

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ  
КАФЕДРА ПРОМИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

«На правах рукопису»  
УДК 621.314.2.621

«До захисту допущено»  
Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ Ю.С. Ямненко  
(підпис) (ініціали, прізвище)  
“ ” \_\_\_\_\_ 2019 р.

**Магістерська дисертація  
на здобуття ступеня магістра**

зі спеціальності 171 Електроніка  
(код і назва)

освітня програма (спеціалізація) Електронні компоненти і системи

на тему: Матричний перетворювач частоти  
\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_

Виконав (-ла): студент (-ка) II курсу, групи ДС-81мп  
(шифр групи)

Соїч Антон Васильович  
(прізвище, ім'я, по батькові) \_\_\_\_\_ (підпис)

Науковий керівник доцент, к.т.н., доцент, Миколаєць Д.А.  
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) \_\_\_\_\_ (підпис)

Консультант \_\_\_\_\_  
(назва розділу) \_\_\_\_\_ (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали) \_\_\_\_\_ (підпис)

Рецензент д.т.н., проф. Найда С.А.  
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) \_\_\_\_\_ (підпис)

Консультант  
по нормоконтролю доцент, к.т.н., Батрак Л.М.  
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) \_\_\_\_\_ (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській  
дисертації немає запозичень з праць інших  
авторів без відповідних посилань.

Студент \_\_\_\_\_  
(підпис)

Київ – 2019 року

**Національний технічний університет України  
“Київський політехнічний інститут  
імені Ігоря Сікорського”**

Факультет електроніки  
( повна назва )

Кафедра промислової електроніки  
( повна назва )

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо - професійною програмою

Спеціальність 171 Електроніка  
(шифр і назва)

Освітня програма (спеціалізація) Електронні компоненти і системи

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_  
(підпис)                      Ю.С. Ямненко  
( прізвище ініціали )

« 06 » листопада 2019 року

**З А В Д А Н Н Я**

**НА МАГІСТЕРСЬКУ ДИСЕРТАЦІЮ СТУДЕНТУ**

Соїчу Антону Васильовичу  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Матричний перетворювач частоти

науковий керівник дисертації Миколаєць Дмитро Анатолійович, к.т.н., доцент,  
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від « 07 » листопада 2019 року № 3859-с

2. Термін подання студентом дисертації 10 грудня 2019 року

3. Об'єкт дослідження: Електромагнітні процеси у колі матричного перетворювача частоти

4. Вихідні дані: напруга мережі – 380В, частота мережі – 50Гц, потужність навантаження – 10кВт, діапазон частотного регулювання – 25-150Гц

5. Перелік завдань, які потрібно розробити: побудова таблиць зі станами ключів та вхідними і вихідними параметрами, виведення матриць переходів з вхідних параметрів до вихідних, обрання системи керування, моделювання отриманої системи у середовищі Mathlab Simulink, створення принципової електричної схеми

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: презентація

7. Орієнтовний перелік публікацій: Соїч А.В., Миколаєць Д.А. «Керування матричним перетворювачем частоти з використанням геометричного підходу» Електронна та акустична інженерія, № 1, 2019 – 35–38 с., Соїч А.В., Миколаєць Д.А. «Керування безпосереднім перетворювачем частоти за допомогою геометричного підходу» Мікросистеми, електроніка та акустика, Том 24, №3, 2019 – 39-44 с.

8. Консультанти розділів дисертації

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

9. Дата видачі завдання 6 листопада 2019 року

**КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН**

	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
	Огляд наук.-техн. літератури по МПЧ	01.02.2019 - 01.04.2019	
	Аналіз МПЧ на 25Гц та 150Гц	01.04.2019 - 01.05.2019	
	Побудова часових діаграм напруги	01.05.2019 - 15.05.2019	
	Побудова таблиць станів ключів	15.05.2019 - 01.07.2019	
	Виведення матриць переходів	01.07.2019 - 01.09.2019	
	Обрахунок силових елементів схеми	01.09.2019 - 15.09.2019	
	Огляд літератури по системам керування	15.09.2019 - 01.10.2019	
	Обрання системи керування	01.10.2019 - 01.11.2019	
	Моделювання системи в Matlab Simulink	01.11.2019 - 11.11.2019	
	Створення принципової схеми	11.11.2019 – 20.11.2019	
	Розробка стартап-проекту	20.11.2019 - 05.12.2019	

Студент

\_\_\_\_\_ (підпис)

Соїч А.В.  
(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

\_\_\_\_\_ (підпис)

Миколаєць Д.А.  
(ініціали, прізвище)

## АНОТАЦІЯ

В магістерській дисертації описано керування матричним перетворювачем частоти (МПЧ) із застосуванням геометричного підходу для опису змінних – керування за допомогою вхідного параметру, в якості якого обрано плечові напруги, двома вихідними параметрами, за які виступають вихідні фазні напруги та синусоїдальні струми фаз. Розглянуто побудову вихідних параметрів керування на двовимірній площині з тривимірного простору вхідних величин. По обраній схемі МПЧ проаналізовано його роботу на підвищеній частоті (150 Гц) та пониженій частоті (25 Гц), і показано відповідні часові діаграми змінної напруги. Побудовано таблицю що описує струми та напруги в МПЧ при відповідних станах вентилів. За приведеною таблицею виведені матриці які описують перехід від тривимірного простору вхідних величин до двовимірних просторів вихідних величин. Розраховано силові елементи схеми та обрано відповідні модулі. Обрано просторово-векторну систему керування для даного МПЧ. За допомогою програмного забезпечення Matlab промодельована обрана система. Показано відповідні вхідні та вихідні характеристики.

Ключові слова: матричний перетворювач частоти, геометричний підхід.

## АННОТАЦИЯ

В магистерской диссертации описано управления матричным преобразователем частоты (МПЧ) с применением геометрического подхода для описания переменных – управление с помощью входящего параметра, в качестве которого выбраны плечевые напряжения, двумя выходными параметрами, за которые выступают выходные фазные напряжения и синусоидальные токи фаз. Рассмотрено построение выходных параметров управления на двумерной плоскости из трехмерного пространства входных величин. По выбранной схеме МПЧ проанализированы его работу на повышенной частоте (150 Гц) и пониженной частоте (25 Гц), и показано соответствующие временные диаграммы переменного напряжения.

Построено таблицу описывающую токи и напряжения в МПЧ при соответствующих состояниях вентилях. По приведенной таблицей выведены матрицы описывающие переход от трехмерного пространства входных величин в двумерных пространств выходных величин. Рассчитано силовые элементы схемы и избран соответствующие модули. Выбрано пространственно-векторную систему управления для данного МПЧ. С помощью программного обеспечения Matlab промоделирована выбранная система. Показано соответствующие входные и выходные характеристики.

Ключевые слова: матричный преобразователь частоты, геометрический подход.

## SUMMARY

Master's thesis describes the control of the matrix frequency converter (MFC) with the use of a geometric approach to describe the variables - control using an input parameter, which is selected shoulder stresses, two output parameters, for which the output phase voltages and sinusoidal phase currents. The construction of control output parameters on a two-dimensional plane from a three-dimensional space of input quantities is considered. According to the chosen scheme, the MFC analyzes its operation at high frequency (150 Hz) and low frequency (25 Hz) and shows corresponding timing diagrams of alternating voltage. A table is created describing the currents and voltages in the MFP at the respective states of the valves. The following table shows the matrices that describe the transition from three-dimensional space of input quantities to two-dimensional spaces of initial values. The power elements of the circuit are calculated and the corresponding modules are selected. The spatial-vector control system for this MFC is selected. The selected system is modeled with the help of Matlab software. The corresponding input and output characteristics are shown.

Keywords: matrix frequency converter, geometric approach.

## ЗМІСТ

	Ст.
<b>ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ</b> .....	5
<b>ВСТУП</b> .....	6
<b>РОЗДІЛ 1. ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ ТА МЕТОДИ КЕРУВАННЯ</b> ..	9
1.1. Безпосередній перетворювач частоти.....	9
1.1.1. Загальні відомості про перетворювач частоти .....	9
1.1.2. Класифікація перетворювачів частоти .....	10
1.1.3. Матричний перетворювач частоти.....	16
1.2. Загальні відомості про геометричний підхід .....	19
1.3. Трифазний матричний перетворювач частоти .....	28
1.4. Системи керування .....	31
1.4.1. Алгоритм скалярної модуляції.....	31
1.4.2. Просторово-векторна модуляція.....	38
<b>РОЗДІЛ 2. АНАЛІЗ БЕЗПОСЕРЕДНЬОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ</b> .....	43
2.1. Аналіз МПЧ за геометричним підходом .....	43
2.2. Розрахунок силових елементів .....	55
<b>РОЗДІЛ 3. МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ</b> .....	61
3.1. Створення алгоритму керування.....	61
3.2. Моделювання в Simulink.....	67
3.3. Створення принципової електричної схеми .....	76
<b>РОЗДІЛ 4. РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ</b> .....	79
4.1. Опис ідеї проекту .....	80
4.2. Технологічний аудит .....	82
4.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту .....	83
4.4. Розроблення ринкової стратегії проекту .....	88
4.5. Розроблення маркетингової програми.....	88
<b>ВИСНОВКИ</b> .....	91
<b>ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ ТА ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ</b> .....	93

**ДОДАТОК 1. ТАБЛИЦЯ З УСІМА СТАНАМИ КЛЮЧІВ**

**ДОДАТОК 2. АЛГОРИТМ ВКЛЮЧЕННЯ БАЗОВИХ ВЕКТОРІВ**

**ДОДАТОК 3. ПРОГРАМНИЙ КОД ДЛЯ АТМЕГА328P**

**ДОДАТОК 4. ПЕРЕЛІК ЕЛЕМЕНТІВ ДО ПРИНЦИПОВОЇ СХЕМИ**

**РЕФЕРАТ**

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ПЧ -	перетворювач частоти
БПЧ -	безпосередній перетворювач частоти
МПЧ -	матричний перетворювач частоти
ДПЧ -	дволанковий перетворювач частоти
АІ -	автономний інвертор
АІС -	автономний інвертор струму
АІН -	автономний інвертор напруги
ДБЖ -	джерела безперебійного живлення
СІ -	синусоїдальний інвертор
ККД -	коефіцієнт корисної дії
ШІМ -	широотно-імпульсна модуляція
ДБЖ -	джерело безперебійного живлення
IGBT -	Isolated Gate Bipolar Transistor – біполярний транзистор з ізольованим затвором
СК -	система керування
МК -	мікроконтролер

## ВСТУП

У наш час в країнах з розвинутою промисловістю найвищу долю електроенергії споживають електроприводи різного призначення. Автоматизація виробничих процесів і вдосконалення механізмів тісно зв'язані з розвитком електроприводу, що забезпечує економію електроенергії за рахунок згладжування перехідних процесів, більш ефективних функціонуючих режимів роботи і зменшення втрат. В даний час найбільш перспективним електроприводом визнаний електропривод змінного струму з частотним регулюванням [1].

На **актуальність роботи** вказує немала кількість публікацій, в різних наукових виданнях присвячених саме тематиці керування МПЧ, як в Україні, так і за кордоном.

Також актуальною є розробка алгоритмів керування матричним перетворювачем, що дозволяють наблизити форму споживаних струмів до синусоїдальної.

### **Зв'язок роботи з науковими програмами, темами, планами.**

Дисертація була підготовлена відповідно до науково-дослідного плану кафедри промислової електроніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського» і належить до пріоритетних напрямків в галузі електроенергетики та узгоджується з «Енергетичною стратегією України на період до 2030 року», схваленою розпорядженням Кабінету Міністрів України від 15 березня 2006 р. №145-р, а також іншими галузевими програмами, в яких представлена стратегія вдосконалення енергосистем країни.

**Мета і завдання роботи.** *Метою роботи* є розвиток методу керування та аналізу напівпровідникових перетворювачів за допомогою геометричного підходу та його використання для безперебійного перетворювача частоти.

Для досягнення поставленої мети вирішувались наступні задачі:

- обрання схеми для досліджуваного МПЧ;

- визначення вхідних і вихідних параметрів обраного перетворювача частоти для використання геометричного підходу;
- побудову таблиць з усіма логічними станами ключів та вхідними і вихідними параметрами при цих станах;
- аналіз роботи на підвищеній та пониженій частотах;
- визначення матриць керування при кожній частоті, виведення базових матриць керування;
- моделювання отриманої системи керування;
- створення принципової електричної схеми.

*Об'єкт дослідження* – електромагнітні процеси у колі матричного перетворювача частоти.

*Предмет дослідження* – система керування МПЧ на основі геометричного підходу, з відповідним алгоритмом керування.

**Методи дослідження.** Аналітичний метод – для дослідження роботи МПЧ на пониженій та підвищеній частотах та виведення матриць переходів. Математичний метод – для доведення еквівалентності отриманих матриць та обрахунку силових елементів. Моделювання – для перевірки працездатності отриманої системи.

### **Наукова новизна.**

1. Вперше створено систему керування МПЧ із використанням геометричного підходу для опису змінних, де за допомогою вхідного параметру обрано плечові напруги, а за вихідні параметри виступають вихідні фазні напруги та синусоїдальні струми фаз.

2. Вперше доведено еквівалентність матриць переходу з вхідних параметрів у вихідні на частотах 25 Гц та 150 Гц.

**Особистий внесок здобувача** полягає в самостійному огляді відповідної науково-технічної літератури, аналізі обраного МПЧ, виведення матриць переходів, розрахунку силової частини, моделюванні отриманої системи керування, створення електричної принципової схеми та написання коду програми для МК.

**Апробація результатів дослідження.** Основні теоретичні положення та результати магістерського дослідження доповідалися та обговорювалися на наукових, науково-технічних, науково-практичних конференціях:

- 1) Міжнародна науково-технічна XII конференція молодих вчених «Електроніка 2019» (Київ, 2019);
- 2) Міжнародна науково-технічна конференція «Smart-технології в енергетиці та електроніці» (Лазурне, 2019).

**Публікації.** Основні положення та результати магістерського дослідження висвітлено у двох наукових працях: Соїч А.В., Миколаєць Д.А. «Керування матричним перетворювачем частоти з використанням геометричного підходу» Електронна та акустична інженерія, № 1, 35–38 с, 2019, URL: <http://feltran.kpi.ua/article/view/162294> та Соїч А.В., Миколаєць Д.А. «Керування безпосереднім перетворювачем частоти за допомогою геометричного підходу» Мікросистеми, електроніка та акустика, Том 24, №3, 2019 – 39-44 с., серед яких остання наукова стаття опублікована у фаховому виданні.

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертація складається з чотирьох розділів (перетворювачі частоти та методи керування ними, аналіз безпосереднього перетворювача частоти, моделювання системи керування, розроблення стартап-проекту). Загальний обсяг дисертації 107 сторінок, основного тексту – 80 сторінок. 57 рисунків, 32 таблиці, 4 додатки та 40 використаних джерел.

# 1. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ ТА МЕТОДИ КЕРУВАННЯ

## 1.1. Матричний перетворювач частоти

### 1.1.1. Загальні відомості про перетворювачі частоти

Перетворювач частоти – це електронний пристрій для зміни частоти електричного струму (напруги). Він перетворює вхідну синусоїдальну напругу фіксованої частоти та амплітуди, у вихідну імпульсну напругу змінної частоти та амплітуди, за допомогою ШІМ (широтно-імпульсної модуляції). Таким чином, плавно збільшуючи частоту і амплітуду напруги, що подається на статорні обмотки електродвигуна, можна забезпечити плавне регулювання швидкості обертання валу електродвигуна.

Перетворювач частоти – це пристрій, що використовується для того щоб забезпечити безперервне керування процесом. Зазвичай перетворювач частоти здатний керувати швидкістю і моментом асинхронних і/або синхронних двигунів. Перетворювач частоти забезпечує плавний пуск і зупинку двигуна, а також дозволяє змінювати напрям обертання двигуна [2]. На рис.1.1. показано зовнішній вигляд різних по потужності перетворювачів.



а)



б)

Рис.1.1. а) Частотний перетворювач невеликої потужності; б) Високовольтний перетворювач

На сьогоднішній день основна частина всієї виробленої електричної енергії в світі використовується для роботи електричних двигунів. Перетворення електричної потужності в механічну потужність здійснюється за допомогою електродвигунів потужністю від менше вата до декількох десятків мегават [3]. Тому такий пристрій як перетворювач частоти є доволі актуальним.

В асинхронному електричному двигуні частота обертання ротора  $n_2$  у сталому режимі відрізняється від частоти обертання магнітного поля  $n_1$  на величину ковзання  $S$ . При цьому частота обертання магнітного поля  $n_1$  залежить від частоти напруги живлення. При живленні обмотки статора електричного двигуна трифазною напругою із частотою  $f$  створюється обертове магнітне поле. Таким чином, частота обертання ротора асинхронного двигуна  $n_2$  залежить від частоти напруги живлення  $f$ .

На цій залежності й заснований метод частотного регулювання. Змінюючи за допомогою перетворювача частоту  $f$  на вході двигуна, ми регулюємо частоту обертання ротора [4].

Схема будь-якого перетворювача частоти складається із силової й керуючої частин. Силова частина перетворювачів зазвичай виконана на тиристорах або транзисторах, які працюють у режимі електронних ключів. Керуюча частина виконується на цифрових мікропроцесорах і забезпечує керування силовими електронними ключами, а також рішення великої кількості допоміжних завдань (контроль, діагностика, захист). Перетворювач частоти відображає на цифровому дисплеї основні параметри системи: задану швидкість, вихідну частоту, струм і напругу двигуна, вихідну потужність, момент, стан дискретних входів, загальний час роботи перетворювача тощо.

### **1.1.2. Класифікація перетворювачів частоти**

Кожний з існуючих класів перетворювачів має свої переваги й недоліки, які визначають область раціонального застосування кожного з них [5].

По структурі та принципу роботи силової частини перетворювачі частоти поділяють на:

1. Перетворювачі частоти без проміжної ланки постійного струму (з безпосереднім зв'язком).
2. Перетворювачі частоти з явно вираженою проміжною ланкою постійного струму.

У перетворювачах частоти без проміжної ланки силова частина являє собою керований інвертор і виконана на тиристорах, що працюють як ключі (рис.1.2). Система керування по черзі відмикає групи тиристорів і підключає статорні обмотки двигуна до живильної мережі [6].

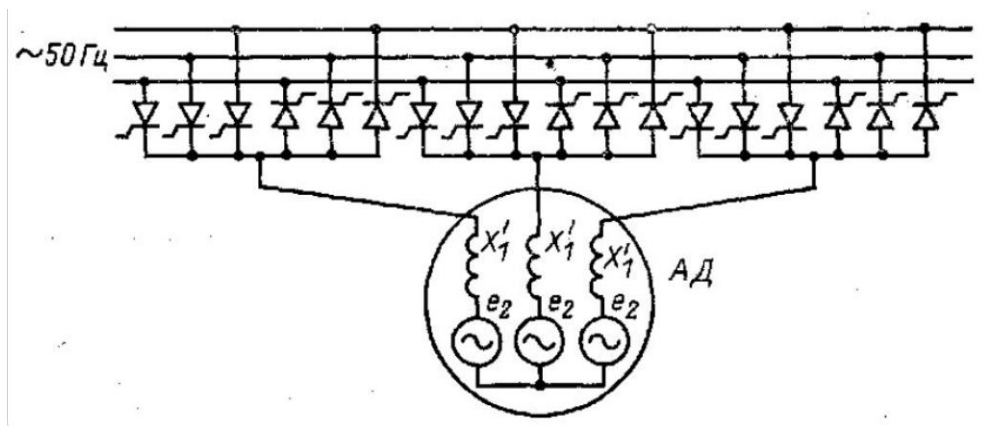


Рис.1.2. Приклад схеми перетворювача частоти з безпосереднім зв'язком

На вході перетворювача діє трифазна синусоїдальна напруга. Вихідна напруга має несинусоїдальну "пилкоподібну" форму, що умовно можна апроксимувати синусоїдою. Таким чином, вихідна напруга перетворювача формується з "вирізаних" ділянок синусоїд вхідної напруги (рис. 1.3).

У перетворювачів з явно вираженою проміжною ланкою постійного струму використовується подвійне перетворення електричної енергії: вхідна синусоїдальна напруга з постійною амплітудою й частотою випрямляється у випрямлячі, фільтрується фільтром, згладжується, а потім знову перетвориться інвертором у змінну напругу змінюваної частоти й амплітуди [7].

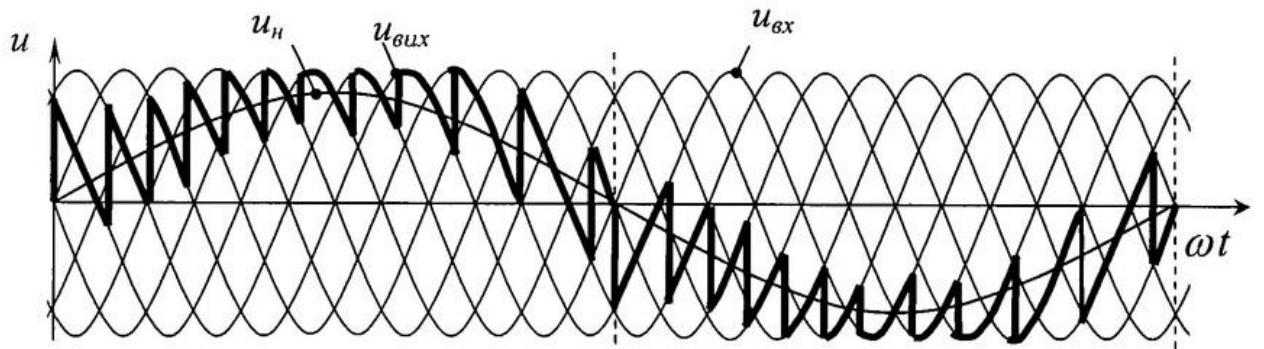


Рис.1.3. Часові діаграми напруги для перетворювача частоти без проміжної ланки постійного струму

Часові діаграми та структурна схема що характеризують принцип роботи такого перетворювача наведено на рис. 1.4 [8].

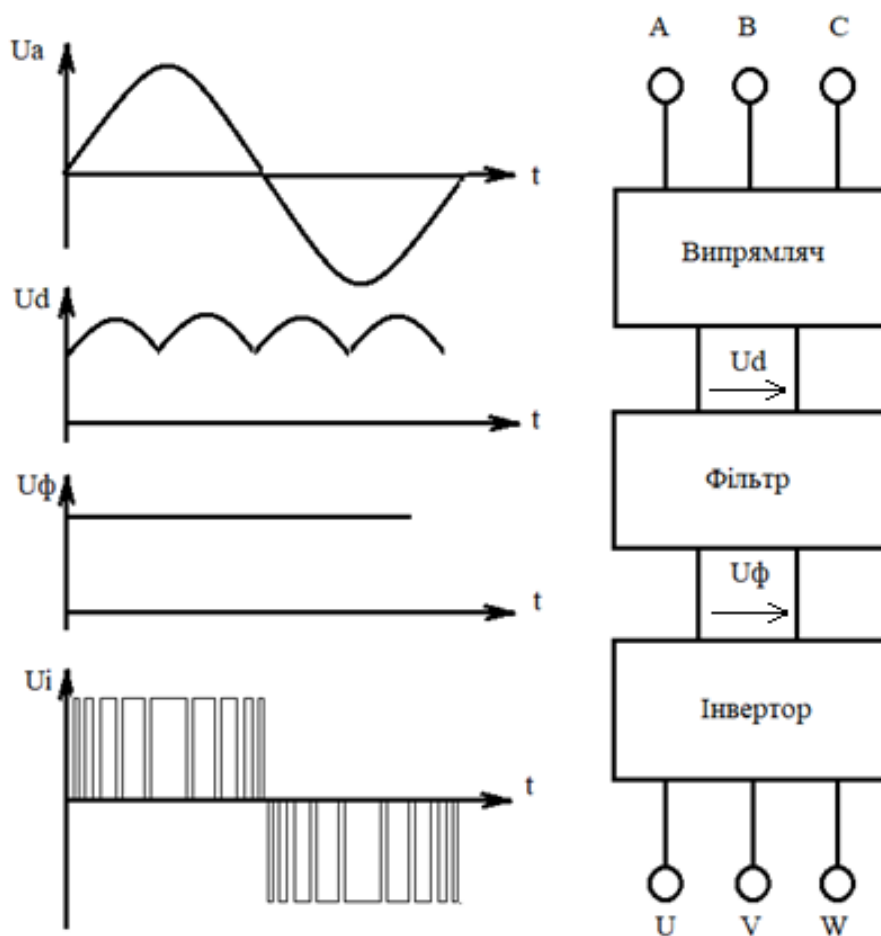


Рис. 1.4. Часові діаграми напруг та структурна схема для перетворювача частоти з явно вираженою проміжною ланкою постійного струму

Приклад електричної схеми наведено на рис. 1.5.

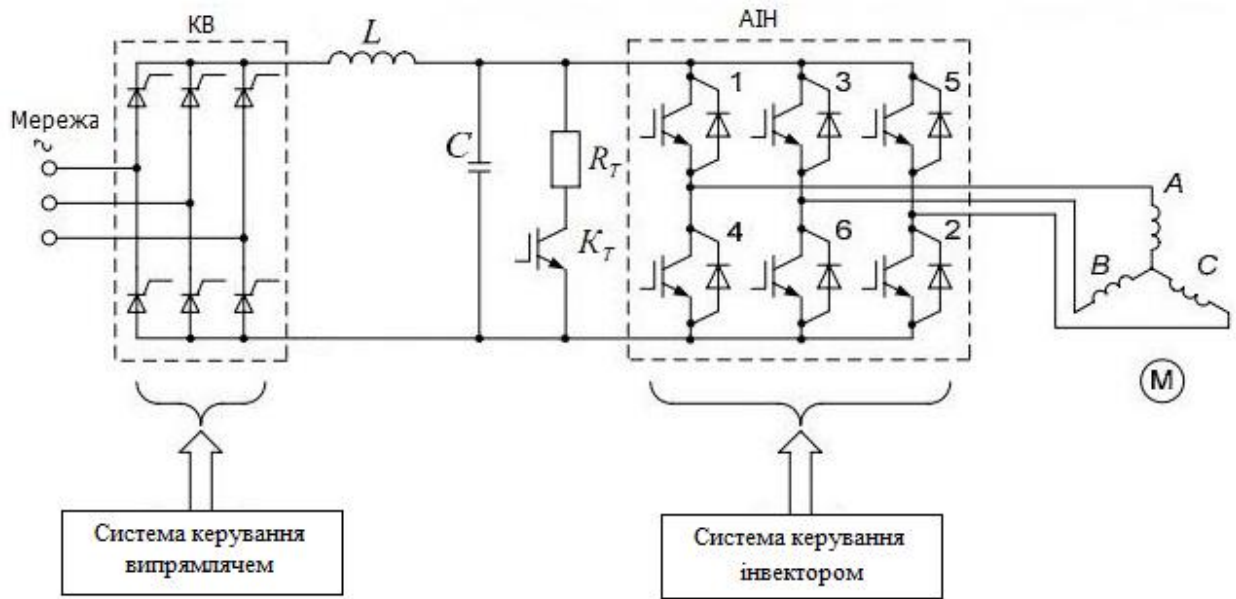


Рис. 1.5. Приклад електричної схеми для перетворювача частоти з явно вираженою проміжною ланкою постійного струму

Випрямлячі зазвичай виконують у вигляді діодних мостів на діодах чи тиристорах. У якості фільтрів застосовують різні комбінації RLC-фільтрів з або без додавання переривача у вигляді транзистора для більшої точності керування. Для формування синусоїдальної змінної напруги використовуються автономні інвертори напруги й автономні інвертори струму (рис.1.6 та рис.1.7). Різниця цих двох типів інверторів полягає в параметрі по якому відбувається керування – напруга чи струм.

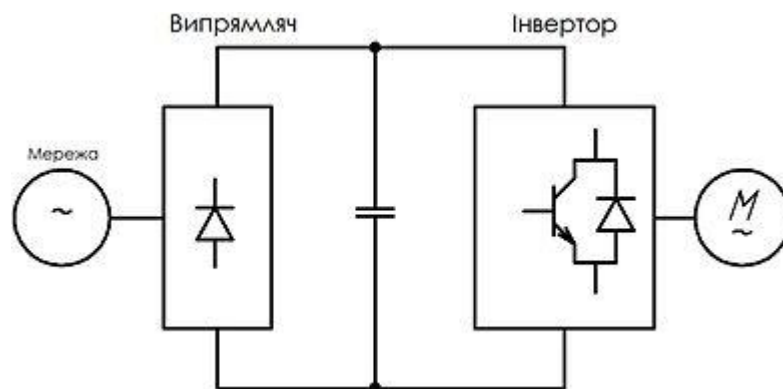


Рис.1.6. Функціональна схема перетворювача частоти, виконана по схемі джерела напруги

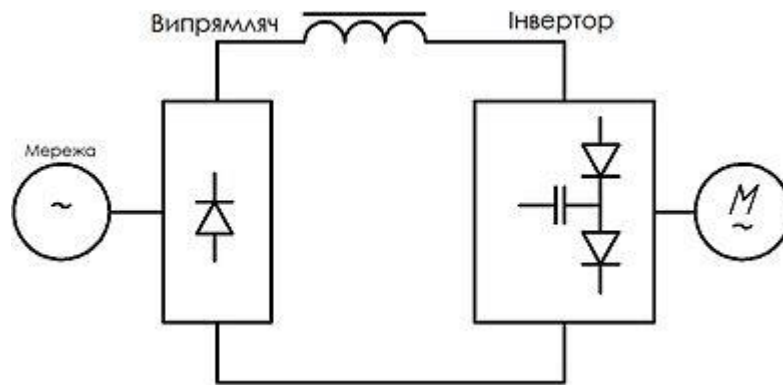


Рис.1.7. Функціональна схема перетворювача частоти, виконана по схемі джерела струму

Як електронні ключі в інверторах застосовуються тиристри GTO, що замикаються й їхні вдосконалені модифікації GCT, IGCT, SGCT, і біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT). Біполярні транзистори з ізольованим затвором IGBT відрізняють від тиристорів повною керованістю, простою неенергоємною системою керування, вищою робочою частотою. Через те, що в IGBT з'єднані половий транзистор і біполярний (рис.1.8). Таким чином вихідні струми і напруги визначаються біполярним транзистором, а вхідні – польовим [8].

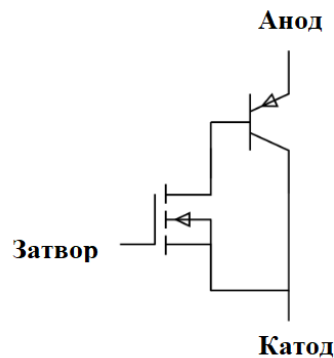


Рис.1.8. Структура IGBT

Відповідно до переваг перетворювачів з явно вираженою ланкою постійного струму можна віднести отримання широкого діапазону вихідних частот, як вище частоти мережі, так і нижче. За схемою ПЧ з ланкою постійного струму будуються високо, середньо та низькошвидкісні приводи. Така схема дозволяє конструювати прецизійні електроприводи, що мають

широкий і надширокий діапазон регулювання швидкості. Тобто таку схему можна використовувати для великого класу відносно простих електроприводів з невеликими вимогами до діапазону регулювання і швидкодії.

До недоліків перетворювачів з ланкою постійного струму відноситься необхідність подвійного перетворення електроенергії, що знижує ККД, збільшує втрати енергії, погіршує масогабаритні показники перетворювача.

Іншим недоліком є присутність в ланці постійного струму потужної батареї конденсаторів великої ємності (в схемах з АІН), або потужного дроселя з великою індуктивністю (в схемах з АІС). Саме ці елементи погіршують масогабаритні показники. Крім того, електролітичні конденсатори сильно знижують надійність даного виду перетворювача.

Щодо перетворювачів частоти з безпосереднім зв'язком (без ланки постійного струму), то їхні головні переваги:

- досить високий ККД, який досягається одноразовим перетворенням електроенергії в перетворювачі;
- можливість обміну енергією між двигуном і електричною мережею. Завдяки такій можливості перетворювач може працювати як в руховому, так і в гальмівному режимі роботи, причому з рекуперацією енергії в мережу;
- в таких частотних перетворювачів є можливість отримання досить низьких частот вихідної напруги частотного перетворювача. Це забезпечує можливість рівномірної роботи двигуна з малими швидкостями;

Недоліки БПЧ пов'язані з простотою їх конструкції. В таких перетворювачах існує обмеження максимальної вихідної частоти. Максимальна вихідна частота не може перевищувати 70% частоти мережі живлення. Іншою перешкодою для широкого застосування БПЧ, є низький коефіцієнт потужності і несинусоїдальність вихідної напруги. Висока складність ланцюгів управління, обумовлює застосування БПЧ в тихохідних синхронних і асинхронних електроприводах середньої і великої потужності [8].

### 1.1.3. Матричний перетворювач частоти

Історично першими з'явилися саме БПЧ, але, на жаль, через недосконалість силової електроніки того часу їх використання було вкрай обмеженим. Причинами такого стану справ були: «різана» синусоїда на виході, малий діапазон регулювання частоти і те, що частота вихідної напруги не могла бути вище або дорівнює частоті живильної мережі.

В даний час завдяки використанню останнього покоління біполярного транзистора з ізольованим затвором (IGBT) БПЧ отримали нове життя. Запропонована компанією YASKAWA схема Matrix вирішує практично всі, наявні до цього проблеми. Свою назву Matrix бере зі схеми силового ланцюга, яка нагадує матричну систему. Кожен з перемикачів на зображеній схемі складається з двох IGBT, таким чином, в силовій схемі перетворювача використовується 18 IGBT (рис. 1.9), які підключають фазу з живлення безпосередньо на фазу двигуна. При роботі цих ключів матричний ПЧ здатний перетворювати напругу з мережі в змінну напругу заданої амплітуди і частоти. Силкові ключі підключені так, що енергія може як підводитися до двигуна, так і відводиться назад у мережу при гальмуванні і рекуперації [5].

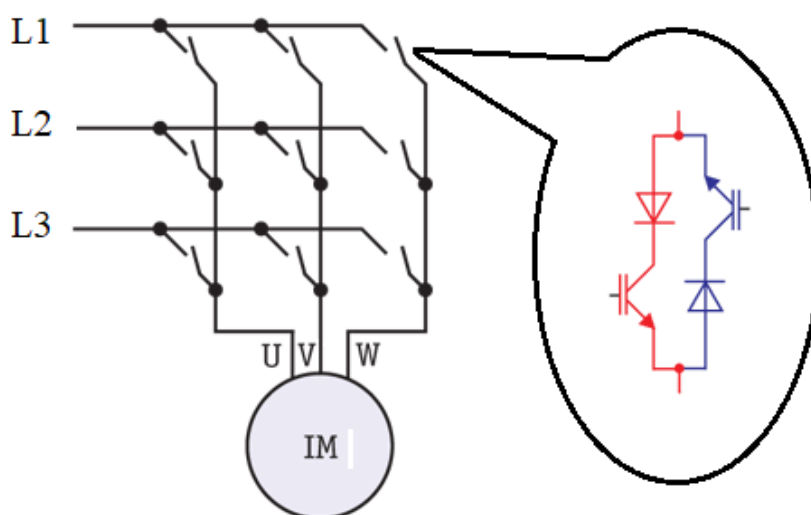


Рис. 1.9. Структурна схема матричного перетворювача

Перерахуємо основні переваги матричних перетворювачів частоти:

- Можливість рекуперації енергії без допомоги додаткових пристроїв.

- МПЧ можуть працювати з великими напругами/струмами, що найбільш важливо в потужних приводах на середню напругу.

- Більш високі динамічні характеристики, включаючи реакцію на стрибок напруги і ударне навантаження.

- Високі значення ККД (98%) і коефіцієнта потужності (0,95). Коефіцієнт потужності при цьому не залежить від швидкості двигуна (рис.1.10). Це означає, що навіть без використання режиму рекуперації матричні перетворювачі частоти забезпечують велику економію, ніж звичайні.

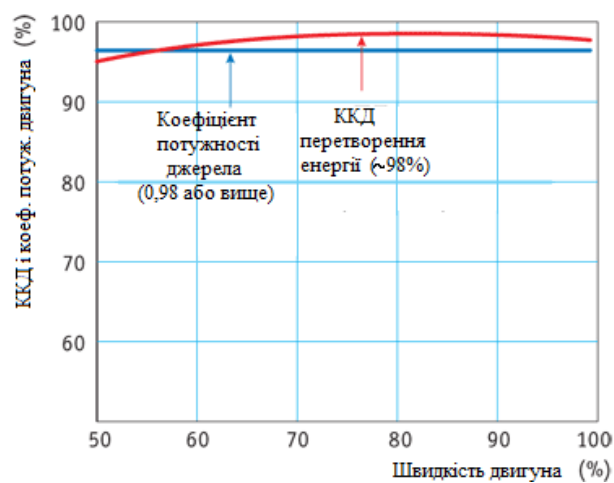


Рис.1.10. Залежність ККД і коефіцієнта потужності двигуна від швидкості [5]

- Значне зниження вхідних гармонійних спотворень (рис.1.11). При використанні звичайного перетворювача частоти виникають два типових піки струму в фазі на випрямлячі від шини постійного струму. Ці піки призводять до гармонійних спотворень вхідного струму, що досягає близько 80%. Струм матричного перетворювача майже синусоїдальний і під час роботи (під навантаженням) майже збігається з фазою напруги. Під час регенерації струм зсунутий на  $180^\circ$ , але має синусоїдальну форму. Це призводить до гармонійних спотворень тільки на 8%.

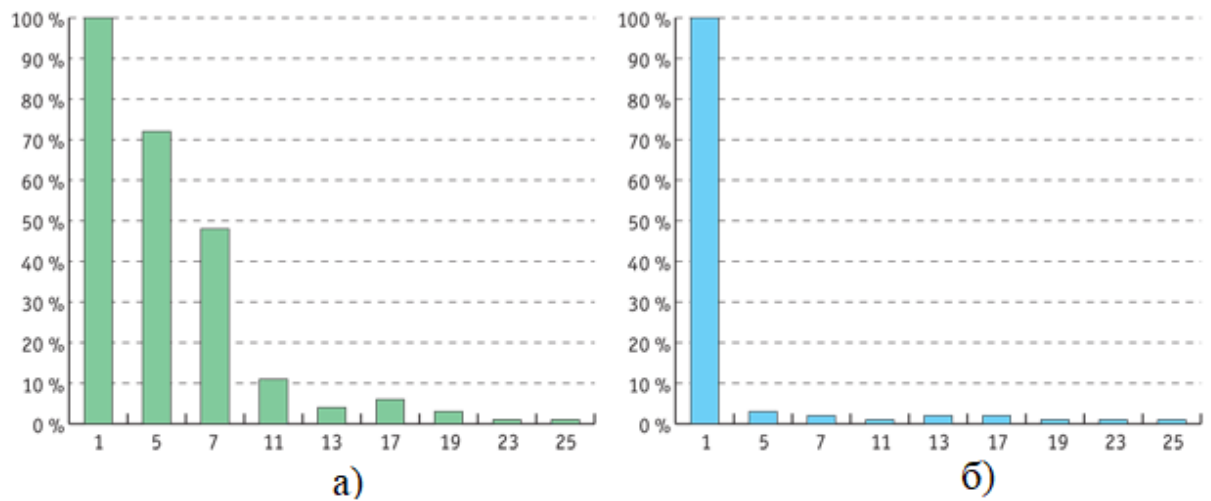


Рис.1.11. Спектр гармонік для: а) звичайного ПЧ; б) МПЧ

- Так як в звичайному перетворювачі частоти інвертор перетворює постійну напругу в змінну, то вона формується шириною імпульсів з подальшою апроксимацією, що згубно впливає як на приводний двигун, так і на оточуючих споживачів електроенергії і тим самим погіршує сигнал передачі. У матричному перетворювачі формується безпосередньо синусоїда, внаслідок чого поліпшується чистота вихідного сигналу (рис.1.12), а це підвищує термін служби двигуна і дозволяє збільшити відстань між ним і перетворювачем частоти без використання додаткових вихідних фільтрів [5].

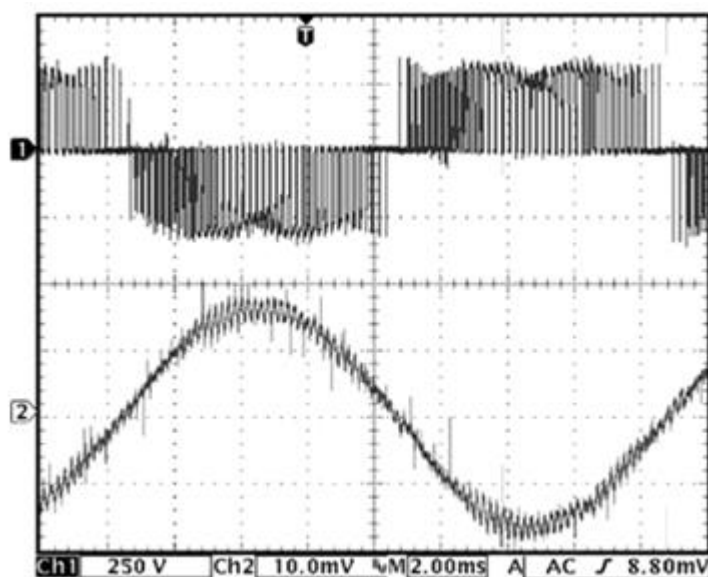


Рис.1.12. Графіки вихідних напруги (вище) і струму (нижче)

Завдяки властивостям матричних перетворювачів частоти їх з успіхом можна застосовувати в наступних пристроях і системах:

- підйомних механізмах і механізмах зі зворотно-поступальним рухом (ліфти, крани, преси, системи типу «летючий ніж»);
- установках, що вимагають швидкої реакції на зміну завдання або обурення (вентилятори печей і димососи, дозатори, випробувальні стенди);
- центрифугах і дробарках з тривалими режимами розгону і гальмування і великими моментами інерції;
- системах з високими вимогами до перешкод (лабораторії, дослідні і медичні установи).

## **1.2. Загальні відомості про геометричний підхід**

Потужні електронні інвертори напруги (VSI-ІН) з LC-фільтрами давно використовуються для синтезу змінного струму, особливо в джерелах безперебійного живлення (ДБЖ), де постійна вихідна напруга подається на навантаження. Такі синусоїдальні інвертори (SWI-СІ) були побудовані для однофазного та трифазного виходу. Чотириплечовий інвертор був розроблений для забезпечення нейтральної точки управління для незбалансованих та/або нелінійних трифазних навантажень.

Методи моделювання та управління для однофазних (двоплечових) СІ та трифазних, тридротових (триплечових) СІ добре знайомі. Попередні аналізи чотириплечового СІ використовували відому  $3 \times 3$  «abc-qd» матрицю перетворення при моделюванні роботи чотириплечового інвертора. Хоча це «abc-qd» перетворення широко використовується для моделювання та управління триплечовими інверторами, воно не належним чином вирішує додатковий ступінь свободи (DOF-CC), який забезпечує чотириплечовий інвертор.

На сьогодні є актуальною задача побудови інваріантних систем, які є стійкими до будь-якої кількості збурюючих впливів. При розробці

інваріантних систем однією з основних проблем є побудова системи керування з максимально можливою кількістю каналів керування. Ця кількість залежить від вибору системи змінних перетворювача. Для вирішення даної проблеми найперспективнішим слід визнати геометричний підхід.

Вперше цей метод було представлено в 1999 році Мішель Расном [9] для опису змінних автономних інверторів напруги. Застосування даного геометричного підходу розглянемо на прикладі однофазного мостового інвертора напруги (рис.1.13.).

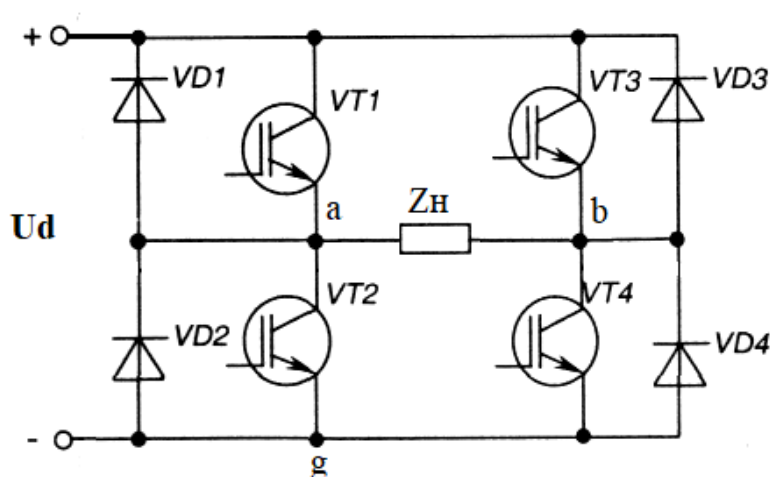


Рис.1.13. Однофазний мостовий інвертор напруги

Враховуючи що напруга кожної стійки перетворювача (плечова напруга) приймає одне з двох значень, наприклад  $U_{ag} = 0$  або  $U_{ag} = U_d$ , то вихідна напруга даного інвертора буде визначатися як різниця:

$$U_{ab} = U_{ag} - U_{bg}.$$

Двоплечовий інвертор виробляє чотири стани переключення, адже кожна стійка інвертора може мати лише один з двох станів: коли увімкнений верхній ключ (1), або коли увімкнений нижній ключ (0). Дві стійки по два стани – маємо чотири стани переключення (табл.1.1).

Стани переключення і вектори напруг двоплечового інвертора [9]

Sa	Sb	Uag	Ubg	Uab	№ вектора
0	0	0	0	0	0
0	1	0	Ud	-Ud	1
1	0	Ud	0	+Ud	2
1	1	Ud	Ud	0	3

Два плеча інвертора утворюють систему з двома ступенями волі, що дає змогу незалежно керувати кожним плечем. Тобто таку систему можна розглядати у вигляді моделі, яка має дві ортогональні вісі, по яких змінюється кожна плечова напруга від 0 до Ud. Одна з вихідних напруг, наприклад Uab, буде утворюватися проекцією плечових напруг на лінію, що перпендикулярна вектору  $[1 \ 1]^t$  у просторі плечових напруг. Дану проекцію зображено на рис. 1.14. Чотири кути «квадрату» плечових напруг представляють чотири стани переключення двоплечового інвертора напруги [10].

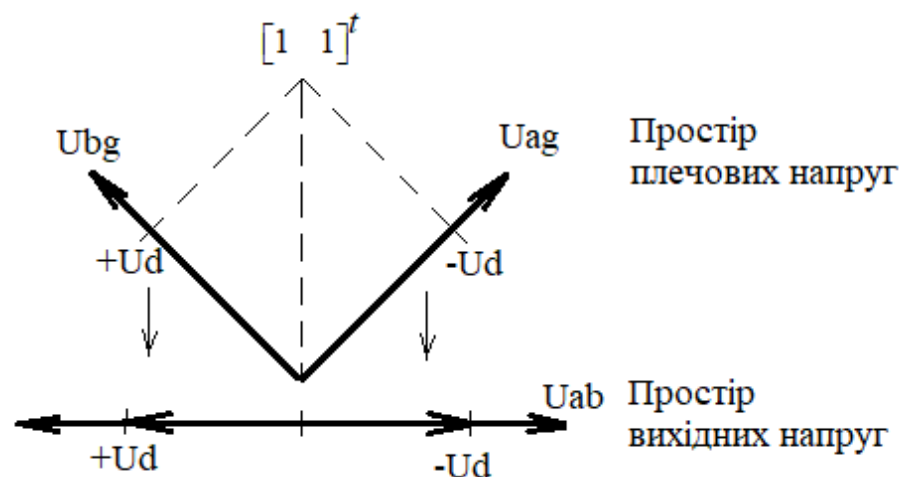


Рис.1.14. простори плечових і вихідних напруг інвертора

При проектуванні плечових напруг в простір вихідної напруги, отримаємо два вектори однакової амплітуди, що будуть різноспрямовані вздовж лінії з одним ступенем волі. Тоді простір вихідної напруги охоплюється двома векторами: перший –  $[+U_d]$  і другий –  $[-U_d]$ . Так як всі

вектори напруг можуть бути сформовані з комбінацій цих двох векторів, то ці вектори також називають первинними векторами напруг. З табл.1.1 і рис.1.14 також спостерігаємо формування двох нульових векторів 0 і 3.

Проекцію з простору плечових напруг у простір вихідних напруг можна математично представити як матриці переходу, де плечові напруги перетворюються на вихідну напругу і змінну-фіксовану, що позначена як  $U_0$  яку можна представити ще як напругу нульової послідовності:

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ag} \\ U_{bg} \end{bmatrix} \text{ або } \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_0 \end{bmatrix} = T_{ab} \begin{bmatrix} U_{ag} \\ U_{bg} \end{bmatrix}.$$

Змінна-фіксована напруга  $U_0$  представляє втрату одного ступеня волі при переході з простору плечових напруг до простору вихідної напруги [10].

Якщо застосувати даний геометричний підхід але вже до триплечового інвертора напруги (трифазного мостового інвертора, рис.1.15, а), то можна бачити що цей інвертор виробляє вже вісім ( $2^3$ ) станів переключення (табл.1.2).

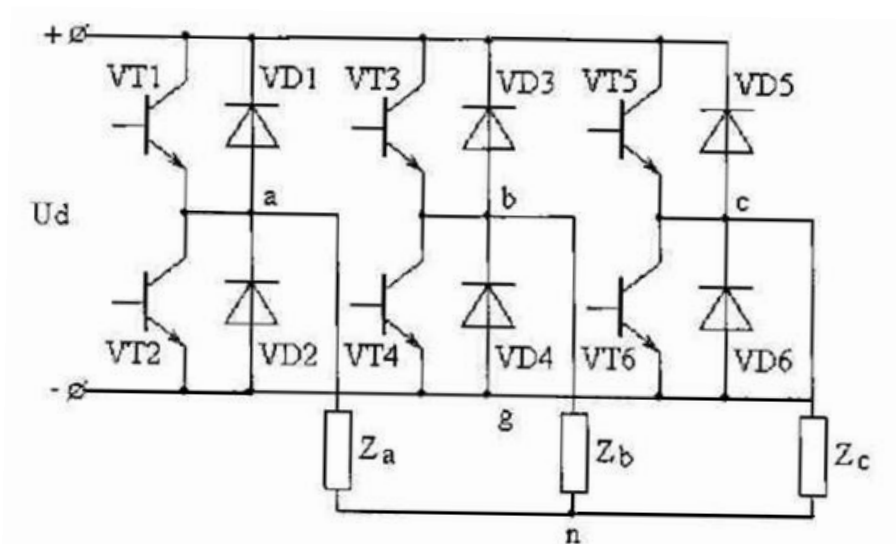


Рис.1.15. Трифазний інвертор напруги

Плечові напруги цього триплечового інвертора будуть утворювати простір з трьома ступенями волі, тобто тривимірний простір (рис.1.16).

Стани переключення і вектори напруг триплечового інвертора [10]

Sa	Sb	Sc	U <sub>ag</sub>	U <sub>bg</sub>	U <sub>cg</sub>	U <sub>an</sub>	U <sub>bn</sub>	U <sub>cn</sub>	U <sub>ng</sub>	№
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	U <sub>i</sub>	-U <sub>i</sub> /3	-U <sub>i</sub> /3	2U <sub>i</sub> /3	U <sub>i</sub> /3	5
0	1	0	0	U <sub>i</sub>	0	-U <sub>i</sub> /3	2U <sub>i</sub> /3	-U <sub>i</sub> /3	U <sub>i</sub> /3	3
0	1	1	0	U <sub>i</sub>	U <sub>i</sub>	-2U <sub>i</sub> /3	U <sub>i</sub> /3	U <sub>i</sub> /3	2U <sub>i</sub> /3	4
1	0	0	U <sub>i</sub>	0	0	2U <sub>i</sub> /3	-U <sub>i</sub> /3	-U <sub>i</sub> /3	U <sub>i</sub> /3	1
1	0	1	U <sub>i</sub>	0	U <sub>i</sub>	U <sub>i</sub> /3	-2U <sub>i</sub> /3	U <sub>i</sub> /3	2U <sub>i</sub> /3	6
1	1	0	U <sub>i</sub>	U <sub>i</sub>	0	U <sub>i</sub> /3	U <sub>i</sub> /3	-2U <sub>i</sub> /3	2U <sub>i</sub> /3	2
1	1	1	U <sub>i</sub>	U <sub>i</sub>	U <sub>i</sub>	0	0	0	U <sub>i</sub>	7

Вихідні напруги, що є фазними напругами навантаження трифазного інвертора напруги, отримуються проектуванням простору вхідних напруг на площину, що перпендикулярна вектору  $[1 \ 1 \ 1]^t$  (головна діагональ куба) в площині плечових напруг.

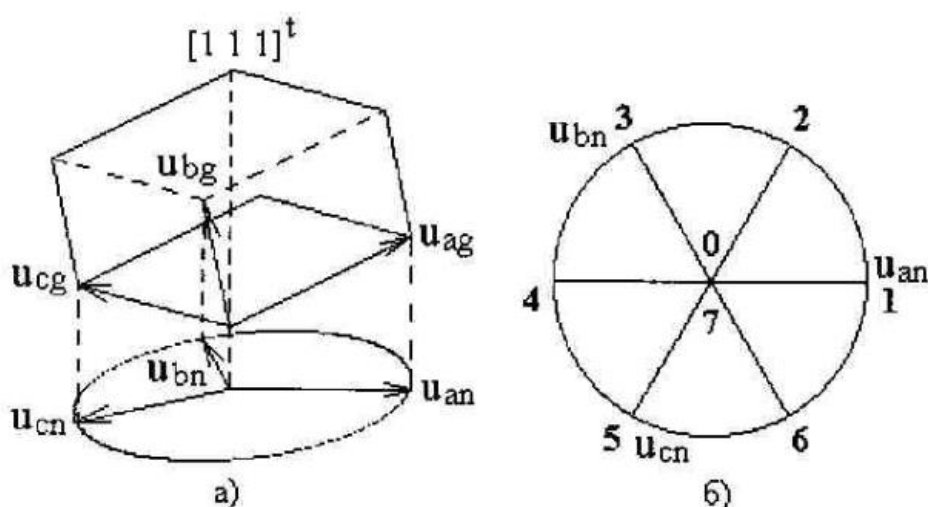


Рис.1.16. Вектори напруг трифазного інвертора: а) тривимірний простір плечових і двовимірний простір вихідних напруг; б) основні вектори напруг в просторі вихідних напруг [10]

Кути в кубі представляють вісім станів переключення або вісім векторів напруги триплечового інвертора. На рис.1.16, б наведено проекції цих векторів на площину вихідних напруг. Два з восьми векторів – нульові (0 і 7), вони

відповідають кутам головної діагоналі куба і проектуються точками на площину вихідних напруг.

Так як простір вихідних напруг двовимірний, то серед трьох вихідних напруг незалежними будуть лише дві. Тоді матриця переходу від простору вхідних змінних триплечового інвертора з трьома ступенями волі у простір вихідних змінних з двома ступенями волі також підтверджує втрату одного ступеня волі:

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ag} \\ U_{bg} \\ U_{cg} \end{bmatrix} \text{ або } \begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = T_k \begin{bmatrix} U_{ag} \\ U_{bg} \\ U_{cg} \end{bmatrix},$$

де  $U_{ag}$ ,  $U_{bg}$ ,  $U_{cg}$  – вхідні (плечові) напруги;  $U_{an}$ ,  $U_{bn}$ ,  $U_{cn}$  – вихідні напруги (фазні напруги навантаження) інвертора [10].

Як бачимо доцільно використовувати геометричний підхід для систем з перетворювачем, адже простір вхідних змінних (плечових напруг) має завжди на один ступінь волі більше, ніж простір вихідних змінних (фазові напруги навантаження). Все що необхідно, так це визначити матрицю переходу від плечових напруг до напруг на фазах навантаження. Таким чином, геометричний підхід дозволяє використовувати в системі додаткові канали регулювання.

Використання геометричного підходу для опису схем автономних багатофазних інверторів напруги дозволяє виділити деякі його загальні принципи. Геометричний підхід застосовується у випадках, коли:

- доцільно і можливо виділити окремі вектори, що визначаються конкретним видом електричних схем силових пристроїв;
- розмірності просторів вхідних і вихідних напруг перетворювача залежать від кількості плечей перетворювача.

Використання даного методу дозволяє представити трифазну напругу трьома незалежними векторами, які при проекції на площину утворюють звичайну трифазну систему. Така ідея керування перетворювачами з

використанням додаткового ступеня свободи є раціональною для застосування в компенсаторах реактивної потужності для формування необхідної форми споживаного струму.

При використанні геометричного підходу з силовими активними фільтрами проблема полягає в тому, що на відміну від напруги джерела, яка є незалежною величиною, всі струми в колах є залежними, тому на початковому етапі необхідно задатися джерелом струму яке може бути отримане за допомогою відповідної індуктивності та ємнісного накопичувача (окреме джерело енергії).

На рис.1.17 паралельний активний фільтр працює на нелінійне навантаження, підключене до трифазної мережі. При цьому опори навантаження  $Z_{ab}$ ,  $Z_{bc}$  та  $Z_{ca}$  на декілька порядків більші ніж внутрішні опори джерел живлення  $R_{вн.а}$ ,  $R_{вн.б}$  та  $R_{вн.с}$  [11].

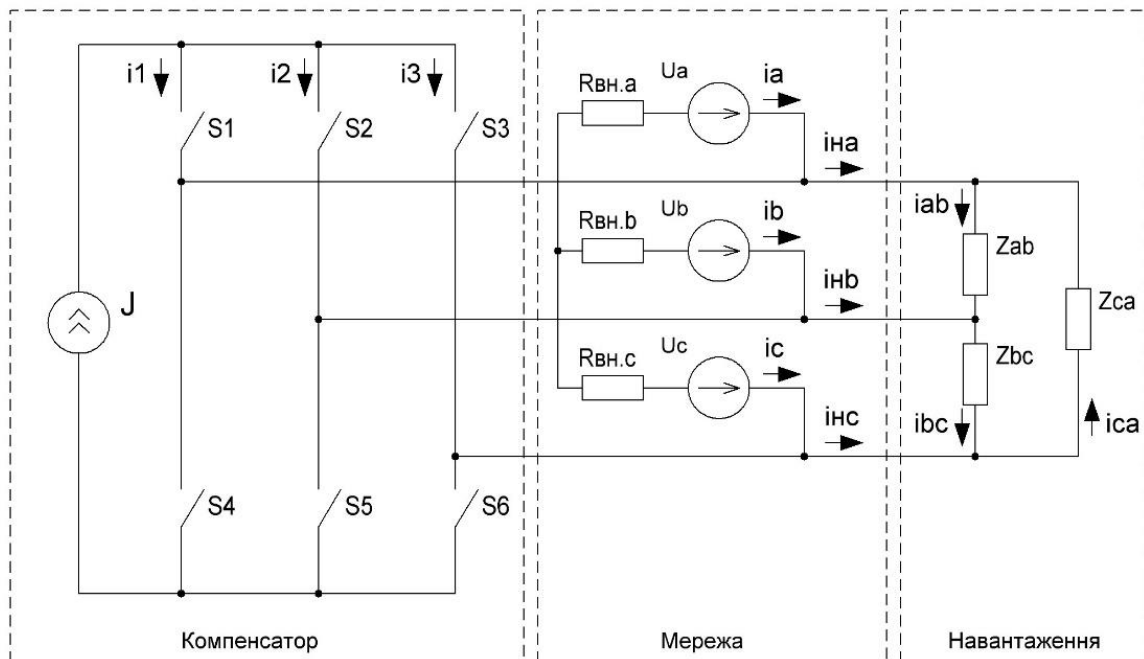


Рис.1.17. Спрощена схема паралельного активного фільтру [11]

При використанні в якості незалежних змінних напруг, знаходження проєкцій вхідних величин в тривимірному просторі на двовимірний простір вихідних величин, при цьому зберігши співвідношення довжин векторів вихід-

них величин до вхідних, яка повинна бути  $\sqrt{\frac{2}{3}}$ , справедливо тільки при з'єднанні навантаження зіркою. При аналізі ж по струмам, навантаження з'єднується трикутником (рис.1.17) [11]. За вхідні величини слід приймати струми, що течуть через вентиля анодної групи, за вихідні – струми, що течуть через фази навантаження. В даній системі можуть бути замкнені лише один вентиль анодної групи та один вентиль катодної. Побудувавши таблицю зі станами ключів та протікаючими струмами (табл.1.3), можливе застосування геометричного підходу, тобто побудова векторів вхідних струмів у тривимірній площині та утворення їх проєкцій на двовимірній площині (рис.1.18). Проєкції на двовимірній площині і будуть вихідними струмами.

Таблиця 1.3

Стани переключення і вектори струмів триплечового інвертора [11]

S	i1	i2	i3	iab	ibc	ica
S1, S5	J	0	0	2/3*J	-1/3*J	-1/3*J
S1, S6	J	0	0	1/3*J	1/3*J	-2/3*J
S2, S4	0	J	0	-2/3*J	1/3*J	1/3*J
S2, S6	0	J	0	-1/3*J	2/3*J	-1/3*J
S3, S4	0	0	J	-1/3*J	-1/3*J	2/3*J
S3, S5	0	0	J	1/3*J	-2/3*J	1/3*J

Проаналізувавши струми в різних станах переключення компенсатора можна отримати матрицю переходу вхідних струмів до вихідних:

$$\begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \text{ або } \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = T_i \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix},$$

Для переходу від трикутника до зірки використовується матриця переходу [11]:

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}.$$

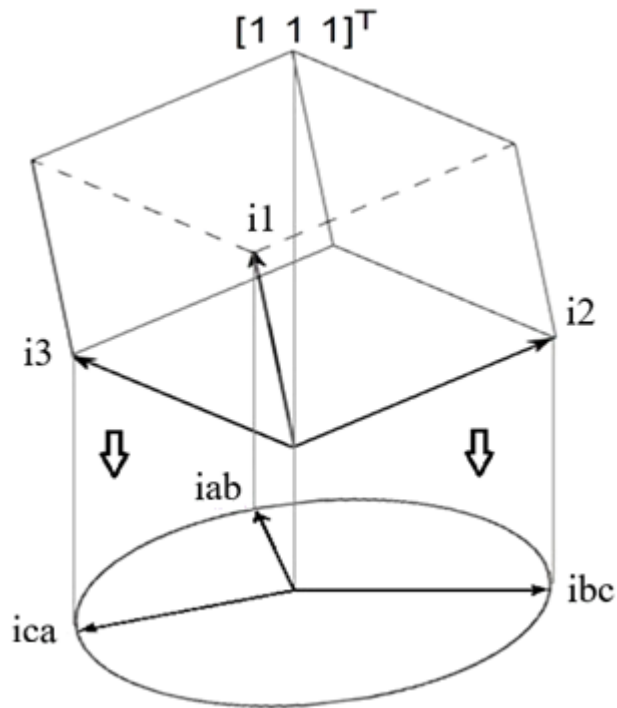


Рис.1.18. Тривимірний простір плечових і двовимірний простір вихідних струмів трифазного інвертора

Тоді можливо визначити струми, що споживаються навантаженням:

$$\begin{bmatrix} i_{na} \\ i_{nb} \\ i_{nc} \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix}.$$

Тобто за допомогою геометричного підходу можна отримати для джерела струму матрицю переходу від тривимірного простору вхідних струмів до двовимірного простору вихідних струмів. Також це спрощує розрахунки струмів.

Зважаючи на відсутність у силовій схемі проміжних накопичувачів електроенергії, матричні перетворювачі чутливі до несинусоїдальності системи напруг мережі живлення, що проявляється у спотворенні форми споживаних з мережі струмів. Цей аспект було розглянуто в численних публікаціях [12-16], а також висунуті пропозиції щодо поліпшення форми вхідних струмів матричних перетворювачів. Загальним для цих пропозицій є процес регулювання реактивної потужності шляхом встановлення коефіцієнта

передачі вихідного струму у реактивну складову вхідного струму. Цей коефіцієнт передачі входить до складу елементів матриці керуючих функцій силовими ключами матричного перетворювача [17].

Основою алгоритму підвищення якості вхідних струмів МП є вибір напрямку просторового вектора струму по відношенню до просторового вектора вхідної напруги. Оскільки всі складові вхідної напруги і їхні співвідношення між собою є функціями часу, то фазовий зсув між просторовими векторами напруги і струму повинен бути змінним на періоді частоти вхідної напруги. Зміна напрямку вектора струму здійснюється шляхом регулювання його реактивної складової. Таким чином, спосіб керування вхідною реактивною потужністю МП безпосередньо впливає на показники якості споживаних з мережі струмів. В [17] продемонстровано підвищення якості вхідного струму МП за допомогою способу модуляції напрямку просторового вектора вхідного струму і безпосереднім завданням в умовах спотворення напруг мережі живлення на прикладі реального промислового об'єкту.

### **1.3. Трифазний матричний перетворювач частоти**

На сьогодні є актуальною задача побудови систем з використанням асинхронного електроприводу, а отже, проводяться безперервні розробки різних систем для підвищення точності керування цими асинхронними двигунами. У якості пристрою керування найліпше себе показують перетворювачі частоти.

Одним методів збільшення точності систем керування за допомогою перетворювача частоти є принцип інваріантності. Інваріантність – це незмінність вихідних значень при деякій зміні вхідних значень. Прикладом інваріантної системи може слугувати мостова схема, що використовується в системах виміру (рис.1.19). Тут при умові дотримання балансу  $R1 * R2 = R3 * R4$

струм в одній з діагоналей  $i$  не буде залежати від напруги  $U$ , підведеної до іншої діагоналі [18].

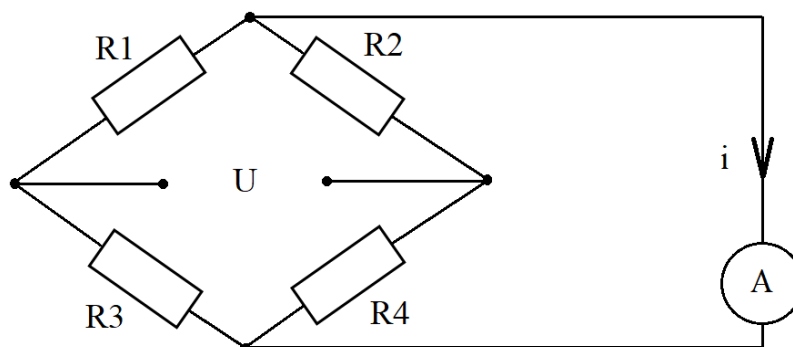


Рис.1.19. Приклад мостової схеми

Принцип інваріантності в системах керування пояснюється так: якщо в системі автоматичного керування передбачається компенсація дії збурюючих впливів на координати що регулюються, то така система є інваріантною, тобто не залежить від цих збурюючих впливів. Так, наприклад, в системах що самі налаштовуються функція якості керування може змінюватися під дією параметричних або зовнішніх збурень, тоді компенсуючи дію цих збурень можна досягти стаціонарності функції якості керування і забезпечити роботу системи в екстремальних умовах [19].

Виходячи з пункту 1.1.1 в якості перетворювача частоти, що керуватиме асинхронним двигуном, найдоцільніше буде використати матричний перетворювач частоти. Його головними перевагами є: вільний енергообмін навантаження і мережі живлення; відсутність накопичення енергії; мінімальні розміри реактивних елементів; мінімум вищих гармонік; регулювання вхідного коефіцієнту потужності.

Так як при даному завданні найдоцільніше використовувати трифазну мережу живлення, то і матричний перетворювач буде теж трифазним. Отже, обрана схема показана на рис.1.20.

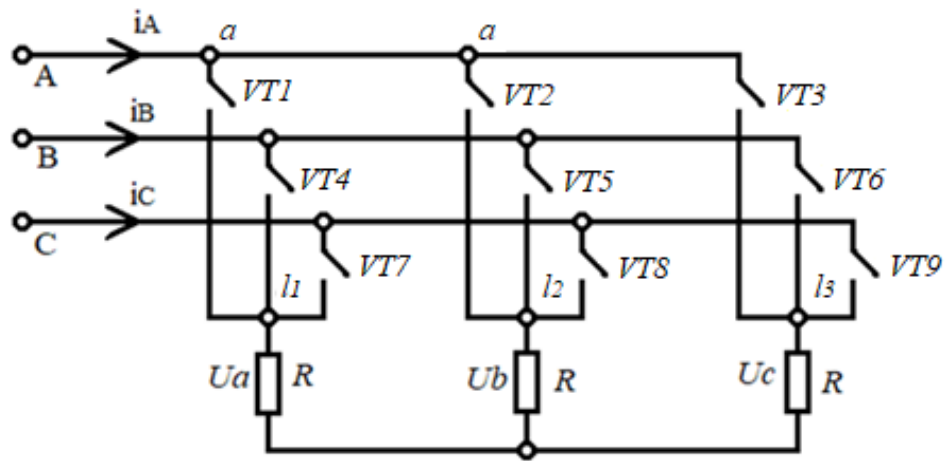


Рис.1.20. Схема триплечевого матричного перетворювача частоти

В даному триплечовому МПЧ навантаження з'єднані зіркою і кожен ключ являє собою набір двох транзисторів з ізольованим затвором та двох діодів увімкнених зустрічно-паралельно (рис.1.21).

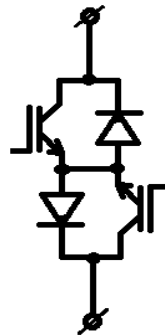


Рис.1.21. Структура кожного ключа МПЧ

Використання геометричного підходу для опису вхідних і вихідних параметрів розглядалося лише, або при формуванні вихідної напруги [9, 10, 20], або ж при формуванні синусоїдального струму споживання [11] за відомими плечовими напругами.

Метою цієї роботи буде об'єднання цих двох методів, а саме створити МПЧ що при відомих плечових напругах буде формувати вихідну трифазну напругу заданої частоти і при цьому споживати синусоїдальний вхідний струм. Таким чином можливе формування одночасно необхідних вихідних

напруг і вихідних струмів, що є доцільним для побудови системи живлення асинхронного електроприводу.

Таке керування МПЧ має наступні переваги:

- система є електромагнітно сумісною з мережею живлення, через формування синусоїдального струму.
- використання триплечевого ПЧ дає 2 канали керування (дві незалежні змінні). Чим більше каналів керування зворотними зв'язками тим стійкіша інваріантна система до зовнішніх збурень.
- одночасне формування вихідних напруг і вихідних струмів при керуванні лише вхідними (плечовими) напругами.

В ході роботи, буде досліджено головні вхідні вектори напруг, обраховано всі силові елементи, створено систему керування.

#### **1.4. Системи керування**

В даний час розроблено декілька алгоритмів керування силовою частиною МПЧ, умовно їх можна розділити на алгоритми скалярної та просторово-векторної модуляції.

##### **1.4.1. Алгоритм скалярної модуляції**

Основні принципи управління МПЧ були викладені 1981 році, в наукових роботах італійців Алесіна і Вентуріні [21]. Алгоритм Алесіна-Вентуріні забезпечував максимальний коефіцієнт передачі напруги  $q$  рівний 0,5. Оптимізований алгоритм був опублікований Вентуріні в 1989 році. Він відрізнявся додаванням третьої гармоніки в фазній напрузі на виході [22, 23]. Даний алгоритм дозволив підвищити коефіцієнт передачі напруги  $q$  до рівня  $\sqrt{3}/2$ .

Для вирішення завдання модуляції треба перейти до усереднених значень за період перемикання – коефіцієнтам модуляції. Відносна тривалість імпульсу модулювання визначається через вираз:

$$m_{KJ} = \frac{t_{KJ}}{T_{Seg}}, \quad (1.1)$$

де  $T_{Seg}$  період переключення ключів,  $t_{KJ}$  тривалість відкритого стану ключа за період переключення. При цьому  $0 \leq m_{KJ} \leq 1$ .

Тривалість імпульсу управління для кожного силового ключа вибирається так, щоб було забезпечено необхідне значення напруги на виході і його форма. Якщо врахувати (1.1), то вирази для вхідних і вихідних величин, середніх за період перемикання МПЧ, можна записати як.

$$\begin{bmatrix} U_a(t) \\ U_b(t) \\ U_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_A(t) \\ U_B(t) \\ U_C(t) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ab}(t) & m_{Ac}(t) \\ m_{Ba}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Bc}(t) \\ m_{Ca}(t) & m_{Cb}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix},$$

Чи в компактній формі:

$$U_0(t) = M(t)U_i(t),$$

$$I_i(t) = M^T(t)I_0(t),$$

де  $M(t)$  матриця модуляції.

Беручи до уваги те, що МПЧ живиться від трифазного синусоїдального напруги і, як правило, має на виході навантаження резистивної-індуктивного характеру [22, 25], можна стверджувати, що в будь-який момент часу лише один ключ в кожній фазі на виході може бути відкритий і як мінімум один ключ на кожній вхідній фазі повинен бути закритий [22]. Дану умову можна виразити таким чином:

$$\sum_{K=A,B,C} S_{Ka}(t) = \sum_{K=A,B,C} S_{Kb}(t) = \sum_{K=A,B,C} S_{Kc}(t) = 1.$$

Тоді з тривалістю імпульсу:

$$\sum_{K=A,B,C} m_{Ka}(t) = \sum_{K=A,B,C} m_{Kb}(t) = \sum_{K=A,B,C} m_{Kc}(t) = 1. \quad (1.2)$$

### Алгоритм Алесіної-Вентуріні

Головне завдання модуляції полягає в необхідності отримання синусоїдальних вихідних, вхідних струмів і напруг. Мається на увазі, що вхідна напруга МПЧ має синусоїдальну форму і відповідає виразу:

$$U_0(t) = U_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi / 3) \\ \cos(\omega_i t + 4\pi / 3) \end{bmatrix},$$

де  $U_{im}$  – амплітудне значення напруги на вході;  $\omega_i$  – частота напруги на вході.

Раніше введений коефіцієнт передачі напруги  $q$ , з урахуванням даного виразу для напруг на виході буде мати вигляд:

$$U_0(t) = qU_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) \\ \cos(\omega_0 t + 2\pi / 3) \\ \cos(\omega_0 t + 4\pi / 3) \end{bmatrix}, \quad (1.3)$$

де  $\omega_0$  – частота напруги на виході.

По аналогії для струмів на вході і виході МПЧ:

$$I_i(t) = q \frac{\cos \varphi_0}{\cos \varphi_i} I_{0m} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_i + 2\pi / 3) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_i + 4\pi / 3) \end{bmatrix},$$

$$I_0(t) = qI_{0m} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \\ \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + 2\pi / 3) \\ \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + 4\pi / 3) \end{bmatrix}, \quad (1.4)$$

де  $I_{0m}$  – амплітудне значення струму на виході;  $\varphi_i$  і  $\varphi_0$  – зсув фаз між вхідними і вихідними напругами і струмами.

Завдання модуляції полягає у визначенні модуляційної матриці  $M(t)$ , що відповідає виразам (1.2), (1.3) і (1.4). Задача модуляції була вирішена вперше

Алберто Алесіною і Марко Вентуріні, вони сформулювали два способи її вирішення [23, 24, 25], представлені нижче.

Спосіб перший – для того випадку коли  $\varphi_i = \varphi_0$ , тобто коли зсув фаз на вході і виході однаковий, маємо:

$$M_1(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi / 3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi / 3) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi / 3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi / 3) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi / 3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi / 3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) \end{bmatrix},$$

де  $\omega_m = \omega_0 - \omega_i$ .

Спосіб другий – для того випадку коли  $\varphi_i = -\varphi_0$ , тобто коли зсув фаз на виході має протилежне значення:

$$M_2(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi / 3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi / 3) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi / 3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi / 3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi / 3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi / 3) \end{bmatrix},$$

де  $\omega_m = \omega_0 + \omega_i$ .

Поєднання цих двох способів дає можливість управляти ключами МПЧ таким чином, щоб коригувати зсув фаз між вхідною напругою і струмом, тобто регулювати коефіцієнтом потужності:

$$M(t) = \alpha_1 M_1(t) + \alpha_2 M_2(t),$$

де  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  – коефіцієнти компенсації, що задовольняють умові  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ .

Коли  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  рівні, коефіцієнт вхідної потужності МПЧ має постійне значення і не має залежності від коефіцієнта потужності навантаження. Змінюючи значення коефіцієнтів компенсації можливо отримати, наприклад коефіцієнт потужності з випередженням на вході при коефіцієнті з відставанням на виході і навпаки [26]. Наприклад, для навантаження індуктивного характеру МПЧ маємо:

- якщо  $\alpha_1 = \alpha_2$ , навантаження щодо входу має активний характер;
- якщо  $\alpha_1 > \alpha_2$ , навантаження щодо входу має індуктивний характер;
- якщо  $\alpha_1 < \alpha_2$ , навантаження щодо входу має ємнісний характер.

Алгоритм скалярною модуляції Алесіни - Вентуріни, дає можливість управляти коефіцієнтом передачі напруги  $q$  в діапазоні від 0 до 5, 0.

У режимі коли  $\alpha_1 = \alpha_2$ , який є найсприятливішим, коефіцієнти модуляції можна розрахувати за формулою:

$$m_{KJ} = \frac{1}{3} \left( 1 + \frac{2U_K U_J}{U_m^2} \right), \quad (1.5)$$

де  $U_{im}$  – амплітудне значення напруги на виході.

Провівши аналіз виразу (1.5), можна прийти до висновку, що при цьому алгоритмі модуляції амплітуда фазної напруги на виході МПЧ не може перевищувати величину фазної напруги на вході. Обмеження амплітуди вихідної напруги МПЧ показано на рис.1.22.

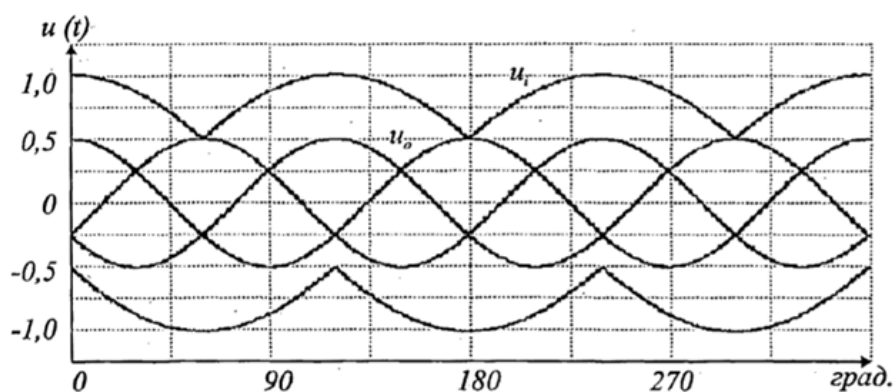


Рис.1.22. Криві напруг на вході  $U_i$  і виході  $U_o$  МПЧ при алгоритмі скалярного керування Алесіної-Вернулі

Алгоритм скалярної модуляції Алесіної - Вентуріні (1.5) годиться для застосування в режимі реальному часу, але оскільки коефіцієнт передачі напруги має обмеження  $q = 0,5$ , цей алгоритм не отримав широкого поширення на практиці.

### Оптимізований алгоритм Вентуріні

Оптимізований алгоритм Вентуріні дає можливість управляти коефіцієнтом передачі напруги  $q$ , в діапазоні від 0 до  $\sqrt{3}/2$  за допомогою гармонік третього порядку у фазній напрузі на виході. Оптимізований алгоритм Вентуріні відомий як метод додаткової третьої гармоніки [25, 27].

Бажані напруги на виході, показані у виразі (1.3) перетворюються таким чином, щоб була включена гармонійна складова третього порядку (рис. 1.23).

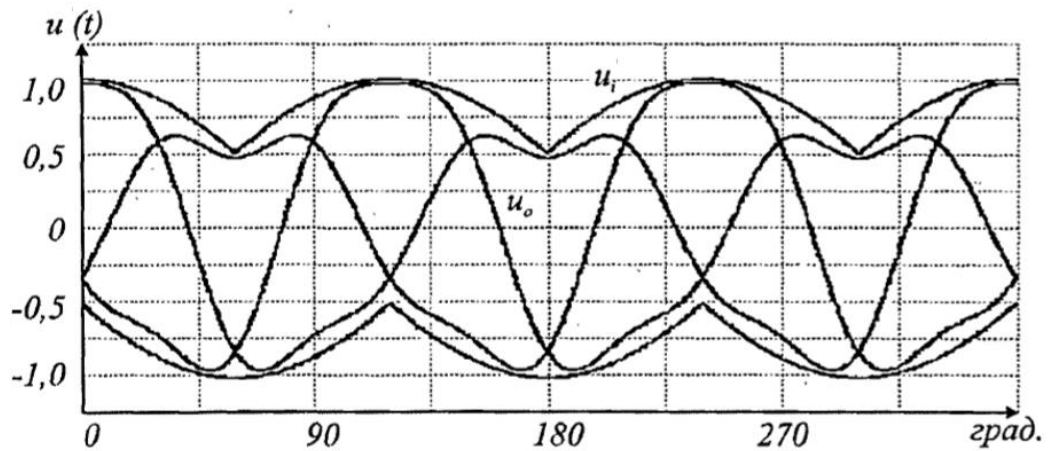


Рис.1.23. Криві наруг на вході  $U_i$  і виході  $U_0$  МПЧ при використанні гармонік третього порядку

Теоретично, цей метод дає можливість отримати максимальний коефіцієнт передачі напруги  $q$ , що дорівнює  $\sqrt{3}/2$ . Вираз для напруг на виході для алгоритму Вентуріні записується наступним чином:

$$U_0(t) = qU_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_0 t) + \frac{1}{4q_m} \cos(3\omega_0 t) \\ \cos(\omega_0 t + 2\pi/3) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_0 t) + \frac{1}{4q_m} \cos(3\omega_0 t) \\ \cos(\omega_0 t + 4\pi/3) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_0 t) + \frac{1}{4q_m} \cos(3\omega_0 t) \end{bmatrix},$$

де  $q_m$  – максимальний коефіцієнт передачі рівний  $\sqrt{3}/2$ .

В ідеальному режимі, якщо  $\alpha_1 = \alpha_2$ , коефіцієнти модуляції для оптимізованого алгоритму Вентуріні можуть бути розраховані за формулою [28]:

$$m_{KJ} = \frac{1}{3} \left( 1 + \frac{2U_K U_J}{U_m^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_i t + \beta_K) \sin(3\omega_i t) \right),$$

де  $\beta_K = \left\{ 0 \quad \frac{2\pi}{3} \quad \frac{4\pi}{3} \right\}$  для фаз А, В, С на вході відповідно.

Сучасні процесори дають можливість забезпечити комутацію з частотою в десятки кілогерц, це дає можливість реалізації управління МПЧ згідно вищезазначеної формули, тим самим отримати коефіцієнт потужності на вході рівний одиниці. Слід зазначити, що максимальний коефіцієнт передачі напруги  $q_m$  знизиться в разі відхилення від одиниці вхідного коефіцієнта потужності.

### Алгоритм Роя

У 1987 Жиль Рой сформулював алгоритм скалярною модуляції [23]. В даному алгоритмі коефіцієнти модуляції розраховуються таким чином:

$$m_{LJ} = \frac{2(u_j - u_m)u_L}{3U_{im}^2},$$

$$m_{KJ} = \frac{2(u_j - u_m)u_K}{3U_{im}^2},$$

$$m_{MJ} = 1 - (m_{LJ} + m_{KJ}).$$

В даному виразі індексу М відповідає фазна напруга на вході, які має зворотну полярність щодо двох інших, а індексом L позначено найменша з двох інших фазних напруг на вході. Третя фазна напруга на вході позначається індексом К. Аналогічно оптимізованому алгоритму Вентуріні, генерація напруги на виході відбувається з використанням додаткової гармоніки третього порядку. Це дає можливість збільшити значення коефіцієнта передачі напруги  $q$  до  $\sqrt{3}/2$ . Незважаючи на наявні відмінності, коефіцієнти модуляції близькі за значенням коефіцієнтам, обчисленим по оптимізованому алгоритму Вентуріні. Коефіцієнти для алгоритму скалярної модуляції Роя можна розрахувати за формулою:

$$m_{KJ} = \frac{1}{3} \left( 1 + \frac{2u_K u_J}{U_m^2} + \frac{2}{3} \sin(\omega_i t + \beta_K) \sin(3\omega_i t) \right),$$

Отриманий вираз є еквівалентним кінцевому виразу при оптимізованому алгоритмі Вентуріні при максимальному значенні напруги на виході, тобто

при  $q_m = \sqrt{3}/2$ . Відмінність між ними полягає лише в тому, що коефіцієнти модуляції, обчислені за алгоритмом Вентурини залежать від коефіцієнта передачі напруги  $q$ , а в алгоритмі Роя вони константи і їх значення відповідають максимальному.

Алгоритм Роя, надає незначний ефект на величину напруги на виході. Але на низьких частотах перемикачів, алгоритм Вентурини є кращим.

#### **1.4.2. Просторово-векторна модуляція**

Метод просторово-векторної модуляції (ПВМ) з'явився в середині 90-х років завдяки розширенню можливостей мікропроцесорного управління і по теперішній час використовується в класичних схемах дволанкових перетворювачів частоти (ДПЧ). В теорії ПВМ основну роль грає таке поняття як просторовий вектор, що представляє собою трифазну векторну систему на комплексній площині. Управління в даному режимі дозволяє в кожний період часу отримати необхідну розташування вектора на комплексній площині [29, 30]. Таким чином, будь-яка трифазна А, В, С система векторів, записується як просторовий вектор.

#### **Метод непрямої просторово-векторної модуляції**

Непряма просторово-векторна модуляція для керування МПЧ була запропонована після того як були представлені еквівалентні схеми МПЧ, що поєднують випрямляч і інвертор, за допомогою умовної ланки постійного струму, як показано на рис.1.24 [25, 30]. В даній схемі інвертор представлений звичайним трифазним АІН з шести ключів  $S7...S12$ . Випрямляч також представлений стандартним трифазним мостом з шести ключів  $S1...S6$ .

Випрямляч і інвертор мають безпосередній зв'язок за допомогою уявної ланки постійного струму і спочатку забезпечують двонаправлене протікання енергії, завдяки симетричності. Подібне розділення дає можливість для управління МПЧ використовувати добре відомі алгоритми просторово-векторної модуляції для випрямляча і інвертора ДПЧ [30].

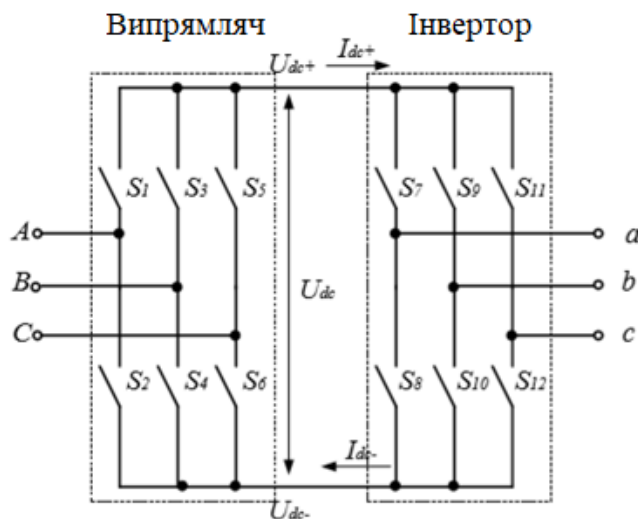


Рис.1.24. Схема заміщення силової частини МПЧ

Так як в завданні вказано керування безпосереднім перетворювачем частоти, то даний метод (призначений для схем з випрямлячем і інвертором) не є доцільним.

### Метод прямої просторово-векторної модуляції

Алгоритм прямої просторово-векторної модуляції означає абсолютний контроль над вхідним вектором, наприклад струму, і вихідним вектором, наприклад напруги, використовуючи 18 активних векторів (три вихідні фази з'єднані з двома вхідними фазами) і 3 нульових вектора (три вихідні фази з'єднані з однією вхідною фазою), як зображено на рис.1.25.

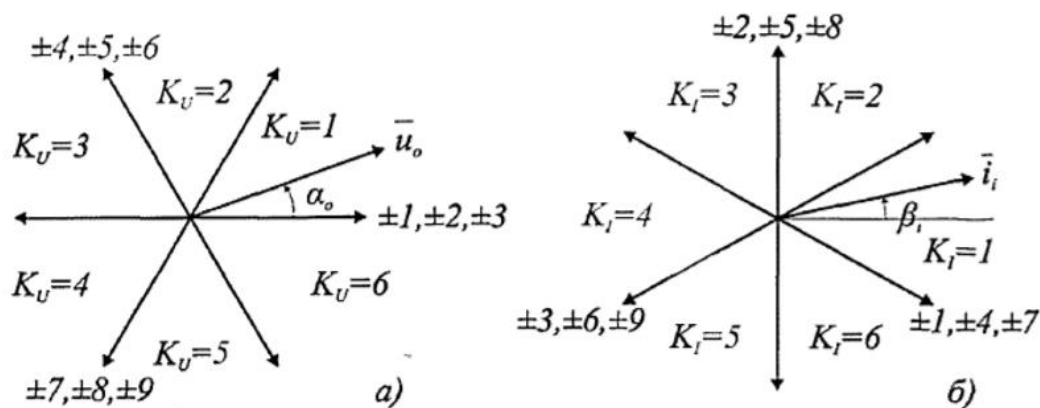


Рис.1.25. Орієнтація активних базових векторів і сектори: а) напруги на виході МПЧ; б) струму на вході

У кожен момент часу проводиться оцінка вектора напруги на виході  $u_0$  і кут зсуву фаз  $\varphi$  і між вектором струму на вході  $i$  - і вектором напруги на вході  $u_i$  (рис.1.26). Вектор напруги на вході  $u_i$  визначається прямим виміром. Контроль кута  $\varphi$  дає можливість регулювати кут  $\beta$  вектора струму на вході  $i$  тобто регулювати коефіцієнт потужності. Слід зазначити, що для будь-якої комбінації секторів напруги на виході  $K_U$  і секторів струму на вході  $K_I$  можуть бути визначені чотири вектора, суміжні з заданими векторами напруги на виході  $u_0$  і струму на виході  $i_i$ .

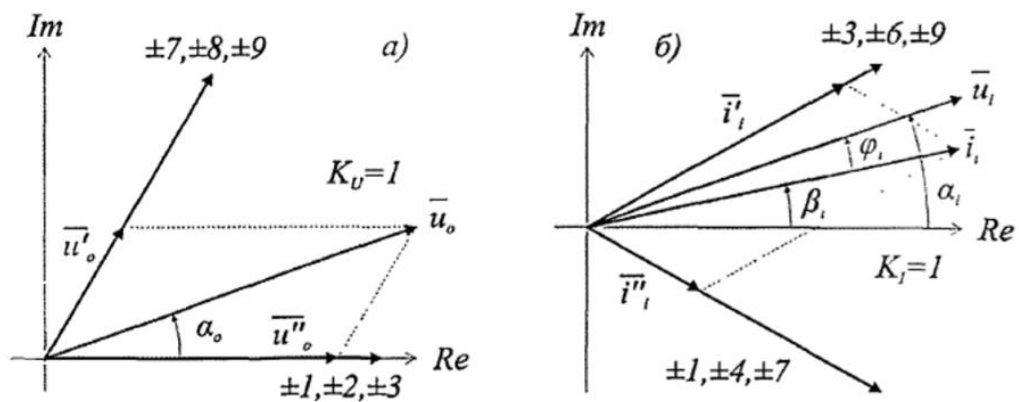


Рис.1.26. Формування просторових векторів: а) напруги на виході МПЧ  $u_0$ ; б) струму на вході  $i_i$

Для пояснення методу прямої модуляції МПЧ скористаємося рис.1.26. Вектор напруги на виході  $u_0$  може бути розбитий на пару складових векторів  $u_0'$  і  $u_0''$  спрямованих по базових векторах, а вектор струму на вході  $i_i$  – на вектора  $i_i'$  і  $i_i''$  відповідно.

Таким чином будь-який задавальний вектор можна розкласти на базові вектори помножені на свої коефіцієнти модуляції (час включення). Тому для керування безпосереднім перетворювачем частоти метод прямої просторово-векторної модуляції є найдоцільнішим.

Для здійснення векторного керування необхідно виконати такі дії (рис.1.27) [30]:

- виміряти прикладені електричні величини (фазні напруги і струми);

- за допомогою перетворення Кларка перевести їх у 2-фазну систему координат  $\alpha$ - $\beta$ ;
- розрахувати амплітуду та кут просторового вектора потоку ротора;
- за допомогою перетворення Парка перевести струми статора в обертальну систему координат d-q;
- окремо регулювати компоненти струму статора, що продукують крутний момент ( $i_{sq}$ ) і потік ( $i_{sd}$ );
- розрахувати вихідний просторовий вектор напруги статора;
- перевести просторовий вектор напруги статора з обертальної системи координат d-q назад у 2-фазну систему координат  $\alpha$ - $\beta$ , закріплену відносно статора, за допомогою зворотного перетворення Парка;
- згенерувати вихідні 3-фазні напруги, використовуючи просторово-векторну модуляцію.

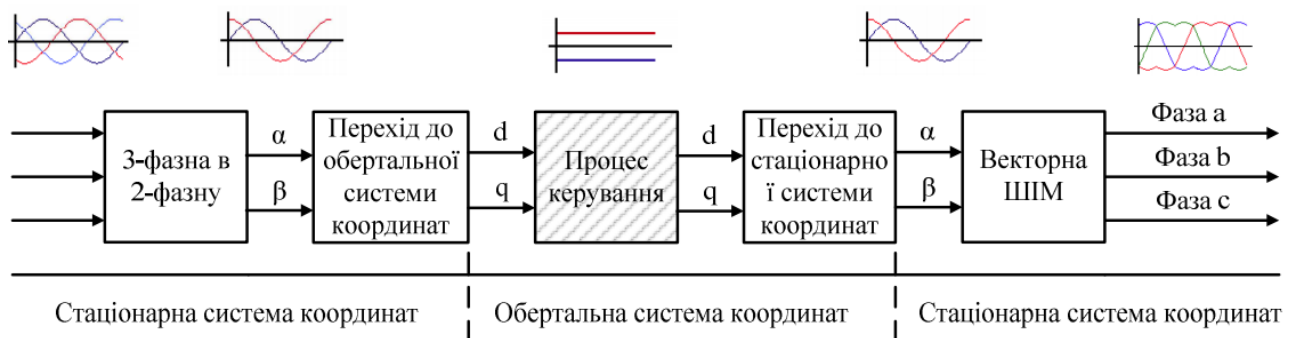


Рис.1.27. Перетворення сигналів при векторному керуванні

### Висновки до першого розділу

У даному розділі було розглянуто принцип роботи і можливі типи перетворювачів частоти: з проміжною ланкою струму і без проміжної ланки струму (БПЧ), серед яких виділено МПЧ. Розглянуто геометричний підхід для аналізу напівпровідникових перетворювачів на двох окремих прикладах коли за вихідні параметри обирались напруги на навантаженнях та струми фаз. Обрано схему досліджуваного БПЧ (рис.1.20) та поставлено задачу: створити систему керування коли два вихідних параметра (напруга і струм)

регулюватимуться одним вхідним параметром (плечова напруга). Розглянуто можливі системи керування, серед яких обрано непряму просторово-векторну модуляцію.

## 2. АНАЛІЗ БЕЗПОСЕРЕДНЬОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТТОТИ

### 2.1. Аналіз МПЧ за геометричним підходом

За обраним геометричним підходом для керування певним параметром необхідна матриця керування – матриця переходу від вхідних параметрів (незалежних) у вихідні. За вхідні параметри обрано плечові напруги  $U_{al1}$ ,  $U_{al2}$ ,  $U_{al3}$  (рис.1.20). Саме для них необхідно обрати матриці керування.

Для простоти, зобразимо вхідні параметри як вектори у тривимірному просторі (рис.2.1). Так як ці вектори є незалежними, вони розміщуються взаємно перпендикулярно один до одного.

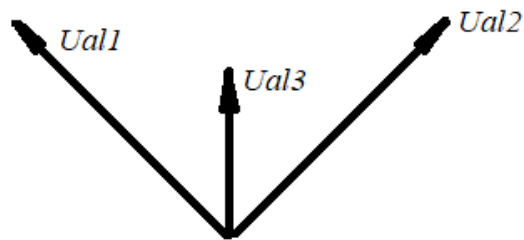


Рис.2.1. Розміщення векторів вхідних параметрів

Якщо вихідним параметром є напруги на навантаженні  $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$ , то за геометричним підходом вектори цих вихідних напруг будуть проекціями вхідних напруг  $U_{al1}$ ,  $U_{al2}$ ,  $U_{al3}$  на площину, наприклад  $W$  (рис.2.2).

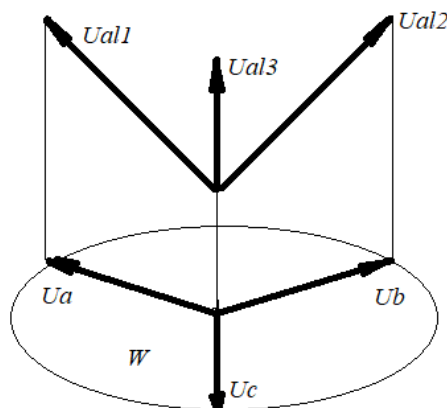


Рис.2.2. Формування вихідних напруг з вхідних

Якщо ж за вихідні параметри обрати і напруги навантаження  $U_a, U_b, U_c$ , і струми фаз  $i_A, i_B, i_C$ , то проєкціювання вхідних векторів з тривимірного простору відбуватиметься на дві різні площини, наприклад  $W$  і  $V$  (рис.2.3) [31].

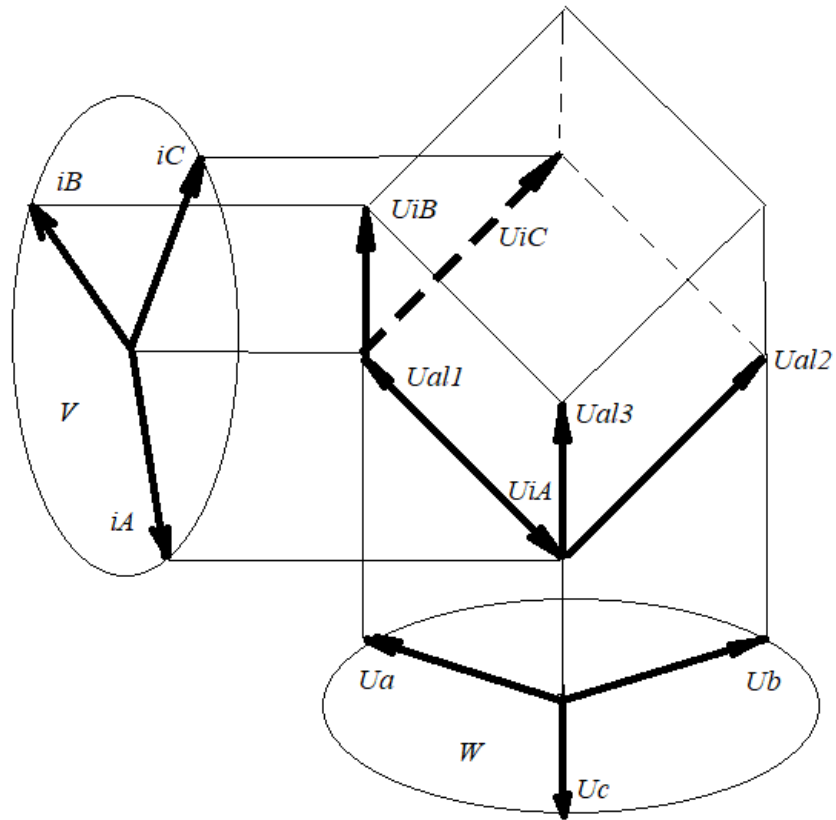


Рис.2.3. Одночасне проєкціювання вхідних напруг на дві площини, з отриманням, і вихідних напруг, і вихідних струмів

Як бачимо з рис.2.3 для одночасного формування двох вихідних параметрів необхідно не лише три вхідні вектори  $U_{a1}, U_{a2}, U_{a3}$  для вихідних напруг  $U_a, U_b, U_c$ , а ще три вектори  $U_{iA}, U_{iB}, U_{iC}$  для вихідних струмів. Виходячи з того що всі вхідні вектори розміщені в кубі, то вектори  $U_{iA}, U_{iB}, U_{iC}$  співпадають з векторами  $U_{a1}, U_{a2}, U_{a3}$  по довжині і взаєморозміщенні. Так як площина  $V$  є перпендикулярною площині  $W$ , то для отримання векторів струмів на двовимірній площині  $V$  необхідно сформулювати проєкцію вхідних векторів напруг з домноженням на коефіцієнт, який приводить до відповідності вектори вхідних напруг в тривимірному просторі до струмів в цьому ж просторі [31].

Для початку проаналізуємо всі можливі стани ключів і визначимо вхідні і вихідні параметри при кожному включенні по рис.1.20. По отриманим даним створено табл. 2.1 (Дод. 1), де показано значення кожного параметру (вхідного і вихідних) при кожному положенні ключів.

Даний МПЧ має живитися мережею з частотою 50 Гц (рис.2.4). Але його роботу треба проаналізувати при пониженій частоті і при підвищеній частоті.

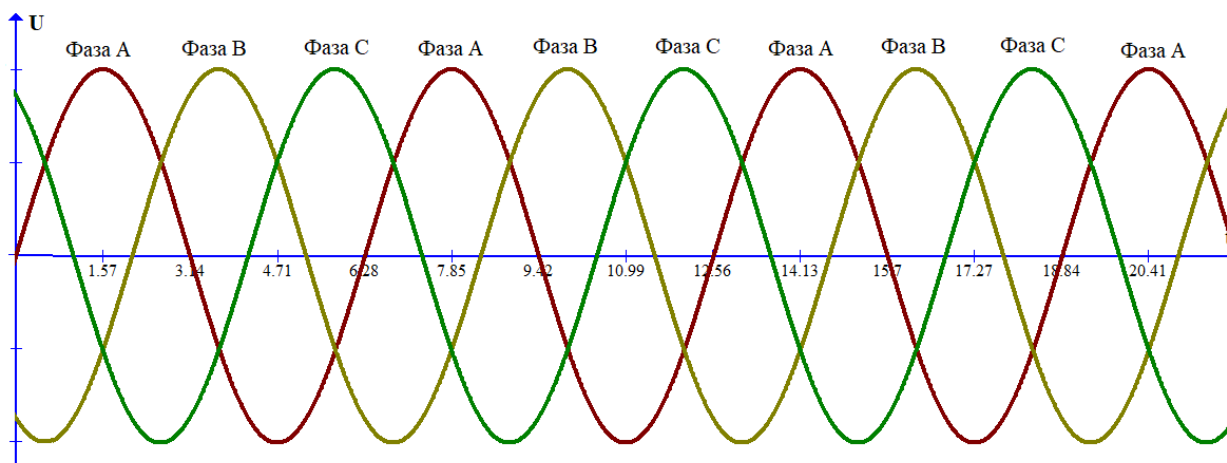
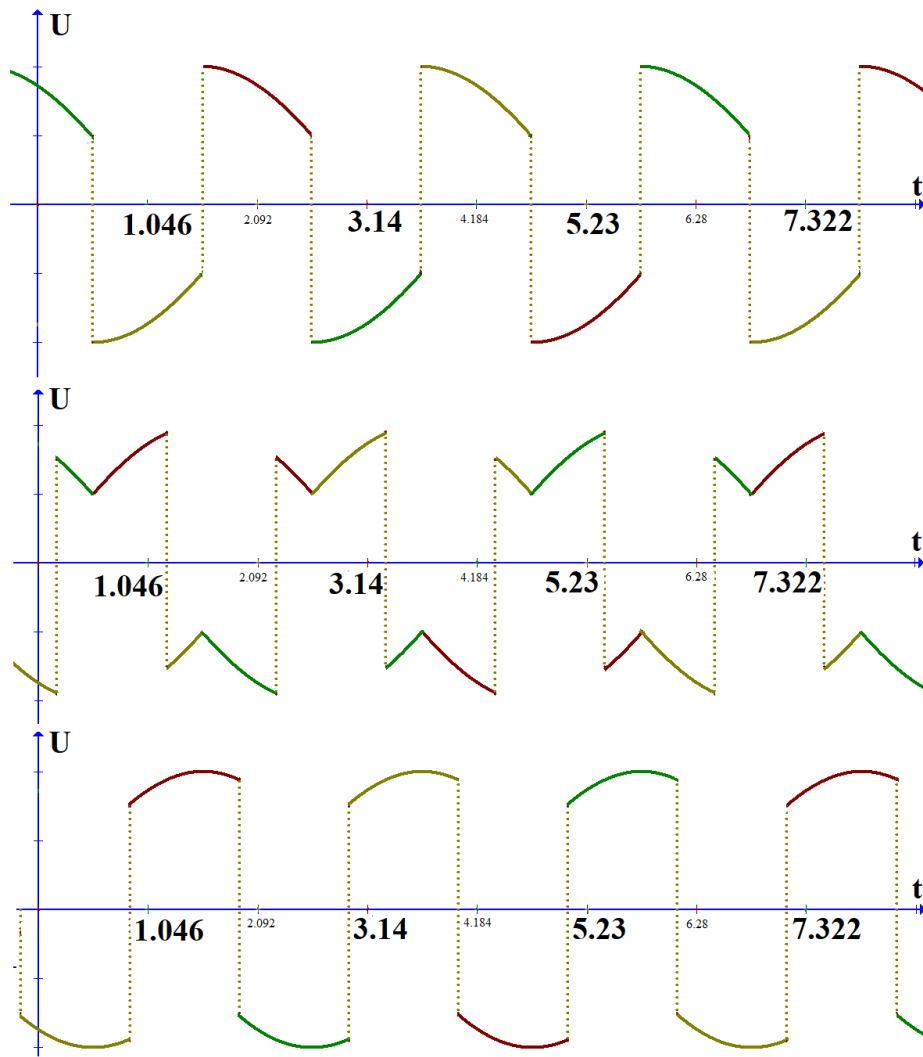


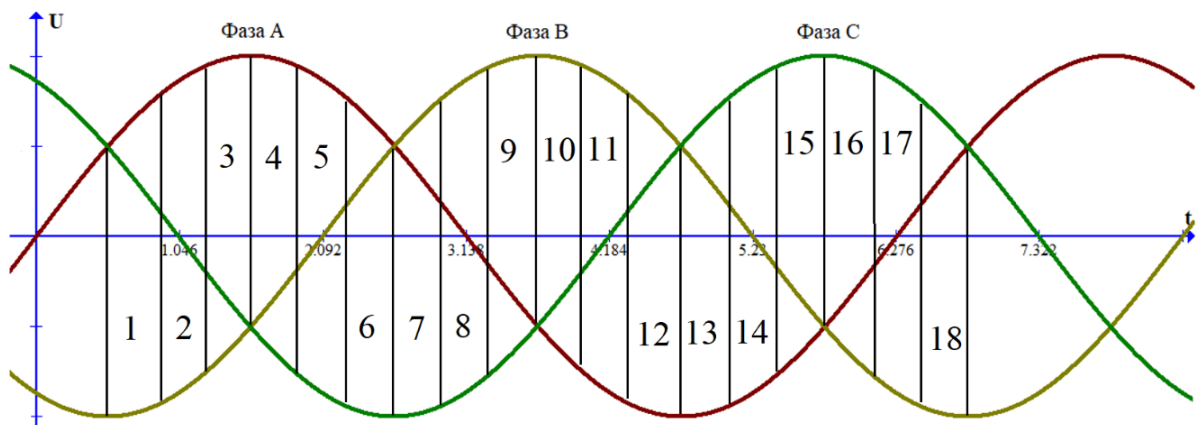
Рис.2.4. Часова діаграма напруг при частоті живлення 50 Гц

Спочатку розглянемо перехід з вхідних величин у вихідні для випадку формування напруги навантаження з підвищеною частотою, наприклад 150 Гц. Для цього розглянемо часові діаграми напруг навантаження при 150 Гц (рис.2.5.а), б)).

Як бачимо з рис.2.5.б) для роботи при 150 Гц застосовується лише 18 різних положень ключів, що безкінечно повторюватимуться. Виділивши ці положення в окрему таблицю маємо табл. 2.2.



а)



б)

Рис.2.5. Часові діаграми напруг навантаження при частоті 150 Гц: а) На кожній з фаз, б) 3 розділеними інтервалами під кожне перемикання (довжина кожного інтервалу  $\pi/9$ , початок з  $\pi/6$ )

Таблиця 2.2

Значення вхідних і вихідних параметрів при різних станах ключів на частоті 150 Гц

№	Замкненні ключі	Плечові напруги (вхідні)			Напруга на навантаженні (вихідні)			Струми фаз (вихідні)		
		Ua1	Ua2	Ua3	Ua	Ub	Uc	iA	iB	iC
1	VT2,VT4,VT6	Eab	0	Eab	-1/3 Eac	2/3 Eac	-1/3 Eac	2/3 Eab/R	-2/3 Eab/R	0
2	VT2,VT3,VT4	Eab	0	0	-2/3 Eab	1/3 Eab	1/3 Eab	2/3 Eab/R	-2/3 Eab/R	0
3	VT3,VT4,VT5	Eab	Eab	0	-1/3 Eab	-1/3 Eab	2/3 Eab	2/3 Eab/R	-2/3 Eab/R	0
4	VT1,VT3,VT8	0	Eac	0	1/3 Eac	-2/3 Eac	1/3 Eac	2/3 Eac/R	0	-2/3 Eac/R
5	VT1,VT8,VT9	0	Eac	Eac	2/3 Eac	-1/3 Eac	-1/3 Eac	2/3 Eac/R	0	-2/3 Eac/R
6	VT1,VT2,VT9	0	0	Eac	1/3 Eac	1/3 Eac	-2/3 Eac	2/3 Eac/R	0	-2/3 Eac/R
7	VT5,VT7,VT9	Eac	Eab	Eac	-1/3 Ebc	2/3 Ebc	-1/3 Ebc	0	2/3 Ebc/R	-2/3 Ebc/R
8	VT5,VT6,VT7	Eac	Eab	Eab	-2/3 Ecb	1/3 Ecb	1/3 Ecb	0	2/3 Ecb/R	-2/3 Ecb/R
9	VT6,VT7,VT8	Eac	Eac	Eab	-1/3 Ebc	-1/3 Ebc	2/3 Ebc	0	2/3 Ebc/R	-2/3 Ebc/R
10	VT4,VT6,VT2	Eab	0	Eab	1/3 Eac	-2/3 Eac	1/3 Eac	-2/3 Eab/R	2/3 Eab/R	0
11	VT4,VT2,VT3	Eab	0	0	2/3 Eab	-1/3 Eab	-1/3 Eab	-2/3 Eab/R	2/3 Eab/R	0
12	VT4,VT5,VT3	Eab	Eab	0	1/3 Eab	1/3 Eab	-2/3 Eab	-2/3 Eab/R	2/3 Eab/R	0
13	VT8,VT1,VT3	0	Eac	0	-1/3 Eac	2/3 Eac	-1/3 Eac	-2/3 Eac/R	0	2/3 Eac/R
14	VT8,VT9,VT1	0	Eac	Eac	-2/3 Eac	1/3 Eac	1/3 Eac	-2/3 Eac/R	0	2/3 Eac/R
15	VT9,VT1,VT2	0	0	Eac	-1/3 Eac	-1/3 Eac	2/3 Eac	-2/3 Eac/R	0	2/3 Eac/R
16	VT7,VT9,VT5	Eac	Eab	Eac	1/3 Ebc	-2/3 Ebc	1/3 Ebc	0	-2/3 Ebc/R	2/3 Ebc/R
17	VT7,VT5,VT6	Eac	Eab	Eab	2/3 Ecb	-1/3 Ecb	-1/3 Ecb	0	-2/3 Ecb/R	2/3 Ecb/R
18	VT7,VT8,VT6	Eac	Eac	Eab	1/3 Ebc	1/3 Ebc	-2/3 Ebc	0	-2/3 Ebc/R	2/3 Ebc/R

Проаналізувавши отримані результати, оберемо за базові вектори ті плечові напруги, що сформовані лише одним вхідним вектором [9]. Тобто одна

з трьох плечових напруг дорівнює одиниці, а дві інші нулю. Відповідно за табл. 2.2 це рядки:

- 11, де плечова напруга  $U_{al1}$  рівна  $E_{ab}$ , а плечові напруги  $U_{al2}$  та  $U_{al3}$  рівні нулю;
- 13, де плечова напруга  $U_{al2}$  рівна  $E_{ac}$ , а плечові напруги  $U_{al1}$  та  $U_{al3}$  рівні нулю;
- 15, де плечова напруга  $U_{al3}$  рівна  $E_{ac}$ , а плечові напруги  $U_{al1}$  та  $U_{al2}$  рівні нулю;

Тепер по цим рядкам можна записати рівність для переходу з вхідних напруг у вихідні напруги:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix} = T_{ku1} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix},$$

де  $U_a, U_b, U_c$  – вихідні напруги на навантаженні;  $U_{al1}, U_{al2}, U_{al3}$  – вхідні плечові напруги;  $T_{ku1}$  – матриця переходу від напруг у просторі вхідних величин до напруг у просторі вихідних величин при формуванні вихідної напруги частотою 150 Гц [32]. Ця матриця переходу відповідає коефіцієнтам що знаходяться в стовбцях вихідної напруги і рядках 11, 13, 15.

Для переходу з вхідних напруг у вихідні струми необхідно домножити матрицю вихідних напруг на додаткову матрицю переходу з еквівалентними опорами  $T_{kR1}$  при 150 Гц, яка виводиться на основі аналізу електромагнітних процесів в схемі.

Відповідно споживані струми:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} &= T_{ku1} \cdot T_{kR1} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} -2 & -2 & -2 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} -2 & -2 & -2 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix} = T_{ki1} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

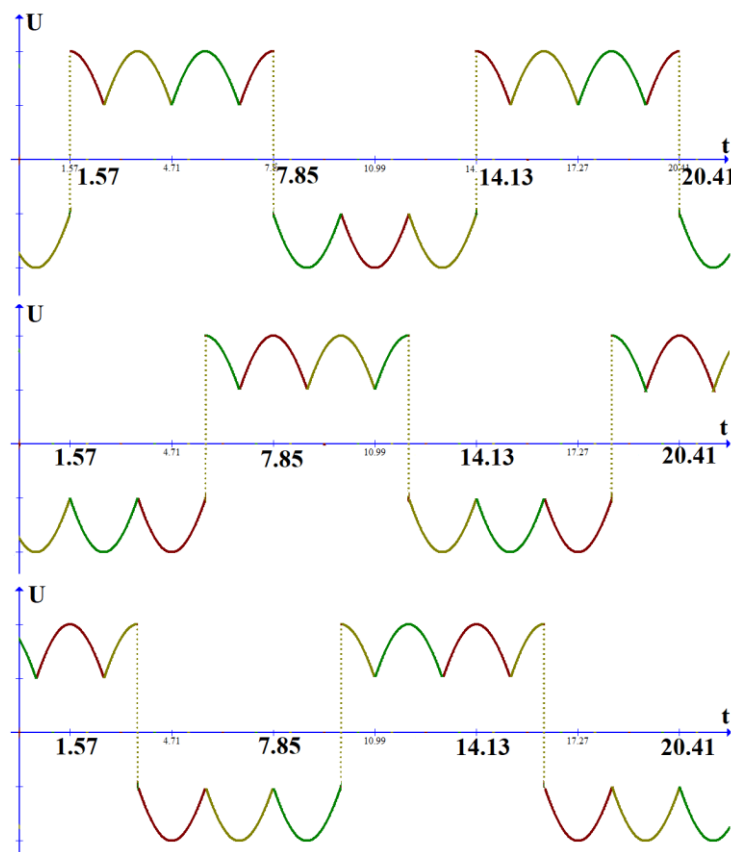
де  $i_A, i_B, i_C$  – споживані синусоїдальні струми;  $T_{ki1}$  – матриця переходу від напруг у просторі вхідних величин до струмів у просторі вихідних величин при частоті напруги навантаження 150 Гц.

Тоді для підвищеної частоти (150 Гц) маємо матриці переходу для напруг і для струмів відповідно:

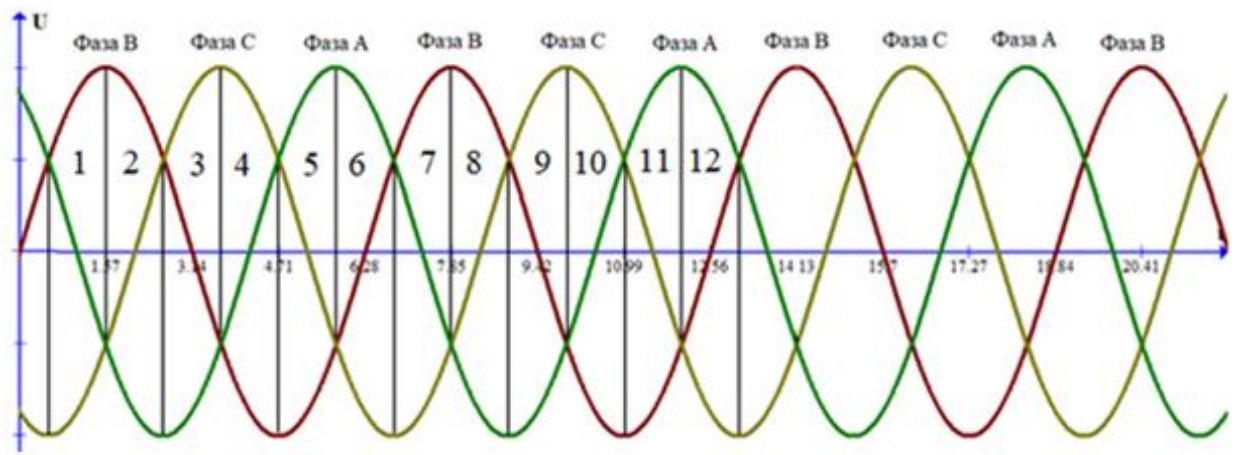
$$T_{ku1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

$$T_{kR1} = \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} -2 & -2 & -2 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Знову розглянемо перехід з вхідних величин у вихідні але для випадку формування напруги навантаження з пониженою частотою, наприклад 25 Гц. Для цього знову ж таки розглянемо часові діаграми напруг навантаження при частоті 25 Гц (рис.2.6.а), б)).



а)



б)

Рис.2.6. Часові діаграми напруг навантаження при частоті 25 Гц: а) На кожній з фаз, б) 3 розділеними інтервалами під кожне перемикання (довжина кожного інтервалу  $\pi/3$ , початок з  $\pi/6$ )

Як бачимо з рис.2.6.б), для роботи при 25 Гц застосовується 12 різних положень ключів, що безкінечно повторюватимуться. Виділивши ці положення в окрему таблицю (табл. 2.3).

Таблиця 2.3

Значення вхідних і вихідних параметрів при різних станах ключів на частоті 25 Гц

№	Замкненні ключі	Плечові напруги (вхідні)			Напруга на навантаженні (вихідні)			Струми фаз (вихідні)		
		Ual1	Ual2	Ual3	Ua	Ub	Uc	iA	iB	iC
1	VT9,VT4,VT5	Eab	Eab	Eac	-1/3 Ecb	-1/3 Ecb	2/3 Ecb	0	2/3 Ecb/R	2/3 Ecb/R
2	VT3,VT4,VT5	Eab	Eab	0	-1/3 Eab	-1/3 Eab	2/3 Eab	2/3 Eab/R	2/3 Eab/R	0
3	VT1,VT3,VT8	0	Eac	0	1/3 Eac	-2/3 Eac	1/3 Eac	2/3 Eac/R	0	2/3 Eac/R
4	VT4,VT6,VT8	Eab	Eac	Eab	1/3 Ecb	-2/3 Ecb	1/3 Ecb	0	2/3 Ecb/R	2/3 Ecb/R
5	VT4,VT2,VT3	Eab	0	0	2/3 Eab	-1/3 Eab	-1/3 Eab	2/3 Eab/R	2/3 Eab/R	0
6	VT7,VT2,VT3	Eac	0	0	2/3 Eac	-1/3 Eac	-1/3 Eac	2/3 Eac/R	0	2/3 Eac/R
7	VT7,VT8,VT6	Eac	Eac	Eab	1/3 Ebc	1/3 Ebc	-2/3 Ebc	0	2/3 Ebc/R	2/3 Ebc/R

8	VT1,VT2,VT6	0	0	E <sub>ab</sub>	1/3 E <sub>ab</sub>	1/3 E <sub>ab</sub>	-2/3 E <sub>ab</sub>	2/3 E <sub>ab</sub> /R	2/3 E <sub>ab</sub> /R	0
9	VT2,VT7,VT9	E <sub>ac</sub>	0	E <sub>ac</sub>	-1/3 E <sub>ac</sub>	2/3 E <sub>ac</sub>	-1/3 E <sub>ac</sub>	2/3 E <sub>ac</sub> /R	0	2/3E <sub>a</sub> c/R
10	VT5,VT7,VT9	E <sub>ab</sub>	E <sub>ac</sub>	E <sub>ac</sub>	2/3 E <sub>bc</sub>	-1/3 E <sub>bc</sub>	-1/3 E <sub>bc</sub>	0	2/3 E <sub>bc</sub> /R	2/3 E <sub>bc</sub> /R
11	VT5,VT6,VT1	0	E <sub>ab</sub>	E <sub>ab</sub>	-2/3 E <sub>ab</sub>	1/3 E <sub>ab</sub>	1/3 E <sub>ab</sub>	2/3 E <sub>ab</sub> /R	2/3 E <sub>ab</sub> /R	0
12	VT8,VT9,VT1	0	E <sub>ac</sub>	E <sub>ac</sub>	-2/3 E <sub>ac</sub>	1/3 E <sub>ac</sub>	1/3 E <sub>ac</sub>	2/3 E <sub>ac</sub> /R	0	2/3 E <sub>ac</sub> /R

З табл. 2.3 для побудови базових векторів підходять чотири рядки:

- 3, де плечова напруга  $U_{al2}$  рівна  $E_{ac}$ , а плечові напруги  $U_{al1}$  та  $U_{al3}$  рівні нулю;
- 5 і 6, де плечова напруга  $U_{al1}$  рівна  $E_{ab}$  і  $E_{ac}$ , а плечові напруги  $U_{al2}$  та  $U_{al3}$  рівні нулю;
- 8, де плечова напруга  $U_{al3}$  рівна  $E_{ab}$ , а плечові напруги  $U_{al1}$  та  $U_{al2}$  рівні нулю;

Як бачимо при частоті навантаження 25 Гц є два включення при яких вхідна плечова напруга  $U_{al1}$  сформована одним вектором. При цьому коефіцієнти при вихідних напругах залишаються однаковими, що дає нам змогу обрати будь який з цих рядків для запису рівності переходу з вхідних напруг у вихідні напруги при частоті 25 Гц:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix} = T_{ku2} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix},$$

де  $T_{ku2}$  – матриця переходу від напруг у просторі вхідних величин до напруг у просторі вихідних величин при формуванні вихідної напруги частотою 25 Гц.

Так як у рядках №5 і №6 табл. 2.3 коефіцієнти при вихідних струмах різні, відповідно матимемо дві різні матриці переходу з еквівалентними опорами. Спочатку виведемо рівність для переходу в споживані струми з урахуванням рядку №5:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} &= T_{ku2} \cdot T_{kR2} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ -1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \times \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} 2 & -2 & -2 \\ 2 & 0 & -2 \\ 0 & -2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} 2 & -2 & -2 \\ -2 & 0 & 2 \\ 0 & 2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix} = T_{ki2} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

де  $T_{kR2}$  – матриця переходу для споживаних струмів;  $T_{ki2}$  – матриця переходу від напруг у просторі вхідних величин до струмів у просторі вихідних величин.

Як бачимо отримана матриця  $T_{ki2}$  повністю співпадає з коефіцієнтами у стовбцях вихідних струмів по рядкам 3, 5, 8 у табл. 2.3 (коефіцієнти рядка №3 рівні першому стовбцю матриці  $T_{ki2}$ ; коефіцієнти рядка №5 рівні другому стовбцю матриці  $T_{ki2}$ ; коефіцієнти рядка №8 рівні третьому стовбцю матриці  $T_{ki2}$ ).

Тепер виведемо рівність для переходу в споживані струми з урахуванням рядку №6:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} &= T_{ku2} \cdot T_{kR3} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ -1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \times \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} 2 & -2 & -2 \\ 0 & 0 & -2 \\ 2 & -2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} 2 & -2 & -2 \\ 0 & 0 & 2 \\ -2 & 2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix} = T_{ki3} \begin{bmatrix} U_{al1} \\ U_{al2} \\ U_{al3} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

де  $T_{kR3}$  – матриця переходу для струмів;  $T_{ki3}$  – матриця переходу від напруг у просторі вхідних величин до струмів у просторі вихідних величин.

Тоді для пониженої частоти (25 Гц) маємо матрицю переходу для напруг (2.3) і дві матриці переходу для струмів (2.4), (2.5):

$$T_{ku2} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$T_{kR2} = \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} 2 & -2 & -2 \\ 2 & 0 & -2 \\ 0 & -2 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$T_{kR3} = \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} 2 & -2 & -2 \\ 0 & 0 & -2 \\ 2 & -2 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Не дивлячись на видиму різницю між собою матриць (2.1), (2.3) та (2.2), (2.4), (2.5) за допомогою елементарних перетворень можна довести їх еквівалентність [33].

Домноживши другий і третій рядки матриці (2.3) на -1, отримуємо матрицю (2.1):

$$T_{ku2} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \equiv \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} = T_{ku1}.$$

Тобто матриці (2.1) і (2.3) є еквівалентними.

Покажемо еквівалентність  $T_{kR2}$  та  $T_{kR1}$ . Для цього: помножимо другий та третій стовбці  $T_{kR2}$  на -1:

$$T_{kR2} = \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} 2 & -2 & -2 \\ 2 & 0 & -2 \\ 0 & -2 & 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 \\ 2 & 0 & 2 \\ 0 & 2 & 0 \end{bmatrix}.$$

Поміняємо місцями перший стовбець з другим:

$$T_{kR2} = \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 \\ 2 & 0 & 2 \\ 0 & 2 & 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 \\ 0 & 2 & 2 \\ 2 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Поміняємо місцями другий рядок з третім:

$$T_{kR2} = \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 \\ 0 & 2 & 2 \\ 2 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix}.$$

Помножимо перший рядок на -1:

$$T_{kR2} = \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix} = \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} -2 & -2 & -2 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix} = T_{kR1}.$$

Таким чином матриця (2.4) еквівалентна матриці (2.2).

Подібним чином доводиться еквівалентність матриці (2.5) до матриці (2.2):

$$T_{kR3} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -2 & -2 \\ 0 & 0 & -2 \\ 2 & -2 & 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 \\ 0 & 0 & 2 \\ 2 & 2 & 0 \end{bmatrix} =$$

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & -2 & -2 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix} = T_{kR1}.$$

Отже, можна стверджувати що матриці переходів для напруг навантаження і для струмів фаз є еквівалентними при різних частотах. Тому можна вивести загальний матриці для переходу від вхідних напруг у вихідні напруги:

$$T_{ku1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

І загальний вигляд матриці переходу для струмів:

$$T_{kR1} = \frac{1}{3R} \begin{bmatrix} -2 & -2 & -2 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Матриці (2.6) та (2.7) дають змогу розрахувати по незалежним векторам з тривимірного простору вихідні вектори в двовимірному просторі, що будуть залежні один від одного. Сказане вище розширює можливості оперування плечовими напругами і станами ключів в МПЧ [34].

Також слід підмітити, що з рис.2.3 вектор  $U_{all}$  застосовується, і для формування вихідних напруг, і для формування вихідних струмів. Тобто з

точністю можна сказати, що отримання двох незалежних систем для окремого керування вихідними параметрами є неможливим.

## 2.2. Розрахунок силових елементів

Як видно з рис.1.20 та рис.1.21 у схемі МПЧ присутні лише два типи силових елементів: IGBT-транзистор та діод. Так як МПЧ набирають популярність, то ключі такого типу (рис.1.21) застосовуються все частіше. Тому існують модулі що поєднують два транзистори з ізольованим затвором та два діоди увімкненні зустрічно-паралельно в одному корпусі. На сьогодні існує безліч таких модулів та з різними характеристиками. Найголовніші з них, це:

- Напруга пробою колектор-емітер.
- Максимальний струм колектора.

Обраховувати параметри діода немає потреби адже у модулю їх підбирають у відповідності до транзистора.

Для початку потрібно задатися деякими вхідними параметрами – табл.

2.4.

Таблиця 2.4

Вхідні параметри для МПЧ

Назва параметру	Одиниця виміру	Величина
Потужність навантаження	кВт	10
Вихідна фазна напруга	В	100
Напруга мережі живлення	В	380
Частота мережі живлення	Гц	50
Діапазон частот регулювання	Гц	25-150

Тепер знайдемо максимальний струм колектора:

$$I_{\max} = \frac{P_{\text{нав.}}}{U_{\phi}} = \frac{10000}{100} = 100 \text{ А.}$$

Виходячи з того що в існуючих модуліях при струмі колектора рівному 100А (при 25°C), напруга пробою колектор-емітер складає 600В і вище. Так як у даному завданні максимально можлива напруга пробою складає  $U_{ке} = 2/3U_{вх} = 2/3 \cdot 380 = 253,3В$ , то модулі з напругою пробою 600В повністю задовільняють поставлені потреби. Також всі сучасні транзистори в змозі працювати у обраному діапазоні частот.

Тому для даного завдання було обрано IGBT-модуль BSM100GB60DLCHOSA1 від німецького виробника Infineon Technologies AG. Зовнішній вигляд модулю зображено на рис.2.7.



Рис.2.7. Зовнішній вигляд обраного IGBT-модулю

Розглянемо деякі параметри цього модулю (табл. 2.5 - 2.9) [35].

Таблиця 2.5

Максимальні номінальні значення

Назва параметру	Умови	Одиниця виміру	Величина
Напруга колектор-емітер	-	В	600
Постійний струм колектора	при 70°C	А	100
	при 25°C	А	130
Потужність розсіювання	при 25°C	Вт	445
Пікова напруга затвор-емітер	-	В	±20
Випробувальна напруга ізоляції	при 50Гц, t = 1хв.	кВ	2,5

Таблиця 2.6

## Характерні параметри для транзистора

Назва параметру	Умови	Одиниця виміру	Величина
Напруга насичення колектор-емітер	при 125°C	В	2,2
	при 25°C	В	2,1
Порогова напруга	при 25°C	В	4,5-6,5
Вхідна ємність	-	нФ	4,3
Струм відключення колектор-емітер	при 125°C	мА	1
	при 25°C	мкА	500
Струм витоку затвор-емітер	при 25°C	нА	400
Час затримки увімкнення	інд. навант.	нс	26
Час наростання	інд. навант.	нс	11
Час затримки вимкнення	інд. навант.	нс	150
Час спаду	інд. навант.	нс	30
Втрати енергії при включенні	при 125°C	мДж/імпульс	1,0
Втрати енергії при вимкненні	при 125°C	мДж/імпульс	2,9
Опір (клеми-мікросхема)	при 25°C	МОм	1,0

Таблиця 2.7

## Характерні параметри для діода

Назва параметру	Умови	Одиниця виміру	Величина
Напруга прискорення	-	В	1,6
Піковий зворотний струм	-	А	150
Заряд відновлення	-	мкКл	13,0
Зворотня енергія відновлювання	-	мДж	3,2

## Теплові властивості

Назва параметру	Умови	Одиниця виміру	Величина
Тепловий опір (на корпусі)	-	К/Вт	0,5
Тепловий опір (радіатор, на корпусі)	-	К/Вт	0,03
Макс. температура з'єднання	-	°С	150
Робоча температура	-	°С	-40..125
Температура зберігання	-	°С	-40..125

## Механічні властивості

Назва параметру	Умови	Одиниця виміру	Величина
Внутрішня ізоляція	-	-	Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>
Ізоляція повзучості	-	мм	15
Зазор	-	мм	8,5
Порівняльний індекс відстеження	-	-	275
Отвори кріплення	під М6	мм	6,4

У одному такому модулі знаходиться два транзистори з ізольованим затвором і два діоди підключенні зустрічно-паралельно (рис.2.8), тобто один такий модуль є одним ключем обраного МПЧ. На рис.2.9 зображено габарити обраного IGBT-модулю.

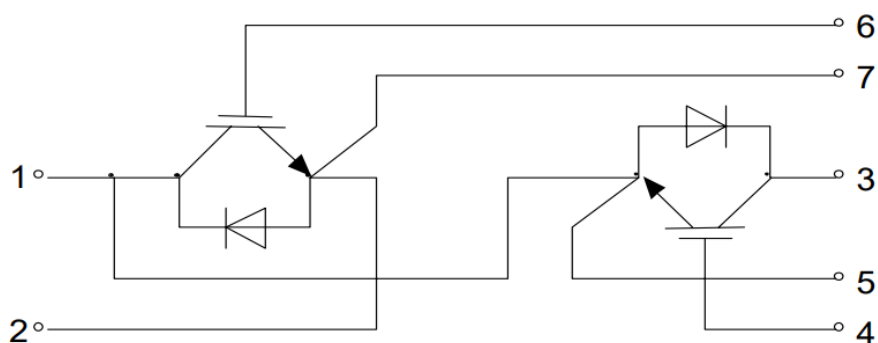


Рис.2.8. Схема підключення виводів обраного модуля

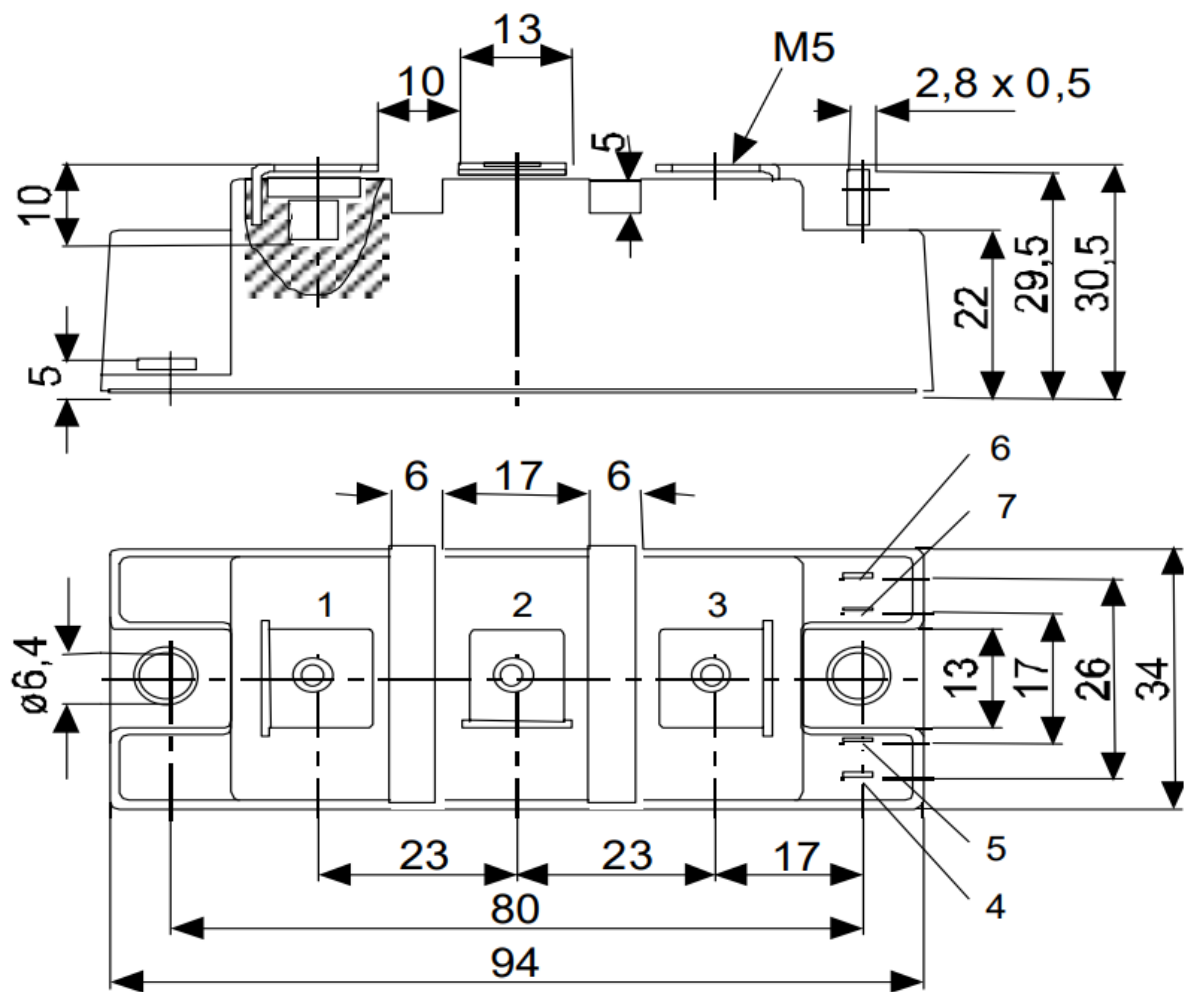


Рис.2.9. Габаритні кресленні обраного модуля

### Висновки до другого розділу

У ході виконання даного розділу було проведено аналіз БПЧ та обрахунок силових елементів. Спочатку за допомогою рис.2.3 наглядно продемонстровано реалізування геометричного підходу під конкретне завдання. Далі проведено аналіз на підвищеній та пониженій частотах (побудова відповідних часових діаграм, таблиць станів ключів з відповідними вхідними і вихідними параметрами, виведення матриць переходів до напруг і до струмів). За допомогою елементарних перетворень над матрицями було доведено еквівалентність матриць переходів при різних частотах та обрано загальні матриці переходів.

Для обрання IGBT-модулю пораховано такі параметри: напруга пробою колектор-емітер, максимальний струм колектора. По яким обрано модуль BSM100GB60DLCHOSA1 ( $U_{ke} = 600V$ ,  $I_k = 130A$ ), що повністю задовольняє потреби завдання. Також наведено параметри цього модуля; вихідні, передавальні характеристики, характеристики втрат та зміни теплового опору.

### 3. МОДЕЛЮВАННЯ СИТЕМИ КЕРУВАННЯ

#### 3.1. Створення алгоритму керування

У пункті 1.4 було обрано метод керування МПЧ – метод непрямой просторово-векторної модуляції. Керування буде здійснюватися поданням на ключі відповідних векторів керування, де кожен вектор відповідатиме певній комбінації ключів. Так як з рис.1.21 кожен ключ МПЧ являє собою два транзистори увімкнені за схемою з загальним емітером, то вектори керування необхідно подавати на їх затвори. Наявність двох транзисторів у кожному ключі обумовлена можливістю протікання струму у двох напрямках (рис.3.1): коли відкритий перший транзистор (рис.3.1.а), а другий закритий, та коли відкритий другий транзистор (рис.3.1.б), а перший закритий і струм  $i$  протікає від + до –.

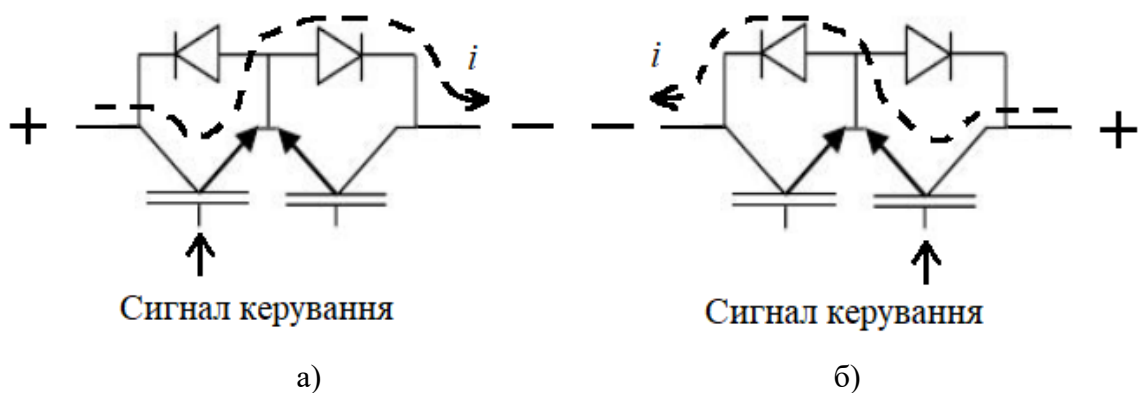


Рис.3.1. Протікання струму у ключі МПЧ

Також наявність двох транзисторів у кожному ключі дає можливість зобразити схему МПЧ рис.1.20 як рис.3.2.

Знаючи що необхідно керувати вісімнадцятьма транзисторами (по два транзистори у дев'яти ключах), створимо для початку таблицю з станами перемикання і векторами їх напруг і струмів (табл.3.1), де «+» означає вхід струму, «-» – вихід струму; «0» - закриті транзистори, «1» – відкритий один з транзисторів.

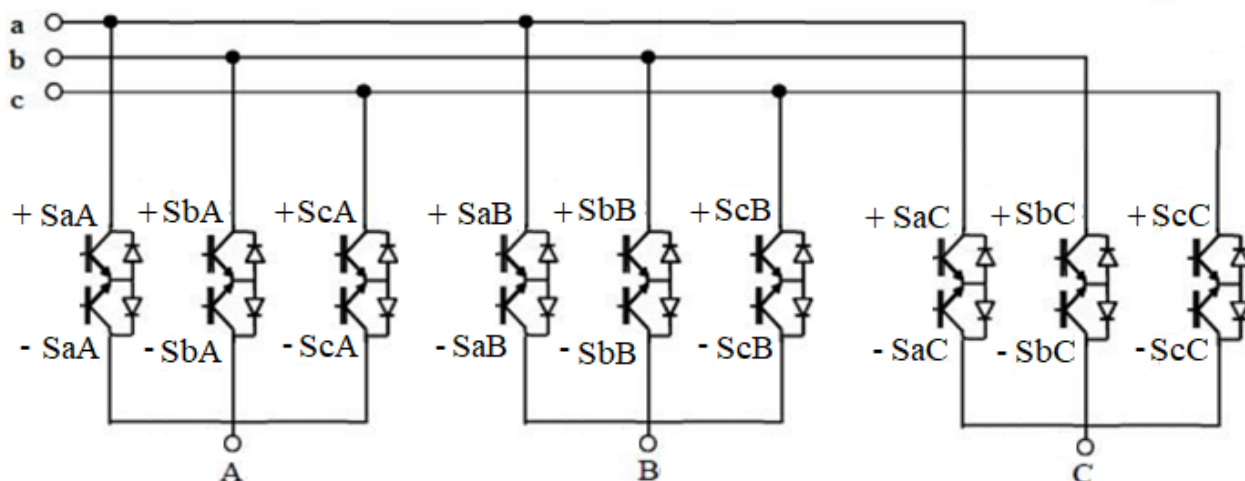


Рис.3.2. Повна схема силового каскаду зі спільним емітером

Таблиця 3.1

Базові вектори

Базовий вектор	+SnA	+SnB	+SnC	-SnA	-SnB	-SnC	$U_{AB}$	$U_{BC}$	$U_{AC}$
<b>V8 = (0 0 0)</b>	0	0	0	1	1	1	0	0	0
<b>V1 = (1 0 0)</b>	1	0	0	0	1	1	$+U_{дж}$	0	$-U_{дж}$
<b>V2 = (1 1 0)</b>	1	1	0	0	0	1	0	$+U_{дж}$	$-U_{дж}$
<b>V3 = (0 1 0)</b>	0	1	0	1	0	1	$-U_{дж}$	$+U_{дж}$	0
<b>V4 = (0 1 1)</b>	0	1	1	1	0	0	$-U_{дж}$	0	$+U_{дж}$
<b>V5 = (0 0 1)</b>	0	0	1	1	1	0	0	$-U_{дж}$	$+U_{дж}$
<b>V6 = (1 0 1)</b>	1	0	1	0	1	0	$+U_{дж}$	$-U_{дж}$	0
<b>V7 = (1 1 1)</b>	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Так як у кожному включенні задіяні лише дві вхідні фази (по протікаючих фазних струмах табл. 2.2 та 2.3), кожен базовий вектор містить у собі шість різних станів ключів. Наприклад, якщо на вхідній фазі а «+» (вхід струму), то для ключа +SaA можливі лише два логічні варіанти:

- 1) +SaA, -SbB, -SbC – струм витікає з фази а і тече у фазу b.
- 2) +SaA, -ScB, -ScC – струм витікає з фази а і тече у фазу c.

Так само по два включення і для ключів +SbA та +ScA.

Обрання необхідної з шести комбінації буде здійснюватися по аналізу необхідного знаку в даний момент (+ чи -), по обранню фаз з максимальним значенням амплітуди та, звісно, по необхідним вихідним параметрам за допомогою матриць переходів (2.6) і (2.7) які мають отриматися на виході.

Амплітуди всіх базових векторів крім нульових складають  $2 U_{дж} / 3$ . При нульових базових векторах, забезпечується подача нульових напруг до навантажень, але стани ключів для цих двох векторів - різні.

Перенесемо отримані ненульові базові вектори на площину (рис.3.3).

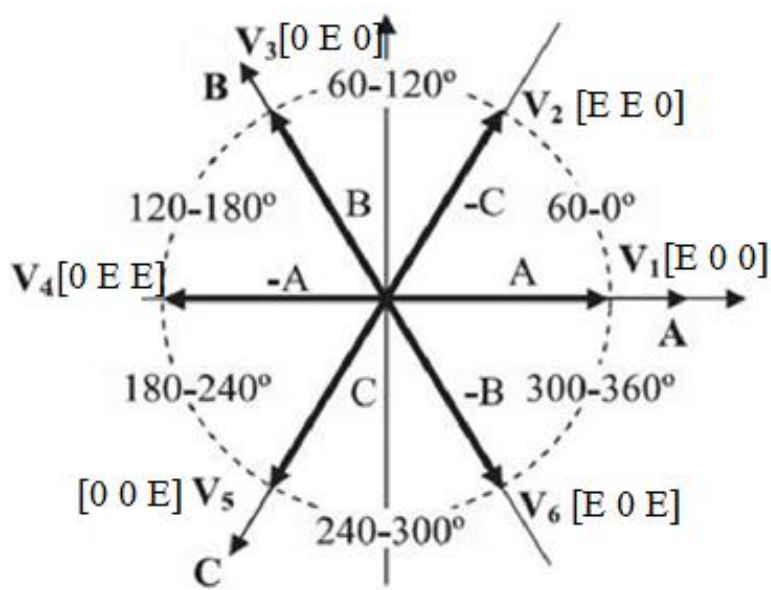


Рис.3.3. Ненульові вектори

Відповідно потрібно розуміти, що вектори A, B, C вказують на фазу з якої витікає струм, а -A,-B,-C – на фази в які втікає струм.

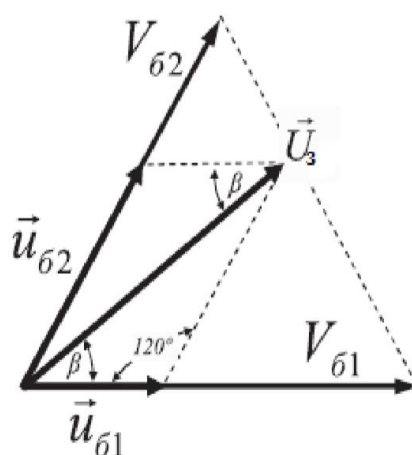
Так як з табл.3.1  $V_1 = -V_4$ ,  $V_3 = -V_6$ ,  $V_5 = -V_2$ , то бачимо що ці два описи є аналогічні. Тому розглядатимемо роботу МПЧ по табл.3.1 та рис.3.3.

Для реалізації вектора напруги, будемо формувати тривалості базових векторів всередині періоду модуляції. Від кута реалізованого вектора залежить комбінація базових векторів, яка приведена в табл.3.2.

Комбінація базових векторів

Сектор	Градуси	Вектори що використовуються
1	0-60	V1, V2, V7, V8
2	60-120	V2, V3, V7, V8
3	120-180	V3, V4 V7, V8
4	180-240	V4, V5, V7, V8
5	240-300	V5, V6, V7, V8
6	300-360	V6, V1, V7, V8

Нехай задано вектор  $U_3$ , що лежить у секторі 1. Його можна розкласти на базові вектори – рис.3.4.

Рис.3.4. Розклад вектора  $U_3$  на базові вектора

Знайдемо заданий вектор з базових по теоремі синусів (кут  $\beta$  заданий), якщо один сектор протяжністю  $60^\circ$ :

$$|\vec{U}_{61}| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{U}_3| \sin(60 - \beta).$$

$$|\vec{U}_{62}| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{U}_3| \sin(\beta).$$

При  $\beta = 30^\circ$  (середнє положення заданого вектору), амплітуда вектора  $\vec{U}_3$  має мінімальне значення  $U_{\text{дж}} / \sqrt{3}$ , а коли навантаження з'єднане зіркою, то фазна напруга відрізняється від лінійної на  $\sqrt{3}$ .

Враховуючи отримані модулі базових векторів і те, що амплітуда базових векторів рівна  $2U_{\text{дж}} / 3$ , перейдемо до тривалості періоду ШІМ:

$$t_{\beta 1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{3t_{\text{ШИМ}}}{2U_{\text{дж}}} |\vec{U}_3| \sin(60 - \beta) = \frac{\sqrt{3} |\vec{U}_3|}{U_{\text{дж}}} t_{\text{ШИМ}} \sin(60 - \beta);$$

$$t_{\beta 2} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{3t_{\text{ШИМ}}}{2U_{\text{дж}}} |\vec{U}_3| \sin(\beta) = \frac{\sqrt{3} |\vec{U}_3|}{U_{\text{дж}}} t_{\text{ШИМ}} \sin(\beta);$$

$$t_0 = t_{\text{ШИМ}} - t_{\beta 1} - t_{\beta 2}.$$

Де  $t_{\beta 1}$ ,  $t_{\beta 2}$ ,  $t_0$  – часові інтервали, в які вмикаються перший, другий і нульовий вектори.

Так як амплітуда заданого вектора  $U_{\text{дж}} / \sqrt{3}$ , перепишемо рівняння для часових інтервалів:

$$T_{\beta 1} = U_3 \sin(60 - \beta). \quad (3.1)$$

$$T_{\beta 2} = U_3 \sin(\beta). \quad (3.2)$$

$$T_0 = 1 - T_{\beta 1} - T_{\beta 2}. \quad (3.3)$$

Тобто  $T_{\beta 1}$ ,  $T_{\beta 2}$  і  $T_0$  – частини періоду модуляції, під час яких вмикаються перший, другий та нульовий базові вектори.

Відзначимо, що існують різні варіанти послідовності включення базових векторів всередині періоду ШІМ, найбільш поширеним і найчастіше вживаним є варіант, показаний в табл. 3.4

Таблиця 3.4

Послідовність включення базових векторів при  $T_{\text{ШИМ}} = 1$

0	$U_{\beta 1}$	$U_{\beta 2}$	0	$U_{\beta 2}$	$U_{\beta 1}$	0
$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\beta 1}}{2}$	$\frac{T_{\beta 2}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_{\beta 2}}{2}$	$\frac{T_{\beta 1}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$

Алгоритм включення базових векторів приведений у табл. 3.5 (додаток 2).

Зауважимо, що порядок комутації першого і другого базових векторів в парних і непарних секторах – відмінний, це зроблено для мінімізації динамічних втрат в ключах інвертора. Тут перемикання векторів всередині секторів і при переході з одного сектора в інший реалізується перемиканням тільки в одному плечі інвертора.

Для керування послідовністю включення транзисторів буде достатньо мікроконтролера AVR AtMega328p. Його розпіновка та зовнішній вигляд приведені на рис.3.5.

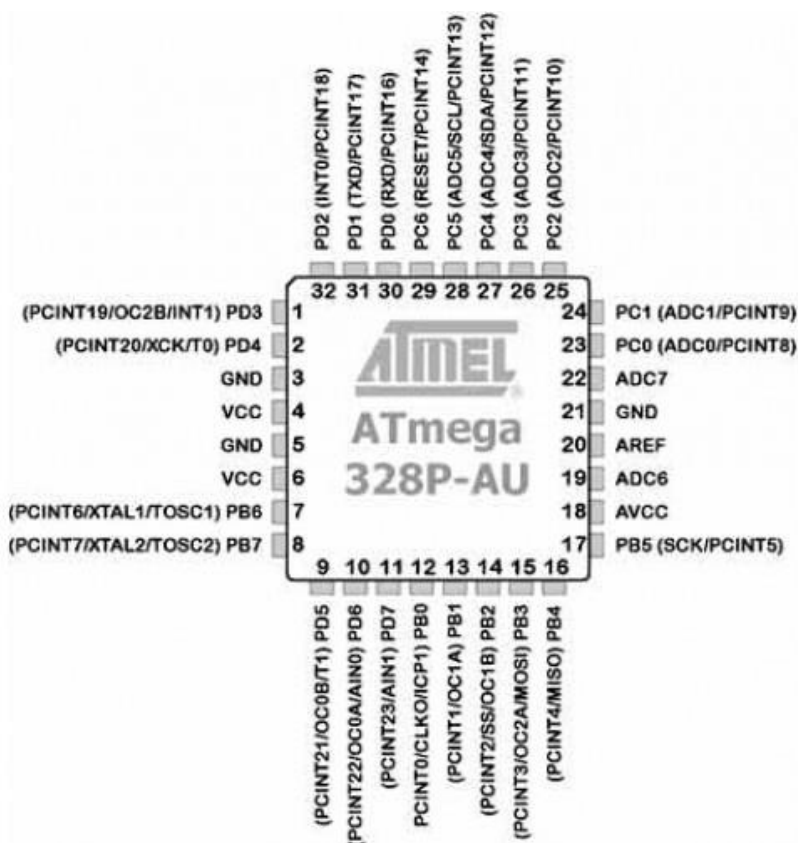


Рис.3.5. Розпіновка та зовнішній вигляд обраного мікроконтролера

Цей мікроконтроллер (МК) програмується на мові Сі і за допомогою програматора [36], наприклад будь якого USB-програматора. Код програми у додатку 3.

### 3.2. Моделювання в Simulink

Моделювання здійснюватиметься у програмному середовищі Matlab зокрема в Simulink. Через неможливість програми здійснити коректне програмування мікроконтролера – всі дії коду було реалізовано логічними блоками.

Як зазначалося в пункті 1.4 для здійснення векторного керування необхідно виміряні вхідні фазні напруги перетворити за допомогою перетворення Кларка з трифазної системи у двофазну систему координат  $\alpha$ - $\beta$ . Потім за допомогою перетворення Парка перевести струми навантаження в обертальну d-q систему координат.

Переходячи до моделювання векторної ШІМ відзначимо, що на вхід подаємо напруги вже в d-q координатах. Наприклад,  $U_d = 0$ ,  $U_q = 1$ . Амплітуду і кут заданого вектора напруги визначаємо по реальній і уявній частинах комплексного числа  $U_d - j \cdot U_q$  за допомогою стандартних блоків Matlab Simulink [37]. Моделювання здійснюватиметься для частоти 150 Гц. Модель системи керування в Simulink приведена в на рис.3.7.

Кут повороту, задаємо виходячи з початкового кута положення (в даному випадку 1 градус), що сумується із змінним в часі кутом з урахуванням необхідної частоти. Необхідна частота має задаватися у град/сек, тому для цього переводимо 150 Гц у град/сек:  $360 \cdot 1/150 = 360 \cdot 150$ .

Так само з отриманим кутом складаємо кут положення заданого вектора  $U_z$ . Отримане значення кута подається на вхід блоку «Кути», внутрішні складові якого наведені на рис.3.8. В ньому визначається номер сектора, в якому лежить заданий вектор, а також кут всередині цього сектора.

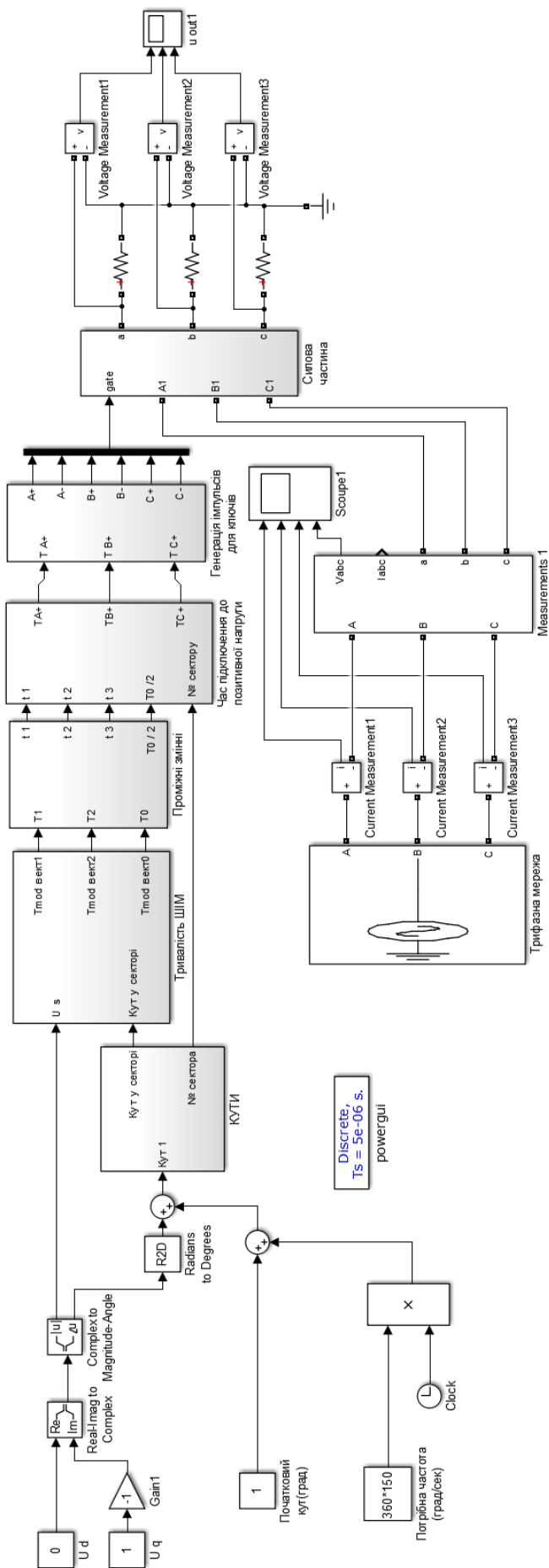


Рис.3.7. Модель системи керування в Simulink

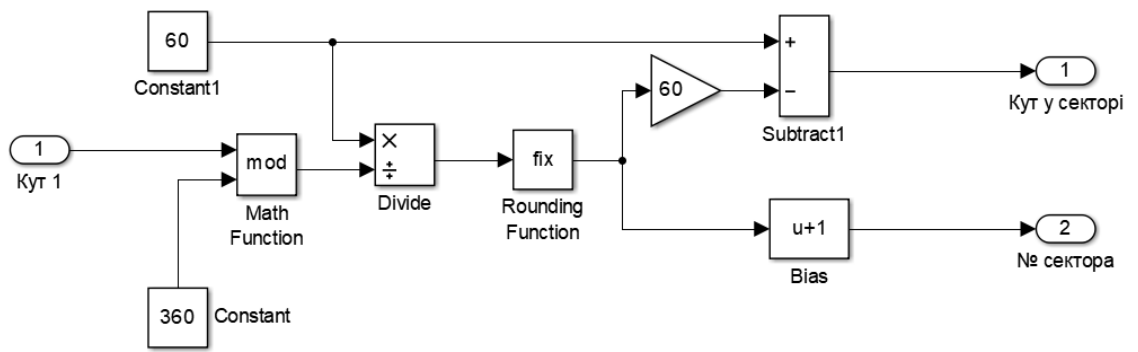


Рис.3.8. Блок «Кути»

В наступному блоці «Тривалість ШІМ», з'ясовуються  $T_{\delta 1}$ ,  $T_{\delta 2}$  і  $T_0$  по рівнянням (3.1), (3.2) та (3.3). Складові блоку показані на рис.3.9.

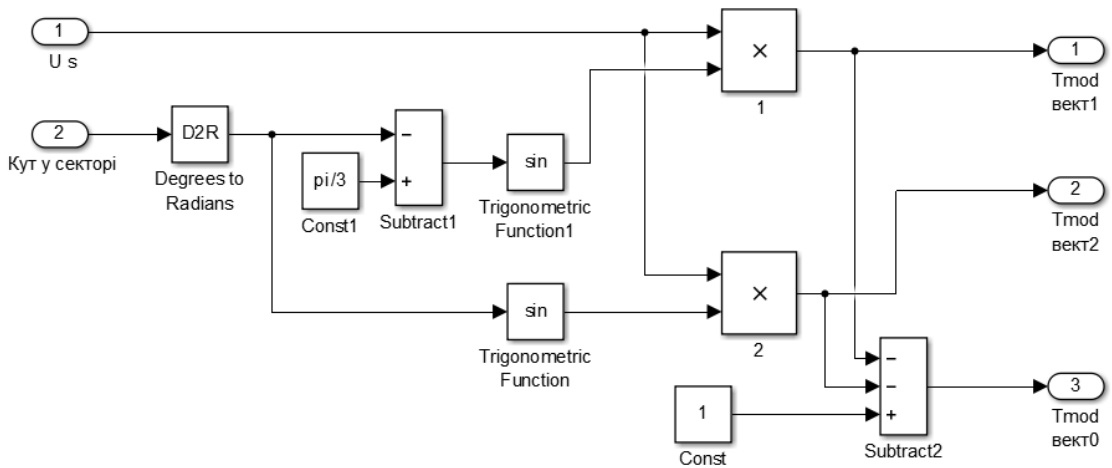


Рис.3.9. Блок «Тривалість ШІМ»

У наступному блоці вираховуються проміжні змінні за рівняннями:

$$t_1 = T_{\delta 1} + T_{\delta 2} + T_0 / 2.$$

$$t_2 = T_{\delta 2} + T_0 / 2.$$

$$t_3 = T_{\delta 1} + T_0 / 2.$$

Реалізація цього блоку приведена на рис.3.10.

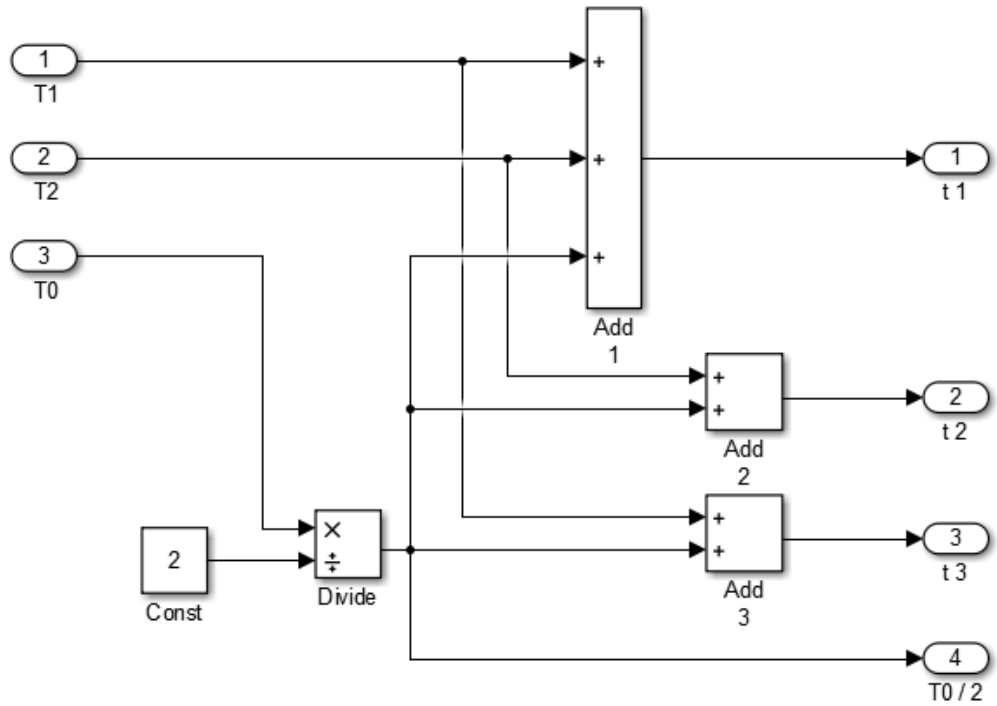


Рис.3.10. Блок «Проміжні змінні»

Наступний блок «Час підключення до позитивної напруги» (рис.3.11). Де  $T_{A+}$ ,  $T_{B+}$  і  $T_{C+}$  – це підключення до +Удж кожної вихідної фази у відношенні його тривалості до періоду ШІМ (якщо  $T_{ШІМ} = 1$ ). Даний блок реалізується відповідно до табл.3.6. побудованої за табл.3.5.

Таблиця 3.6

Формування часу підключення до +Удж

Сектор	Градуси	$T_{A+}$	$T_{B+}$	$T_{C+}$
1	0 - 60	$t_1$	$t_2$	$T_0/2$
2	60 – 120	$t_3$	$t_1$	$T_0/2$
3	120 – 180	$T_0/2$	$t_1$	$t_2$
4	180 – 240	$T_0/2$	$t_3$	$t_1$
5	240 – 300	$t_2$	$T_0/2$	$t_1$
6	300 - 360	$t_1$	$T_0/2$	$t_3$

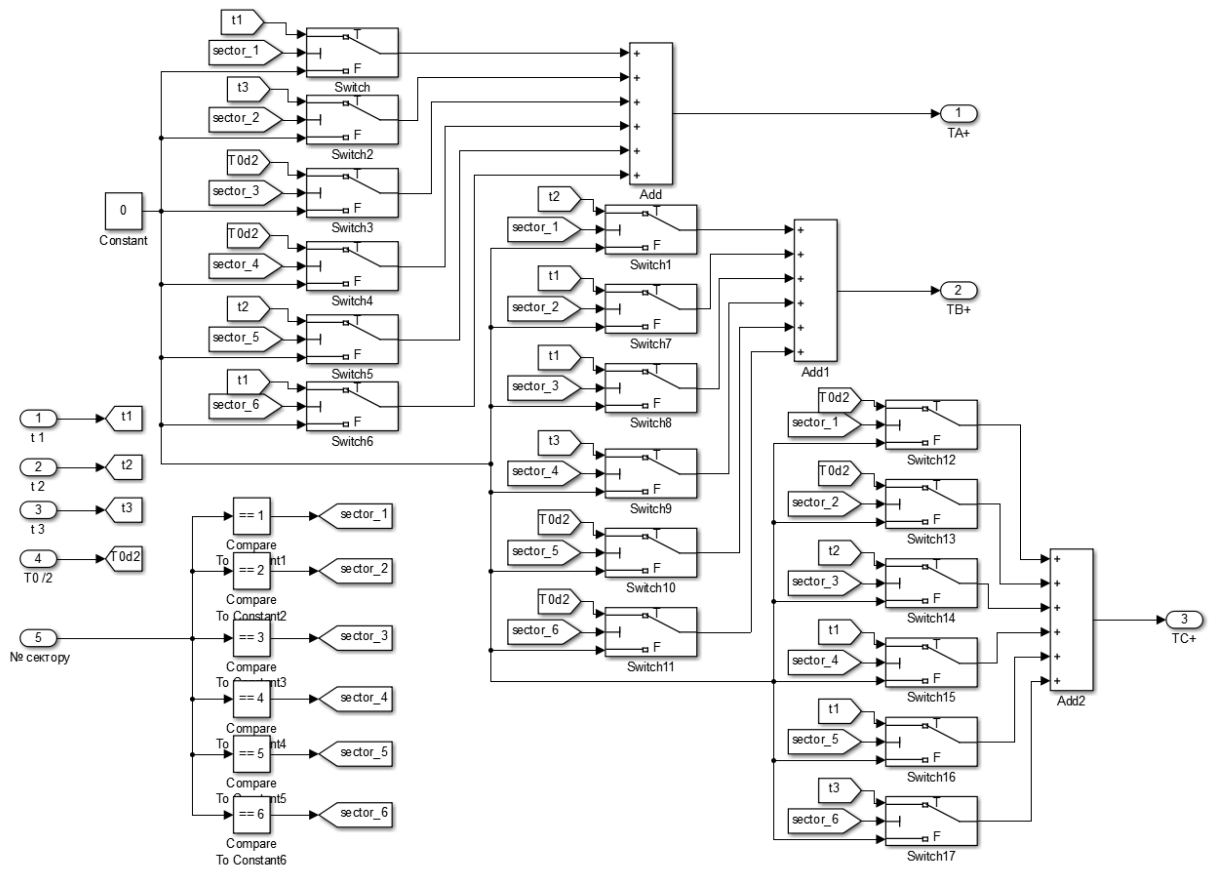


Рис.3.11. Блок «Час підключення до позитивної напруги»

Знаючи  $T_{A+}$ ,  $T_{B+}$ ,  $T_{C+}$ , необхідно реалізувати отримані проміжки в кожній фазі. Реалізація проведена відповідно до рис.3.12. Для цього поставимо пилкоподібний сигнал, що змінюється від 0 до 1, з періодом ШІМ, і у відповідності до того, більший чи менший відносний час фази, наприклад А, від заданого пилкоподібного сигналу, отримуємо ступінчасті імпульси керування ключами [37].

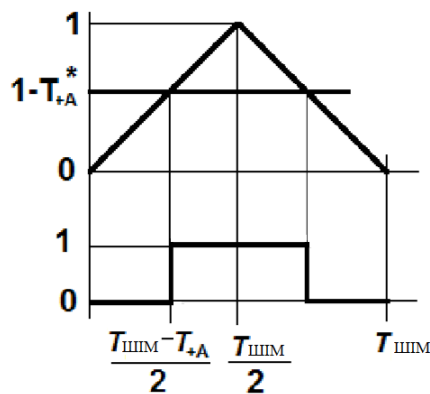


Рис.3.12. Реалізація імпульсів

Блок що реалізує створення керуючих імпульсів приведено на рис.3.13.

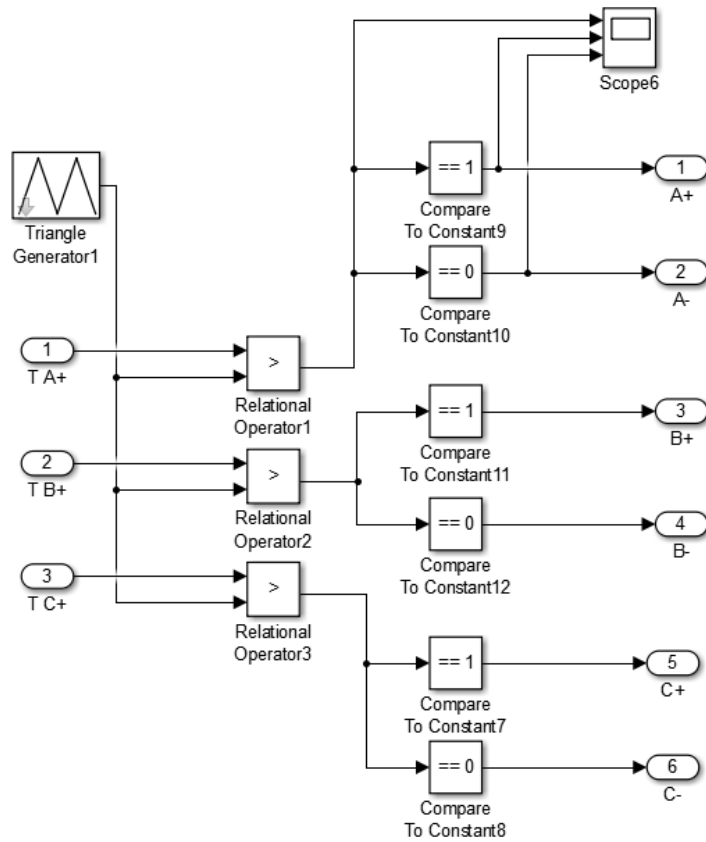


Рис.3.13. Блок «Генерація імпульсів для ключів»

Отримані імпульси подаємо на вхід «gate» блоку «Силова частина» (рис.3.15). Де кожний ключ складається з двох IGBT-транзисторів і двох діодів включених зустрічно-паралельно, по схемі зі спільним емітером (рис.3.14).

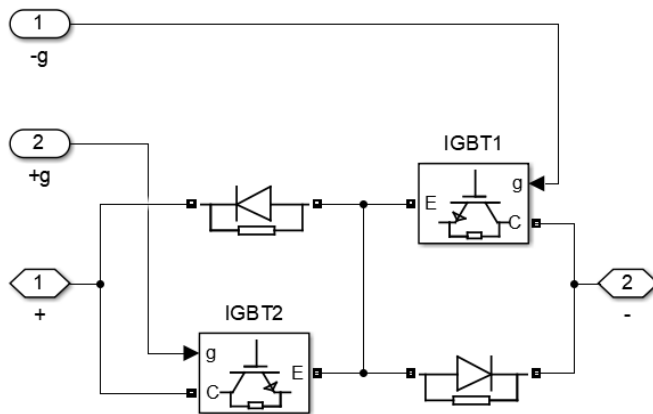


Рис.3.14. Блоки «Кей»

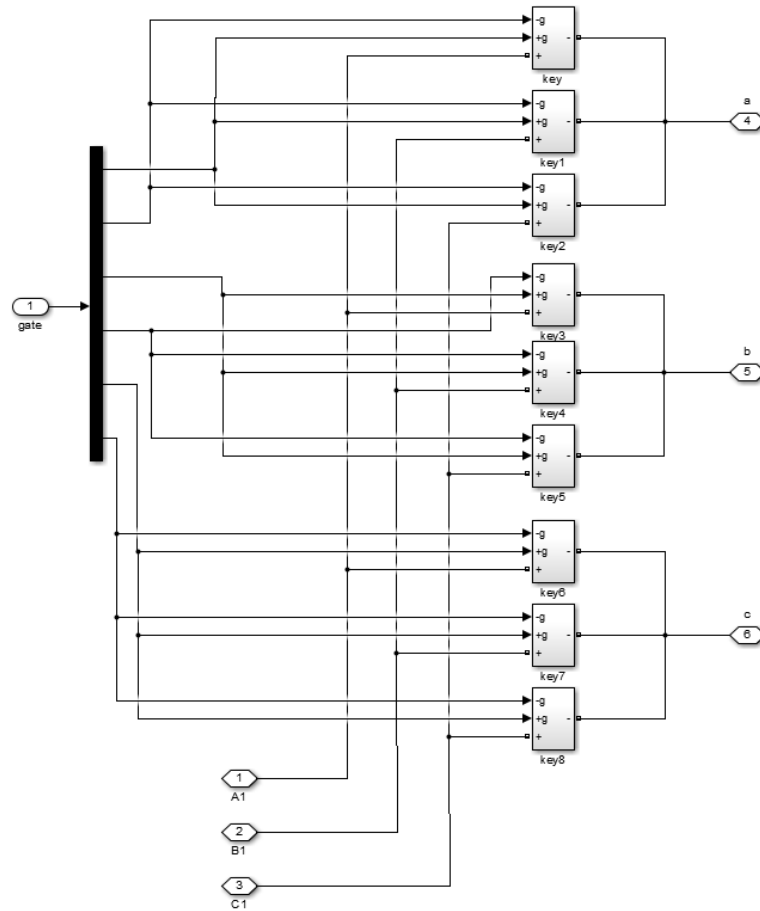


Рис.3.15. Блок «Силовая Частина»

Живлення на силову частину подаємо трифазним джерелом з лінійною напругою 380 В і частотою 50 Гц (рис.3.16).

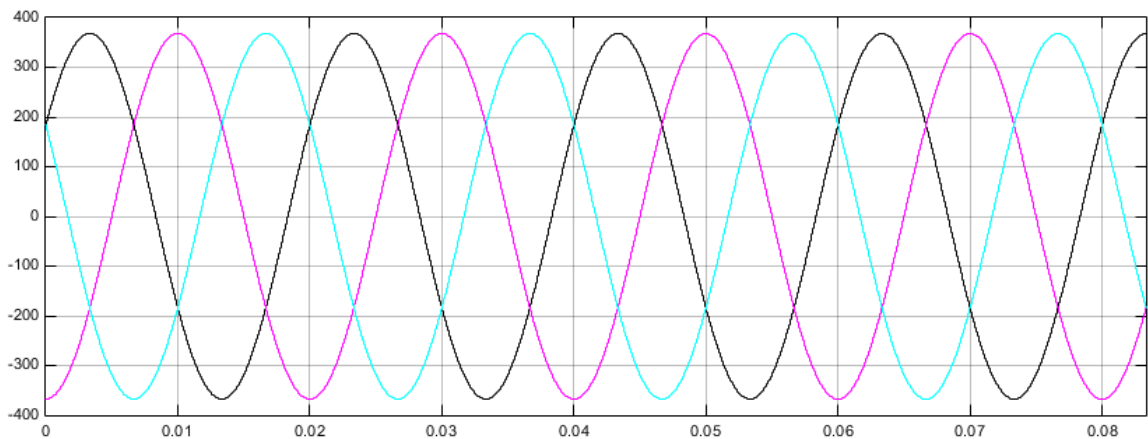


Рис.3.16. Вхідна напруги мережі

Параметри активного навантаження –  $R = 1 \text{ Ом}$ .

Час для розрахунку повної моделі прийнятий за 0,000002 с. Отримуємо наступні осцилограми для 150 Гц – рис.3.17 та рис.3.18.

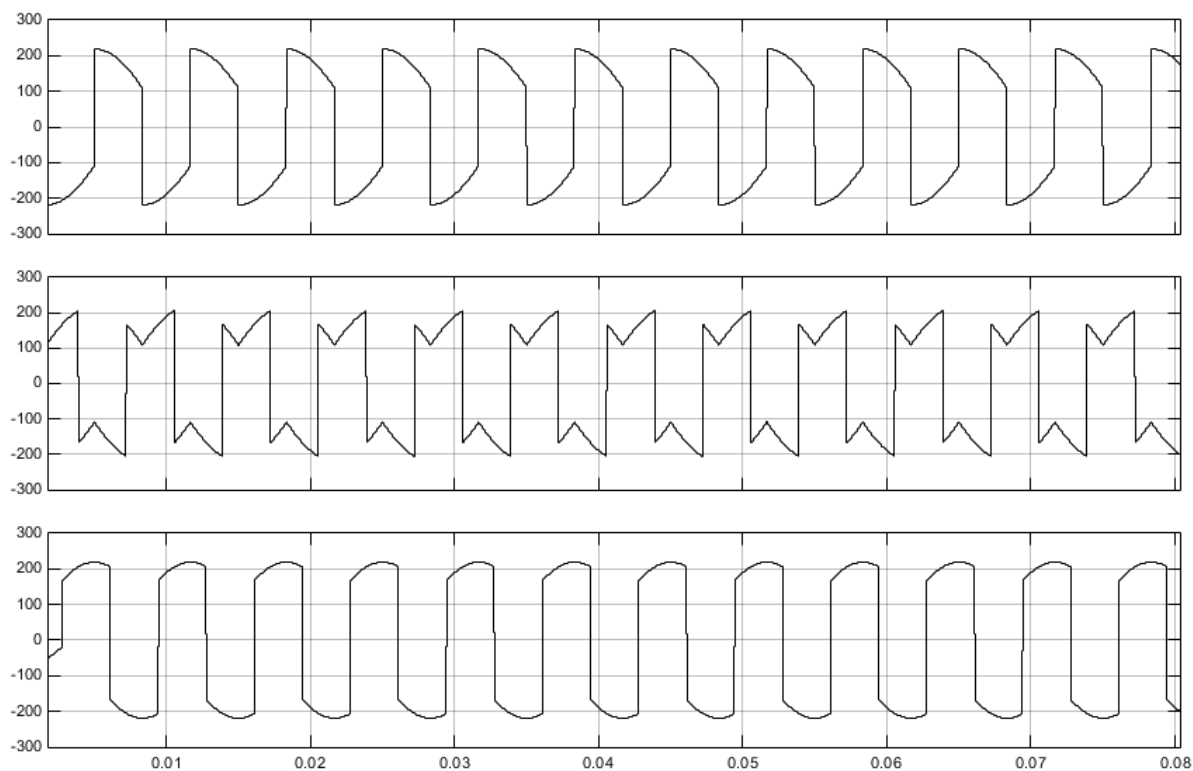


Рис.3.17. Вихідна фазна напруга

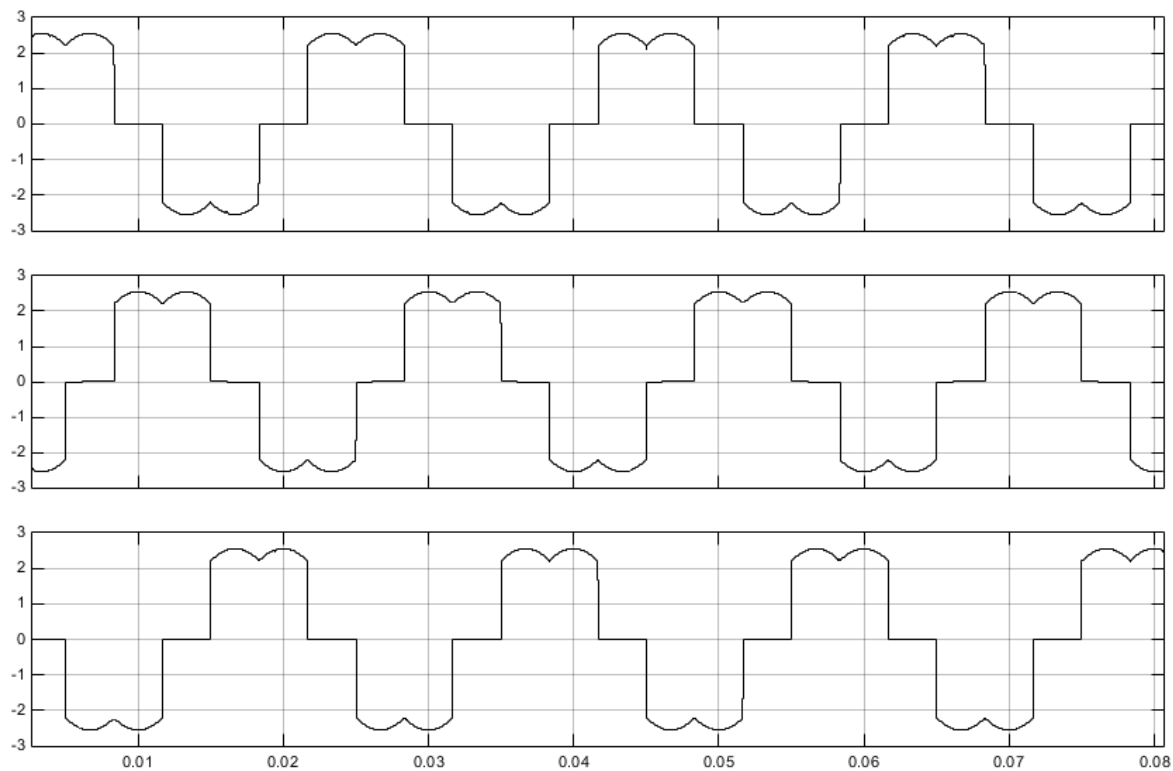


Рис.3.18. Вхідний струм на фазі А

Змінимо здавальну частоту на 25 Гц. Отримуємо наступні осцилограми вже для 25 Гц – рис.3.19 та рис.3.20.

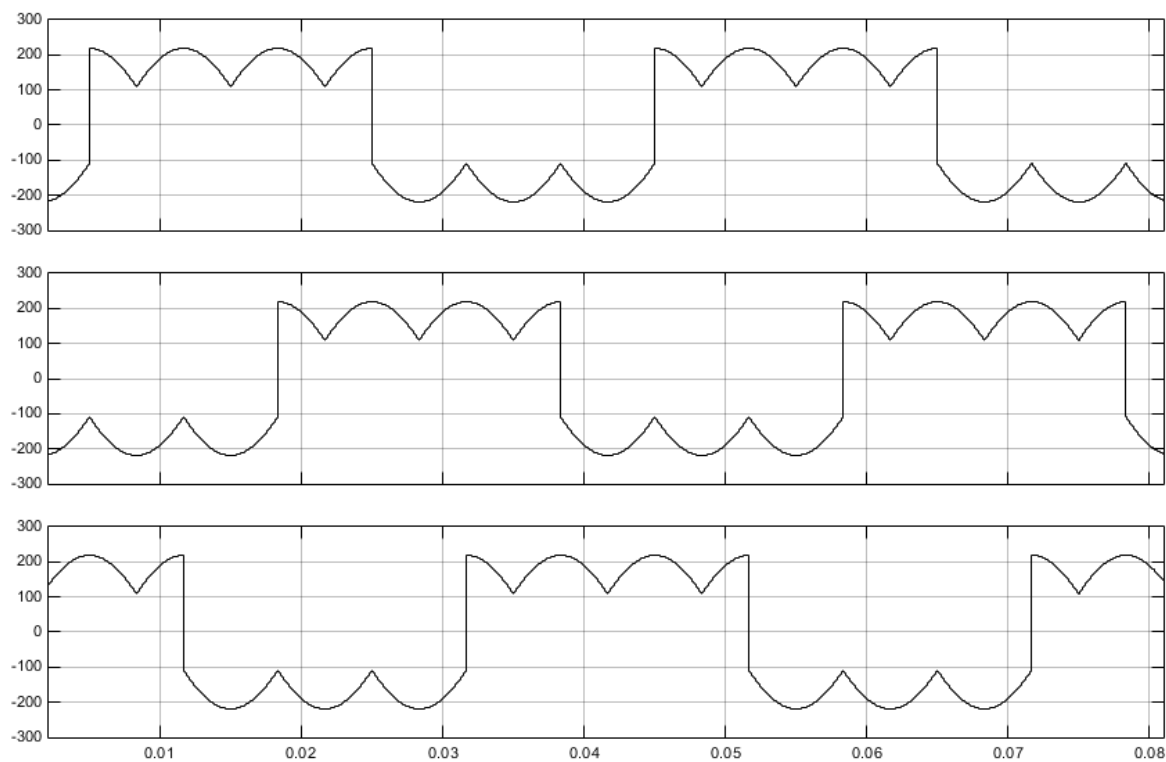


Рис.3.19. Вихідна фазна напруга

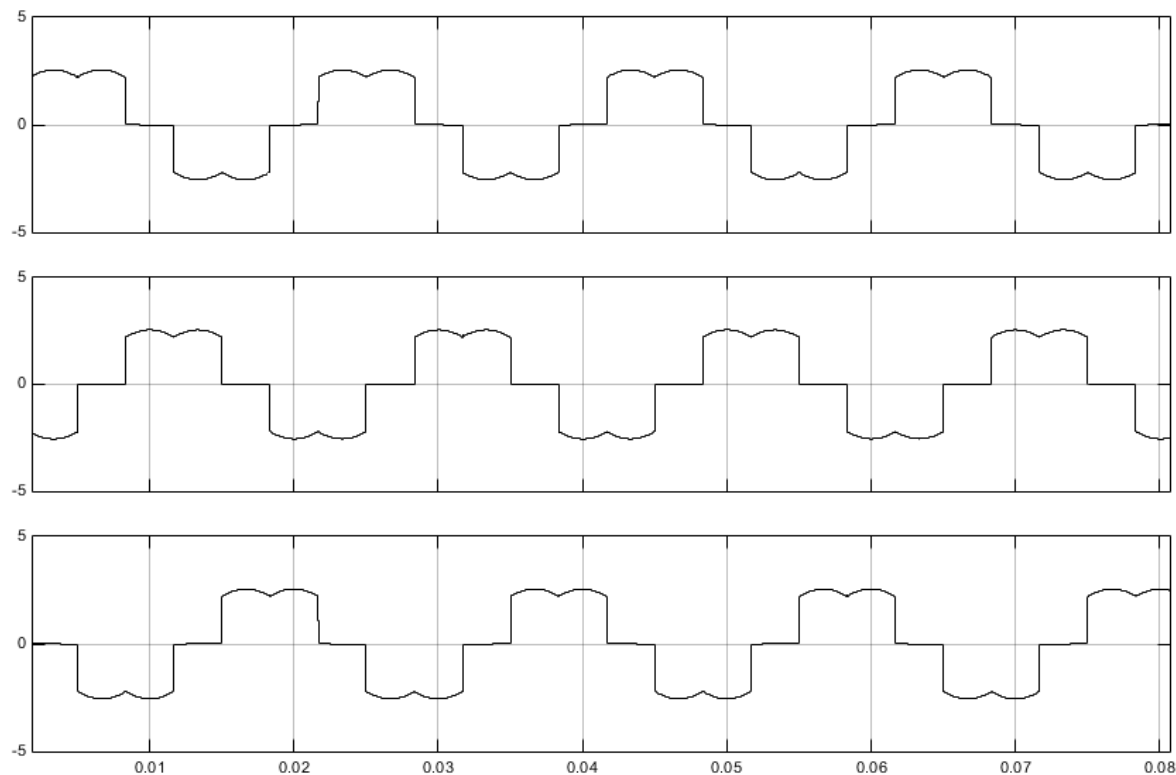


Рис.3.20. Вхідний струм на фазі А

### 3.3. Створення принципової електричної схеми

Для початку реалізуємо обов'язковий обвіс для обраного мікроконтролера з урахуванням необхідних виконавчих функцій. Для створення принципової схеми скористаємося програмним забезпеченням sPlan7.0 – рис.3.21.

Живиться даний МК (DD1) від джерела 4,5–5,5 В – пін Vcc підключаємо до клеми X7, що є джерелом постійної напруги +5 В. Отож за допомогою піна RES (PC6) та резистора R1 на 10 кОм реалізовано кнопку перезапуску, також підключено обов'язкові обвісні конденсатори C1 і C2 по 0,1 нФ .

Також встановлено обов'язковий кварцовий резонатор на 16МГц. Кварцові резонатори на різні частоти необхідні в якості надійних і стабільних джерел гармонійних коливань, щоб цифровий мікроконтролер міг би спертися на еталонну частоту, і оперувати з нею в подальшому, в процесі роботи цифрового пристрою. Таким чином, кварцовий резонатор – це надійна заміна коливального LC-контур. Підключення кварцового резонатора реалізовано за допомогою ще двох конденсаторів C3 і C4 по 22 пФ (для 16МГц).

Для програмування ATmega328P використовується послідовний периферійний інтерфейс SPI; це тридротова (плюс загальний провід) шина, що складається з сигналів «Вихід ведучого, вхід веденого» (Master Out, Slave In - MOSI), «Вхід ведучого, вихід веденого» (Master In, Slave Out - MISO) і «Тактовий сигнал» (Serial Clock - SCK). Тактовий сигнал генерується провідним пристроєм (майстром) і використовується для забезпечення синхронного зв'язку між ведучим і веденим; тому SPI є «синхронною» шиною зв'язку [36].

Для розподілення керуючих імпульсів на кожний ключ використовується дешифратор (декодер) DD2, що має 6 логічних входів і 64 логічні виходи, серед яких буде використовуватися лише 18, бо 18 транзисторів.

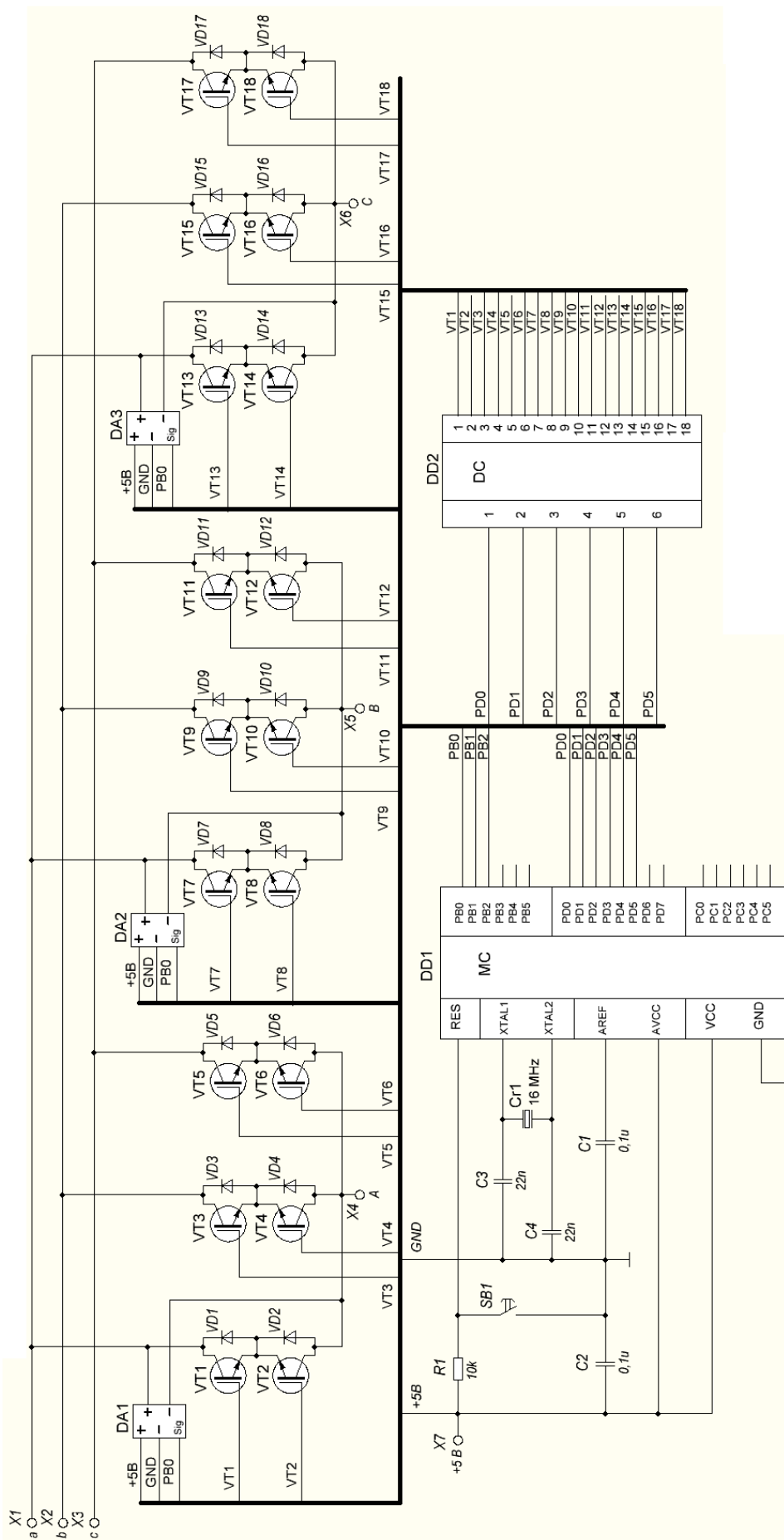


Рис.3.21. Принципова електрична схема досліджуваного МПЧ

Також для створення керуючих векторів необхідно вимірювати лінійну напругу мережі, для цього використаємо три датчики напруги DA1-DA3. Обрано датчики моделі ZMPT101B, що живляться, як і МК, від +5 В, і заміряє напругу до 300 В.

На рис.3.22 наведено схему по якій необхідно підключати USB-програмактор, для запрограмування обраного МК через комп'ютер. Загалом можна використовувати будь-який USB-програмактор, тому було обрано програмактор AVR ISP mkII, через можливість програмування у середовищі Arduino IDE, що є дуже зручно. Для цього необхідно у вкладці «Налаштування» відкрити «Програматори» та вибрати «AVR ISP mkII».

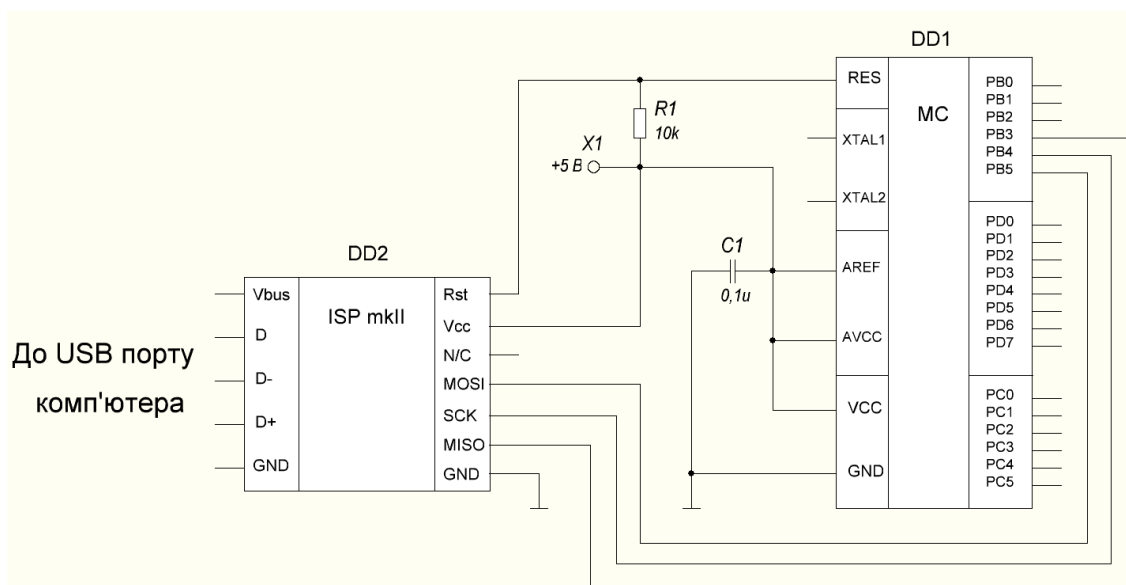


Рис.3.22. Схема програмування ATmega328P за допомогою AVR ISP mkII програматора

### Висновки до третього розділу

У даному розділі створено алгоритм для реалізації керування МПЧ за допомогою геометричного підходу на основі непрямой просторово-векторної модуляції. Обрано МК та написано код для керування.

За допомогою логічних блоків у Matlab Simulink змодельовано досліджувану систему керування. Як результат отримано часові діаграми напруг та струмів, що відповідають теоретичним.

Побудовано принципову електричну схему досліджуваного МПЧ.

#### 4. РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ

Вперше поняття «стартап» з'явилося в 1939 році в США. В цей час в Каліфорнії сконцентрувалися, практично, всі фірми, які працювали в сфері інформаційних технологій. Девід Паккард і Вільям Хьюлетт, який створювали свою невеличку справу, назвали її «стартап», що перекладається на російську мову, як «стартувати, запускати». В подальшому цей стартап переріс у велику корпорацію.

Можна виділити наступні риси стартап-проекту[38]:

- новизна проекту, як правило, полягає в застосуванні інноваційних технологій, інноваційних бізнес-моделей або нових способів по задоволенню потреб споживачів;

- створений товар або послуга повинна мати великий попит в даний час або в короткостроковій перспективі;

- творці стартап компанії повинні володіти проактивним способом мислення, мати здібності до навчання в ході діяльності, для того, щоб збирати відгуки споживачів і, виходячи з них, вести процес з розробки продукції;

- підприємство має високу продуктивність, і інвестиції багаторазово повертаються за відносно короткий час (зазвичай від 3 до 5 років).

Джейсон Фрайд і Девід Хайнемайер Хенссон [39] вважають, що головною причиною, по якій стартапи повсюдно реалізуються і в подальшому успішно існують і розвиваються, є повільність і неповороткість великих компаній, що успішно використовують уже наявні продукти, замість того, щоб створювати і розробляти нові.

Тобто головною перевагою стартапів вважається мобільність при втіленні нових ідей, що дозволяє скласти конкуренцію великим компаніям.

Узагальнено етапи розроблення стартап-проекту можна подати таким чином [40].

## 4.1. Опис ідеї проекту

У даному підрозділі буде проведено аналіз змісту ідеї, напрямки для застосування пристрою та всі можливі переваги, які отримує користувач. Результати аналізу подані у табл.4.1.

Таблиця 4.1

Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Переваги для користувача
Система керування матричним перетворювачем частоти на основі геометричного підходу, де за допомогою одного вхідного параметру здійснюється керування відразу двома вихідними параметрами.	1. Зварювальні апарати	1. Ефективне використання мереж
	2. Зварювальні апарати	2. Ефективне використання мереж
	3. Імпульсні джерела живлення	3. Підвищена стабільність напруги
	4. Комп'ютерна техніка	4. Зниження втрат при передачі електроенергії
	5. Пристрої відображення	5. Зниження витрат при сплаті за електроенергію

Проаналізуємо потенційні техніко-економічних переваги цієї ідеї порівняно із пропозиціями конкурентів, а саме (табл. 4.2):

- наведемо перелік техніко-економічних характеристик;
- визначимо попереднє коло конкурентів або товарів-замінників чи товарів-аналогів, що вже існують на ринку;
- порівняємо показники, визначивши показники що мають а) гірші значення (W, слабкі); б) аналогічні (N, нейтральні) значення; в) кращі значення (S, сильні).

## Визначення слабких, нейтральних та сильних характеристик

№	Техніко-економічні характеристики ідеї	Концепції/товари конкурентів		W	N	S
		Безпосередній перетворювач частоти	Потенційні конкуренти			
1	Технічні	Через те, що регулювання одночасно двох вихідних параметрів здійснюється зміною лише одного вхідного параметру – розширюються можливості застосування	Керування за допомогою одного вхідного параметра одним вихідним параметром			+
3	Надійності	Завдяки використанню геометричного підходу збільшується кількість ступенів волі на $n+1$ , що зменшує вплив зовнішніх збурень	Кількість ступенів волі рівна плечам МПЧ			+
4	Технологічні	Завдяки використанню МПЧ, конструкція має просту будову	Використання простої схеми		+	
5	Безпеки	Присутній захист від перенавантаження, заземлення установки	Присутній захист від перенавантаження, заземлення установки		+	

Відповідно присутні дві сильні характеристики зі сторони технічних ідей та надійності; та дві нейтральні характеристики з точки зору безпеки та технологічних ідей. Цей результат можна вважати підґрунтям для конкурентоспроможності.

## 4.2. Технологічний аудит ідеї проекту

У даному підрозділі проведено аудит технологій, за допомогою яких можна реалізувати ідею проекту, та обрано одну по якій буде далі реалізовано проект.

Таблиця 4.3

Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ п/п	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Створення системи керування МПЧ на основі геометричного підходу	Створення загальних матриць для керування кожним вихідним параметром	Наявна	Доступна
2	Створення системи керування МПЧ на основі скалярного алгоритму керування	Розрахунок відповідних законів керування та обрахунок складних диференційних рівнянь	Наявна	Доступні
Обрана технологія реалізації ідеї проекту: створення загальних матриць для керування кожним вихідним параметром.				

Обрано першу технологію для реалізації даної ідеї проекту через її простоту в порівнянні з другою.

### 4.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Щоб спланувати напрям розвитку стартап-проекту необхідно визначити ринкові можливості, які можна використати під час ринкового впровадження проекту, та загроз на ринку, які можуть перешкодити реалізації проекту. Потім відбувається планування вже з урахуванням стану ринкового середовища, потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів-конкурентів.

Спочатку проведемо аналіз попиту: наявність попиту, обсяг, динаміка розвитку ринку (табл. 4.3).

Таблиця 4.3

Попередня характеристика потенційного ринку

№	Показники стану ринку	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	<10
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум. од	500
3	Динаміка ринку	зростає
4	Наявність обмежень для входу	Вузьконаправлена необхідність
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	відсутні
6	Середня норма рентабельності	>90%

Надалі визначимо потенційних клієнтів, їх характеристики, та сформуємо орієнтовний перелік вимог до товару (табл.4.4).

Таблиця 4.4

## Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№	Потреба ринку	Цільові сегменти ринку	Вимоги до товару
1	Зменшення вартості електроенергії	Невеликі компанії, підприємства	Приємний вигляд, додаткові функції, надійність
2	Керування одразу двома вихідними параметрами	Великі і малі компанії	Правильність роботи, новизна, якість
3	Зменшення впливу зовнішніх збурень	Великі і малі компанії	Надійність, якість, новизна

Після визначення потенційних клієнтів стартап-проекту проаналізуємо ринкове середовище, шляхом створення табл.4.5, в якій показано можливості що сприяють росту стартап-проекту, та табл.4.6, в якій наведено фактори що чинять загрозу для стартап-проекту.

Таблиця 4.5

## Фактори можливостей

№	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція
1	Фактори конкурентноспроможності	Здобувати ринок завдяки новизні проекту	Впровадження нових технологій, топологій пристроїв
		Здобувати ринок завдяки дешевизні пристрою	Через простоту схеми мала ціна елементів
2	Нарощення ринкової сили	Вибір адаптивної лінії поведінки на ринку	Диференціація витрат, концентрація постачальників

## Фактори загроз

№	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція
1	Загроза проникнень	Спроби фірм-конкурентів захопити сектор ринку	Створення потентів, товарних знаків, обмежений доступ до ресурсів та інформаційного забезпечення
2	Загроза взаємозамінності	Ціна, лояльність споживачів	Створення акцій; контроль якості, реклама.
3	Збій нормальної роботи системи керування	Появлення нових вірусів	Заміна системи керування, написання алгоритму перешкоджання

У табл.4.7 проведено аналіз пропозиції даного стартап-проекту з точки зору конкурентного середовища та наведено можливі дії компанії щоб бити конкурентоспроможною. Адже існують наступні особливості конкурентного середовища:

1. Тип конкуренції (монополія, олігополія, монополістична, чиста).
2. За рівнем конкурентної боротьби (локальний, національний).
3. За галузевою ознакою ( міжгалузева, внутрішньогалузева).
4. За видами товарів (товарно-родова, товарно-видова).
5. За характером конкурентних переваг (цінова, нецінова).
6. За інтенсивністю (марочна, немарочна).

На основі аналізу конкуренції, проведеного в табл.4.7, а також із урахуванням характеристик ідеї проекту (табл.4.2), вимог споживачів до товару (табл.4.4) та факторів маркетингового середовища (табл. №№ 5-6) визначається та обґрунтовується перелік факторів конкурентоспроможності. Аналіз обґрунтування факторів конкурентоспроможності наведено в табл. 4.8.

## Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)
1. Вказати тип конкуренції - чиста	Прозора боротьба, перемагатиме більш якісніша продукція	Робота над модернізацією товару та створення його надійності
2. За рівнем конкурентної боротьби- локальний	Належить до електротехнічного ринку збуту	Створення новизни
3. За галузевою ознакою - міжгалузева	Притаманна різним галузям застосування	Розширення функціоналу та галузей застосування
4. Конкуренція за видами товарів: - товарно-родова	Належить до перетворювачів частоти	Розширення функціоналу пристрою
5. За характером конкурентних переваг - цінова	Зменшення ціни веде до збільшення попиту	Проведення акцій, намагання зменшити ціну не змінюючи якість отвару
6. За інтенсивністю - не марочна	Не жорстка конкуренція	Різні форми піару

## Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування
1	За допомогою зміни одного вхідного параметру відбувається керування одразу двома вихідними параметрами	Цей метод керування є новим (зазвичай відбувається керування одним вихідним параметром)
2	Зменшений вплив зовнішніх збурень	Не всі системи описуються за допомогою геометричного підходу

За визначеними факторами конкурентоспроможності (табл.4.8) проводиться аналіз сильних та слабких сторін стартап-проекту (табл.4.9).

Таблиця 4.9

Порівняльний аналіз сильних і слабких сторін проекту

№	Фактор конкурентоспроможності	Вагові значення (1-20)	Рейтинг товарів конкурентів порівнянні з розробленим пристроєм							
			-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	
1	За допомогою зміни одного вхідного параметру відбувається керування одразу двома вихідними параметрами	20	+							
2	Зменшений вплив зовнішніх збурень	14			+					

Фінальним етапом ринкового аналізу можливостей впровадження проекту є складання SWOT-аналізу (матриці аналізу сильних (Strength) та слабких (Weak) сторін, загроз (Troubles) та аналізу можливостей (Opportunities) впровадження проекту) (табл.4.10) на основі виділених ринкових загроз та можливостей, та сильних і слабких сторін.

Таблиця 4.10

SWOT- аналіз стартап-проекту

<p><b>Сильні сторони:</b></p> <p>Наявна новизна проекту в області керування матричними перетворювачами частоти</p>	<p><b>Слабкі сторони:</b></p> <p>Внутрішні недоліки майбутнього бізнес-проекту, а саме відсутність стійкої конкурентної переваги та належної системи збуту</p>
<p><b>Можливості:</b></p> <p>При зміні одного вхідного параметру відбувається керування одразу двома вихідними параметрами</p>	<p><b>Загрози:</b></p> <p>Вузьконаправленість даного пристрою, початковий пристрій не є ціновим лідером</p>

#### 4.4. Розроблення ринкової стратегії проекту

Розроблення ринкової стратегії передбачає визначення стратегії охоплення ринку. Спочатку необхідно сформувати базову стратегію конкурентної поведінки (табл. 4.11).

Таблиця 4.11

Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№	Чи є проект «першо-прохідцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки
1	Так	Буде і шукати нових, і забирати існуючих	Так	Спокійна

#### 4.5. Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Спочатку сформуємо маркетингову концепцію товару, підсумувавши результати аналізу конкурентоспроможності товару у табл.4.12.

Таблиця 4.12

Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами
1	Керування одночасно декількома вихідними параметрами	Керування одночасно двома вихідними параметрами	За допомогою одного вхідного параметру відбуватиметься керування одразу двома вихідними параметрами

Далі потрібно визначити цінові межі, для встановлення попередньої ціни на товар (остаточне визначення ціни відбувається під час фінансово-економічного аналізу проекту). Аналіз проводиться експертним методом (табл.4.13).

Таблиця 4.13

Визначення меж встановлення ціни

№	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів групи споживачів	Нижня та верхня межі встановлення ціни
1	Немає	95-105% від ціни нашого продукту	30 000-50 000 грн	3100/4800 грн

Наступним кроком є визначення оптимальної системи збуту, в межах якого приймається рішення (табл.4.14):

- проводити збут власними силами або залучати сторонніх посередників (власна або залучена система збуту);
- вибір та обґрунтування оптимальної глибини каналу збуту;
- вибір та обґрунтування виду посередників.

Таблиця 4.14

Формування системи збуту

№	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
1	Задоволення потреб та отримання вигоди	Збут товару та задоволення запитуваних потреб клієнтів у сервісному обслуговуванні	Глибока	Власна
2		Реклама та стимулювання, задоволення потреб клієнтів у сервісному обслуговуванні	Глибока	Залучена

## **Висновки до четвертого розділу**

Узагальнюючи проведений аналіз зазначимо що:

1. Проект має можливість ринкової комерціалізації завдяки наявному попиту, динаміці ринку, рентабельності роботи на ринку.

2. Проект має перспективи впровадження з огляду на потенційні групи клієнтів, бар'єри входження, стан конкуренції, конкурентоспроможність проекту.

3. Проект має достатньо сильних сторін та можливостей щоб вийти на ринок збуту.

4. Подальша розробка та імплементація проекту є доцільними з огляду на ринок.

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У першому розділі було розглянуто принцип роботи і можливі типи перетворювачів частоти, серед яких виділено МПЧ. Розглянуто геометричний підхід для аналізу напівпровідникових перетворювачів на двох окремих прикладах коли за вихідні параметри обирались напруги на навантаженнях та струми фаз. Обрано схему досліджуваного БПЧ. За вхідні параметри обрано – плечові напруги, за вихідні – напруги на навантаженнях та струми фаз. Розглянуто можливі системи керування, серед яких виділено непряму просторово-векторну модуляцію.

У ході виконання другого розділу наглядно продемонстровано реалізування геометричного підходу під конкретне завдання. Побудовано таблицю з усіма логічно-можливими станами ключів та відповідними вхідними і вихідними параметрами при цих станах. Проведено аналіз на підвищеній та пониженій частотах (побудова відповідних часових діаграм, таблиць станів, виведення матриць переходів до напруг і до струмів). За допомогою елементарних перетворень над матрицями було доведено еквівалентність матриць переходів при різних частотах та обрано загальні матриці переходів. По обрахованій напрузі пробою колектор-емітер та максимальному струму колектора обрано модуль BSM100GB60DLCHOSA1 ( $U_{ке} = 600\text{В}$ ,  $I_{к} = 130\text{А}$ ), що повністю задовольняє потреби завдання.

У третьому розділі створено алгоритм для реалізації керування МПЧ за допомогою геометричного підходу на основі непрямой просторово-векторної модуляції. В якості мікроконтролера обрано АТmega328р та написано код для його програмування. За допомогою логічних блоків у Matlab Simulink змодельовано досліджувану систему керування. Як результат отримано часові діаграми напруг та струмів, що відповідають теоретичним. Побудовано принципову електричну схему досліджуваного МПЧ, з використанням МК, дешифратора та трьох датчиків напруги.

Також розроблено стартап-проект, висновками до якого можна зазначити, що проект має: можливість ринкової комерціалізації завдяки наявному попиту, динаміці ринку, рентабельності; має перспективи впровадження з огляду на потенційні групи клієнтів, стан конкуренції; має достатньо сильних сторін та можливостей щоб вийти на ринок збуту, а також є доцільним подальша розробка проекту.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ ТА ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Жуков П.В., Медведев В.А. Использование двухосевого частотного преобразователя Siemens SIMODRIVE 611U на подъёмно-накопительной секции сварочного конвейера сборочно-кузовного производства ОАО «АВТОВАЗ» : Москва : Сборник трудов четвёртой международной конференции «Проблемы электротехники электроэнергетики и электротехнологии», Том 1, 2012. 192-196 с.
2. Rahul Dixit, Bindeshwar Singh, Nupur Mittal Adjustable speeds drives: Review on different inverter topologies : technical journal. Sultanpur, India : International Journal of Reviews in Computing, 2012. pp. 54-66.
3. Marian P. Kazmierkowski, Leopoldo G. Franquelo, Jose Rodriguez, Marcelo A. Perez, Jose I. Leon High-Performance Motor Drives : technical journal. Venezuela : IEEE Industrial Electronicsd № 3, 2011. pp. 6-26.
4. Перетворювач частоти : Стаття про перетворювачі частоти. URL: [https://en.wikipedia.org/wiki/Frequency\\_changer](https://en.wikipedia.org/wiki/Frequency_changer) (дата звернення: 2.06.2019).
5. Кондаков Л.А., Шукин А.А. Матричные преобразователи частоты: навч. посіб. Москва : ТОВ «КоСПА», 2013. 43-46 с.
6. Преобразователи частоты со звеном постоянного тока : Стаття про перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму URL: <http://eprivod.com/preobrazovateli-chastoty-so-zvenom-postoyannogo-toka> (дата звернення 10.06.2019).
7. Частотные преобразователи с непосредственной связью : Стаття про безпосередні перетворювачі частоти URL: <http://eprivod.com/chastotnye-preobrazovateli-s-neposredstvennoj-svyazu> (дата звернення 10.06.2019).
8. Соїч А.В. Електронна система контролю тиску в мережі водопостачання : канд. бак. : Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського . Київ, 2018. 100 с.
9. Ryan M.J., Lorenz R.D., R. De Doncker Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach : technical journal. USA : IEEE Trans. Ind. Electron., № 6, 1999. pp. 1183–1191.

10. Петергер Ю.С., Соболев О.В. Применение геометрического подхода к анализу процессов в матричных преобразователях : наук.-тех. журнал. Київ : Технічна електродинаміка, № 5, 2001. 33–36 с.
11. Жуйков В.Я., Миколаєць Д.А. Застосування геометричного підходу для трифазного силового активного фільтру : наук.-тех. журнал. Київ : Технічна електродинаміка, №5, 2018. 35–38 с.
12. Blaabjerg F., Casadei D., Klumpner C., Matteini M. Comparison of two current modulation strategies for matrix converters under unbalanced input voltage conditions : technical journal. USA : IEEE Trans. on Industrial Electronics., №2, 2002. pp. 289–295.
13. Casadei D., Serra G., Tani A. A general approach for the analysis of the input power quality in matrix converters : technical journal. Baveno, Italy : Proc. IEEE-PESC, 1996. pp. 1128–1134.
14. Casadei D., Serra G., Tani A. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance : technical journal. , Orlando, Florida : Proc. of IEEE-IECON, 1995. pp. 457–462.
15. Casadei D., Serra G., Tani A. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance : technical journal. USA : IEEE Trans. on Industrial Electronics, №3, 1998. pp. 401–411.
16. Nielsen P., Casadei D., Serra G., Tani A. Evaluation of the input current quality by three different modulation strategies for SVM controlled matrix converters with input voltage unbalance : technical journal. Delhi, India : Proc. of IEEE-PEDES, 1996. pp. 794–800.
17. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А., Артеменко М.Ю. Формування вхідного струму матричного перетворювача в умовах спотворень напруги мережі живлення : наук.-тех. журнал. Київ : Технічна електродинаміка, №3, 2016. 33-25 с.
18. Власов К.П., Анашкин А.С. Теория автоматического управления : навч. посіб. Санкт-Петербург : Санкт-Петербургский государственный горный институт им. Г.В.Плеханова, 2003. 103 с.

19. Воронов А.А., Ким Д.П., Лохин В.М. Теория автоматического управления : навч. посіб. Москва : Высш. шк., 1986. 504 с.
20. Петергеря Ю.С., Соболев О.В. Построение инвариантного управления системой матричный преобразователь – асинхронный двигатель на основе геометрического подхода : техн. журнал. Київ : Електроніка і зв'язок, №10, 2001. 140-143 с.
21. Аракелян А.К., Кокорин Н.В. Электропривод с матричным преобразователем : тех. журнал. Москва : Электричество, №10, 2008. 57-60с.
22. Аракелян А.К., Кокорин Н.В. Комбинированный алгоритм безопасной коммутации ключей матричного преобразователя : тех. журнал. Москва : Электричество, №11, 2009. 52-56 с.
23. Сидоров С.Н. Матричный преобразователь частоты – объект скалярного управления : тех. журнал. Санкт-Петербург : Силовая электроника, №3, 2009. 31-35 с.
24. Ильинский Н.Ф., Москаленко В.В. Электропривод. Энерго- и ресурсосбережение : підручник для студ. вишч. навч. закладів. Москва.: Академия, 2008. 208 с.
25. Белов Г.А., Ильин И.В. Влияние входного фильтра на динамику импульсного преобразователя : тех. журнал. Москва : Электричество, №12, 2005. 59-67 с.
26. Жуков П.В., Медведев В.А. Использование двухосевого частотного преобразователя Siemens SIMODRIVE 611U на подъёмно-накопительной секции сварочного конвейера сборочно-кузовного производства ОАО «АВТОВАЗ» : тех. журнал. Тольятті : Проблемы электротехники электроэнергетики и электротехнологии, №1, 2012. 192-196 с.
27. Виноградов А.Б. Новые алгоритмы пространственно-векторного управления матричным преобразователем частоты : тех. журнал. Москва : Электричество, №3, 2008. 41-52 с.
28. Мелешкин В.Н., Шапаева С.Н. Анализ и синтез алгоритмов управления ключами в матричном конвертере : тех. журнал. Магнитогорск :

Труды IV Международной (XI Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП2004, №1, 2004. 337-339 с.

29. Виноградов А.Б. Векторное управление электро приводами переменного тока : підручник. Иваново : ИГЭУ, 2008. 298 с.

30. Косенко Р.А. Моделирование систем векторного керування асинхронним двигуном : техн. журнал. Чернігів : «Вісник», № Технічні науки, 2012. 12-17 с.

31. Соїч А.В., Миколаєць Д.А. Керування матричним перетворювачем частоти з використанням геометричного підходу : техн. журнал. Київ : Електронна та Акустична інженерія, №1, 2019. 35-38 с.

32. Соїч А.В., Миколаєць Д.А. Керування безпосереднім перетворювачем частоти за допомогою геометричного підходу : техн. журнал. Київ : Мікросистеми, електроніка та акустика, 2019.

33. Андре Анго Математика для электро- и радиоинженеров : навч. посіб. Москва : Наука, 1964. 772 с.

34. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Розширення діапазону керування вхідної реактивною потужністю матричних перетворювачів засобами керування : техн. журнал. Київ : Технічна електродинаміка, №2, 2012. 53-54с.

35. Technical Information IGBT-module BSM 100 GB 60 DLC – опис IGBT-модулю BSM 100 GB 60 DLC CHOSA1: Eupec: 2000. 9 с.

36. Atmel 42735B 8-bit AVR Microcontrollers – datasheet complete ATmega328p: 2016. 442 p.

37. Чижикова У.В., Буров В.Н. Сравнение алгоритмов управления инвертором напряжения для питания электродвигателя привода цементной мельницы самоизмельчения : Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого Институт энергетики и транспортных систем. Санкт-Петербург, 2018. 78 с.

38. Что такое стартап-компания : Електронні текстові дані від EAS Enterprise Estonia URL: <http://www.eas.ee/ru> (дата звернення 12.11.2019).

39. Хайнемайер Хенссон Дэвид, Фрайд Джейсон Rework. Бизнес без предрассудков : авторська книга. Москва : Либерия, 2013. 208 с.

40. Розроблення стартап-проекту : методичні рекомендації до виконання розділу магістерських дисертацій URL: [http://kaf-pe.kpi.ua/wp-content/uploads/2015/04/roz\\_startap\\_proektiv\\_met\\_vk.pdf](http://kaf-pe.kpi.ua/wp-content/uploads/2015/04/roz_startap_proektiv_met_vk.pdf).

Таблиця 2.1

Таблиця з усіма станами ключів та вхідними і вихідними параметрами

Замкнені ключі	Плечові напруги (вхідні параметри)			Напруга на навантаженні (вих. параметри)			Струм фаз (вих. параметри)		
	Ua1	Ua2	Ua3	Ua	Ub	Uc	iA	iB	iC
VT1, VT5, VT6	0	Eab	Eab	$\frac{2}{3}$ Eab	$-\frac{1}{3}$ Eab	$-\frac{1}{3}$ Eab	$\frac{2}{3}$ Eab/R	$\frac{2}{3}$ Eab/R	0
VT1, VT5	0	Eab	$\frac{1}{2}$ Eab	$\frac{1}{2}$ Eab	$-\frac{1}{2}$ Eab	0	$\frac{1}{2}$ Eab/R	$\frac{1}{2}$ Eab/R	0
VT1, VT6	0	$\frac{1}{2}$ Eab	Eab	$\frac{1}{2}$ Eab	0	$-\frac{1}{2}$ Eab	$\frac{1}{2}$ Eab/R	$\frac{1}{2}$ Eab/R	0
VT1, VT5, VT9	0	Eab	Eac	Ea	-Eb	-Ec	Ea/R	Eb/R	Ec/R
VT1, VT6, VT8	0	Eac	Eab	Ea	-Ec	-Eb	Ea/R	Ec/R	Eb/R
VT1, VT8	0	Eac	$\frac{1}{2}$ Eac	$\frac{1}{2}$ Eac	$-\frac{1}{2}$ Eac	0	$\frac{1}{2}$ Eac/R	0	$\frac{1}{2}$ Eac/R
VT1, VT9	0	$\frac{1}{2}$ Eac	Eac	$\frac{1}{2}$ Eac	0	$-\frac{1}{2}$ Eac	$\frac{1}{2}$ Eac/R	0	$\frac{1}{2}$ Eac/R
VT1, VT8, VT9	0	Eac	Eac	$\frac{2}{3}$ Eac	$-\frac{1}{3}$ Eac	$-\frac{1}{3}$ Eac	$\frac{2}{3}$ Eac/R	0	$\frac{2}{3}$ Eac/R
VT1, VT2, VT6	0	0	Eab	$\frac{1}{3}$ Eab	$\frac{1}{3}$ Eab	$-\frac{2}{3}$ Eab	$\frac{2}{3}$ Eab/R	$\frac{2}{3}$ Eab/R	0
VT1, VT2, VT9	0	0	Eac	$\frac{1}{3}$ Eac	$\frac{1}{3}$ Eac	$-\frac{2}{3}$ Eac	$\frac{2}{3}$ Eac/R	0	$\frac{2}{3}$ Eac/R
VT1, VT3, VT5	0	Eab	0	$\frac{1}{3}$ Eab	$-\frac{2}{3}$ Eab	$\frac{1}{3}$ Eab	$\frac{2}{3}$ Eab/R	$\frac{2}{3}$ Eab/R	0
VT1, VT3, VT8	0	Eac	0	$\frac{1}{3}$ Eac	$-\frac{2}{3}$ Eac	$\frac{1}{3}$ Eac	$\frac{2}{3}$ Eac/R	0	$\frac{2}{3}$ Eac/R
VT2, VT4, VT6	Eab	0	Eab	$-\frac{1}{3}$ Eac	$\frac{2}{3}$ Eac	$-\frac{1}{3}$ Eac	$\frac{2}{3}$ Eab/R	$\frac{2}{3}$ Eab/R	0
VT2, VT4	Eab	0	$\frac{1}{2}$ Eac	$-\frac{1}{2}$ Eac	$\frac{1}{2}$ Eac	0	$\frac{1}{2}$ Eab/R	$\frac{1}{2}$ Eab/R	0
VT2, VT6	$\frac{1}{2}$ Eac	0	Eab	0	$\frac{1}{2}$ Eac	$-\frac{1}{2}$ Eac	$\frac{1}{2}$ Eab/R	$\frac{1}{2}$ Eab/R	0
VT2, VT4, VT9	Eab	0	Eac	-Eb	Ea	Ec	Ea/R	Eb/R	Ec/R
VT2, VT6, VT7	Eac	0	Eab	-Ec	Ea	-Eb	Ea/R	Eb/R	Ec/R
VT2, VT7	Eac	0	$\frac{1}{2}$ Eac	$-\frac{1}{2}$ Eac	$\frac{1}{2}$ Eac	0	$\frac{1}{2}$ Eac/R	0	$\frac{1}{2}$ Eac/R

Продовження таблиці 2.1.1

VT2, VT9	$\frac{1}{2}$ Eac	0	Eac	0	$\frac{1}{2}$ Eac	$-\frac{1}{2}$ Eac	$\frac{1}{2}$ Eac/R	0	$\frac{1}{2}$ Eac/R
VT2, VT7, VT9	Eac	0	Eac	$-\frac{1}{3}$ Eac	$\frac{2}{3}$ Eac	$-\frac{1}{3}$ Eac	$\frac{2}{3}$ Eac/R	0	$\frac{2}{3}$ Eac/R
VT2, VT3, VT4	Eab	0	0	$-\frac{2}{3}$ Eab	$\frac{1}{3}$ Eab	$\frac{1}{3}$ Eab	$\frac{2}{3}$ Eab/R	$\frac{2}{3}$ Eab/R	0
VT2, VT3, VT7	Eac	0	0	$-\frac{2}{3}$ Eac	$\frac{1}{3}$ Eac	$\frac{1}{3}$ Eac	$\frac{2}{3}$ Eac/R	0	$\frac{2}{3}$ Eac/R
VT3, VT4, VT5	Eab	Eab	0	$-\frac{1}{3}$ Eab	$-\frac{1}{3}$ Eab	$\frac{2}{3}$ Eab	$\frac{2}{3}$ Eab/R	$\frac{2}{3}$ Eab/R	0
VT3, VT4	Eab	$\frac{1}{2}$ Eab	0	$-\frac{1}{2}$ Eab	0	$\frac{1}{2}$ Eab	$\frac{1}{2}$ Eab/R	$\frac{1}{2}$ Eab/R	0
VT3, VT5	$\frac{1}{2}$ Eab	Eab	0	0	$-\frac{1}{2}$ Eab	$\frac{1}{2}$ Eab	$\frac{1}{2}$ Eab/R	$\frac{1}{2}$ Eab/R	0
VT3, VT4, VT8	Eab	Eac	0	- Eb	- Ec	Ea	Ea/R	Eb/R	Ec/R
VT3, VT5, VT7	Eac	Eab	0	- Ec	- Eb	Ea	Ea/R	Ec/R	Eb/R
VT3, VT7	Eac	$\frac{1}{2}$ Eac	0	$-\frac{1}{2}$ Eac	0	$\frac{1}{2}$ Eac	$\frac{1}{2}$ Eac/R	0	$\frac{1}{2}$ Eac/R
VT3, VT8	$\frac{1}{2}$ Eac	Eac	0	0	$-\frac{1}{2}$ Eac	$\frac{1}{2}$ Eac	$\frac{1}{2}$ Eac/R	0	$\frac{1}{2}$ Eac/R
VT3, VT7, VT8	Eac	Eac	0	$-\frac{1}{3}$ Eac	$-\frac{1}{3}$ Eac	$\frac{2}{3}$ Eac	$\frac{2}{3}$ Eac/R	0	$\frac{2}{3}$ Eac/R
VT4, VT8	Eab	Eac	Ea	$\frac{1}{2}$ Ebc	$-\frac{1}{2}$ Ebc	0	0	$\frac{1}{2}$ Ebc/R	$\frac{1}{2}$ Ebc/R
VT4,VT9	Eab	Ea	Eac	$\frac{1}{2}$ Ebc	0	$-\frac{1}{2}$ Ebc	0	$\frac{1}{2}$ Ebc/R	$\frac{1}{2}$ Ebc/R
VT5, VT7	Eac	Eab	Ea	$-\frac{1}{2}$ Ebc	$\frac{1}{2}$ Ebc	0	0	$\frac{1}{2}$ Ebc/R	$\frac{1}{2}$ Ebc/R
VT5, VT9	Ea	Eab	Eac	0	$\frac{1}{2}$ Ebc	$-\frac{1}{2}$ Ebc	0	$\frac{1}{2}$ Ebc/R	$\frac{1}{2}$ Ebc/R
VT6, VT7	Eac	Ea	Eab	$-\frac{1}{2}$ Ebc	0	$\frac{1}{2}$ Ebc	0	$\frac{1}{2}$ Ebc/R	$\frac{1}{2}$ Ebc/R
VT6, VT8	Ea	Eac	Eab	0	$-\frac{1}{2}$ Ebc	$\frac{1}{2}$ Ebc	0	$\frac{1}{2}$ Ebc/R	$\frac{1}{2}$ Ebc/R
VT4, VT8, VT9	Eab	Eac	Eac	$\frac{2}{3}$ Ebc	$-\frac{1}{3}$ Ebc	$-\frac{1}{3}$ Ebc	0	$\frac{2}{3}$ Ebc/R	$\frac{2}{3}$ Ebc/R
VT5, VT7, VT9	Eac	Eab	Eac	$-\frac{1}{3}$ Ebc	$\frac{2}{3}$ Ebc	$-\frac{1}{3}$ Ebc	0	$\frac{2}{3}$ Ebc/R	$\frac{2}{3}$ Ebc/R
VT6, VT7, VT8	Eac	Eac	Eab	$-\frac{1}{3}$ Ebc	$-\frac{1}{3}$ Ebc	$\frac{2}{3}$ Ebc	0	$\frac{2}{3}$ Ebc/R	$\frac{2}{3}$ Ebc/R
VT7, VT5, VT6	Eac	Eab	Eab	$\frac{2}{3}$ Ecb	$-\frac{1}{3}$ Ecb	$-\frac{1}{3}$ Ecb	0	$\frac{2}{3}$ Ecb/R	$\frac{2}{3}$ Ecb/R
VT8, VT4, VT6	Eab	Eac	Eab	$-\frac{1}{3}$ Ecb	$\frac{2}{3}$ Ecb	$-\frac{1}{3}$ Ecb	0	$\frac{2}{3}$ Ecb/R	$\frac{2}{3}$ Ecb/R
VT9, VT4, VT5	Eab	Eab	Eac	$-\frac{1}{3}$ Ecb	$-\frac{1}{3}$ Ecb	$\frac{2}{3}$ Ecb	0	$\frac{2}{3}$ Ecb/R	$\frac{2}{3}$ Ecb/R

## Алгоритм включення базових векторів

Сектор	Період ШІМ								
1	Час включення		$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\delta 1}}{2}$	$\frac{T_{\delta 2}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\delta 2}}{2}$	$\frac{T_{\delta 1}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
	Вектор		V8	V1	V2	V7	V2	V1	V8
	Фази на виході	A	0	1	1	1	1	1	0
		B	0	0	1	1	1	0	0
C		0	0	0	1	0	0	0	
2	Час включення		$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\delta 1}}{2}$	$\frac{T_{\delta 2}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\delta 2}}{2}$	$\frac{T_{\delta 1}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
	Вектор		V8	V3	V2	V7	V2	V3	V8
	Фази на виході	A	0	0	1	1	1	0	0
		B	0	1	1	1	1	1	0
C		0	0	0	1	0	0	0	
3	Час включення		$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\delta 1}}{2}$	$\frac{T_{\delta 2}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\delta 2}}{2}$	$\frac{T_{\delta 1}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
	Вектор		V8	V3	V4	V7	V4	V3	V8
	Фази на виході	A	0	0	0	1	0	0	0
		B	0	1	1	1	1	1	0
C		0	0	1	1	1	0	0	
4	Час включення		$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\delta 1}}{2}$	$\frac{T_{\delta 2}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\delta 2}}{2}$	$\frac{T_{\delta 1}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
	Вектор		V8	V5	V4	V7	V4	V5	V8
	Фази на виході	A	0	0	0	1	0	0	0
		B	0	0	1	1	1	0	0
C		0	1	1	1	1	1	0	

5	Час включення		$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\delta 1}}{2}$	$\frac{T_{\delta 2}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\delta 2}}{2}$	$\frac{T_{\delta 1}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
	Вектор		V8	V5	V6	V7	V6	V5	V8
	Фази на виході	A	0	0	1	1	1	0	0
		B	0	0	0	1	0	0	0
C		0	1	1	1	1	1	0	
6	Час включення		$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\delta 1}}{2}$	$\frac{T_{\delta 2}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\delta 2}}{2}$	$\frac{T_{\delta 1}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
	Вектор		V8	V1	V6	V7	V6	V1	V8
	Фази на виході	A	0	1	1	1	1	1	0
		B	0	0	0	1	0	0	0
C		0	0	1	1	1	0	0	

## Програмний код для AtMega328p

```

#define PI 3.141592654
int in = [A0, A1, A2];
int out = [D0, D1, D2, D3, D4, D5];
const startAngle = PI/180, Freq = 150, T = 1/Freq;
double CantUz = 0;

void setup() {
  for (int i = 0; i < in.length; i++) {
    pinMode(in[i], INPUT);
  }
  for (int i = 0; i < out.length; i++) {
    pinMode(out[i], OUTPUT);
  }
}

void saw1(T) {
  return T/2;
}

void saw2(T){
  return 2-T/2;
}

void loop() {

  CantFreq = (millis()/1000)*(360*PI/180)*Freq; // змінюється кожну секкунду на
+(360*PI/180)*Freq і до нескінченності.
  if (CantFreq == 2*PI) CantFreq = 0;
  double Saw = saw;
  double uAlpha = in[0], uBeta = (in[1]+in[2])/pow(3 , 0.5); double uD =
uAlpha*cos(startAngle+CantUz) + uBeta*sin(startAngle+CantUz), uQ =
uBeta*cos(startAngle+CantUz)-uAlpha*sin(startAngle+CantUz
  double CantUz = asin(cos(startAngle+CantUz)-sin(startAngle+CantUz));
  double Cant = startAngle + CantUz + CantFreq;

```

```

// Блок "Кути"
int Sector = round((PI/3)/(Cant+2*PI))+1;
double SectorCant = PI*3-PI*3*round((PI/3)/(Cant+2*PI));

//Блок "Тривалість ШІМ"
double Tbase1 = uD*sin(PI*3-SectorCant);
double Tbase2 = uD*sin(SectorCant);
double Tbase0 = 1-Tbase1-Tbase2;

//Проміжні змінні
double T02 = Tbase0/2;
double t1 = Tbase1+Tbase2+T02;
double t2 = Tbase2+T02;
double t3 = Tbase1+T02;

//Час підключення до +U
double TA_plus, TB_plus, TC_plus;
switch(sector) {
case 1: { TA_plus = t1; TB_plus = t2; TC_plus = T02; break; }
case 2: { TA_plus = t3; TB_plus = t1; TC_plus = t2; break; }
case 3: { TA_plus = T02; TB_plus = t1; TC_plus = t2; break; }
case 4: { TA_plus = T02; TB_plus = t3; TC_plus = t1; break; }
case 5: { TA_plus = t2; TB_plus = T02; TC_plus = t1; break; }
case 6: { TA_plus = t1; TB_plus = T02; TC_plus = t3; break; }
default: { TA_plus = 0; TB_plus = 0; TC_plus = 0; }
}
int A_PLUS, A_MINUS, B_PLUS, B_MINUS, C_PLUS, C_MINUS;

//Блок "Генерація імпульсів"
if (TA_plus == saw1(T)) {
int A_PLUS = 1, A_MINUS = 0;
if (TA_plus == saw2(T)) int A_PLUS = 0, A_MINUS = 1;
}
if (TB_plus == Saw) {
int B_PLUS = 1, B_MINUS = 0;
}

```

```

    if (TB_plus == Saw) int B_PLUS = 0, B_MINUS = 1;
}
if (TC_plus == Saw) {
    int C_PLUS = 1, C_MINUS = 0;
    if (TC_plus == Saw) int C_PLUS = 0, C_MINUS = 1;
}

// Вивід значень на декодер
int k = [A_PLUS, A_MINUS, B_PLUS, B_MINUS, C_PLUS, C_MINUS];
for (int i = 0; i < k.length; i++) {
    if (k[i]) digitalWrite(k[i], HIGH);
    digitalWrite(out[i], HIGH);
}
}

```



## SUMMARY

Nowadays in developed countries, the highest share of electricity is consumed by electric motors of various purposes. The automation of production processors and the improvement of mechanisms are closely linked to the development of the drive, which saves electricity by smoothing transients, more efficient operating modes and reducing losses. Currently, the most promising electric drive recognized AC drive with frequency control [1].

The **urgency of the work** is indicated by a small number of publications in various scientific editions dedicated to the topic of the management of the MFC, both in Ukraine and abroad.

Also relevant is the development of algorithms for control of the matrix converter, which allow us to approximate the shape of the consumed currents to the sinusoidal.

### **Relationship with working with scientific programs, topics, plans.**

The dissertation was prepared in accordance with the research plan of the Department of Industrial Electronics of the National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute. Igor Sikorsky »and belongs to the priority directions in the field of electricity and is in line with the“ Energy Strategy of Ukraine for the period up to 2030 ”, approved by the decree of the Cabinet of Ministers of Ukraine of March 15, 2006 №145-p, as well as other sectoral programs, which present strategies improvement of the country's energy systems.

**The purpose of the work** is to study and describe the possibilities of controlling the DFC using a geometric approach with one input parameter to control at once two output parameters in the example of MFC for controlling an induction motor. To find out the possibilities of using such DFC in practice.

To achieve this goal the following tasks were solved:

- the choice of the scheme for the investigated DFC;
- determination of input and output parameters of the selected frequency converter for use of the geometric approach;

- creation of tables with all logical states of keys and input and output parameters at these states;
- analysis of work at high and low frequencies;
- determination of control matrices at each frequency, output of basic control matrices;
- modeling of the received control system.

*The object of study* is the matrix frequency converter.

*The subject of the study* is the MFC compliance with the following requirements: network input voltage - 380V, network input frequency - 50Hz, load power - 10kW, frequency control range - 25-150Hz.

**Research methods.** Analytical method – to study the operation of MPH at low and high frequencies and to derive the transition matrices. Mathematical method – to prove the equivalence of the obtained matrices and calculate the force elements. Simulation – to test the performance of the resulting system.

**Scientific novelty.**

1. For the first time, a control system for MPH was created using a geometric approach to describe the variables, where shoulder voltages were selected using the input parameter and output phase voltages and sinusoidal phase currents were used as output parameters.

2. The equivalence of the transition matrices from the input parameters to the output at 25 Hz and 150 Hz frequencies was first proved.

**The personal contribution of the applicant** is an independent review of the relevant scientific and technical literature, the analysis of the selected MPH, the derivation of transition matrices and the modeling of the obtained control system.

**Testing the results of the study.** The main theoretical principles and results of the master's study were reported and discussed at scientific, scientific, technical, scientific and practical conferences:

- 1) International Scientific and Technical XII Conference of Young Scientists "Electronics 2019" (Kyiv, 2019);

2) International Scientific and Technical Conference "Smart Technologies in Energy and Electronics" (Lazurne, 2019).

**Publications.** The main provisions and results of the master's study are covered in two scientific papers: A. Soich, D. Mykolaiets "Controlling the Matrix Frequency Converter Using the Geometric Approach" *Electronic and Acoustic Engineering*, №1, p. 35-38, 2019 and A. Soich, D. Mykolaiets "Managing the Direct Frequency Converter Using geometric approach» *Microsystems, electronics and acoustics*, Vol. 24, №3, 2019 – 39-44 p., among which the last scientific article is published in a professional edition.

**Structure and scope of the thesis.** The dissertation consists of four sections (frequency converters and methods of controlling them, analysis of direct frequency converter, modeling of control system, development of startup project). The total volume of the dissertation is 107 pages, the main text is 80 pages. 57 figures, 32 tables, 4 appendices and 40 sources used.