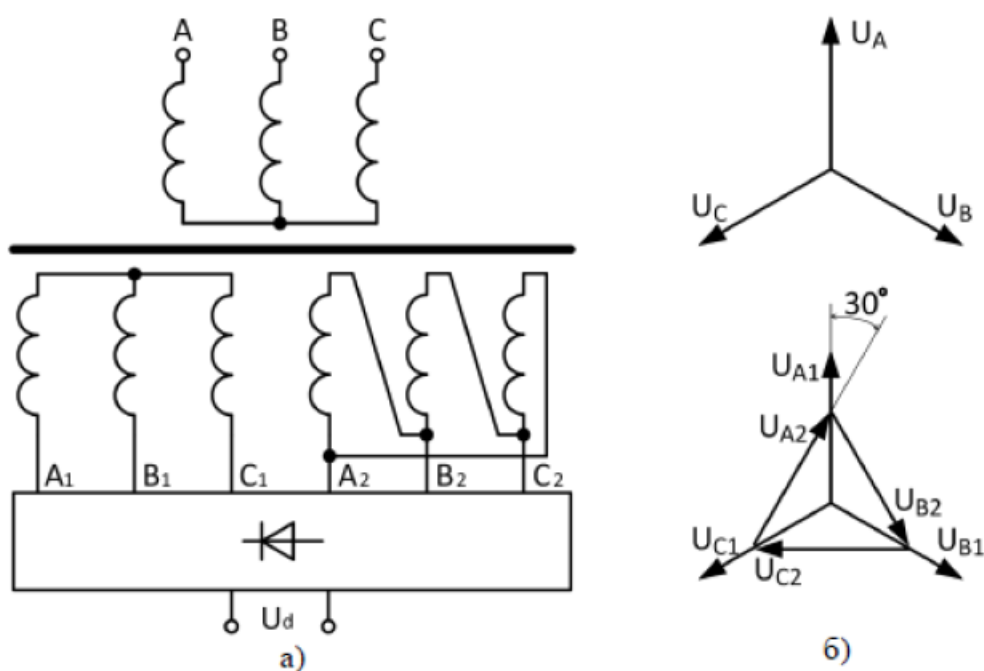


Рисунок 2.1 – Схема подачі напруги на випрямляч через перетворювальний трансформатор з векторною діаграмою напруг обмоток трансформатора

При використанні схеми живлення, як на рисунку 2.1, ми отримуємо 12-імпульсну схему випрямлення і позбавляємося від гармонік, кратних трьом. Можна зробити і більш складні схеми з'єднань обмоток для досягнення більшої кількості пульсацій, однак це не має сильного економічного ефекту, таким чином дана схема, якщо застосовується збільшення пульсацій, є найпоширенішою для збільшення коефіцієнта потужності.

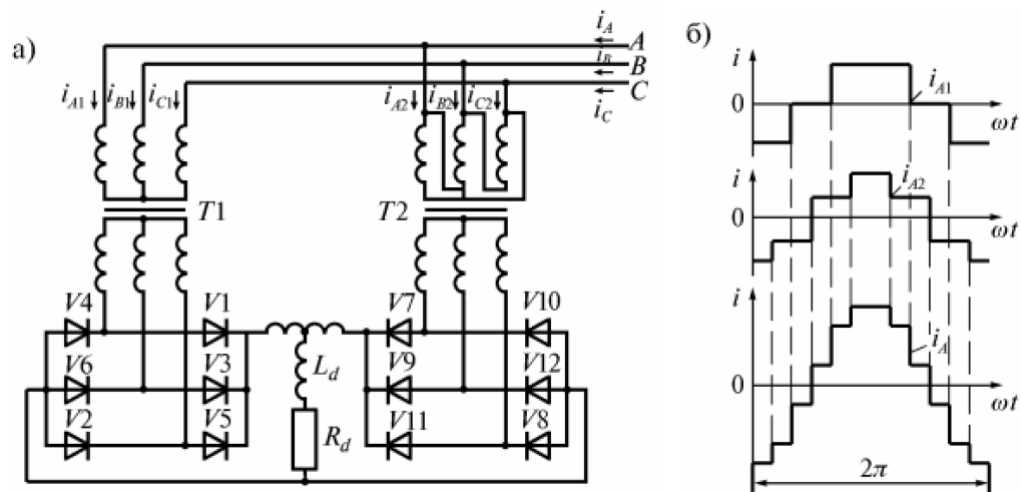


Рисунок 2.2 – Схематичне зображення дванадцятифазної схеми випрямлення та діаграм струмів

На рисунку 2.2 наведені дані, які показують, що при використанні дванадцятифазної схеми можна позбутися гармонік третього порядку. На даній схемі вихідні напруги з вентильних обмоток зсунуті на 30 градусів, і живлять загальний випрямний міст, тим самим збільшуючи кількість пульсацій і компенсуючи гармоніки, кратні трьом. Якщо зробити 12-фазну схему випрямлення, відбувається компенсація 5 і 7 гармонік, тим самим найнижчі гармонічні складові виявляються 11 і 13 гармоніки.

В результаті знижується амплітуда пульсацій і збільшується їх кількість. Такі схеми використовуються для простих рішень усунення гармонік, проте на співвідношення потужностей це не впливає.

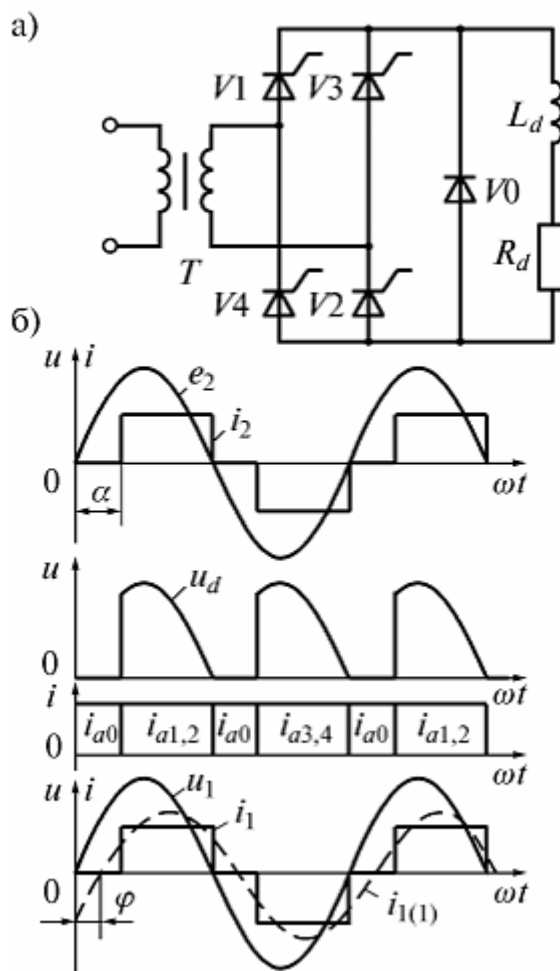


Рисунок 2.3 – Схема однофазного випрямлення та діаграми струмів і напруг

Такі системи з тиристорним випрямленням, з нульовими проводами, які шунтують вихідні вузли випрямляча, таким чином зменшуючи реактивний опір системи за рахунок відсікання задньої частини струму. Так, відбувається зміщення кута між струмом і напругою, кут між потужностями збільшується (див. рисунок 2.3). Даний метод є одним з найпростіших і перших методів корекції енергетичних показників керованих випрямлячів.

Використання фазоступінчастого способу регулювання розглянуто на прикладі схеми з відпайками на стороні вторинної напруги (рисунок 2.4). Якщо кінці вторинних обмоток зроблені в середині концентра, при включенні тиристорних ключів при нульовому зміщенні кута керування,

отримана вихідна напруга становитиме лише половину від повної, що логічно.

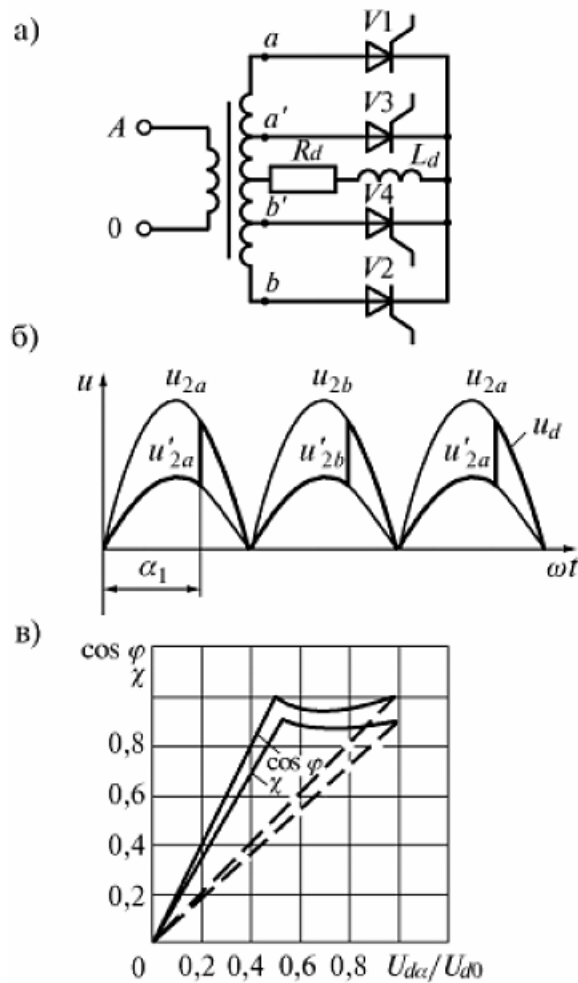


Рисунок 2.4 – «Однофазна нульова схема з фазоступінчастим регулюванням випрямленої напруги та енергетичні показники у функції глибини регулювання»

Приймається, що випрямляч в даній системі ідеальний, тим самим виходить, що  $\cos \varphi = 1$ . Рисунок 2.4 показує нам, що випрямлена напруга при накладенні роботи вентилів по черговій роботі. Можна побачити підвищення енергетичних показників у порівнянні з використанням звичайної системи випрямлення з нульовою схемою.

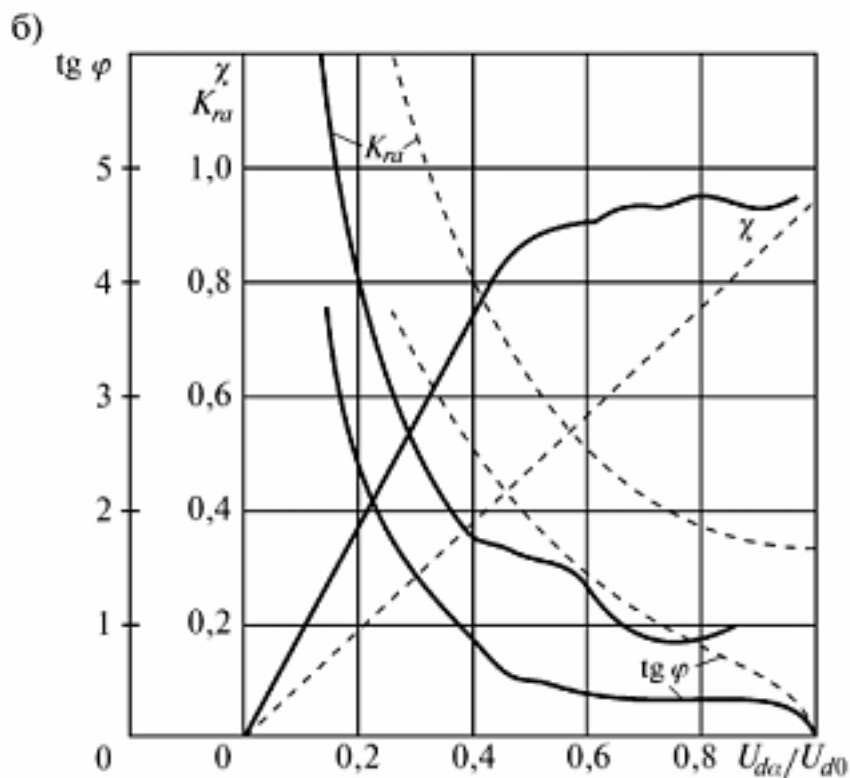
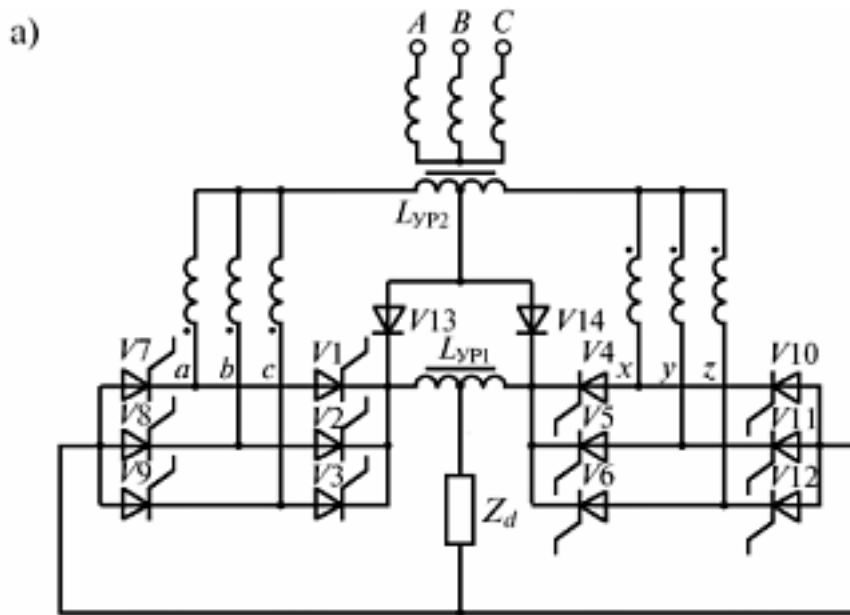


Рисунок 2.5 – Трифазна схема з фазоступінчастим регулюванням, енергетичні показники даної схеми (суцільні лінії) і трифазної мостової схеми (штрихові) у функції глибини регулювання

На даному рисунку використовується система, яка реалізується в багатофазних системах. При роботі в системі вентилів з першого по дванадцятий вона зводиться до роботи двох трифазних систем через

вирівнювальний реактор. У разі, коли працюють вентиля з сьомого по чотирнадцятий, він аналогічний роботі двох зміщених зірок через інший вирівнювальний реактор. Тому випрямлена напруга відрізняється в декілька разів одна від одної. У таких випадках ми приймаємо, що випрямна система ідеальна і не дає кута зміщень потужностей. На рисунку 2.5 можна побачити поліпшення показників даної системи в порівнянні з попередніми трифазними випрямлячами. Вище представлені системи поліпшують енергетичні показники, проте вони не можуть дозволити отримати випереджаючий кут зсуву, оскільки подібного неможливо досягти без застосування повністю керованих вентилів, а також комутацією під впливом мережі.

Якщо створити складну систему управління, яка дозволить вимикати ключі випрямляча до того, як вони перейдуть в режим комутації під впливом мережі, тоді така система зможе відкрити інший ключ. Тим самим дозволяючи змінити кут зменшити, до мінусового знака, і таким чином отримуючи, зміщуючи кут між струмом і напругою в ємнісний характер навантаження. Такий метод здійснюється за допомогою конденсаторів, і називають штучною комутацією ключів.

Використання такого методу показано на рисунку 2.6, це однофазна нульова система випрямлення. У такій системі робота залежить від кута  $\alpha$ , результати показані на діаграмах рисунка 2.6. Якщо паралельно ключам можна включити ємнісні навантаження, можна, методом зазначеним вище, випередити напругу і відкрити чергові ключі раніше. Як видно з діаграм, струм, що споживається від мережі, тепер випереджає напругу мережі.

Дані системи не отримали широкого застосування, оскільки з'являється складність систем управління, а також збільшення масогабаритних показників.

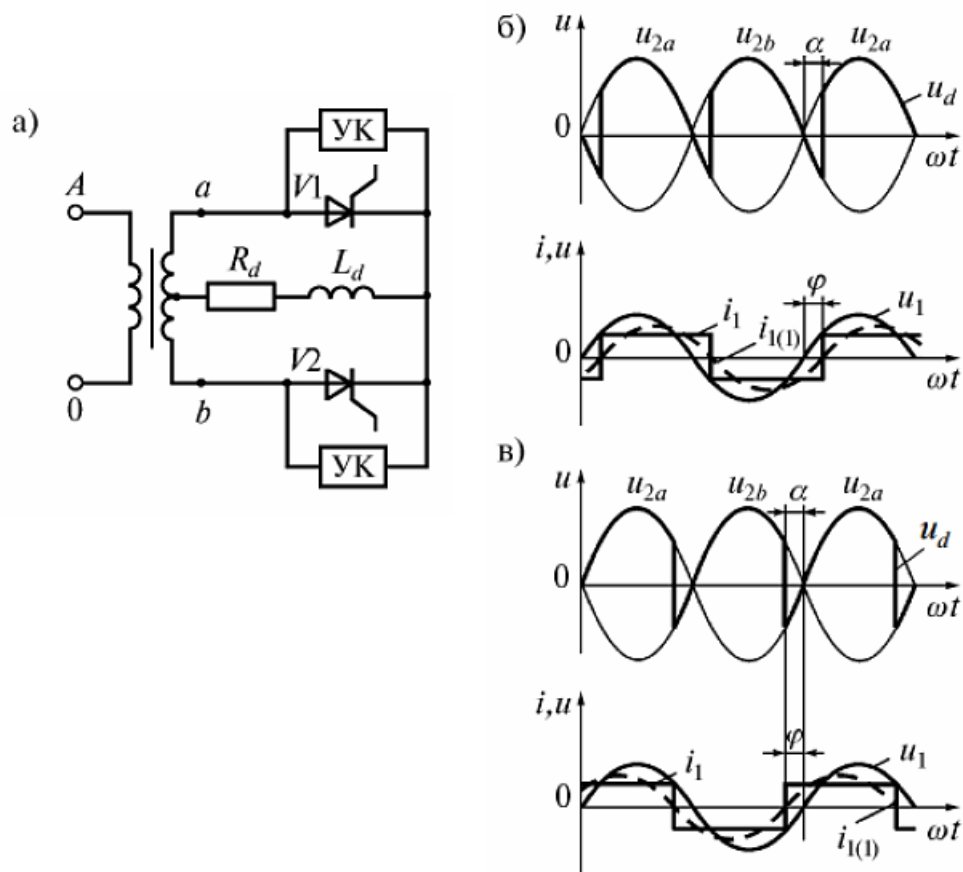


Рисунок 2.6 – Приклад системи зі штучною комутацією ключів

Однак з появою можливості керувати комутацією тиристорів з'являються нові перспективи використання таких систем. На рисунку 2.7 показана система, що живиться однією фазою з використанням замикаючих тиристорів. З використанням керуючих сигналів з'являється можливість замкнути перший тиристор і завдяки випередженню на кут  $\alpha$  відкрити заздалегідь другий тиристор. З діаграм на рисунку 2.7 видно випередження струму над напругою. Важливо додати, що в разі, коли система береться неідеалізованою, існує індуктивність розсіювання. Таким чином, виникають перенапруги за рахунок самонаведення напруги на індуктивності. Нормальна робота системи перетворення енергії більше не можлива. Для вирішення даної проблеми доводиться використовувати ємність великої потужності для компенсації енергії, що виділяється в разі комутації в котушці.

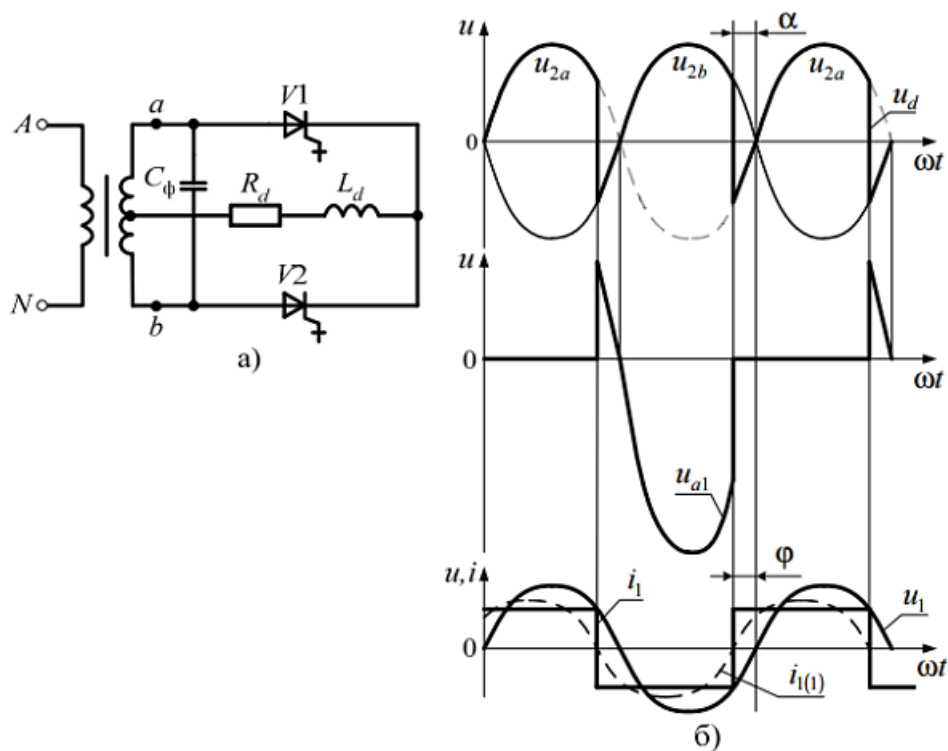


Рисунок 2.7 – система і діаграми в схемі з використанням замикаючих ключів

Така система знову ще більше ускладнює електромагнітні процеси, що відбуваються в схемі випрямлення, а також погіршує масогабаритні показники.

## 2.2 Дослідження застосування резонансних фільтрів і ємнісних батарей

Даний метод називається пасивний коректор коефіцієнта потужності, його суть полягає в тому, щоб максимально зменшити негативні наслідки роботи напівпровідникового випрямляча, згладити, тому літературі його ще називають згладжувальним фільтром. Так само фільтри іноді встановлюють не тільки в колі постійного струму перетворювача частоти, але і в мережі до подачі на випрямляч і на виході з інвертора, такі фільтри називаються резонансними і, як правило, вони встановлюються на певну гармоніку.

Найпростішим способом є використання індуктивного навантаження на стороні мережі, до випрямлення напруги, включене послідовно, як показано на рисунку 2.8.

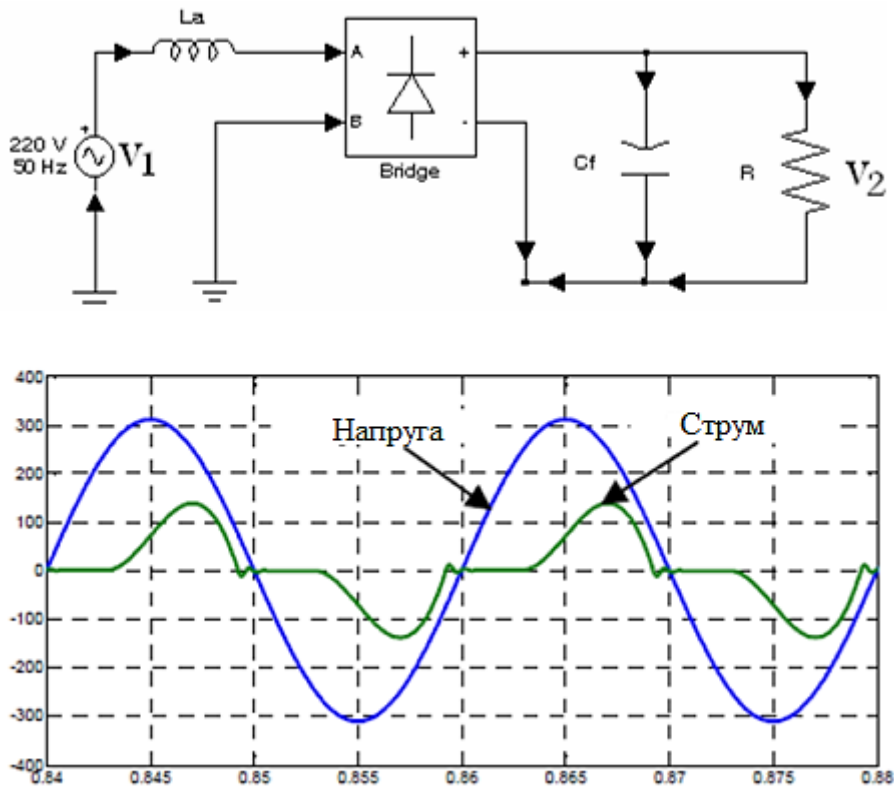


Рисунок 2.8 – Найпростіша схема пасивного коректора потужності

Максимальний  $\cos \varphi$  за такої конфігурації може становити 0,76. Індуктивність можна також встановити з боку постійного струму, як показано на рисунку 2.9 Струм індуктивності є безперервним при досить великій індуктивності  $L_d$ . У теоретичному випадку майже нескінченної індуктивності струм котушки постійний, тому вхідний струм випрямляча має квадратну форму, а коефіцієнт потужності дорівнює 0,9. Однак для роботи, близької до цієї умови, для  $L_d$  буде потрібна дуже велика котушка індуктивності. Для більш низької індуктивності  $L_d$  струм котушки індуктивності стає переривчастим. Максимальний коефіцієнт потужності, який може бути отриманий в такому випадку, становить 0,76, причому режим

роботи ідентичний випадку індуктора з боку змінного струму, який раніше обговорювався.

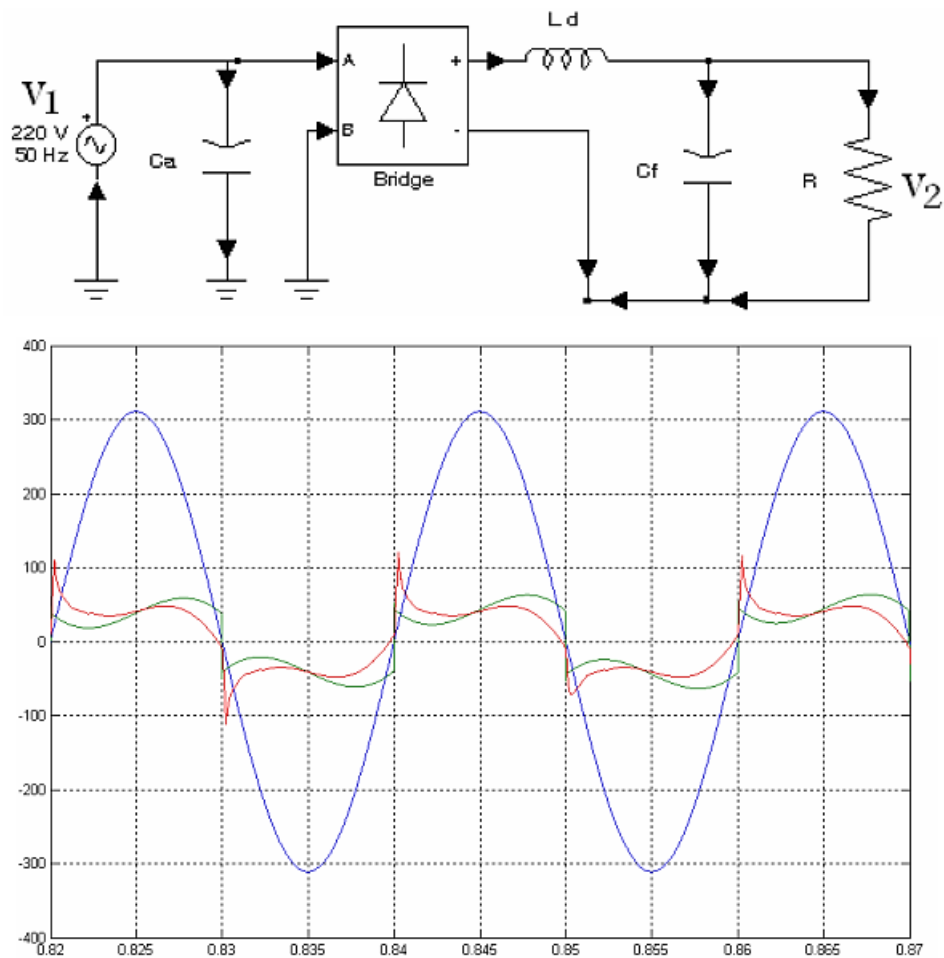


Рисунок 2.9 – Схема з LC-фільтром в мережі постійного струму

Поліпшення коефіцієнта потужності може бути отримано шляхом додавання конденсатора  $C_a$ , який покращує коефіцієнт потужності,  $\cos\phi$ . Можлива конструкція для  $K_d$  і одиничного коефіцієнта потужності  $\cos\phi$ , що призводить до максимального доступного коефіцієнта потужності 0,905. Форма лінійного струму може бути додатково поліпшена за допомогою комбінації вхідних і вихідних фільтрів нижніх частот. Існує також кілька рішень, заснованих на резонансних мережах, які використовуються для ослаблення гармонік.

Наприклад, смуговий фільтр послідовного резонансного типу, налаштований на лінійну частоту, вводиться між джерелом змінного струму і навантаженням. Дана схема показана на рисунку 2.10, коефіцієнт потужності 0,993.

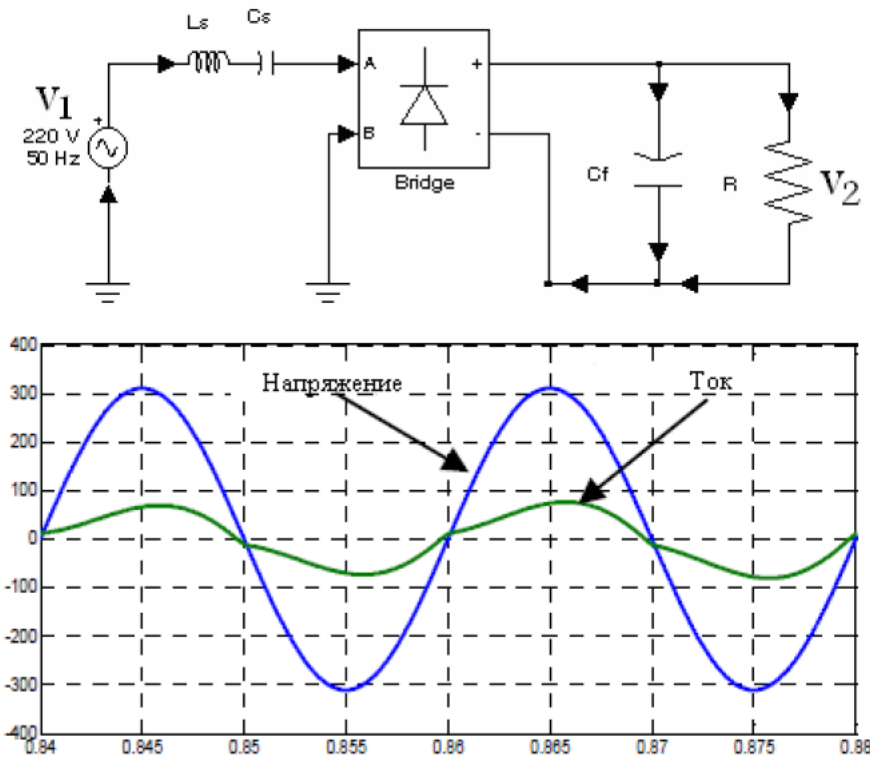


Рисунок 2.10 – Послідовний резонансний фільтр

Інша можливість полягає у використанні фільтра з фільтрами гармонік. Гармонічна пастка складається з послідовно-резонансної мережі, з'єднаної паралельно джерелу змінного струму і налаштованої на гармоніку, яка повинна бути ослаблена. Наприклад, фільтр, показаний на рисунку 2.11, має дві гармонічні пастки, які налаштовані на 3-ю і 5-ту гармоніки відповідно, досяжний коефіцієнт потужності 0,999.

Пасивні методи корекції коефіцієнта потужності мають певні переваги, такі як простота, надійність і міцність, нечутливість до шумів і перенапруг, відсутність генерації високочастотного електромагнітного інтерфейсу (ЕМІ) і відсутність високочастотних комутаційних втрат.

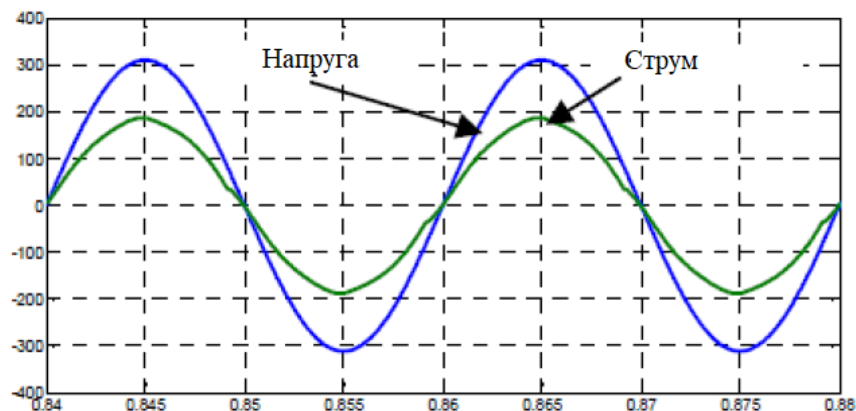
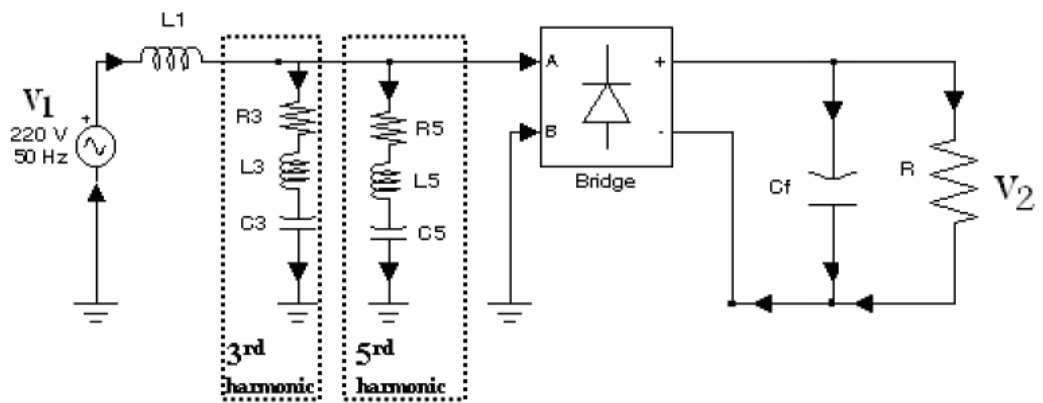


Рисунок 2.11 – Пасивний ККП з резонансними фільтрами 3 і 5 гармонік.

З іншого боку, пасивним методам фільтрації притаманна низка суттєвих недоліків. Схемотехнічні рішення на основі класичних фільтрів є громіздкими та мають велику масу, оскільки розраховані на низьку частоту мережі, що вимагає використання реактивних елементів (індуктивностей та ємностей) значних габаритів.

Крім того, такі системи характеризуються незадовільними динамічними властивостями, відсутністю можливості стабілізації вихідної напруги, а ефективність формування форми вхідного струму в них безпосередньо залежить від величини та характеру навантаження. Попри те, що пасивні фільтри успішно пригнічують вищі гармоніки лінійного струму, перша (основна) гармоніка може зазнавати надмірного фазового зсуву

відносно напруги, що сумарно знижує загальний коефіцієнт потужності установки.

### 2.3 Вибір методу корекції коефіцієнта потужності в силових установках

Активні ККП мають різні системи та способи керування, а деякі — й різні режими роботи. Найпоширенішим і найвідомішим є той самий LC-фільтр, тільки з обмеженою комутацією ємності та індуктивності. Вигляд представлено на рисунку 2.12.

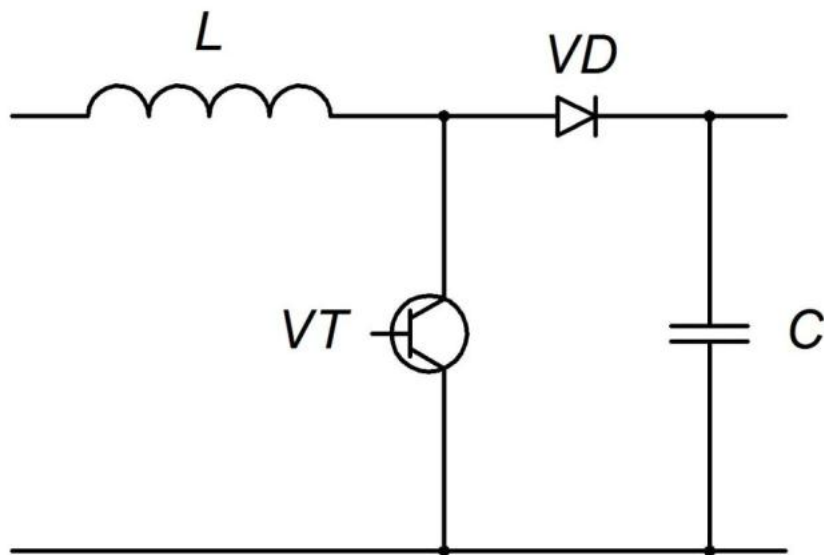


Рисунок 2.12 – Принципова схема активної корекції коефіцієнта потужності

При цьому існує два способи керування цією схемою, два режими роботи ключа:

1) Замикання відбувається, коли струм дорівнює 0, а розмикання — при рівності напруги на вході дроселя та опорної напруги.

2) Замикання відбувається при рівності напруги на виході дроселя та опорної напруги, а розмикання — при рівності напруги на виході дроселя та опорної напруги, пропорційної середній напрузі випрямленої ланки.

Такі системи забезпечують високу ефективність, досягаючи ККД 0,92–0,98. Однак наразі існує дуже мало літератури, присвяченої проектуванню таких ККП, а точніше — систем управління ними. Також, якщо після ланки змінного струму встановлено інвертор, то гармоніки можна придушити, розрахувавши параметри кутів відкриття транзисторів. При цьому гармоніки будуть повністю відсутні в подальшому колі, але це призведе до втрати необхідних показників вихідної напруги, та частоти.

Також варто зазначити, що ці системи часто не є універсальними, вони мають бути чітко розраховані під певні умови роботи, тобто реалізація найпростішого активного ККП, наприклад, інвертора з електроприводом і регулюванням швидкості обертання двигуна, за допомогою регулювання частоти, що видається інвертором, може порушити розрахунковий баланс системи. Взяти хоча б резонансний фільтр, який встановлюється на виході інвертора, оскільки він все одно створює гармоніки. Тоді коефіцієнт передачі фільтра змінюватиметься залежно від частоти, згідно з амплітудно-частотними характеристиками резонансних фільтрів, що видається інвертором і, відповідно, погіршується ефективність фільтра, і оскільки весь АС/DC/АС перетворювач буде залежати один від одного, це позначиться і на роботі активного ККП, однак відомі методи проектування закладають постійні величини в розрахунок, не маючи на увазі можливість створення динамічної системи, навіть підвищене навантаження на двигун може вивести систему з ладу. Що призводить до створення більш складних сучасних АС/DC/АС перетворювачів з можливістю регулювання напруги ланки постійного струму, регулятори напруги на інверторі та багато інших схем спрямовані на створення універсальних динамічних систем з високим коефіцієнтом потужності.

У вільному доступі можна знайти вже існуючі подібні схеми керування. Такі системи керування мають безліч характеристик і засобів захисту від роботи в ненормальних режимах, а також можна налаштувати їх на роботу на інших частотах.

Також можна використовувати коректор коефіцієнта потужності (ККП), що являє собою одночасно активним фільтром; зокрема, використовується ККП на базі підвищувального перетворювача; приблизна схема показана на рисунку 2.13. Активні методи ККП, які пов'язані з формуванням лінійного струму, з використанням комутаційних пристроїв, таких як MOSFET та IGBT, є результатом прогресу в силових напівпровідникових пристроях. [10]

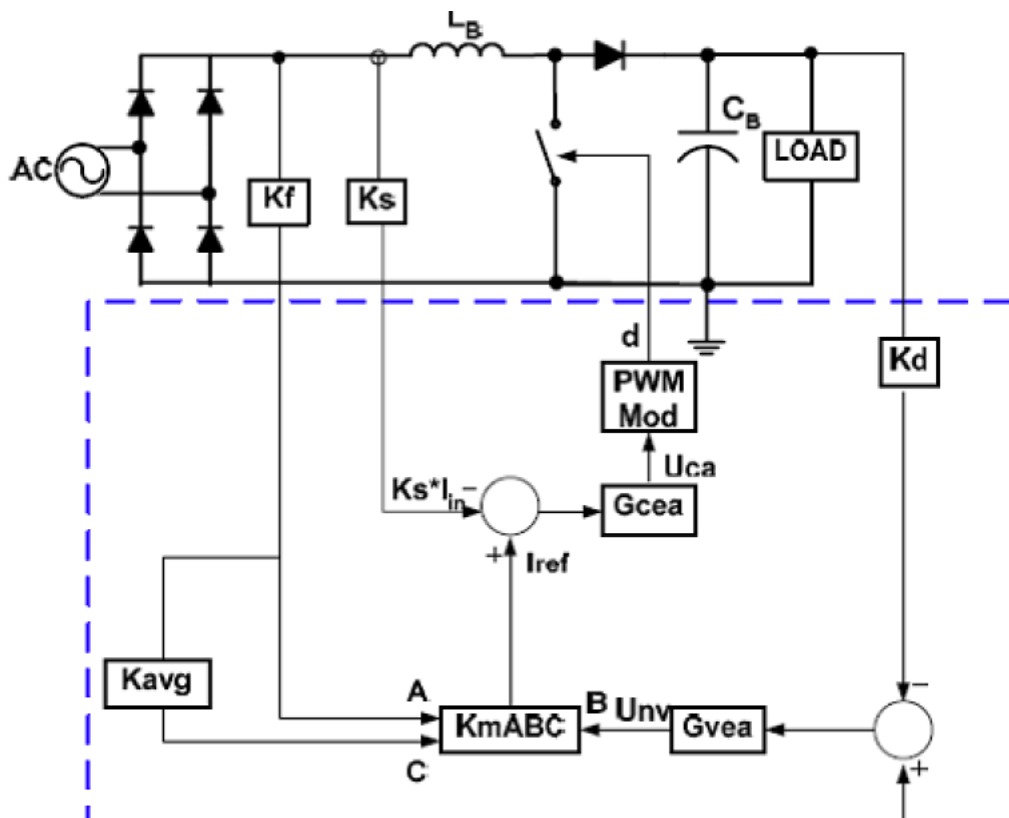


Рисунок 2.13 – Структура системи керування ККП: АС – однофазне джерело змінної напруги; LB – дросель; СВ – електролітичний конденсатор

*Випрямляч із фазовим керуванням.* Він отриманий на основі випрямляча з індуктором на стороні постійного струму, де діоди замінюються тиристорами. Залежно від індуктивності  $L_d$  і коефіцієнта  $\alpha$ , може бути отриманий коефіцієнт спотворення близькості  $K_d$  або коефіцієнт зміщення  $\cos\phi$ . Однак загальний коефіцієнт потужності PF завжди менше 0,7,

індуктивність  $L_d$  і коефіцієнт заповнення  $\alpha$  вибираються так, щоб максимізувати  $K_d$  (рисунок 2.14).

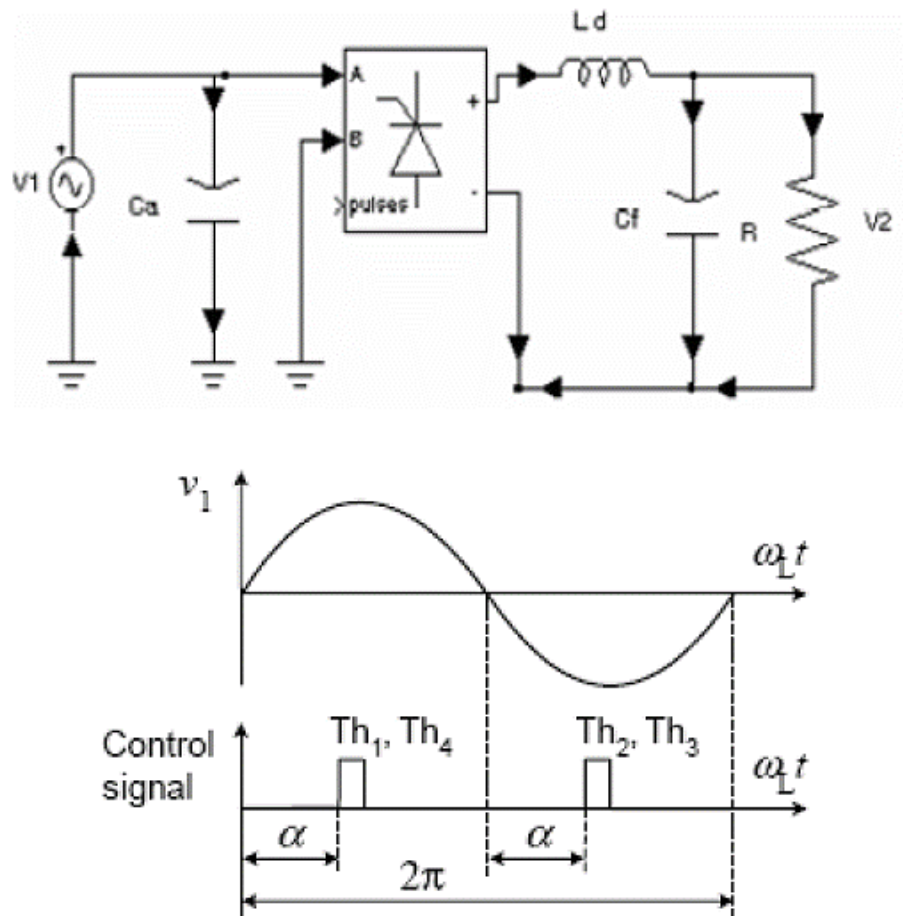


Рисунок 2.14 – Випрямляч із фазовим керуванням

Це передбачає затриманий коефіцієнт зсуву,  $\cos\phi$ , який компенсується додатковою входною ємністю  $C_a$ . Цей підхід аналогічний тому, що використовується для діодного мостового випрямляча з індуктором на стороні постійного струму. Це рішення забезпечує контрольовану вихідну напругу, воно просте, надійне і використовує недорогі тиристри. З негативного боку, регулювання вихідної напруги відбувається повільно і вимагає відносно великої індуктивності  $L_d$ .

*Низькочастотний імпульсний підвищувальний перетворювач.* Активний перемикач  $S$  вмикається на час  $T_{on}$ , щоб збільшити інтервал провідності випрямних діодів. Також можливе багаторазове перемикання на

половину лінійного циклу при низькій частоті перемикання, щоб поліпшити форму мережевого струму. Проте, струм у лінії має значну кількість пульсацій. Електрична схема та діаграма сигналів показано на рисунку 2.15.

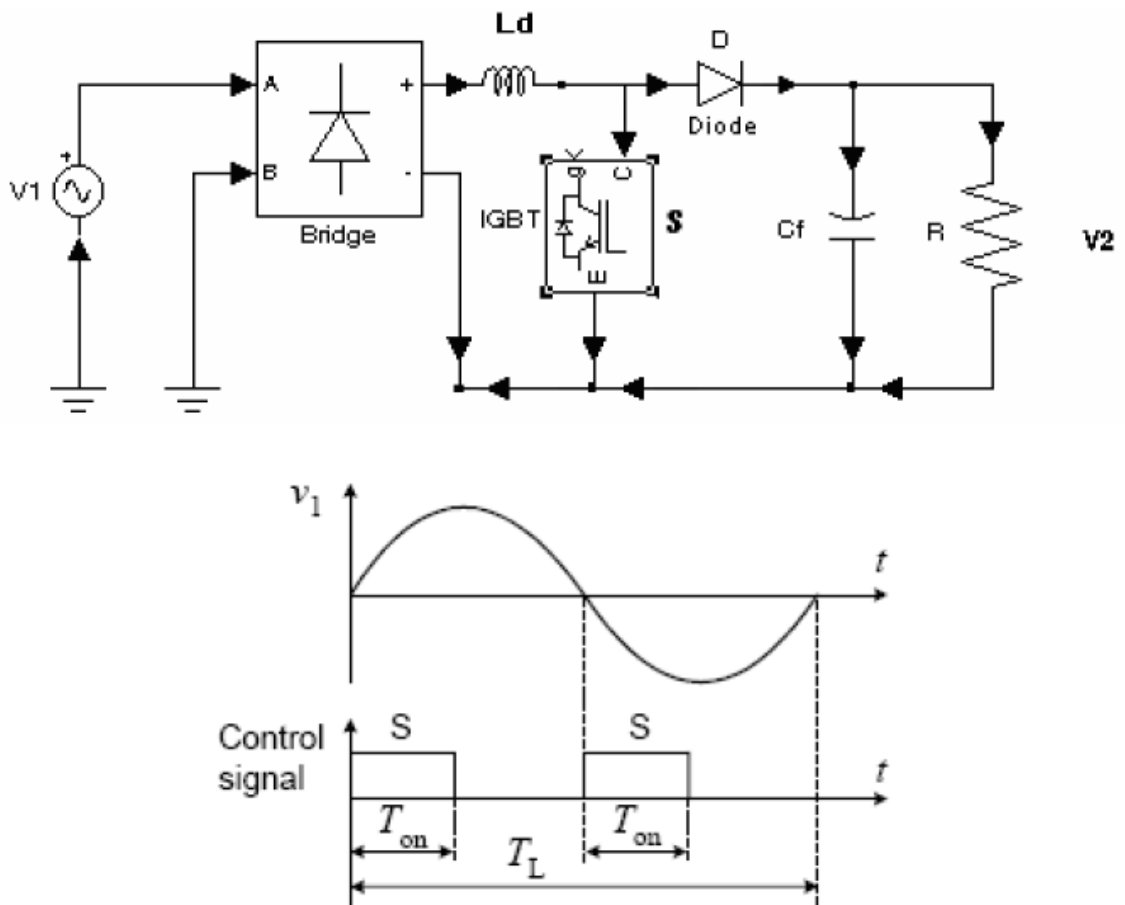


Рисунок 2.15 – Низькочастотний імпульсний підвищувальний перетворювач

*Низькочастотний імпульсний понижувальний перетворювач.* Теоретично індуктивний струм є постійним для майже нескінченної індуктивності  $L_d$ . Перемикач увімкнений протягом часу  $T_{on}$ , а інтервали часу симетричні відносно перетинів нульової напруги. Форма лінії струму квадратна з регульованим робочим циклом. Для обмеження гармонічних складових струму лінії можна використовувати кілька перемикачів на лінійний цикл. Однак необхідна індуктивність  $L_d$  велика і непрактична. Також низькочастотне перемикання ККП дає можливість контролювати

вихідну напругу в певних межах (рисунок 2.16). У таких схемах втрати на перемикання та високочастотні електромагнітні перешкоди незначні. Однак реактивні елементи великі, і регулювання вихідної напруги відбувається повільно.

Каскад ККП можна реалізувати з використанням діодного моста та DC/DC-перетворювача з частотою перемикання, що значно перевищує частоту мережі. В принципі, для цього можна використовувати будь-який DC / DC-перетворювач, якщо використовується відповідний метод керування для формування його вхідного струму або якщо він має власні властивості ККП. Перетворювачі можуть працювати в режимі безперервного струму індуктора — СІСМ, де струм індуктора ніколи не досягає нуля протягом одного циклу перемикання, або в режимі переривчастого індуктивного струму — ДІСМ, де струм індуктора дорівнює нулю під час інтервалів циклу перемикання.

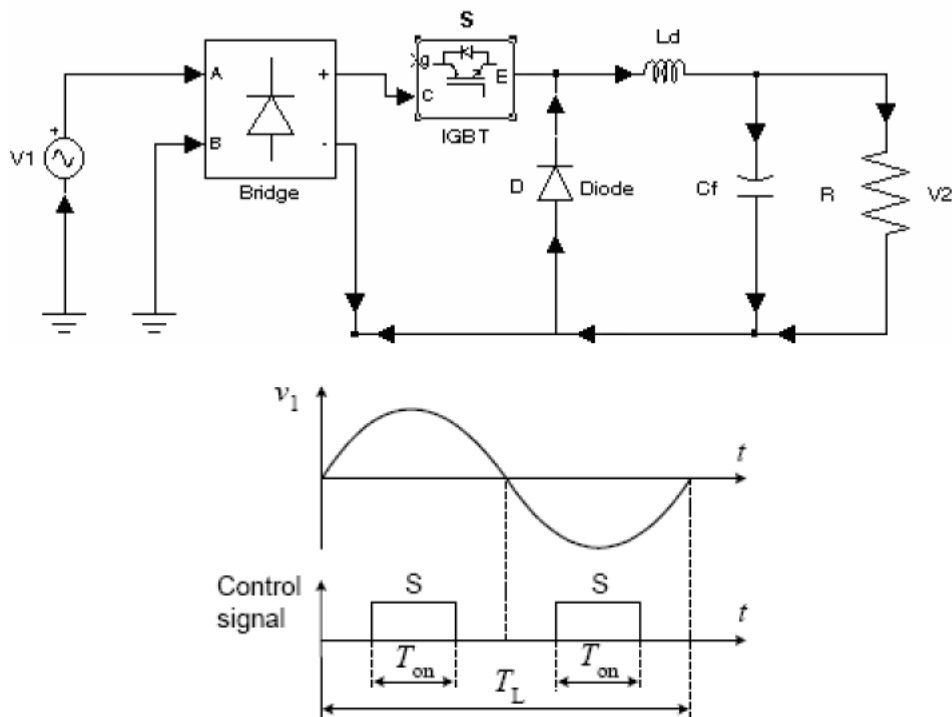


Рисунок 2.16 – Низькочастотний імпульсний понижуючий перетворювач

*Підвищувально-понижувальний перетворювач.* Конвертер такого типу може працювати або як понижуючий, або як підвищуючий перетворювач (рис. 2.17). Функціональні можливості даної топології дозволяють регулювати вихідну напругу  $V_2$  як у бік збільшення, так і в бік зменшення відносно амплітудного значення вхідної напруги  $V_1$ . Це забезпечує гнучкість під час проектування та розширює діапазон формування необхідних рівнів вихідної напруги перетворювача.

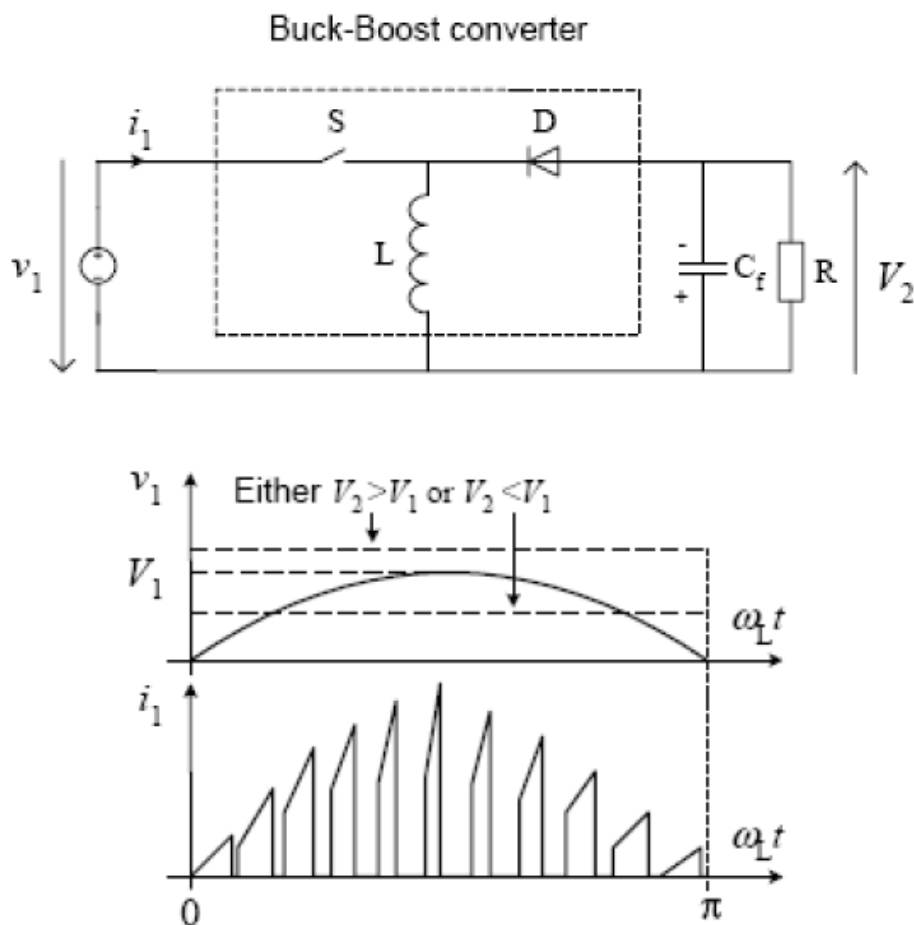


Рисунок 2.17 – Підвищувально-понижувальний перетворювач

Робота можлива протягом лінійного циклу, і може бути отриманий синусоїдальний струм у лінії. Однак вихідна напруга інвертується, як наслідок зростає напруги для перемикача. Більше того, подібно до понижувального перетворювача, вхідний струм є переривчастим із значним

високочастотним складовим. Таким чином, вхідний струм має значний високочастотний склад, що підвищує вимоги до електромагнітної сумісності та фільтрації. Також можливий варіант використання, двох перемикачів змішаного перетворювача. Такий перетворювач працює як понижуючий перетворювач, коли вхідна напруга вища за вихідну напругу, і як підвищуючий перетворювач, коли вхідна напруга нижча за вихідну напругу. Таким чином, робота можлива у всьому лінійному циклі, і вихідну напругу можна варіювати у широкому діапазоні, подібно до змішаного перетворювача. Іншим позитивним аспектом є те, що завдяки його неінвертованій вихідній напрузі, напруга на перемикачах нижча, ніж у змішаному перетворювачі. Однак ця топологія має збільшену кількість комутаторів, що призводить до вищих втрат потужності та провідності.

*Випрямляч ШІМ:* іншою неізольованою топологією ККП є ШІМ-випрямляч. Ця топологія може забезпечувати підвищувальні або понижувальні виходи, наприклад, ланцюг підвищення напруги. Повністю модульний ШІМ-випрямляч забезпечує підвищувальний вихід. Для досягнення єдиного коефіцієнта потужності для схеми випрямляча ШІМ необхідні два або чотири перемикачі потужності, оскільки в ній використовується конфігурація з неповним або повним мостом. Це також вимагає більш складного управління, ніж топологія підвищення. Використання активних методів ККМ призводить до одного або декількох переваг:

- Низький рівень гармонік у вхідному струмі порівняно з пасивними методами.
- Зменшення номінального струму конденсатора вихідного фільтра.
- Можливе досягнення необхідного коефіцієнта потужності.
- Для більш високих рівнів потужності активні методи ККП приведуть до збільшення розміру, ваги та вартості порівняно з пасивними методами ККП.

## Висновки до розділу

1. На основі аналізу схем із послідовними та паралельними резонансними фільтрами встановлено, що вони забезпечують високий коефіцієнт потужності (до 0,99) у статичних режимах і є надійними та стійкими до завад. Проте їх застосування обмежене значними масогабаритними показниками реактивних елементів, незадовільною динамікою при змінному навантаженні та ризиком виникнення небажаних паралельних резонансів на інших частотах.

2. Розгляд схем із фазоступінчастим регулюванням та штучною комутацією показав можливість отримання випереджаючого (ємнісного) кута зсуву струму. Однак необхідність застосування потужних демпфуючих ємностей для компенсації перенапруг від індуктивностей розсіювання суттєво ускладнює електромагнітні процеси та погіршує техніко-економічні параметри системи.

3. Проведено порівняльний аналіз імпульсних перетворювачів (підвищувального, понижувального та змішаного типів) і ШІМ-випрямлячів. Встановлено, що активні методи на базі MOSFET/IGBT-ключів забезпечують найнижчий рівень гармонік, стабілізацію вихідної напруги та гнучкість керування в широкому діапазоні частот і навантажень. Попри складність систем керування, для високих рівнів потужності активні ККМ мають кращі масогабаритні показники порівняно з пасивними аналогами.

4. На основі проведеного аналізу для динамічних систем (зокрема, частотно-регульованого електроприводу типу АС/DC/АС) як найбільш перспективний обрано метод активної корекції коефіцієнта потужності на базі підвищувального перетворювача, що працює в режимі безперервного струму дроселя. Це забезпечує оптимальний баланс між високим ККД (0,92–0,98), якістю вхідного струму та адаптивністю до динамічних змін навантаження.

## 3 РОЗРАХУНКОВИЙ РОЗДІЛ

### 3.1 Математична модель коректора коефіцієнта потужності

Основною відмінністю цієї методики від класичних схем із множником є те, що для отримання синусоїдального вхідного струму не потрібно вимірювати лінію змінного струму (відсутній датчик напруги на вході), оскільки вся необхідна інформація отримується з постійної напруги на виході перетворювача та струму дроселя. Дана методика керування, отримала назву «one cycle control» (ОСС). ОСС спрощує процес корекції коефіцієнта потужності при забезпеченні такої ж високої якості, як і у традиційних методик з множником [9].

При побудові схеми заміщення приймалися припущення щодо ідеальності та лінійності всіх компонентів.

Як відомо, математичні моделі автоматичних систем на базі напівпровідникових перетворювачів із широтно-імпульсною модуляцією за своєю структурою та характером протікання електромагнітних процесів належать до класу нелінійних імпульсних (або кусково-лінійних) систем і описуються виразом типу:

$$\frac{d\bar{X}}{dT} = \bar{G}(A, \bar{X}, t) \quad (3.1)$$

де  $\bar{X}$  – вектор фазових змінних;  $\bar{G}$  – періодична векторна функція,  $A$  – матриця параметрів системи.

Розв'язок системи (3.1) матиме вигляд.

$$\bar{X}(t) = \bar{X}(t + \alpha) \quad (3.2)$$

де  $\alpha$  — інтервал часу між комутацією ключів

Функція (3.1) має розриви першого роду на деяких гладких поверхнях (гіперповерхнях), які задаються виразом.

$$\zeta_j(t), \bar{X} = 0 \quad (3.3)$$

де  $j = 1, 2, \dots, k$ .

Поверхні розбивають простір  $(\bar{X}, t)$  на області, в яких рух системи визначається різними диференціальними рівняннями з «гладкими» правими частинами. На межах областей розв'язки цих диференціальних систем зшиваються.

Систему перетворення можна уявити як систему заміщення, яку можна описати нелінійними диференціальними рівняннями.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= -Ri_L - K_{FD}(\zeta(t))u_C + u \\ L \frac{di_L}{dt} &= i_L K_{FD}(\zeta(t)) - \frac{U_C}{R_H} \\ \frac{du_H}{dt} &= -\frac{\alpha_1 \beta_1}{T} U_C + \frac{\alpha_1 U_3}{T} \end{aligned} \quad (3.4)$$

де,  $i_L$  – струм в індуктивності;  $U_C$  – напруга на ємності фільтра;  $K_{FD}(\zeta(t))$  – функція, що описує комутацію діода;  $u$  – функція випрямленої напруги мережі;  $T$  – постійна часу інтегрування.

Рівняння функції  $\zeta(t)$  матиме вигляд

$$\zeta(t) = \alpha_2(\alpha_1(U_3 - \beta_1 u_C) - \beta_2 i_L) - [X_n]_2 \quad (3.5)$$

де,  $[X_n]_2$  - напруга виходу інвертора.

Рівняння комутації  $K_F(\zeta(t)) = 1 - K_F(\zeta(t))$  описує поведінку вентилів у різні проміжки часу під час роботи ШІМ.  $K_F(\zeta(t))$  залежить від того, яка САУ буде використовуватися в системі; у нашому випадку приймаємо однополярну нереверсивну. Виходячи з цього, рівняння набуває такого вигляду.

$$K_F(\zeta(t)) = \frac{1}{2}[1 + \sin(\zeta(t))] \quad (3.6)$$

Відповідно, рівняння може приймати значення 1 і 0.

Початкову систему перетворимо в матричний вигляд.

$$\frac{d\bar{X}}{dt} = A(K_F(\zeta(t))\bar{X} + \bar{B}(i_L)) \quad (3.7)$$

де  $A$  – це матриця системи рівнянь, яка може приймати кілька значень –  $A_1, A_2, A_3$  – все залежить від режиму комутацій та розривів струму;

$\bar{X}$  – представляє собою варіації векторних станів;

$\bar{B}(i_L)$  – вектор зовнішніх збурень, який може приймати різні значення залежно від переривчастості струму дроселя або його безперервності

Математичне моделювання вихідного рівняння пов'язане з низкою труднощів, зокрема з побудовою оберненої матриці, яка під час розв'язання вироджується.

Була використана методика відтворення чисельно-аналітичного рішення поведінки системи подібних пристроїв, яка, у свою чергу, повинна зменшити час, необхідний для отримання кінцевого результату, та надає широкі можливості для дослідження динамічних систем управління.

Фактично третя частина рівняння присвячена знаходженню напруги ємності перетворювача, тоді як перші два рівняння у вихідному вигляді не залежать від напруги на виході інтегруючої ланки. Таким чином, можна розбити рішення на дві частини.

1. Формування та інтегрування системи диференціальних рівнянь стану для окремих інтервалів комутаційної однорідності;
2. Обчислення шуканих параметрів на основі отриманого на першому етапі аналітичного розв'язку.

Розглянемо кожну частину.

Перша частина. Перетворювач протягом такту змінює структуру залежно від переривчастості струмів та комутаційних процесів. Реактивний струм індуктивності перетворювача може знизитися до нуля тільки при закритому клапані керування. За допомогою цього ми можемо розбити цикл роботи на кілька функцій, у яких рівняння є неперервними, і тим самим, перетворивши наведені вище формули, отримаємо:

$$\frac{d\bar{X}}{dt} = \begin{cases} A_1\bar{X} + B_1 \text{ де } & (k-1)a < t \leq t_{k1} & K_F = 1, i_L > 0 \\ A_2\bar{X} + B_2 \text{ де } & t_{k1} < t \leq t_{k2} & K_F = 0, i_L > 0 \\ A_3\bar{X} + B_3 \text{ де } & t_{k2} < t \leq k \cdot a & K_F = 0, i_L = 0 \end{cases} \quad (3.8)$$

де  $a$  – період проходження тактових імпульсів;  $t_{k1}$  – момент комутації;  $t_{k2}$  – момент зниження струму до нульового значення.

Якщо протягом періоду струм не зменшується до нуля, то можна розділити на дві частини, при цьому  $t_{k2} = k \cdot a$ . Початкова система рівнянь розкладається за допомогою графічно-аналітичного методу.

1. Момент комутації ключа перетворювача.
2. Момент зниження струму дроселя до нуля.
3. Кінець тактового інтервалу.

Розв'язок оригінальної системи рівнянь за допомогою рівняння Коші має вигляд:

$$\bar{X}(t) = e^{A(t-t_0)} \bar{X}_0 + e^{A(t-t_0)} \int_{t_0}^t e^{-A(t-t_0)} B \sin(\omega t) dt \quad (3.9)$$

Розклавши інтеграл, отримаємо розв'язок у вигляді

$$\bar{X}(t) = e^{A(t-t_0)} + [e^{A(t-t_0)} (A \sin(\omega_0 t) + E \omega \cos(\omega_0 t)) + -A \sin(\omega_0 t) + E \omega \cos(\omega_0 t)] (A^2 + \omega^2 \cdot E)^{-1} B \text{sign}(\sin(\omega t)) \quad (3.10)$$

де  $E$  — одинична матриця, а функція  $\text{sign}(\sin[\omega t])$  вказує на випрямлене значення вхідного сигналу та відстежує знак другого доданка.

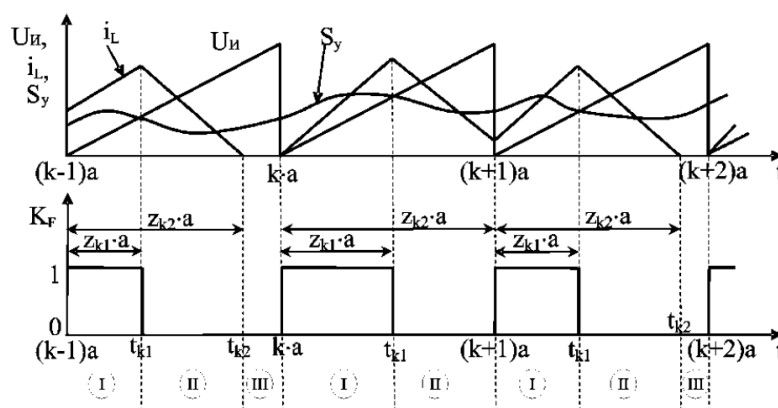


Рисунок 3.1 – Часові діаграми роботи системи керування

Вираз (3.10) характеризує змінні на кожній окремій ділянці. Подібно до рівнянь, схожих на граничні умови, початкові умови одних частин

виявляються кінцевим рішенням інших попередніх етапів. Здійснимо заміну змінної часу на змінну  $z$ , таким чином позбувшись непотрібних частих перерахунків змін топологічних моментів ланки.

$$\begin{aligned} \bar{X}(z) = & e^{A(z-z_0)a} \bar{X}_0 + [e^{A(t-t_0)a} (A \sin(\omega[k-1+z_0]a)) + \\ & + E\omega \cos(\omega[k-1+z_0]a)) - A \sin(\omega[k-1+z_0]a) + \\ & + E\omega \cos(\omega[k-1+z_0]a))] (A^2 + \omega^2 \cdot E)^{-1} \bar{B} \text{sign}(\sin(\omega[k-1+z_0]a)) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Спробуємо розглянути рівняння (3.11) на основі вихідної системи для кожної ділянки неперервності (3.9). Виходячи з цього та методу формування імпульсу, знаючи, що  $K_F$  має можливість змінюватися лише в обмеженому інтервалі часу  $[(k-1)a, ka]$ : у точці  $t_{k1}$ , яка буде прийматися за час комутації. Струм плавно сходиться до нуля в момент  $t_{k2}$  при закритому клапані. Відповідно рівняння (3.11) можна розкласти на кілька ділянок, в яких функція постійна, клапан відкритий ( $K_F = 1$ ), клапан закритий ( $K_F = 0$ ), вентиль закритий, і електромагнітна енергія в дроселі витрачена ( $K_F = 0$ ,  $i_L = 0$ ).

1. Ділянка ліворуч від моменту комутації:  $k-1 \ a \leq t \leq t_{k1}$ . Комутаційна функція на цій ділянці приймає значення  $K_F = 1$ .

Основна матриця системи та вектор вимушених впливів мають такий вигляд:

$$A_1 = \begin{vmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_H} \end{vmatrix}, \bar{B}_1 = \begin{vmatrix} \frac{U_m}{L} \\ 0 \end{vmatrix} \quad (3.12)$$

де  $U_m$  – амплітуда вхідної напруги.

З огляду на те, що початкові умови визначаються з попереднього тактового інтервалу:  $\bar{X}_0 = \bar{X}_{k-1} = \bar{X}((k-1)a)$  – рішення (3.11) вихідної системи (3.4а, 3.4б) на даній ділянці записується як:

$$\begin{aligned}\bar{X}_{t_{k_1}} = \bar{X}(z_{k_1}) = & e^{A_1 z_{k_1} a} \bar{X}_0 + [e^{A_1 z_{k_1} a} (A \sin(\omega[k-1]a)) + \\ & + E\omega \cos(\omega[k-1]a)) - A \sin(\omega[k-1+z_{k_1}]a) + \\ & + E\omega \cos(\omega[k-1+z_{k_1}]a))] (A^2 + \omega^2 \cdot E)^{-1} \bar{B} \text{sign}(\sin(\omega[k-1+z_{k_1}]a))\end{aligned}\quad (3.13)$$

2. Ділянка праворуч від моменту комутації:  $t_{k_1} < t \leq t_{k_2}$ . Комутаційна функція на цій ділянці приймає значення  $K_F = 0$ . Основна матриця системи та вектор збуджуючих впливів на цій ділянці мають такі значення:

$$A_2 = \begin{vmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_H} \end{vmatrix}, \quad \bar{B}_2 = \begin{vmatrix} \frac{U_m}{L} \\ 0 \end{vmatrix}\quad (3.14)$$

Початковими умовами є значення вектора змінних стану в момент комутації ключа  $t_{k_1}$ :  $\bar{X}_0 = \bar{X}_{t_{k_1}} = \bar{X}(z_{k_1})$

Отже, рішення оригінальної системи (3.4) на поточному часовому інтервалі має вигляд

$$\begin{aligned}\bar{X}_{t_{k_1}} = \bar{X}(z_{k_2}, z_{k_1}) = & e^{A_2(z_2-z_1)a} \bar{X}_{t_{k_1}} + [e^{A_2(z_2-z_1)a} (A \sin(\omega[k-1+z_{k_1}]a) + \\ & + E\omega \cos(\omega[k-1+z_{k_1}]a)) - A \sin(\omega[k-1+z_{k_2}]a) + \\ & + E\omega \cos(\omega[k-1+z_{k_2}]a))] (A^2 + \omega^2 \cdot E)^{-1} \bar{B} \text{sign}(\sin(\omega[k-1+z_{k_2}]a))\end{aligned}\quad (3.15)$$

3. Ділянка праворуч від моменту комутації (режим переривчастого струму):  $t_{k_1} < t \leq k_a$ . Комутаційна функція на цій ділянці приймає значення  $K_F = 0$ , а струм дроселя  $i_L = 0$ . Основна матриця системи та вектор збуджувальних впливів на цій ділянці мають такий вигляд:

$$A_3 = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_H} \end{vmatrix}, \quad \bar{B}_3 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \end{vmatrix}\quad (3.16)$$

Початковими умовами для цього інтервалу гладкості є значення вектора змінних стану в момент часу  $t_{k_2}$ :  $\bar{X}_0 = \bar{X}_{t_{k_1}} = \bar{X}(z_{k_2}, z_{k_1})$ . Розв'язок системи (3.4а, 3.4б) на даному інтервалі має вигляд

$$\bar{X}(z_{k_2}) = e^{A_3(1-z_{k_2})a} \bar{X}_{t_{k_2}}\quad (3.17)$$

Етап 2. Рівняння (3.4в) розв'язується методом послідовного наближення:

$$X_n(t) = X_n(t_0) + \frac{a}{T} \int_{t_0}^t (U_3 - \beta_1 X(t)) dt \quad (3.18)$$

де  $X(t)$  - вектор фазових змінних, результат розв'язання перших двох частин вихідного рівняння (3.4).

За аналогією з першим етапом розглянемо розв'язок (3.18) на трьох інтервалах.

1. Ділянка ліворуч від моменту комутації:  $(k-1)a \leq t \leq t_{k1}$ . Слід зауважити, що початкові умови для кожного такту будуть нульовими, що зумовлено роботою схеми скидання (рисунки 3.1).

$$\begin{aligned} X_n(z_{k1}) = & X_n((k-1)a) + \frac{\alpha_1 U_3 z_{k1} a}{T} + \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} A_1^{-1} (E - e^{A_1 z_{k1} a}) \bar{X}_0 - \\ & - \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} (e^{A_1 z_{k1} a} (E \sin[\omega(k-1)a] + A_1^{-1} \omega \cos[\omega(k-1)a])) + \\ & + \frac{A_1}{\omega} \cos[\omega(k-1+z_{k1})a]) - E \sin[\omega(k-1+z_{k1})a] - A_1^{-1} \omega \cos[\omega(k-1)a] - \\ & - \frac{A_1}{\omega} \cos[\omega(k-1)a] (A_1^2 + \omega^2 E)^{-1} B \text{sign}(\sin[\omega(k-1+z_{k1})a]), \end{aligned} \quad (3.19)$$

2. Ділянка праворуч від моменту комутації до моменту початку переривчастого струму (якщо такий режим є):  $t_{k1} < t \leq t_{k2}$

$$\begin{aligned} X_n(z_{k2}, z_{k1}) = & X_n(z_{k1}) + \frac{\alpha_1 U_3 (z_{k2} - z_{k1}) a}{T} + \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} A_1^{-1} (E - e^{A_1 (z_{k2} - z_{k1}) a}) \bar{X}_0 - \\ & - \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} (e^{A_1 (z_{k2} - z_{k1}) a} (E \sin[\omega(k-1+z_{k1})a] + A_2^{-1} \omega \cos[\omega(k-1+z_{k1})a])) + \\ & + \frac{A_2}{\omega} \cos[\omega(k-1+z_{k2})a]) - E \sin[\omega(k-1+z_{k2})a] - A_1^{-1} \omega \cos[\omega(k-1+z_{k1})a] - \\ & - \frac{A_2}{\omega} \cos[\omega(k-1+z_{k1})a] (A_2^2 + \omega^2 E)^{-1} B \text{sign}(\sin[\omega(k-1+z_{k2})a]), \end{aligned} \quad (3.20)$$

3. Ділянка праворуч від моменту комутації (режим переривчастого струму):  $t_{k2} < t \leq ka$ .

Індуктивний струм системи  $X_1(t)$  на даному проміжку часу дорівнює нулю, а напруга  $X_2(t)$  описується розрядом електричної енергії, запасеної в конденсаторі, отримуємо рівняння такого вигляду.

$$[X_n(z_{k2})]_2 = [X_n(z_{k2}, z_{k1})]_2 + \frac{\alpha_1 U_3 (1 - z_{k2}) a}{T} - \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} X_2(z_{k2}, z_{k1}) R_H C (E - e^{-(1-z_{k2})a/R_H C}). \quad (3.21)$$

### 3.2 Моделювання роботи коректора коефіцієнта потужності в Matlab

Для знаходження шляхів розв'язання вихідного рівняння (3.4) знайдемо розв'язок на кожному часовому проміжку, де рівняння є неперервним,  $z_{k1}$  та відносної величини  $z_{k2}$ , що показує положення точки переривання струму всередині тактового інтервалу. Пошук  $z_{k1}$  і  $z_{k2}$  можливий будь-яким із відомих чисельних методів розв'язання нелінійних рівнянь за алгоритмами, представленими нижче.

Алгоритм пошуку  $z_{k1}$  формулюється таким чином:

- 1) імпульс може виникнути лише на початку тактового інтервалу  $(k-1)a < t \leq ka$ .  $k = 1, 2, \dots, n$ ;
- 2) якщо  $\zeta|_{t=(k-1)a+0} \leq 0$ , то  $t_{k1} = (k-1)a$ , а відносна тривалість імпульсу  $z_{k1} = 0$ ;
- 3) якщо  $\zeta|_{t=(k-1)a+0} > 0$ , а  $\zeta|_{t=ka-0} < 0$ , то  $t_{k1}$  - найменший корінь рівняння,  $\zeta(t_{k1}) = 0$  а  $z_{k1} = (t_{k1} - (k-1)a) / a$ ; причому для підсилюючого перетворювача необхідно обмежувати максимальне значення  $z_{k1}$  на певному рівні (зазвичай 0,85...0,95) для запобігання короткого замикання ланки на вході;
- 4) якщо  $\zeta(t) > 0$  в межах усього тактового інтервалу, то  $t_{k1} = ka$ , а  $z_{k1}$  приймає максимально можливе значення, обмежене 3.

Алгоритм пошуку  $z_{k2}$ . Струм, що протікає в системі, зменшується до нуля лише при закритому ключі ( $K_F = 0$ ). Для визначення коефіцієнта

неперервності струму  $z_{k2}$  необхідно розглянути поведінку струму на другій ділянці постійності системи

- 1) струм дроселя ( $X_1$ ) може знизитися до нуля на початку інтервалу  $t_{k1} < t \leq t_{k2}$ ;
- 2) якщо  $X_1|_{z=z_{k1+0}} \leq 0$ , то  $z_{k2} = z_{k1}$ ;
- 3) якщо  $X_1|_{z=z_{k1+0}} > 0$  а  $X_1|_{z=t+0} < 0$ , то  $z_{k2}$  – найменший корінь рівняння  $X_1(z_{k2}, z_{k1}) = 0$ ;
- 4) якщо  $X_1(z_{k2}, z_{k1}) > 0$  в межах усього інтервалу закритого ключа, то  $z_{k2} = 1$ , тобто перетворювач працює в режимі безперервного струму дроселя (ділянка відсутня).

За допомогою програмного середовища MATLAB можна отримати деякі рішення системи.

Спочатку у вихідні дані вводимо дані нашого перетворювача, розраховані на основі стандартних методик, обираємо тип розрахунку часові діаграми; однопараметричний або двопараметричний аналіз; автоматична оптимізація параметрів системи та пошук значень параметрів перетворювальної системи. Потім починаємо моделювання.

Моделювання проводилося за таких вихідних даних.

Вибираємо основні параметри: напруга, що подається на вхід системи, –  $U_c = 220$  В; напруга на виході –  $U_{вих} = 400$  В; частота комутації вентиля –  $f_k = 40$  кГц; індуктивність –  $L = 2,4$  мГн; ємність –  $C = 1000$  мкФ; еквівалентний втратам опір перетворювача –  $R = 1$  Ом; відповідний опір обраного навантаження –  $R_H = 160$  Ом.

Параметри системи керування: дільник вихідної напруги –  $\beta_1 = 0,01$ ; напруга задання –  $U_3 = 4$  В; дільник вхідного струму –  $\beta_2 = 1$ ; коефіцієнт підсилення регулятора напруги –  $\alpha_1 = 20$ ; постійна часу інтегрування –  $T = 25$  мкс; коефіцієнт підсилення регулятора струму дроселя –  $\alpha_2 = 1$ .

На рисунку 3.2 показано часові діаграми роботи ККП. Як видно, під час запуску системи спостерігається стрибок струму до рівня 106 А що пояснюється відсутністю енергії в конденсаторі системи, а також безпосереднім підключенням до мережі.

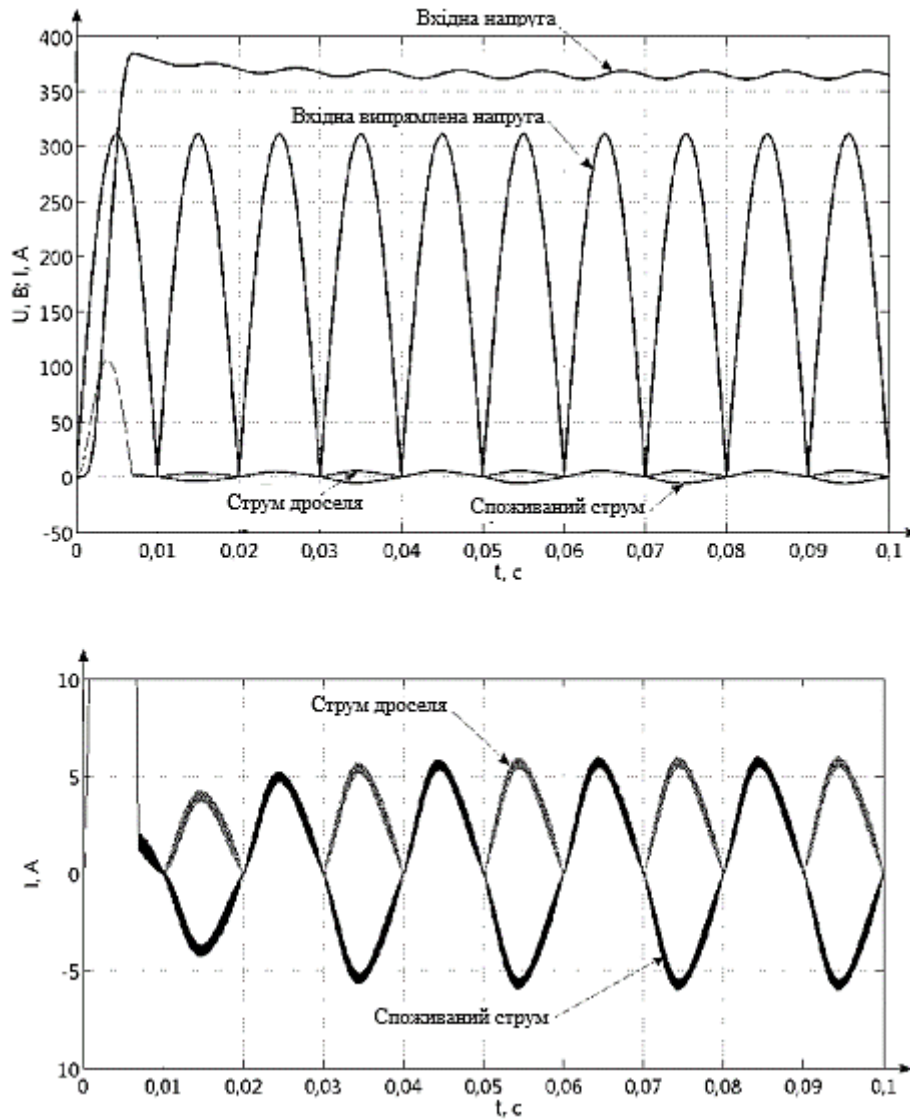


Рисунок 3.2 – Миттєві значення струмів і напруг ККП

В існуючих системах перетворення часто використовують системи з плавним пуском; навіть у поєднанні з системами захисту стрибки струму та комутаційні процеси можуть негативно впливати на перетворювач аж до його виходу з ладу.

На рисунку 3.2 наочно зображено деякі отримані характеристики, струм дроселя та струм, що споживається системою з мережі, споживаний перетворювачем з мережі. Як видно з рисунка, споживаний струм близький до синусоїдального і практично не має зсуву відносно напруги. У результаті отримано такі енергетичні показники:  $\cos\phi_1 = 0,9997$ ;  $K_\Gamma = 0,0802$ ;  $K_M = 0,9965$ .

### 3.3 Дослідження роботи транзиторного інвертора з широтно-імпульсною модуляцією

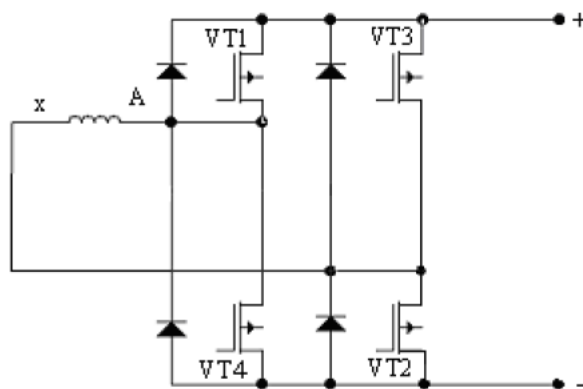


Рисунок 3.3 – Приклад системи однофазного інвертора з ШІМ

Принцип формування синусоїдального струму в обмотках статора мотора-колеса за допомогою ШІМ спробуємо розібрати на прикладі однофазного автономного інвертора (рисунок 3.3).

Наочно принцип формування керуючих сигналів можна побачити на рисунку 3.4, наприклад, перетворення для мотор-колеса за допомогою ШІМ для автономного інвертора.

Для отримання прямокутних імпульсів, які б змінювалися за синусоїдою, застосовується генерація високочастотної напруги ут пилкоподібної форми.

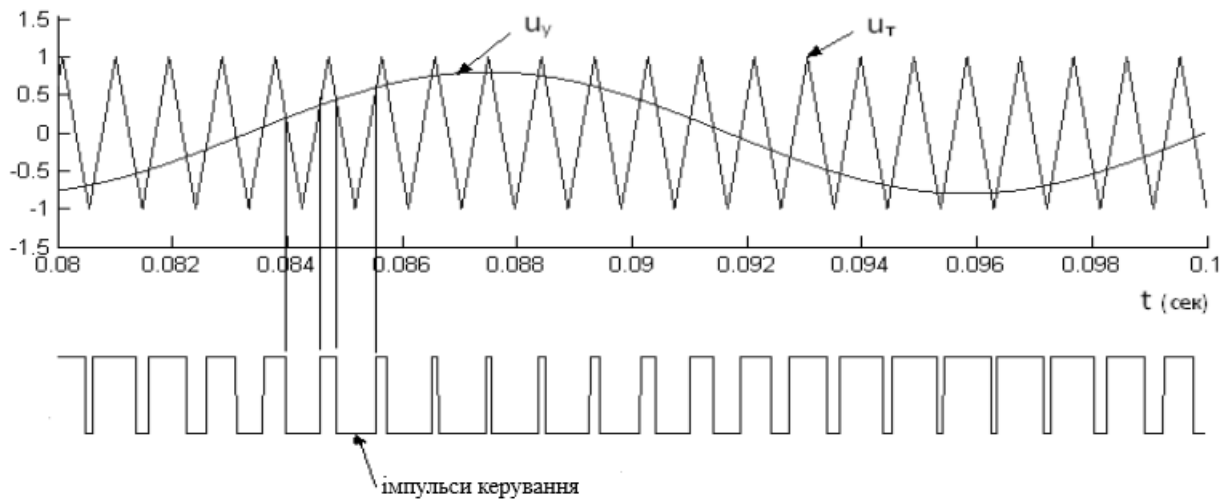


Рисунок 3.4 – Діаграма, що наочно ілюструє формування керуючих імпульсів при ШІМ-модуляції синусоїди

Ця напруга порівнюється системою керування з напругою керування  $u$ , яка має необхідні параметри, які ми маємо отримати у вигляді форми та частоти. У ті моменти часу, коли ці напруги збігаються, на вентилях перетворювача VT1 – VT4 подаються керуючі сигнали (рисунок 3.3).

Щоб отримати на виході трифазну систему живлення, необхідно в системі керування задати три напруги  $u_y$  синусоїдальної форми, зміщених одна відносно одної на  $120^\circ$ .

Формування частоти пілкоподібної напруги  $U_T$  залежить від кількості прямокутних імпульсів у вихідних сигналах керування СУ, які пов'язані залежністю через напругу керування  $K = u_T / u_y$ . Для знаходження залежності  $K$ , як уже було сказано, візьмемо мотор-колесо і проведемо дослідження формування напруги та струму на виході інвертора. Дослідження проведемо за допомогою програмного середовища MATLAB & Simulink. Отримана модель у програмі представлена на рисунку 3.5.

Система складається з джерела постійного струму  $V_{dc}$ , універсального інверторного моста (Universal Bridge), генератора імпульсів або ШІМ (PWM Generator), генератора керуючого сигналу (Signal Generator), схеми навантаження у вигляді RLC, а також вимірювальних приладів.

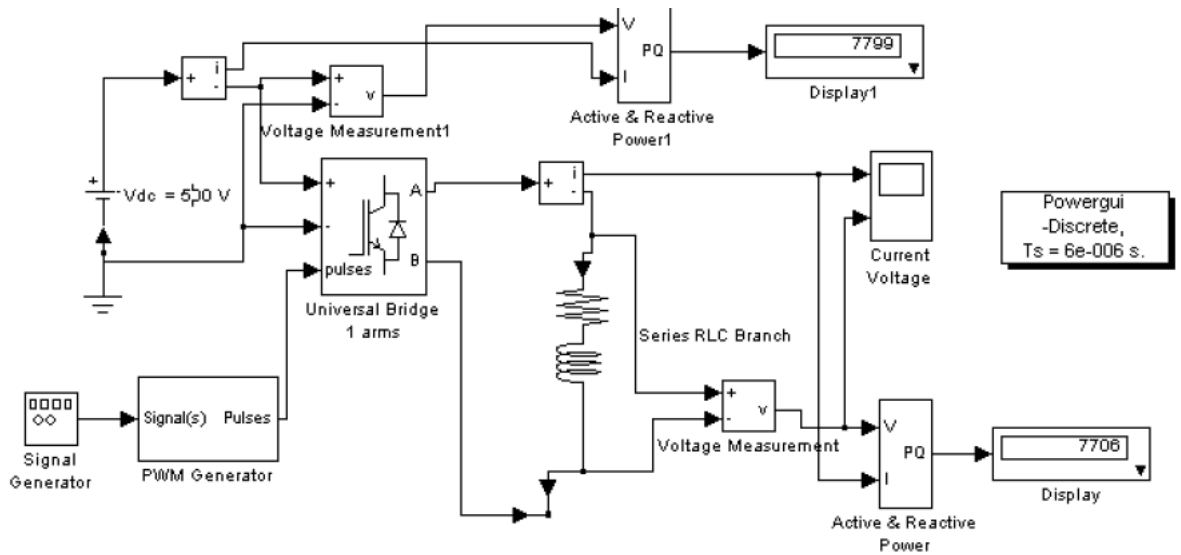


Рисунок 3.5 – Модель імітації роботи інвертора для живлення навантаження у програмному середовищі MATLAB.

Аналіз гармонічного складу проводиться за допомогою блоку Powergui. Щоб запусити модель у блоці (Signal Generator), задано частоту 10 Гц напруги  $u_y$ . Ця частота встановлюється як основна і в навантажувальній гілці.

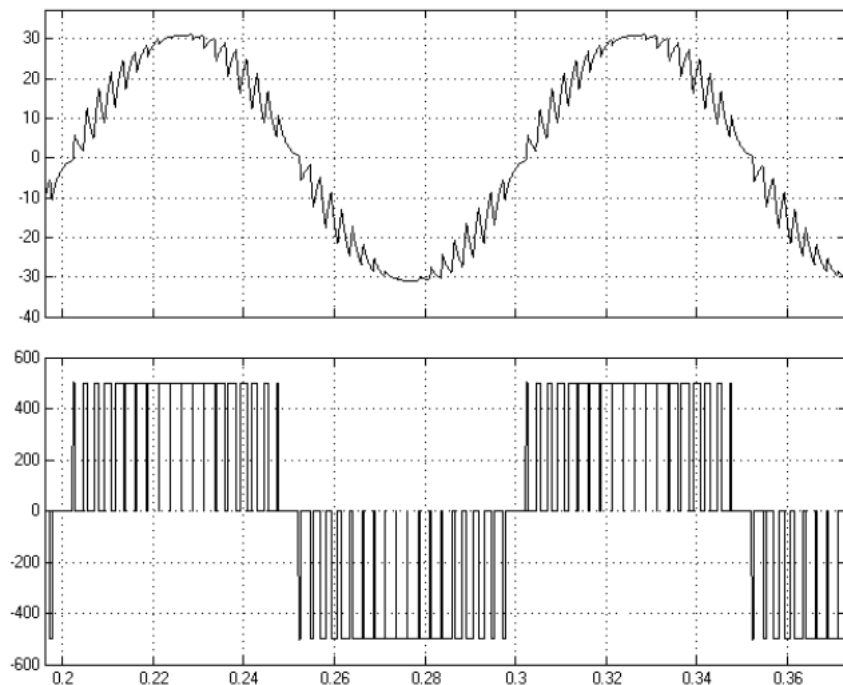


Рисунок 3.6 – Дані модуляції, отримані в ході моделювання  $u_T / u_y = 20$

Отримані графіки струму та напруги на навантаженні (рисунок 3.6) ми записали за допомогою блоку (current, voltage). Оскільки форма струму все ще має пілоподібний вигляд, її необхідно виправити; для цього збільшуємо кратність між пілкоподібною та синусоїдальною напругою керування

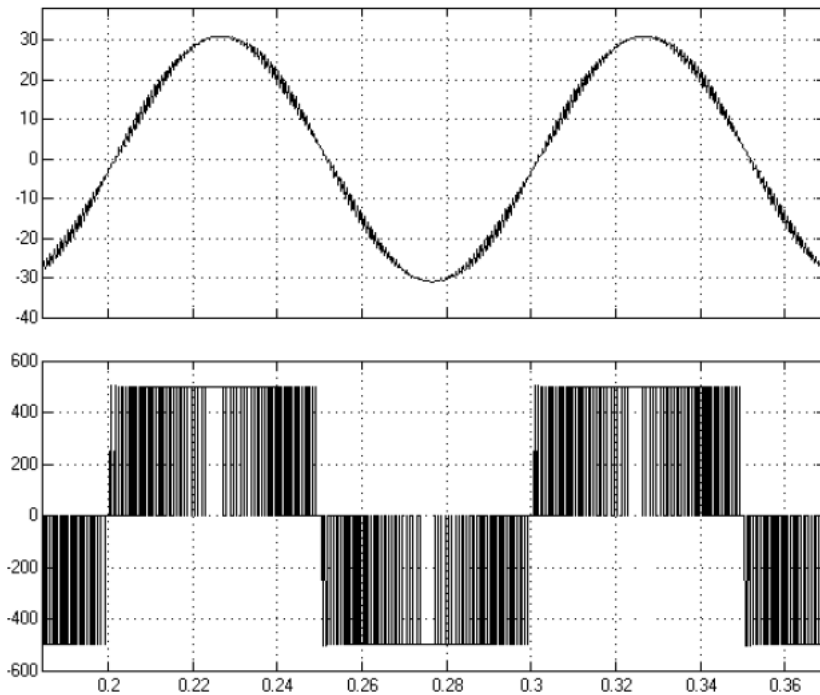
$$K = u_T / u_y$$


Рисунок 3.7 – Осцилограми струму та напруги фази інвертора при  $u_T / u_y = 60$ .

З отриманих форм струму, можна помітити, що зміна коефіцієнта щодо пілкоподібною напруги до синусоїдальної за допомогою управління дозволяє поліпшити криву струму.

Гармонічний склад, отриманий у ході моделювання при  $u_T / u_y = 60$ , показано на рисунку 3.8. Як видно, виділяється основна гармоніка, інші гармоніки мають незначну частку у складовій струму. Коефіцієнт гармонік дорівнює 0,29%.

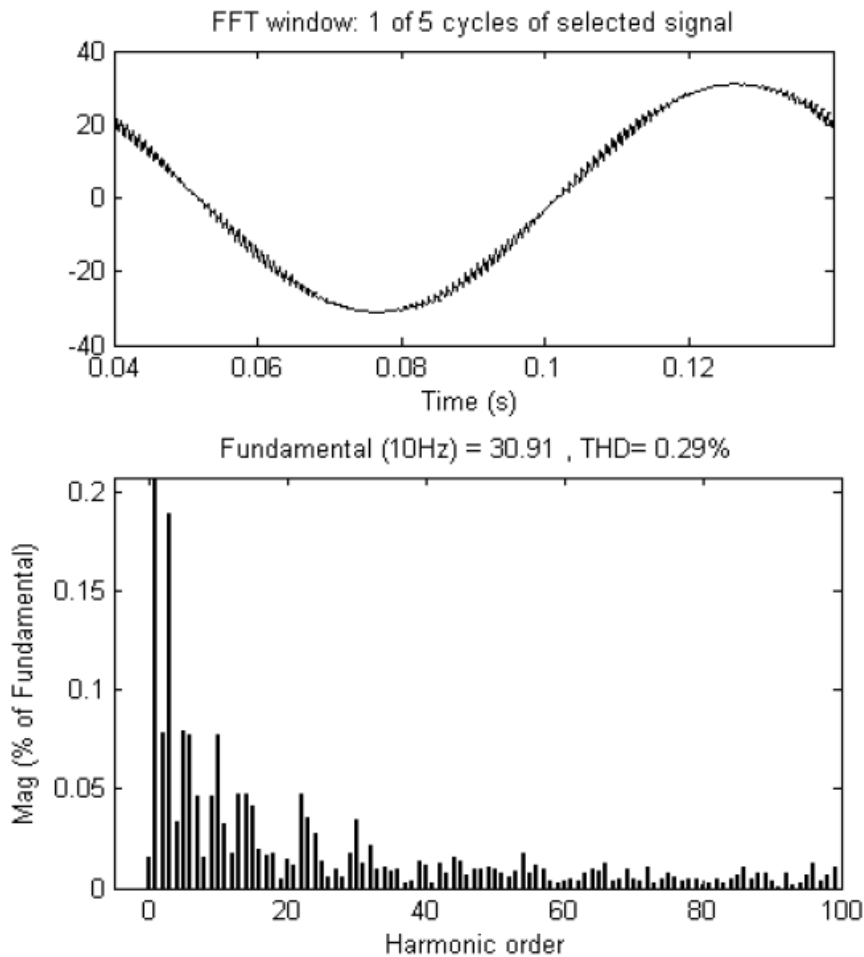


Рисунок 3.8 – Крива фазного струму та її гармонічний спектр при  $u_T / u_y = 60$

Використовуючи стандартні моделі в системі MATLAB, блок Active & Reactive та Display показує виміри потужності в моделі на вході інвертора 7799 ВА та на його виході 7706 ВА. Отримане падіння потужностей становить лише 93 ВА і при цьому повністю збігається з втратами в інверторі, тобто коефіцієнт корисної дії такого перетворювача становить 98,8%. Якщо збільшити кількість комутацій (співвідношення  $u_T / u_y = 60$ ), падіння потужності збільшиться і досягне 1,28%, тобто збільшення незначне.

Завдяки збільшенню кількості комутацій у прямокутних імпульсах ми покращуємо гармонічний склад, а точніше — усуваємо вплив гармонічних складових, у електроприводі тим самим зможемо значно зменшити втрати від гармонічних складових.

### 3.4 Дослідження електромагнітної сумісності під час роботи асинхронного частотного електроприводу

Дослідження роботи асинхронного частотного електроприводу з коректором коефіцієнта потужності:

Було створено пробну модель у програмі MathlabSimulink, яка представлена на рисунку 3.9.

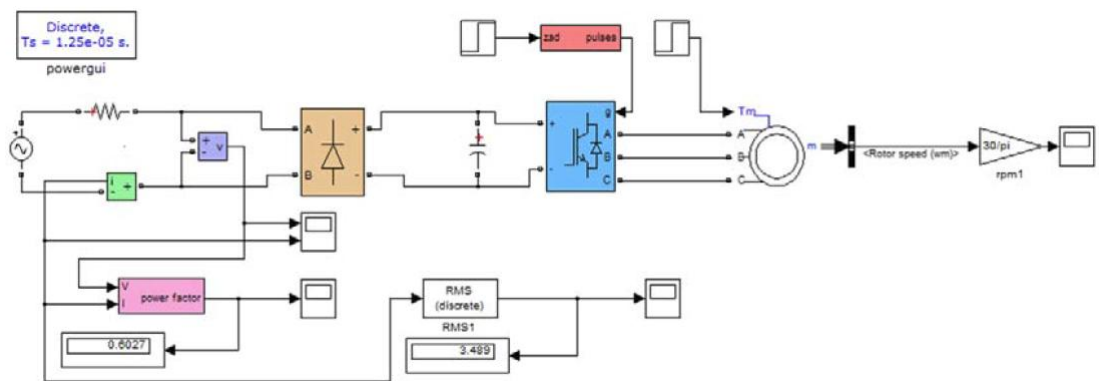


Рисунок 3.9 – Схема імітаційної моделі частотно-регульованого асинхронного електроприводу в середовищі MATLAB/Simulink

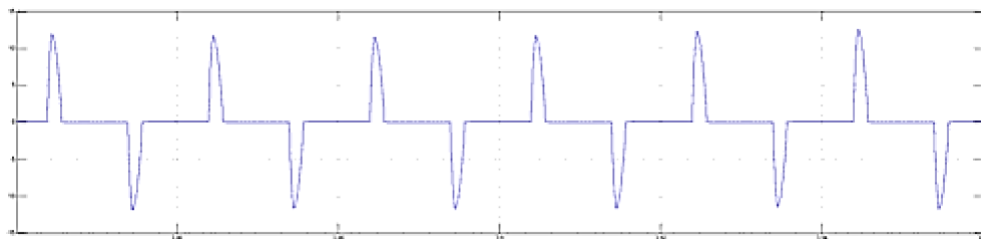


Рисунок 3.10 – Характеристика споживаного струму з мережі

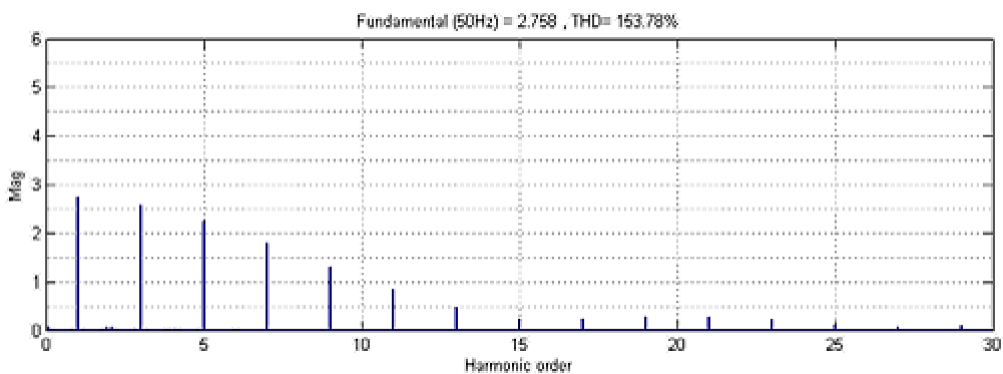


Рисунок 3.11 – Гармоніки струму основної частоти

Дослідження показало що, для даних випрямлячів значення коефіцієнта потужності становить 0,6.

Використовуючи все вищесказане, а також модель, яка була наведена вище (рис. 3.9–3.11), модифікуємо схему шляхом встановлення активного ККП:

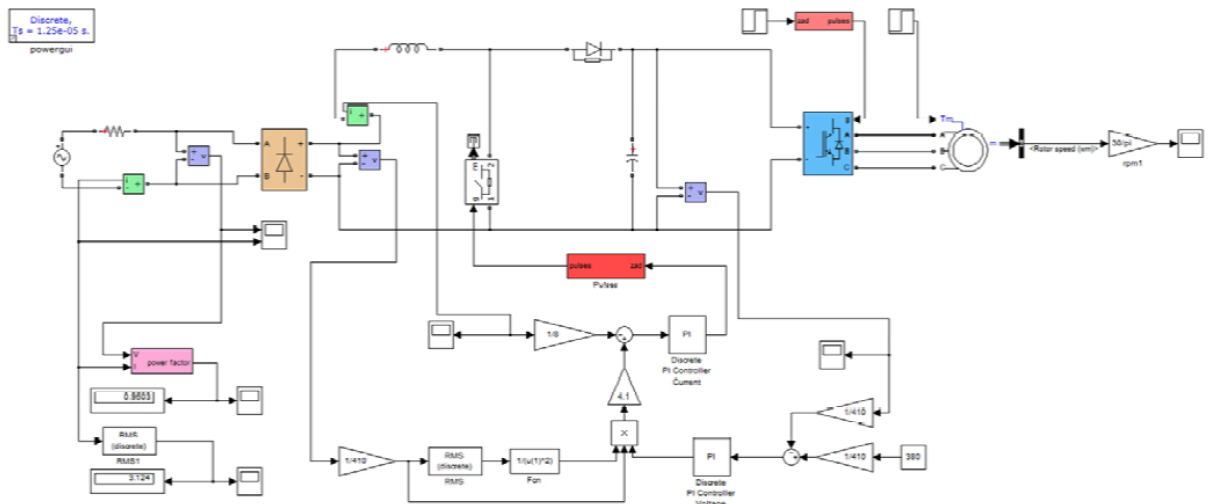


Рисунок 3.12 – Схема перетворювача AC/DC/AC для частотного електроприводу з активним ККП

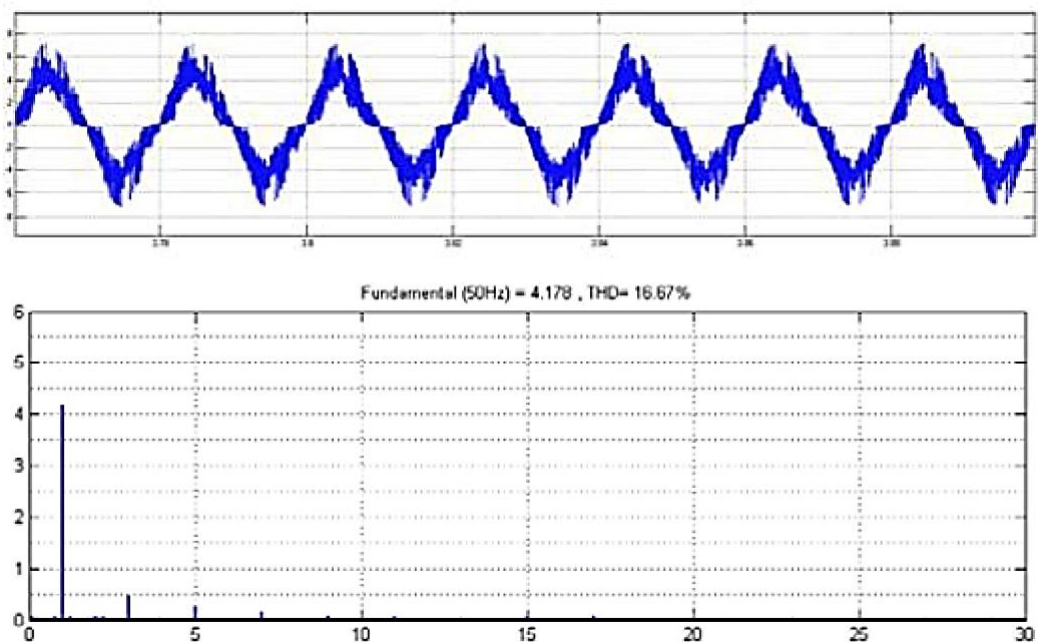


Рисунок 3.13 – Графіки струму та його гармонічного складу

Як можна побачити, досягнутий коефіцієнт потужності становить 0,95. При частоті комутацій 80 кГц. У гармонічному складі, як і раніше, можна виділити 3, 5, 7, 9 гармоніки, однак їхня складова набагато менша порівняно з попередньою моделлю. А також варто відзначити зниження середнього струму, що споживається з мережі. Відповідно можна зробити висновок, що дана схема дозволяє не тільки досягнути регламентованих параметрів споживача для підвищення електромагнітної сумісності з іншими об'єктами, але й зменшити енергоспоживання.

### **Висновки до розділу**

1. Застосування методу одноциклового керування (МОК) дозволило побудувати математичну модель підвищувального перетворювача без використання датчика вхідної напруги. За допомогою рівнянь Коші та матрично-топологічного аналізу цикл роботи ШІМ розбито на три ділянки гладкості (неперервності струмів). Отримане рішення у формі матричних експонент суттєво знижує обчислювальні витрати, усуваючи проблему виродження матриць під час інтегрування

2. На основі моделювання однофазного інвертора в Simulink визначено вплив кратності несучої частоти (відношення частоти пилкоподібної напруги до керуючої синусоїди,  $K$ ). Встановлено, що при  $K = 48$  форма фазного струму наближається до ідеальної синусоїди, а коефіцієнт гармонік знижується до 0,29%. Енергетичний ККД інвертора при цьому становить 98,8%, а збільшення частоти комутацій призводить до незначного зростання динамічних втрат (на 1,28%).

3. Порівняльний аналіз моделі класичної системи асинхронного приводу (AC/DC/AC) та модернізованої схеми з активним ККП (при частоті комутації 80 кГц) показав, що впровадження активного коректора дозволяє підняти коефіцієнт потужності системи з незадовільного рівня 0,6 до нормативного значення 0,95.

4. Модифікована схема з активним ККП не лише суттєво послаблює амплітуду вищих гармонік (3-ї, 5-ї, 7-ї та 9-ї), забезпечуючи виконання стандартів з ЕМС, а й знижує середнє діюче значення струму, що споживається з мережі, підтверджуючи загальний енергоощадний ефект запропонованого технічного рішення.

## 4 БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ, ОСНОВИ ОХОРОНИ ПРАЦІ

### 4.1 Системи засобів і заходів щодо електробезпеки

Виділяють три системи засобів і заходів забезпечення електробезпеки:

- система технічних засобів і заходів;
- система електрозахисних засобів;
- система організаційно-технічних заходів і засобів.

Система технічних засобів і заходів з електробезпеки. Технічні засоби і заходи з електробезпеки реалізуються в конструкції електроустановок при їх розробці, виготовленні і монтажі відповідно до чинних нормативів.

За своїми функціями технічні засоби і заходи забезпечення електробезпеки діляться на дві групи:

- ◆ технічні заходи і засоби забезпечення електробезпеки при нормальному режимі роботи електроустановок;
- ◆ технічні заходи і засоби забезпечення електробезпеки при аварійних режимах роботи електроустановок.

Основні технічні засоби і заходи забезпечення електробезпеки при нормальному режимі роботи електроустановок включають:

- ізоляція струмовідних частин;
- недоступність струмовідних частин;
- засоби орієнтації в електроустановках;
- виконання електроустановок, ізольованими від землі;
- захисне розділення електричних мереж;
- застосування малих напруг;
- компенсація ємнісних струмів замикання на землю;
- вирівнювання потенціалів.

З метою підвищення рівня безпеки, залежно від призначення, умов експлуатації і конструкції в електроустановках застосовується одночасно декілька з перелічених технічних засобів і заходів.

Ізоляція струмовідних частин.

Забезпечує технічну працездатність електроустановок, зменшує вірогідність попадань людини під напругу, замикань на землю і на корпус електроустановок, зменшує струм через людину при доторканні до неізольованих струмовідних частин в електроустановках, що живляться від ізольованої від землі мережі.

Розділяють такі типи ізоляції:

- робочу — забезпечує нормальну роботу електроустановок і захист від ураження електричним струмом;
- додаткову — забезпечує захист від ураження електричним струмом на випадок пошкодження робочої ізоляції;
- подвійну — складається з робочої і додаткової;
- підсилену — поліпшена робоча ізоляція, яка забезпечує такий рівень захисту, як і подвійна.

При розробці електроустановок опір ізоляції приймається в межах 1 кОм/В, якщо технічними умовами не передбачені більш жорсткі вимоги відповідно до чинних актів. З метою забезпечення працездатності електроустановок і безпечної їх експлуатації проводиться контроль стану ізоляції, який характеризується електричною міцністю ізоляції, її електричним опором і діелектричними втратами. В установках напругою більше 1000 В проводять усі види випробувань ізоляції, а при напрузі до 1000 В — тільки електричний опір і електричну міцність.

Виділяють прийнятно здавальні випробування, післяремонтні (реконструкція і капітальний ремонт) і міжремонтні в терміни, встановлені чинними нормативами залежно від типу електроустановки і умов її експлуатації. Так, опір ізоляції переносних світильників, що живляться від електромережі і електрифікованого ручного інструменту контролюється кожні 6 місяців, зварювального обладнання — кожні 12 місяців. При цьому опір ізоляції має бути не менше 0,5 МОм, а для електрифікованого інструменту 1 МОм.

Забезпечення недоступності струмовідних частин. Статистичні дані щодо електротравматизму свідчать, що більшість електротравм пов'язана з дотиком до струмовідних частин електроустановок (близько 56%). Основними заходами забезпечення недоступності струмовідних частин є застосування захисних огорожень, закритих комутаційних апаратів (пакетних вимикачів, комплектних пускових пристроїв, дистанційних електромагнітних приладів управління споживачами електроенергії тощо), розміщення неізольованих струмовідних частин на висоті, недосяжній для ненавмисного доторкання до них інструментом, різного роду пристосуваннями, обмеження доступу сторонніх осіб в електротехнічні приміщення тощо.

#### **4.2 Заходи безпеки під час експлуатації трансформаторів і реакторів**

Монтаж, випробування, експлуатацію та ремонти трансформаторів необхідно провадити згідно з ДНАОП 1.1.10-01-97, ГОСТ 11677-85, а також НАПБ А.01.001-95.

Крім того, монтаж трансформаторів на напругу 110 кВ і вище необхідно провадити згідно з РД 16.363-87.

Під час експлуатації і випробувань трансформаторів їх баки повинні бути заземлені.

Забороняється присутність персоналу на кришці бака і підняття інструментів та інших речей на кришку бака під час роботи трансформатора.

Огляд газового реле здійснюється з майданчика драбини трансформатора.

Під час огляду працюючого трансформатора не слід знаходитись у зоні викидання масла із запобіжного клапана або викидної труби.

Забороняється наближатись до трансформатора під напругою з явними ознаками пошкодження: сторонні шуми, розряди на ізоляторах, сильна (струменем) теча масла і т. ін.

Забороняється підтягувати кріплення на працюючих маслоохолодниках системи охолодження типу Ц (НЦ).

Щоб уникнути опіків, не дозволяється торкатись оголеними руками поверхні працюючих електронасосів.

Забороняється рукояткою перемикати пристрої РПН трансформатора, який знаходиться під напругою з будь-якого боку.

При працюючому трансформаторі затискачі вторинних обмоток вбудованих трансформаторів струму повинні бути замкнені накоротко за допомогою спеціальних перемичок в чопобі затис-качів або приєднанням вторинних кіл пристроїв захисту, електроавтоматики та вимірювань. При цьому забороняється розривати кола, підключені до вторинних обмоток трансформаторів струму, без попереднього замикання обмоток перемичкою.

Засоби пожежогасіння трансформатора необхідно підтримувати в постійній готовності. Протипожежні заходи повинні бути розроблені з урахуванням загальних і місцевих правил та інструкцій із залученням спеціалістів з протипожежної безпеки. Особливу увагу забезпеченню пожежної безпеки необхідно приділяти під час проведення ремонтних, зварювальних робіт і робіт із заміни, доливання та очищення масла.

Зварювальні роботи на непрацюючому трансформаторі, за необхідності, потрібно виконувати тільки після заливання його маслом до рівня 200 – 250 мм вище місця зварювання, щоб уникнути займання парів масла.

Під час проведення зварювальних робіт, з метою усунення течі масла в трансформаторі, необхідно створити вакуум, який забезпечує припинення течі масла в місці зварювання.

Забороняється здійснювати зварювальні роботи при працюючому обладнанні в приміщенні розташування системи охолодження типу Ц (НЦ) і на вузлах системи охолодження з наднормальним внутрішнім тиском.

Для виконання монтажних або ремонтних робіт усередині бака трансформатора необхідно продути бак сухим чистим повітрям і забезпечити природну вентиляцію відкриттям верхніх і нижніх люків. У процесі виконання робіт необхідно здійснювати безперервний контроль за людьми, які знаходяться всередині бака трансформатора.

Під час подавання в бак трансформатора, в якому працюють люди, осушеного повітря необхідно забезпечити працюючих теплим і чистим спецодягом і не допускати їх знаходження всередині бака більше 4 год на добу і 20 год на місяць.

Під час заповнення трансформатора маслом або під час його зливання бак трансформатора і виводи його обмоток, у випадку, якщо встановлені вводи, повинні бути заземлені, щоб уникнути появи електростатичних зарядів.

Необхідно уникати попадання масла і особливо його тривалого впливу на шкіру.

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

1. На основі аналізу пасивних та активних методів корекції показано, що традиційні резонансні фільтри та схеми зі штучною комутацією мають незадовільну динаміку, великі масогабаритні показники та ризик виникнення комутаційних перенапруг. Як найбільш перспективне рішення для частотно-регульованого електроприводу обрано активний коректор коефіцієнта потужності на базі підвищувального перетворювача. Для оптимізації системи застосовано метод одноциклового керування, який дозволив побудувати ефективну математичну модель без використання датчика вхідної напруги та знизити обчислювальні витрати завдяки матрично-топологічному аналізу ділянок гладкості.

2. На основі моделювання однофазного інвертора в Simulink визначено вплив кратності несучої частоти (відношення частоти пилкоподібної напруги до керуючої синусоїди,  $K$ ). Встановлено, що при  $K = 60$  форма фазного струму наближається до ідеальної синусоїди, а коефіцієнт гармонік знижується до 0,29%. Енергетичний ККД інвертора при цьому становить 98,8%, а збільшення частоти комутацій призводить до незначного зростання динамічних втрат (на 1,28%).

3. Порівняльний аналіз моделі класичної системи асинхронного приводу (AC/DC/AC) та модернізованої схеми з активним ККП (при частоті комутації 80 кГц) показав, що впровадження активного коректора дозволяє підняти коефіцієнт потужності системи з незадовільного рівня 0,6 до нормативного значення 0,95.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Smedley K.M., Cuk S. One-Cycle Control of Switching Converters: Article/ K.M. Smedley, S. Cuk // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1995. – Vol. 10, No. 6. – P. 625–633.
2. Chen G., Smedley K.M. Steady-State and Dynamic Study of One-Cycle-Controlled Three-Phase Power-Factor Correction: Article/ G. Chen, K.M. Smedley // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2005. – Vol. 52, No. 2. – P. 355–362.
3. Жемеров Г.Г., Ільїна О.В. Силова електроніка. Корекція коефіцієнта потужності та покращення якості електроенергії: Монографія/ Г.Г. Жемеров, О.В. Ільїна – Харків: ХНУРЕ, 2017. – 312 с.
4. Клименко Б.В. Електромагнітна сумісність напівпровідникових перетворювачів частоти з розподільною мережею: Стаття/ Б.В. Клименко // Технічна електродинаміка. – 2021. – № 4. – С. 34–41.
5. Qiao C., Jin T., Smedley K.M. One-Cycle Control of Three-Phase Active Power Filter with Vector Operation: Article/ C. Qiao, T. Jin, K.M. Smedley // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2004. – Vol. 51, No. 4. – P. 455–463.
6. Зайцев Р.В., Ткаченко О.М. Моделювання активних коректорів коефіцієнта потужності для трифазних систем електроприводу: Стаття/ Р.В. Зайцев, О.М. Ткаченко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – 2023. – № 2 (16). – С. 45–53.
7. Маляр В.С., Блінов І.В. Математичне моделювання електромагнітних процесів у частотно-регульованих асинхронних двигунах з ШІМ-інверторами: Стаття/ В.С. Маляр, І.В. Блінов // Енергетика та автоматика. – 2022. – № 3. – С. 12–24.
8. Юрченко О.М., Островерхов М.Я. Системи автоматичного керування активними випрямлячами підвищувального типу для покращення

якості електроенергії: Стаття/ О.М. Юрченко, М.Я. Островерхов // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2020. – Вип. 56. – С. 67–75.

9. IEEE Std 519-2022. IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems: International Standard – New York: IEEE, 2022. – 45 p.

10. Волков І.В., Синоренко М.В. Напівпровідникові системи штучної комутації вентилів та особливості їх застосування в керованих випрямлячах: Стаття/ І.В. Волков, М.В. Синоренко // Технічна електродинаміка. – 2019. – № 2. – С. 18–25.

11. Михальський В.М. Схемотехніка та алгоритми керування активними фільтрами і коректорами потужності: Дис. ... доктора техн. наук: 05.09.12/ В.М. Михальський – Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2015. – 412 с.

12. Черних І.В. Моделювання електротехнічних пристроїв у середовищі MATLAB, Simulink та SimPowerSystems: Навч. посібник/ І.В. Черних – Київ: Техніка, 2018. – 230 с.

13. Тарасенко М.Г., Коваль В.П., Буняк О.А., Мовчан Л.Т. Методичні вказівки до виконання кваліфікаційної роботи бакалавра для здобувачів першого рівня вищої освіти за ОПП Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка/ В.П. Коваль, М.Г. Тарасенко, О.А. Буняк, Л.Т. Мовчан – Тернопіль: ТНТУ, 2024. – 50 с.

14. Методичні вказівки для написання розділу «Безпека життєдіяльності, основи охорони праці» в кваліфікаційних роботах здобувачів освітнього рівня „бакалавр”. Для студентів всіх форм навчання рівень вищої освіти перший ( бакалаврський ) / укл. : О. Я. Гурик , І. Б. Окіпний. – Тернопіль : ТНТУ імені Івана Пулюя, 2021. - 20 с.