

**Некоммерческое акционерное общество**  
**«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»**

Кафедра Электропривод и автоматизация промышленных установок

Специальность 6М071800 – Электроэнергетика

Допущен к защите

Зав. кафедрой ЭиАПУ

\_\_\_\_\_ Сагитов П.И.

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2014 г.

**МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ**

**пояснительная записка**

Тема Исследование переходных процессов в системе «Инвертор – асинхронный двигатель» для электропривода насосной установки.

Магистрант \_\_\_\_\_ Даниял Е.Г.

подпись

(Ф.И.О.)

Руководитель диссертации \_\_\_\_\_ д.т.н., доцент Алдибеков И.Т.

подпись

(Ф.И.О.)

Рецензент \_\_\_\_\_ к.т.н. Акпанбетов Д.Б.

подпись

(Ф.И.О.)

Алматы, 2014 г.

## **Аннотация**

**Во введении** кратко представлено основное направление исследования, обозначены проблемы, которые решаются в данной работе они касаются стабилизации напряжения на конденсаторах в звене постоянного тока трёхуровневого инвертора с ограничивающими диодами. Показана актуальность работы, определены цели и задачи на исследование системы «трёхуровневый инвертор – асинхронный двигатель» с векторным управлением. Обозначены методы исследования и элементы научной новизны работы. Сформулированы основные защищаемые положения, степень опубликования работ.

**В первой главе** проведен обзор существующих топологий многоуровневых инверторов напряжения и алгоритмов управления ими с помощью широтно-импульсной модуляции. Приведены три основные схемы многоуровневых инверторов напряжения. Даны основные понятия по техническим терминам для понимания алгоритмов работы для управления с помощью широтно-импульсной модуляции. Обосновано применение пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции.

**Вторая глава** посвящена разработке математической модели системы «трёхуровневый инвертор – асинхронный двигатель», в которой приводятся расчёты и теоретические выкладки по описанию законов работы математической модели. Также приведены структурные схемы для описания принципов работы модели. По уравнениям созданы модели в программной среде для моделирования электрических схем LTspice IV.

**Третья глава** посвящена исследованиям математических моделей в программной среде LTspice IV. Приведены результаты исследований по влиянию глубины модуляции и частоты модуляции на разбаланс напряжений на конденсаторах звена постоянного тока трёхуровневого инвертора

напряжения. Получены диаграммы токов и напряжений при различных значениях глубины модуляции и частоты модуляции, проведён анализ спектра выходного напряжения инвертора. Исследована модель системы «трёхуровневый инвертор – асинхронный двигатель», получены диаграммы токов, напряжений, электромагнитного момента для обеспечения заданного скоростного режима при различных значениях напряжения в звене постоянного тока трёхуровневого инвертора напряжения.

**Заключение.** Результатами данной работы являются разработанные математические модели в программной среде LTspice IV с описанием принципов их построения и результатами их исследования.

## Содержание

- Перечень сокращений
- Введение
- 1 Современные тенденции в проектировании многоуровневых инверторов напряжения
  - 1.1 Обзор топологий многоуровневых инверторов напряжения
  - 1.2 Методы широтно-импульсной модуляции для многоуровневых инверторов напряжения
- Выводы
- 2 Разработка математической модели системы «трёхуровневый инвертор напряжения – асинхронный двигатель»
  - 2.1 Математическая модель асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором во вращающейся системе координат, совмещённой с потокосцеплением ротора
  - 2.2 Расчёт векторной системы управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором
  - 2.3 Математическая модель асинхронного двигателя в неподвижной системе координат
  - 2.4 Принцип регулирования напряжения на входных конденсаторах
  - 2.5 Математическая модель трёхуровневого инвертора напряжения
  - 2.6 Математическая модель системы «трёхуровневый инвертор – асинхронный двигатель»
- Выводы
- 3 Исследование математической модели трёхуровневого инвертора и системы «трёхуровневый инвертор – асинхронный двигатель»
  - 3.1 Исследование математической модели трёхуровневого инвертора
  - 3.2 Исследование математической модели систем «трёхуровневый инвертор – асинхронный двигатель»
- Выводы
- Заключение
- Список использованной литературы
- Приложение 1. Схема математической модели трёхуровневого инвертора напряжения в пакете LTSpice IV
- Приложение 2. Схема математической модели системы «трёхуровневый инвертор напряжения – асинхронный двигатель» в пакете LTSpice IV

### Перечень сокращений и обозначений

ШИМ - широтно-импульсная модуляция

-

## Введение

### Актуальность

Во всём мире ведутся разработки многоуровневых инверторов напряжения, в частности трёхуровневых. Наиболее подходящая схема для трёхуровневых преобразователей является схема с ограничивающими диодами (или схема с фиксированной нейтральной точкой), т.к. в ней используется меньшее количество ёмкостных элементов и необходим лишь один источник постоянного тока. Но в такой схеме есть проблема контроля напряжения на входных конденсаторах. Во многих источниках, где предлагаются алгоритмы широтно-импульсной модуляции, попросту не учитывают эту проблему, либо не исследована работа преобразователя на двигательную нагрузку (которая в них используется чаще всего), либо делается упор только на исследование спектра выходного напряжения. Найден один алгоритм ШИМ, но в нём проводится очень много вычислений, что накладывает определённые ограничения на частоту модуляции выходного напряжения.

Работа, посвящённая трёхуровневому инвертору является актуальной. Не смотря на большое количество полупроводниковых ключей, на сложность в управлении, при высоких напряжениях и мощностях они показывают более высокие показатели качества выходного напряжения. Плюс таких преобразователей в том, что между ключами происходит деление напряжения и вместо выбора одного ключа на высокое напряжение можно взять несколько на более низкое напряжение, которые могут работать с более высокой частотой коммутаций.

### Цели и задачи работы

Целью магистерской диссертации является разработка алгоритма пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции, моделирование трёхуровневого инвертора напряжения с использованием этой ШИМ, исследование работы инвертора на активно-индуктивную и двигательную нагрузку (асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором).

Задачами, подлежащими решению в рамках настоящей работы, являются:

- обзор топологий многоуровневых инверторов напряжения и алгоритмов широтно-импульсной модуляции управления ими и обоснование выбора схемы с ограничивающими диодами;
- разработка алгоритма пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции с контролем напряжения на входных конденсаторах трёхуровневого инвертора;
- исследование математической модели преобразователя на активно-индуктивную и двигательную нагрузку.

## Методы исследования

При решении поставленных задач использовались следующие методы исследования: изучение технической литературы (зарубежной в том числе); применение пакета LTSpice IV и Matlab.

## Научная новизна

1. Разработана модификация алгоритма пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции с контролем напряжения на входных конденсаторах трёхуровневого инвертора напряжения.
2. Разработана математическая модель трёхуровневого инвертора напряжения с использованием алгоритма ПВШИМ.
3. Проведены исследования математической модели инвертора напряжения.

## Личный вклад автора

- предложен алгоритм пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции для трёхуровневого инвертора с контролем напряжения на входных конденсаторах;
- проведено компьютерное моделирование трёхуровневого инвертора с ПВШИМ с контролем напряжения на его входных конденсаторах.

## Апробация работы

Результаты работы представлены одним докладом на научно-технической конференции и одной публикацией в сборнике трудов АУЭС.

## Структура и объём диссертации

Работа состоит из введения, трёх глав, заключения, списка использованных источников из 15 наименований, 2 приложений. Общий объём 0 страниц, в том числе 44 рисунка, 12 таблиц.

# **1 Современные тенденции в проектировании многоуровневых преобразователей напряжения**

В настоящее время активно используются силовые полупроводниковые устройства для электроприводов переменного тока, для передачи электроэнергии постоянного (HVDC) и переменного тока (FACTS), компенсаторы (СТАТКОМ) [4].

При передаче электроэнергии использование полупроводниковых преобразователей даёт возможность эффективно регулировать перетоки мощности между энергосистемами, стабилизировать напряжение в линиях электропередач, компенсировать потребляемую реактивную мощность, уменьшать нелинейные искажения сети.

При использовании систем передачи электроэнергии постоянного тока (HVDC) возможно объединить энергосистемы с разными частотами напряжения сети и в определённых случаях передавать энергию эффективнее линий переменного тока.

Использование компенсаторов СТАТКОМ позволяет регулировать коэффициент мощности в линии лучше устаревших батарей конденсаторов или синхронных компенсаторов и компенсировать мощность нелинейных искажений.

При использовании в электроприводах получаем частотно-регулируемые электроприводы, которые обеспечивают высокое качество регулирования скорости двигателей переменного тока, оптимизацию технологических процессов и режимов работы электрооборудования.

Для применения в этих областях необходимо как рациональное построение таких преобразователей для среднего и высокого уровня напряжения, так и использование соответствующего алгоритма управления ключами преобразователя.

## **1.1 Обзор топологий многоуровневых инверторов напряжения**

С момента начала применения многоуровневых инверторов в силовой электронике высоких напряжений и мощностей интерес к ним не перестаёт расти. Многоуровневые инверторы наиболее привлекательны для средних и высоких напряжений.

Многоуровневые инверторы формируют напряжение путём использования более чем двух уровней напряжения; следовательно, улучшается спектр выходного напряжения в сравнении с двухуровневой топологией.

Основные недостатки многоуровневых инверторов:

- требуется большее количество полупроводниковых ключей;
- управление такими инверторами сложнее из-за большого количества ключей;

- существует проблема поддержания определённого уровня напряжения на конденсаторах, которые входят в состав многоуровневых схем.

Несмотря на эти недостатки, многоуровневые инверторы используются при больших мощностях, т.к. стоимость систем управления ими в данном случае – это лишь малая часть стоимости всей системы. К тому же, стоимость силовых полупроводниковых элементов и ЦСП продолжает снижаться, что позволит использовать многоуровневые преобразователи в системах с малой мощностью (меньше 10 кВт). В многоуровневых схемах используются низковольтные транзисторы, которые работают с высокой частотой переключений. Также, трёхуровневые преобразователи уже используются для напряжения ниже 1 кВ.

Известны следующие схемы многоуровневых преобразователей: с ограничивающими диодами (diode-clamped converter) или с фиксированной нулевой точкой (neutral point clamped), с «плавающими» или «навесными» конденсаторами (floating-capacitor converter) и каскадная схема (cascade H-bridge converter). Также известны комбинированные схемы, которые построены на базе перечисленных выше трёх схем.

### 1.1.1 Схема с ограничивающими диодами

С момента изобретения этой схемы в 1981 году, она и по сей день является наиболее широко используемой в мире (рис. 1). Инвертор, выполненный по такой схеме, называют NPC (neutral point clamped – с фиксированной нейтральной точкой).

Эта топология может быть расширена до 4 и более уровней. На рисунке 2 показан четырёхуровневый инвертор.

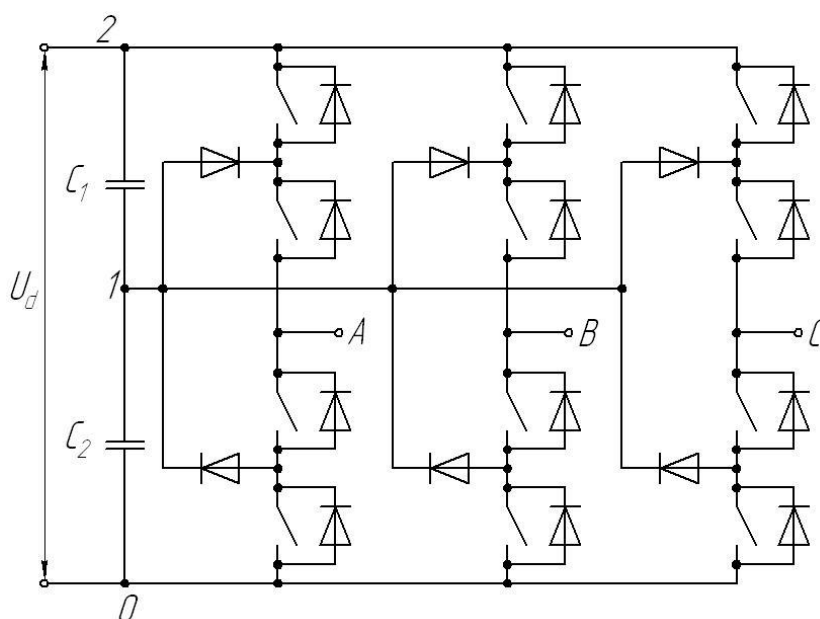


Рисунок 1 – Трёхуровневый NPC-инвертор



Схему, показанную на рисунке 3, можно использовать для описания принципа работы такого преобразователя. С одной стороны ключ подключён к фазе, а с другой подключается разное количество последовательно соединённых конденсаторов. Таким образом, к концу одной из фаз относительно точки 0 прикладывает напряжение.

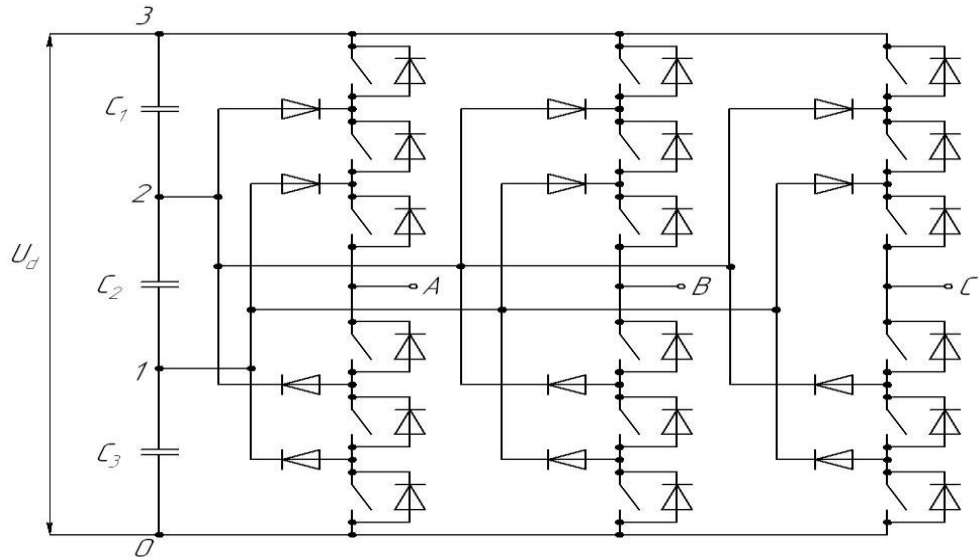


Рисунок 2 – Четырёхуровневый NPC-инвертор

Вернёмся к рисунку 2. В общем случае  $n$ -уровневой топологии,  $n-1$  последовательно соединённых ключей одной стойки преобразователя должны быть в открытом состоянии, чтобы сформировать напряжение между точкой 0 и точками А, В или С. В данной схеме, можно увидеть, что напряжение приложенное к закрытому ключу равно напряжению на одном из конденсаторов.

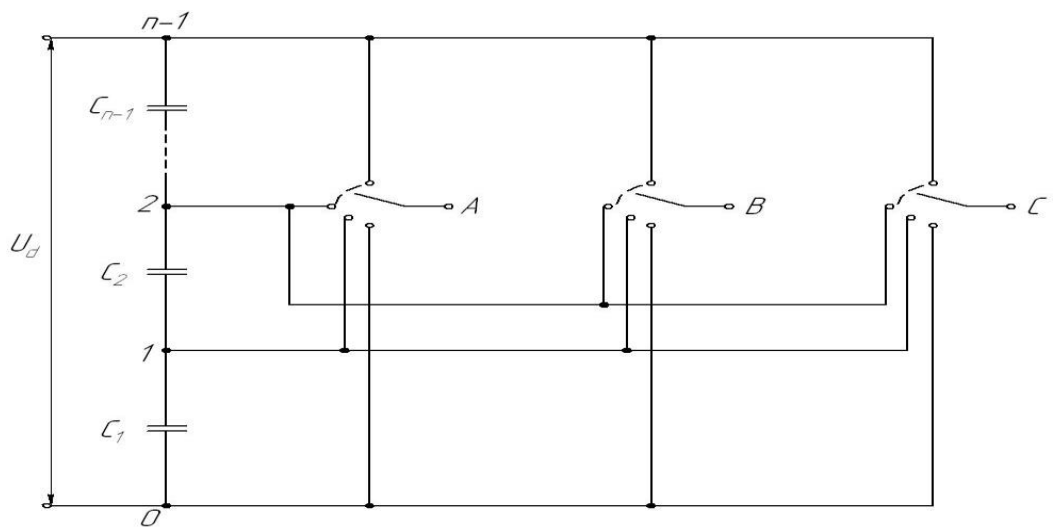


Рисунок 3 – Схема для описания принципа работы преобразователя

Также из схемы на рисунке 3 можно посчитать число комбинаций включённых ключей инвертора:

$$n_k = n^3. \quad (1)$$

Достоинства преобразователя, выполненного по схеме с ограничивающими диодами:

- используется меньшее, в сравнении с другими схемами, количество конденсаторов, что влияет на стоимость преобразователя;
- подключение происходит к одному источнику постоянного тока.

Недостатки:

- для схем с числом уровней больше трёх, к ограничивающим диодам прикладывается напряжение  $V_{dc} \frac{n-2}{n-1}$ . В результате этого необходимо последовательное соединение нескольких диодов;
- при большой глубине модуляции появляются низкочастотные пульсации на входных конденсаторах, отсюда увеличивается прикладываемое напряжение к полупроводниковым приборам.

### 1.1.2 Схема с «плавающими» (навесными) конденсаторами

На рисунке 4 показана схема трёхуровневого инвертора. Такой преобразователь также называют FLC (flying capacitor).

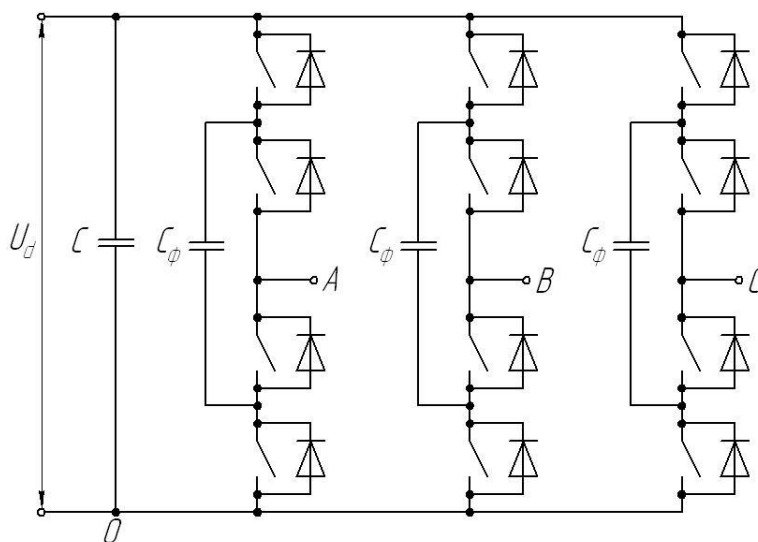


Рисунок 4 – Трёхуровневый FLC-преобразователь

Каждая стойка в такой схеме может быть рассмотрена как отдельная ячейка, в которой напряжение между точками А, В, С и 0 формируется путём последовательного подключения определённого числа конденсаторов (рис. 5).

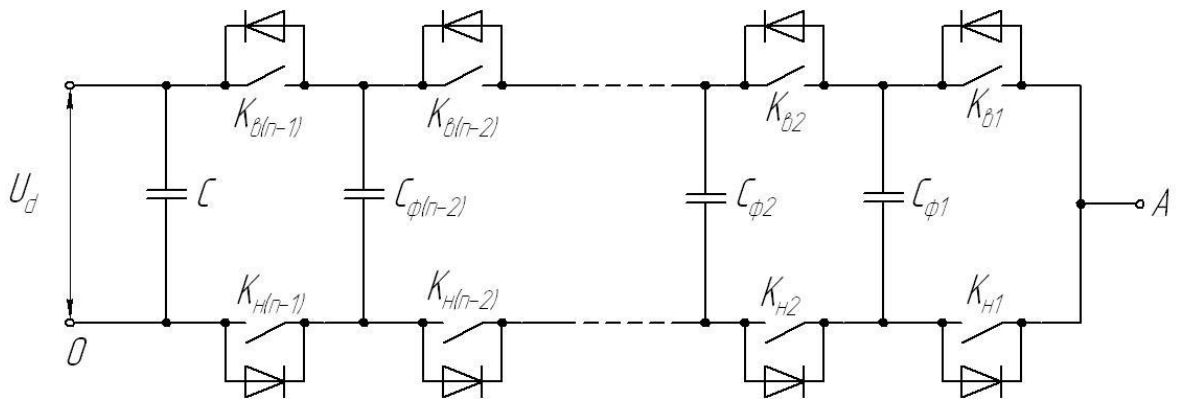


Рисунок 5 – Плечо FLC-преобразователя

Один из каждой пары ключей  $K_{ви}$  и  $K_{ни}$  должен быть открыт для получения необходимого потенциала в точке А. Соответственно, в один момент времени оба ключа не могут быть открыты, т.к. произойдёт короткое замыкание. Таблица 1 показывает все возможные состояния ключей для трёхуровневого инвертора.

Таблица 1

$K_{в2}$	$K_{в1}$	$K_{н2}$	$K_{н1}$	$U_{a0}$	$I_{Cf1}$
ВЫКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	ВКЛ	0	0
ВЫКЛ	ВКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	$U_d/2$	$-I_A$
ВКЛ	ВЫКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	$U_d/2$	$I_A$
ВКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	ВЫКЛ	$U_d$	0

Из таблицы видно, что комбинации включённых ключей формируют одинаковое выходное напряжение. За счёт этого свойства и можно поддерживать баланс напряжений на конденсаторах, используя соответствующий алгоритм управления. Например, для случая трёхуровневого инвертора, имеется только две комбинации, которые влияют на напряжение на конденсаторах и обе формируют напряжение  $U_d/2$ . Но ток через конденсатор будет течь в разных направлениях. Следовательно, выбирая необходимую комбинацию включённых ключей, можно контролировать баланс напряжения на конденсаторе.

Выводы:

- каждая стойка может быть рассмотрена независимо от других. Это существенное отличие от преобразователя с ограничивающими диодами, в котором должны быть рассмотрены процессы во всей трёхфазной системе для выравнивания напряжения на конденсаторах;

- эти преобразователи могут контролировать напряжение на конденсаторах благодаря одинаковым состояниям, которые формируют одинаковое выходное напряжение. Но, в преобразователях с числом уровней больше трёх это увеличивает частоту переключений, т.к. для лучшего контроля напряжений на конденсаторах необходимо использовать все комбинации,

которые формируют одинаковое напряжение на выходе.

- исходя из предыдущего пункта, такой преобразователь имеет большие потери переключения в сравнении с NPC-преобразователем.

И ещё один очень существенный недостаток – это большое количество конденсаторов, что увеличивает стоимость преобразователя.

### 1.1.3 Каскадная H-bridge схема

Одно из первых применений последовательно соединённых однофазных мостовых инверторов было использовано для стабилизации плазмы в 1988 году [7]. Позже, такая схема включения была применена для питания трёхфазной нагрузки.

Базовая трёхфазная структура, используемая в каскадном преобразователе, показана на рисунке 6.

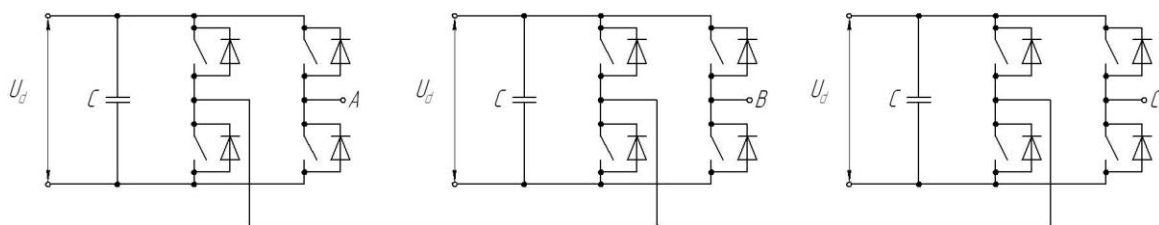


Рисунок 6 – Базовая трёхфазная структура на базе H-bridge схемы

Последовательное соединение таких ячеек для каждой фазы образует преобразователь с большим числом уровней (рис. 7). Ячейка H-bridge является трёхуровневым преобразователем, т.к. относительно общей точки 0 и концом одной из фаз будет формироваться напряжение  $U_d$ ,  $-U_d$  и ноль напряжения.

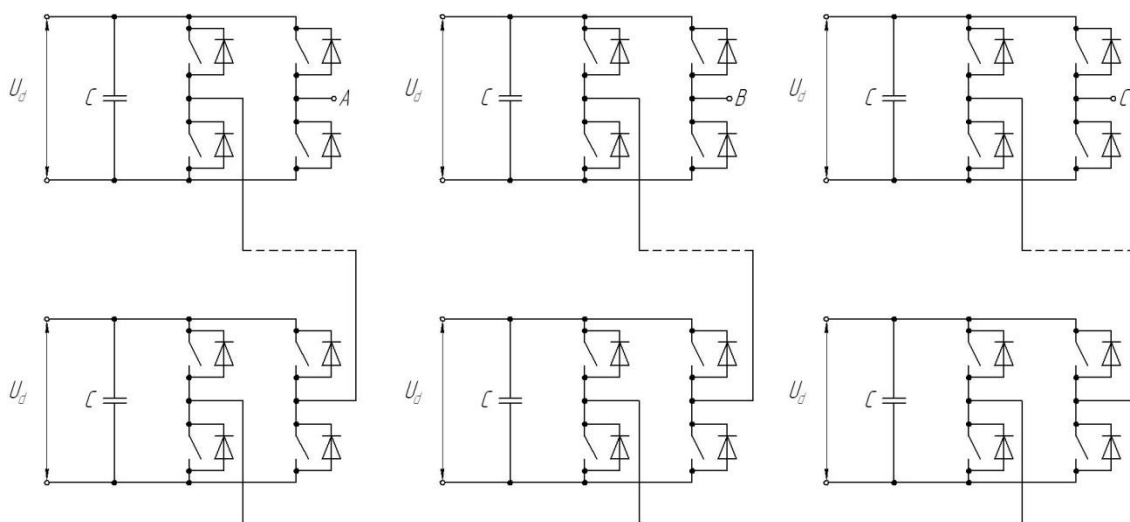


Рисунок 7 – Многоуровневый преобразователь

Достоинства:

- модульность этой топологии является важной особенностью.

Недостатки:

- для каждой ячейки необходим индивидуальный источник постоянного тока;

#### 1.1.4 Каскадное соединение NPC-преобразователей

На рисунке 8 показан каскадный 3/3 инвертор. Используется два трёхуровневых NPC-инвертора. Впервые такого типа схема была предложена в 1993 году. Но каждый преобразователь имел свой собственный источник постоянного тока, выходные напряжения которых были равны. Такой преобразователь работал как пятиуровневый. Через несколько лет была предложена схема с одним трёхуровневым и одним двухуровневым инверторами. Трёхуровневый инвертор питался от источника постоянного тока, а двухуровневый – от конденсаторов. Напряжение питания первого инвертора в два раза больше напряжения питания второго. И такой преобразователь работал как четырёхуровневый. Если же напряжение питания было бы больше в четыре раза, то такой преобразователь может работать как шестиуровневый. И вот затем предложили схему с двумя трёхуровневыми NPC-преобразователями, в которой один инвертор питался от источника постоянного тока, а другой – от конденсаторов.

В этой схеме верхний инвертор работает как высоковольтный низкочастотный, а нижний – как низковольтный высокочастотный.

Преимущество:

- при относительно малом количестве ключей можно получить большое количество уровней выходного напряжения;

Недостатки:

- сложная система управления;

- неудовлетворительна для применения при малых мощностях;

- необходима расщеплённая нейтральная точка в нагрузке.

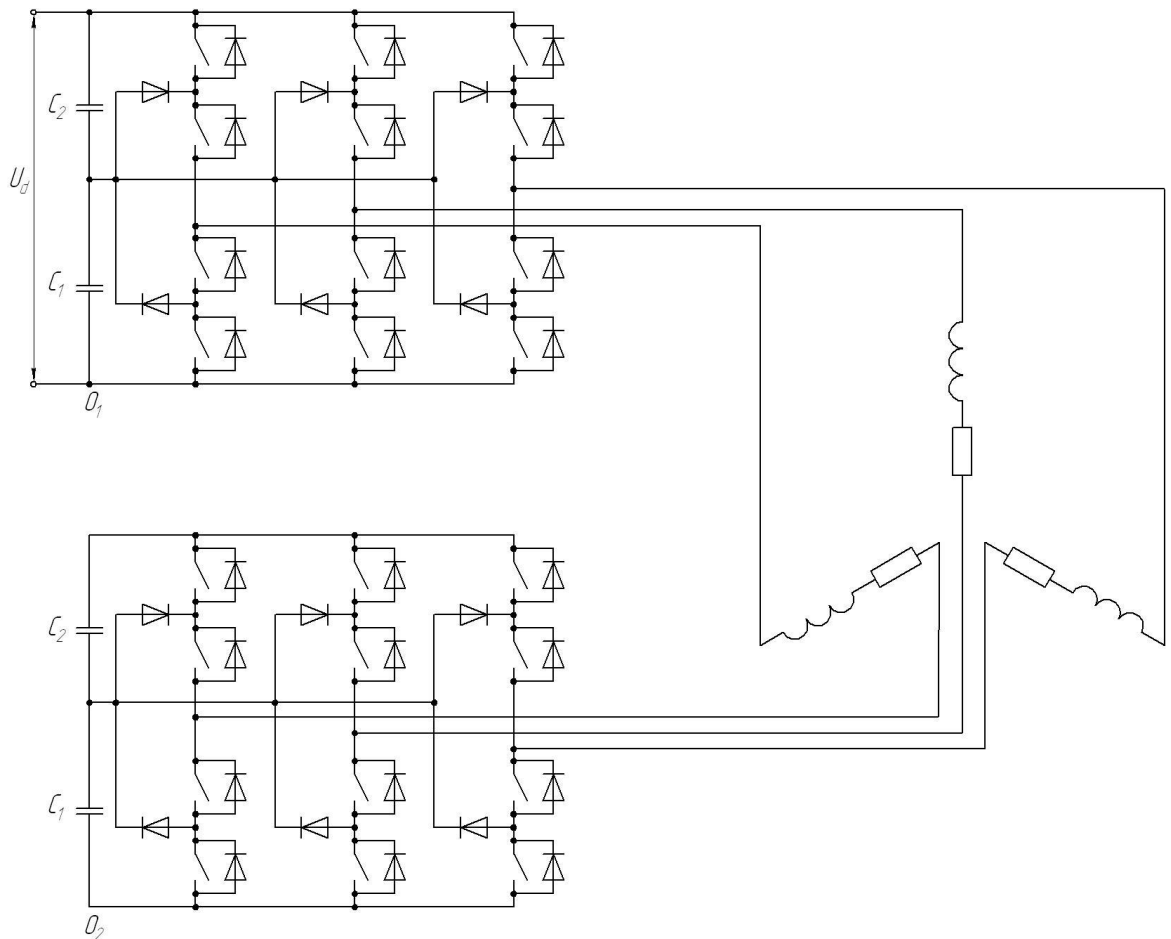


Рисунок 8 – Каскадный 3/3 NPC-инвертор

### 1.1.5 Каскадное соединение многоуровневых H-bridge ячеек

На рисунке 9 показана одна фаза такого инвертора. В такой схеме последовательно соединены пятиуровневая ячейка H-bridge и трёхуровневая ячейка H-bridge.

В такой схеме изменяя соотношение напряжений источников постоянного тока  $U_{d1}$  и  $U_{d2}$  можно получить разное количество уровней выходного напряжения. Так если  $U_{d1} = 6U_{d2}$ , то можно получить пятнадцать уровней.

Достоинство:

- при относительно малом количестве ключей можно получить большое количество уровней выходного напряжения

Недостатки:

- сложная система управления;
- необходимо два отдельных источника постоянного тока для одной фазы инвертора;
- неудовлетворительна для применения при малых мощностях;

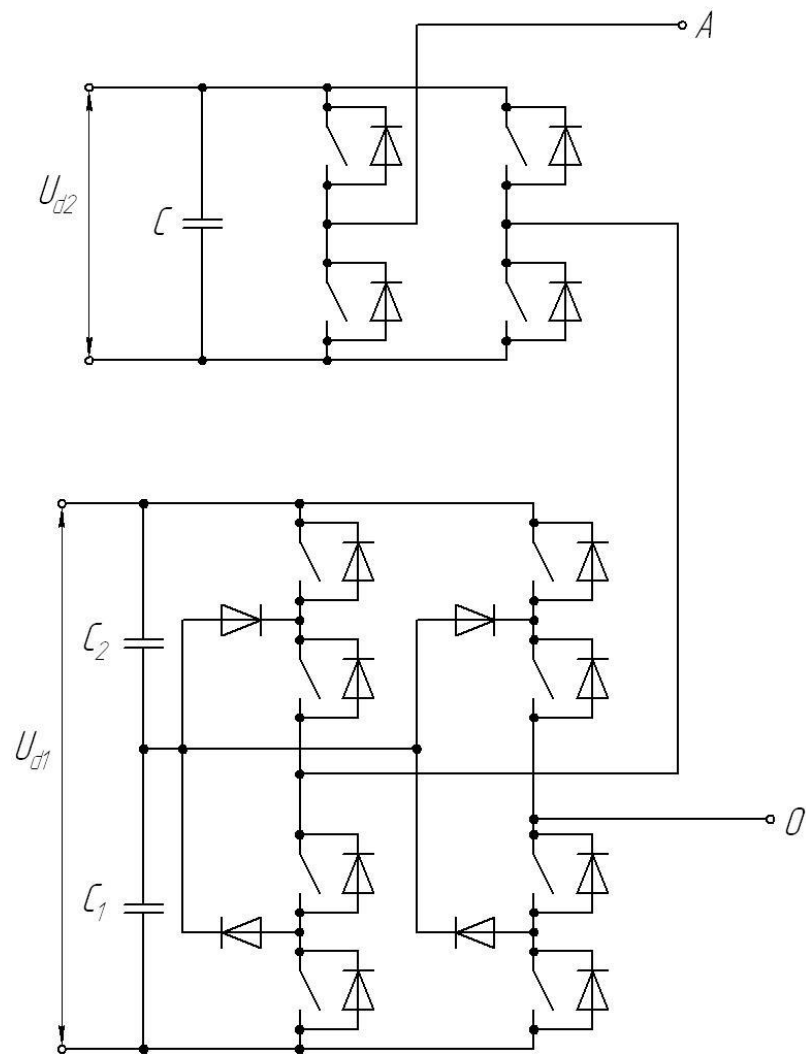


Рисунок 9 – Каскадный 5/3N инвертор

### 1.1.6 Каскадный NPC/H-bridge инвертор

На рисунке 10 показан такой инвертор. Используется один трёхуровневый NPC-инвертора и три пятиуровневых ячейка H-bridge. Здесь можно получить пятнадцать уровней выходного напряжения при следующем соотношении:

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

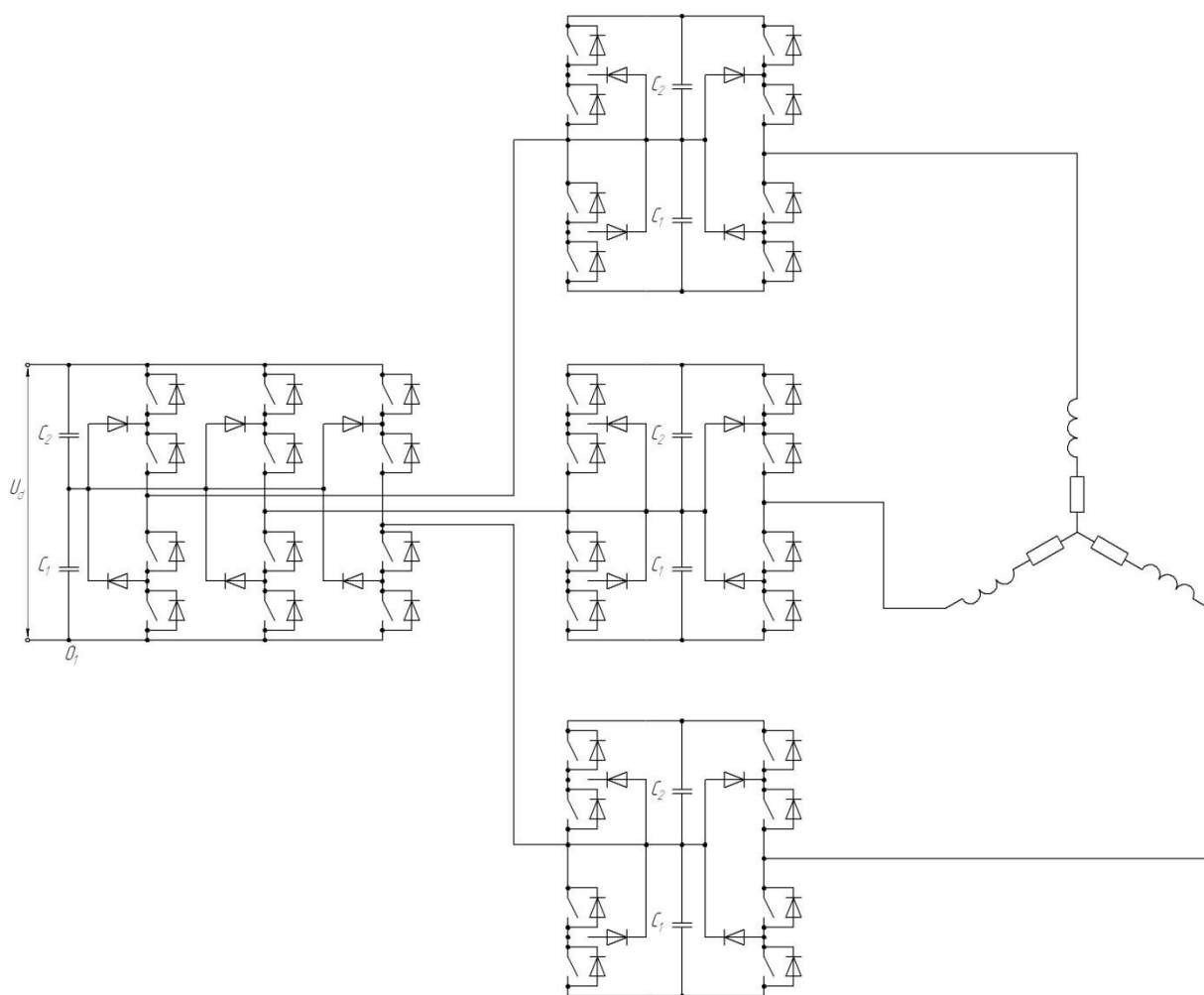


Рисунок 10 – Каскадный NPC/H-bridge инвертор

Достоинство:

- при относительно малом количестве ключей можно получить большое количество уровней выходного напряжения

Недостатки:

- сложная система управления;
- необходимо два отдельных источника постоянного тока для одной фазы инвертора;
- неудовлетворительна для применения при малых мощностях.

## 1.2 Методы широтно-импульсной модуляции для многоуровневых инверторов напряжения

В настоящее время используются алгоритмы синусоидальной («классической») широтно-импульсной модуляции и алгоритмы пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции.

Множество ШИМ методов было разработано для достижения следующих



целей:

- уменьшение потерь переключения;
- уменьшение коэффициента гармоник выходного напряжения;
- простота реализации;
- малое время вычисления.

С развитием микропроцессорной техники, пространственно-векторная модуляция стала одним из важнейших ШИМ методов для трехфазных преобразователей. В основе лежит представление о пространственном векторе для вычисления времён включения ключей. Простая цифровая реализация и широкий диапазон модуляции линейных напряжений – это важные свойства пространственно-векторной модуляции.

### 1.2.1 Метод «классической» широтно-импульсной модуляции

Одним из более простых методов является метод «классической» широтно-импульсной модуляции. Задающий сигнал  $u^*$  сравнивается с треугольным  $tr$  или пилообразным напряжениями. Правило переключения следующее:

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

На рисунке 11 показано формирование последовательности управляющих импульсов  $u_y$ .

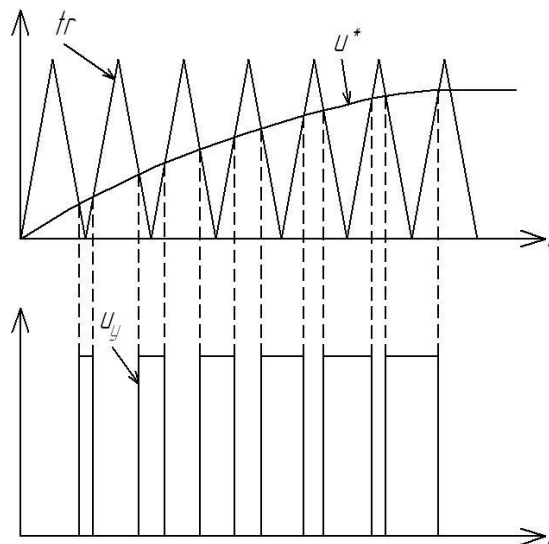


Рисунок 11 – Формирование последовательности управляющих импульсов

В общем случае для  $n$ -уровневого инвертора сигнал задания сравнивается с  $n-1$  треугольными сигналами (рис. 12).

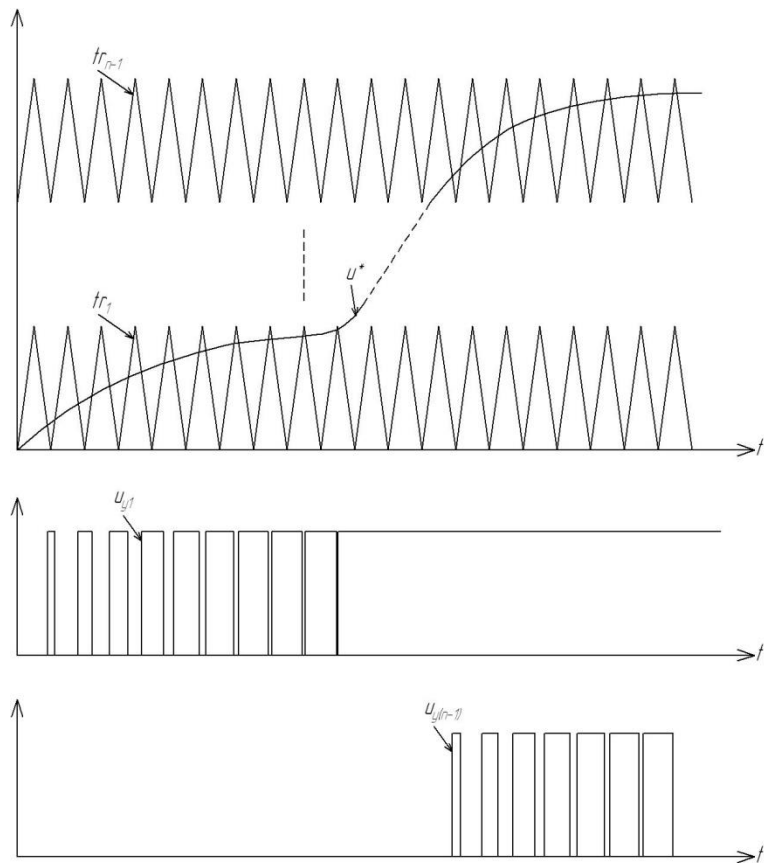


Рисунок 12 – Формирование последовательности управляющих импульсов для n-уровневого инвертора

Метод «классической» ШИМ при синусоидальном сигнале задания позволяет получить амплитуду выходного напряжения равную  $U_d/2$ . Чтобы повысить это значение используется предмодуляция третьей гармоники в задающий синусоидальный сигнал, но при этом искажается форма выходного напряжения и тока.

Для трёхуровневых NPC-инверторов известен алгоритм управления, в котором частоты треугольных сигналов разные для разных уровней [10]. В таком алгоритме уменьшено количество переключений ключей, но не показано его влияние на баланс напряжений на входных конденсаторах инверторов [11].

В другой работе представленный алгоритм уменьшает число переключения ключей и коэффициент искажения выходного напряжения инвертора. Но, опять-таки не показано влияние алгоритма на напряжения на конденсаторах.

### 1.2.2 Метод пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции

В основе принципа векторной широтно-импульсной модуляции лежит представление о так называемых базовых векторах напряжения, т.е. пространственных векторах, которые могут быть сформированы из трёх фазных напряжений, действующих на выходе инвертора напряжения [12].

Вектор напряжения на выходе определяется в соответствии с общим правилом:

$$U^* = \mathbf{a} \cdot \mathbf{u}_1,$$

$$\mathbf{a} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{u}_1 = \begin{bmatrix} u_{1A} \\ u_{1B} \\ u_{1C} \end{bmatrix}.$$

где  $u_{1A}$ ,  $u_{1B}$ ,  $u_{1C}$  – мгновенные значения фазных напряжений.

Рассмотрим на примере трёхфазного двухуровневого инвертора (рис. 13). Нагрузка соединена в звезду. По формуле 1 определим количество комбинаций включённых ключей инвертора. Оно равно 8.

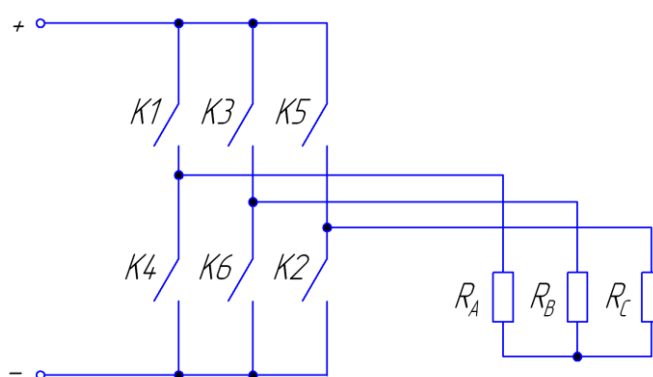
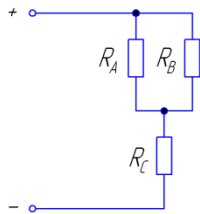
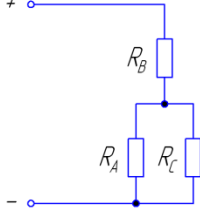
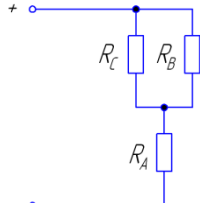


Рисунок 13 – Трёхфазный двухуровневый инвертор

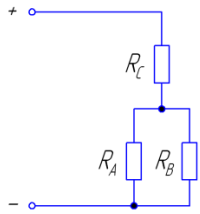
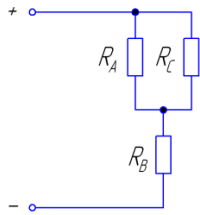
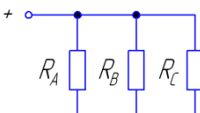
Комбинации K1-K3-K5 и K4-K6-K2 являются нулевыми, т.к. они формируют нулевое напряжение в нагрузке, а остальные возможные комбинации – ненулевые. Все эти комбинации рассмотрены в таблице 2.

Таблица 2 – Возможные комбинации состояний трёхфазного инвертора

Замкнутые ключи	Включение нагрузки	Значения фазных напряжений	Проекция базового вектора на оси 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> )		$U_A = \frac{2}{3} U_d$ $U_B = U_C = -\frac{1}{3} U_d$	$u_x = \frac{2}{3} U_d$ $u_y = 0$

К1, К3, К2 (U <sub>12</sub> )		$U_A = U_B = \frac{1}{3} U_d$ $U_C = -\frac{2}{3} U_d$	$u_x = \frac{1}{3} U_d$ $u_y = \frac{\sqrt{3}}{2} U_d$
К3, К2, К4 (U <sub>13</sub> )		$U_B = \frac{2}{3} U_d$ $U_A = U_C = -\frac{1}{3} U_d$	$u_x = -\frac{1}{3} U_d$ $u_y = \frac{\sqrt{3}}{2} U_d$
К3, К5, К4 (U <sub>14</sub> )		$U_C = U_B = \frac{1}{3} U_d$ $U_A = -\frac{2}{3} U_d$	$u_x = -\frac{2}{3} U_d$ $u_y = 0$

Продолжение таблицы 2

К5, К4, К6 (U <sub>15</sub> )		$U_C = \frac{2}{3} U_d$ $U_A = U_B = -\frac{1}{3} U_d$	$u_x = -\frac{1}{3} U_d$ $u_y = -\frac{\sqrt{3}}{2} U_d$
К5, К1, К6 (U <sub>16</sub> )		$U_A = U_C = \frac{1}{3} U_d$ $U_B = -\frac{2}{3} U_d$	$u_x = \frac{1}{3} U_d$ $u_y = -\frac{\sqrt{3}}{2} U_d$
К1, К3, К5 (U <sub>10</sub> )		$U_A = U_B = U_C = 0$	$u_x = 0$ $u_y = 0$

Можно построить диаграмму (рис. 14), на которой эти комбинации показаны базовыми векторами, за счёт которых и формируется выходное напряжение. Нулевые векторы не показаны на диаграмме т.к. они формируют нулевое напряжение на нагрузке и длина этих векторов равна нулю.

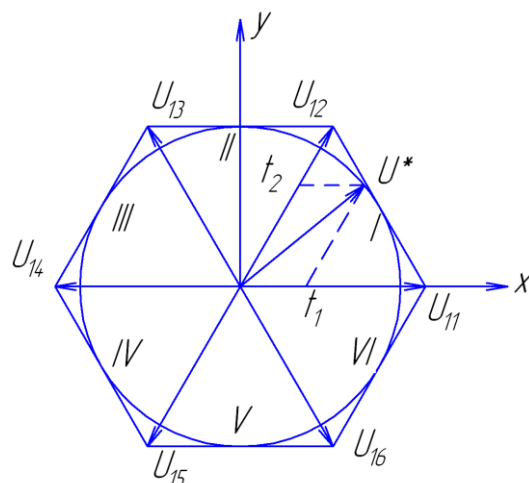


Рисунок 14 – Диаграмма базовых векторов напряжения

Задача сводится к тому, чтобы рассчитать относительные времена включения базовых векторов на период модуляции. На рисунке 14 задающий вектор  $U^*$  находится в первом секторе. Таким образом, получается следующая сумма векторов:

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

где  $t_1, t_2, t_0$  – относительно время включения соответствующих базовых векторов.

И получается, что сумма всех этих относительных времён включения базовых векторов должна равняться единице:

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

Из относительных времён включения формируются уровни переключения, которые затем сравниваются с треугольным развёртывающим напряжением. Первый уровень УП1 равен  $t_i$  (в нашем случае  $t_1$ ), второй уровень УП2 равен  $t_i + t_{i+1}$  (в нашем случае  $t_1 + t_2$ ).

Алгоритм формирования управляющих напряжений представляет собой следующую последовательность (рисунок 15):

- в начале каждого периода ШИМ устанавливается состояние инвертора, соответствующее исходному базовому вектору (в нашем случае это вектор  $U_{11}$ );
- при первом сравнении с уровнем УП1 осуществляется переход ко второму базовому вектору  $U_{12}$ ;
- первое сравнение с уровнем УП2 вызывает переход к нулевому вектору  $U_{10}$ ;
- при втором сравнении с уровнем УП2 восстанавливается предыдущее состояние ключей инвертора;

- при втором сравнении с УП1 осуществляется возврат к начальному состоянию  $U_{11}$ .

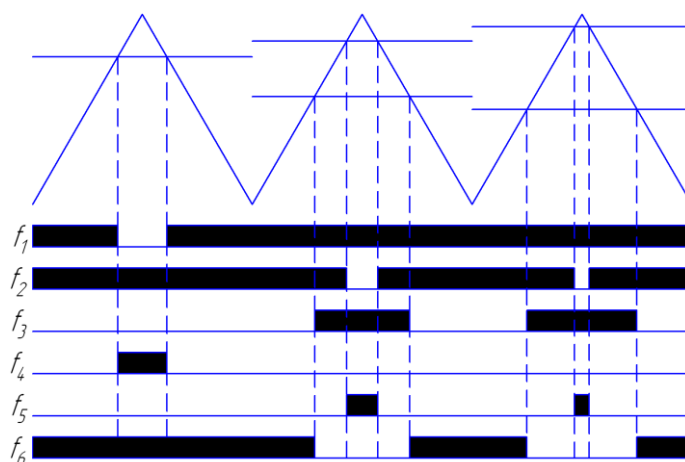


Рисунок 15 – Формирование импульсов управления ключами инвертора

Для формирования синусоидальной формы напряжения, необходимо, чтобы конец вектора  $U^*$  перемещался по окружности, тогда амплитуда такого напряжения в фазе будет равна:

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

Отсюда следует, что амплитуда фазного напряжения на 15,4 % больше чем при синусоидальной «классической» ШИМ.

Для преобразователей с числом уровней больше двух диаграмма на рисунке 14 изменится. Пример для трёхуровневого NPC-преобразователя приведён на рисунке 16.

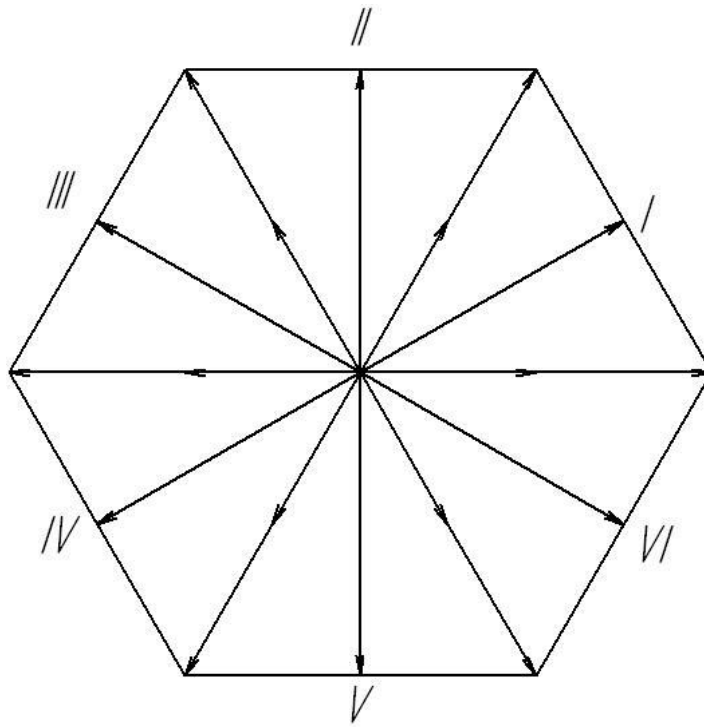


Рисунок 16 – Векторная диаграмма для трёхуровневого NPC-преобразователя

Для такого инвертора число комбинаций (векторов) по формуле 1 равно 27. И на диаграмме мы имеем 27 векторов.

Известен алгоритм ПВШИМ для контроля напряжений на конденсаторах [1]. Показана зависимость этих напряжений от напряжения источника постоянного тока. Но нет зависимости от глубины модуляции.

В другой работе [15] представленный алгоритм очень сложный, проводится много вычислений. Но он обеспечивает качественный контроль напряжений на конденсаторах NPC-инвертора. Из-за большого объема вычислений частота коммутации ключей ограничена 20 кГц.

В работе [3] проведён анализ только лишь по качеству формирования выходного напряжения инвертора. Опять таки, нет описания влияния алгоритма на баланс напряжений на конденсаторах.

### Выводы

1. В настоящее время известно множество схем многоуровневых преобразователей напряжения. Для трёхуровневого преобразования напряжением до 1кВ наиболее всего подходит схема преобразователя с ограничивающими диодами, т.к. необходим только один источник постоянного тока, меньше в сравнении с другими схемами количество используемых конденсаторов, а отсюда преобразователь, выполненный по такой схеме, будет дешевле, меньше по габаритам и массе.

2. Обзор литературы показал, что в схемы есть проблема баланса напряжений на входных конденсаторах. Необходимо решить задачу баланса этих напряжений.

3. Для решения указанной задачи необходимо разработать математическую модель трёхфазного инвертора с пространственно-векторной широтно-импульсной модуляцией.



## 2. Разработка математической модели системы «трёхуровневый инвертор - асинхронный двигатель»

### 2.1 Математическая модель асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором во вращающейся системе координат, совмещённой с потокосцеплением ротора

Такая математическая модель необходима для векторной системы управления. Математическая модель асинхронного двигателя во вращающейся системе координат dq, совмещённой с потокосцеплением ротора, составлена по системе уравнений, приведённой в [Герман-Галкин]:

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

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

$U_{sd}, U_{sq}$  – проекции обобщённого вектора напряжения питания на оси d и q соответственно;

$i_{sd}, i_{sq}$  – проекции обобщённого вектора тока статора на оси d и q соответственно;

$\psi_{Rd}$  – проекция потокосцепления ротора на ось d;

$\omega_m$  – угловая скорость вращения ротора;

$\omega_k$  – угловая скорость вращения системы координат dq;

$M_{em}, M_l$  – момент электромагнитный и момент нагрузки соответственно;

$p$  – оператор дифференцирования  $d/dt$ ;

$J$  – момент инерции ротора;

$Z_p$  – число пар полюсов статора;

$R_R$  – сопротивление ротора;

$R_s$  – сопротивление статора;

$L_R$  – индуктивность ротора;

$L_s$  – индуктивность статора;

$L_m$  – индуктивность намагничивания.

Структурная схема модели, составленная по системе уравнений (2) показана на рисунке 17.

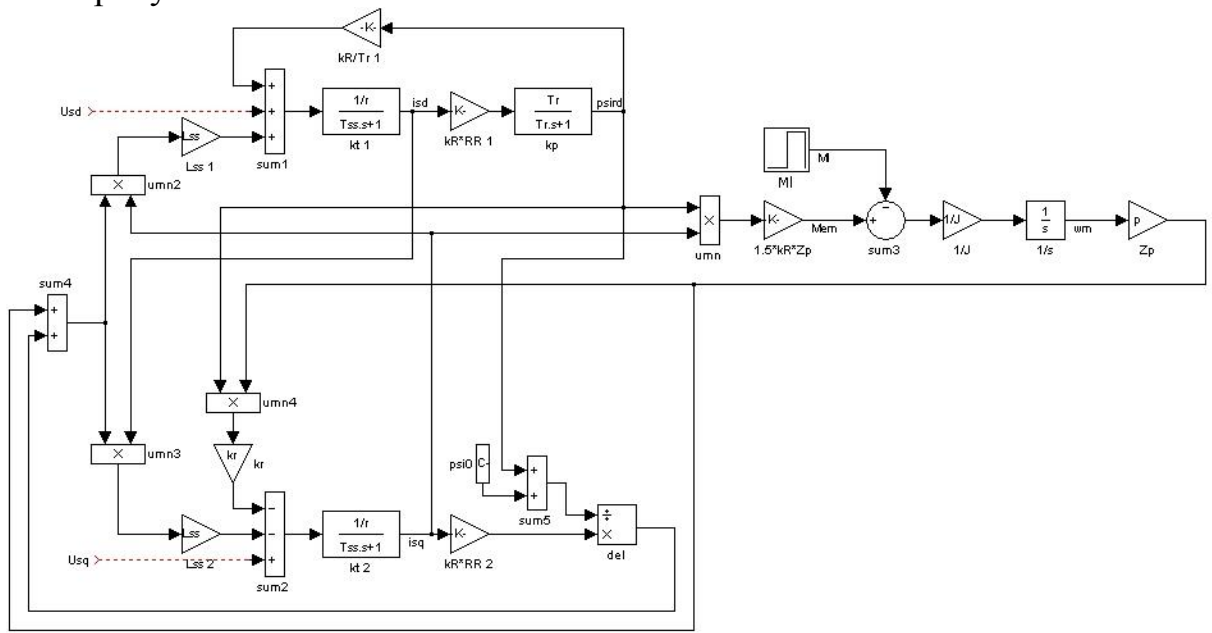


Рисунок 17 – Структурная схема модели асинхронного двигателя

Из рисунка 17 видно, что напряжение  $U_{sd}$  определяет ток  $i_{sd}$ , а ток  $i_{sd}$  определяет потокосцепление ротора  $\psi_{Rd}$ . Можно выделить контур потока (рис. 18), который содержит контур тока.

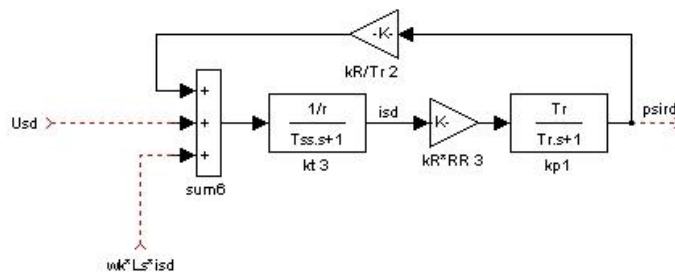


Рисунок 18 – Контур потока

Напряжение  $U_{sq}$  определяет ток  $i_{sq}$ . А, т.к. поток остаётся в электрической машине неизменным, то ток по оси q определяет электромагнитный момент двигателя, что в свою очередь определяет скорость ротора двигателя. Можно выделить контур скорости (рис. 19), который содержит контур тока аналогично контуру потока.

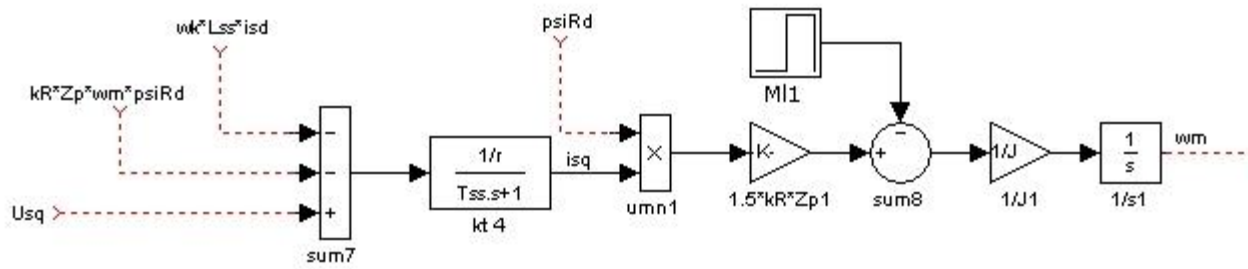


Рисунок 19 – Контур скорости

## 2.2 Расчёт векторной системы управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором

Для начала надо рассчитать регулятор для контура тока по оси d. Расчёт для контура тока по оси d и q проводится одинаково. Т.к. асинхронный двигатель питается от инвертора, то его тоже нужно учесть при расчёте системы управления. Инвертор приближенно описывается линейным звеном чистого запаздывания на период модуляции [5]:

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

где  $k_{инв}$  – коэффициент передачи инвертора;

$T_{кт}$  – малая некомпенсируемая постоянная времени контура тока, включающая  $T_m$  и  $T_{ss}$ .

Влияние перекрёстных связей компенсируется подачей соответствующих сигналов на выход регулятора тока. Замкнутый контур тока по оси d показан на рисунке 20.

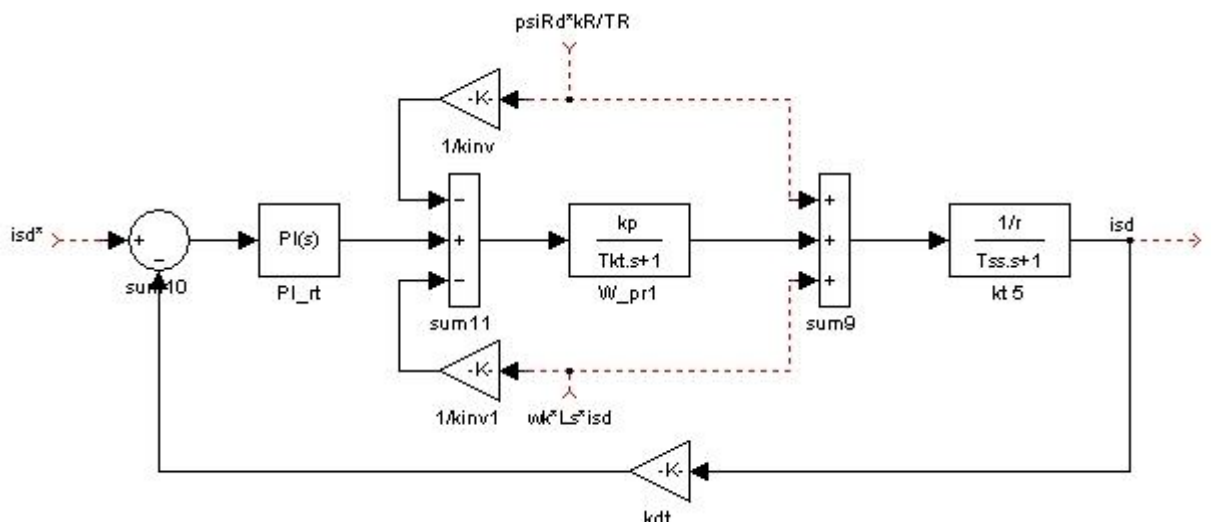


Рисунок 20 – Замкнутый контур тока по оси d

Расчёт регулятора для контура тока производится по методике приведённой в [5]. Производится настройка контура по желаемой передаточной функции вида:

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

Отсюда, для разомкнутого контура:

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

Передаточная функция разомкнутого контура имеет вид:

$$W_{кт}^p = W_{рм} \cdot W_{инв} \cdot W_{кт} \cdot k_{\partial m}.$$

Отсюда можно выразить  $W_{рм}$ :

$$W_{рм} = \frac{W_{кт}^p}{W_{инв} \cdot W_{кт} \cdot k_{\partial m}}.$$

Зная, что  $W_{жс}^p = W_{кт}^p$  запишем предыдущее уравнение:

$$W_{рм} = \frac{r(T_{кт} p + 1)(T_{ss} p + 1)}{k_{инв} k_{\partial m} 2T_{кт} p (T_{кт} p + 1)} = \frac{r(T_{ss} p + 1)}{k_{инв} k_{\partial m} 2T_{кт} p} = \frac{r T_{ss}}{k_{инв} k_{\partial m} 2T_{кт}} + \frac{r}{k_{инв} k_{\partial m} 2T_{кт} p}.$$

Таким образом, рассчитан ПИ-регулятор тока, коэффициент усиления пропорционального и интегрального звена которого соответственно равны:

$$k_{pt} = \frac{r T_{ss}}{k_{инв} k_{\partial m} 2T_{кт}}; \quad (3)$$

$$k_{it} = \frac{r}{k_{инв} k_{\partial m} 2T_{кт}}. \quad (4)$$

Передаточная функция замкнутого контура по оси d примет вид:

$$W_{кт}^3 = \frac{1/k_{\partial m}}{2T_{kt}^2 p^2 + 2T_{kt} p + 1}.$$

Заданием для тока по оси d является следующее выражение [5]:

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

Регулятор по оси q рассчитывается точно также как по оси d. Меняются только лишь сигналы компенсации перекрёстных связей. Структура контура тока по оси q показана на рисунке 21.

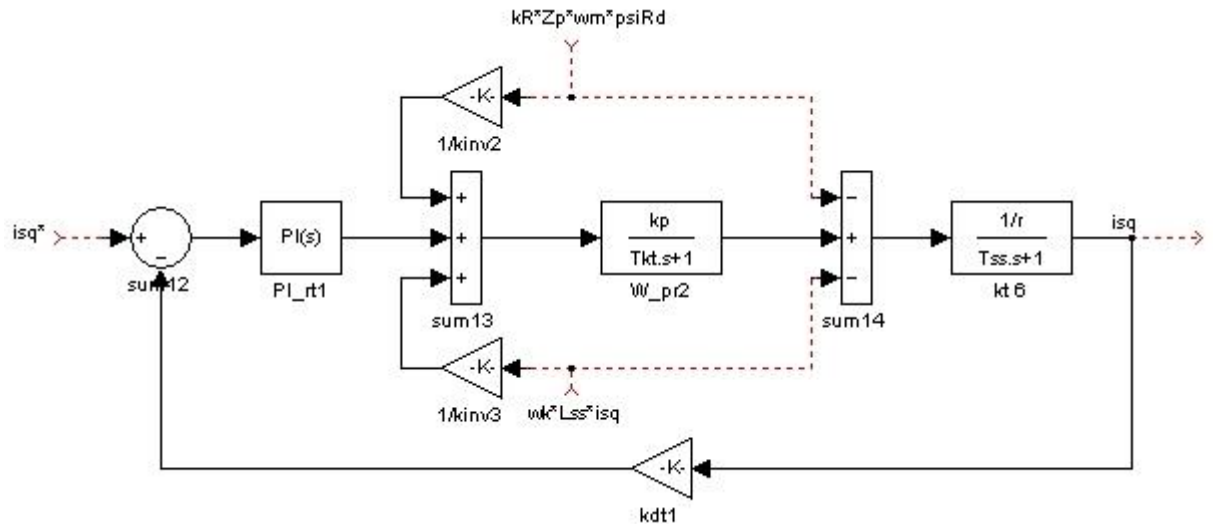


Рисунок 21 – Структурная схема контура тока по оси q

Далее произведём расчёт регулятора скорости по методике, приведённой в [5].

Можно приблизительно описать передаточную функцию замкнутого контура тока следующим образом:

$$W_{km}^z = \frac{1/k_{dm}}{2T_{km}p + 1}$$

Структурная схема контура скорости показана на рисунке 22.

Регулятор настраивается на симметричный оптимум. Желаемая передаточная функция разомкнутого контура скорости:

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

где  $T_{кс}$  – малая некомпенсируемая постоянная времени контура скорости, равная  $2T_{кт}$ .

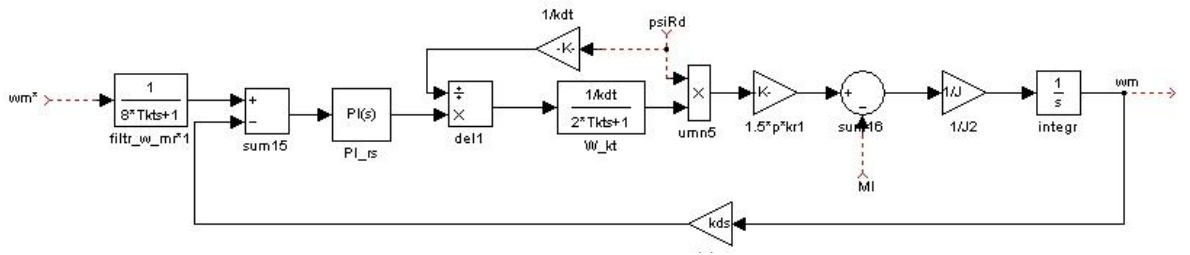


Рисунок 22 – Структурная схема контура скорости

Передаточная функция разомкнутого контура скорости:

$$W_{KC}^p = W_{pc} \cdot W_{km}^3 \cdot \frac{3}{2} Z_p k_R \cdot \frac{1}{Jp} \cdot k_{dc}.$$

Выразим передаточную функцию регулятора скорости:

$$W_{pc} = \frac{W_{KC}^p}{W_{km}^3} \cdot \frac{2Jp}{3Z_p k_R k_{dc}} = \frac{4T_{KC}p + 1}{8T_{KC}^2 p^2 (T_{KC}p + 1)} \cdot (2T_{km}p + 1) \cdot \frac{2Jk_{\partial m}p}{3Z_p k_R k_{dc}} =$$

$$= \frac{4T_{KC}p + 1}{8T_{KC}^2 p} \cdot \frac{2Jk_{\partial m}}{3Z_p k_R k_{dc}} = \frac{Jk_{\partial m}}{3T_{KC}Z_p k_R k_{dc}} + \frac{Jk_{\partial m}}{12T_{KC}^2 Z_p k_R k_{dc}p}.$$

Таким образом, рассчитан ПИ-регулятор скорости, пропорциональный и интегральный коэффициенты которого равны:

$$k_{ps} = \frac{Jk_{\partial m}}{3T_{KC}Z_p k_R k_{dc}}, \quad (5)$$

$$k_{is} = \frac{Jk_{\partial m}}{12T_{KC}^2 Z_p k_R k_{dc}}. \quad (6)$$

Также на вход необходимо включить фильтр скорости с передаточной функцией [5]:

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

### 2.3 Математическая модель двигателя в неподвижной системе координат

Такая модель двигателя необходима для дальнейшего моделирования в пакете LTspice IV. Модель составлена по системе уравнений приведенной в [8]:

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

где  $R_x$  – матрица сопротивлений,  $L_x$  – матрица индуктивностей,  $G_x$  – матрица ЭДС двигателя,  $\omega$  – скорость двигателя в электрических радианах ( $\omega = Z_p \omega_m$ ,  $Z_p$  – число пар полюсов,  $\omega_m$  – скорость двигателя в механических радианах).

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

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

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

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

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

где  $G = \omega G_x$ ,  $E_x = G I_x$  – вектор ЭДС двигателя,  $M_{em}$  – электромагнитный момент двигателя,  $I_x$  – вектор токов,  $J$  – момент инерции,  $M_l$  – момент сопротивления на валу двигателя,  $I_{\alpha r}$ ,  $I_{\beta r}$  – токи ротора в проекциях на оси неподвижной системы координат,  $I_A, I_B, I_C$  – фазные токи статора.

При дальнейшем выводе формул было учтено, что параметры фазы двухфазной машины в 1,5 раза больше параметров фазы эквивалентной по мощности трёхфазной машины, т.е:

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

где  $L_{mf}$  – взаимная индуктивность между соответствующими фазами статора и ротора;

$L_f$  – индуктивность фазы статора трёхфазной обмотки;

$R_f$  – активное сопротивление фазы статора трёхфазной обмотки;

$L_{s0}, R_0$  – индуктивность и сопротивление фазы нулевой последовательности.

Взаимные индуктивности задаются коэффициентом связи:

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

Схема модели асинхронного двигателя в пакете LTspice IV показана на рисунке 23.

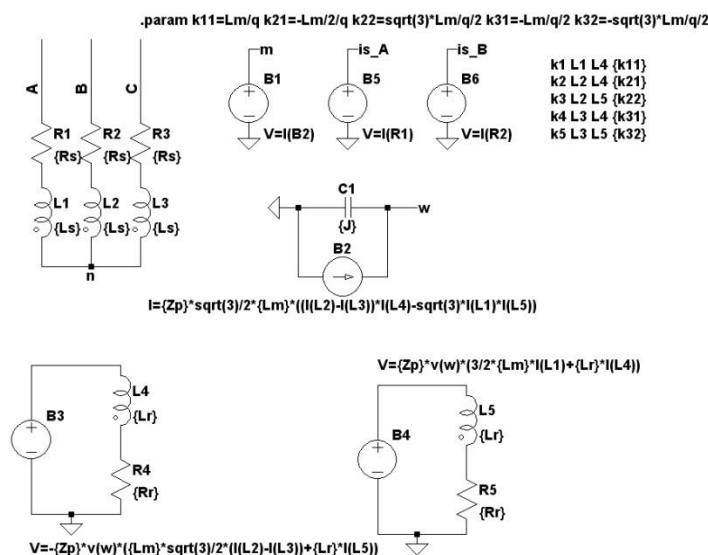


Рисунок 23 – Модель асинхронного двигателя в LTspice IV



## 2.4 Принцип контроля регулирования на входных конденсаторах

Схема трёхуровневого NPC-инвертора была приведена в первой главе. В таком инверторе существует проблема контроля напряжения на входных конденсаторах. Возьмём схему, показанную на рисунке 3, только с количеством уровней равным трём.

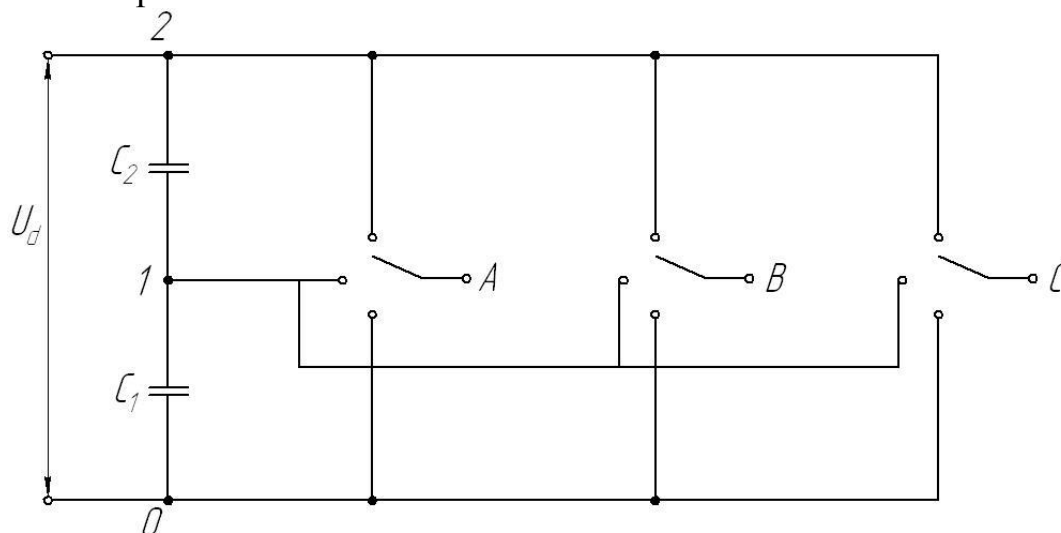


Рисунок 24 – Функциональная схема трёхуровневого NPC-инвертора

Как уже описывалось ранее, количество базовых векторов напряжения в такой схеме равно 27. Наибольший интерес представляют так называемые короткие базовые вектора 100, 211, 110, 221 и др. (рис. 25). Они формируют одинаковое напряжение в нагрузке, но подключение происходит к разным конденсаторам. С помощью этих коротких векторов и можно контролировать напряжение на конденсаторах.

Три цифры вектора обозначают соответственно три фазы А, В, С. 0 обозначает, что конец фазы подключён к точке 0, 1 – к точке 1, 2 – к точке 2.

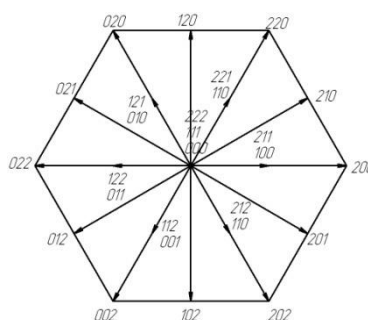


Рисунок 25 – Векторная диаграмма для трёхуровневого NPC-инвертора

Так, 100 и 211 формируют одинаковое напряжение в нагрузке. Посмотрим как подключается нагрузка. Включение вектора 100 и 211 показано

на рисунке 26. Из этого можно сделать вывод, что если ток фазы А положительный, то конденсатор С2 будет разряжаться при векторе 100 и заряжаться при векторе 211, а если ток фазы А отрицательный, то конденсатор С1 будет заряжаться при векторе 100 и разряжаться при векторе 211.

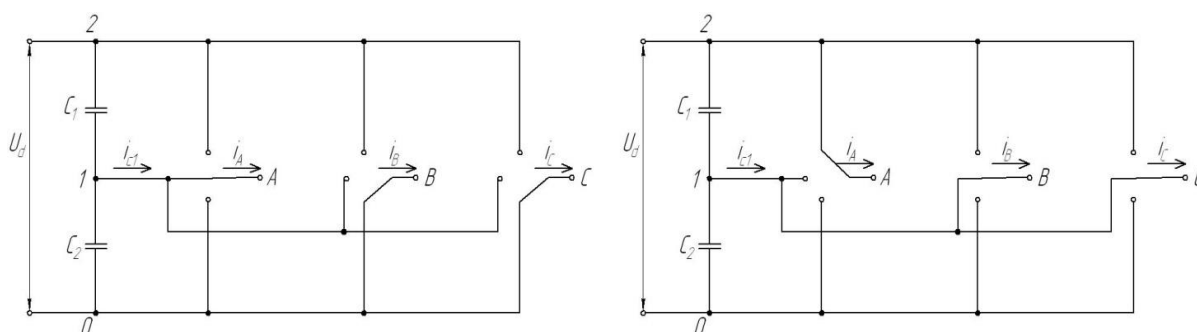


Рисунок 26 – К пояснению о влиянии коротких векторов на напряжение конденсатора С2

Аналогично проделывается и с другими одинаковыми векторами, меняется лишь ток, который необходимо наблюдать.

## 2.5 Математическая модель трёхуровневого инвертора напряжения

Составлена математическая модель трёхуровневого инвертора с ПВШИМ в пакете LTspice IV (см. приложение 1).

Директивой *.param* заданы следующие параметры:

- $f$  – частота выходного напряжения инвертора;
- $f_k$  – частота модуляции выходного напряжения инвертора;
- $mi$  – глубина модуляции;
- $T_k$  – период модуляции;
- $L$  – индуктивность фазы нагрузки;
- $R$  – активное сопротивление фазы нагрузки;
- $C$  – ёмкость входных конденсаторов.

Директивой *.model* заданы параметры ключей:

- сопротивление в открытом состоянии  $R_{on} = 0.001$  Ом;
- сопротивление в закрытом состоянии  $R_{off} = 1000$  МОм;
- управляющий импульс напряжения должен быть выше уровня  $V_t = 0,9$

В.

На вход системы управления инвертором подаются координаты обобщённого вектора выходного напряжения  $u_{az}$ ,  $u_{bz}$ . В данном случае:

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

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

Далее происходит квантование по времени с частотой  $f_k$  этих двух сигналов в устройствах А6 и А7 соответственно. Получаются ступенчатые сигналы  $u_a$  и  $u_b$ . Делается это для того, чтобы зафиксировать вектор на период модуляции.

Далее происходит расчёт модуля этого вектора по выражению:

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

Определяется синус угла положения обобщённого вектора напряжения:

$$\sin\theta = \frac{u_\beta}{u_m}.$$

Далее по синусу угла определяется сектор, в котором расположен вектор.

Таблица 2

sector	Какие условия выполняются
1	$0 < \sin\theta < \frac{\sqrt{3}}{2}, u_\alpha > 0$
2	$\frac{\sqrt{3}}{2}, < \sin\theta < 1$
3	$0 < \sin\theta < \frac{\sqrt{3}}{2}, u_\alpha < 0$
4	$-\frac{\sqrt{3}}{2} < \sin\theta < 0, u_\alpha < 0$
5	$-1 < \sin\theta < -\frac{\sqrt{3}}{2}$
6	$-\frac{\sqrt{3}}{2} < \sin\theta < 0, u_\alpha > 0$

Затем необходимо рассчитать проекции  $m_1$  и  $m_2$  обобщённого вектора напряжения. Рассмотрим векторную диаграмму подробнее. На примере сектора 1 (рис 27).

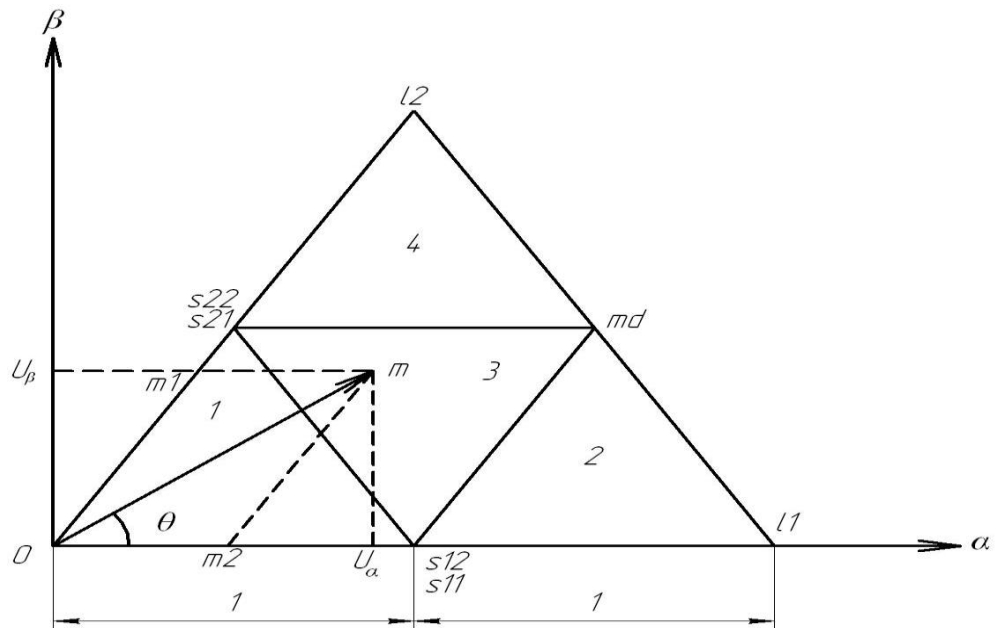


Рисунок 27 – К подробному рассмотрению сектора 1

Формулы, по которым вычисляются эти проекции, записаны в табл. 3. Также, исходя из рисунка, максимальная длина вектора  $m$  равна  $\sqrt{3}$ .

Таблица 3

sector	m1	m2
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	$-\frac{2u_\beta}{\sqrt{3}}$	$u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}}$

Затем по таблице 4 определяется регион в секторе, в котором находится обобщённый вектор напряжения.

Таблица 4

region	Выполняемое условие
1	$m1 \leq 1, m2 \leq 1, m1 + m2 \leq 1$
2	$m1 > 1$

3	$m1 \leq 1, m2 \leq 1, m1 + m2 > 1$
4	$m2 > 1$

По таблице 5 рассчитываются относительные времена  $T0, Ts1, Ts2, Tm, Tl$  включения базовых векторов напряжения так как показано в [Josep Pou].

Таблица 5

region	Относительное время включения
1	$T0 = 1 - m1 - m2$ $Ts1 = m1$ $Ts2 = m2$
2	$Ts1 = 2 - m1 - m2$ $Tmd = m2$ $Tl = m1 - 1$
3	$Ts1 = 2 - m1 - m2$ $Ts2 = 1 - m1$ $Tmd = m1 + m2 - 1$
4	$Ts2 = 2 - m1 - m2$ $Tmd = 2 - m1 - m2$ $Tl = m2 - 1$

Затем идёт вычисление уровней переключения  $u1, u2$  по таблице 6.

Таблица 6

region	$u1, u2$
1	$u1 = Ts1, u2 = 1 - Ts2$
2	$u1 = Ts1, u2 = 1 - Tmd$
3	$u1 = Ts1, u2 = 1 - Tmd$
4	$u1 = Ts2, u2 = 1 - Tl$

Далее происходит формирование импульсных последовательностей на включение базовых векторов напряжения. На рисунке 28 показано формирование импульсных последовательностей.

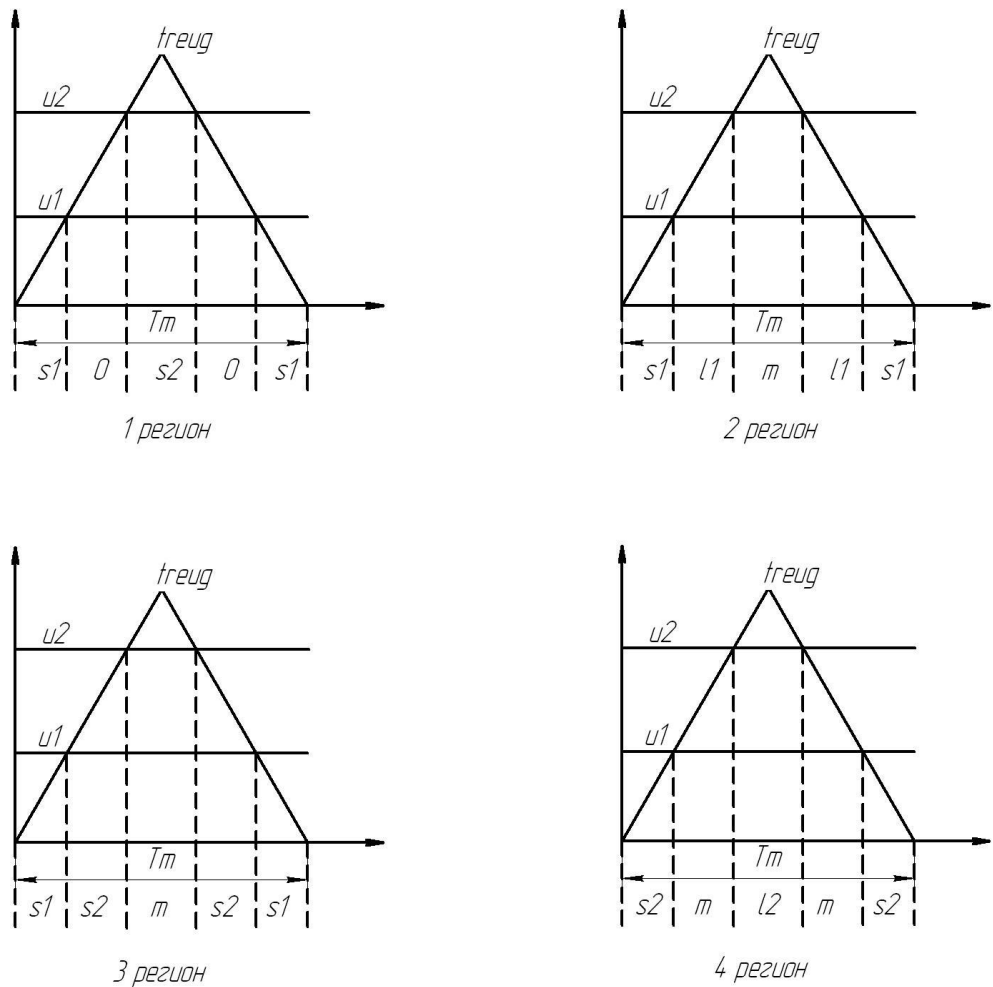


Рисунок 28 – Формирование импульсов на включение базовых векторов

Выбирается необходимый вектор для контроля уровня напряжения на входных конденсаторах. Условия выбора векторов  $s_{11}$ ,  $s_{12}$ ,  $s_{21}$ ,  $s_{22}$  показаны в табл 7 – табл. 10 соответственно. Необходимо отметить, что сигналы с датчиков напряжения на конденсаторах и с датчиков фазных токов квантуются по времени с частотой модуляции  $f_k$ , для фиксации их значения на период модуляции.

Таблица 7

sector	Условия включения
1	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A < 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_A > 0$
2	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C > 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_C < 0$
3	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B < 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_B > 0$
4	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A > 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_A < 0$
5	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C < 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_C > 0$
6	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B > 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_B < 0$

Таблица 8

sector	Условия включения
1	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A > 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_A < 0$
2	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C < 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_C > 0$
3	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B > 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_B < 0$
4	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A < 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_A > 0$
5	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C > 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_C < 0$
6	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B < 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_B > 0$

Таблица 9

sector	Условия включения
1	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C > 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_C < 0$
2	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B < 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_B > 0$
3	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A > 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_A < 0$
4	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C < 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_C > 0$
5	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B > 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_B < 0$
6	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A < 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_A > 0$

Таблица 10

sector	Условия включения
1	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C < 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_C > 0$
2	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B > 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_B < 0$
3	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A < 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_A > 0$
4	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_C > 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_C < 0$
5	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_B < 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_B > 0$
6	$U_{c1} \geq U_{c2}, i_A > 0$ или $U_{c1} < U_{c2}, i_A < 0$

Далее в зависимости от сектора импульсы распределяются на конкретные группы ключей (таблица 11).

Таблица 11

Группа ключей	Условие включения
111	$region < 2, u1 < treug, u2 > treug$
100	$sector < 2 \Rightarrow s11$ или $sector > 5 \Rightarrow s21$
211	$sector < 2 \Rightarrow s12$ или $sector > 5 \Rightarrow s22$
110	$1 < sector < 3 \Rightarrow s11$ или $sector < 2 \Rightarrow s21$
221	$1 < sector < 3 \Rightarrow s12$ или $sector < 2 \Rightarrow s22$
010	$2 < sector < 4 \Rightarrow s11$ или $1 < sector < 3 \Rightarrow s21$
121	$2 < sector < 4 \Rightarrow s12$ или $1 < sector < 3 \Rightarrow s22$

Продолжение таблицы 11

011	$3 < sector < 5 \Rightarrow s11$ или $2 < sector < 4 \Rightarrow s21$
122	$3 < sector < 5 \Rightarrow s12$ или $2 < sector < 5 \Rightarrow s22$

001	$4 < sector < 6 \Rightarrow s11$ или $3 < sector < 5 \Rightarrow s21$
112	$4 < sector < 6 \Rightarrow s21$ или $3 < sector < 5 \Rightarrow s22$
101	$sector > 5 \Rightarrow s11$ или $4 < sector < 6 \Rightarrow s21$
212	$sector > 5 \Rightarrow s12$ или $4 < sector < 6 \Rightarrow s22$
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	$sector < 2 \Rightarrow l1$ или $sector > 5 \Rightarrow l2$
220	$1 < sector < 3 \Rightarrow l1$ или $sector < 2 \Rightarrow l2$
020	$2 < sector < 4 \Rightarrow l1$ или $1 < sector < 3 \Rightarrow l2$
022	$3 < sector < 5 \Rightarrow l1$ или $2 < sector < 4 \Rightarrow l2$
002	$4 < sector < 6 \Rightarrow l1$ или $3 < sector < 5 \Rightarrow l2$
202	$sector > 5 \Rightarrow l1$ или $4 < sector < 6 \Rightarrow l2$

Далее идёт распределение импульсов по ключам инвертора.

В противотакте работают следующие ключи:

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

Формирование управляющих импульсных последовательностей показаны в таблице 12.

Таблица 12

Ключ	Управляющие импульсы
S1	инверсия от S3
S2	200+210+220+202+201+211+221+212+120+102+100+110+121+122+112+101+111
S3	120+020+021+022+012+002+102+100+110+010+011+121+122+001+112+101+111
S4	инверсия от S2
S5	инверсия от S7
S6	220+120+020+021+022+221+121+122+210+012+211+110+010+011+112+212+111

Продолжение таблицы 12

S7	200+210+012+002+102+202+201+100+211+110+010+011+001+112+101+212+111
S8	инверсия от S6
S9	инверсия от 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	инверсия от S10

## 2.6 Математическая модель системы «трёхуровневый инвертор – асинхронный двигатель»

В пакете LTspice IV создана модель системы «трёхуровневый инвертор – асинхронный двигатель» (см. приложение 2).

Схема отличается от схемы в приложении А введённой моделью асинхронного двигателя с его векторной системой управления.

Функциональная схема электропривода с системой векторного управления приведена на рис. 29.

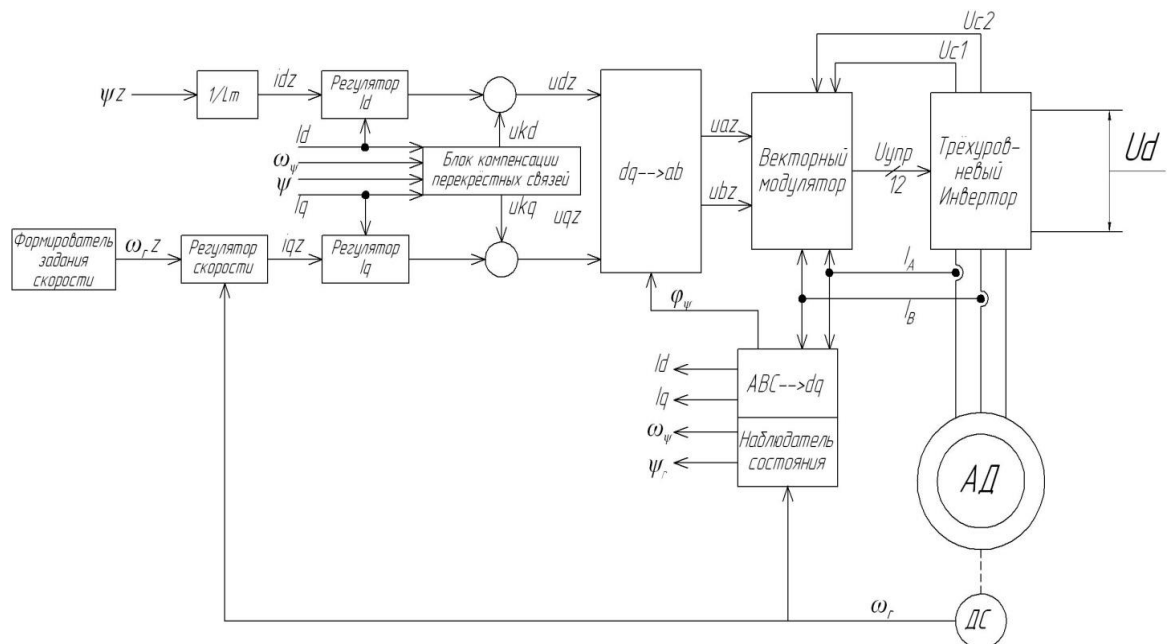


Рисунок 29 – Функциональная схема системы векторного управления электроприводом

Для замыкания обратной связи с двигателя берутся значения фазных токов  $I_A$ ,  $I_B$  и значение скорости ротора  $\omega_r$ . Через токи статора  $i_{sA}$ ,  $i_{sB}$  вычисляется ток  $i_{sC}$ :

$$i_{sC} = 1 - i_{sA} - i_{sB}.$$

Затем идёт преобразование сигналов обратной связи по току из трёхфазной системы  $ABC$  в двухфазную неподвижную  $ab$  по следующим формулам:

$$i_{s_a} = i_{s_A},$$

$$i_{s_b} = \frac{i_{s_B} - i_{s_C}}{\sqrt{3}}.$$

А из неподвижной системы координат  $ab$  во вращающуюся систему координат  $dq$  происходит вот так:

$$i_{s_d} = i_{s_a} \cdot \cos \phi_{psi} + i_{s_b} \cdot \sin \phi_{psi},$$

$$i_{s_q} = i_{s_b} \cdot \cos \phi_{psi} - i_{s_a} \cdot \sin \phi_{psi}.$$

Поток ротора определяется следующим образом:

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

Предыдущую передаточную функцию можно записать так:

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

Второй множитель есть передаточная функция LR цепи «Vichislenie psi\_r» (см. приложение 2).  $T_r$  есть значение индуктивности, а сопротивление резистора равно 1 Ом. Значение напряжения на выходе такой цепи умножается на  $L_m$  и, таким образом, имеем значение потокосцепления ротора.

Частота вращения потокосцепления ротора и его положение вычисляются в блоке «Vichislenie w\_psi phi\_psi» по формулам:

$$\omega_{psi} = \frac{L_m i_{s_q}}{T_r \psi_r} + Z_p \omega_m.$$

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

где  $p$  – оператор дифференцирования.

В блоке «Regulator is\_q + komp ps» и «Regulator is\_d + komp ps» происходит вычисление ошибки по току по осям  $q$  и  $d$  соответственно, затем обработка этих ошибок в ПИ-регуляторе и компенсация перекрёстных связей.

В блоке «Regulator skorosti w\_m» происходит вычисление ошибки по скорости, обработка этой ошибки в ПИ-регуляторе, а сигнал после ПИ-регулятора есть задание по току по оси  $q$ .

Задание тока по оси  $d$  вычисляется по формуле:

$$i_{dz} = \frac{\psi_r}{L_m}.$$

Сигналы после регуляторов тока есть сигналы задания для инвертора на формирование определённого напряжения. Но эти сигналы определены во вращающейся системе координат dq. Т.к. сигналы задания напряжения инвертора должны быть в неподвижной системе координат, то производится перевод из системы координат dq в ab по следующим формулам:

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

## Выводы

1. Разработана математическая модель трёхфазного трёхуровневого инвертора напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку.
2. Разработана математическая модель трёхфазного трёхуровневого инвертора напряжения при работе на двигательную нагрузку (асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором).

### 3. Исследование математической модели трёхуровневого инвертора и системы "трёхуровневый инвертор - асинхронный двигатель"

#### 3.1 Исследование математической модели трёхуровневого инвертора

Исследуется модель трёхфазного инвертора при работе на активно-индуктивную нагрузку. Моделирование проводилось в пакете LTspice IV.

Параметры модели заданы следующие:

- частота выходного напряжения  $f = 50$  Гц;
- частота модуляции  $f_k = 5$  кГц;
- активное сопротивление нагрузки  $R = 0,9$  Ом;
- индуктивность нагрузки  $L = 0,44$  мГн;
- ёмкость конденсаторов на входе инвертора  $C = 2000$  мкФ;
- напряжение звена постоянного тока  $U_d = 515$  В.

Исследовалось влияние глубины модуляции на пульсации напряжения на конденсаторах, на спектр выходного напряжения и на коэффициент гармоник.

Коэффициент искажения можно измерить в LTspice IV путём ввода директивы *.four 50 V(AB)*. 50 означает, что частота основной гармоники выходного напряжения равна 50 Гц, а V(AB) указывает на то где нужно измерять напряжение.

Глубина модуляции принимает следующие значения: 0,4; 0,6; 0,8; 1.

На рисунках 30, 31, 32, 33 приведены результаты моделирования.

Результаты моделирования показали, что при увеличении глубины модуляции уменьшается коэффициент гармоник. Причём достаточно резко он уменьшается при глубине модуляции 0,4.

Напряжение на конденсаторах колеблется около уровня 515 В. При глубине модуляции 0,4 амплитуда пульсации составляет порядка 1 В. При глубине модуляции 0,6 и 0,8 амплитуда пульсаций достигает 3,5 В. При глубине модуляции 1 амплитуда модуляции составляет уже 15 В, но пульсации идут на уровне половины водного напряжения.

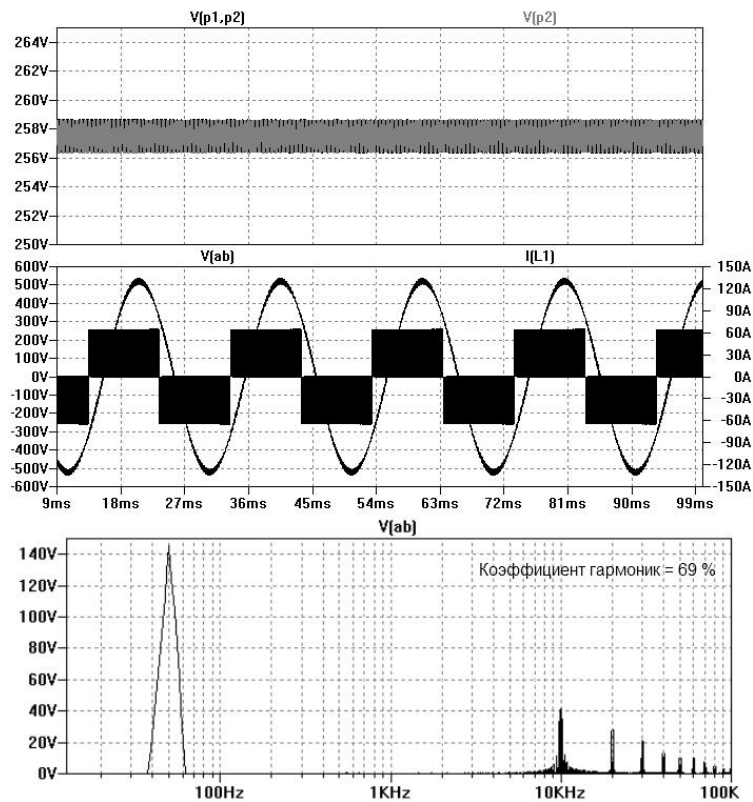


Рисунок 30 – Напряжения на конденсаторах, линейное напряжение, фазный ток, спектр выходного напряжения при глубине модуляции 0,4

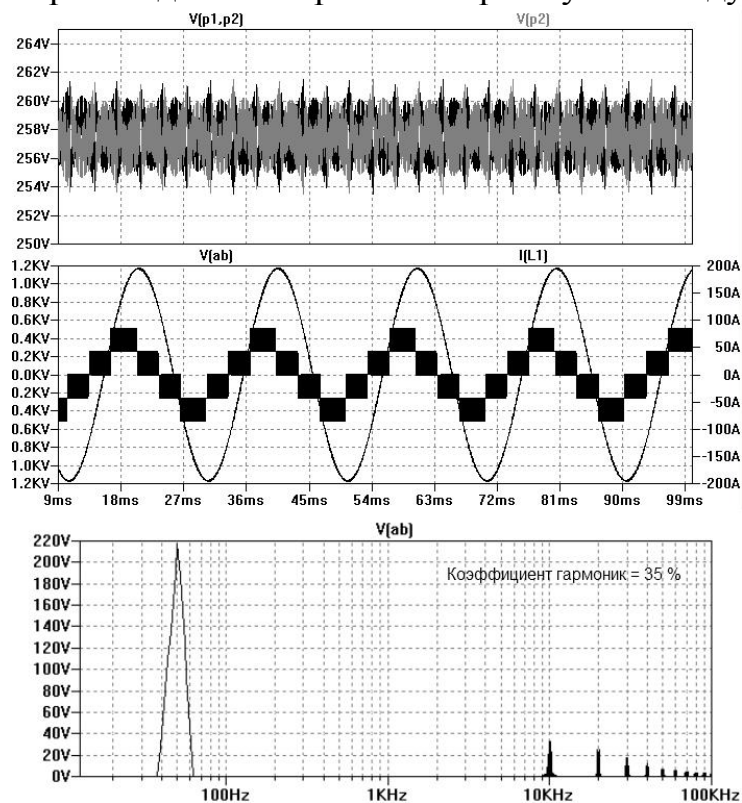


Рисунок 31 – Напряжения на конденсаторах, линейное напряжение, фазный ток, спектр выходного напряжения при глубине модуляции 0,6

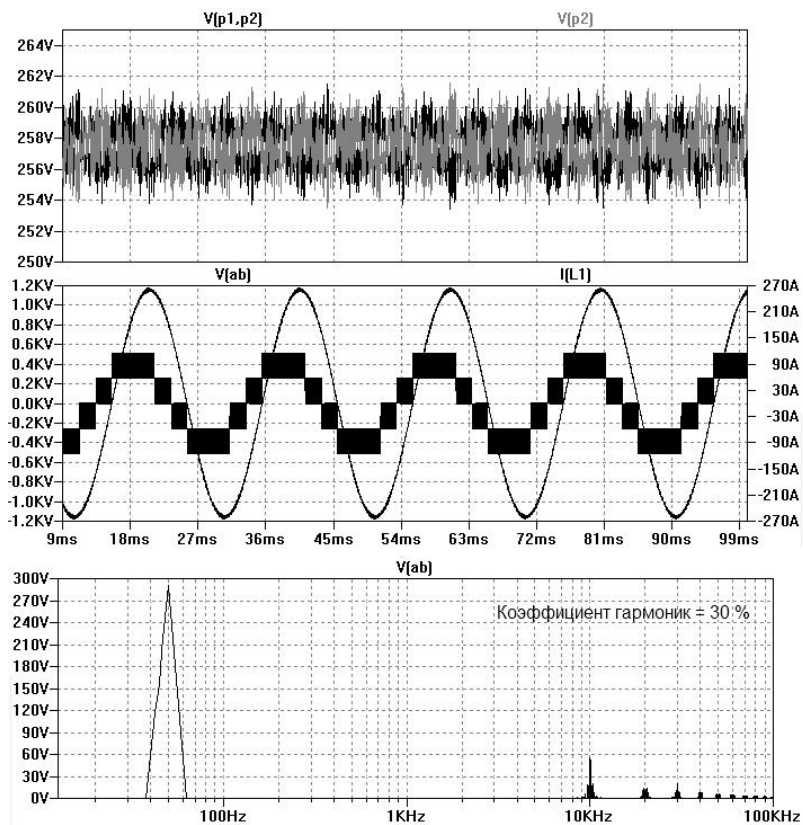


Рисунок 32 – Напряжения на конденсаторах, линейное напряжение, фазный ток, спектр выходного напряжения при глубине модуляции 0,8

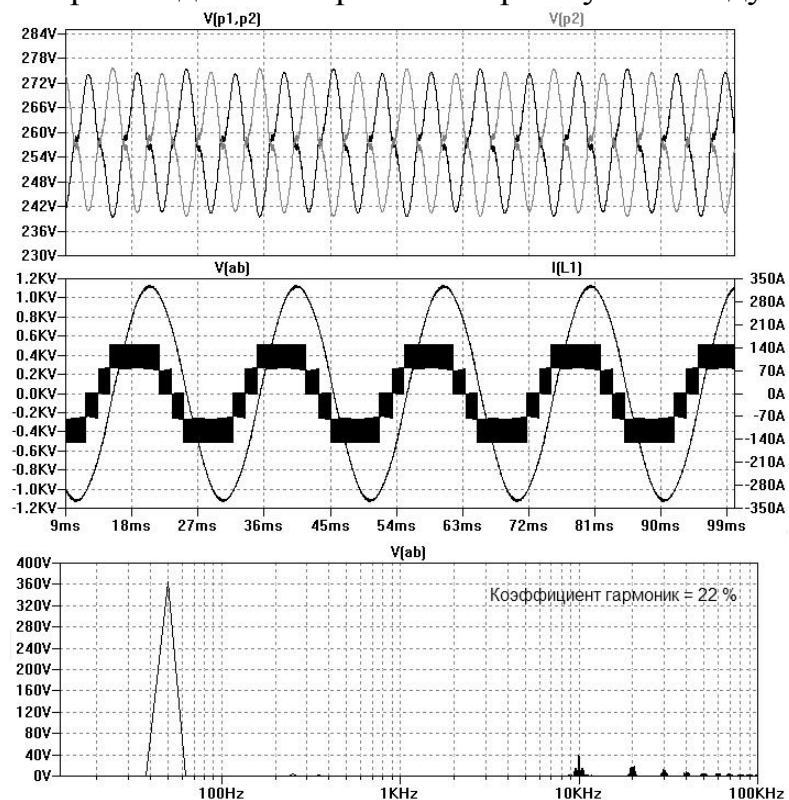


Рисунок 33 – Напряжения на конденсаторах, линейное напряжение, фазный ток, спектр выходного напряжения при глубине модуляции 1  
 При понижении частоты модуляции амплитуда пульсаций напряжения на конденсаторах увеличивается, а коэффициент гармоник увеличивается. Это

подтверждается следующими результатами моделирования при частоте модуляции  $f_k = 3$  кГц (рис. 34, 35, 36, 37).

Возросла как амплитуда пульсаций напряжения на конденсаторах так и коэффициент гармоник.

Спектр выходного напряжения инвертора при частоте модуляции 3 кГц похож на те, что были получены при моделировании на частоте 10 кГц. Значение гармоник на частоте модуляции одинаковы.

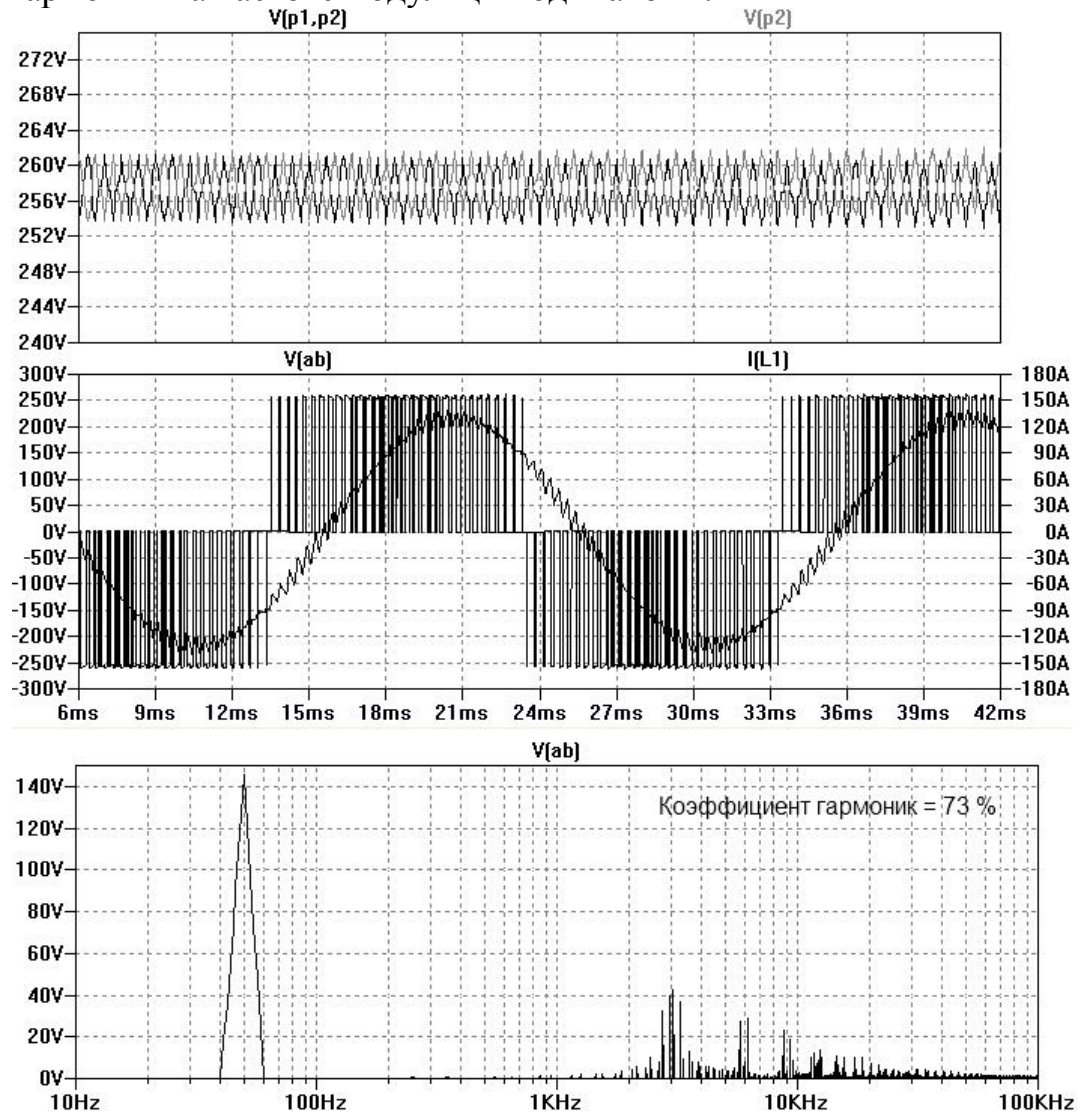


Рисунок 34 – Напряжения на конденсаторах, линейное напряжение, фазный ток, спектр выходного напряжения при глубине модуляции 0,4



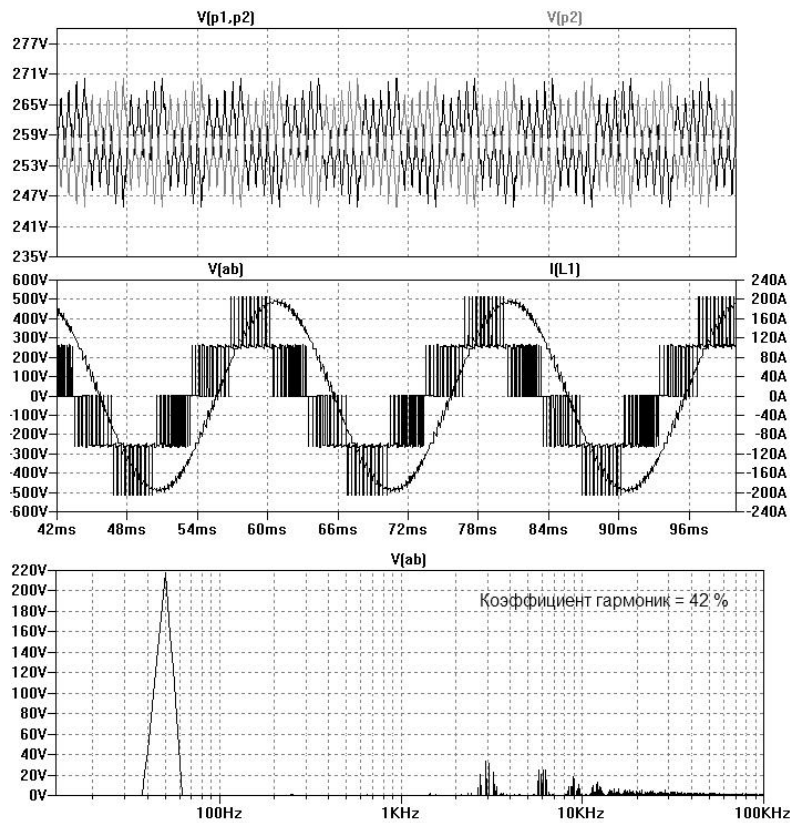


Рисунок 35 – Напряжения на конденсаторах, линейное напряжение, фазный ток, , спектр выходного напряжения при глубине модуляции 0,6

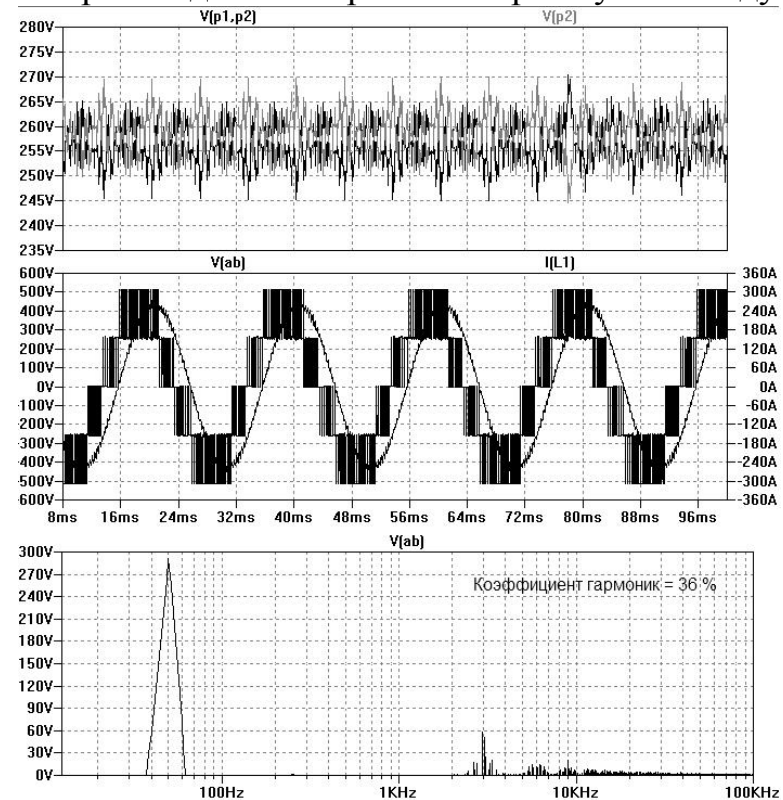


Рисунок 36 – Напряжения на конденсаторах, линейное напряжение, фазный ток, , спектр выходного напряжения при глубине модуляции 0,8



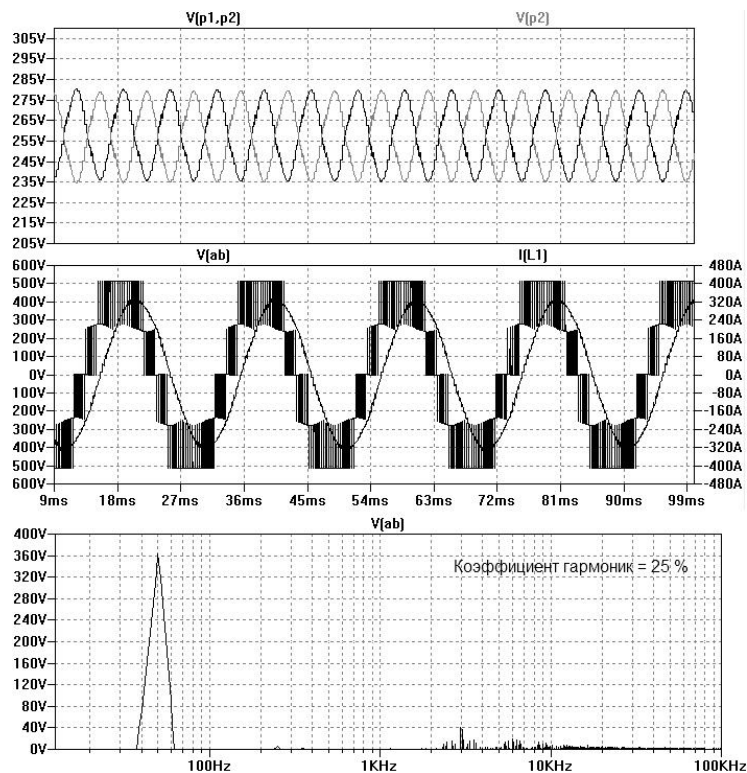


Рисунок 37 – Напряжения на конденсаторах, линейное напряжение, фазный ток, , спектр выходного напряжения при глубине модуляции 1

Такие большие пульсации напряжения на конденсаторах при максимальной глубине модуляции объясняются тем (вспомним векторную диаграмму для трёхуровневого инвертора), что обобщенный вектор, вращаясь, проходит через регионы 2 и 4. А в таком случае относительное время включения короткого вектора очень мало в сравнении с другими векторами и, таким образом, контроль этого напряжения ухудшается.

### 3.2 Исследование математической модели системы «трёхуровневый инвертор - асинхронный двигатель»

Для моделирования системы «трёхуровневый инвертор – асинхронный двигатель» применялся двигатель со следующими параметрами:

- номинальная мощность двигателя  $P = 22$  кВт;
- номинальное линейное напряжение статора  $U_n = 380$  В;
- номинальная частота напряжения статора  $f = 50$  Гц;
- номинальная скорость вращения ротора  $n = 2940$  об/мин;
- номинальный КПД  $\eta = 90,5$  %;
- номинальный коэффициент мощности  $\cos\phi = 0,89$ ;
- момент инерции ротора  $J = 0.1443$  кг·м<sup>2</sup>;
- число пар полюсов  $Z_p = 1$ ;
- полная индуктивность фазы статора и ротора  $L_s = L_r = 37,152$  мГн;

- сопротивление статора  $R_s = 0,2922 \text{ Ом}$ ;
- сопротивление ротора  $R_r = 0,0882 \text{ Ом}$ .

Значения ПИ-регуляторов рассчитаны по формулам 3, 4, 5, 6 и они равны:

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

Напряжение источника питания инвертора это есть выпрямленное напряжение трёхфазной сети 220/380 50 Гц и равно  $515_{-10\%}^{+15\%}$  В. Частота модуляции выходного напряжения инвертора  $f_k = 2 \text{ кГц}$ .

Произведено моделирование запуска двигателя до номинальной частоты вращения при разных напряжениях в звене постоянного тока:

- разгон двигателя;
- приложение момента сопротивления;
- снятие момента сопротивления;
- торможение двигателя.

Результаты моделирования представлены рисунками 38, 39, 40, 41.

При пониженном напряжении питания инвертора в 463 В и задании номинальной скорости вращения двигатель работает неустойчиво, видны колебания его электромагнитного момента, особенно при приложении номинальной нагрузки к валу двигателя. Это происходит из-за перемодуляции. Добиться устойчиво работы при пониженном напряжении питания удаётся только при скорости вращения ротора 1800 об/мин (188,5 рад/с). При повышенном напряжении питания инвертора в 592 В двигатель разгоняется до номинальной скорости вращения и удерживает номинальную нагрузку на валу.

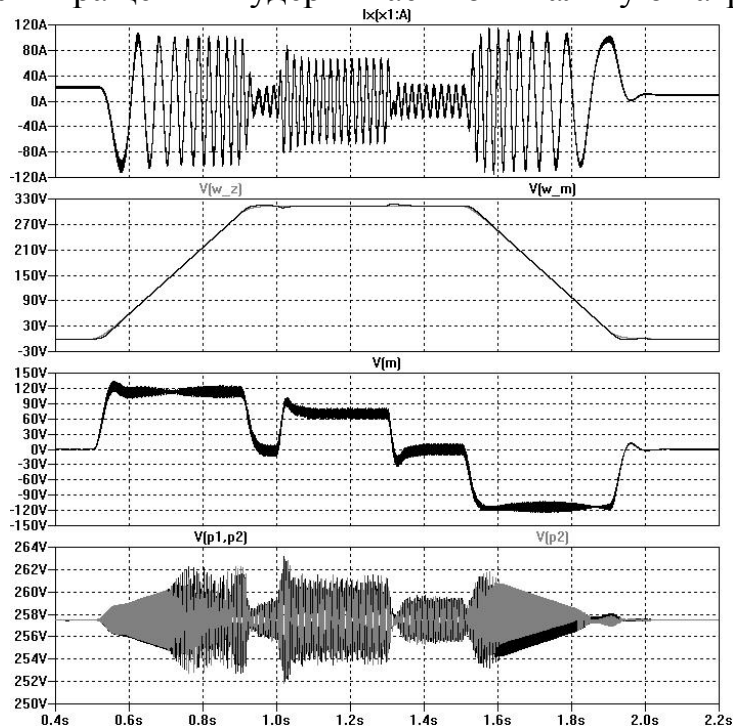


Рисунок 38 – Диаграммы фазного тока статора, скорости вращения ротора двигателя, электромагнитный момент двигателя, напряжения на входных конденсаторах инвертора при  $U_d = 515 \text{ В}$ .

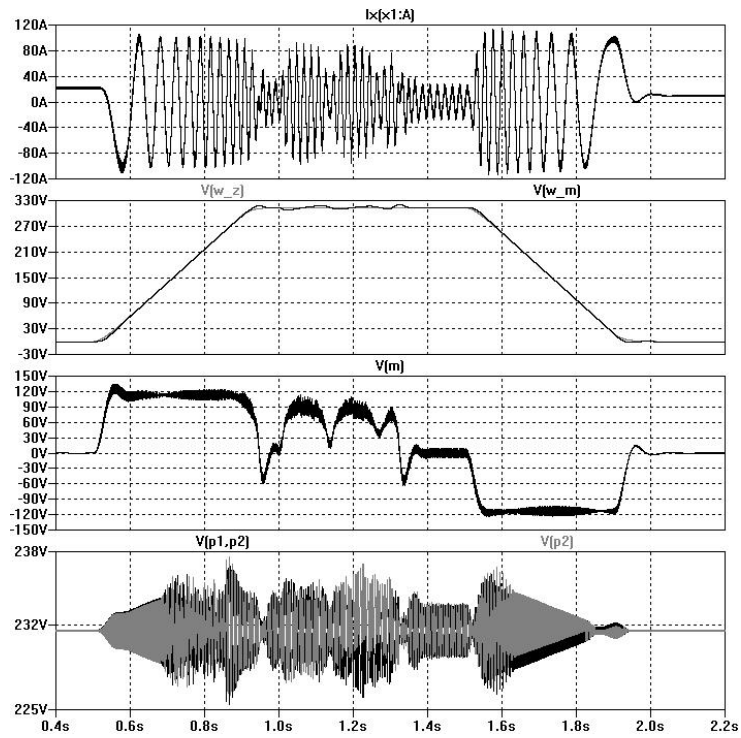


Рисунок 39 – Диаграммы фазного тока статора, скорости вращения ротор двигателя, электромагнитный момент двигателя, напряжения на входных конденсаторах инвертора при  $U_d = 463$  В.

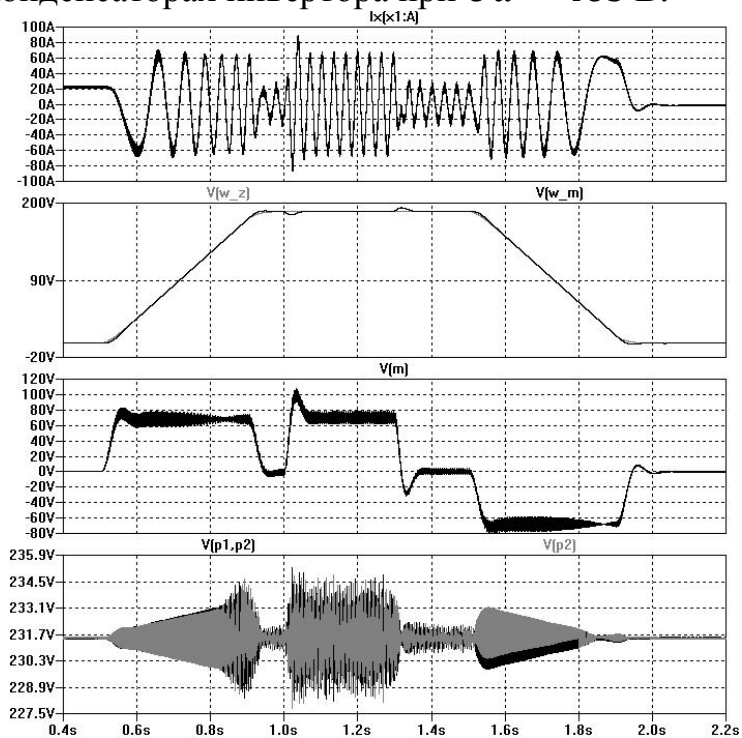


Рисунок 40 – Диаграммы фазного тока статора, скорости вращения ротор двигателя, электромагнитный момент двигателя, напряжения на входных конденсаторах инвертора при  $U_d = 463$  В.

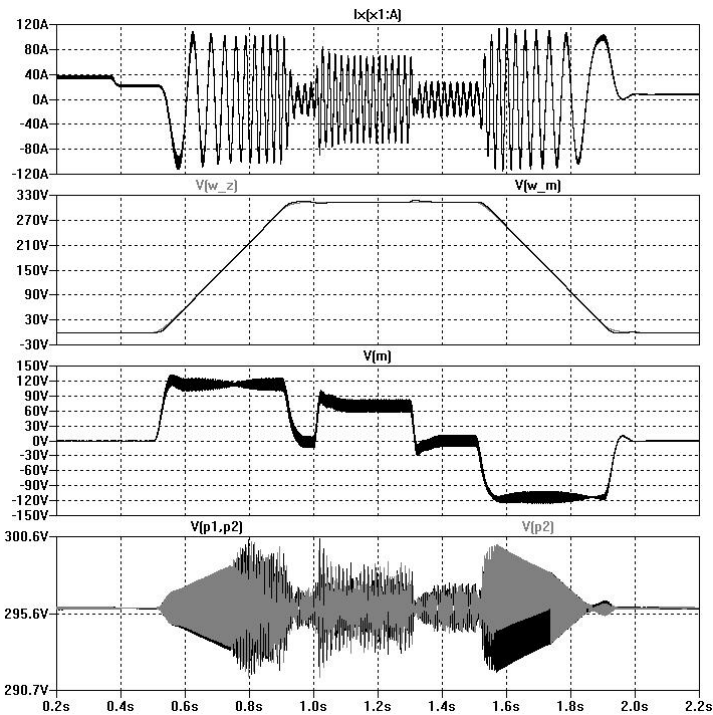


Рисунок 41 – Диаграммы фазного тока статора, скорости вращения ротор двигателя, электромагнитный момент двигателя, напряжения на входных конденсаторах инвертора при  $U_d = 592$  В.

С математической модели были сняты механические характеристики системы асинхронного электропривода. Итого, сняты три семейства механических характеристик для напряжений питания 463, 515, 592 В соответственно (рис. 42, 43, 44).

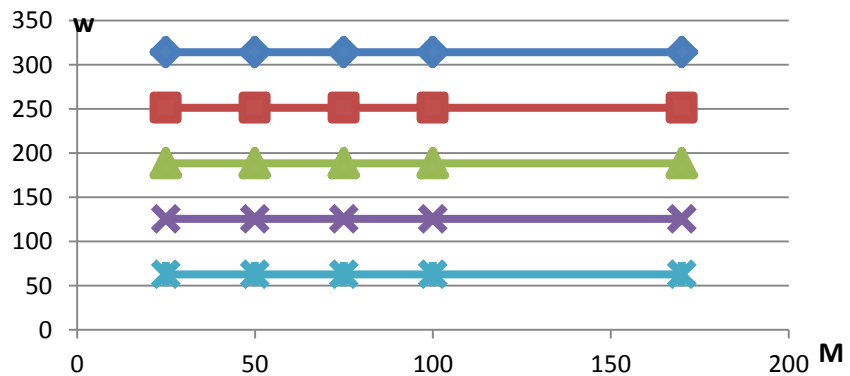


Рисунок 42 – Семейство механических характеристик при напряжении в звене постоянного тока 515 В

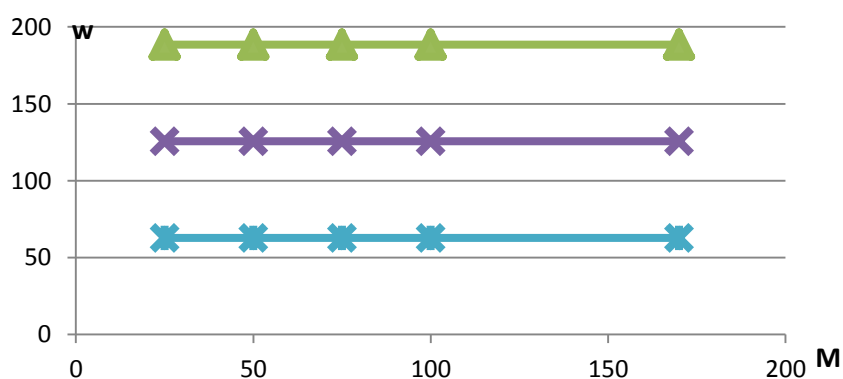


Рисунок 43 – Семейство механических характеристик при напряжении в звене постоянного тока 463 В

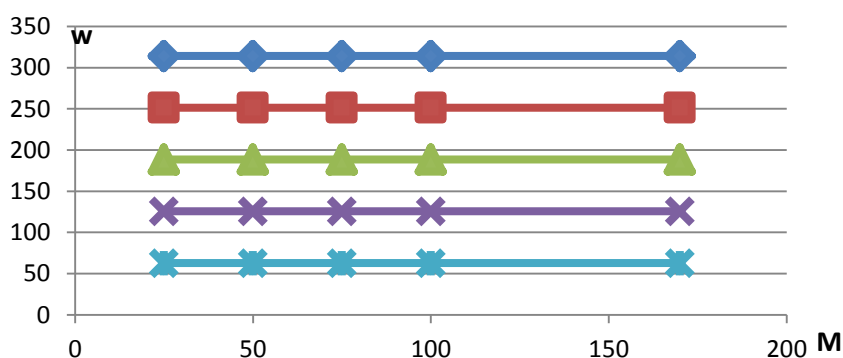


Рисунок 44 – Семейство механических характеристик при напряжении в звене постоянного тока 592 В

Эти характеристики показали, что электропривод работает в диапазоне скорости от 0 до номинальной при напряжениях в звене постоянного тока 515 В и 592 В.

При напряжении в звене постоянного тока 463 В, электропривод работает в диапазоне скоростей от 0 до 1800 об/мин.

Электропривод выдерживает нагрузки от 0 до 170 Н·м при любом напряжении питания в указанных выше диапазонах скорости.

### Выводы

1. Исследовано влияние глубины модуляции и частоты модуляции на пульсации напряжения на конденсаторы в звене постоянного тока, на спектр выходного напряжения инвертора.

2. Проведено моделирование пуска, работы в установившемся режиме, остановки электропривода при различных напряжениях в звене постоянного тока инвертора напряжения.

3. Построены семейства механически характеристик электропривода при различных напряжениях в звене постоянного тока инвертора напряжения.

## Заключение

Проблема пульсаций напряжений на входных конденсаторах трёхуровневых инверторов напряжения, выполненных по схеме с ограничивающими диодами, до сих пор остаётся нерешённой. Главной целью работы было разработка модификации алгоритма пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции для схемы трёхуровневого инвертора напряжений с ограничивающими диодами. Проведённое математическое моделирование показало, что использование данного алгоритма ПВШИМ позволяет удерживать напряжение на конденсаторах около уровня равного половине напряжения питания инвертора.

Результатами данной работы разработанные математические модели трёхуровневого инвертора напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку и системы «трёхуровневый инвертор – асинхронный двигатель» с векторной системой управления.

## Список использованной литературы

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. A. Cataliotti, F. Genduso, G. Ricco Galluzi. A Space Vector Modulation Control Algorithm for VSI Multi-Level Converters. Dipartimento di Ingegneria elettrica Università degli Studi di Palermo, 2010, 7 p.
3. P. Satih Kumar, T. Abhiram, J. Amarnath, S.V.L. Narasimham. Space Vector Pulse Width Modulation for Multi-level Inverter using Decomposition Method. Journal of Electrical Engineering: Theory and Application, Vol 1, No 1, 2010, 60-68 p.
4. Н. Донской, А. Иванов, В. Матисон, И. Ушаков. Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и энергетики. Силовая электроника, №1, 1'2008, 43-46 с.
5. А.Б. Виноградов. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2008, 298 с.
6. В.М. Берестов. Алгоритм управления многоуровневым инвертором напряжения / ЗАО «ЭРАСИБ», 2008, 16 с.
7. K. Corzine. Operation and Design of Multilevel Inverters. University of Missouri – Rolla, 2005, 79 p.
8. Ю.Н. Сохор. Моделирование устройств в пакете LTspice/SwCAD. Учебно-методическое пособие. Псковский государственный политехнических институт, Псков, 2008, 165 с.
9. LTspiceHelp – инструкция встроенная в пакет LTspice IV.
10. Leon M. Tolbert, Thomas G. Habetler. Novel Multilevel Inverter Carrier-Based PWM Methods. IEEE IAS 1998 Annual Meeting, St. Louis, Missouri, October 10-15, 1998, pp. 1424-1431.
11. 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.
12. Г.Г Соколовский. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. Учебник. Москва: Академа, 2006 – 265 с.
13. С.Г. Герман-Галкин, Г.А. Кардонов. Электрические Машины. Лабораторные работы на ПК. Санкт-Петербург: Корона принт, 2003, 256 с.
14. С.Г. Герман-Галкин. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. СПб.: Корона-Век, 2008, 368 с.
15. Josep Pou. Modulation and Control of Three-phase PWM Multilevel Converters. Technical University of Catalonia, 2004, 205 p.