

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»  
(повне найменування закладу вищої освіти)

Навчально-науковий інститут інформаційних технологій і робототехніки  
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра автоматики, електроніки та телекомунікацій  
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

## Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи

магістра  
(ступінь вищої освіти)

на тему Дослідження перехідних процесів у системі «Інвертор – асинхронний двигун» електроприводу насосної установки

Виконав: студент 6 курсу, групи  
601ME

спеціальності - 141

«Електроенергетика,  
електротехніка та електромеханіка»  
(шифр і назва напряму підготовки, спеціальності)

Курбала В.Ю.

(прізвище та ініціали)

Керівник Захарченко Р.В.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Шершак О.В.


(прізвище та ініціали)

Полтава - 2023 рік

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»  
Інститут Навчально-науковий інститут інформаційних технологій і  
робототехніки  
Кафедра Автоматики, електроніки та телекомунікацій  
Ступінь вищої освіти Магістр  
Спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Завідувач кафедри  
автоматики, електроніки та  
телекомунікацій

  
О.В. Шефер  
" 04 " 05 2023 р.

## **ЗАВДАННЯ** **НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

**Курбалі Владиславу Юрійовичу**

1. Тема проекту (роботи) «Дослідження перехідних процесів у системі «Інвертор – асинхронний двигун» електроприводу насосної установки» - керівник проекту (роботи) Захарченко Руслан Володимирович, к.т.н., доцент затверджена наказом вищого навчального закладу від "04" 05 2023 року № 986
2. Строк подання студентом проекту (роботи) 13.12.2023 р.
3. Вихідні дані до проекту (роботи) Технологічна документація на роботу електроприводу насосної установки.
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Огляд топологій багаторівневих інверторів напруги та методів широтно-імпульсної модуляції для багаторівневих інверторів напруги. Створення математичної моделі асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором у обертовій системі координат, суміщеної з потокозчепленням ротора. Розрахунок векторної системи керування асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором. Створення математичної моделі асинхронного двигуна в нерухомій системі координат. Розробка та дослідження математичної моделі трьохрівневого інвертора напруги. Дослідження математичної моделі системи "трьохрівневий інвертор – асинхронний двигун". Висновки по роботі.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових плакатів):
- 1) схема для опису принципу роботи перетворювача;
  - 2) трифазна H-bridge схема;
  - 3) схема багаторівневого перетворювача;
  - 4) схема каскадного NPC-інвертора;
  - 5) схема каскадного NPC/H-bridge інвертора;
  - 6) формування послідовності керуючих імпульсів для n-рівневого інвертора;
  - 7) висновки по роботі.

6. Дата видачі завдання 02.10.2023 р.

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН


Пор. №	Назва етапів магістерської роботи	Термін виконання етапів роботи			Примітки (плакати)
		Дата	Категорія	Відсоток	
1	Огляд топологій багаторівневих інверторів напруги та методів широтно-імпульсної модуляції для багаторівневих інверторів напруги	11.10.23		15%	Пл. 1
2	Створення математичної моделі асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором у обертовій системі координат, суміщеної з потокозчепленням ротора	18.10.23	I	30%	Пл. 2
3	Розрахунок векторної системи керування асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором	25.10.23		40%	Пл. 3
4	Створення математичної моделі асинхронного двигуна в нерухомій системі координат	14.11.23		50%	Пл. 4
5	Розробка та дослідження математичної моделі трьохрівневого інвертора напруги	21.11.23	II	70%	Пл. 5
6	Дослідження математичної моделі системи "трьохрівневий інвертор – асинхронний двигун"	06.12.23		90%	Пл. 6
7	Оформлення магістерської роботи	13.12.23	III	100%	Пл. 7

Магістрант

  
(підпис)

Курбала В.О.  
(прізвище та ініціал)

Керівник роботи

  
(підпис)

Захарченко Р.  
(прізвище та ініціал)

## Зміст

1.1	Огляд топологій багаторівневих інверторів напруги.....	6
1.1.1	Схема з обмежуючими діодами .....	7
1.1.2	Схема з "плаваючими" (навісними) конденсаторами.....	10
	Рисунок 5 – Плече FLC-перетворювача .....	11
1.1.3	Каскадна H-bridge схема .....	12
1.1.4	Каскадне з'єднання NPC-перетворювачів .....	14
1.1.5	Каскадне з'єднання багаторівневих H-bridge комірок.....	15
	Рисунок 9 – Каскадна 5/3H інвертор.....	16
1.1.6	Каскадний NPC/H-bridge інвертор.....	17
1.2	Методи широтно-імпульсної модуляції для багаторівневих інверторів напруги.....	18
1.2.1	Метод «класичної» широтно-імпульсної модуляції .....	19
1.2.2	Метод просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції.....	21
2.	Розробка математичної моделі системи "трьохрівневий інвертор - асинхронний двигун".....	28
2.1	Математична модель асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором в обертовій системі координат, що збігається з потокощепленим ротором .....	28
2.2	Розрахунок векторної системи управління асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором.....	31
2.3	Математична модель двигуна в нерухомій системі координат .....	36
2.4	Принцип контролю регулювання на вхідних конденсаторах .....	39
2.5	Математична модель трьохрівневого інвертора напруги.....	41
2.6	Математична модель системи «трьохрівневий інвертор – асинхронний двигун».....	50
3.	Дослідження математичної моделі трьохрівневого інвертора та системи "трьохрівневий інвертор - асинхронний двигун ".....	54
3.1	Дослідження математичної моделі трьохрівневого інвертора.....	54
3.2	Дослідження математичної моделі системи "трьохрівневий інвертор - асинхронний двигун» .....	59
	Висновок.....	65

## 1 Сучасні тенденції у проектуванні багаторівневих перетворювачів напруги

На сьогоднішній день інтенсивно використовуються силові напівпровідникові пристрої для електроприводів змінного струму, для передачі електроенергії постійного струму та змінного струму, а також для компенсації реактивної потужності [4].

Під час передачі електроенергії використання напівпровідникових перетворювачів надає можливість ефективно регулювати потік потужності між енергосистемами, стабілізувати напругу в лініях передачі електроенергії, компенсувати реактивну потужність, зменшувати нелінійні спотворення в мережі.

При використанні систем передачі електроенергії постійного струму можливо об'єднати енергосистеми з різними частотами напруги мережі і у певних випадках передавати енергію ефективніше, ніж лінії змінного струму.

Використання компенсаторів статком дозволяє краще регулювати коефіцієнт потужності в лінії, порівняно з застарілими конденсаторними батареями або синхронними компенсаторами, і компенсувати потужність нелінійних спотворень.

За використанням в електроприводах отримуємо частотно-регульовані електроприводи, які забезпечують високу якість регулювання швидкості двигунів змінного струму, оптимізацію технологічних процесів та режимів роботи електрообладнання.

Для застосування в цих областях необхідне як раціональне будівництво таких перетворювачів для середнього і високого рівня напруги, так і використання відповідного алгоритму керування ключами перетворювача.

## 1.1 Огляд топологій багаторівневих інверторів напруги

З моменту початку застосування багаторівневих інверторів у силовій електроніці для високих напруг і потужностей, інтерес до них продовжує зростати. Багаторівневі інвертори є найбільш привабливими для середніх і високих напруг.

Багаторівневі інвертори генерують напругу, використовуючи більше ніж два рівні напруги, тому спектр вихідної напруги покращується порівняно з дворівневою топологією.

Основними недоліками багаторівневих інверторів є:

- потрібна більша кількість напівпровідникових ключів;
- управління такими інверторами складніше через велику кількість ключів. Багаторівневі інвертори вимагають використання більшої кількості напівпровідникових ключів порівняно з менш складними топологіями, такими як дворівневі інвертори. Це призводить до збільшення складності системи та зростання витрат на компоненти;

Існує проблема підтримання певного рівня напруги на конденсаторах, які входять до складу багаторівневих схем. Незважаючи на ці недоліки, багаторівневі інвертори використовуються при великих потужностях, оскільки вартість систем управління ними у даному випадку становить лише невелику частину вартості всієї системи. Крім того, вартість силових напівпровідникових елементів і ЦСП продовжує зменшуватися, що дозволить використовувати багаторівневі перетворювачі в системах з невеликою потужністю (менше 10 кВт). У багаторівневих схемах використовуються низьковольтні транзистори, які працюють з високою частотою перемикання. Крім того, трьохрівневі перетворювачі вже використовуються для напруги менше 1 кВ.

Існують такі схеми багаторівневих перетворювачів: з обмежувачами діодами або з фіксованою нульовою точкою, з «плаваючими» або «навісними»

конденсаторами і каскадна схема. Також відомі комбіновані схеми, які побудовані на основі згаданих вище трьох схем.

### 1.1.1 Схема з обмежувачами діодами

З моменту винайдення цієї схеми в 1981 році, вона і досі є найбільш широко використовуваною в світі (рис. 1). Інвертор, побудований за такою схемою, називають NPC (neutral point clamped - з фіксованою нейтральною точкою).

Ця топологія може бути розширена до 4 і більше рівнів. На рисунку 2 показаний чотирьохрівневий інвертор.

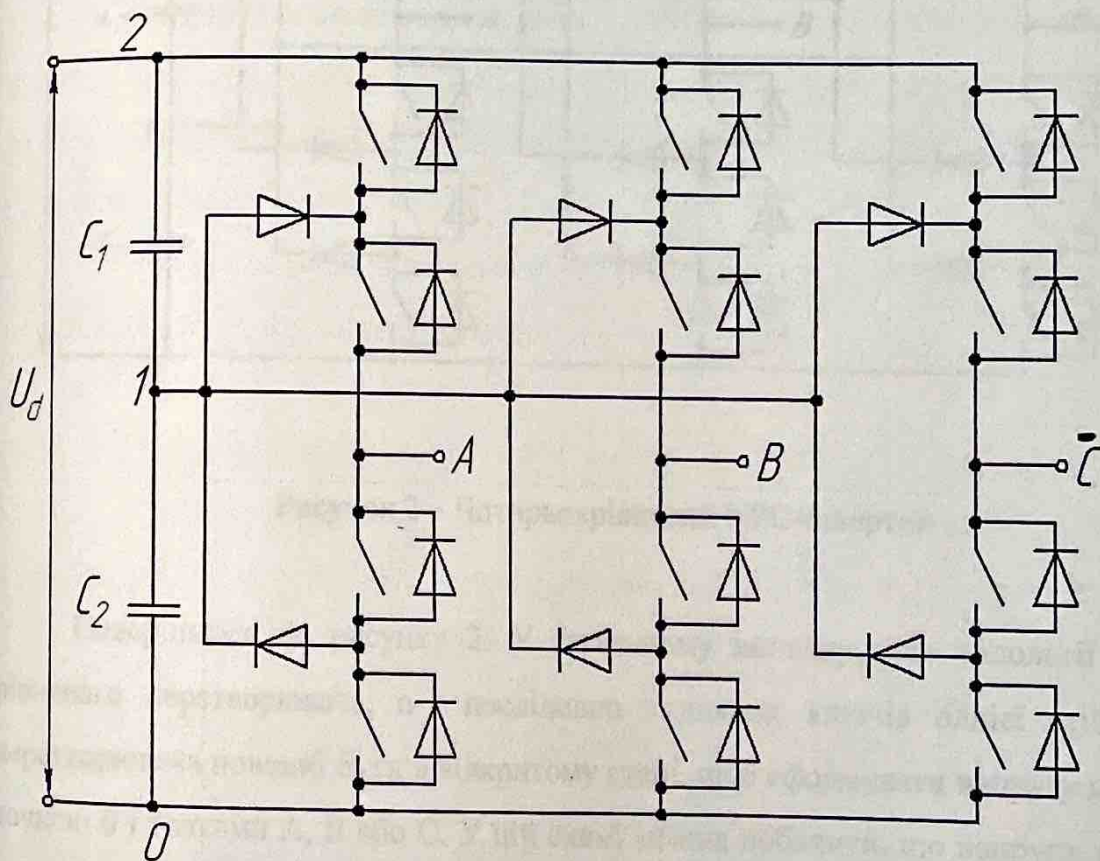


Рисунок 1 – Трьохрівневий NPC-інвертор

Схему, показану на рисунку 3, можна використовувати для опису принципу роботи такого перетворювача. З одного боку ключ підключений до фази, а з іншого підключається різна кількість послідовно з'єднаних конденсаторів. Таким чином, до кінця однієї з фаз щодо точки 0 прикладається напруга.

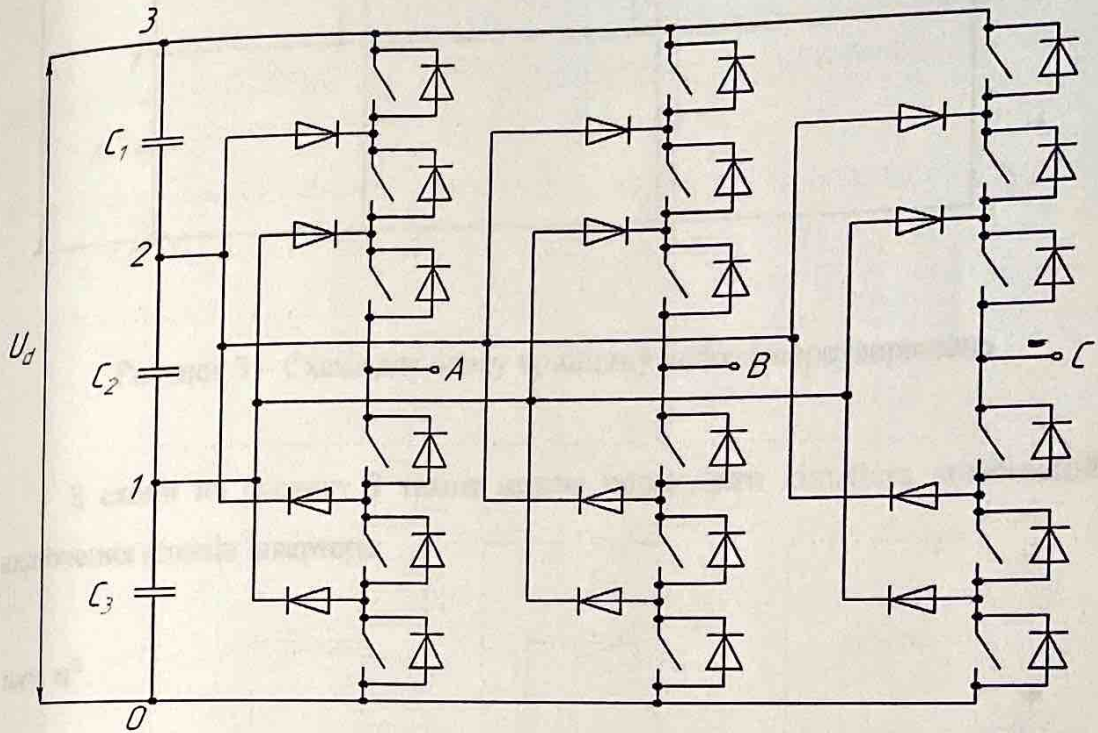


Рисунок 2 – Чотирьохрівневий NPC-інвертор

Повернімося до рисунку 2. У загальному випадку, для топології  $n$ -рівневого перетворювача,  $n-1$  послідовно з'єднаних ключів однієї стійки перетворювача повинні бути в відкритому стані, щоб сформувати напругу між точкою 0 і точками А, В або С. У цій схемі можна побачити, що напруга, яка застосована до закритого ключа, дорівнює напрузі на одному з конденсаторів.



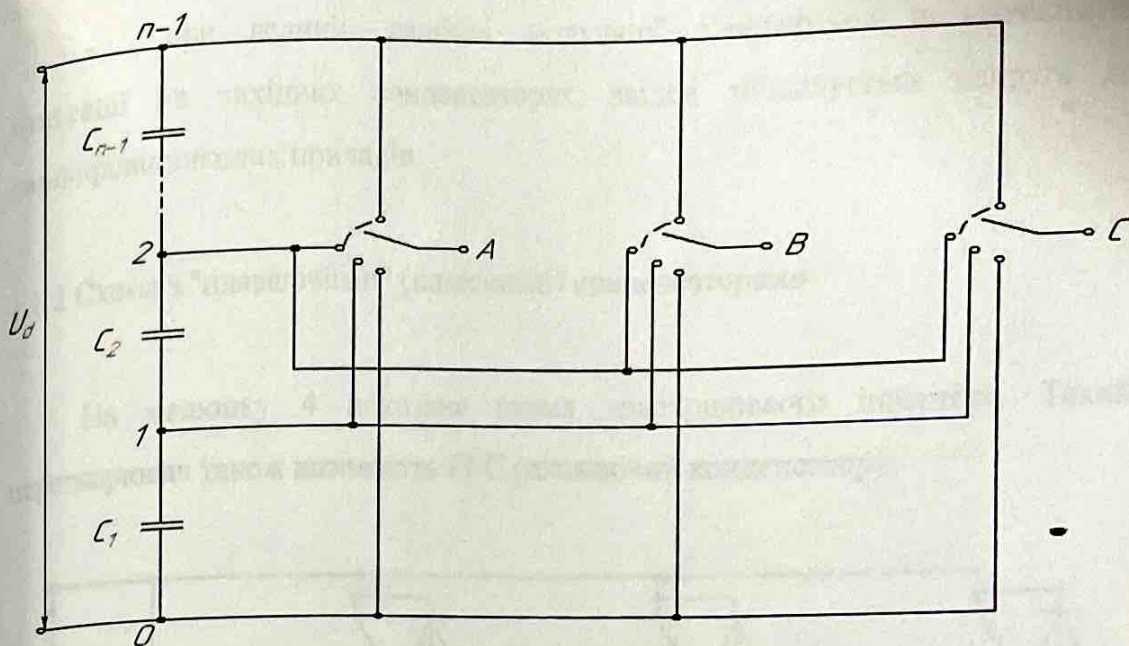


Рисунок 3 – Схема для опису принципу роботи перетворювача

З схеми на рисунку 3 також можна порахувати кількість комбінацій включених ключів інвертора:

$$n_k = n^3.$$

Переваги перетворювача, виконаного за схемою з обмежують діодами:

- використовується менше, в порівнянні з іншими схемами, кількість конденсаторів, що впливає на вартість перетворювача;
- підключення відбувається до одного джерела постійного току.

Недоліки:

- для схем з числом рівнів більше трьох, к обмежуючим діодам прикладається напруга  $V_{dc} \frac{n-2}{n-1}$ . В результаті цього необхідно послідовне з'єднання кількох діодів;

при великій глибині модуляції з'являються низькочастотні пульсації на вихідних конденсаторах, звідси збільшується напруга до напівпровідникових приладів.

### 1.1.2 Схема з "плаваючими" (навісними) конденсаторами

На малюнку 4 показана схема трьохрівневого інвертора. Такий перетворювач також називають FLC (плаваючий конденсатор).

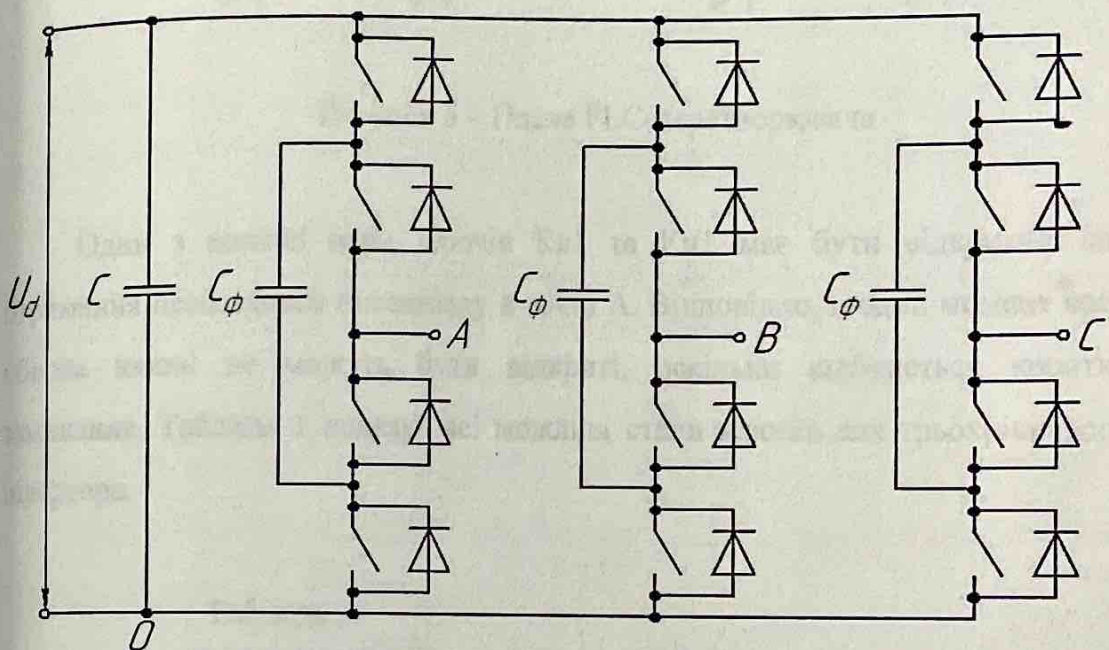


Рисунок 4 – Трьохрівневий FLC-перетворювач

Кожна стійка в такій схемі може бути розглянута як окрема комірka, в якій напруга між точками A, B, C та 0 формується шляхом послідовного підключення певної кількості конденсаторів (рис. 5).

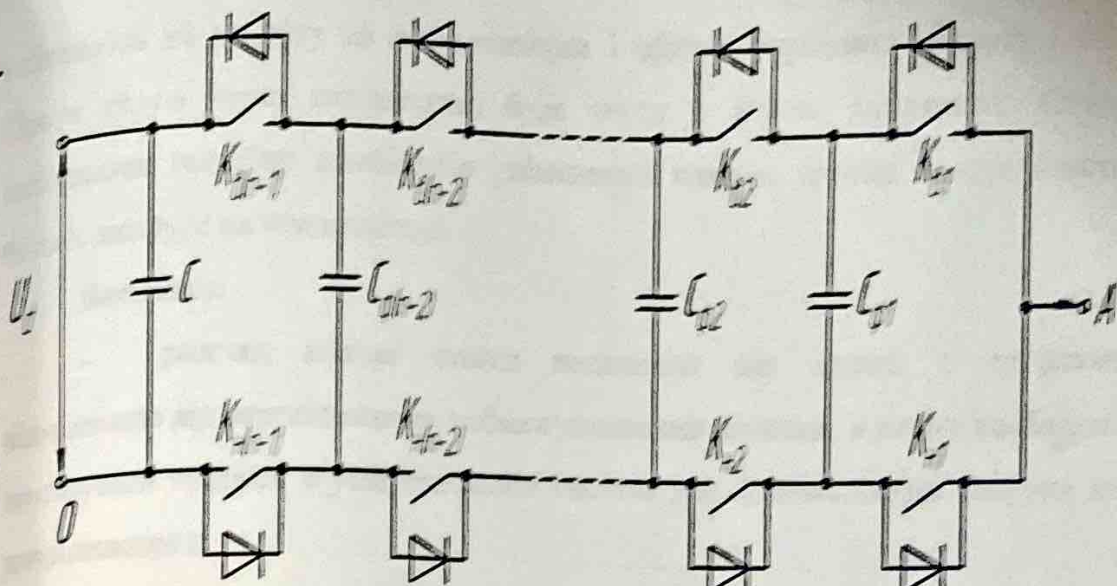


Рисунок 5 – Плече FLC-перетворювача

Один з кожної пари ключів  $K_{1f}$  та  $K_{nf}$  має бути відкритий для отримання необхідного потенціалу в точці А. Відповідно, в один момент часу обидва ключі не можуть бути відкриті, оскільки відбудеться коротке замикання. Таблиця 1 показує всі можливі стани ключів для трьохрівневого інвертора.

Таблиця 1

$K_{1f}$	$K_{2f}$	$K_{3f}$	$K_{nf}$	$U_{a0}$	$IC_{f1}$
вiмк	вiмк	вiмк	вiмк	0	0
вiмк	вiмк	вiмк	вiмк	$U_d/2$	$-IA$
вiмк	вiмк	вiмк	вiмк	$U_d/2$	$IA$
вiмк	вiмк	вiмк	вiмк	$U_d$	0

З таблиці видно, що комбінації увімкнених ключів формують однакове вихідне напрута. Завдяки цій властивості можна підтримувати баланс напрут на конденсаторах, використовуючи відповідний алгоритм керування. Наприклад, для трьохрівневого інвертора існує лише дві комбінації, які

впливають на напругу на конденсаторах і обидві формують напругу  $U_d/2$ . Проте струм через конденсатор буде текти в різних напрямках. Отже, вибираючи потрібну комбінацію увімкнених ключів, можна контролювати баланс напруги на конденсаторі.

#### Висновки:

- розгляд кожної стійки незалежно від інших є суттєвою відмінністю від перетворювача з обмежувальними діодами, в якому необхідно аналізувати процеси в усій трифазній системі для вирівнювання напруги на конденсаторах;

- ці перетворювачі можуть контролювати напругу на конденсаторах завдяки однаковим станам, які формують однакову вихідну напругу. Проте в перетворювачах з більшою кількістю рівнів, ніж три, це збільшує частоту перемикань, оскільки для кращого контролю напруги на конденсаторах необхідно використовувати всі комбінації, які формують однакову напругу на виході.

- на основі попереднього пункту, такий перетворювач має більші втрати від перемикань порівняно з NPC-перетворювачем.

І ще один дуже значущий недолік - це велика кількість конденсаторів, що збільшує вартість перетворювача.

#### 1.1.3 Каскадна H-bridge схема

Одним із перших застосувань послідовно з'єднаних однофазних мостових інверторів було використано для стабілізації плазми в 1988 році [7]. Пізніше така схема підключення була використана для живлення трьохфазного навантаження.

Базова трьохфазна структура, яка використовується в каскадному перетворювачі, показана на малюнку 6.

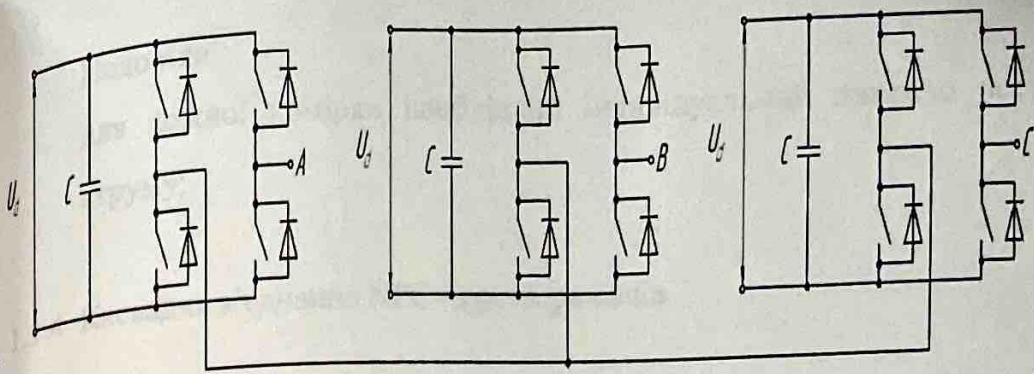


Рисунок 6 – Базова трьохфазна будова на базі H-bridge схеми

Послідовне з'єднання таких комірок для кожної фази утворює перетворювач з великою кількістю рівнів (рис. 7). Комірка H-місток є трьохрівневим перетворювачем, оскільки щодо загальної точки 0 та кінця однієї з фаз буде формуватися напруга  $U_d$ ,  $-U_d$  та нуль напруги.

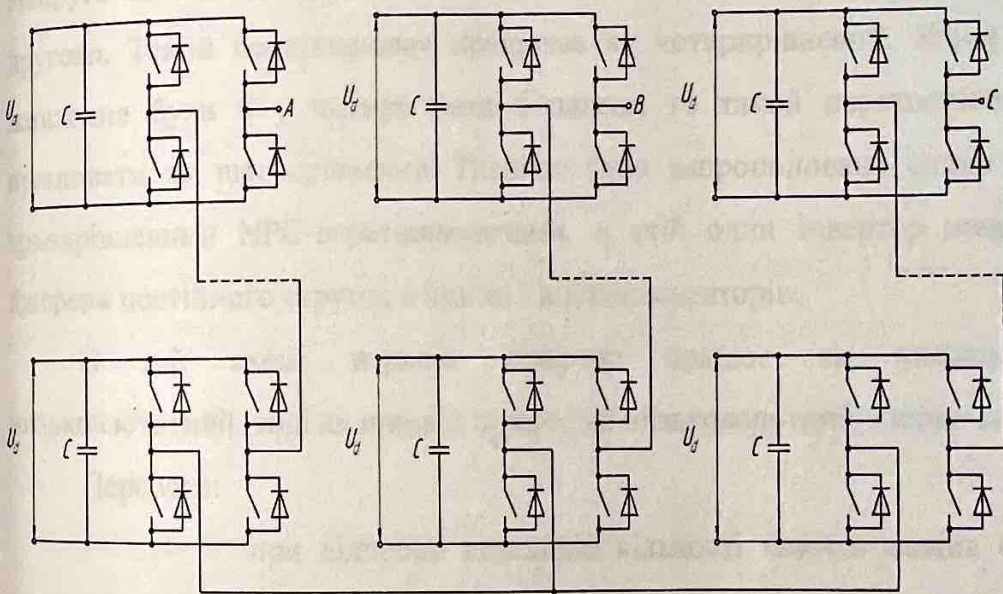


Рисунок 7 – Багаторівневий перетворювач

Переваги:

- модульність цієї топології є важливою особливістю.

Недоліки:

- для кожної комірки необхідний індивідуальний джерело постійного струму;

#### 1.1.4 Каскадне з'єднання NPC-перетворювачів

На рисунку 8 показано каскадний 3/3 інвертор. Використовується два трьохрівневих NPC-інвертори. Вперше така схема була запропонована в 1993 році. Але кожен перетворювач мав своє власне джерело постійного струму, вихідні напруги яких були однаковими. Такий перетворювач працював як п'ятирівневий. Декілька років потому була запропонована схема з одним трьохрівневим і одним двоохрівневим інверторами. Трьохрівневий інвертор живився від джерела постійного струму, а двоохрівневий - від конденсаторів. Напруга живлення першого інвертора була вдвічі більше напруги живлення другого. Такий перетворювач працював як чотирирівневий. Якщо напруга живлення була б у чотири рази більшою, то такий перетворювач може працювати як шестирівневий. Пізніше була запропонована схема з двома трьохрівневими NPC-перетворювачами, в якій один інвертор живився від джерела постійного струму, а інший - від конденсаторів.

В цій схемі верхній інвертор працює як високовольтний низькочастотний, тоді як нижній працює як низьковольтний високочастотний.

Переваги:

- при відносно невеликій кількості ключів можна отримати велику кількість рівнів вихідної напруги. Недоліки цієї схеми:
- складна система керування;
- ця схема не задовольняє вимоги для застосування при малих потужностях;
- для цієї схеми потрібна розщеплена нейтральна точка в навантаженні.

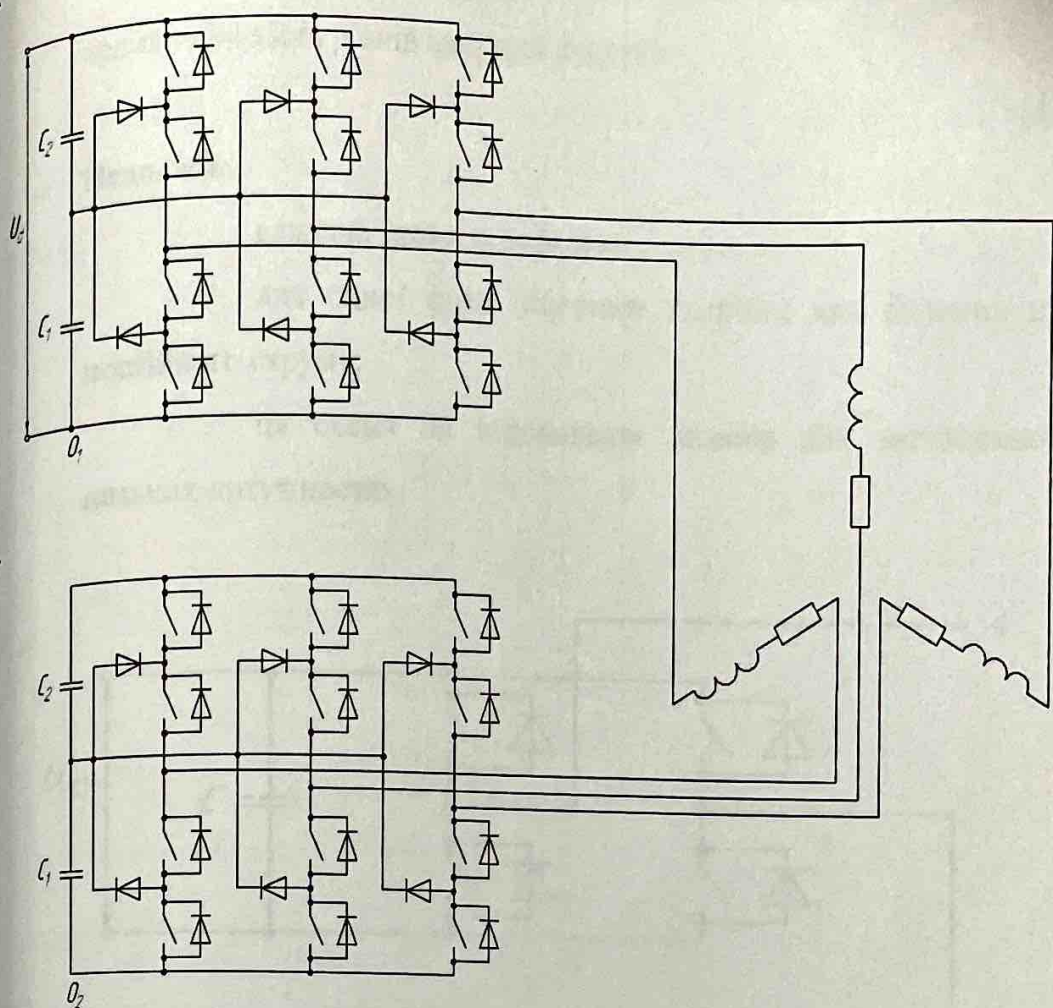


Рисунок 8 – Каскадний 3/3 NPC-інвертор

### 1.1.5 Каскадне з'єднання багаторівневих H-bridge комірок

На рисунку 9 показана одна фаза такого інвертора. В цій схемі послідовно з'єднані п'ятирівнева комірка H-місток і трьохрівнева комірка H-місток.

В такій схемі змінюючи відношення напруг джерел постійного струму  $U_{d1}$  і  $U_{d2}$ , можна отримати різну кількість рівнів вихідної напруги.

Наприклад, якщо  $U_{d1} = 6U_{d2}$ , то можна отримати п'ятнадцять рівнів.

Переваги:

- при порівняно невеликій кількості ключів можна отримати велику кількість рівнів вихідної напруги

Недоліки:

- складна схема керування;
- для одної фази інвертора потрібні два окремих джерела постійного струму;
- ця схема не задовольняє вимоги для застосування при низьких потужностях;

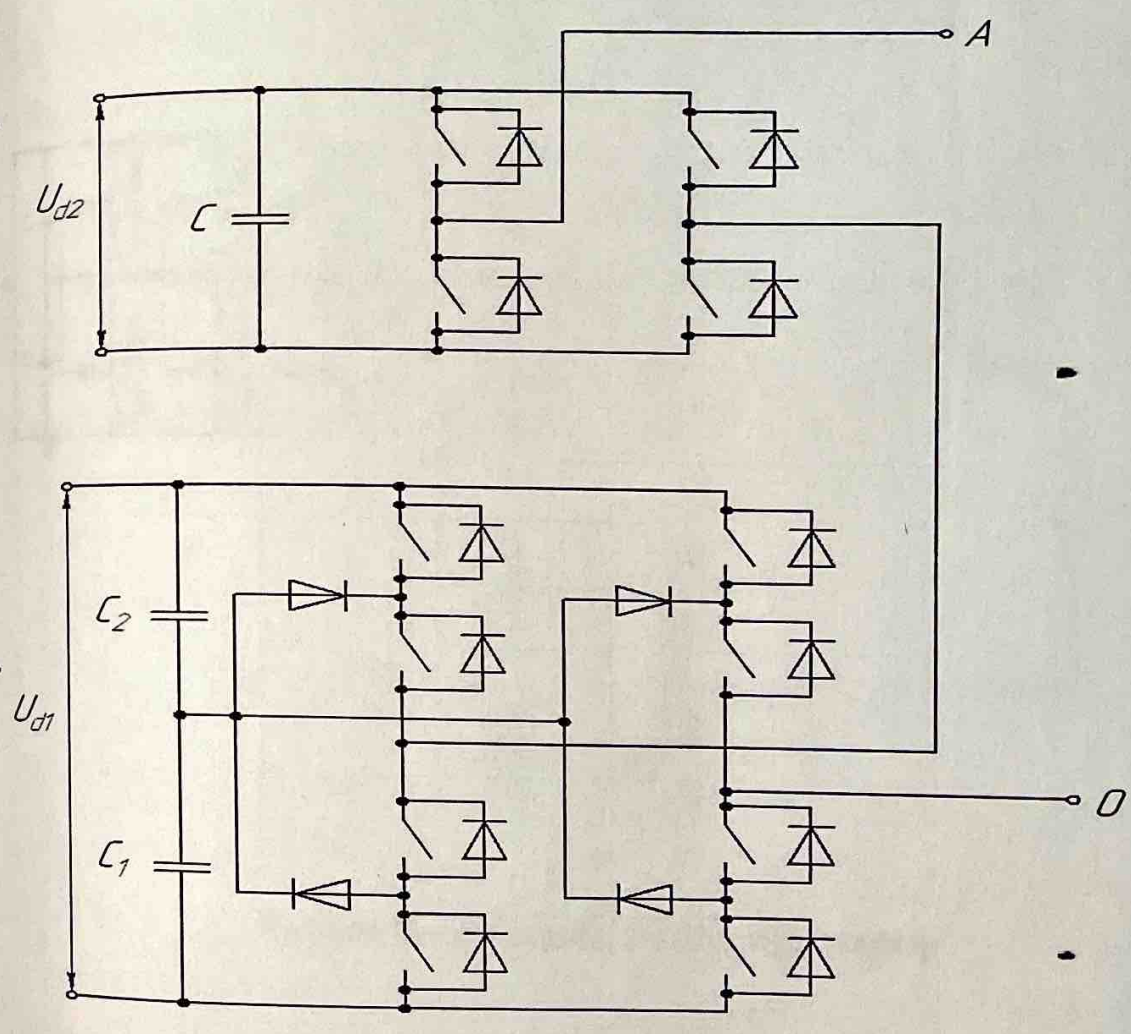


Рисунок 9 – Каскадна 5/3N інвертор



### 1.1.6 Каскадний NPC/H-bridge інвертор

На рисунку 10 показаний такий інвертор. Використовується один трьохрівневий NPC-інвертор і три п'ятирівневі комірочки H-містків. Тут можна отримати п'ятнадцять рівнів вихідної напруги при наступному співвідношенні:

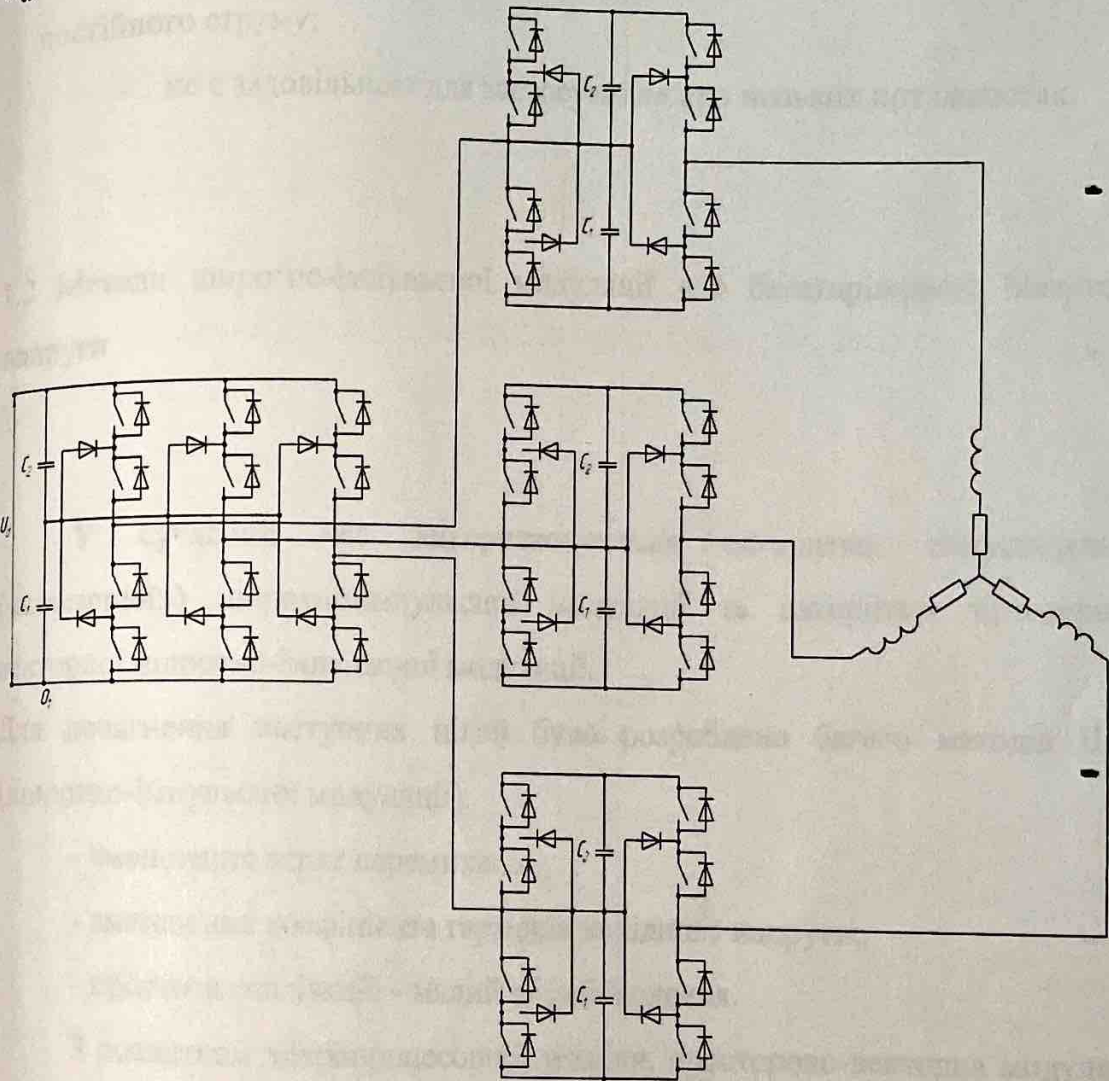
$$U_d = 5(U_{c1} + U_{c2}).$$


Рисунок 10 – Каскадний NPC/H-bridge інвертор

Переваги:

- при відносно невеликій кількості ключів можна отримати велику кількість рівнів вихідної напруги в даному типі інвертора

Недоліки:

- складна схема керування;
- для одної фази цього типу інвертора потрібні два окремих джерела постійного струму;
- не є задовільною для застосування при низьких потужностях.

## 1.2 Методи широтно-імпульсної модуляції для багаторівневих інверторів напруги

У сучасний час використовуються алгоритми синусоїдальної («класичної») широтно-імпульсної модуляції та алгоритми просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції.

Для досягнення наступних цілей було розроблено багато методів ШІМ (широтно-імпульсної модуляції):

- зменшення втрат перемикання;
- зменшення коефіцієнта гармонік вихідного напруги;
- простота реалізації; - малий час обчислення.

З розвитком мікропроцесорної техніки, просторово-векторна модуляція стала одним із найважливіших методів ШІМ для трьохфазних перетворювачів. В її основі лежить концепція просторового вектора для обчислення часів увімкнення ключів. Проста цифрова реалізація та широкий діапазон модуляції лінійних напруг – це важливі характеристики просторово-векторної модуляції.

### 1.2.1 Метод «класичної» широтно-імпульсної модуляції

Один з більш простих методів - це метод «класичної» широтно-імпульсної модуляції. Порівнюваний сигнал  $u^*$  порівнюється з трикутним  $tr$  або пилоподібними напругами. Правило перемикання таке:

$$K = \begin{cases} 1 & \text{якщо } u^* > tr \\ 0 & \text{якщо } u^* \leq tr. \end{cases}$$

На рисунку 11 показано формування послідовності керуючих імпульсів

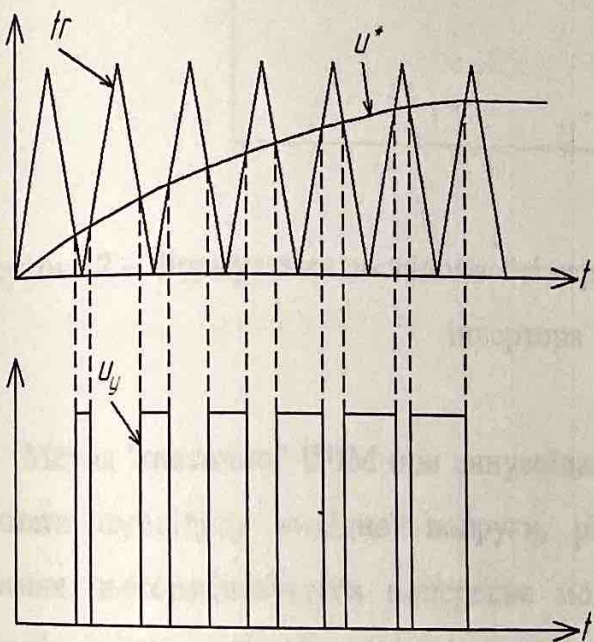


Рисунок 11 – Формування послідовності керуючих імпульсів

Загалом, у загальному випадку для  $n$ -рівневого інвертора сигнал вказівки порівнюється з  $n-1$  трикутними сигналами (рис. 12).

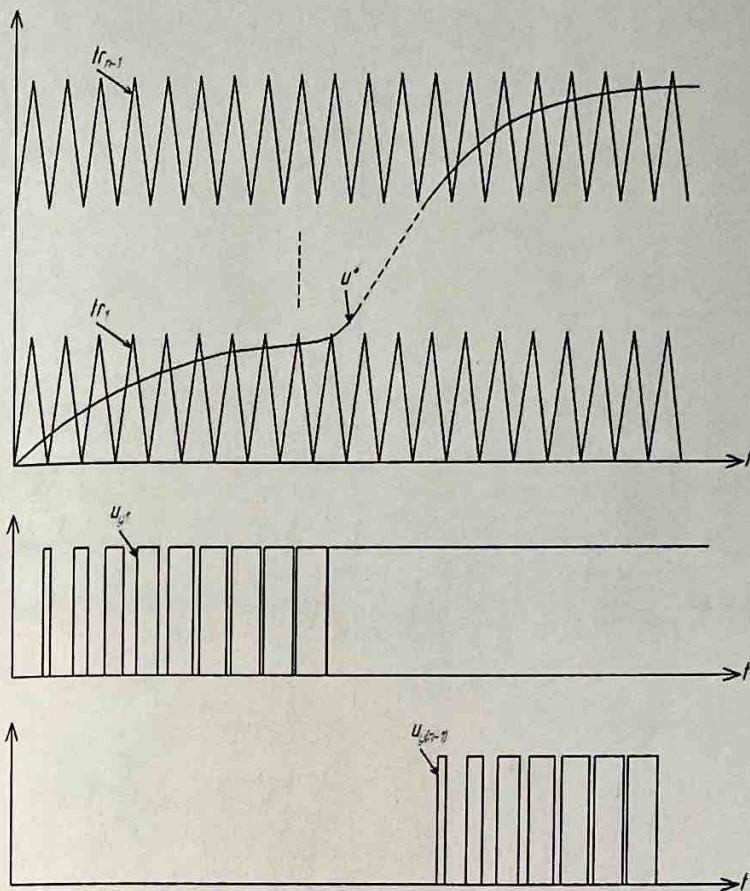


Рисунок 12 – Формування послідовності керуючих імпульсів для n-рівневого інвертора

Метод 'класичної' ШІМ при синусоїдальному сигналі вказівки дозволяє отримати амплітуду вихідної напруги, рівну  $U_d/2$ . Щоб підвищити це значення, використовується попереднє модулювання третьої гармоніки в синусоїдальний сигнал вказівки, але це призводить до спотворення форми вихідної напруги та струму.

Для трьохрівневих NPC-інверторів існує відомий алгоритм керування, в якому частоти трикутних сигналів різні для різних рівнів [10]. У такому алгоритмі зменшена кількість перемикань ключів, але не показано його вплив на баланс напруг на вхідних конденсаторах інверторах [11].

У іншій роботі представлений алгоритм, який зменшує кількість перемикачів ключів та коефіцієнт спотворення вихідної напруги інвертора. Проте знову ж таки не вказано вплив алгоритму на напруги на конденсаторах.

### 1.2.2 Метод просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції

"На основі принципу векторної широтно-імпульсної модуляції лежить ідея так званих базових векторів напруг, або просторових векторів, які можуть бути сформовані з трьох фазних напруг, що діють на виході інвертора напруги [12]. Вектор напруги на виході визначається відповідно до загального правила."

$$U^* = a \cdot u_1,$$
$$a = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix},$$
$$u_1 = \begin{bmatrix} u_{1A} \\ u_{1B} \\ u_{1C} \end{bmatrix}.$$

де  $u_{1A}$ ,  $u_{1B}$ ,  $u_{1C}$  – Миттєві значення фазових напруг.

Розглянемо на прикладі трьохфазного двохрівневого інвертора (рис. 13). Навантаження підключене в зірку. За формулою 1 ми визначимо кількість комбінацій увімкнених ключів інвертора. Ця кількість дорівнює 8.

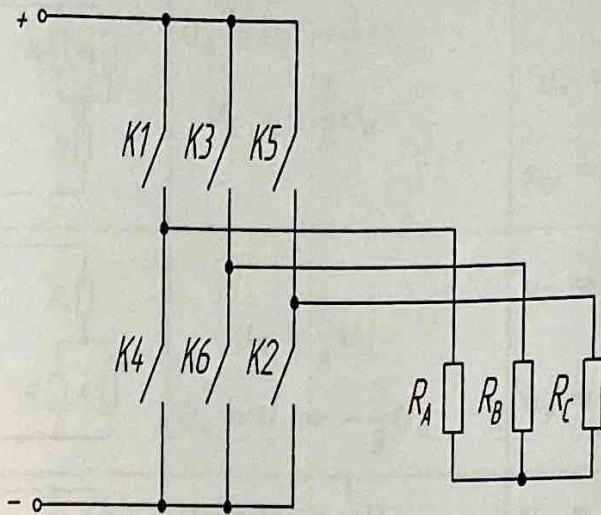
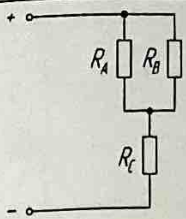
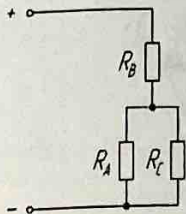
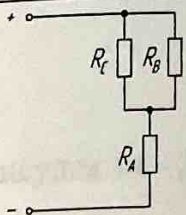
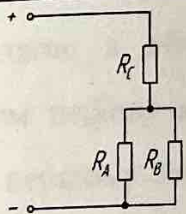
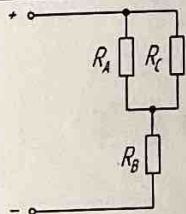
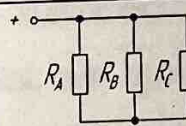


Рисунок 13 – Трьохфазний двухрівневий інвертор

Комбінації K1-K3-K5 і K4-K6-K2 є нульовими, оскільки вони формують нульову напругу в навантаженні, а всі інші можливі комбінації є ненульовими. Всі ці комбінації розглядаються в Таблиці 2.

Таблиця 2 – Можливі комбінації станів трьохфазного інвертора

Замкнуті ключі	Навантаження	Значення фазних навантажень	Проекція базового вектора на осі x, y.
K2, K4, K6 (U <sub>10</sub> )		$U_A = U_B = U_C = 0$	$u_x = 0$ $u_y = 0$
K1, K2, K6 (U <sub>11</sub> )		$U_A = \frac{2}{3}U_d$ $U_B = U_C = -\frac{1}{3}U_d$	$u_x = \frac{2}{3}U_d$ $u_y = 0$

K1, K3, K2 (U <sub>12</sub> )		$U_A = U_B = \frac{1}{3}U_d$ $U_C = -\frac{2}{3}U_d$	$u_x = \frac{1}{3}U_d$ $u_y = \frac{\sqrt{3}}{2}U_d$
K3, K2, K4 (U <sub>13</sub> )		$U_B = \frac{2}{3}U_d$ $U_A = U_C = -\frac{1}{3}U_d$	$u_x = -\frac{1}{3}U_d$ $u_y = \frac{\sqrt{3}}{2}U_d$
K3, K5, K4 (U <sub>14</sub> )		$U_C = U_B = \frac{1}{3}U_d$ $U_A = -\frac{2}{3}U_d$	$u_x = -\frac{2}{3}U_d$ $u_y = 0$
K5, K4, K6 (U <sub>15</sub> )		$U_C = \frac{2}{3}U_d$ $U_A = U_B = -\frac{1}{3}U_d$	$u_x = -\frac{1}{3}U_d$ $u_y = -\frac{\sqrt{3}}{2}U_d$
K5, K1, K6 (U <sub>16</sub> )		$U_A = U_C = \frac{1}{3}U_d$ $U_B = -\frac{2}{3}U_d$	$u_x = \frac{1}{3}U_d$ $u_y = -\frac{\sqrt{3}}{2}U_d$
K1, K3, K5 (U <sub>10</sub> )		$U_A = U_B = U_C = 0$	$u_x = 0$ $u_y = 0$

Можливо побудувати діаграму (рис. 14), на якій ці комбінації представлені базовими векторами, за допомогою яких формується вихідна напруга. Нульові вектори не показані на діаграмі, оскільки вони формують нульову напругу на навантаженні, і довжина цих векторів дорівнює нулю.

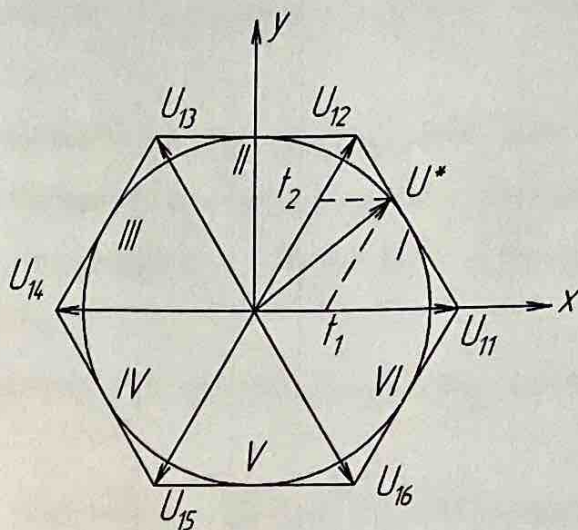


Рисунок 14 – Діаграма базових векторів напруги

Задача полягає в обчисленні відносних часів включення базових векторів протягом періоду модуляції. На рисунку 14 вказівний вектор  $U^*$  розташований у першому секторі. Таким чином, отримується наступна сума векторів:

$$\vec{U}^* = t_1 \cdot \vec{U}_{11} + t_2 \cdot \vec{U}_{12} + t_0 \cdot \vec{U}_{10},$$

де  $t_1, t_2, t_0$  – відносний час включення відповідних базових векторів.

Отримується, що сума всіх цих відносних часів включення базових векторів повинна дорівнювати одиниці:

$$t_1 + t_2 + t_0 = 1.$$

З відносних часів включення формуються рівні перемикання, які потім порівнюються з трикутною напругою розгортки. Перший рівень УП1 дорівнює  $t_i$  (у нашому випадку  $t_1$ ), другий рівень УП2 дорівнює  $t_i + t_{i+1}$  (у нашому випадку  $t_1 + t_2$ ).



Алгоритм формування керуючих напруг включає наступну послідовність (рисунок 15):

- на початку кожного періоду ШІМ встановлюється стан інвертора, що відповідає вихідному базовому вектору (у нашому випадку це вектор  $U_{11}$ );
- при першому порівнянні з рівнем УП1 відбувається перехід до другого базового вектору  $U_{12}$ ;
- перше порівняння з рівнем УП2 викликає перехід до нульового вектору  $U_{10}$ ;
- при другому порівнянні з рівнем УП2 відновлюється попередній стан ключів інвертора;
- при другому порівнянні з УП1 відбувається повернення до початкового стану  $U_{11}$ .

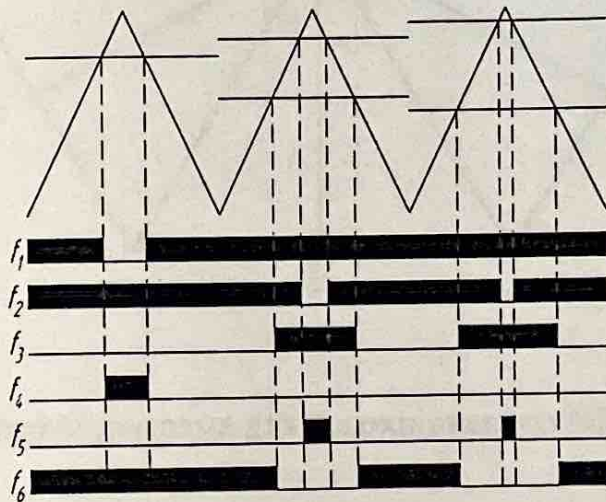


Рисунок 15 – Формування імпульсів керування ключами інвертора

Для формування синусоїдальної форми напруги необхідно, щоб кінець вектора  $U^*$  рухався по колу, тоді амплітуда такої напруги в фазі буде рівна:

$$\cos 30^\circ = \frac{U^*}{U_{11}} \Rightarrow U^* = \cos 30^\circ \cdot U_{11} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{2}{3} U_d \approx 0,577 U_d.$$

Звідси випливає, що амплітуда фазової напруги на 15,4% більше, ніж при синусоїдальній «класичній» ШІМ.

Для перетворювачів з більшою кількістю рівнів, ніж два, діаграма на рисунку 14 зміниться. Приклад для трьохрівневого NPC-перетворювача поданий на рисунку 16.

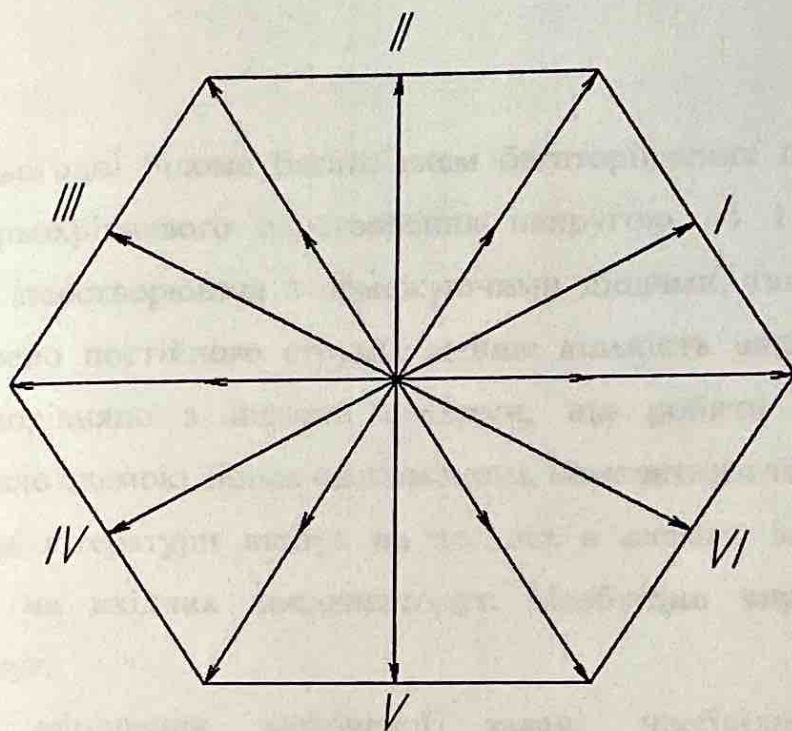


Рисунок 16 – Векторна діаграма для трьохрівневого NPC-перетворювача

Для такого інвертора кількість комбінацій (векторів) за формулою 1 дорівнює 27. На діаграмі ми маємо 27 векторів.

Відомий алгоритм просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції (ПВШІМ) для контролю напруг на конденсаторах [1]. Показана залежність цих напруг від напруги джерела постійного струму. Проте відсутня залежність від глибини модуляції.

У другій роботі [15] представлений алгоритм дуже складний, вимагає багато обчислень. Проте він забезпечує якісний контроль напруг на

конденсаторах NPC-інвертора. Завдяки великому обсягу обчислень частота комутації ключів обмежена 20 кГц.

У роботі [3] проведений аналіз лише щодо якості формування вихідної напруги інвертора. Знову ж таки, відсутній опис впливу алгоритму на баланс напруг на конденсаторах.

## Висновки

1. На сьогодні відомо багато схем багаторівневих перетворювачів напруги. Для трьохрівневого перетворення напругою до 1 кВ найбільш підходить схема перетворювача з обмежуючими діодами, так як необхідно лише одне джерело постійного струму, менше кількість використовуваних конденсаторів порівняно з іншими схемами, що робить перетворювач, виконаний за такою схемою, більш економічним, компактним та легшим.

2. Огляд літератури вказує на те, що в схемах існує проблема балансу напруг на вхідних конденсаторах. Необхідно вирішити задачу балансу цих напруг.

3. Для вирішення зазначеної задачі необхідно розробити математичну модель трьохфазного інвертора з просторово-векторною широтно-імпульсною модуляцією.

## 2. Розробка математичної моделі системи "трьохрівневий інвертор - асинхронний двигун"

### 2.1 Математична модель асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором в обертовій системі координат, що збігається з потокозчепленим ротором

Така математична модель є необхідною для векторної системи управління. Математична модель асинхронного двигуна в обертовій системі координат  $dq$ , що збігається з потокозчепленим ротором, складена за системою рівнянь, поданою в [Герман-Галкін]:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sd} = r(1 + T_{ss}p)i_{sd} - \omega_k L_s i_{sq} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rd} \\ U_{sq} = r(1 + T_{ss}p)i_{sq} + \omega_k L_{ss} i_{sd} + k_R Z_p \omega_m \psi_{Rd} \\ 0 = -k_R R_R i_{sd} + \frac{1}{T_R} \psi_{Rd} + \psi_{Rd} p \\ 0 = -k_R R_R i_{sq} + (\omega_k - Z_p \omega_m) \psi_{Rd} \\ M_{em} = 1,5 Z_p k_R \psi_{Rd} i_{sq} \\ J \omega_m p = M_{em} - M_l \\ \omega_k = \frac{k_R R_R i_{sq}}{\psi_{Rd}} + Z_p \omega_m \end{array} \right. \quad (2)$$

Де  $T_R = L_R / R_R$ ;  $k_R = L_m / L_R$ ;  $L_{ss} = (L_s - L_m^2 / L_R)$ ;  $r = R_s + k_R^2 R_R$ ;

$T_{ss} = L_{ss} / R_R$ ;

$U_{sd}, U_{sq}$  – проєкції узагальненого вектору напруги живлення на осі  $d$  і  $q$  відповідно до системи координат  $d$  і  $q$ , пов'язаної з ротором асинхронного двигуна;

$i_{sd}, i_{sq}$  – проєкції узагальненого вектору струму статора на осі  $d$  і  $q$  відповідно до системи координат  $dq$ ;

$\psi_{Rd}$  – проєкція потокозчеплення ротора на вісь  $d$ ;

$\omega_m$  – кутова швидкість оберту ротора;

- $\omega_k$  – кутова швидкість в системі координат dq;
- $M_{em}, M_l$  – момент електромагнітний та момент навантаження;
- $p$  – оператор диференціювання  $d/dt$ ;
- $J$  – момент інерції ротора;
- $Z_p$  – число пар полюсів статора;
- $R_R$  – супротив ротора;
- $R_S$  – супротив статора;
- $L_R$  – індуктивність ротора;
- $L_S$  – індуктивність статора;
- $L_m$  – індуктивність намагнічування.

Структурна схема моделі, Складена за системою рівнянь (2), вона показана на рисунку 17.

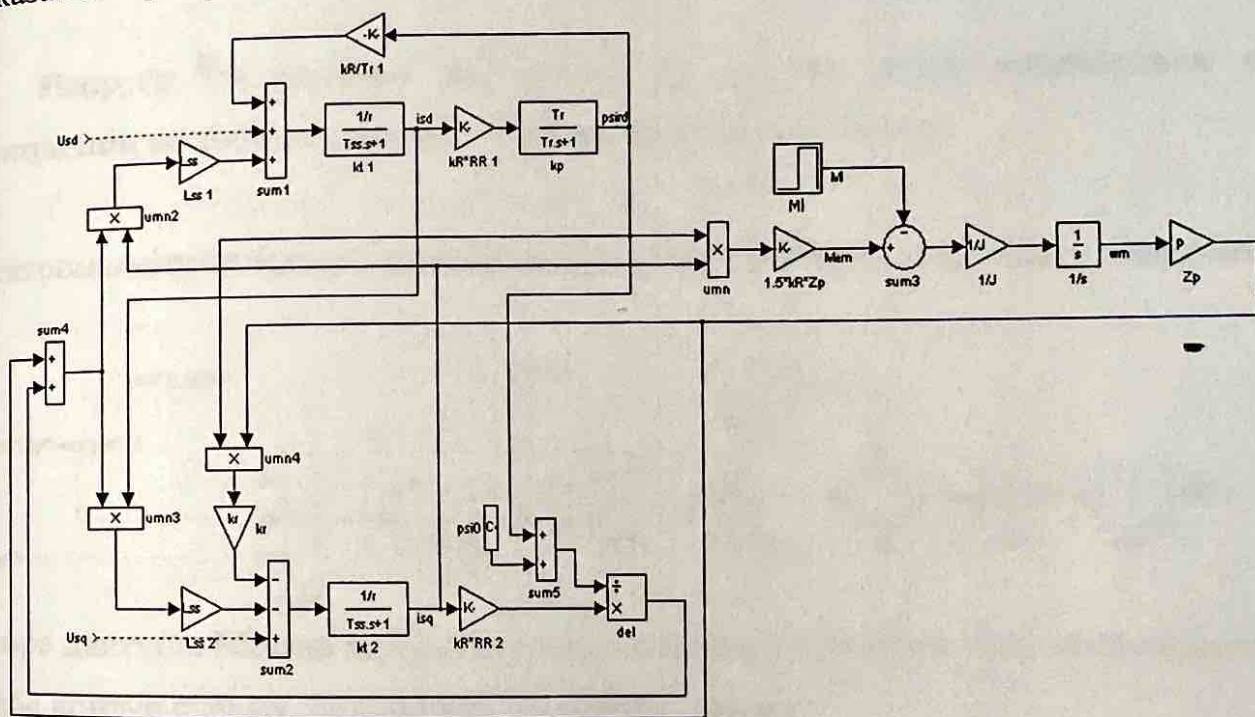


Рисунок 17 – Структурна схема моделі асинхронного двигуна

З рисунку 17 видно, що напруга  $U_{sd}$  визначає струм  $i_{sd}$ , а струм  $i_{sd}$  визначає потокозчеплення ротора  $\psi_{Rd}$ . Можна виділити контур потоку (рис. 18), який містить контур струму.

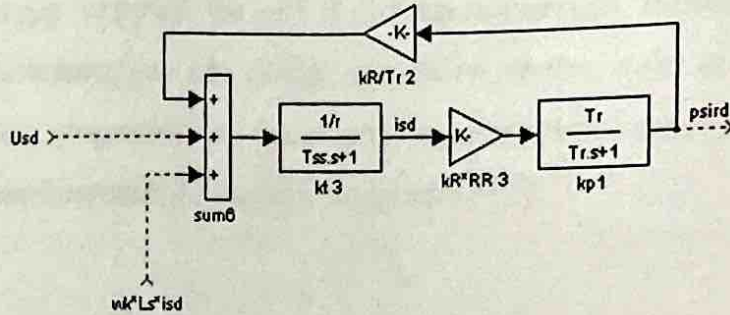
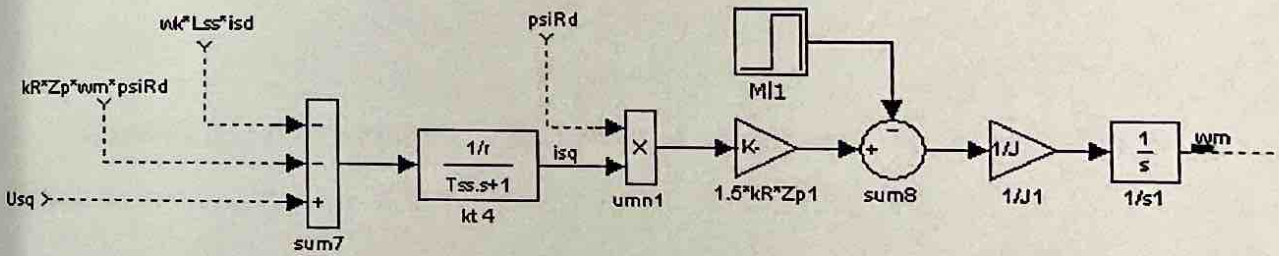


Рисунок 18 – Контур потоку

Напруга  $U_{sq}$  визначає струм  $i_{sq}$ . А, так як потік залишається в електричній машині незмінним, то струм по осі q передбачає

Електромагнітний момент двигуна в свою чергу визначає швидкість обертання



ротора двигуна. Можна виділити контур швидкості (рисунок 19), який включає в себе контур струму, аналогічно до контуру потоку.

Рисунок 19 – Контур швидкості

## 2.2 Розрахунок векторної системи управління асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором

Спочатку потрібно розрахувати регулятор для контуру струму по осі  $d$ . Розрахунок для контур струму по осі  $d$  і  $q$  проводиться однаково. Оскільки асинхронний двигун живиться від інвертора, його також слід враховувати при розрахунках системи управління. Інвертор приблизно описується лінійним ланцюгом чистого запізнення на період модуляції [5]:

$$W_{инв} = \frac{k_{инв}}{T_{кт}p + 1}$$

де  $k_{инв}$  – коефіцієнт передачі інвертора;

$T_{кт}$  – мала некомпенсована постійна часу контура струму, яка включає в себе  $T_m$  и  $T_{ss}$ .

Вплив перехресних зв'язків компенсується подачею відповідних сигналів на вихід регулятора струму. Закритий контур струму по вісі  $d$  показаний на малюнку 20.

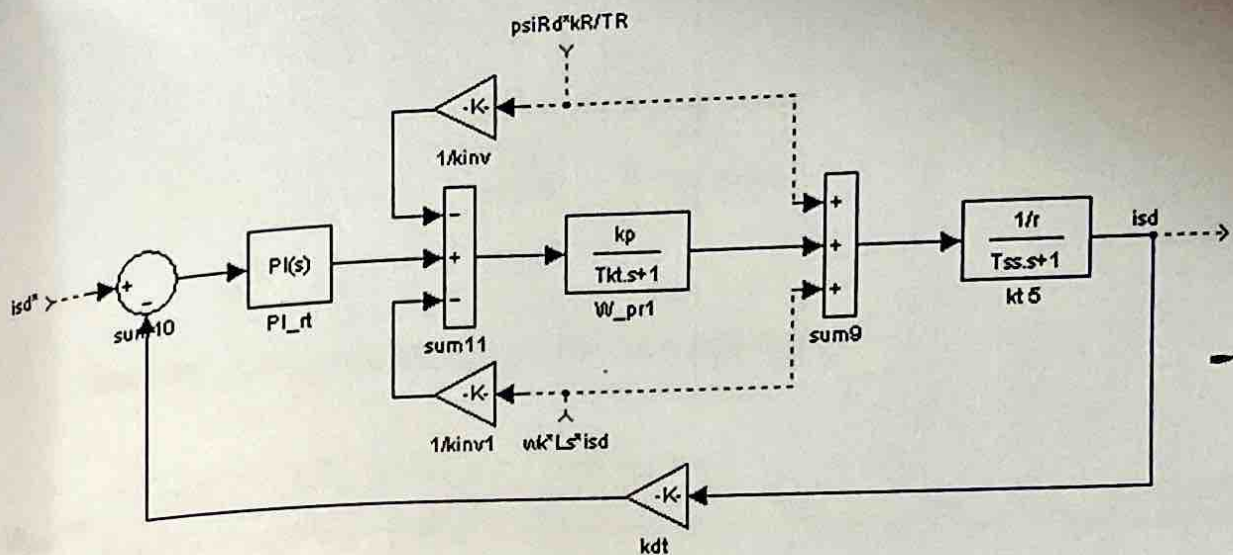


Рисунок 20 – Замкнутий контур струму по осі d

Розрахунок регулятора для контуру струму виконується за методикою, яка подана в [5]. Здійснюється налаштування контуру відповідно до бажаної передавальної функції у вигляді:

$$W_{\text{жс}}^3 = \frac{1}{2T_{kt}^2 p^2 + 2T_{kt} p + 1}$$

Звідси, для розімкнутого контуру:

$$W_{\text{жс}}^p = \frac{1}{2T_{kt}^2 p^2 + 2T_{kt} p} = \frac{1}{2T_{kt} p (T_{kt} p + 1)}$$

Передавальна функція розкритого контуру має вигляд:

$$W_p = W_{kt} \cdot W_{pt} \cdot W_{inv} \cdot W_{kt} \cdot k_{dt}$$

Звідси можна виразити  $W_{pt}$ :



$$W_{\text{пт}} = \frac{W_p}{k_{\text{инв}} k_{\text{дт}} \cdot k_{\text{инт}}}$$

$$W = W_{\text{пт}}$$

Знаючи, що  $k_{\text{пт}}$  запишемо попереднє рівняння:

$$W_{\text{пт}} = \frac{r(T_{\text{кт}}p + 1)(T_{\text{сс}}p + 1)}{k_{\text{инв}} k_{\text{дт}} 2T_{\text{кт}}p(T_{\text{кт}}p + 1)} = \frac{r(T_{\text{сс}}p + 1)}{k_{\text{инв}} k_{\text{дт}} 2T_{\text{кт}}p} = \frac{rT_{\text{сс}}}{k_{\text{инв}} k_{\text{дт}} 2T_{\text{кт}}} + \frac{r}{k_{\text{инв}} k_{\text{дт}} 2T_{\text{кт}}p}$$

Таким чином, розрахований ПІ-регулятор струму, коефіцієнт підсилення пропорційного і інтегральної ланки якого відносно рівні:

$$k_{\text{пт}} = \frac{rT_{\text{сс}}}{k_{\text{инв}} k_{\text{дт}} 2T_{\text{кт}}}; (3)$$

$k_{\text{инт}}$

$$k_{\text{ит}} = \frac{r}{k_{\text{инв}} k_{\text{дт}} 2T_{\text{кт}}}; (4)$$

Передавальна функція замкнутого контуру по осі d прийме вид:

$$W_{\text{км}}^3 = \frac{1/k_{\text{дт}}}{2T_{\text{кт}}^2 p^2 + 2T_{\text{кт}}p + 1}$$

Завданням для струму по осі d є наступне вираз [5]:

$$i_{\text{sd}}^* = \frac{\psi_{\text{Rном}}}{L_m}$$

Регулятор по вісі q розраховується точно так само, як і по вісі d. Змінюються лише сигнали компенсації перехресних зв'язків. Структура контуру струму по вісі q показана на малюнку 21.

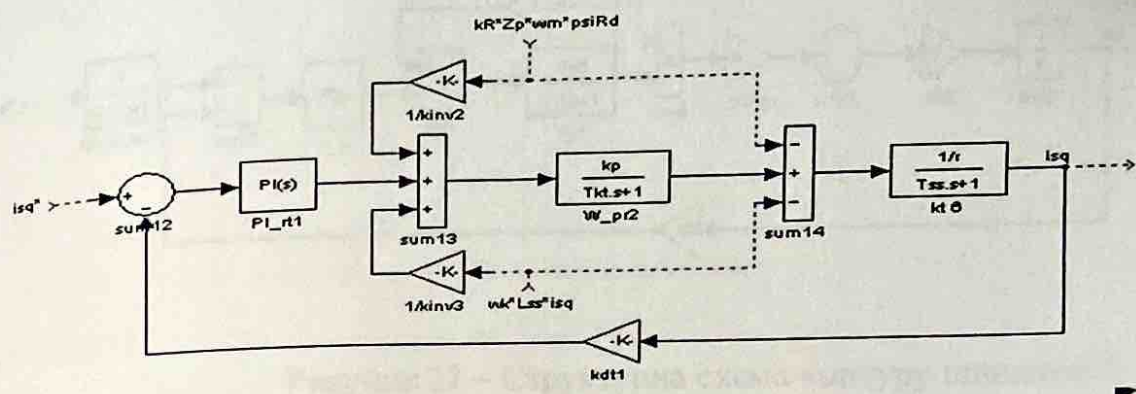


Рисунок 21 – Структурна схема контуру струму по осі q

Далі зробимо розрахунок регулятора швидкості по методу, наведеному в [5].

Можна приблизно описати передавальну функцію замкнутого контуру струму наступним чином:

$$W_{km3} = \frac{1/k}{2T_{km}p + 1}$$

Структурна схема контуру швидкості показана на рисунку 22.

Регулятор налаштовується на симетричній оптимум. Бажана передавальна функція розімкнутого контуру швидкості:

$$W_{жс}^p = \frac{4T_{кc}p + 1}{8T_{кc}^2p^2(T_{кc}p + 1)}$$



де  $T_{кc}$  – мала некомпенсована постійна часу контуру швидкості рівна  $2T_{км}$ .

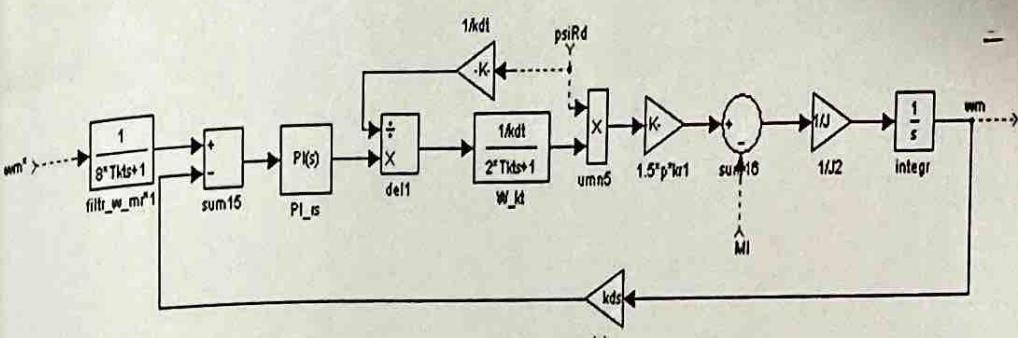


Рисунок 22 – Структурна схема контуру швидкості

Передавальна функція розімкнутого контуру швидкості:

$$W_{кc}^p = W_{pc} \cdot W_{км}^3 \cdot \frac{3}{2} Z_p k_R \cdot \frac{1}{Jp} \cdot k_{dc}$$

Висловимо передавальну функцію регулятора швидкості:

$$W_{pc} = \frac{W_{кc}^p}{W_{км}^3} \cdot \frac{2/Jp}{3Z_p k_R k_{dc}} = \frac{4T_{кc}p + 1}{8T_{кc}^2 p^2 (T_{кc}p + 1)} \cdot (2T_{км}p + 1) \cdot \frac{2/Jk_{dm}p}{3Z_p k_R k_{dc}} =$$

$$= \frac{4T_{кc}p + 1}{8T_{кc}^2 p} \cdot \frac{2/Jk_{dm}}{3Z_p k_R k_{dc}} = \frac{Jk_{dm}}{3T_{кc} Z_p k_R k_{dc}} + \frac{Jk_{dm}}{12T_{кc}^2 Z_p k_R k_{dc} p}$$

Отже, розрахований ПІ-регулятор швидкості, пропорційний та інтегральний коефіцієнти якого дорівнюють:

$$k_{ps} = \frac{Jk_{dm}}{3T_{кc} Z_p k_R k_{dc}} \tag{5}$$

$$k_{ls} = \frac{Jk_{om}}{12T_{kc}^2 Z_p k_R k_{oc}} \quad (6)$$

Також на вхід необхідно включити фільтр швидкості з передавальною функцією [5]:

$$W_\phi = \frac{1}{4T_{kc}p + 1}$$

### 2.3 Математична модель двигуна в нерухомій системі координат

Модель складена за системою рівнянь, поданою в [8]:

$$U_x = R_x I_x + L_x \frac{dI_x}{dt} + \omega G_x I_x,$$

Де  $R_x$  – матриця опорів,  $L_x$  – матриця індуктивностей,  $G_x$  – матриця ЕРС двигуна,  $\omega$  – швидкості двигуна в електричних радіанах ( $\omega = Z_p \omega_m$ ,  $Z_p$  – кількість пар полюсів,  $\omega_m$  – швидкість двигуна в механічних радіанах).

$$L_x = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 & L_{mf} & 0 \\ 0 & L_f & 0 & -\frac{L_{mf}}{2} & \frac{3L_{mf}}{2\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & L_f & -\frac{L_{mf}}{2} & -\frac{3L_{mf}}{2\sqrt{3}} \\ L_{mf} & -\frac{L_{mf}}{2} & -\frac{L_{mf}}{2} & L_r & 0 \\ 0 & \frac{3L_{mf}}{2\sqrt{3}} & -\frac{3L_{mf}}{2\sqrt{3}} & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad R_x = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}\omega L_{mf}}{2} & -\frac{\sqrt{3}\omega L_{mf}}{2} & 0 & \omega L_r \\ -\omega L_{mf} & \frac{\omega L_{mf}}{2} & \frac{\omega L_{mf}}{2} & -\omega L_r & 0 \end{bmatrix}$$

$$E_x = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{2\omega I_{\beta r} L_r + (\sqrt{3}\omega I_B - \sqrt{3}\omega I_C)L_{mf}}{2} \\ -\frac{2\omega I_{\alpha r} L_r + (-\omega I_C - \omega I_B + 2\omega I_A)L_{mf}}{2} \end{bmatrix}$$

$$M_{em} = \frac{((I_{\beta r} - \sqrt{3}I_{\alpha r})I_C + (I_B - 2I_A)I_{\beta r} + \sqrt{3}I_{\alpha r}I_B)L_{mf}Z_p}{2}$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M_{em} - M_l$$

Де  $G = \omega G_x$ ,  $E_x = G I_x$  – вектор ЕРС двигуна,  $M_{em}$  – електромагнітний момент двигуна,  $I_x$  – вектор струмів,  $J$  – момент інерції,  $M_l$  – момент судротву на валу двигуна,  $I_{\alpha r}$ ,  $I_{\beta r}$  – струми ротора в проєкціях на осі нерухомої системи координат,  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$  – фазні струми статора.

При подальшому виведенні формул було враховано, що параметри фази двохфазної машини в 1,5 рази більше параметрів фази еквівалентної за потужністю трифазної машини, тобто:

$$L_m = \frac{3}{2}L_{mf}; L_s = \frac{3}{2}L_f; L_{s0} = 3L_f; R_s = \frac{3}{2}R_f; R_0 = 3R_f,$$

де  $L_{mf}$  – взаємна індуктивність між відповідними фазами статора і ротора;

$L_f$  – індуктивність фази статора трьохфазної обмотки;

$R_f$  – активний опір фази статора трифазного обмотки;

$L_{s0}, R_0$  – індуктивність та опір фази нульової послідовності.

Взаємні індуктивності задаються коефіцієнтом зв'язку:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

Схема моделі асинхронного двигуна в пакеті LTspice IV показана на рисунку 23.

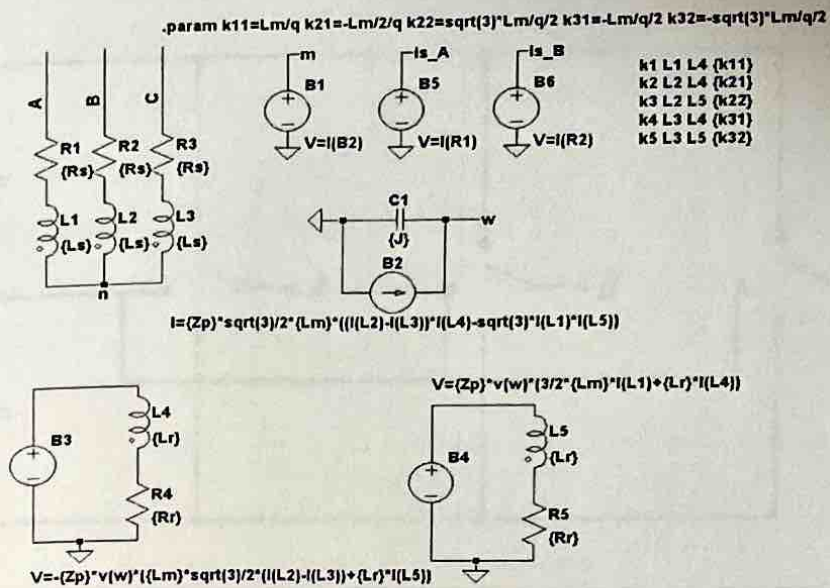


Рисунок 23 – Модель асинхронного двигуна в LTspive IV

## 2.4 Принцип контроля регулювання на вхідних конденсаторах

Схема трьохрівневого NPC-інвертора була наведена в першому розділі. В такому інверторі існує проблема контролю напруги на вхідних конденсаторах. Візьмемо схему, показану на рисунку 3, тільки з кількістю рівнів, рівною трьом.



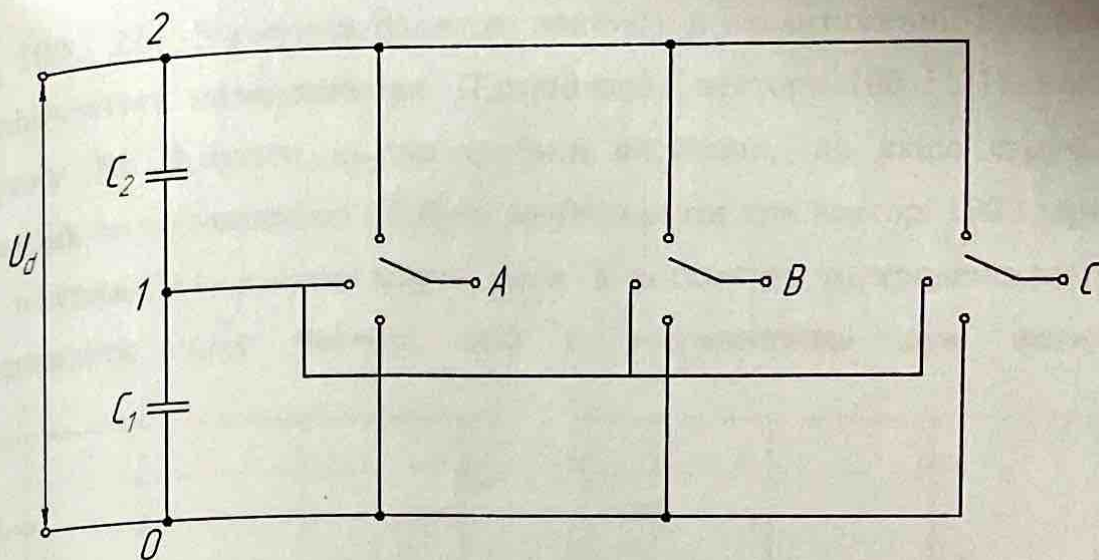


Рисунок 24 – Функціональна схема трьохрівневого NPC-інвертора

Як вже було описано раніше, кількість базових векторів напруги в такій схемі дорівнює 27. Найбільший інтерес представляють так звані короткі базові вектори 100, 211, 110, 221 та ін. (рис. 25). Вони формують однакову напругу в навантаженні, але підключення відбувається до різних конденсаторів. За допомогою цих коротких векторів можна контролювати напругу на конденсаторах.

Три цифри вектору позначають відповідно три фази А, В, С. 0 позначає, що кінець фази підключений до точки 0, 1 – до точки 1, 2 – до точки 2.

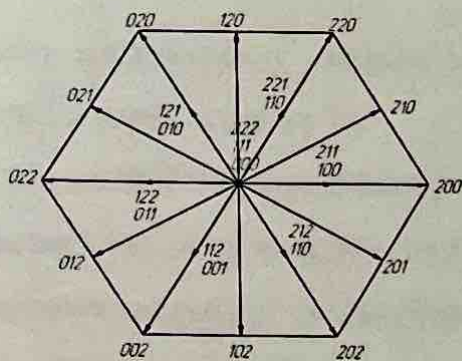


Рисунок 25 – Векторна діаграма для трьохрівневого NPC-інвертора

Так, 100 і 211 формують однакову напругу в навантаженні. Подивимося, як підключається навантаження. Підключення вектора 100 і 211 показано на рисунку 26. З цього можна зробити висновок, що якщо струм фази А додатній, то конденсатор С2 буде розряджатися при векторі 100 і заряджатися при векторі 211, а якщо струм фази А від'ємний, то конденсатор С1 буде заряджатися при векторі 100 і розряджатися при векторі 211

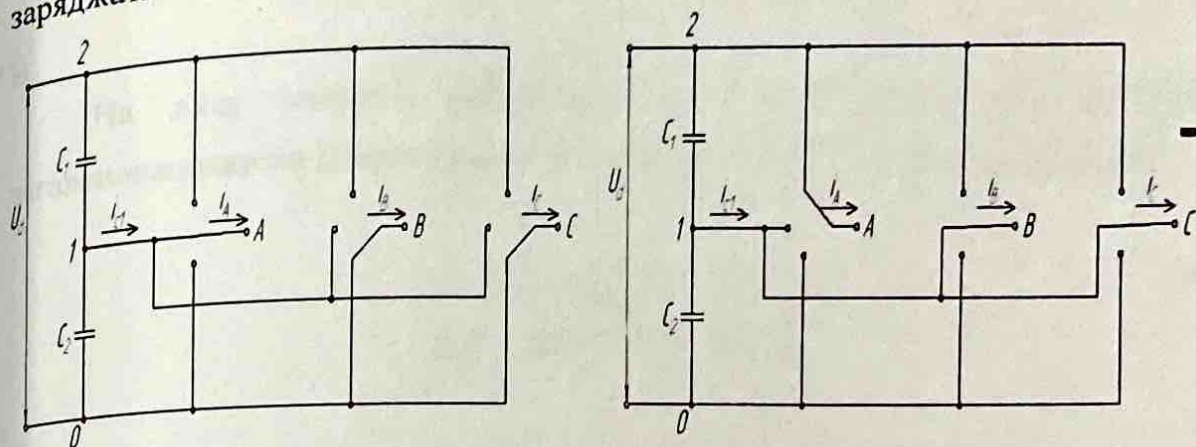


Рисунок 26 – щодо пояснення впливу коротких векторів на напругу конденсатора С2

Аналогічно проводиться і з іншими однаковими векторами, змінюється лише струм, який необхідно спостерігати.

## 2.5 Математична модель трьохрівневого інвертора напруги

Складено математичну модель трьохрівневого інвертора з ПВШІМ у пакеті LTspice IV (див. додаток 1).

Директивою *param* задані наступні параметри:

- $f$  – частота вихідної напруги інвертора;
- $f_k$  – частота модуляції вихідної напруги інвертора;
- $m_i$  – глибина модуляції;
- $T_k$  – період модуляції;
- $L$  – індуктивності фази навантаження;

-  $R$  – активний опір фази навантаження; -  $C$  – ємність вхідних конденсаторів.

Директивною *model* задані параметри ключів:

- опір у відкритому стані  $R_{on} = 0.001$  Ом;

- опір в закритому стані  $R_{off} = 1000$  МОм;

- керуючий імпульс напруги повинен бути вище рівня  $V_t = 0,9$

В.

На вхід системі керування інвертором подаються координати загальноживаного вектора вихідної напруги  $u_{az}, u_{bz}$ . В даному випадку:

$$u_{az} = \cos(2\pi ft) \cdot \sqrt{3} \cdot m_i,$$

$$u_{bz} = \sin(2\pi ft) \cdot \sqrt{3} \cdot m_i.$$

Далі відбувається квантування за часом з частотою цих двох сигналів в пристроях А6 і А7 відповідно. Отримуються крокові сигнали  $u_a$  і  $u_b$ . Це робиться для того, щоб зафіксувати вектор на період модуляції.

Далі відбувається розрахунок модуля цього вектора за виразом:

$$u_m = \sqrt{u_a^2 + u_b^2}.$$

Визначається синус кута положення загальноживаного вектору напруги:

$$\sin\theta = \frac{u_b}{u_m}.$$

Далі по синусу кута визначається сектор, в якому розташований вектор.



Формули, за якими розраховуються ці проекції, записані в табл. 3. Також, виходячи з малюнка, максимальна довжина вектора  $m$  дорівнює  $\sqrt{3}$ .

Таблиця 3

sector	$m_1$	$m_2$
1	$u_\alpha - \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}$	$\frac{2u_\beta}{\sqrt{3}}$
2	$u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}$	$-u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}$
3	$\frac{2u_\beta}{\sqrt{3}}$	$-u_\alpha - \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}$
4	$-u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2u_\beta}{\sqrt{3}}$
5	$-u_\alpha - \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}$	$u_\alpha - \frac{2u_\beta}{\sqrt{3}}$
6	$-\frac{2u_\beta}{\sqrt{3}}$	$u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}$

Потім за таблицею 4 визначається регіон у секторі, в якому знаходиться загальноживаний вектор напруги.

Таблиця 4

region	Виконувана умова
1	$m_1 \leq 1, m_2 \leq 1, m_1 + m_2 \leq 1$
2	$m_1 > 1$
3	$m_1 \leq 1, m_2 \leq 1, m_1 + m_2 > 1$
4	$m_2 > 1$

По таблиці 5 розраховуються відносні часи  $T_0, T_{s1}, T_{s2}, T_m, T_l$  включення базових векторів напруги так як показано в [Josep Pou].

Таблиця 5

region	Відносний час увімкнення
1	$T_0 = 1 - m_1 - m_2$ $T_{s1} = m_1$ $T_{s2} = m_2$
2	$T_{s1} = 2 - m_1 - m_2$ $T_{s1} = \frac{T_{md} - m_2}{m_1} m_2$ $T_{s2} = \frac{T_l - m_1}{m_1}$
3	$T_{md} = m_1 + m_2 - 1$
4	$T_{s2} = 2 - m_1 - m_2$ $T_{md} = 2 - m_1 - m_2$ $T_l = m_2 - 1$

Потім йде обчислення рівнів перемикавання  $u_1, u_2$  по таблиці 6.

Таблиця 6

region	$u_1, u_2$
1	$u_1 = T_{s1}, u_2 = 1 - T_{s2}$
2	$u_1 = T_{s1}, u_2 = 1 - T_{md}$
3	$u_1 = T_{s1}, u_2 = 1 - T_{md}$
4	$u_1 = T_{s2}, u_2 = 1 - T_l$

Потім відбувається формування імпульсних послідовностей для увімкнення основних векторів напруги. На рисунку 28 показано формування імпульсних послідовностей.

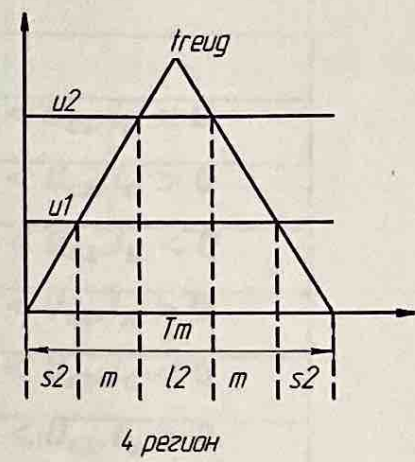
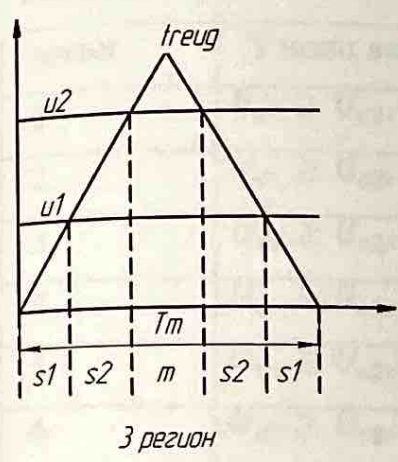
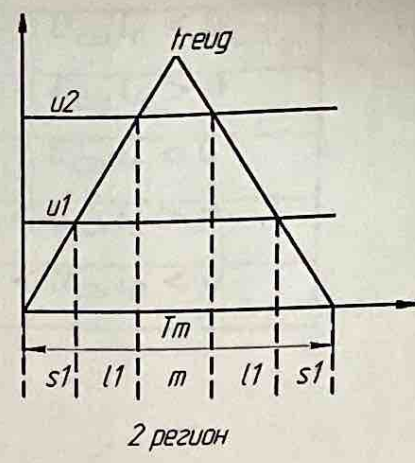
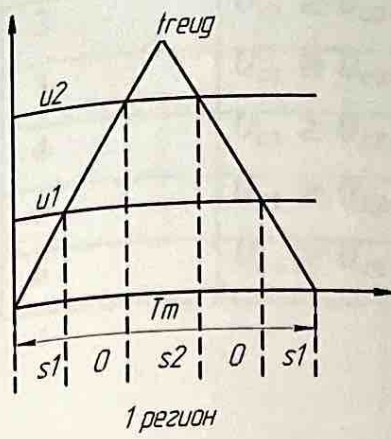


Рисунок 28 – Формування імпульсів на включення базових векторів

Вибирається необхідний вектор для контролю рівня напруги на вхідних конденсаторах. Умови вибору векторів  $s_{11}$ ,  $s_{12}$ ,  $s_{21}$ ,  $s_{22}$  показані в табл. 7 – табл. 10 відповідно. Необхідно відзначити, що сигнали з датчиків напруги на конденсаторах і з датчиків фазових струмів квантуються по часу із частотою модуляції  $f_k$ , для фіксації їх значення на період модуляції.

Таблиця 7

sector	Умови включення
1	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A < 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_A > 0$

2	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C > 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_C < 0$
3	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B < 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_B > 0$
4	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A > 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_A < 0$
5	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C < 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_C > 0$
6	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B > 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_B < 0$

Таблиця 8

sector	Умови включення
1	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A > 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_A < 0$
2	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C < 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_C > 0$
3	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B > 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_B < 0$
4	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A < 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_A > 0$
5	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C > 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_C < 0$
6	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B < 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_B > 0$

Таблиця 9

sector	Умови включення
1	$U_{c1} \geq U_{c2}, i > 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i < 0$
2	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B < 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_B > 0$
3	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A > 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_A < 0$
4	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C < 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_C > 0$
5	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B > 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_B < 0$
6	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A < 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_A > 0$



Таблиця 10

sector	Умови включення
1	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C < 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_C > 0$
2	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B > 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_B < 0$
3	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A < 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_A > 0$
4	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C > 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_C < 0$
5	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B < 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_B > 0$
6	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A > 0$ або $U_{c1} < U_{c2}, i_A < 0$

Далі, в залежності від сектору, імпульси розподіляються на конкретні групи ключів (таблиця 11).

Таблиця 11

Група ключів	Умови включення
111	$region < 2, u1 < treug, u2 > treug$
100	$sector < 2 \Rightarrow s11$ або $sector > 5 \Rightarrow s21$
211	$sector < 2 \Rightarrow s12$ або $sector > 5 \Rightarrow s22$
110	$1 < sector < 3 \Rightarrow s11$ або $sector < 2 \Rightarrow s21$
221	$1 < sector < 3 \Rightarrow s12$ або $sector < 2 \Rightarrow s22$
010	$2 < sector < 4 \Rightarrow s11$ або $1 < sector < 3 \Rightarrow s21$
121	$2 < sector < 4 \Rightarrow s12$ або $1 < sector < 3 \Rightarrow s22$

Продовження таблиці 11

011	$3 < sector < 5 \Rightarrow s11$ або $2 < sector < 4 \Rightarrow s21$
122	$3 < sector < 5 \Rightarrow s12$ або $2 < sector < 5 \Rightarrow s22$
001	$4 < sector < 6 \Rightarrow s11$ або $3 < sector < 5 \Rightarrow s21$
112	$4 < sector < 6 \Rightarrow s21$ або $3 < sector < 5 \Rightarrow s22$
101	$sector > 5 \Rightarrow s11$ або $4 < sector < 6 \Rightarrow s21$

212	$sector > 5 \Rightarrow s12$ або $4 < sector < 6 \Rightarrow s22$
210	$sector < 2 \Rightarrow md$
120	$1 < sector < 3 \Rightarrow md$
021	$2 < sector < 4 \Rightarrow md$
012	$3 < sector < 5 \Rightarrow md$
102	$4 < sector < 6 \Rightarrow md$
201	$sector > 5 \Rightarrow md$
200	$sector < 2 \Rightarrow l1$ або $sector > 5 \Rightarrow l2$
220	$1 < sector < 3 \Rightarrow l1$ або $sector < 2 \Rightarrow l2$
020	$2 < sector < 4 \Rightarrow l1$ або $1 < sector < 3 \Rightarrow l2$
022	$3 < sector < 5 \Rightarrow l1$ або $2 < sector < 4 \Rightarrow l2$
002	$4 < sector < 6 \Rightarrow l1$ або $3 < sector < 5 \Rightarrow l2$
202	$sector > 5 \Rightarrow l1$ або $4 < sector < 6 \Rightarrow l2$

Далі йде розподіл імпульсів по ключах інвертора. У проти такі працюють наступні ключі:

- S1 и S3, S2 и S4;
- S5 и S7, S6 и S8;
- S9 и S11, S10 и S12;

Формування управлінських імпульсних послідовностей показані в таблиці

12

Таблиця 12

Ключ	Керуючі імпульси
S1	інверсія від S3
S2	200+210+220+202+201+211+221+212+12 0+102+100+110+121+122+112+101+111
S3	120+020+021+022+012+002+102+100+11 0+010+011+121+122+001+112+101+111

S4	інверсія від S2
S5	інверсія від S7
S6	220+120+020+021+022+221+121+122+210+012+211+110+010+011+112+212+111
S7	200+210+012+002+102+202+201+100+211+110+010+011+001+112+101+212+111
S8	інверсія від S6
S9	інверсія від S11
S10	022+012+002+102+202+122+112+212+021+201+211+221+121+011+001+101+111
S11	200+210+220+120+020+021+201+100+211+110+221+010+121+011+001+101+111
S12	інверсія від S10

## 2.6 Математична модель системи «трьохрівневий інвертор – асинхронний двигун»

У пакеті LTspice IV створена модель системи «трирівневий інвертор – асинхронний двигун».

Схема відрізняється від схеми, наведеної в додатку А, введеною моделлю асинхронного двигуна з його векторною системою управління. Функціональна схема електропривода з системою векторного управління наведена на рис. 29.

Для замикання зворотного зв'язку з двигуном береться значення фазних струмів  $I_A$ ,  $I_B$  і значення швидкості ротора  $\omega_r$ . Через струми статора  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$  обчислюється струм  $i_{SC}$ :

$$i_{S_C} = 1 - i_{S_A} - i_{S_B}.$$

Потім відбувається перетворення сигналів зворотного зв'язку по струму з трьохфазної системи ABC в двохфазну нерухому згідно із наступними формулами:

$$i_{S_a} = i_{S_A},$$

$$i_{S_b} = \frac{i_{S_B} - i_{S_C}}{\sqrt{3}}.$$

А з нерухомої системи координат в обертову систему координат відбувається наступним чином:

$$i_{S_d} = i_{S_a} \cdot \cos \phi_{psi} + i_{S_b} \cdot \sin \phi_{psi},$$

$$i_{S_q} = i_{S_b} \cdot \cos \phi_{psi} - i_{S_a} \cdot \sin \phi_{psi}.$$

Потік ротора визначається наступним образом:

$$\psi_r = \frac{L_m}{T_r p + 1}.$$

Попередню передавальну функцію можна записати так:

$$L_m \cdot \frac{1}{T_r p + 1}.$$

Другий множник - це передавальна функція ланцюга LR для «Vichislenie  $\psi_r$ » (див. додаток 2).  $T_r$  існує значення індуктивності, а опір резистора дорівнює 1 Ом. Значення напруги на виході такого ланцюга множиться на  $L_m$  і, таким чином, маємо значення потокозчеплення ротора.

Частота обертання потокозчеплення ротора та його положення обчислюються в блоку «Vichislenie w\_psi phi\_psi» за формулами:

$$\omega_{psi} = \frac{L_m i_{sq}}{T_r \psi_{sr}} + Z_p \omega_m.$$

$$\phi_{psi} = \frac{\omega_{psi}}{p},$$

де  $p$  – оператор диференціювання.

У блоках «Regulator is\_q + komp ps» та «Regulator is\_d + komp ps» відбувається обчислення помилки по струму відповідно по осях  $q$  та  $d$ , після чого обробка цих помилок в ПІ-регуляторі та компенсація перехресних зв'язків.

У блоку «Regulator skorosti w\_m» відбувається обчислення помилки по швидкості, обробка цієї помилки в ПІ-регуляторі, і сигнал після ПІ-регулятора є вказівкою по струму відносно осі  $q$ .

Вказівка по струму вздовж осі  $d$  обчислюється за формулою:

$$i_{dz} = \frac{\psi_{sr}}{L_m}.$$

Сигнали після регуляторів струму є сигналами вказівок для інвертора для формування певної напруги. Але ці сигнали визначені в системі координат  $dq$ . Оскільки вказівки напруги для інвертора повинні бути в нерухомій системі координат, то проводиться перетворення з системи координат  $dq$  в  $ab$  за наступними формулами:

$$u_a = (r_q \cdot \sin \phi_{psi} + r_d \cdot \cos \phi_{psi}) \sqrt{3},$$

$$u_b = (r_q \cdot \cos \phi_{psi} + r_d \cdot \sin \phi_{psi}) \sqrt{3}.$$

Висновки

1. Створено математичну модель трьохфазного трьохрівневого інвертора напруги при роботі на активно-індуктивне навантаження.

2. Розроблено математичну модель трьохфазного трьохрівневого інвертора напруги при роботі на двигунне навантаження (асинхронний двигун з короткозамкненим ротором).

### 3. Дослідження математичної моделі трьохрівневого інвертора та системи трьохрівневий інвертор - асинхронний двигун "

#### 3.1 Дослідження математичної моделі трьохрівневого інвертора

Вивчається модель трьохфазного інвертора при роботі на активно-індуктивне навантаження. Моделювання виконувалося у пакеті LTspice IV.

Параметри моделі задані наступні:

- частота вихідного напруги  $f = 50$  Гц;
- частота модуляції  $f_k = 5$  кГц;
- активне опір навантаження  $R = 0,9$  Ом;
- індуктивність навантаження  $L = 0,44$  мГн;
- ємність конденсаторів на вході інвертора  $C = 2000$  мкФ; - напруга ланки постійного струму  $U_d = 515$  В.

Досліджувалось вплив глибини модуляції на пульсації напруги на конденсаторах, на спектр вихідної напруги та на коефіцієнт гармонік.

Коефіцієнт спотворення можна виміряти в LTspice IV шляхом введення директиви  $\cdot four 50 V(AB)$ . 50 означає, що частота основної гармоніки вихідної напруги дорівнює 50 Гц, а V(AB) вказує на те, де потрібно вимірювати напругу.

Глибина модуляції приймає наступні значення: 0,4; 0,6; 0,8; 1.

На рисунках 30, 31, 32, 33 подані результати моделювання.

Результати моделювання вказують, що при збільшенні глибини модуляції зменшується коефіцієнт гармонік. При цьому він досить стрімко зменшується при глибині модуляції 0,4.

Напруга на конденсаторах коливається навколо рівня 515 В. При глибині модуляції 0,4 амплітуда пульсацій складає приблизно 1 В. При глибинах модуляції 0,6 і 0,8 амплітуда пульсацій сягає 3,5 В. При глибині модуляції 1

амплітуда модуляції вже становить 15 В, але пульсації йдуть на рівні половини від водного напруги.

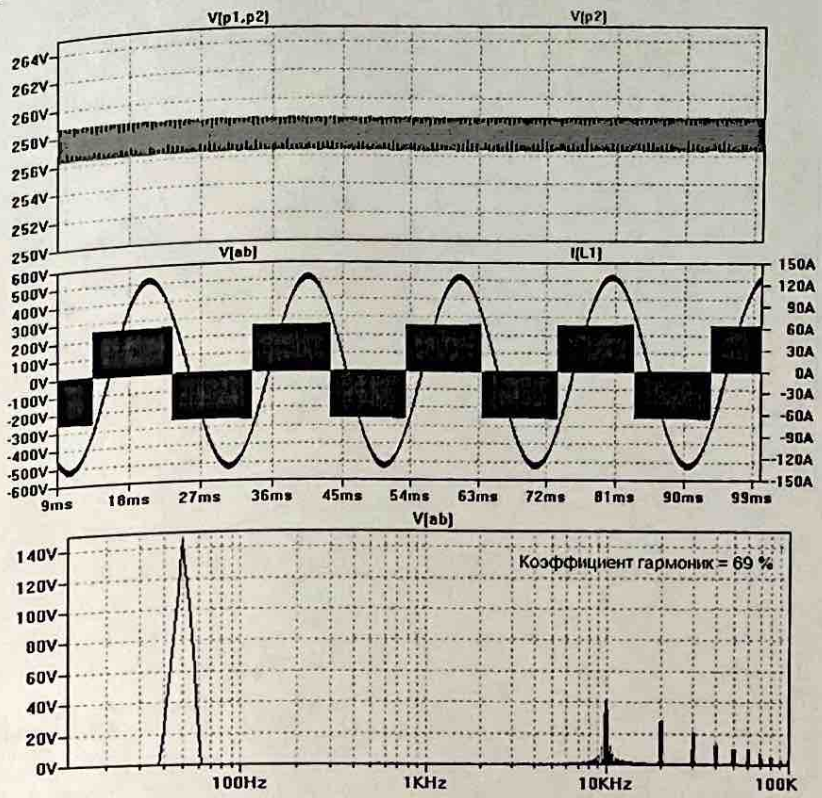


Рисунок 30 – Напруги на конденсаторах, лінійна напруга, фазний струм, спектр вихідної напруги при глибині модуляції 0,4

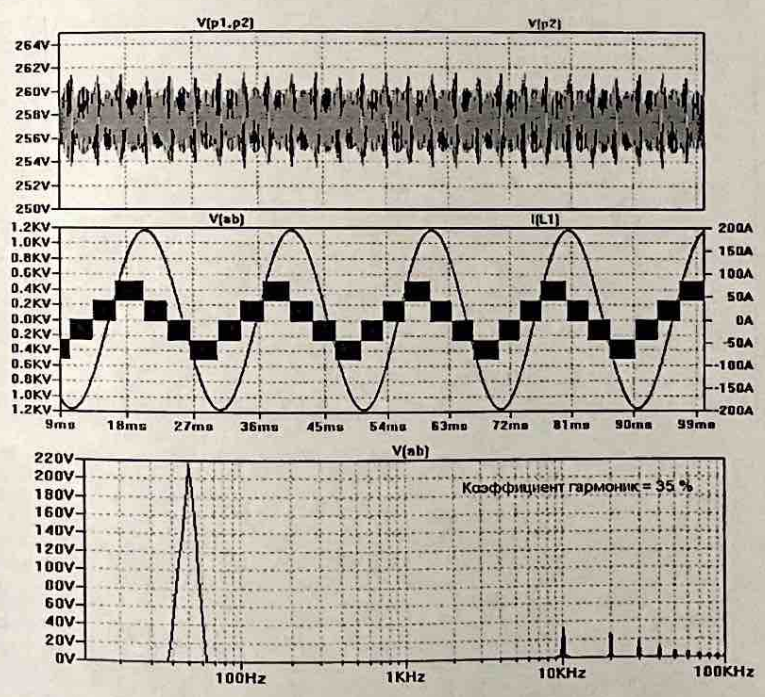


Рисунок 31 – Напруги на конденсаторах, лінійна напруга, фазний струм, спектр вихідної напруги при глибині модуляції 0,6



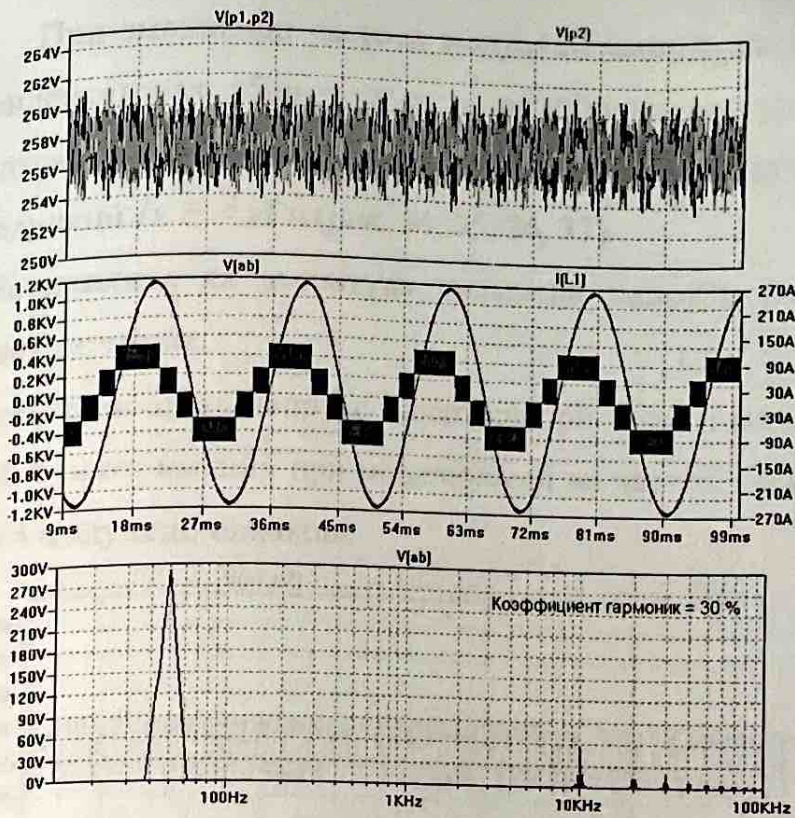


Рисунок 32 – Напруги на конденсаторах, лінійна напруга, фазний струм, спектр вихідної напруги при глибині модуляції 0,8

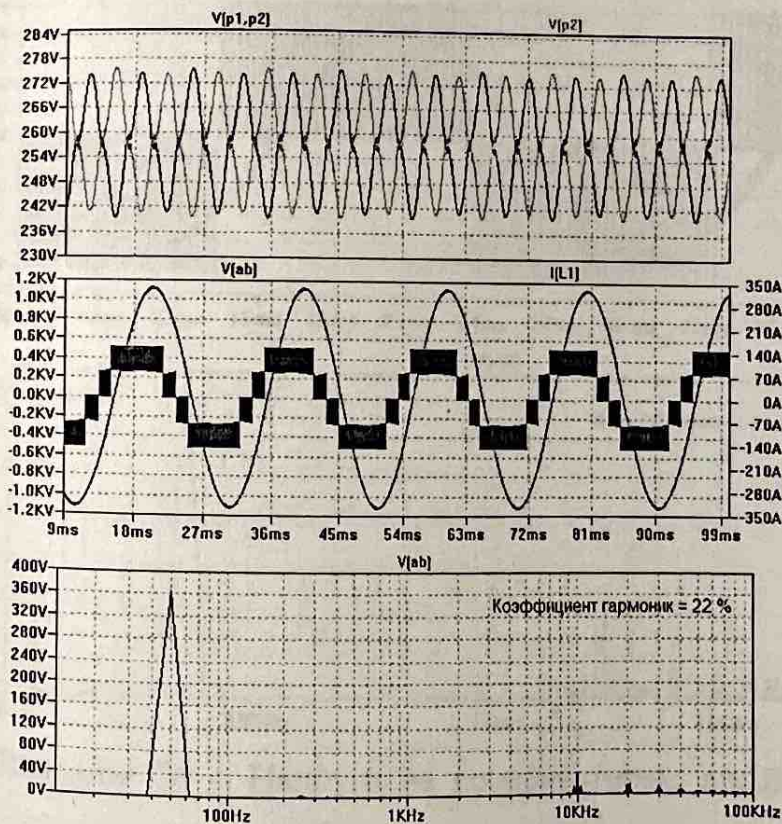


Рисунок 33 – Напруги на конденсаторах, лінійна напруга, фазний струм, спектр вихідної напруги при глибині модуляції 1.

При зменшенні частоти модуляції амплітуда пульсацій напруги на конденсаторах збільшується, а коефіцієнт гармонік збільшується. Це підтверджується наступними результатами моделювання при частоті модуляції  $f_k = 3$  кГц (рис. 34, 35, 36, 37).

Збільшилися як амплітуда пульсацій напруги на конденсаторах, так і коефіцієнт гармонік.

Спектр вихідної напруги інвертора при частоті модуляції 3 кГц схожий на той, який був отриманий при моделюванні на частоті 10 кГц. Значення гармонік на частоті модуляції однакові.

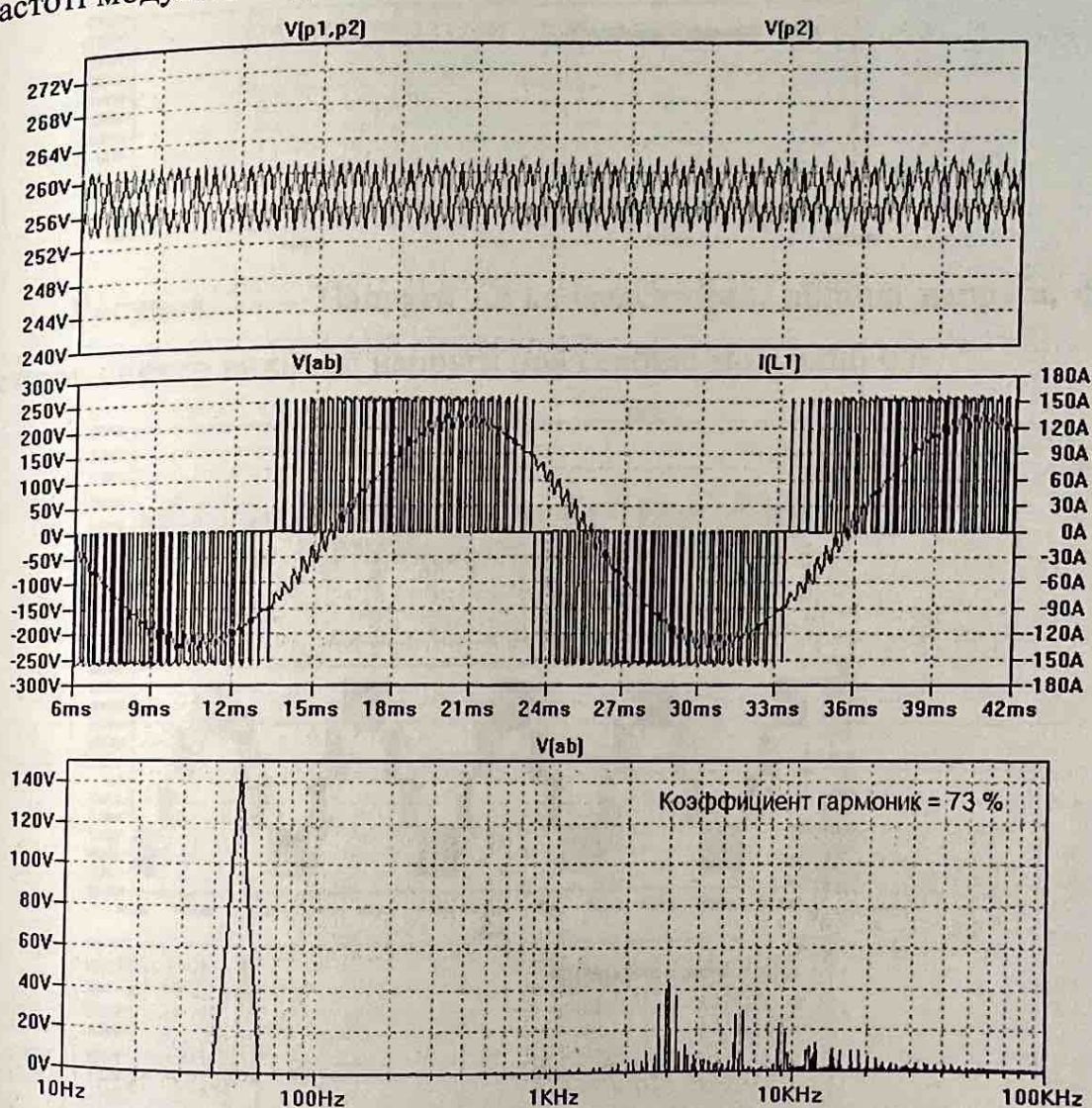


Рисунок 34 – Напруги на конденсаторах, лінійна напруга, фазовий струм, спектр вихідної напруги при глибині модуляції 0,4

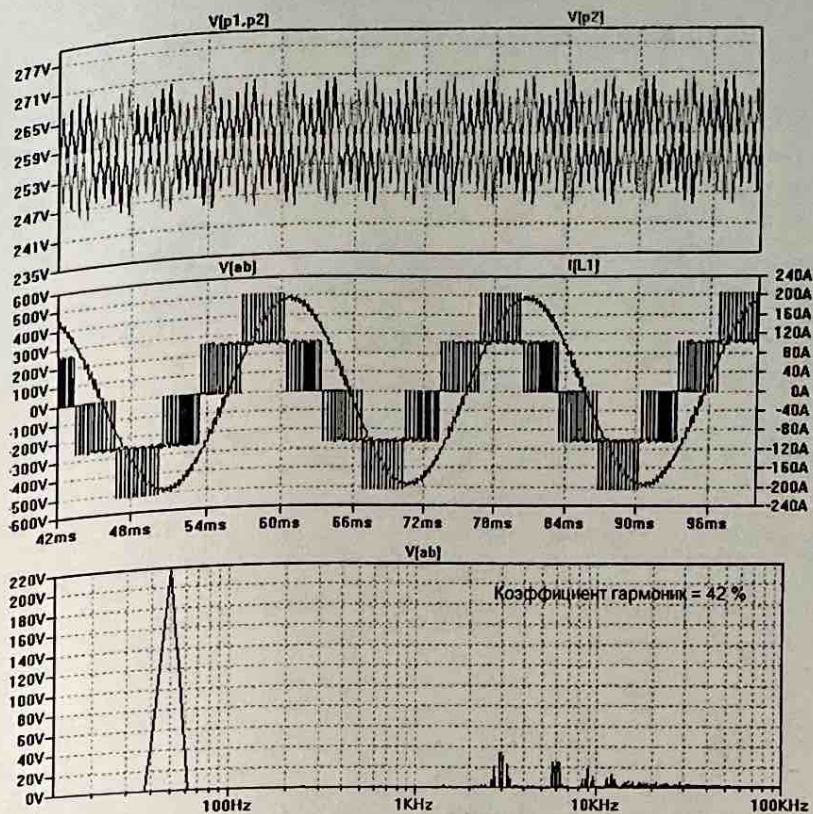


Рисунок 35 – Напруги на конденсаторах, лінійна напруга, фазовий струм, спектр вихідної напруги при глибині модуляції 0,6

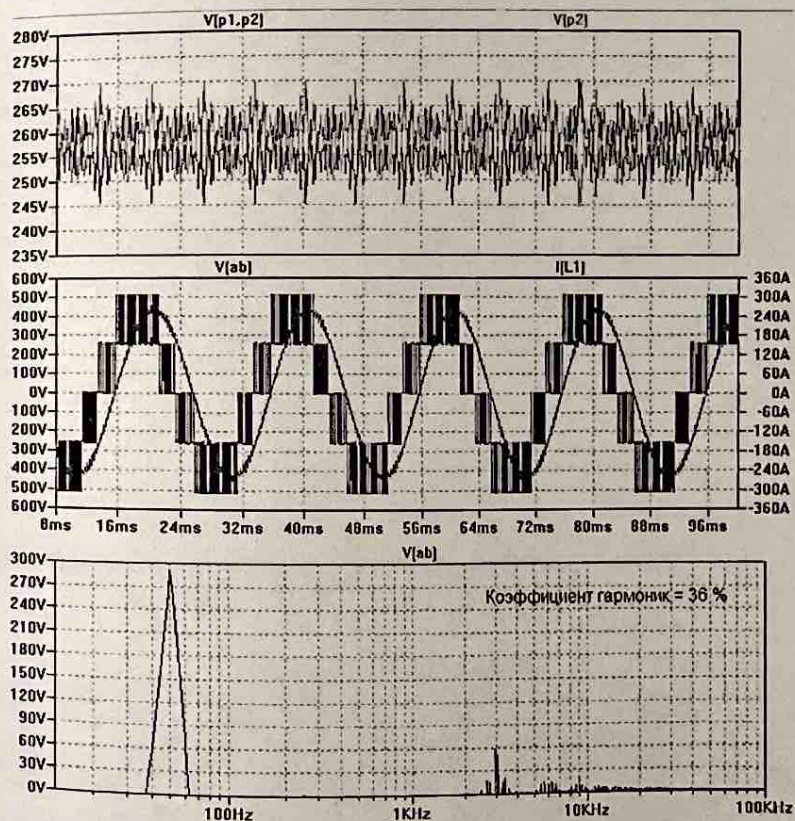


Рисунок 36 – Напруги на конденсаторах, лінійна напруга, фазовий струм, спектр вихідної напруги при глибині модуляції 0,8

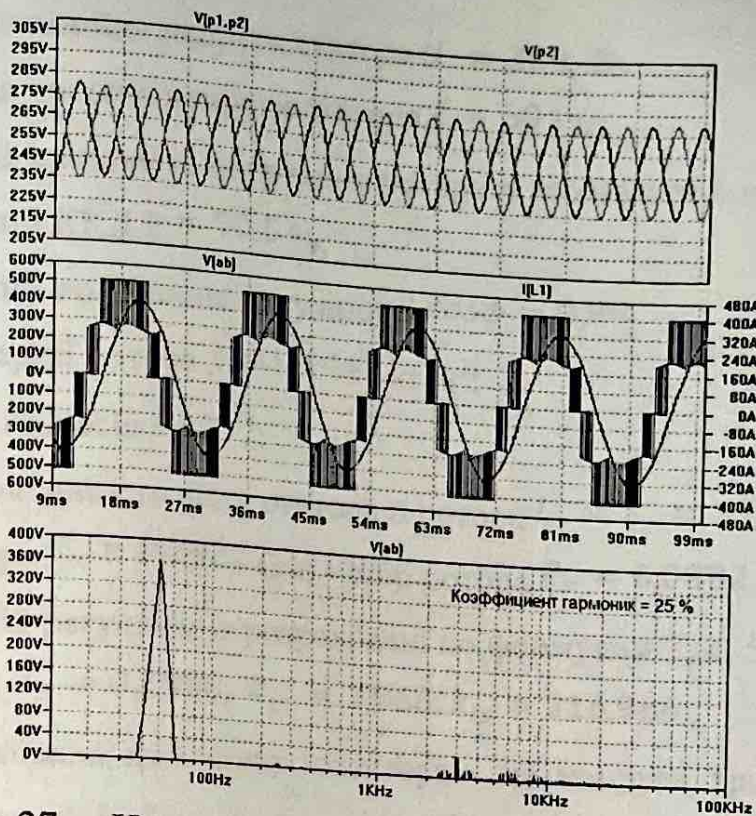


Рисунок 37 – Напруги на конденсаторах, лінійна напруга, фазовий струм, спектр вихідної напруги при глибині модуляції 1

Такі значущі коливання напруги на конденсаторах при максимальній глибині модуляції пояснюються тим, що узагальнений вектор, обертаючись, проходить через регіони 2 і 4 (згадайте векторну діаграму для трьохрівневого інвертора). У такому випадку відносний час включення короткого вектора є дуже малим порівняно з іншими векторами, і, отже, контроль над цією напругою погіршується.

### 3.2 Дослідження математичної моделі системи "трьохрівневий інвертор - асинхронний двигун"

Для ефективного моделювання системи "трьохрівневий інвертор - асинхронний двигун" важливо враховувати специфікації та параметри асинхронного двигуна:

- номінальна потужність двигуна  $P = 22$  кВт;

- номінальна лінійна напруга статора  $U = 380, \text{ В}$ ;
- номінальна частота напруги статора  $f = 50 \text{ Гц}$ ;
- номінальна швидкість обертання ротора  $n = 2940 \text{ об/хв}$ ;
- номінальний ККД  $\eta = 90,5 \%$ ;
- номінальний коефіцієнт потужності  $\cos\phi = 0,89$ ;
- момент інерції ротора  $J = 0,1443 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ ;
- число пар полюсів  $Z_p = 1$ ;
- повна індуктивність фази статора и ротора  $L_s = L_r = 37,152 \text{ мГн}$ ;
- опір статора  $R_s = 0,2922 \text{ Ом}$ ; - опір ротора  $R_r = 0,0882 \text{ Ом}$ .

Значення ПИ-регуляторів розраховані по формулам 3, 4, 5, 6 і вони рівні:

$$k_{pt} = 5,68 \cdot 10^{-3}; k_{it} = 0,1958; k_{ps} = 7,868; k_{is} = 316,966_4$$

Напруга джерела живлення інвертора - це напруга трьохфазної мережі 220/380 В при частоті 50 Гц і дорівнює  $515^{15\%}_{-10\%}$  В. Частота модуляції вихідної напруги інвертора  $f_k = 2 \text{ кГц}$ .

Моделювання запуску двигуна до номінальної частоти обертання при різних напругах в ланцюгу постійного струму:

- розгін двигуна;
- додаток моменту опору;
- знаття моменту опору;
- гальмування двигуна.

Результати моделювання представлені рисунками 38, 39, 40, 41.

При зниженому напрузі живлення інвертора на рівні 463 В та заданій номінальній швидкості обертання двигуна, робота двигуна є нестабільною. Спостерігаються коливання його електромагнітного моменту, особливо при застосуванні номінального навантаження на вал двигуна. Це відбувається через явище перемодуляції. Стабільність роботи при зниженому напрузі вдається досягти лише при швидкості обертання ротора 1800 об/хв (188,5 рад/с). При підвищеному напрузі живлення інвертора на рівні 592 В двигун прискорюється

до номінальної швидкості обертання та утримує номінальне навантаження на валу.

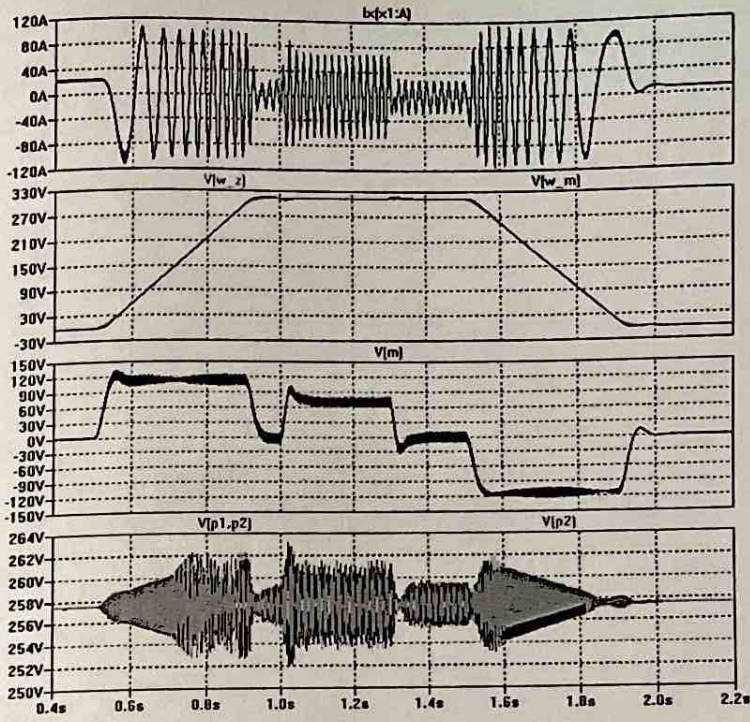


Рисунок 38 – Діаграми фазного току статора, швидкості обертання ротора двигуна, електромагнітний момент двигуна, напруги на вхідних конденсаторах інвертора при  $U_d = 515$  В.

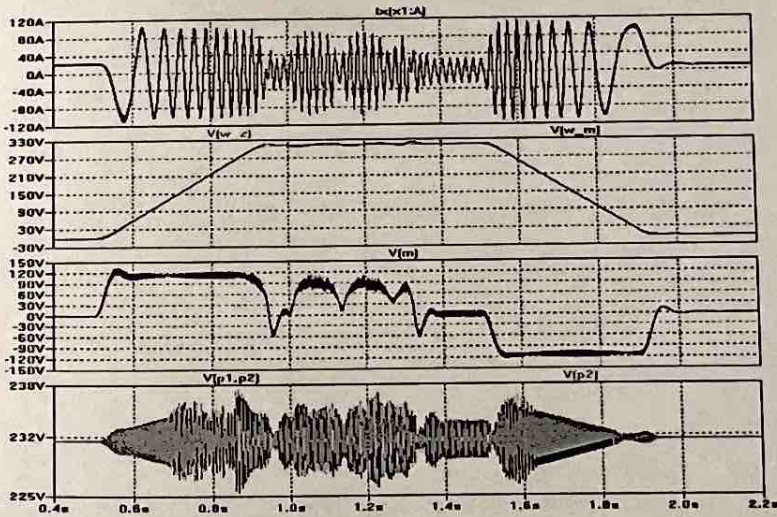


Рисунок 39 – Діаграми фазного току статора, швидкості обертання ротора двигуна, електромагнітний момент двигуна, напруги на вхідних конденсаторах інвертора при  $U_d = 463$  В.

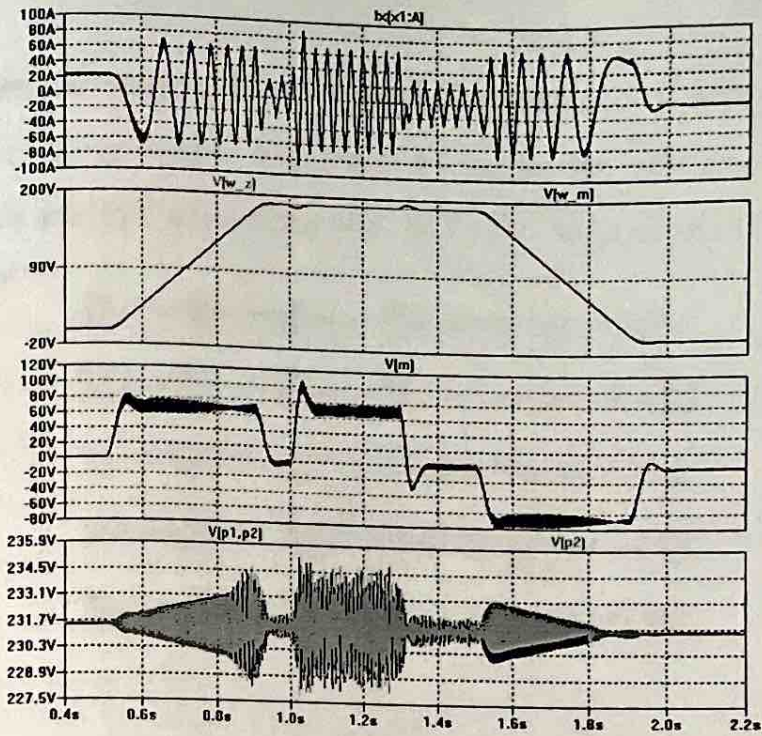


Рисунок 40 – Діаграми фазного току статора, швидкості обертання ротора двигуна, електромагнітний момент двигуна, напруги на вхідних конденсаторах інвертора при  $U_d = 463$  В.

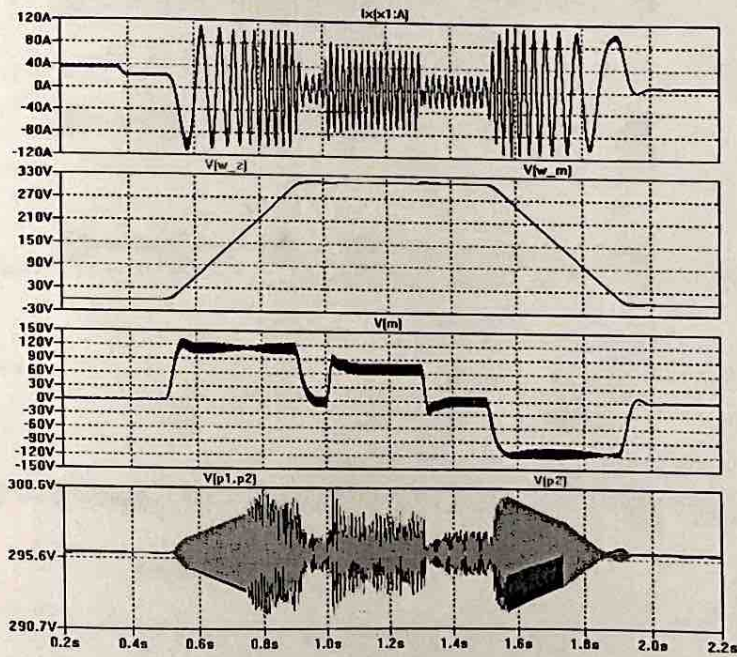


Рисунок 41 – Діаграми фазного току статора, швидкості обертання ротора двигуна, електромагнітний момент двигуна, напруги на вхідних конденсаторах інвертора при  $U_d = 592$  В.

З математичної моделі були отримані механічні характеристики системи синхронного електроприводу. Усього було отримано три сімейства механічних характеристик для напруг живлення 463, 515 і 592 В відповідно (рис. 42, 43, 44).

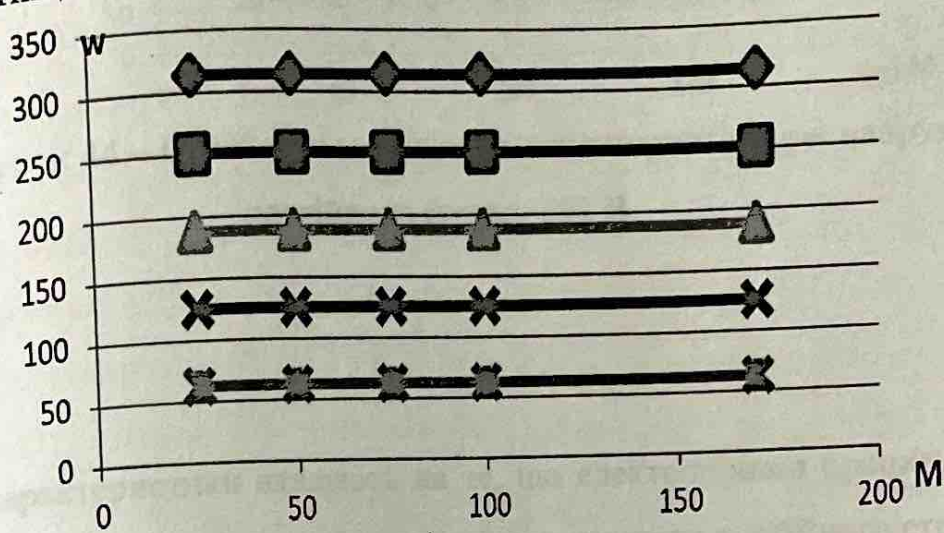


Рисунок 42 – Сімейство механічних характеристик при напрузі в ланцюгу постійного струму 515 В

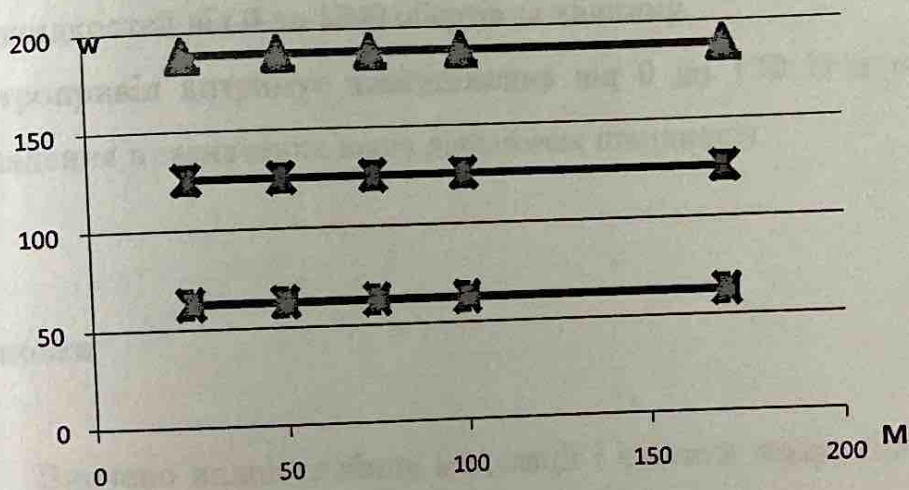


Рисунок 43 – Сімейство механічних характеристик при напрузі в ланцюгу постійного струму 463 В



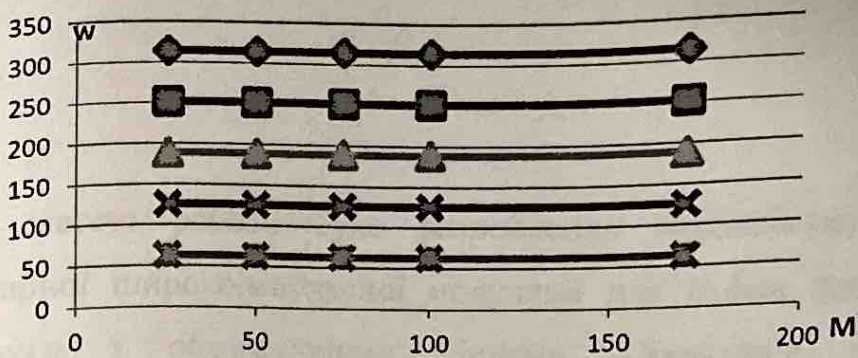


Рисунок 44 – Сімейство механічних характеристик при напрузі в ланцюгу постійного струму 592 В

Ці характеристики вказують на те, що електропривід працює в діапазоні швидкості від 0 до номінальної при напрузі в ланцюгу постійного струму від 515 В до 592 В.

При напрузі в ланцюгу постійного струму 463 В електропривід працює в діапазоні швидкостей від 0 до 1800 обертів за хвилину.

Електропривід витримує навантаження від 0 до 170 Н·м при будь-якій напрузі живлення в зазначених вище діапазонах швидкості.

## Висновки

1. Вивчено вплив глибини модуляції і частоти модуляції на пульсації напруги на конденсаторах у ланцюгу постійного струму та на спектр вихідної напруги інвертора.
2. Здійснено моделювання запуску, роботи в установленому режимі та зупинки електроприводу при різних напругах у ланцюзі постійного струму інвертора напруги.
3. Побудовані сімейства механічних характеристик електропривода при різних напругах у ланцюзі постійного струму інвертора напруги.

## Висновок

Основною метою роботи було розроблення модифікації алгоритму просторово-векторної широкоімпульсної модуляції для схеми трьохрівневого інвертора напруги з обмежувачами діодами. Проведене математичне моделювання показало, що використання даного алгоритму ПВШМ дозволяє утримувати напругу на конденсаторах приблизно на рівні половини напруги живлення інвертора.

Результатами цієї роботи є розроблені математичні моделі трьохрівневого інвертора напруги при роботі на активно-індуктивне навантаження та системи "трьохрівневий інвертор – асинхронний двигун" з векторною системою управління.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Чорний. О.П. Моделювання електромеханічних систем: підручник для ВНЗ/ О.П. Чорний, А.В. Луговий, Д.Й. Родькін, Г.Ю. Сисюк, О.В. Садовий. —Кременчук, 2001. – 376 с.
2. Онушко, В.В. Моделювання електромеханічних систем: навчальний посібник / В.В. Онушко, Д.В. Стрижеус. – Полтава, ПолтНТУ, 2010. – 81с.
3. Онушко, В.В. Опорний конспект лекцій з дисципліни «Моделювання електротехнічних систем» / В.В. Онушко. – Полтава, ПолтНТУ, 2003. – 120с.
4. Моделювання систем: Підручник для вузів / В.М. Томашевський. – К.: ВНУ, 2005. – 352 с.
5. Дослідження систем електропривода методами математичного моделювання: Навчальний посібник / С. М. Довгань. - Дніпропетровськ: НГА України, 2001. – 137 с.
6. Основи комп'ютерного моделювання: навч. посібник / М.С. Барабаш, П.М. Кір'язев, О.І. Лапенко, М.А. Ромашкіна. 2-е вид. стер. – К.: НАУ, 2019. – 492 с.
7. Моделювання електромеханічних систем. Математичне моделювання систем асинхронного електроприводу: навчальний посібник / О. І. Толочко. – Київ, НТУУ «КПІ», 2016. – 150 с.
8. Голодний І.М., Червінський Л.С., Жильцов А.В., Санченко О.В. Романенко О.І. Моделювання регульованого електропривода: Підручник. – К.: Аграр Медіа Груп, 2019. – 266 с.: іл.
9. Куцик А.С. Автоматизовані системи керування на програмованих логічних контролерах: Навч. посіб. - Нац. ун-т «Львівська політехніка»/ А.С. Куцик, В.О. Місюренко.– Львів : Вид-во Львівської політехніки, 2011.– 199 с.
10. Колб Ант. А, Колб А. А. Теорія електроприводу: Навчальний посібник. – 2-е вид. перероб. і доп. –Д., Національний гірничий університет, 2011. – 540 с.

## 3. Research on the mathematical model of a three-level inverter and the "three-level inverter - asynchronous motor' system "

### 3.1 Research on the mathematical model of a three-level inverter

The model of a three-phase inverter operating with an active-inductive load is being studied. Simulation was performed using the LTspice IV software package.

The parameters of the model are specified as follows:

- Output voltage frequency  $f = 50 \text{ Гц}$ ;
- Modulation frequency  $f_k = 5 \text{ кГц}$ ;
- Active load resistance  $R = 0,9 \text{ ohms}$ ;
- Load inductance in millihenries  $L = 0,44 \text{ мН}$ ;
- Capacitance of capacitors at the inverter input  $C = 2000 \text{ }\mu\text{F}$ ; - Voltage of the DC link in volts  $U_d = 515 \text{ V}$ .

The influence of modulation depth on voltage ripples across capacitors, on the output voltage spectrum, and on the harmonic distortion coefficient was investigated.

The distortion coefficient can be measured in LTspice IV by introducing the directive. Here, 50 signifies that the frequency of the fundamental harmonic of the output voltage is 50 Hz, and V(AB) indicates where the voltage should be measured.

The modulation depth takes the following values: 0.4, 0.6, 0.8, 1. The simulation results are presented in Figures 30, 31, 32, and 33.

The simulation results indicate that with an increase in modulation depth, the harmonic distortion coefficient decreases. Moreover, it decreases quite rapidly at a modulation depth of 0.4.

The voltage across the capacitors oscillates around the level of 515 V. With a modulation depth of 0.4, the amplitude of the ripples is approximately 1 V. At modulation depths of 0.6 and 0.8, the ripple amplitude reaches 3.5 V. With a modulation

depth of 1, the modulation amplitude is already 15 V, but the ripples occur at half the voltage level.

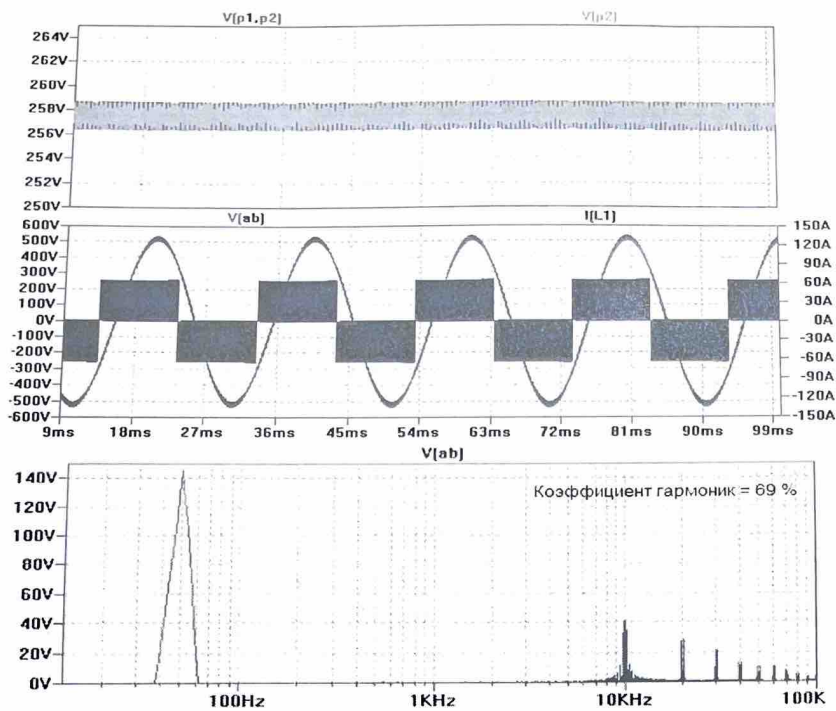


Figure 30 - Voltages across capacitors, linear voltage, phase current, output voltage spectrum at a modulation depth of 0.4

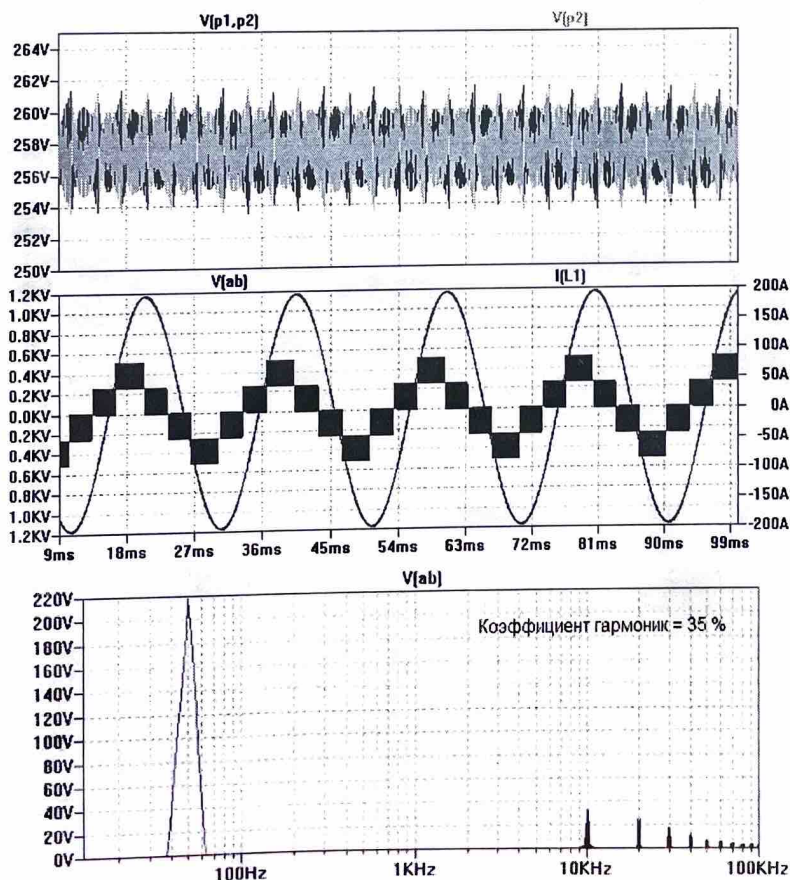


Figure 31 - Voltages across capacitors, linear voltage, phase current, output voltage spectrum at a modulation depth of 0.6

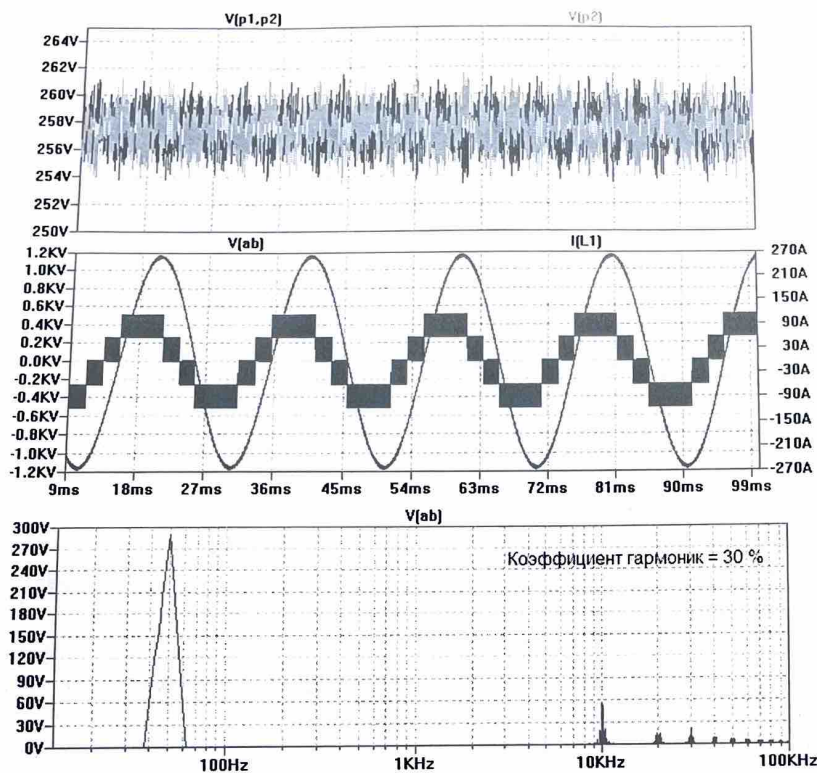


Figure 32 - Voltages across capacitors, linear voltage, phase current, output voltage spectrum at a modulation depth of 0.8

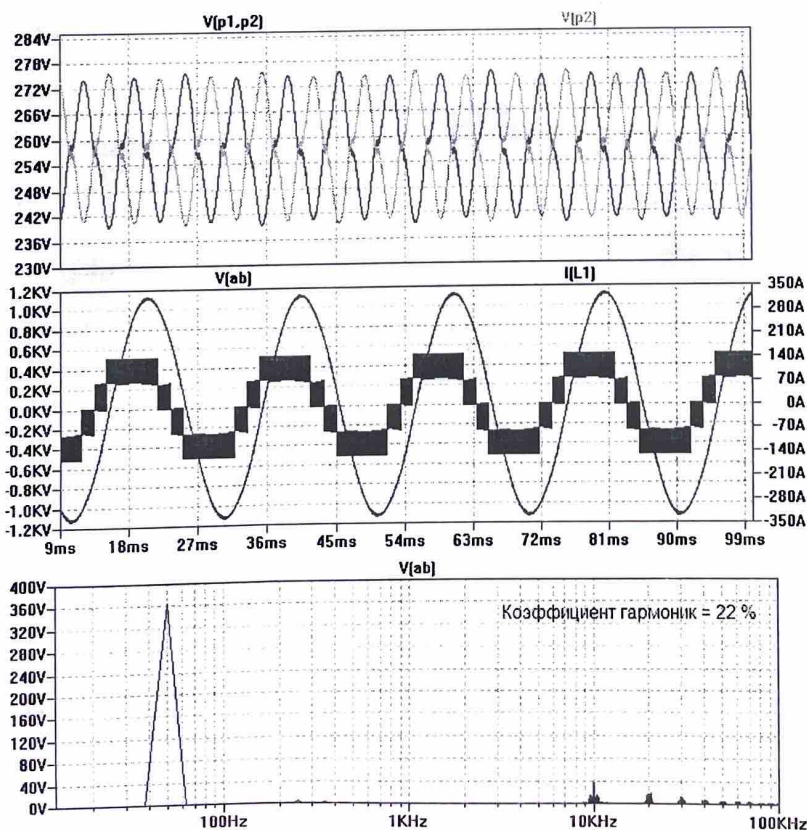


Figure 33 - Voltages across capacitors, linear voltage, phase current, output voltage spectrum at a modulation depth of 1. As the modulation frequency decreases, the amplitude of voltage ripples across capacitors increases, and the harmonic distortion coefficient also increases. This is confirmed by the following simulation results at a modulation frequency of kHz (Figures 34, 35, 36, 37).

The amplitude of voltage ripples across capacitors and the harmonic distortion coefficient both increased.

The output voltage spectrum of the inverter at a modulation frequency of 3 kHz is similar to that obtained during simulation at a frequency of 10 kHz. The harmonic values at the modulation frequency are identical.

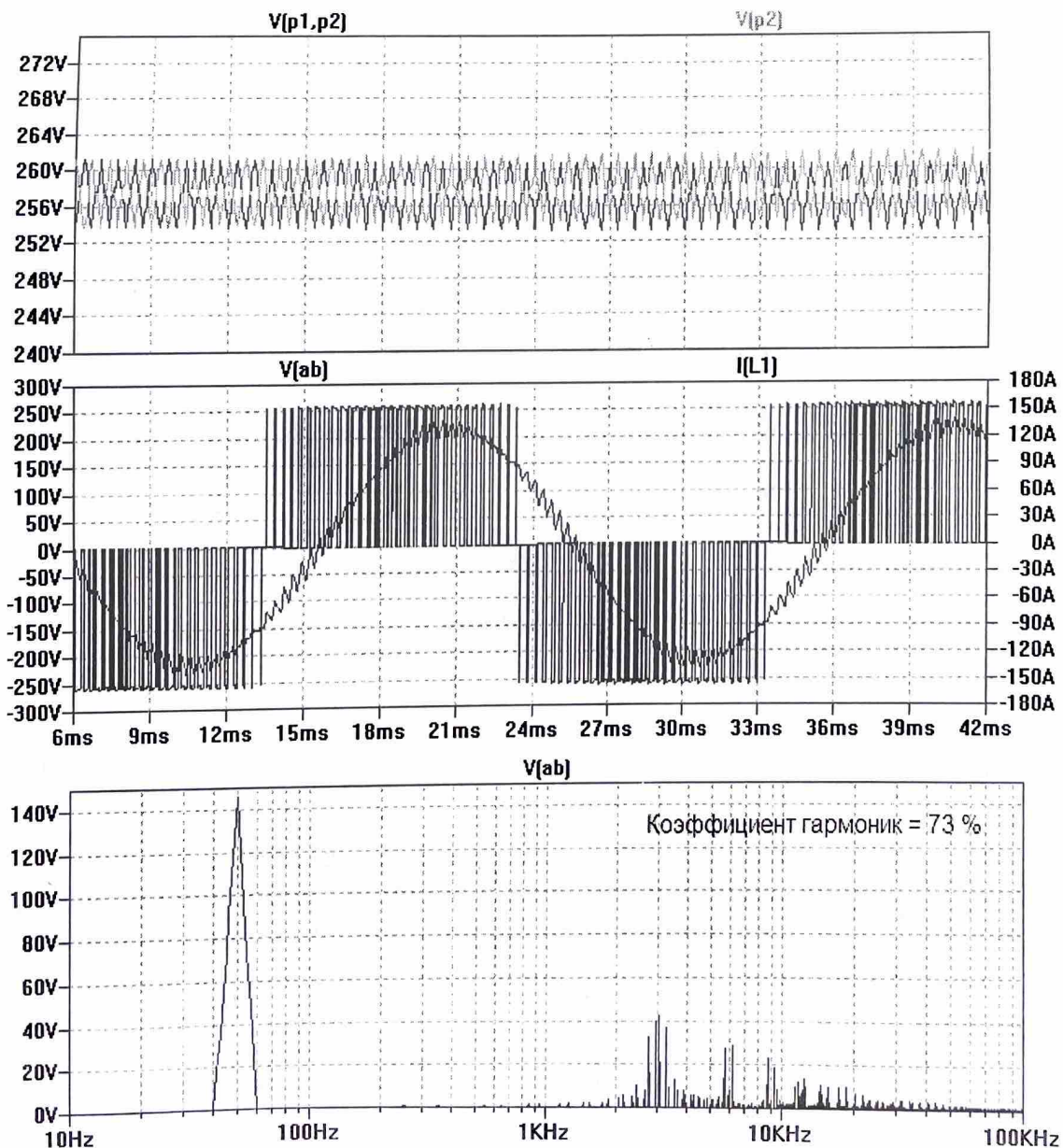


Figure 34 – Voltages across capacitors, linear voltage, phase current, and output voltage spectrum at a modulation depth of 0.4

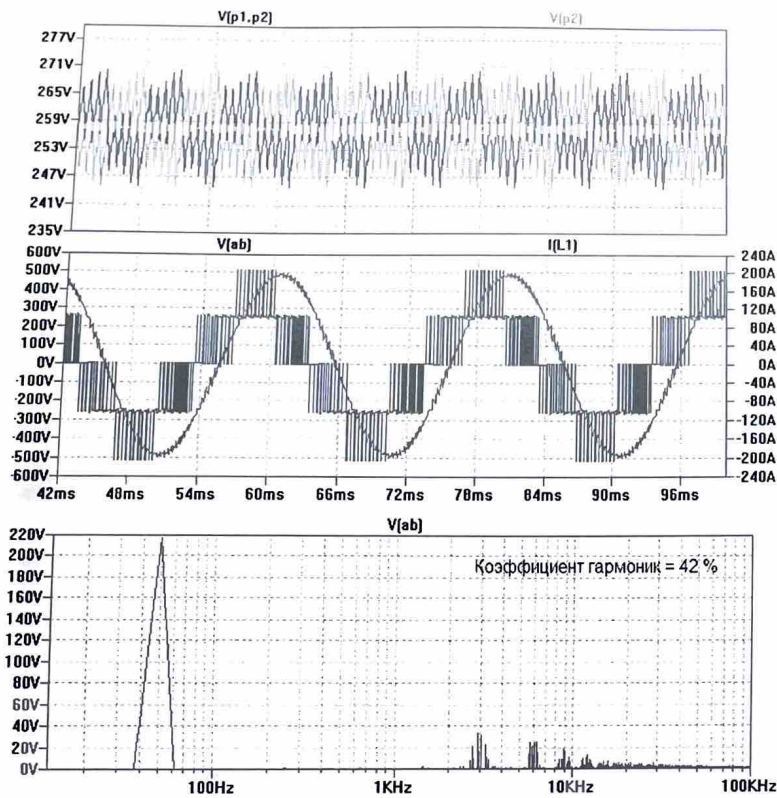


Figure 35 – Voltages across capacitors, linear voltage, phase current, and output voltage spectrum at a modulation depth of 0.6



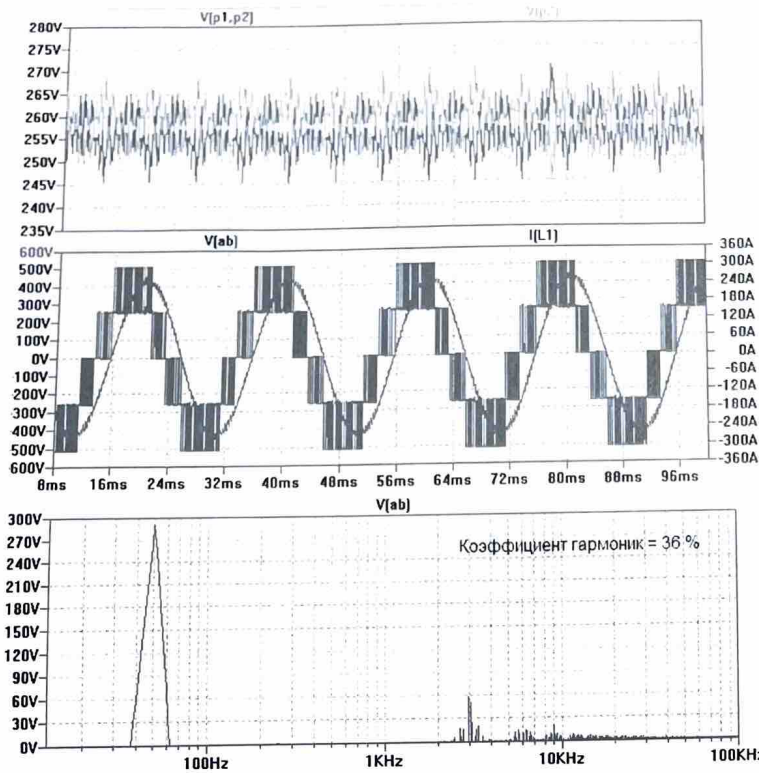


Figure 36 – Voltages across capacitors, linear voltage, phase current, and output voltage spectrum at a modulation depth of 0.8

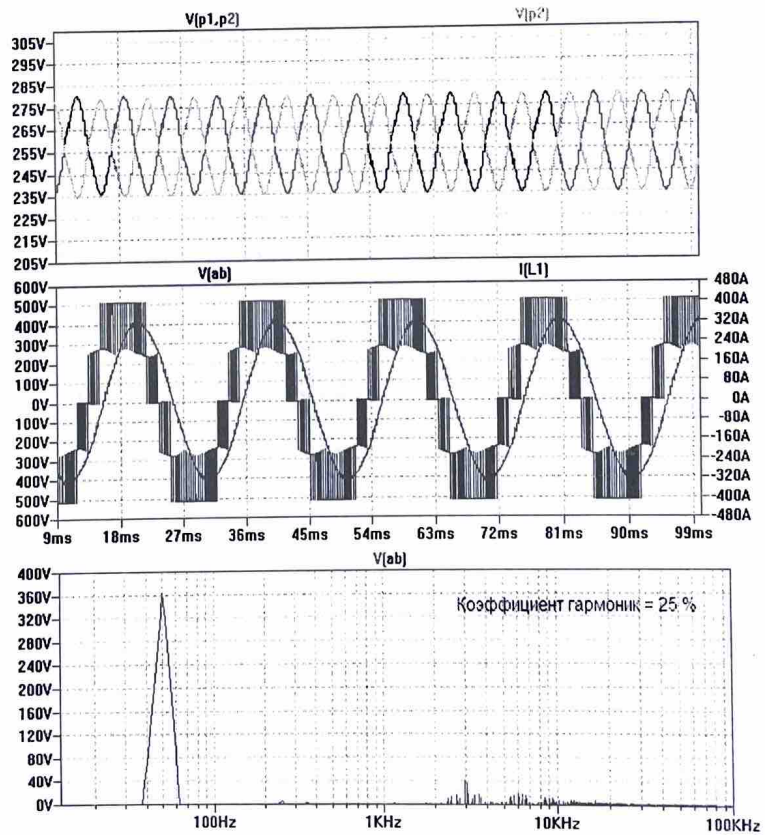


Figure 37 - Voltages across capacitors, linear voltage, phase current, and output voltage spectrum at a modulation depth of 1

Significant voltage fluctuations on the capacitors at maximum modulation depth are explained by the fact that the generalized vector, while rotating, passes through regions 2 and 4 (refer to the vector diagram for a three-level inverter). In such a case, the relative time of the short vector being active is very small compared to the other vectors, and therefore, control over this voltage deteriorates..

### 3.2 Research on the mathematical model of the 'three-level inverter - asynchronous motor' system»

For effective modeling of the 'three-level inverter - asynchronous motor' system, it is important to consider the specifications and parameters of the asynchronous motor:

- Nominal motor power  $P = 22$  kilowatts;
- Nominal line voltage of the stator  $U = 380_n$  V;
- Nominal frequency of the stator voltage  $f = 50$  Hz
- Nominal rotor rotation speed  $n = 2940$  RPM;
- Nominal efficiency  $\eta = 90,5$  %;
- Nominal power factor  $\cos\phi = 0,89$ ;
- Rotor inertia  $J = 0.1443$  кг·м<sup>2</sup>;
- Number of pole pairs  $Z_p = 1$ ;
- Total inductance of the stator and rotor phases  $L_s = L_r = 37,152$  mH;
- Stator resistance  $R_s = 0,2922$  ohms; - rotor resistance  $R_r = 0,0882$  ohms.

The values of the PI controllers are calculated using formulas 3, 4, 5, 6, and they are equal:

$$k_{pt} = 5,68 \cdot 10^{-7}; k_{it} = 0,1958; k_{ps} = 7,868; k_{is} = 316,966,4$$

Voltage of the inverter power source is rectified from the three-phase network with a voltage of 220/380 V at a frequency of 50 Hz and is equal to  $515^{15\%}_{-10\%}$  V. The modulation frequency of the output voltage of the inverter  $f_k = 2$  kHz.

Simulation of motor start-up to nominal rotation speed at different voltages in the DC link:

- Motor acceleration;
- Application of additional torque;
- Reduction of torque;
- Motor braking.

The simulation results are presented in Figures 38, 39, 40, 41.

Under reduced inverter voltage at 463 V and a specified nominal rotor speed, the motor operation becomes unstable. Oscillations in its electromagnetic torque are observed, especially under nominal load on the motor shaft. This phenomenon is due to the modulation instability. Stability at reduced voltage is achieved only at a rotor speed of 1800 RPM (188.5 rad/s). With increased inverter voltage at 592 V, the motor accelerates to the nominal rotor speed and maintains the nominal load on the shaft.

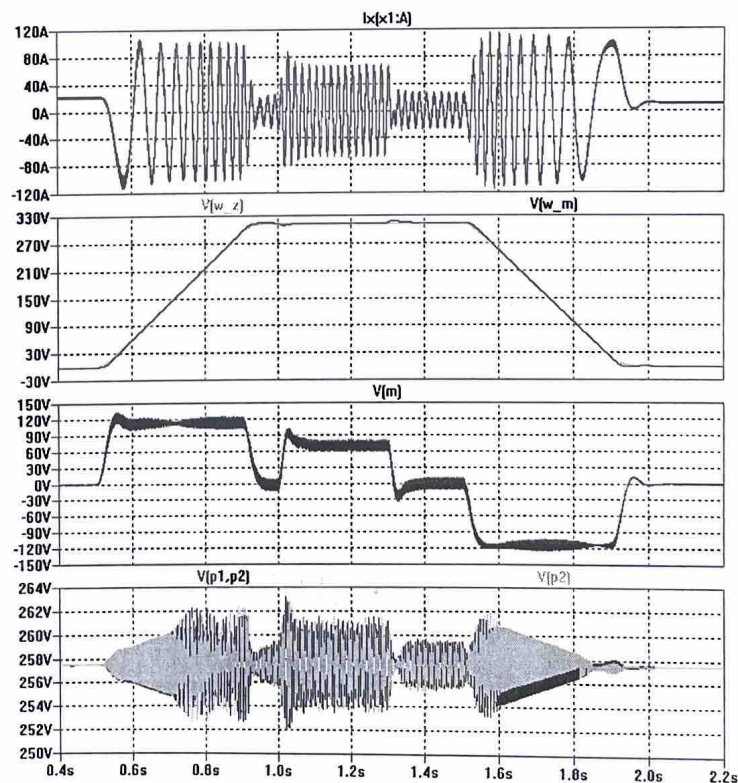


Figure 38 - Phase current diagrams of the stator, rotor speed of the motor, electromagnetic torque of the motor, voltage across the input capacitors of the inverter at  $U_d = 515 \text{ V}$ .

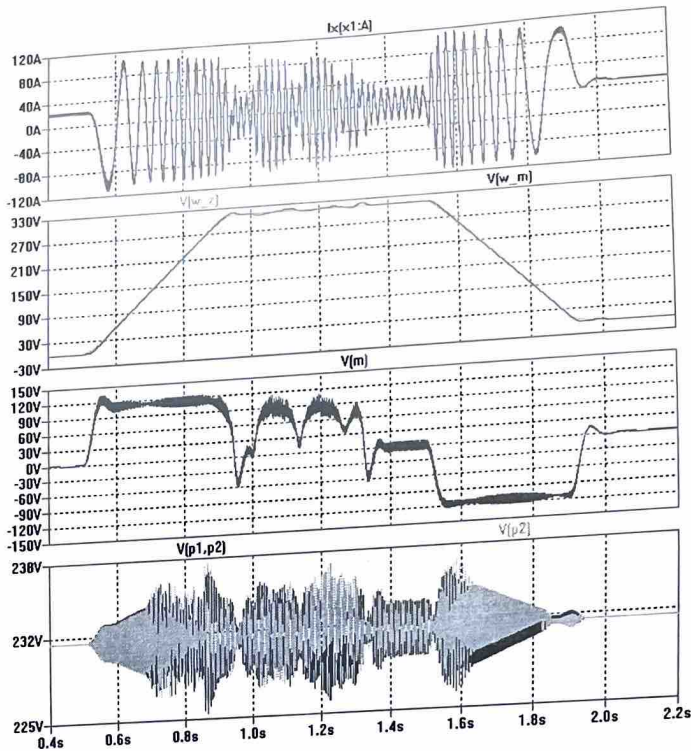


Figure 39 - Phase current diagrams of the stator, rotor speed of the motor, electromagnetic torque of the motor, voltage across the input capacitors of the inverter at  $U_d = 463 \text{ V}$ .

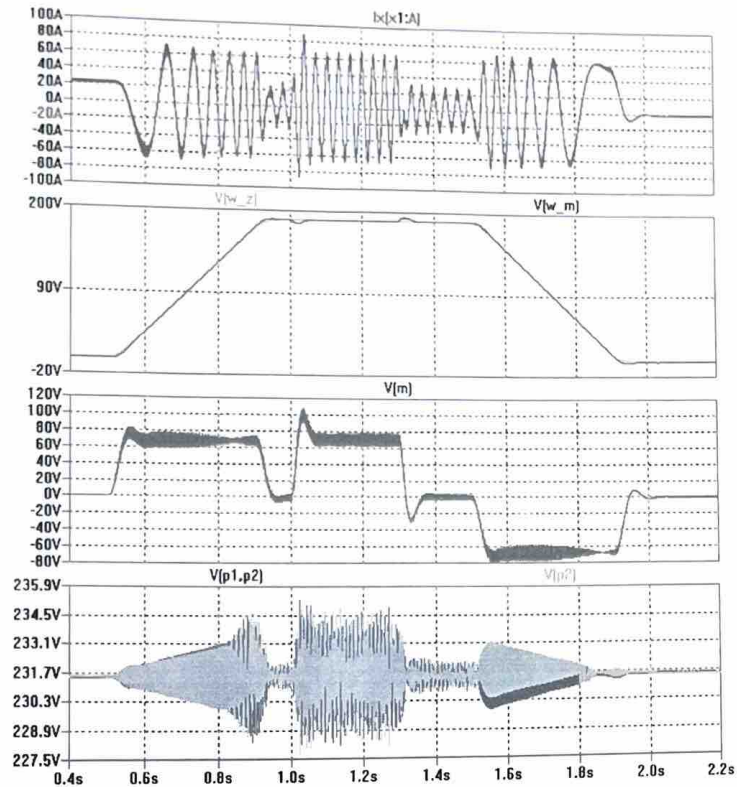


Figure 40 - Phase current diagrams of the stator, rotor speed of the motor, electromagnetic torque of the motor, voltage across the input capacitors of the inverter at  $U_d = 463 \text{ V}$ .

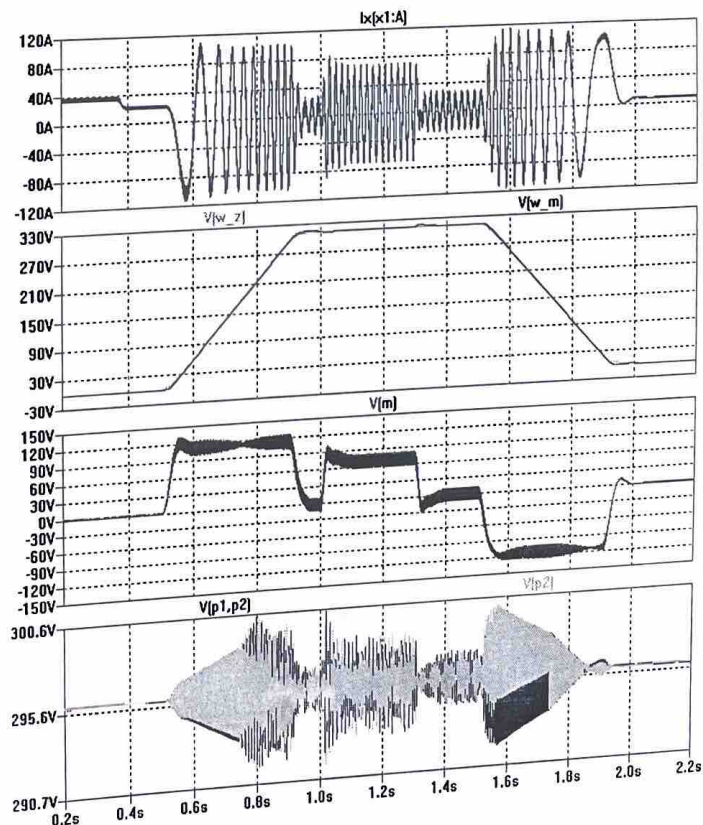


Figure 41 - Phase current diagrams of the stator, rotor speed of the motor, electromagnetic torque of the motor, voltage across the input capacitors of the inverter at  $U_d = 592$  V.

Mechanical characteristics of the asynchronous electric drive system were obtained from the mathematical model. Three families of mechanical characteristics were obtained for supply voltages of 463, 515, and 592 V, respectively (Figures 42, 43, 44).

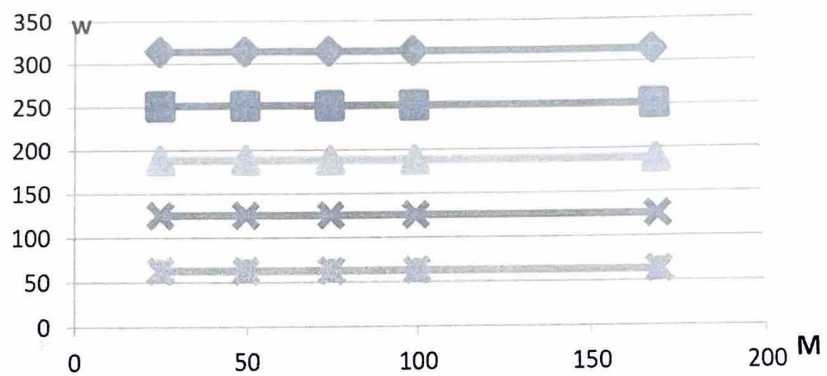


Figure 42 - Family of mechanical characteristics at a DC link voltage of 515 V

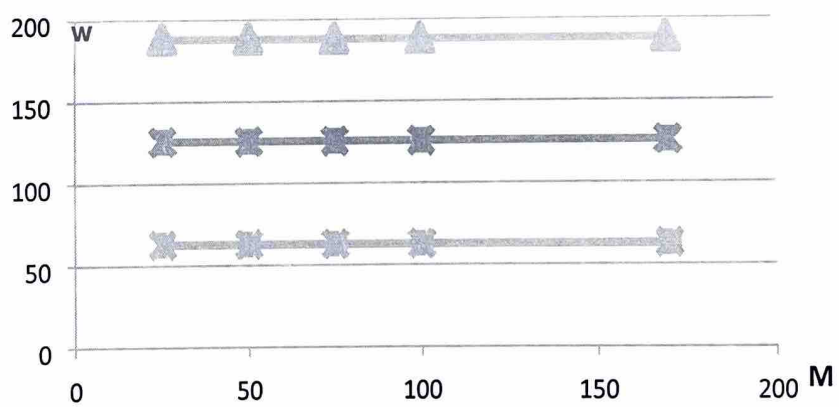


Figure 43 - Family of mechanical characteristics at a DC link voltage of 463 V

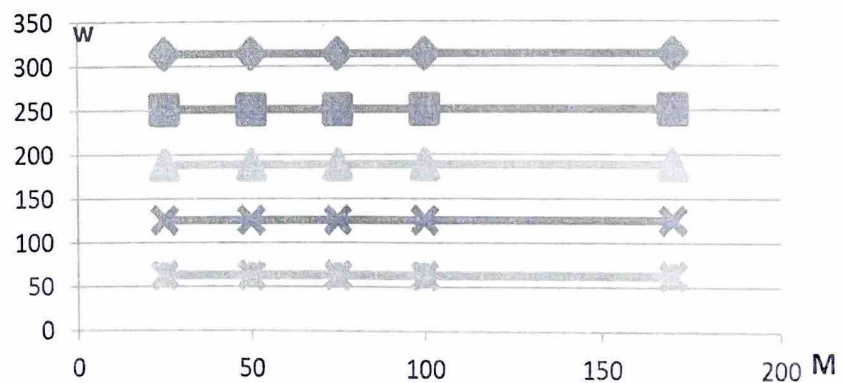


Figure 44 - Family of mechanical characteristics at a DC link voltage of 592 V

These characteristics indicate that the electric drive operates in the speed range from 0 to nominal speed at a DC link voltage ranging from 515 V to 592 V.

At a DC link voltage of 463 V, the electric drive operates in the speed range from 0 to 1800 revolutions per minute.

The electric drive sustains a load from 0 to 170 N·m at any supply voltage within the specified speed ranges.

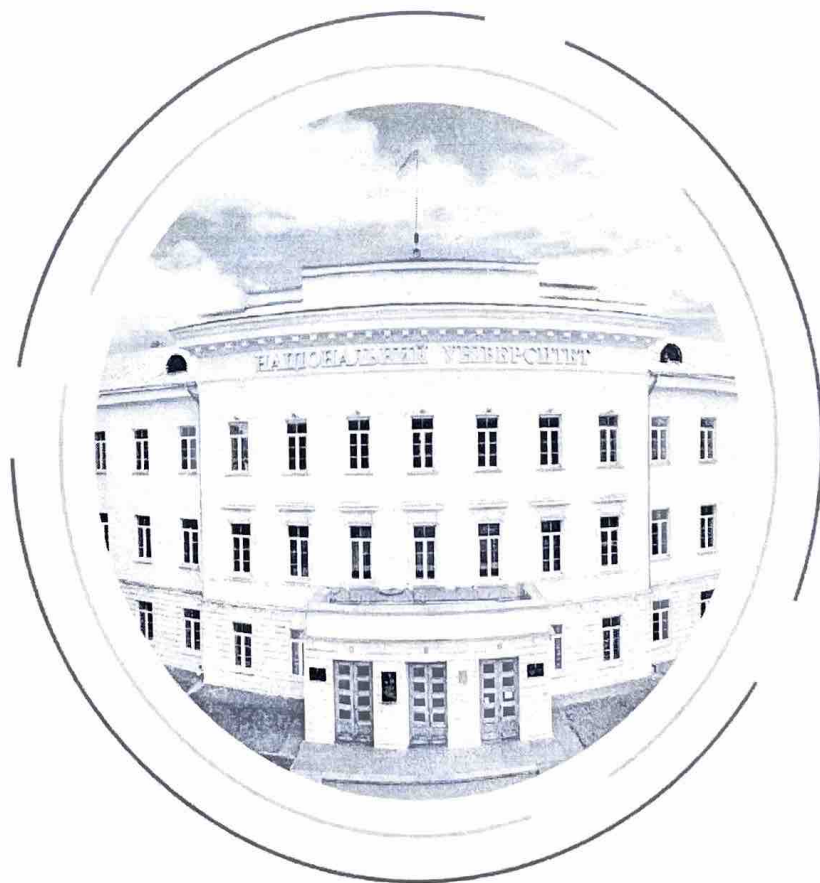
## Conclusions

1. The effect of modulation depth and modulation frequency on voltage ripples on capacitors in the DC circuit and on the output voltage spectrum of the inverter was studied.
2. Simulation of start-up, operation in the established mode and stop of the electric drive at different voltages in the DC circuit of the voltage inverter was carried out.
3. Constructed families of mechanical characteristics of the electric drive at different voltages in the DC circuit of the voltage inverter.

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**  
**«ПОЛТАВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА ІМЕНІ ЮРІЯ КОНДРАТЮКА»**

**ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ**  
за матеріалами ІХ Всеукраїнської науково-практичної конференції  
**«ЕЛЕКТРОННІ ТА МЕХАТРОННІ СИСТЕМИ:**  
**ТЕОРІЯ, ІННОВАЦІЇ, ПРАКТИКА»**

10 листопада 2023 року



**Полтава 2023**



## ЗМІСТ

<i>М.Ю. Пророк, Б.Р. Боряк</i> ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ АЛГОРИТМІВ ВІДСТЕЖЕННЯ НА ВІДЕО З ОБ'ЄКТАМИ З ВИСОКОЮ ДИНАМІКОЮ РУХУ, НАЯВНИХ В OPENCV 4.8.....	9
<i>О. Shefer, О. Yevdochenko</i> ASSESSMENT OF THE EFFECT OF AN EXTRA SHORT ELECTROMAGNETIC PULSE ON A RADIO COMMUNICATION SYSTEM	12
<i>О.С. Руденко</i> ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕХНОЛОГІЙ ПРОТИДІЇ СИСТЕМАМ ПЕРЕДАЧІ З ПРЯМИМ РОЗШИРЕННЯМ СПЕКТРА.....	14
<i>А.С. Стадніченко, О.А. Штена, Г.О. Шеїна</i> РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ СИСТЕМИ ПОЗИЦІЮВАННЯ ДЛЯ СОНЯЧНИХ ПАНЕЛЕЙ.....	16
<i>Н.В. Єрмілова, В.В. Васильєва</i> МОДЕРНІЗАЦІЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ НОЖИЦЬ ГАРЯЧОГО РІЗАННЯ ЗАГОТОВОК В МЕТАЛУРГІЙНОМУ ВИРОБНИЦТВІ.....	18
<i>О. Laktionov, М. Movin, I. Laktionova</i> RESEARCH ON THE ROLE OF THE SAFETY COMPONENT IN A ROBOTICS SYSTEM.....	20
<i>М.О. Мурат</i> РОЛЬ ТЕЛЕМЕТРИЧНОГО ЗВ'ЯЗКУ В БЕЗПЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТАХ: АНАЛІЗ ВАЖЛИВОСТІ ТА ФУНКЦІОНАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ СИСТЕМИ ТЕЛЕМЕТРИЧНОГО ЗВ'ЯЗКУ У ВІЙСЬКОВИХ БПЛА.....	21
<i>В.В. Стьопкін, О.В. Колесник</i> ОСОБЛИВОСТІ МОДЕРНІЗАЦІЇ СИСТЕМ ГЕНЕРАТОР – ДВИГУН ПРОКАТНИХ СТАНІВ.....	23
<i>О. Shefer, S. Myhal</i> RESEARCH OF EMISSIONS WHICH DETERMINATE THE QUALITY OF WORK OF TELECOMMUNICATIONS EQUIPMENT.....	25
<i>Р.В. Захарченко, В.Ю. Курбала</i> ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ У СИСТЕМІ «ІНВЕРТОР – АСИНХРОННИЙ ДВИГУН» ЕЛЕКТРОПРИВОДУ НАСОСНОЇ УСТАНОВКИ.....	27

accuracy of frequency alignment with the useful signal. Targeted interference is characterized by high spectral power density. Since they are emitted in a narrow frequency band, they can be implemented by low-power devices. One of the ways to generate barrage interference is the use of frequency-shifting interference generated during rapid tuning of a narrowband interference transmitter over a wide frequency band. Due to this, in the frequency band of each channel of a multi-channel radio device or several stations, a sufficiently high power density necessary to suppress them is sequentially concentrated. However, in the presence of protection schemes, the effectiveness of this interference may be lower than the barrier interference created by a transmitter that does not have frequency tuning. The disadvantage of aiming interference is that they can simultaneously suppress only one radio device operating in a given wavelength range.

#### LITERATURE:

1. Зіньковський Ю.Ф., Клименко В.Г. *Електромагнітна, інформаційна захищеність та сумісність електронних апаратів*. – Ж.: «ЖІТІ», 1999. – 376 с.
2. Petzold J. *Advantages of softmagnetic materials for modern electronic applications*. – Н.: «Scripta Materialia», 2014. – 901 p.

#### **ДОСЛІДЖЕННЯ ВИПРОМІНЮВАНЬ, ЩО ПОГІРШУЮТЬ ЯКІСТЬ РОБОТИ ЗАСОБІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ**

*О.В. Шефер, д.т.н., професор,*

*С.В. Мигаль, аспірант*

*Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»*

**УДК 621.3**

*Р.В. Захарченко, к.т.н., доцент,*

*В.Ю. Курбала, магістрант*

*Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»*

#### **ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ У СИСТЕМІ «ІНВЕРТОР – АСИНХРОННИЙ ДВИГУН» ЕЛЕКТРОПРИВОДУ НАСОСНОЇ УСТАНОВКИ**

У світі активно ведуться дослідження щодо розробки багаторівневих інверторів напруги, зокрема трирівневих. Схема з діодами, що обмежують (або схема з фіксованою нейтральною точкою), є найбільш підходящою для таких перетворювачів, оскільки вона потребує менше емісійних елементів та одне лише джерело постійного струму. Однак у такій схемі виникає проблема контролю напруги на вхідних конденсаторах. Багато алгоритмів широтно-імпульсної модуляції, що запропоновані в різних джерелах, не враховують цієї проблеми. Деякі не досліджують роботу перетворювача на навантаження

електродвигунами, яке найчастіше використовується, або наголошують лише на дослідженні спектра вихідної напруги.

Дослідження роботи трирівневого інвертора, є надзвичайно актуальним. Незважаючи на складність управління через велику кількість напівпровідникових ключів та високі напруги, вони демонструють високу якість вихідної напруги. Основна перевага таких перетворювачів полягає в розподілі напруги між ключами, що дозволяє використовувати ключі з меншою напругою, але здатні працювати з вищою частотою комутацій, замість вибору одного ключа для високої напруги.

Метою дослідження є розробка алгоритму просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції, моделювання трирівневого інвертора напруги з використанням цього алгоритму та дослідження роботи інвертора на активно-індуктивне навантаження та навантаження асинхронними двигунами з короткозамкненим ротором.

Основні завдання дослідження включають:

- огляд топологій багаторівневих інверторів напруги та алгоритмів широтно-імпульсної модуляції для управління ними, а також обґрунтування вибору схеми з обмежувальними діодами.

- розробка алгоритму просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції з контролем напруги на вхідних конденсаторах трирівневого інвертора.

- дослідження математичної моделі перетворювача на активно-індуктивне навантаження та навантаження асинхронними електродвигунами.

Для вирішення цих завдань необхідні наступні методи дослідження: аналіз технічної літератури, особливо іноземної; використання програмних пакетів MATLAB.

## ЛІТЕРАТУРА:

1. Kalpesh H. Bhalodi, P. Agarwal. *Space Vector Modulation with DC-Link Voltage Balancing Control for Three-Level Inverters. ACEEE International Journal on Communication, Vol 1, No. 1, Jan 2010, 14-18 p.*

2. Jang-Hwan Kim, Seung-Ki Sul, Prasad N. Enjeti. *A Carrier-Based PWM Method with Optimal Switching Sequence for a Multi-level Four-leg VSI. IAS 2005, 99-105 p.*

3. Josep Pou. *Modulation and Control of Three-phase PWM Multilevel Converters. Technical University of Catalonia, 2004, 205 p.*

## STUDY OF TRANSIENT PROCESSES IN THE "INVERTER - ASYNCHRONOUS MOTOR" SYSTEM OF THE ELECTRIC DRIVE OF A PUMPING UNIT

*R. Zakharchenko, Ph.D., Associate professor,*

*V. Kurbala, Master's student*

*National University «Yuri Kondratyuk Poltava Polytechnic»*

Міністерство освіти та науки України  
Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»  
Кафедра автоматичної, електроніки та телекомунікацій

**Дослідження перехідних процесів у системі «Інвертор  
– асинхронний двигун» електроприводу насосної  
установки**

*Кваліфікаційна робота магістра*

Виконав:

**Магістрант групи 601МЕ**

**Курбала В.Ю.**

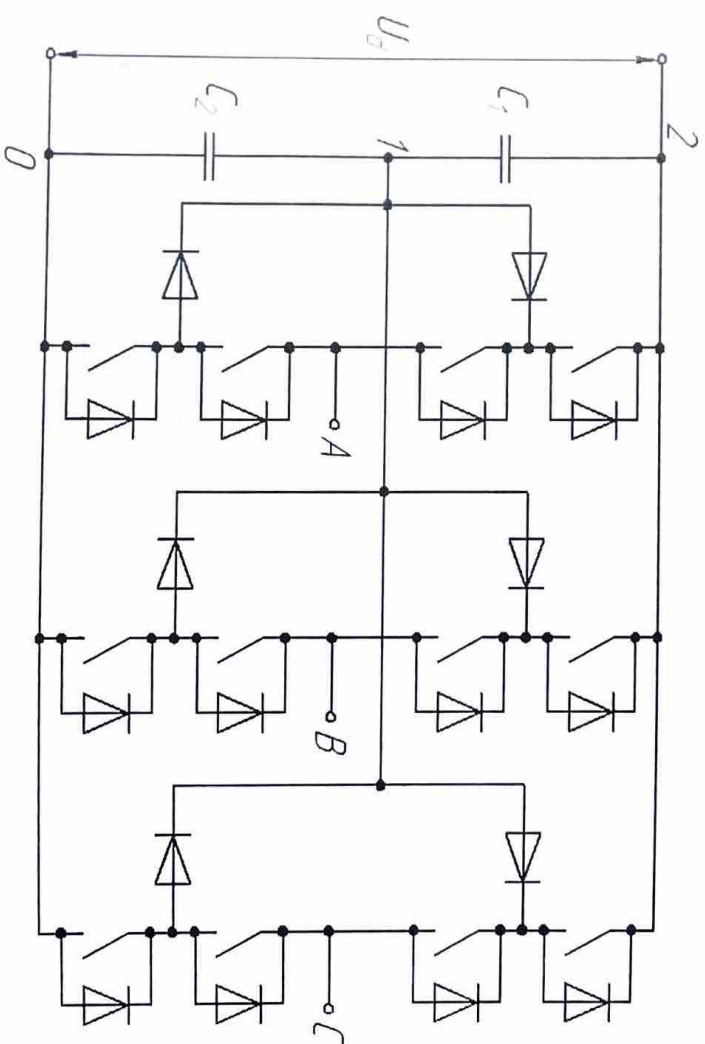
Керівник:

доцент, к.т.н.

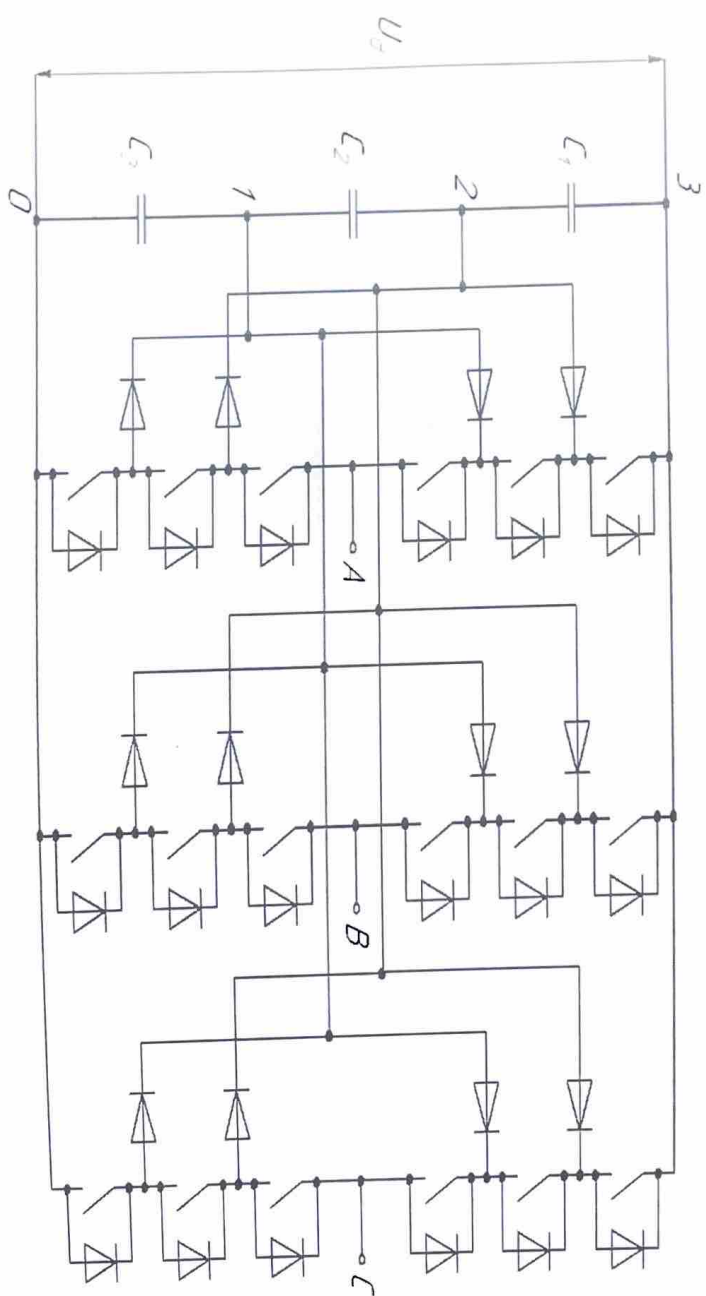
**Захарченко Р.В**

Полтава 2023

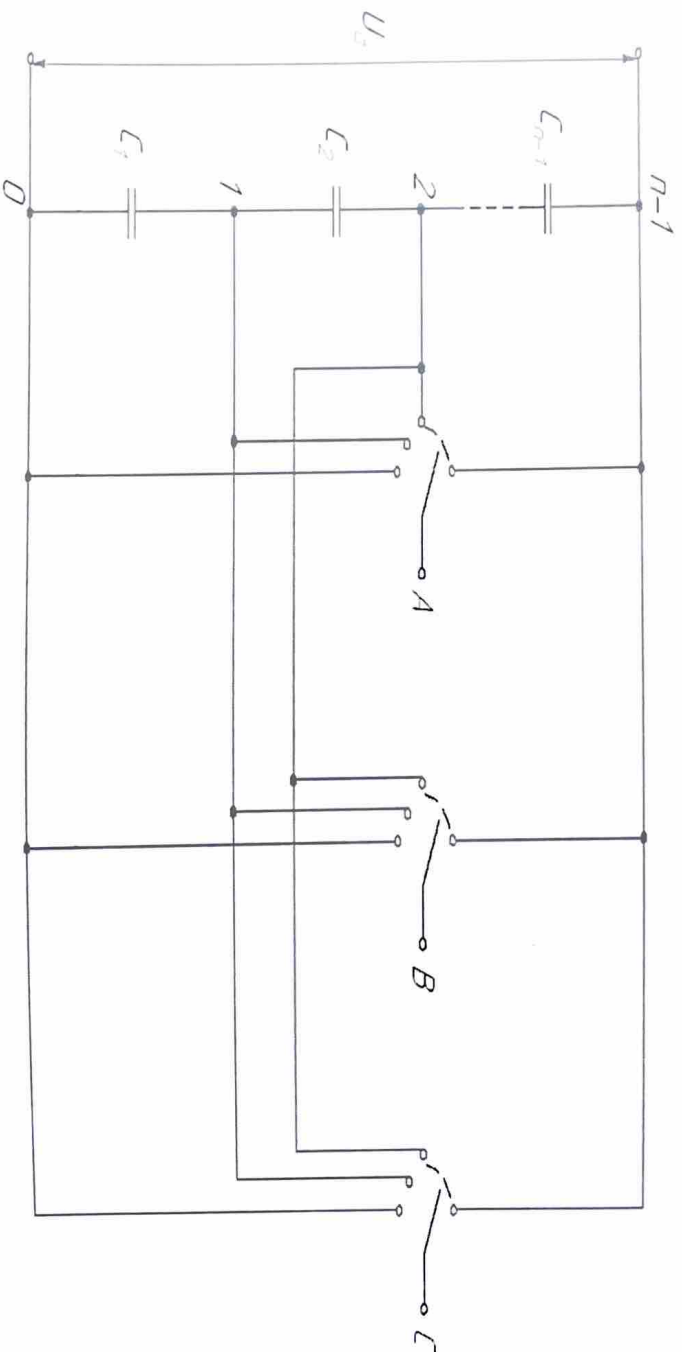
# Трьохрівневий ПРС-інвертор



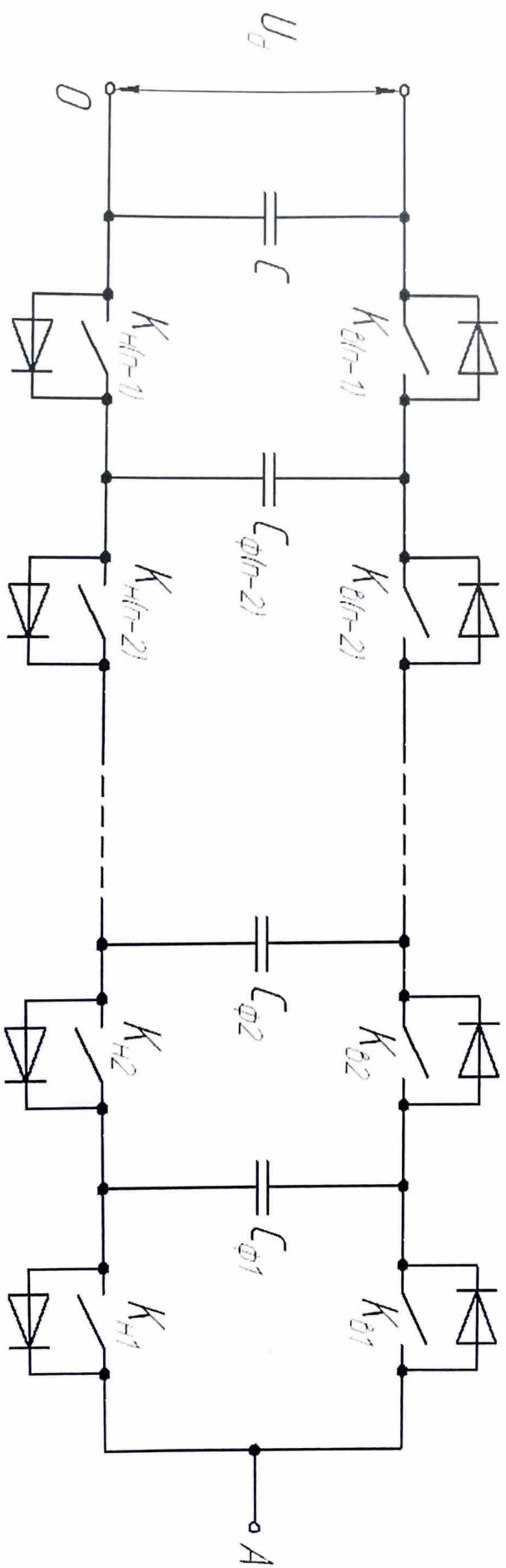
# Чотирьохрівневий ПРС-інвертор



## Схема для опису принципу роботи перетворювача

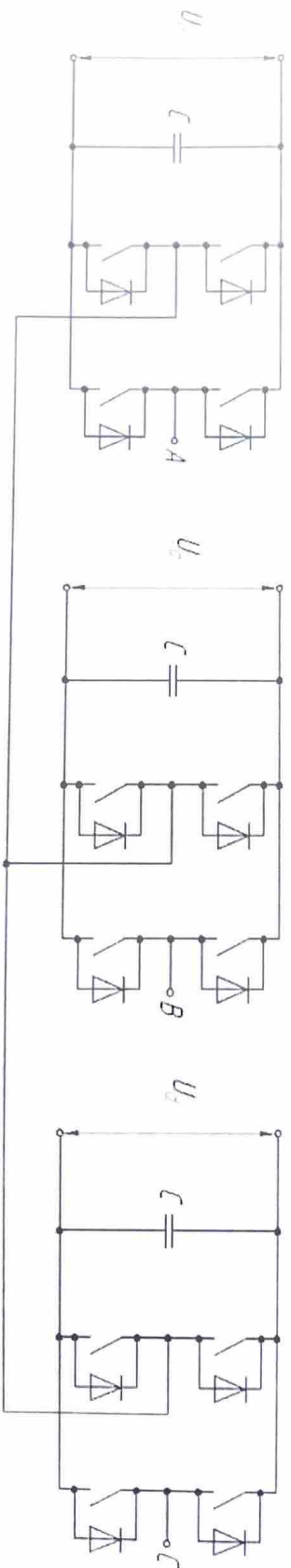


## Ілгече FLS-перетворювача

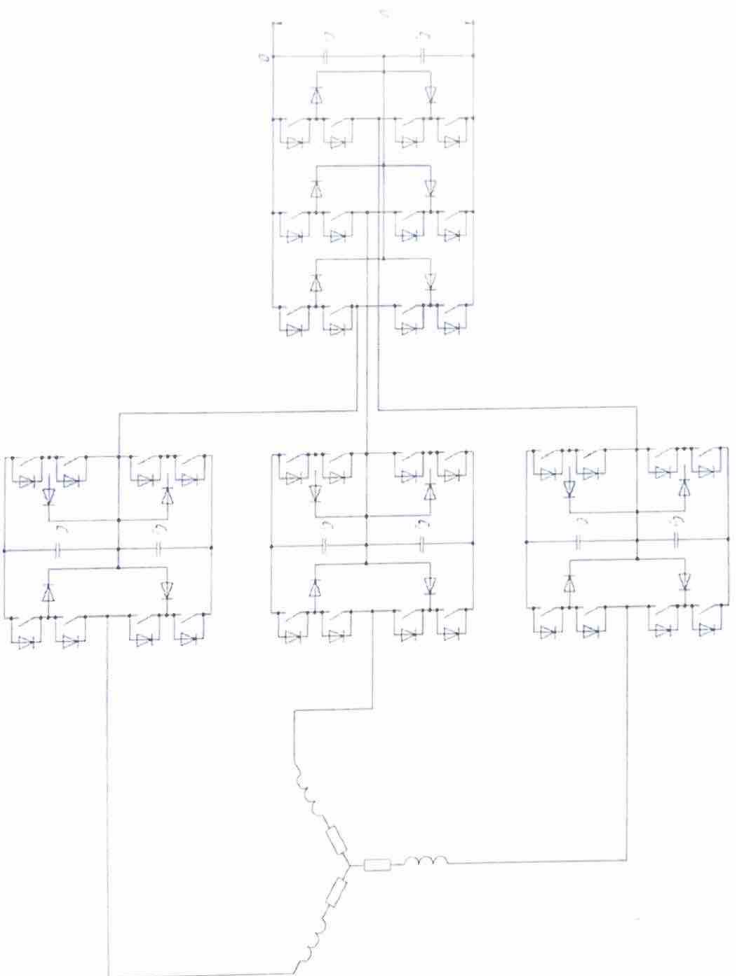




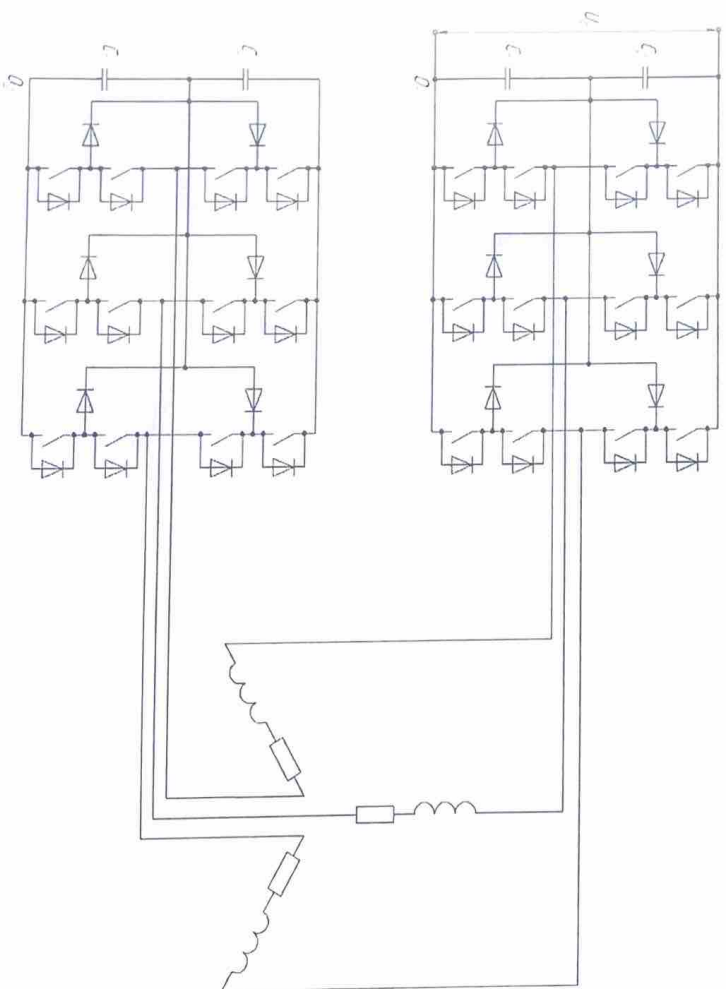
## Базова трьохфазна будова на базі H-bridge схеми



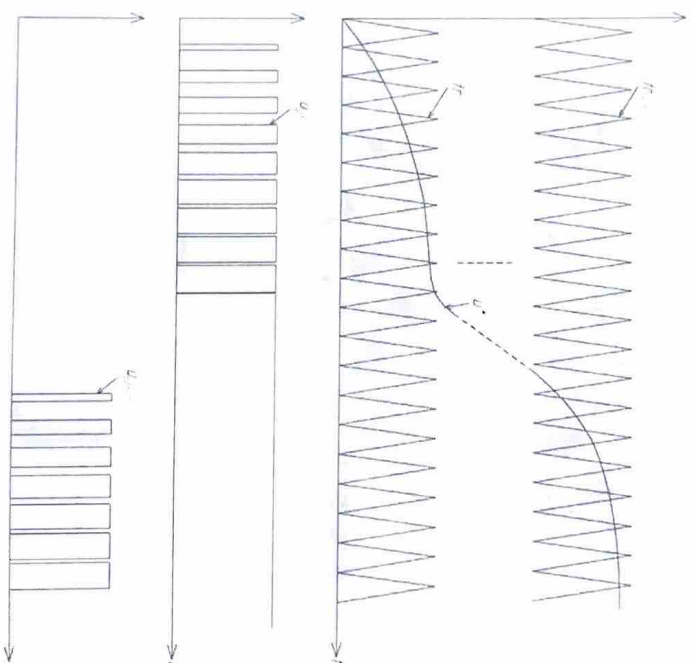
# Каскадный ПРС/Н-bridge инвертор



## Каскадний 3/3 НРС-інвертор



# Формування послідовності керуючих імпульсів для n-рівневого інвертора



Дякую за увагу!

Доповідь закінчено.