

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования  
«Тольяттинский государственный университет»

Институт энергетике и электротехники

(институт)

Кафедра Промышленная электроника

11.04.04 – Электроника и наноэлектроника

(код и наименование направления подготовки, специальности)

Электронные приборы и устройства

(направленность (профиль))

**МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ**

на тему «Преобразователь частоты электропривода устройств подъема и  
транспортировки груза»

Студент

Жуков П.В.

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Руководитель

Медведев В.А.

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Консультанты

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Руководитель программы д.т.н., профессор В.В. Ивашин

(ученая степень, звание, И. О.Ф.)

(личная подпись)

**Допустить к защите**

Заведующий кафедрой

“Промышленная электроника” к.т.н, доцент А.А. Шевцов

(ученая степень, звание, И.О.Ф.)

(личная подпись)

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2016 г.

Тольятти 2016

## **Аннотация**

Диссертация посвящена возможности использования матричных преобразователей частоты в устройствах подъёма и транспортировки груза. Первая глава представляет собой обзор существующих преобразователей частоты и рассматривает наиболее перспективные варианты. Вторая глава посвящена различным способам коммутации двунаправленных ключей в преобразователе частоты матричного типа. В третьей главе описана модель имитирующая работу матричного преобразователя, а так же эксперименты проведённые с её помощью. В заключении приведены выводы на основе проделанной работы, по которым видна целесообразность использования матричных преобразователей в устройствах подъёма и транспортировки груза.

Работа включает в себя 99 страниц, 9 таблиц, 57 иллюстраций. В диссертации использованы материалы из 33 источников, в том числе и две публикации автора.

## Список сокращений

АИН.....	Автономный инвертор напряжения
АИТА.....	Автономный инвертор тока
ДНПЧ.....	Двухзвеньевого непосредственный преобразователь частоты..
ДПЧ.....	Двухзвеньевого преобразователь частоты
МПЧ.....	Матричный преобразователь частоты
КН.....	Контроль по напряжению
КПД.....	Коэффициент полезного действия
КТ.....	Контроль по току
НПЧ.....	Непосредственный преобразователь частоты
ПЧ.....	Преобразователь частоты
ШИМ.....	Широтно–импульсная модуляция

Содержание	
Введение.....	6
1.Обзор современных типов полупроводниковых частотных преобразователей, математическая модель и различные алгоритмы модуляции.....	9
1.1 Обзор современных типов полупроводниковых частотных преобразователей.....	9
1.1.1.Двухзвеньевые преобразователи частоты.....	9
1.1.2. Непосредственные преобразователи частоты.....	12
1.2. Математическая модель матричного преобразователя.....	16
1.3.Алгоритмы скалярной модуляции.....	23
1.3.1 Алгоритм Алесиной — Вентурини.....	25
1.3.2 Оптимизированный алгоритм Вентурини.....	28
1.3.3.Алгоритм Роя.....	30
1.4.Пространственно-векторная модуляция.....	31
1.4.1.Определение пространственный вектор.....	31
1.4.2.Метод косвенной пространственно-векторной модуляции.....	33
1.4.2.1.Выпрямитель.....	33
1.4.2.2.Инвертор.....	37
1.4.3.Метод прямой пространственно-векторной модуляции.....	41
2.Методы коммутации ключей в матричном преобразователе.....	51
2.1Топология двунаправленных ключей.....	51
2.1.1. Ключ построенный на одном транзисторе.....	51
2.1.2.Ключи, построенные на двух транзисторах.....	52
2.1.2.1. Ключи на двух транзисторах с общей точкой.....	52
2.1.2.2. Ключи, построенные на двух транзисторах без общей точки.....	53
2.1.2.3.Ключи на двух транзисторах с обратной запирающей способностью.....	53
2.2. Анализ методов коммутации ключей.....	55

2.2.1. Главные правила коммутации.....	55
2.2.2. Простые способы коммутации.....	56
2.2.2.1 Коммутация ключей с безтоковой паузой.....	56
2.2.2.2. Коммутация ключей с перекрытием.....	56
2.2.3. Улучшенные способы коммутации.....	59
2.2.3.1 Коммутация ключей, базирующаяся на контроле направления тока на выходе.....	59
2.2.3.2. Коммутация ключей, основанная на контроле величины напряжения на входе.....	62
2.3. Комбинированный алгоритм безопасной коммутации ключей.....	66
3. Моделирование МПЧ и результаты экспериментов.....	69
3.1. Описание модели имитирующей МПЧ .....	69
3.1.1. Силовая часть.....	69
3.1.2. Модель системы управления.....	73
3.2. Результаты проведённых экспериментов.....	76
3.2.1. Алгоритм комбинированной коммутации.....	76
3.2.2. Алгоритм корректировки ширины импульсов при ШИМ.....	84
3.2.3. Коррекция при коммутации по току.....	85
3.2.4. корректировка при коммутации по напряжению.....	88
3.2.5. Результаты Эксперимента.....	90
Заключение.....	95
Список используемой литературы.....	96

## **Введение.**

В наше время в странах с развитой промышленностью наибольшую долю электроэнергии потребляется электроприводами различного назначения. Автоматизация производственных процессов и совершенствование механизмов тесно связаны с развитием электропривода, обеспечивающего экономию электроэнергии за счёт сглаживания переходных процессов, более эффективных установившихся режимов работы и уменьшении потерь. В настоящее время наиболее перспективных электроприводов признан электропривод переменного тока с частотным регулированием [1].

Частотные преобразователи, применяемые в них можно разделить на две группы:

-Двухзвеньевые ПЧ (ДПЧ), осуществляющие преобразования электрической энергии в два этапа. Включающие в себя независимо управляемые выпрямитель и инвертор. Разность мощности на входе и выходе поглощается или отдаётся накопительным устройством энергии в звене постоянного тока [1, 2].

-Непосредственные ПЧ (НПЧ), особенностью которых является преобразование электроэнергии только один раз, минуя промежуточное звено постоянного тока и не требующее аккумулирования энергии, в отличии от ДПЧ [3]. Наиболее универсальной можно считать схему НПЧ основанную на искусственной коммутации двунаправленных ключей, так называемой матричной (МПЧ)[5].

**Цель работы** состоит в исследовании возможности использования МПЧ в системах управления электроприводом подъёма и транспортировки груза. Обеспечение данным преобразователем электромагнитной совместимости и повышение энергетической эффективности в условиях работы на промышленных предприятиях.

На актуальность цели указывает не малое количество публикаций, в различных научных изданиях посвящённых данной тематике, как в России, так

и за рубежом. Стоит отметить, что особое внимание уделено наиболее перспективным на данный момент, методам пространственно-векторной модуляции.

Для достижения цели проведены следующие работы:

1. Построение математической МПЧ и модели имитирующей его работу. Изучение различных режимов работы, а так же алгоритмов управления.

2. Исследования повышения надёжности коммутирования ключей МПЧ, а также повышения качества преобразования электроэнергии.

3. Изучение влияния асимметричности питающей сети на форму тока на выходе и его качество.

В данной работе был активно использован метод математического моделирования. При обработке результатов полученных теоретическим и практическим методами использовались современные компьютерные программы.

Научная новизна.

1. Комбинированный алгоритм коммутации силовых ключей МПЧ сочетает в себе положительные свойства четырёх ходовых методов коммутации по напряжению и по току.

2. Способ коррекции продолжительности управляющих импульсов ШИМ даёт возможность скомпенсировать запаздывание переключения характерную для четырёх ходовых методов коммутации.

Практическая ценность

1. Алгоритм безопасной коммутации силовых ключей МПЧ, даёт значительное уменьшение количества некорректных коммутаций и увеличивает надёжность системы. За счёт этого уменьшается износ изоляции обмоток двигателя вследствие перенапряжений, возникающих при некорректной коммутации.

2. Способ коррекции продолжительности управляющих импульсов ШИМ даёт сокращение искажений формы напряжений и токов на входе и выходе. Что значительно уменьшает воздействие МПЧ на питающую сеть и

повышает стабильность работы электропривода, что немаловажно при работе в режиме динамического торможения, характерном для устройств подъёма и транспортировки груза.

#### Структура диссертации

Диссертация состоит из трёх глав посвящённых отдельным вопросам и затрагивающим области знаний, необходимые их решения.

Первая глава имеет обзорный характер. В ней рассматриваются различные, используемые в электроприводе переменного тока преобразователи. Разбираются теоретические материалы касающиеся МПЧ, описываются основные понятия и выражения, которыми можно охарактеризовать работу МПЧ. Рассмотрены различные алгоритмы скалярной модуляции, такие как Алесиной – Вентурини, его дальнейшее усовершенствованное продолжение, известное как алгоритм Вентурини, а так же алгоритм Роя [5,7]. Подробно описано применение пространственно векторной модуляции.

Вторая глава описывает безопасные коммутации силовых ключей МПЧ. Анализируются существующие на сегодняшний день методы коммутации. Предложен безопасный алгоритм, с помощью которого уменьшается количество некорректных коммутаций.

Третья глава включает описание имитирующей модели МПЧ, реализованной при помощи пакета Matlab Simulink, описание основных блоков и функций, реализованных с их помощью. Так же в этой главе описываются практические результаты опытов на имитирующей модели, по коррекции длительности управляющих импульсов ШИМ, для компенсации запаздывания переключения, характерной для четырёх ходовых методов коммутации.



# **Глава 1. Обзор современных типов полупроводниковых частотных преобразователей, математическая модель и различные алгоритмы модуляции**

## **1.1. Обзор современных типов полупроводниковых частотных преобразователей**

Область применения силовых преобразователей электроэнергии постоянно растёт, благодаря тому, что технологии изготовления мощных полупроводниковых элементов постоянно совершенствуются. Современные полупроводниковые приборы способны обеспечивать коммутацию всё более значительных напряжений и большего тока, при этом, сохраняя относительно незначительные коммутационные потери [1,2], благодаря этому довольно сильно сократить габаритные размеры преобразователей, при этом их рабочие характеристики стали значительно лучше.

### **1.1.1. Двухзвеньевые преобразователи частоты**

В наше время получили широкое распространение транзисторные ДПЧ, на основе автономных инверторов напряжения (АИН). При наличии токовой обратной связи, они выполняют функцию инверторов тока (АИТ), позволяющие осуществлять частотно-токовое управление работой двигателями переменного тока [1, 4].

Один из основных, довольно широко распространённых вариантов схемы ДПЧ является «неуправляемый выпрямитель – инвертор», схема которого изображена на рисунке 1.1. Такая схема является одной из самых простых в исполнении и наиболее часто применяется в регулируемых электроприводах для формирования напряжения и тока довольно близких к

синусоидальной форме [2, 4, 5]. В состав ПЧ сконструированных по этой схеме входят шесть полностью управляемых ключей с обратными диодами не которые подаётся напряжение с мостового неуправляемого выпрямителя, который в свою очередь запитан от сети промышленной частоты.

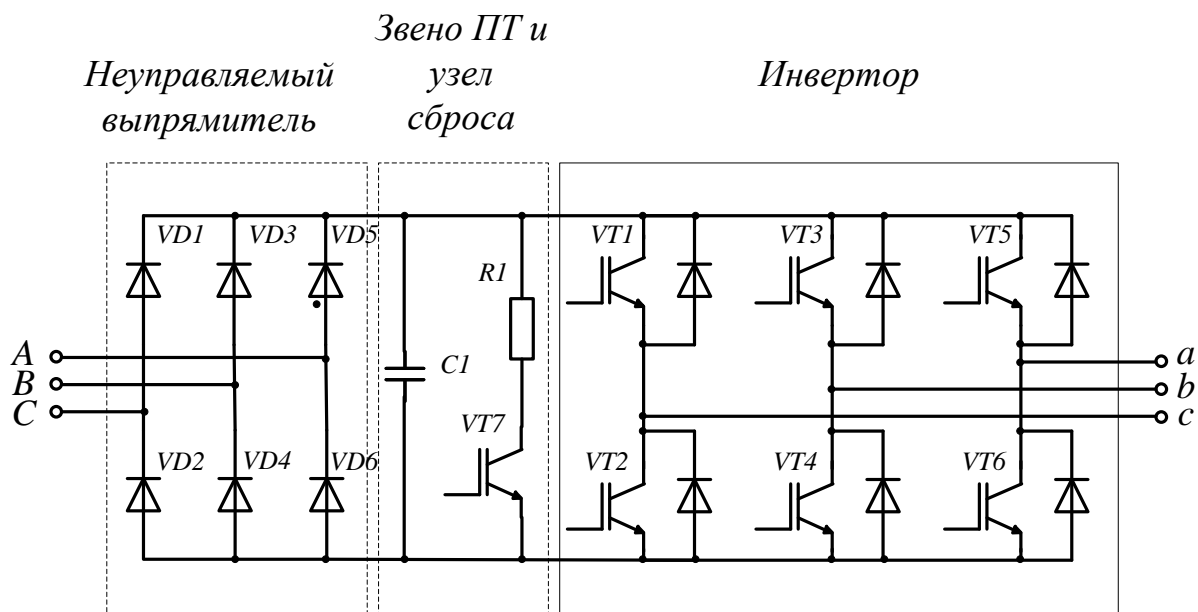


Рисунок 1.1 преобразователь с мостовым неуправляемым выпрямителем.

Как видно по схеме изображенной на рисунке 1.1, преобразование электроэнергии осуществляется двумя этапами: сначала напряжение питающей сети выпрямляется на диодах  $VD1...VD6$ , затем, на втором этапе, постоянное напряжение поступает на вход инвертора, на котором формирует напряжение с заданной частотой, для питания резистивно –индуктивной нагрузки. Управление напряжением на выходе, осуществляется при помощи различных модуляций силовых транзисторов  $VT1...VT6$  инвертора, так, чтобы на выходе получить токи желаемой частоты и заданной амплитуды при этом с формой близкой к синусоиде [7, 8, 9].

Одним из важных составных элементов схемы является электролитический конденсатор большой емкости  $C1$  в промежуточном звене. Он предназначен для сглаживания пульсации напряжения после выпрямителя, а так же для накопления электроэнергии вырабатываемой нагрузкой

работающей в режиме генератора [7, 9] (в случае с электродвигателем подъёма в режиме динамического торможения). Поскольку в данной схеме невозможен рекуперативный режим работы с перераспределением электроэнергии в сеть, параллельно с конденсатором устанавливается модуль сброса энергии  $VT7$ , который при нарастании напряжения динамического торможения сбрасывает излишки генерируемой электроэнергии на рассеивающее сопротивление  $R1$ .

ДПЧ позволяют получать выходную частоту в широком диапазоне доли герца до относительно больших частот в сотни герц. Верхний предел частот ограничивается конструкционными и техническими ограничениями по частотой коммутации силовых ключей (в пределах 15-20 килогерц), а нижний предел ограничивается качеством напряжения и тока на выходе. В гармонические составляющие входных токов включают гармоники не кратные двум и трём (т.е. 5-е, 7-е, 11-е и т.д. гармоники), что приводит к искажениям в питающей сети и соответственно к потерям мощности соизмеримые с полезной мощностью [10].

Проблемы свойственные для ДПЧ с неуправляемым выпрямителем, частично можно решить применением в схеме управляемого выпрямителя, как это показано на рисунке 1.2. Как и в схеме ДПЧ с неуправляемым мостовым выпрямителем, преобразование энергии происходит так же, двумя этапами. Сначала входное напряжение из питающей сети выпрямляется в постоянное на транзисторах мостового управляемого выпрямителя  $VT1...VT6$ . после чего, уже выпрямленное напряжение, подаётся на вход инвертора  $VT7...VT12$ , который формирует напряжение заданной частоты на вход нагрузки. Для корректной работы УВ требуется входной фильтр [8, 10]. Применяя широтно-импульсную модуляцию для управления выпрямителем, можно получить практически синусоидальную форму токов потребляемых из питающей сети. Накопителем энергии в звене постоянного тока также является конденсатор большой ёмкости  $C1$ .

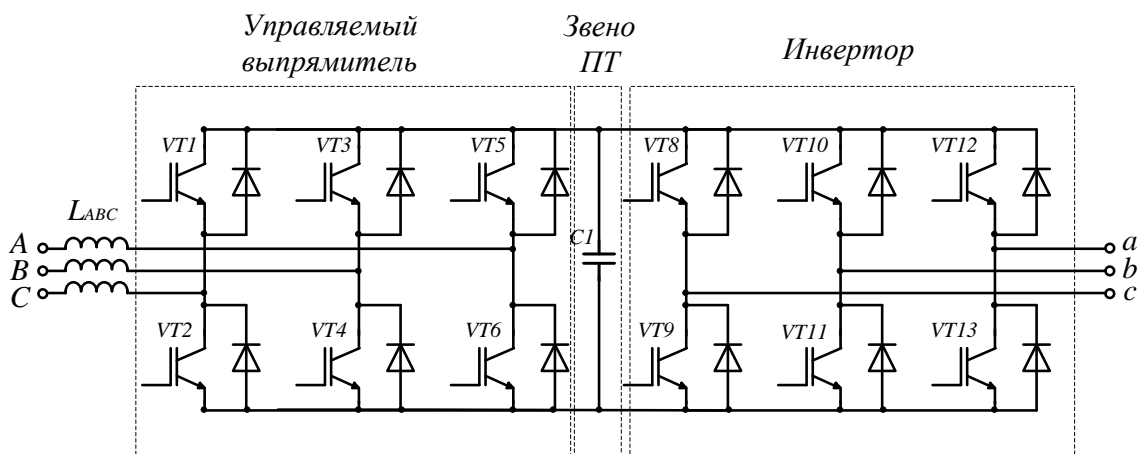


Рисунок 1.2 Преобразователь с управляемым выпрямителем

Основным преимуществом этой схемы является возможность двунаправленной передачи электроэнергии между питающей сетью и потребляющей нагрузкой, благодаря этому исчезает необходимость в модуле сброса излишков энергии [2]. Данная схема, часто применяется в мощных электроприводах часто работающих в режиме динамического торможения, например двигателях подъёмных кранов, так как позволяет повысить КПД установки, получить желаемый коэффициент мощности на стороне питающей сети. Опять же не требуется крупногабаритное сопротивление рассеивания для сброса энергии.

### 1.1.2. Непосредственные преобразователи частоты

Так же на ряду с уже рассмотренным ДПЧ, существуют непосредственные преобразователи частоты. В таких схемах НПЧ не требуют элементов накопления электроэнергии, а также отсутствует необходимость в рассеивающем сопротивлении, также как и ДПЧ с управляемым выпрямителем. С развитием полупроводниковых элементов в 70-е годы, получили широкое распространение циклоконвертеры, представляющие собой НПЧ построенные на силовых тиристорах с естественной коммутацией [11,12]. Изначально их применение было крайне ограничено, использовались они, как правило, для мощных низкоскоростных приводов с высоким крутящим моментом.

Вариантов схемы циклоконвертера изображён на рисунке. 1.3. В данной схеме фазы сети питания  $A, B, C$  непосредственно связаны с фазами  $a, b, c$  на выходе преобразователя, шестью группами тиристорных ключей P и N. Регулирование напряжения на выходе и частоты производится при помощи модуляции угла  $\alpha$  включения тиристоров находящегося в диапазоне от 0 до 90 электрических градусов для групп тиристоров P, и от 90 до 180 электрических градусов для групп тиристоров N. Так как регулирование выполняется по фазе, то входные токи циклоконвертера имеют несинусоидальную форму [11], что вносит гармонические искажения в питающую сеть. Так же, наличие непосредственной связи между фазами на входе и фазами на выходе, не даёт возможности воздействовать на поток реактивной мощности в сеть от нагрузки с индуктивной составляющей. В результате, коэффициент мощности на входе циклоконвертера всегда меньше единицы, независимо от того какого характера подключена нагрузка.

Преимущество циклоконвертера, по сравнению с классическим ДПЧ, заключается в возможности двухстороннего обмена электроэнергией и значительно более низких потерях в процессе коммутации. Основные недостатки — регулирования выходной частоты в небольших пределах, малый входной коэффициент мощности и большое количество тиристоров [4, 11].

В наше время все большую известность приобретают схемы НПЧ построенные на основе полностью управляемых силовых ключей, которые условно можно разделить на две группы:

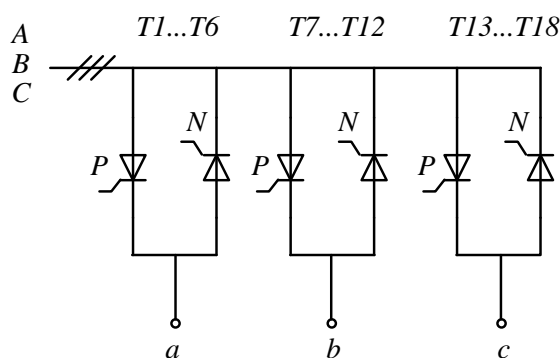


Рисунок 1.3. Однолинейная схема НПЧ на управляемых не полностью, силовых тиристорах с естественной коммутацией

- Двухзвеньевые НПЧ. Структура ДНПЧ ведёт своё происхождение ДПЧ, за исключением ёмкости в промежуточном звене постоянного тока и конструкцией на основе силовых ключей с двусторонней проводимостью.

- НПЧ матричного типа.

- Для частотно управляемых электроприводов переменного тока наиболее перспективна схема МПЧ (рисунок 1.4). Силовая часть МПЧ построена на девяти ключах обладающих двунаправленной проводимостью, соединённых таким образом, что любая из фаз на входе  $A, B, C$  может быть коммутирована с любой из фаз на выходе  $a, b, c$ .

При идеальной работе системе управления и высокой частоте срабатывания силовых ключей напряжение на выходе и ток на входе имеют синусоидальную форму. Гармонический состав токов на выходе содержит лишь незначительное число высших гармоник (исключение составляю кратные частоте коммутации). Коэффициент мощности матричного преобразователя находится в пределах 95-98% и практически не зависит от типа нагрузки, при том условии, что выбран наиболее эффективный способ модуляции [13]. Отсутствие крупногабаритного электролитического конденсатора большой ёмкости даёт возможность реализовать схему полностью построенную на полупроводниковых элементах [11, 14, 15].

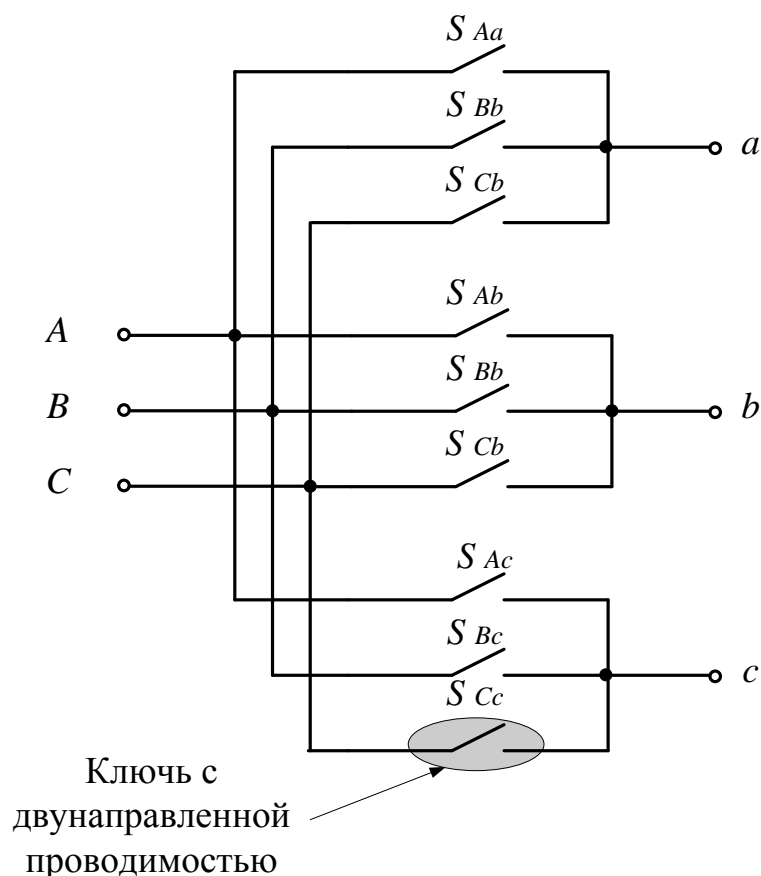


Рисунок 1.4 схема НПЧ матричного типа на управляемых ключах с двусторонней проводимостью.

Ключевым фактором эволюционирования МПЧ является возможность получения высокой удельной мощности, при небольших габаритах аппарата и малых потерях в процессе преобразования [5]. С учетом тенденции к снижению стоимости силовых полупроводниковых приборов, МПЧ становится более привлекательной альтернативой, чем классический ДПЧ, особенно в системах управления, к которым предъявляются наиболее высокие требования к синусоидальности формы входных токов и обеспечению рекуперации энергии с питающей сетью [16, 17]. Сравнение разных типов схем ПЧ по числу требуемых для их реализации силовых элементов и их основных параметров обозначены в таблице 1.1[4, 5, 9, 11, 15].

Таблица 1.1. Сравнение различных типов схем ПЧ

	Схема ПЧ			
	ДПЧсНВ	ДПЧсУВ	Циклоконвертер	МПЧ
Диод	12	12	нет	18
Ключ	6	12	18	18
Звено ПТ	конденсатор	конденсатор	нет	нет
Максимальный кэф. Передачи напряжения	1	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$
Входной ток	не синусоидален	синусоидален	не синусоидален	синусоидале н
Фильтр, реактор	возможен	требуется	обычно трансформатор	требуется
Фильтр, конденсатор	нет	возможен	нет	требуется
Диапазон регулирования	высокий	Высокий	низкий	высокий

## 1.2. Математическая модель матричного преобразователя

Для более наглядного изучения принципа действия МПЧ можно использовать схему замещения представленную на рисунке 1.5. Схема замещения представлена в виде ДПЧ «управляемый выпрямитель - инвертор», но без ёмкости в промежуточном звене постоянного тока, где транзисторные ключи  $VT1...VT2$  заменены идеальными ключами с двусторонней проводимостью[5].



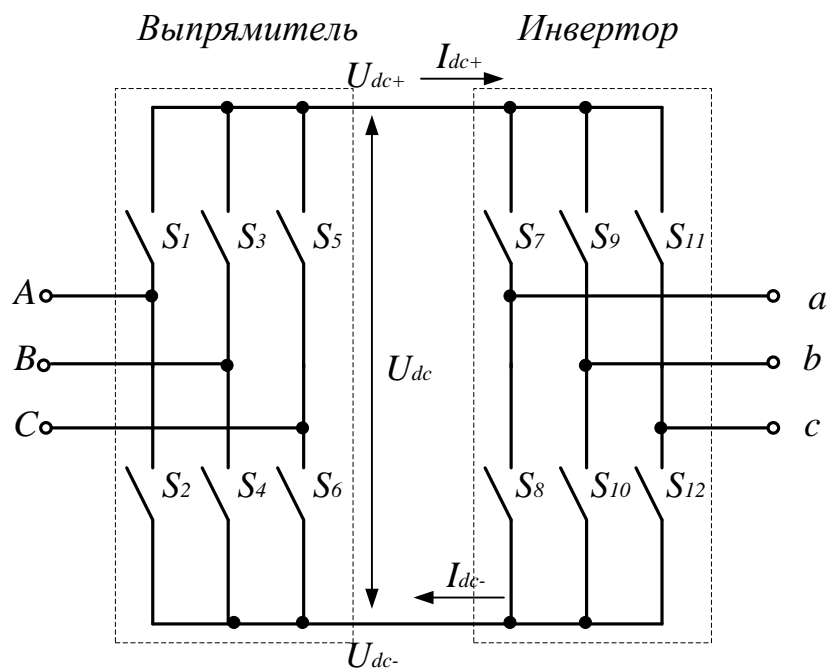


Рисунок 1.5 Схема замещения силовой части матричного преобразователя.

Ключи  $S_1 \dots S_6$  представляют собой управляемый выпрямитель,  $S_7 \dots S_{12}$  – инвертор,  $A, B, C$  – фазы на входе,  $a, b, c$  – фазы на выходе. Направление движения тока, на схеме указано стрелками, так же показана величина напряжения  $U_{DC}$  в промежуточном звене постоянного тока [6, 12]. Ток и напряжение на входе можно записать в векторной форме

$$I_i(t) = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix}, \quad (1.1)$$

$$U_i(t) = \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix}, \quad (1.2)$$

Где  $I_i(t)$  вектор токов на входе  $U_i(t)$  вектор напряжений на входе

Аналогично вектор тока на выходе  $I_o(t)$  и напряжения на нагрузке  $U_o(t)$

$$I_0(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}, \quad (1.3)$$

$$U_0(t) = \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix}, \quad (1.4)$$

С учетом заданного напряжения на входе и желаемой формы напряжения на выходе, можно определить матрицу переключений  $S(t)$ . Для этого можно воспользоваться схемой классического ДПЧ без фильтра в промежуточном звене (рисунок 1.6). Рассмотрим выпрямительную часть

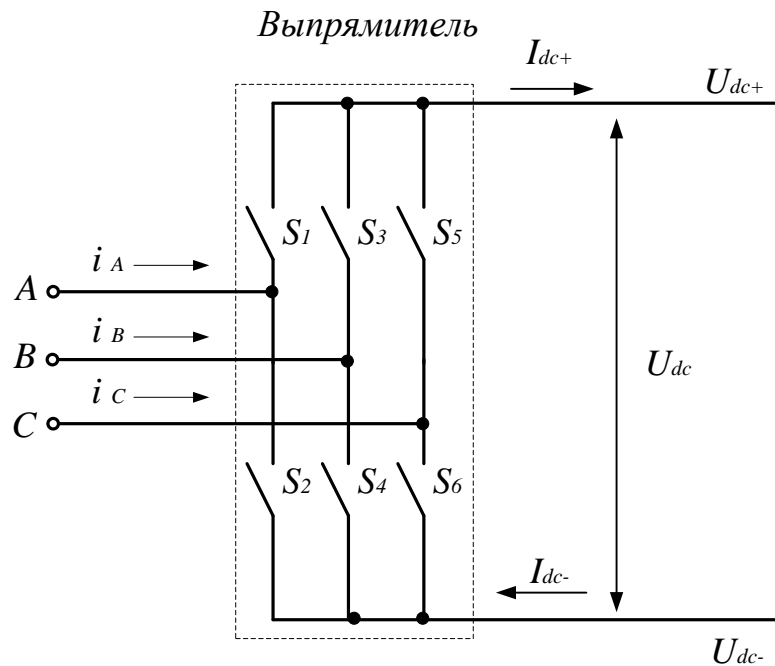


Рисунок 1.6 Выпрямительная часть схемы замещения матричного преобразователя частоты.

На схеме замещения выпрямительной части  $U_{DC}$  и  $I_{DC}$  – напряжение и ток соответственно в условном звене постоянного тока;  $S_1 \dots S_6$  – ключи выпрямителя.

Зависимость параметров входа и выхода схемы замещения, можно записать в виде

$$I_i(t) = S_B(t) \begin{bmatrix} I_{DC+} \\ I_{DC-} \end{bmatrix}, \quad (1.5)$$

$$\begin{bmatrix} I_{DC+} \\ I_{DC-} \end{bmatrix} = S_B^T(t) U_i(t) \quad (1.6)$$

Где  $S_B(t) = \begin{bmatrix} S_1 S_2 \\ S_3 S_4 \\ S_5 S_6 \end{bmatrix}$  матрица переключения выпрямителя, содержащая

функции переключения ключей выпрямителя  $S_1 \dots S_6$ .

Значения функции переключения при разных состояниях ключа  $i = \overline{1,6}$  изображено на рисунке 1.7.

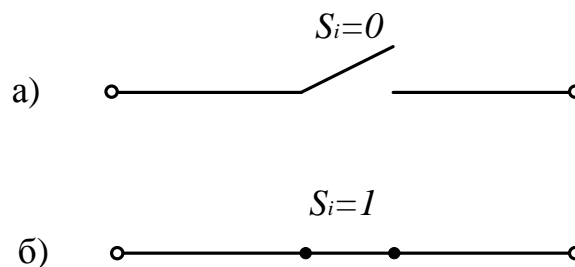


Рисунок 1.7. Значения функции переключения при различных состояниях:  
а) ключ открыт, б) ключ закрыт.

Для инверторной части (рисунок 1.9) также запишем зависимость между параметрами на входе и на выходе. Так как выпрямитель и инвертор выполняют противоположные функции, то и зависимость между параметрами на входе и выходе величины противоположные [5, 15, 18].

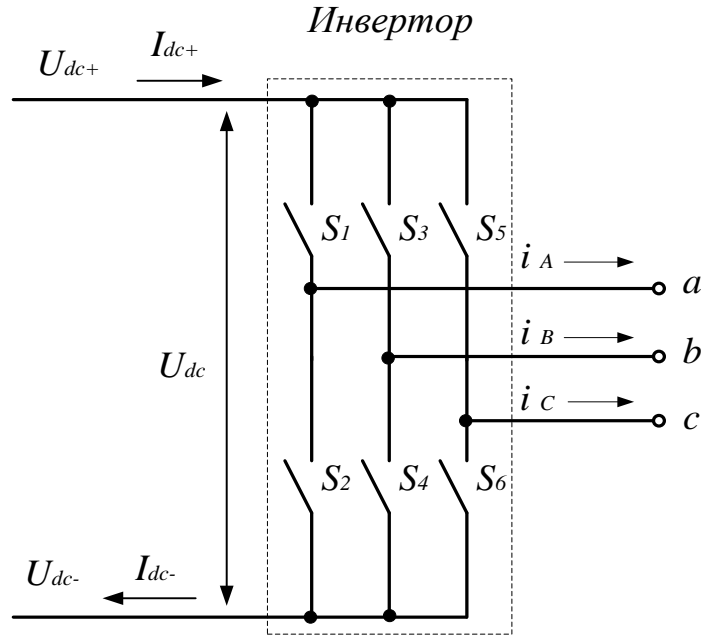


Рисунок 1.8 Инверторная часть схемы замещения.

$$U_0(t) = S_{II}(t) \begin{bmatrix} U_{DC+} \\ U_{DC-} \end{bmatrix}, \quad (1.7)$$

$$\begin{bmatrix} I_{DC+} \\ I_{DC-} \end{bmatrix} = S_{II}^T(t) I_0(t) \quad (1.8)$$

Где  $S_{II}(t) = \begin{bmatrix} S_7 S_8 \\ S_9 S_{10} \\ S_{11} S_{12} \end{bmatrix}$  матрица переключения инвертора.

На схеме замещения инвертора,  $U_{DC}$  и  $I_{DC}$  – напряжение в условном звене постоянного тока и ток соответственно;  $S_7 \dots S_{12}$  – ключи инвертора.

Подставляя формулу (1.6) в (1.7) и формулу (1.8) в (1.5) можно записать

$$U_0(t) = S_{II}(t) S_B^T(t) U_i(t), \quad (1.9)$$

$$I_i(t) = S_{II}^T(t) S_B(t) I_0(t), \quad (1.10)$$

Выражения (1.9) и (1.10) Так же можно записать в виде

$$U_0(t) = S(t)U_i(t), \quad (1.11)$$

$$I_i(t) = S^T(t)I_0(t), \quad (1.12)$$

Где  $S(t) = S_H(t)S_B^T(t)$  является искомой матрицей переключения.

Выражения (1.11) и (1.2) основные и показывают зависимость между величинами на входе и выходе схемы замещения МПЧ. Искомую матрицу переключения можно записать в как

$$S(t) = \begin{bmatrix} S_7 S_8 \\ S_9 S_{10} \\ S_{11} S_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 S_3 S_5 \\ S_2 S_4 S_6 \end{bmatrix}, \quad (1.13)$$

Обозначим фазы входа  $K \in \{A, B, C\}$ , а фазы выхода  $J \in \{a, b, c\}$ .

После преобразований правой части (1.13) получаем искомую матрицу переключения для схемы МПЧ изображенной на рисунок 1.5

$$S(t) = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix}, \quad (1.14)$$

Где  $S_{KJ}(t)$  функции переключения отдельных ключей МПЧ.

Таким образом, каждую фазу на входе исходной схемы замещения можно представить в виде трёх ключей МПЧ, функции переключения которых

сочетают функции переключения отдельно взятых ключей в схеме замещения.

К примеру, для выходной фазы *a* (рисунок 1.9) согласно (1.13) получаем

$$\begin{aligned} S_{Aa} &= S_7 \cdot S_1 + S_8 \cdot S_2, \\ S_{Ba} &= S_7 \cdot S_3 + S_8 \cdot S_4, \\ S_{Ca} &= S_7 \cdot S_5 + S_8 \cdot S_6, \end{aligned} \tag{1.15}$$

Где  $S_{Aa}$ ,  $S_{Ba}$ ,  $S_{Ca}$  – Функции переключения ключей МПЧ.

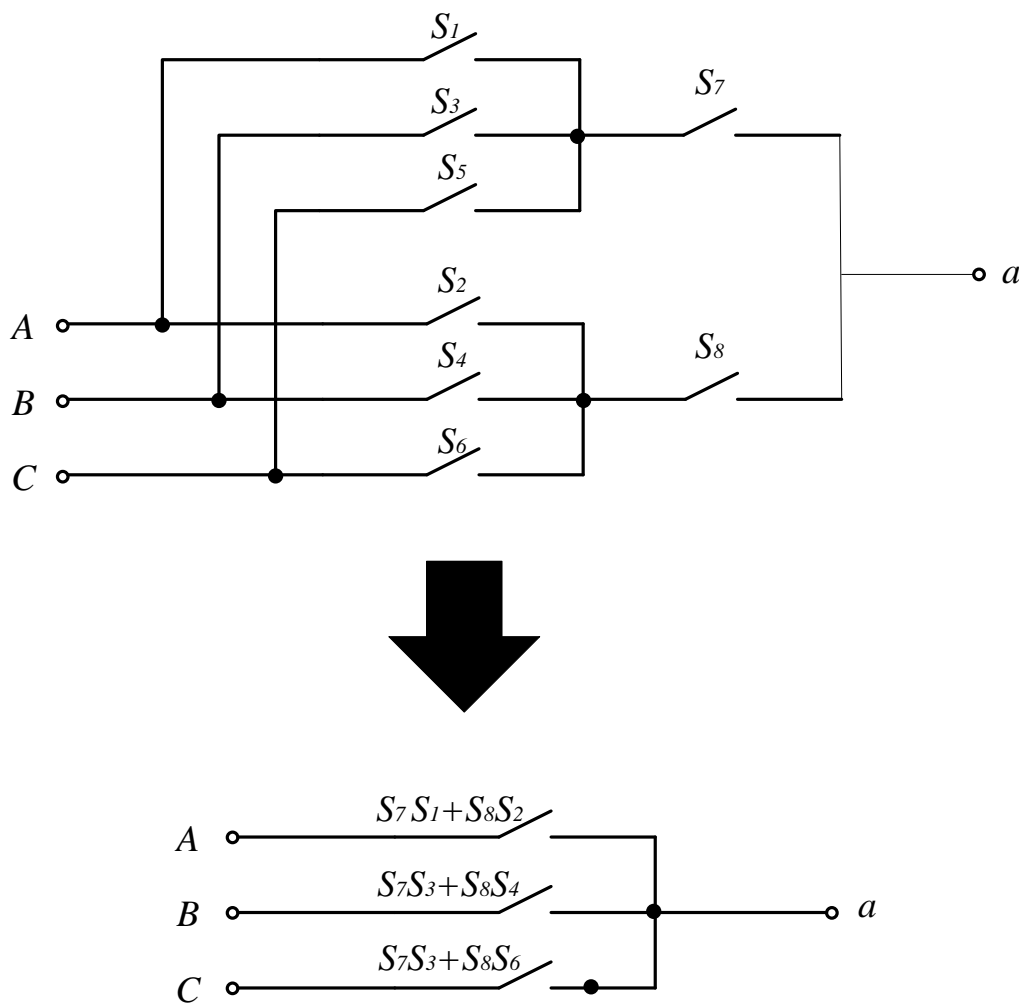


Рисунок 1.9. Схеме замещения одной фазы выхода НПЧ

Учитывая (1.11), (1.12) и (1.14) отношение между величинами на входе и выходе МПЧ можно выразить в таком виде.

$$\begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix}, \quad (1.16)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ab}(t) & S_{Cc}(t) \\ S_{Ba}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Bc}(t) \\ S_{Ca}(t) & S_{Cb}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}, \quad (1.17)$$

Принимая во внимание то, что МПЧ запитывается от трехфазного синусоидального напряжения и, как правило, имеет на выходе нагрузку резистивно–индуктивного характера [5, 16], можно утверждать, что в любой момент времени лишь один ключ в каждой фазе на выходе может быть открыт и как минимум один ключ на каждой входной фазе должен быть закрыт [5]. Данное условие можно выразить следующим образом

$$\sum_{K=A,B,C} S_{Ka}(t) = \sum_{K=A,B,C} S_{Kb}(t) = \sum_{K=A,B,C} S_{Kc}(t) = 1, \quad (1.18)$$

Согласно допущению, что силовые ключи являются идеальными, предполагается их мгновенная коммутация, МПЧ соответствует выражению (1.18)

### 1.3. Алгоритмы скалярной модуляции

Основные принципы управления МПЧ были изложены 1981 году, в научных работах итальянцев Алесиной и Вентурини [5]. Алгоритм Алесиной — Вентурини обеспечивал максимальный коэффициент передачи напряжения  $q$  равный 0,5 . Оптимизированный алгоритм был опубликован

Вентурини в 1989 году. Он отличался добавлением третьей гармоники в фазном напряжении на выходе [19, 20]. Данный алгоритм позволил повысить коэффициент передачи напряжения  $q$  до уровня  $\sqrt{3} / 2$ .

Для решения задачи модуляции надо перейти к усреднённым значениям за период переключения — коэффициентам модуляции. Относительная продолжительность импульса модулирования определяется через выражение

$$m_{KJ} = \frac{t_{KJ}}{T_{Seg}}, \quad (1.19)$$

Где  $T_{Seg}$  период переключения ключей, а  $t_{KJ}$  продолжительность открытого состояние ключа за период переключения. При этом  $0 \leq m_{KJ} \leq 1$ .

Продолжительность импульса управления для каждого силового ключа выбирается так, чтобы было обеспечено необходимое значение напряжения на выходе и его форма. Если учесть (1.19), то выражения для входных и выходных величин, средних за период переключения МПЧ, можно записать как.

$$\begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix}, \quad (1.20)$$

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ab}(t) & m_{Ac}(t) \\ m_{Ba}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Bc}(t) \\ m_{Ca}(t) & m_{Cb}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}, \quad (1.21)$$

Или в компактной форме

$$U_0(t) = M(t)U_i(t) \quad (1.22)$$

$$I_i(t) = M^T(t)I_0(t) \quad (1.23)$$

Где  $M(t)$  матрица модуляции.



Так условие (1.18) можно преобразовать в такой вид

$$\sum_{K=A,B,C} m_{Ka}(t) = \sum_{K=A,B,C} m_{Kb}(t) = \sum_{K=A,B,C} m_{Kc}(t) = 1, \quad (1.24)$$

### 1.3.1. Алгоритм Алесиной — Вентурини.

Главная задача модуляции заключается в необходимости получения синусоидальных выходных входных токов и напряжений. подразумевается, что входное напряжение МПЧ имеет синусоидальную форму и соответствует выражению:

$$U_i(t) = U_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix}, \quad (1.25)$$

Где  $U_{im}$  амплитудное значение напряжения на входе;  $\omega_i$  частота напряжения на входе.

Ранее введён коэффициент передачи напряжения  $q$ , с учетом данного выражение для напряжений на выходе будет иметь вид:

$$U_o(t) = qU_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + 4\pi/3) \end{bmatrix}, \quad (1.26)$$

где  $\omega_o$  - частота напряжения на входе.

По аналогии для токов на входе и на выходе МПЧ

$$I_i(t) = q \frac{\cos\varphi_o}{\cos\varphi_i} I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_i + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_i + 4\pi/3) \end{bmatrix}, \quad (1.27)$$

$$I_o(t) = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + 4\pi/3) \end{bmatrix}, \quad (1.28)$$

где  $I_{om}$  - амплитудное значение тока на выходе;  $\varphi_i$  и  $\varphi_o$  - сдвиг фаз между входными и выходными напряжением и током.

Задача модуляции состоит в определении модуляционной матрицы  $M(t)$ , соответствующей выражениям (1.24), (1.26) и (1.28). Задача модуляции была решена впервые Алберто Алесиной и Марко Вентурини, они сформулировали два способа её решения (1.29) и (1.30) [5, 19, 20].

Способ первый – для того случая когда  $\varphi_i = \varphi_o$ , то есть когда сдвиг фаз на входе и выходе одинаковы

$$M_1(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi/3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi/3) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi/3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi/3) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi/3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi/3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) \end{bmatrix}, \quad (1.29)$$

Где  $\omega_m = \omega_o - \omega_i$ .

Способ второй — для того случая когда  $\varphi_i = -\varphi_o$ , то есть когда сдвиг фаз на выходе имеет противоположное значение

$$M_1(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi/3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi/3) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi/3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi/3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi/3) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi/3) \end{bmatrix}, \quad (1.30)$$

Где  $\omega_m = \omega_o + \omega_i$ .

Сочетание двух этих способов даёт возможность управлять ключами МПЧ таким образом, чтобы корректировать сдвиг фаз между входным напряжением и током, то есть — регулировать коэффициентом мощности

$$M(t) = \alpha_1 M_1(t) + \alpha_2 M_2(t), \quad (1.31)$$

Где  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  коэффициенты компенсации, удовлетворяющие условию  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ .

Когда  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  равны, коэффициент входной мощности МПЧ имеет постоянное значение и не имеет зависимости от коэффициента мощности нагрузки. Меняя значения коэффициентов компенсации возможно получить, к примеру коэффициент мощности с опережением на входе при коэффициенте с отставанием на выходе и наоборот [20]. Например, для нагрузки индуктивного характера МПЧ имеем:

-если  $\alpha_1 = \alpha_2$  нагрузка относительно входа имеет активный характер;

-если  $\alpha_1 > \alpha_2$  нагрузка относительно входа имеет индуктивный характер;

-если  $\alpha_1 < \alpha_2$  нагрузка относительно входа имеет ёмкостной характер.

Алгоритм скалярной модуляции Алесиной – Вентурини, даёт возможность управлять коэффициентом передачи напряжения  $q$  в диапазоне от 0 до 0,5.

В режиме когда  $\alpha_1 = \alpha_2$ , который является самым благоприятным, коэффициенты модуляции можно рассчитать по формуле

$$m_{KJ} = \frac{1}{3} \left( 1 + \frac{2U_K U_J}{U_m^2} \right), \quad (1.32)$$

Где  $U_{im}$  амплитудное значение напряжения на входе.

Проведя анализ выражения (1.32), можно придти к выводу, что при этом алгоритме модуляции амплитуда фазного напряжения на выходе МПЧ не может превышать величину фазного напряжения на входе. Ограничение амплитуды выходного напряжения МПЧ показано на рисунке 1.10.

Алгоритм скалярной модуляции Алесиной - Вентурини (1.32) годится для применения в реальном режиме времени, но поскольку коэффициента передачи напряжения имеет ограничение  $q = 0,5$ , не получил широкого распространения на практике,

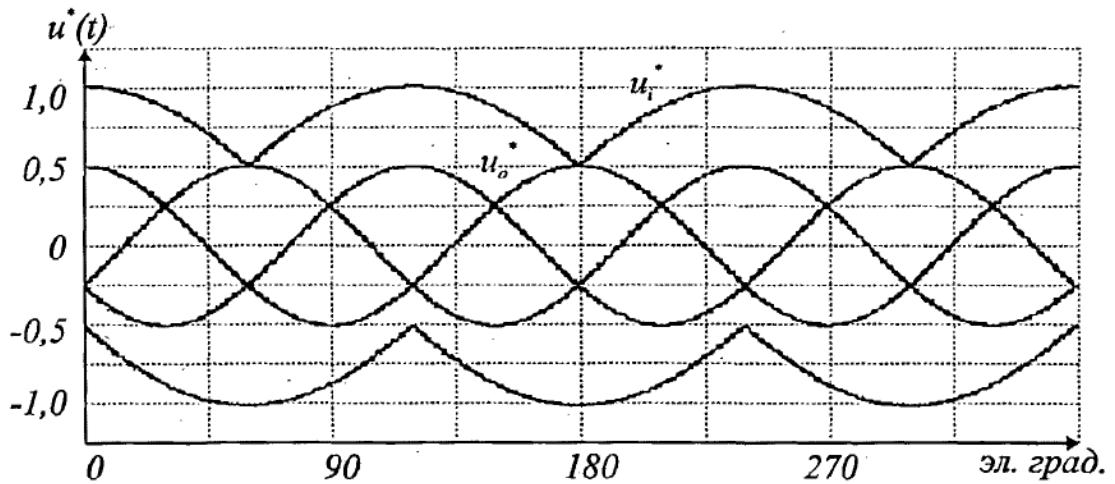


Рисунок 1.10. Кривые напряжений на вход  $u_i^* = u_i / U_{im}$  и выходе  $u_o^* = u_o / U_{im}$  МПЧ при алгоритме скалярного управления Алесиной – Вентурини.

### 1.3.2. Оптимизированный алгоритм Вентурини

Оптимизированный алгоритм Вентурини даёт возможность управлять коэффициентом передачи напряжения  $q$ , в диапазоне от 0 до  $\sqrt{3}/2$  с помощью гармоник третьего порядка в фазном напряжении на выходе. Оптимизированный алгоритм Вентурини известен как метод дополнительной третьей гармоники [10, 20].

Желаемые напряжения на выходе, показанные в выражении (1.26) преобразуются таким образом, чтобы была включена гармоническая составляющая третьего порядка (рисунок. 1.11).

Теоретически, данный метод даёт возможность получить максимальный коэффициент передачи напряжения  $q$ , равняющийся  $\sqrt{3}/2$ . Выражение для напряжений на выходе для алгоритма Вентурини записывается как

$$U_o(t) = q U_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{4q_m} \cos(3\omega_i t) \\ \cos(\omega_o t + 2\pi/3) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{4q_m} \cos(3\omega_i t) \\ \cos(\omega_o t + 4\pi/3) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{4q_m} \cos(3\omega_i t) \end{bmatrix}, \quad (1.33)$$

где  $q_m$  – максимальный коэффициент передачи напряжения равный  $\sqrt{3}/2$ .

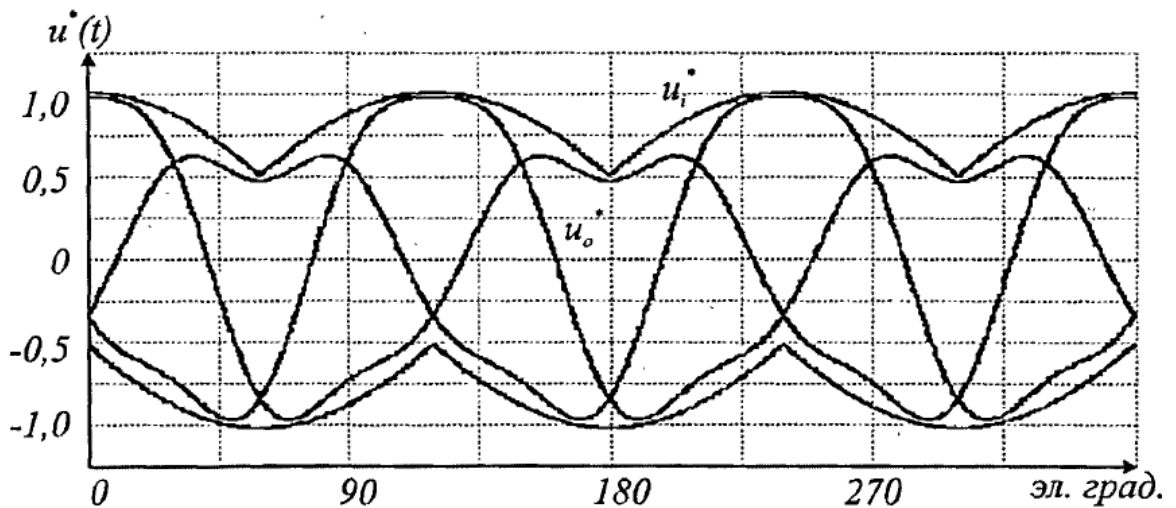


Рисунок 1.11 . Кривые напряжений на входе  $u_i^* = u_i / U_{im}$  и выходе  $u_o^* = u_o / U_{im}$  МПЧ при использовании гармоник третьего порядка.

В идеальном режиме, если  $\alpha_1 = \alpha_2$ , коэффициенты модуляции для оптимизированного алгоритма Вентурини могут быть рассчитаны по формуле [1]

$$m_{KJ} = \frac{1}{3} \left( 1 + \frac{2U_K U_J}{U_{im}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_i t + \beta_K) \sin(3\omega_i t) \right) \quad (1.34)$$

Где  $\beta_k = \left\{ 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3} \right\}$  для фаз  $A, B, C$  на входе соответственно.

Современные процессоры дают возможность обеспечить коммутацию с частотой в десятки кГц, это даёт возможность реализации управления МПЧ согласно формулы (1.34), тем самым получить коэффициент мощности на входе равный единице. Следует отметить, что максимальный коэффициент передачи напряжения  $q_m$  понизится в случае отклонения от единицы входного коэффициента мощности.

### 1.3.3. Алгоритм Роя

В 1987 Жиль Рой сформулировал алгоритм скалярной модуляции В 1987 [5]. В данном алгоритме коэффициенты модуляции рассчитываются таким образом

$$\begin{aligned} m_{LJ} &= \frac{2(u_j - u_m)u_L}{3U_{im}^2}, \\ m_{KJ} &= \frac{2(u_j - u_m)u_K}{3U_{im}^2}, \\ m_{MJ} &= 1 - (m_{LJ} + m_{KJ}), \end{aligned} \tag{1.35}$$

В данном выражении индексу  $M$  соответствует фазное напряжение на входе, которое имеет обратную полярность относительно двух других, а индексом  $L$  обозначено наименьшее из двух других фазных напряжений на входе. Третье фазное напряжение на входе помечается индексом  $K$ .

Аналогично оптимизированному алгоритму Вентурини, генерация напряжения на выходе происходит с использованием дополнительной гармоники третьего порядка. Это даёт возможность увеличить значение коэффициента передачи напряжения  $q$  до  $\sqrt{3}/2$ . Несмотря на имеющиеся

различия, коэффициенты модуляции близки по значению коэффициентам, вычисленным по оптимизированному алгоритму Вентурини. Коэффициенты для алгоритма скалярной модуляции Роя можно рассчитать по формуле

$$m_{KJ} = \frac{1}{3} \left( 1 + \frac{2u_K u_J}{U_{im}^2} + \frac{2}{3} \sin(\omega_i t + \beta_K) \sin(3\omega_i t) \right), \quad (1.36)$$

Выражения (1.34) и (1.36) являются эквивалентными при максимальном значении напряжения на выходе, то есть при  $q_m = \sqrt{3}/2$ . Отличие между ними заключается только в том, что коэффициенты модуляции, вычисленные по алгоритму Вентурини зависят от коэффициента передачи напряжения  $q$ , а в алгоритме Роя они константны и их значение соответствует максимальному.

Алгоритм Роя, оказывает незначительный эффект на величину напряжения на выходе. Но на низких частотах переключений, алгоритм Вентурини является более предпочтительным.

## 1.4. Пространственно-векторная модуляция

### 1.4.1. Определение пространственный вектор.

Метод пространственно-векторной модуляции (ПВМ) появился в середине 90-х годов благодаря расширению возможностей микропроцессорного управления и по настоящее время используется в классических схемах ДПЧ. В теории ПВМ основную роль играет такое понятие как пространственный вектор, представляющий собой трехфазную векторную систему на комплексной плоскости. Управление в данном режиме позволяет в каждый период времени получить требуемое расположение вектора на комплексной плоскости [21, 22]. Таким образом, любая трёхфазная  $A, B, C$  система

векторов, записывается как пространственный вектор  $\bar{x}$  на комплексной плоскости.

$$\bar{x} = \frac{2}{3}(x_A + x_B \bar{a} + x_C \bar{a}^2) \quad (1.37)$$

Где  $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  – оператор системы трёх фаз.

Если векторная система  $A, B, C$  синусоидальна, является симметричной и вращается

с постоянной частотой  $\omega$ , то можно представить как

$$\bar{x} = |\bar{x}|e^{j\omega t} \quad (1.38)$$

В том же случае если векторная система  $A, B, C$  не является симметричной, вектор  $x$  содержит нулевую составляющую  $x_0$

$$x_0 = \frac{1}{3}(x_A + x_B + x_C) \quad (1.39)$$

При разложении выражения (1.38) на мнимую и действительную части, вектор  $\bar{x}$  можно будет представить как,

$$\bar{x} = Re(\bar{x}) + jIm(\bar{x}) = x_\alpha + jx_\beta \quad (1.40)$$

где  $\bar{x}_{\alpha,\beta}$  – составляющие по действительной оси  $Re$  и мнимой оси  $Im$  соответственно.

В таком случае, переход из системы трёх фаз, в эквивалентную на комплексной плоскости, производится преобразованием

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (1.41)$$



## 1.4.2. Метод косвенной пространственно-векторной модуляции

Косвенная пространственно-векторная модуляция для управления МПЧ была предложена после того как были представлены эквивалентные схемы МПЧ, сочетающие выпрямитель и инвертор, с помощью условного звена постоянного тока, как показано на рисунке 1.5 [19, 22]. В данной схеме инвертор представлен обычным трёх фазным АИН из шести ключей  $S_7 \dots S_{12}$ . Выпрямитель также представлен стандартным трёх фазным мостом из шести ключей  $S_1 \dots S_6$

Выпрямитель и инвертор имеют непосредственную связь с помощью мнимого звена постоянного тока и изначально обеспечивают двунаправленное протекание энергии, благодаря симметричности. Подобное разделение даёт возможность для управления МПЧ использовать хорошо известные алгоритмы пространственно-векторной модуляции для выпрямителя и инвертора ДПЧ [13].

### 1.4.2.1. Выпрямитель

Во избежание короткого замыкания на фазах выхода и разрывов в цепи постоянного тока, ключи выпрямителя  $S_1 \dots S_6$  (рисунок 1.6) должны находиться всего лишь в девяти комбинациях. Эти комбинаций (базовых векторов) можно разбить на шесть активных векторов  $I_1 \dots I_6$ , когда ток на входе не равен нулю, и три нулевых вектора  $I_0$ , когда входной ток на входе равен нулю.

Модуль активного базового вектора определяется по состояниям ключей инвертора. К примеру, для базового вектора  $I_1$  когда ключи  $S_1, S_4$  -- открыты,  $S_2, S_3, S_5, S_6$  -закрыты, фазный ток на входе инвертора,  $i_A, i_B$  и

$i_C$  разделится как  $+I_{DC}$ ,  $-I_{DC}$  и  $0$  соответственно. Следуя из (1.35), модуль вектора, можно определить через выражение

$$|I_I| = \frac{2}{\sqrt{3}} I_{DC}. \quad (1.42)$$

Выражение (1.42) подходит и для прочих активных базовых векторов. В таблице 1.2 приведены возможные состояния выпрямительных ключей и величины амплитуд  $|i_1|$  и углов  $\beta_i$  пространственных векторов тока.

Формирование вектора тока на входе показано на рисунке 1.13 б. Требуемый вектор тока на входе  $\bar{i}_i$  получается из пары смежных векторов  $I_\gamma$  и  $I_\delta$ , модулированных временами  $d_\gamma$  и  $d_\delta$  соответственно. В таком случае

$$\bar{i}_i = d_\gamma I_\gamma + d_\delta I_\delta. \quad (1.43)$$

Относительная продолжительность ненулевых векторов  $d_\gamma, d_\delta$  а так же нулевого вектора  $d_{0i}$  для каждого периода модуляции рассчитываются по выражениям

$$\begin{aligned} d_\gamma &= m_i \sin(\pi/3 - \beta_i), \\ d_\delta &= m_i \sin(\beta_i), \\ d_{0i} &= 1 - d_\delta - d_\gamma \end{aligned} \quad (1.44)$$

где  $\beta_i$  - угол вектора тока на входе внутри сектора,  $m_i$  - коэффициент модуляции тока  $0 \leq m_i \leq 1$ .

Таблица 1.2. Возможные состояния выпрямительных ключей и величины амплитуд и углов пространственных векторов тока.

Вектор	$\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix}$	$I_A$	$I_B$	$I_C$	$ i_i $	$\beta_i$	$U_{DC}$
$I_1$	$\begin{bmatrix} 100 \\ 010 \end{bmatrix}$	$+I_{DC}$	$-I_{DC}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{DC}$	$-\frac{\pi}{6}$	$U_{AB}$
$I_2$	$\begin{bmatrix} 100 \\ 001 \end{bmatrix}$	$+I_{DC}$	0	$-I_{DC}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{DC}$	$\frac{\pi}{6}$	$-U_{CA}$
$I_3$	$\begin{bmatrix} 010 \\ 001 \end{bmatrix}$	0	$+I_{DC}$	$-I_{DC}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{DC}$	$\frac{\pi}{2}$	$U_{BC}$
$I_4$	$\begin{bmatrix} 010 \\ 100 \end{bmatrix}$	$-I_{DC}$	$+I_{DC}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{DC}$	$\frac{5\pi}{6}$	$-U_{AB}$
$I_5$	$\begin{bmatrix} 001 \\ 100 \end{bmatrix}$	$-I_{DC}$	0	$+I_{DC}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{DC}$	$-\frac{5\pi}{6}$	$U_{CA}$
$I_6$	$\begin{bmatrix} 001 \\ 010 \end{bmatrix}$	0	$-I_{DC}$	$+I_{DC}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{DC}$	$-\frac{\pi}{2}$	$-U_{BC}$
$I_{0A}$	$\begin{bmatrix} 100 \\ 100 \end{bmatrix}$	-	-	-	0	-	0
$I_{0B}$	$\begin{bmatrix} 010 \\ 010 \end{bmatrix}$	-	-	-	0	-	0
$I_{0C}$	$\begin{bmatrix} 001 \\ 001 \end{bmatrix}$	-	-	-	0	-	0

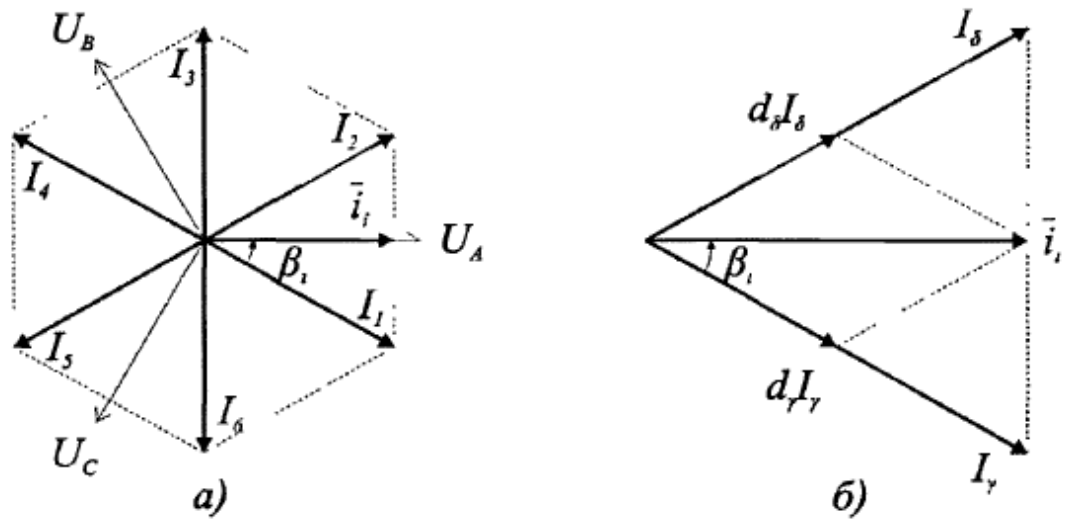


Рисунок 1.12. Активные векторы токов на входе выпрямителя (а), формирование вектора тока на входе (б)

Коэффициент модуляции тока можно определить как отношение модуля тока на входе к значению тока условного звена постоянного тока.

$$m_i = \frac{I_i}{I_{DC}}. \quad (1.45)$$

Учитывая отсутствие ёмкости для накопления энергии, следует записать уравнение баланса входных мощностей МПЧ и в условном звене постоянного тока

$$\frac{3}{2} U_i I_i \cos \varphi_i = U_{DC} I_{DC}. \quad (1.46)$$

где  $U_i$  и  $I_i$  - значения напряжения и тока на входе,  $\varphi_i$  - угол между напряжением и током.

Подставляя в уравнение коэффициента модуляции тока (1,45), значение напряжения в условном промежуточном звене постоянного тока, выделенное из (1,46) получаем

$$U_{DC} = \frac{2}{3} U_i m_i \cos \varphi_i. \quad (1.47)$$

Управляемый выпрямитель постоянно функционирует с  $m_i = 1$  , поэтому следует записать

$$U_{DC} = \frac{2}{3} U_i \cos \varphi_i. \quad (1.48)$$

Из (1.48) видно, что на величину напряжения мнимого звена постоянного тока влияет только величина напряжения на входе.

### 1.4.2.2. Инвертор

Для ключей инвертора  $S_7 \dots S_{12}$  (рисунок 1.8) существует только в восемь разрешённых комбинаций, во избежании короткого замыкания цепи постоянного тока и обеспечения безразрывной коммутации тока на нагрузку. Все восемь разрешённых комбинаций, делятся на шесть активных векторов  $U_1 \dots U_6$ , в том случае если вектор выходного напряжения не является нулевым, и пару нулевых векторов  $U_0$ .

Модуль активного базового вектора определяется исходя из состояния ключей инвертора, принимая в расчёт то что, нагрузка симметрична. Согласно (1.37), модуль вектора  $U_1$ , рассчитывается через выражение

$$|U_1| = \frac{2}{3} U_{DC}. \quad (1.49)$$

Выражение (1.49) соответственно можно использовать и для расчета прочих активных базовых векторов. Все возможные состояния ключей инвертора, а так же соответствующие им величины амплитуд  $|u_0|$  и углов  $\alpha_0$  пространственных векторов напряжения представлены в таблице 1.3.

Формирование вектора выходного напряжения инвертора показано на рисунке 1.14 б. Требуемый вектор выходного напряжения на выходе  $\bar{u}_0$

составляется из пары смежных базовых векторов  $U_\alpha$  и  $U_\beta$ , модулированных временами  $d_\alpha$  и  $d_\beta$  соответственно. Тогда

$$\bar{u}_0 = d_\alpha U_\alpha + d_\beta U_\beta \quad (1.50)$$

Так как модули базовых векторов  $U_1 \dots U_6$  константны, то для регулирования модуля вектора выходного напряжения  $\bar{u}_0$ , период модуляции необходимо дополнить относительной длительностью нулевого вектора  $d_{0u}$ . Из этого следует, относительные длительности ненулевых векторов  $d_\alpha$ ,  $d_\beta$ , а также нулевого вектора  $d_{0u}$  для каждого периода модуляции, рассчитываются согласно следующим выражениям

$$\begin{aligned} d_\alpha &= m_u \sin(\pi/3 - \alpha_0), \\ d_\beta &= m_u \sin(\alpha_0), \\ d_{0u} &= 1 - d_\alpha - d_\beta \end{aligned} \quad (1.51)$$

где  $\alpha_0$  - угол вектора напряжения на выходе внутри сектора,  $m_u$  - коэффициент модуляции напряжения  $0 \leq m_u \leq 1$ .

Из этого следует, коэффициент модуляции по напряжению равен

$$m_u = \frac{U_0 \sqrt{3}}{U_{DC}} \quad (1.52)$$

Таблица 1.3. Все возможные состояния ключей выпрямителя

Вектор	$\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix}$	$U_A$	$U_B$	$U_C$	$ \vec{u}_0 $	$\alpha_0$	$U_{DC}$
$U_1$	$\begin{bmatrix} 100 \\ 011 \end{bmatrix}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	0	$i_a$
$U_2$	$\begin{bmatrix} 110 \\ 001 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{\pi}{3}$	$-i_c$
$U_3$	$\begin{bmatrix} 010 \\ 101 \end{bmatrix}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{2\pi}{3}$	$i_b$
$U_4$	$\begin{bmatrix} 011 \\ 100 \end{bmatrix}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$\pi$	$-i_a$
$U_5$	$\begin{bmatrix} 001 \\ 110 \end{bmatrix}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{2\pi}{3}$	$i_c$
$U_6$	$\begin{bmatrix} 101 \\ 010 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{\pi}{3}$	$-i_b$
$U_{0-}$	$\begin{bmatrix} 000 \\ 111 \end{bmatrix}$	-	-	-	0	-	0
$U_{0+}$	$\begin{bmatrix} 111 \\ 000 \end{bmatrix}$	-	-	-	0	-	0

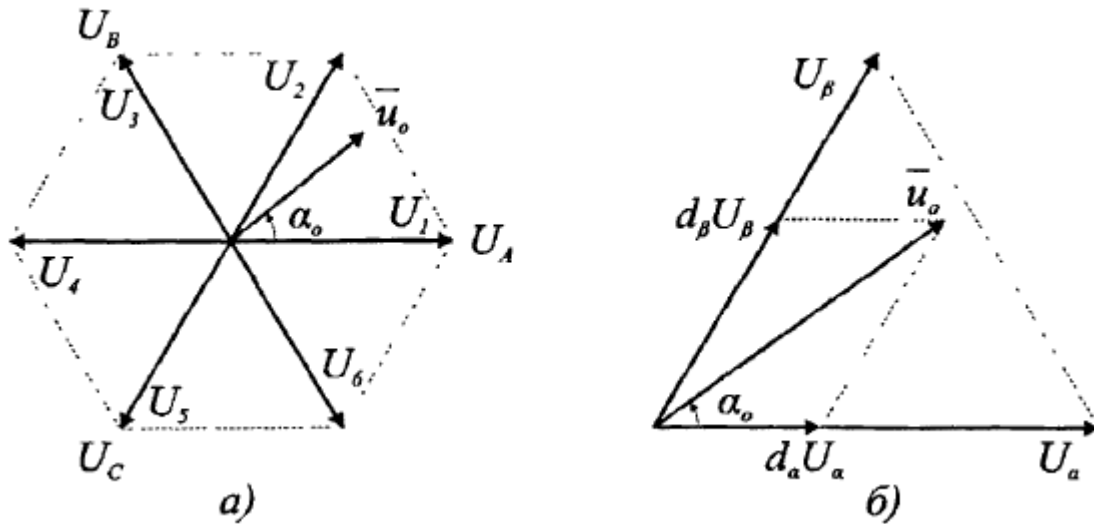


Рисунок 1.13. Активные базовые векторы напряжений инвертора (а), формирование вектора выходного напряжения(б)

По этому, при  $0 \leq m_u \leq 1$  модуль результирующего вектора не зависит от  $\alpha_o$ , а его годограф (рисунок 1.14) является окружностью. При  $m_u > 1$  годограф результирующего вектора ограничен границами сектора, а при  $m_u \geq 2/\sqrt{3}$  является прямой линией. Максимальное напряжение на выходе выпрямителя при  $m_u = 1$  равно

$$U_0^{\max} = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (1.53)$$

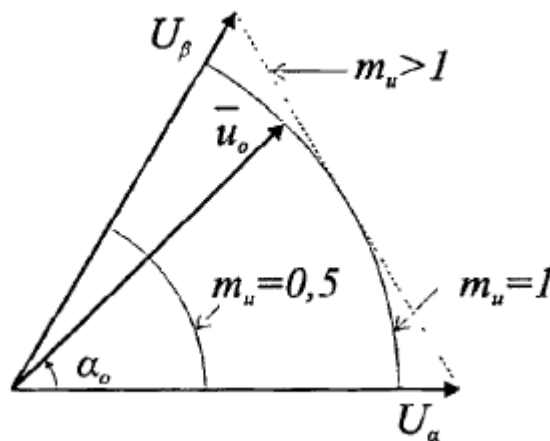


Рисунок 1.14. Годограф результирующего вектора напряжения.



Так как отсутствует ёмкостей накопления энергии, уравнение баланса мощностей условного звена постоянного тока и нагрузки можно записать

$$U_{DC} I_{DC} = \frac{2}{3} U_0 I_0 \cos \varphi_0, \quad (1.54)$$

где  $U_0$  и  $I_0$  – значения напряжения и тока на выходе,  $\varphi_0$  – угол между током и напряжением.

Выделяя из (1.54) значение тока мнимого звена постоянного тока, получаем

$$I_{DC} = \frac{2}{3} \frac{U_0}{U_{DC}} I_0 \cos \varphi_0, \quad (1.55)$$

Подставив (1.52) в (1.55), можно записать

$$I_{DC} = m_u I_0 \cos \varphi_0, \quad (1.56)$$

Из (1.56) видно, что на величину тока мнимого звена постоянного тока, оказывают влияние величина тока на нагрузке и её характеристика. Максимальное напряжение на выходе МПЧ. Можно вычислить подставляя (1.48) в (1.53)

$$U_0^{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_i \cos \varphi_0, \quad (1.57)$$

Из (1.55) можно проследить, что для теоретического максимального коэффициента передачи напряжения для МПЧ равен  $q^{\max} = \sqrt{3}/2 \approx 0,87$  при входном коэффициенте мощности равном единице, т.е. при  $\cos \varphi_i = 1$ . Следует обратить внимание, на то что случае ДПЧ с НВ, максимальный коэффициент передачи напряжения равняется  $3/\pi \approx 0,96$  [5].

Таким образом, переход к эквивалентной схеме замещения МПЧ даёт возможность использовать для управления, широко распространенные в классических ДПЧ алгоритмы пространственно-векторной модуляции.

### **1.4.3. Метод прямой пространственно-векторной модуляции**

Рассмотренные выше основные правила безопасной коммутации ключей в МПЧ дают 27 возможных состояний согласно таблице 1.4 [19, 13, 22, 25]. Анализируя таблицу 1.4, можно поделить состояния вектора напряжения на входе на три группы:

Группа I состоит из 18 комбинаций активных векторов напряжения на выходе  $\vec{U}_0$  и активных векторов тока на входе  $\vec{i}_i$ , имеющих определённое направление. Этот вариант имеет место, только когда все три фазы выхода соединены только с двумя фазами входа, каким – либо образом.

Группа II включает в себя 3 комбинации нулевых векторов напряжения на выходе и тока на входе. В таком случае все три фазы выхода связаны только с одной из фаз входа.

Группа III включает в себя 6 комбинаций, в которых каждая фаза выхода связана с различной фазой входа. В этом случае фаза и величина каждого из векторов не являются константными. Данная группа векторов на практике не используется.

Алгоритм прямой пространственно-векторной модуляции подразумевает абсолютный контроль над вектором тока на входе  $\vec{i}_i$  и вектором напряжения на выходе  $\vec{U}_0$ , используя восемнадцать активных векторов первой группы и три нулевых вектора второй группы, как изображено на рисунке 1.15.

Таблица 1.4. Все возможные состояния ключей МПЧ при использовании метода прямой пространственно-векторной модуляции

Группа	Вектор	Ключи	$ \vec{u}_0 $	$\alpha_0$	$ \vec{i}_0 $	$\beta_i$
I	+1	$S_{Aa,Bb,Bc}$	$(2/3)u_{AB}$	0	$2/\sqrt{3}i_a$	$-\pi/6$
	-1	$S_{Ba,Ab,Ac}$	$-(2/3)u_{AB}$	0	$-2/\sqrt{3}i_a$	$-\pi/6$
	+2	$S_{Ba,Cb,Cc}$	$(2/3)u_{BC}$	0	$2/\sqrt{3}i_a$	$\pi/2$
	-2	$S_{Ca,Bb,Bc}$	$-(2/3)u_{BC}$	0	$-2/\sqrt{3}i_a$	$\pi/2$
	+3	$S_{Ca,Ab,Ac}$	$(2/3)u_{CA}$	0	$2/\sqrt{3}i_a$	$7\pi/6$
	-3	$S_{Aa,Cb,Bc}$	$-(2/3)u_{CA}$	0	$-2/\sqrt{3}i_a$	$7\pi/6$
	+4	$S_{Ba,Ab,Bc}$	$(2/3)u_{AB}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3}i_b$	$-\pi/6$
	-4	$S_{Aa,Bb,Ac}$	$-(2/3)u_{AB}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3}i_b$	$-\pi/6$
	+5	$S_{Ca,Bb,Cc}$	$(2/3)u_{BC}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3}i_b$	$\pi/2$
	-5	$S_{Ba,Cb,Bc}$	$-(2/3)u_{BC}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3}i_b$	$\pi/2$
	+6	$S_{Aa,Cb,Ac}$	$(2/3)u_{CA}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3}i_b$	$7\pi/6$
	-6	$S_{Ca,Ab,Cc}$	$-(2/3)u_{CA}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3}i_b$	$7\pi/6$
	+7	$S_{Ba,Bb,Ac}$	$(2/3)u_{AB}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3}i_c$	$-\pi/6$

Продолжение таблицы 1.1.

Группа	Вектор	Ключи	$ \vec{u}_0 $	$\alpha_0$	$ \vec{i}_0 $	$\beta_i$
I	-7	$S_{Aa,Ab,Bc}$	$-(2/3)u_{AB}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3}i_c$	$-\pi/6$
	+8	$S_{Ca,Cb,Bc}$	$(2/3)u_{BC}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3}i_c$	$\pi/2$
	-8	$S_{Ba,Bb,Cc}$	$-(2/3)u_{BC}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3}i_c$	$\pi/2$
	+9	$S_{Aa,Ab,Bc}$	$(2/3)u_{CA}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3}i_c$	$7\pi/6$
	-9	$S_{Ca,Cb,Ac}$	$-(2/3)u_{CA}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3}i_c$	$7\pi/6$
II	0a	$S_{Aa,Ab,Ac}$	0	-	0	-
	0b	$S_{Ba,Bb,Bc}$	0	-	0	-
	0c	$S_{Ca,Cb,Cc}$	0	-	0	-
III	×	$S_{Aa,Bb,Cc}$	×	×	×	×
	×	$S_{Aa,Cb,Bc}$	×	×	×	×
	×	$S_{Ba,Cb,Ac}$	×	×	×	×
	×	$S_{Ba,Ab,Cc}$	×	×	×	×
	×	$S_{Ca,Ab,Bc}$	×	×	×	×
	×	$S_{Ca,Bb,Ac}$	×	×	×	×

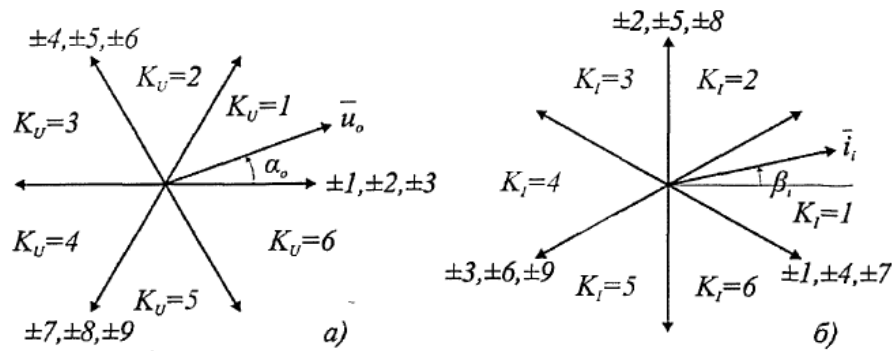


Рисунок 1.15. Ориентация активных базовых векторов и секторы напряжения на выходе МПЧ  $\bar{u}_0$  (а) и тока на входе  $\bar{i}_i$  (б).

В каждый момент времени производится оценка вектора напряжения на выходе  $\bar{u}_0$  и угол сдвига фаз  $\varphi_i$  между вектором тока на входе  $\bar{i}_i$  - и вектором напряжения на входе  $\bar{u}_i$  (рисунок 1.16). Вектор напряжения на входе  $\bar{u}_i$  определяется прямым измерением. Контроль угла  $\varphi_i$  даёт возможность регулировать угол  $\beta_i$  вектора тока на входе  $\bar{i}_i$  т.е. регулировать коэффициент мощности. Следует отметить, что для любой комбинации секторов напряжения на выходе  $K_U$  и секторов тока на входе  $K_I$  могут быть определены четыре вектора, смежные с заданными векторами напряжения на выходе  $\bar{u}_0$  и тока на выходе  $\bar{i}_i$ .

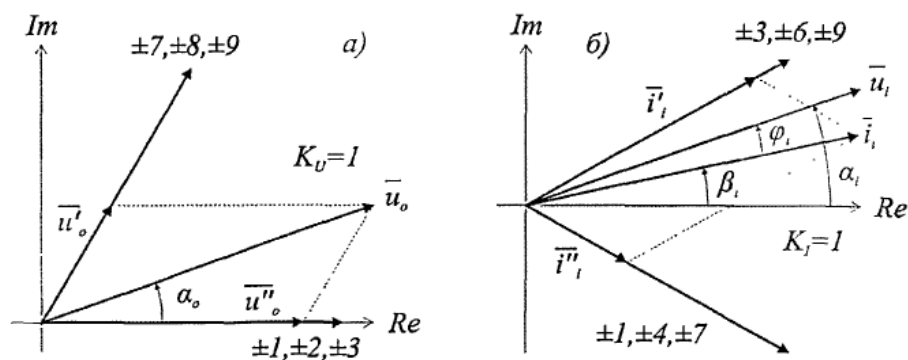


Рисунок 1.16. Формирование пространственных векторов напряжения на выходе МПЧ  $\bar{u}_0$  (а) и тока на входе  $\bar{i}_i$  (б)

Для пояснения метода прямой модуляции МПЧ воспользуемся рисунком 1.16, где вектор напряжения на выходе  $\bar{u}_o$  и вектор тока на выходе  $\bar{i}_i$  находятся в секторе 1  $\bar{i}_i(-\pi/6 \leq \beta_i \leq \pi/6$  и  $0 \leq \alpha_o \leq \pi/3)$ . Вектор напряжения на выходе  $\bar{u}_o$  может быть разбит на пару составляющих векторов  $\bar{u}_o'$  и  $\bar{u}_o''$  направленных по базовым векторам, а вектор тока на входе  $\bar{i}_i$  – на вектора  $\bar{i}_i'$  и  $\bar{i}_i''$  соответственно

$$\begin{aligned}\bar{u}_o' &= \bar{u}_o^I d^I + \bar{u}_o^{II} d^{II}, \\ \bar{u}_o'' &= \bar{u}_o^{III} d^{III} + \bar{u}_o^{IV} d^{IV}, \\ \bar{i}_i' &= \bar{i}_i^I d^I + \bar{i}_i^{II} d^{II}, \\ \bar{i}_i'' &= \bar{i}_i^{III} d^{III} + \bar{i}_i^{IV} d^{IV},\end{aligned}\tag{1.58}$$

В (1.58) индексы I, II, III и IV соответствуют базовым векторам которые были выбраны, а  $d^I, d^{II}, d^{III}, d^{IV}$ , - коэффициенты модуляции им соответствующие.

В конкретном случае, вектор  $\bar{u}_o'$  можно получить, используя шесть векторов « $\pm 7, \pm 8, \pm 9$ », а вектор  $\bar{i}_i'$  - из шести векторов « $\pm 3, +6, +9$ ». Один из шести векторов формирующих вектора  $\bar{u}_o'$  так же участвует и в формировании вектора  $\bar{u}_o''$ , следовательно, он должен быть выбран (вектор « $+9$ »). Видно, что для изменения длины составляющих векторов ему необходима пара. В пару к вектору « $+9$ » подбирается вектор противоположного знака с максимальной длиной. Это вектор « $-7$ » для формирования  $\bar{u}_o'$  и вектор « $-3$ » для формирования  $\bar{i}_i'$ .

По аналогии, для формирования составляющих векторов  $\bar{u}_o''$  и  $\bar{i}_i''$  производится подбор пар векторов « +1, -3 » и « +1, -7 » соответственно. Вектора, используемые для любого сектора, напряжения на выходе  $K_U$  и сектора тока на входе  $K_I$  представлены в таблица 1.5 [19].

Теперь, основные уравнения алгоритма пространственно-векторной модуляции МПЧ можно записать в общем виде, которые так же удовлетворяют требованию относительно формирования вектора выходного напряжения на выходе и коэффициента входной мощности. Для вектора напряжения на выходе, учитывая (1.58) можно записать

$$\bar{u}_o^I d^I + \bar{u}_o^{II} d^{II} = \frac{2}{\sqrt{3}} u_o \cos\left(\alpha_o - \frac{\pi}{3}\right) e^{j\left[\frac{\pi}{3}(K_u-1) + \frac{\pi}{3}\right]}, \quad (1.59)$$

$$\bar{u}_o^{III} d^{III} + \bar{u}_o^{IV} d^{IV} = \frac{2}{\sqrt{3}} u_o \cos\left(\alpha_o + \frac{\pi}{3}\right) e^{j\left[\frac{\pi}{3}(K_u-1)\right]},$$

где  $K_U$  -- сектор напряжения на выходе.

Для вектора тока на входе, два подобных уравнения получаются путем введения векторов  $\bar{i}_i'$  и  $\bar{i}_i''$ , т направление и величина которых определяется  $\beta_i$ . Это достигается введением единичного вектора в перпендикулярном направлении  $je^{j\beta_i}$ . Тогда, для вектора тока на входе можно записать

$$\left(\bar{i}_i^I d^I + \bar{i}_i^{II} d^{II}\right) je^{j\beta_i} e^{j\left[\frac{\pi}{3}(K_I-1)\right]} = 0, \quad (1.60)$$

$$\left(\bar{i}_i^{III} d^{III} + \bar{i}_i^{IV} d^{IV}\right) je^{j\beta_i} e^{j\left[\frac{\pi}{3}(K_I-1)\right]} = 0,$$

где  $K_I$  -- сектор тока на входе.

Решение уравнений (1.59) и (1.58) для коммутирующих состояний I, II, III и IV относительно коэффициентов модуляции, как показано в [13] описывается выражениями

$$\begin{aligned}
d^I &= \frac{2q \cos(\alpha_o - \pi/3) \cos(\beta_i - \pi/3)}{\sqrt{3} \cos \varphi_i}, \\
d^I &= \frac{2q \cos(\alpha_o - \pi/3) \cos(\beta_i + \pi/3)}{\sqrt{3} \cos \varphi_i}, \\
d^I &= \frac{2q \cos(\alpha_o + \pi/3) \cos(\beta_i - \pi/3)}{\sqrt{3} \cos \varphi_i}, \\
d^I &= \frac{2q \cos(\alpha_o + \pi/3) \cos(\beta_i + \pi/3)}{\sqrt{3} \cos \varphi_i},
\end{aligned} \tag{1.61}$$

где  $\alpha_o$  и  $\beta_i$  - углы векторов внутри сектора напряжения на выходе и тока на входе соответственно;  $\varphi_i$  - угол сдвига фаз на входе;  $q$  - коэффициент передачи напряжения.

Для того чтобы период модуляции был полностью завершён необходимо, чтобы сумма коэффициентов модуляции равнялась единице. Это означает, что необходимо дополнить, существующие коэффициенты модуляции, нулевой коммутацией длительностью  $d^0$

$$d^0 = 1 - (d^I + d^{II} + d^{III} + d^{IV}) \tag{1.62}$$

Подставляя (1.561) в (1.62), получим выражение, определяющее максимальный коэффициент передачи напряжения, возможный теоретически

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi_i \tag{1.63}$$

Из (1.63) видно, что случае использования метода прямой пространственно-векторной модуляции для МПЧ, максимальный коэффициент передачи будет  $q^{\max} = \sqrt{3}/2 \approx 0,87$  при факторе нагрузки равном единице, то есть при  $\cos \varphi_i = 1$ .



Таблица 1.5. Векторы, требуемые для каждой комбинации сектора напряжения на выходе  $K_U$  и сектора тока на входе  $K_I$  МПЧ при использовании метода прямой пространственно-векторной модуляции.

Сектор		$K_U$											
		1				2				3			
$K_I$	1	-9	-7	-3	+1	-6	+4	+9	-7	+3	-1	-6	+4
	2	-8	+9	+2	-3	+5	-6	-8	+9	-2	+3	+5	-6
	3	+7	-8	-1	+2	-4	+5	+7	-8	+1	-2	-4	+5
	4	-9	+7	+3	-1	+6	-4	-9	+7	-3	+1	+6	-4
	5	+8	-9	-2	+3	-5	+6	+8	-9	+2	-3	-5	+6
	6	-7	+8	+1	-2	+4	-5	-7	+8	-1	+2	+4	-5
		<b>I</b>	<b>II</b>	<b>III</b>	<b>IV</b>	<b>I</b>	<b>II</b>	<b>III</b>	<b>IV</b>	<b>I</b>	<b>II</b>	<b>III</b>	<b>IV</b>

Продолжение таблицы. 1.5

Сектор		$K_U$											
		4				5				6			
$K_I$	1	+9	+7	+3	-1	+6	-4	-9	+7	-3	+1	+6	-4
	2	+8	-9	-2	+3	-5	+6	+8	-9	+2	-3	-5	+6
	3	-7	+8	+1	-2	+4	-5	-7	+8	-1	+2	+4	-5
	4	+9	-7	-3	+1	-6	+4	+9	-7	+3	-1	-6	+4
	5	-8	+9	+2	-3	+5	-6	-8	+9	-2	+3	+5	-6
	6	+7	-8	-1	+2	-4	+5	+7	-8	+1	-2	-4	+5
		<b>I</b>	<b>II</b>	<b>III</b>	<b>IV</b>	<b>I</b>	<b>II</b>	<b>III</b>	<b>IV</b>	<b>I</b>	<b>II</b>	<b>III</b>	<b>IV</b>

Было рассмотрено описание МПЧ, рассмотрены выражения, поясняющие принцип работы. Рассмотрены различные алгоритмы модуляции. Подробно рассмотрены методы пространственно-векторной модуляции. Это способ косвенной пространственно-векторной модуляции МПЧ, дающий

возможность использовать алгоритмы модуляции отдельно для выпрямительной и инверторной части, как в классических схемах ДПЧ. А так же метод прямой пространственно-векторной модуляции МПЧ, позволяющий более гибко использовать все пространственные векторы. Для каждого способа модуляции выведены выражения, определяющие длительности циклов пространственных векторов при модуляции.

Так же в этой главе были выявлены главные преимущества МПЧ перед классическими ДПЧ:

- Двусторонний обмен между питающей сетью и нагрузкой, что характеризует МПЧ как энергосберегающий аппарат.
- Возможность управления коэффициентом мощности на входе.
- Компактность относительно ДПЧ, по причине отсутствия накопительных конденсаторов.

## 2. Методы коммутации ключей в матричном преобразователе.

Данная глава посвящена проблеме коммутации силовых ключей МПЧ. Поясняется реализация двунаправленного ключа, сравниваются различные варианты схемотехнических решений, рассматриваются их достоинства и недостатки. Анализируются основные способы коммутации таких ключей. Приводятся достоинства и недостатки каждого из рассматриваемых способов коммутации.

### 2.1. Топология двунаправленных ключей.

#### 2.1.1. Ключ построенный на одном транзисторе

Ключ на одном транзисторе — простейшая структура двунаправленного ключа. Данный вариант ключа состоит из транзистора и четырех диодов, подключенных по схеме моста (рисунок 2.1). Преимущество этого ключа заключается в том, что требуется всего лишь один активный элемент [15, 26, 27].

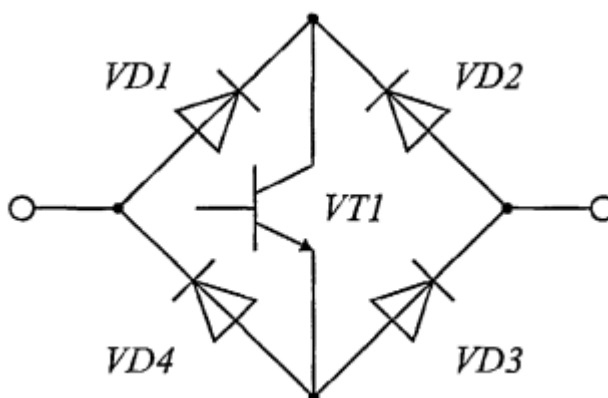


Рисунок 2.1. Ключ на одном транзисторе.

Каждый такой двунаправленный ключ требует независимого изолированного источника питания схемы управления (таблица 2.1). Потери на таком ключе довольно высоки, поскольку на каждом направлении проводимости присутствуют три элемента. Одним из основных недостатков

подобной схемы является отсутствие возможности контроля направления протекания тока через ключ. Поэтому схемы ключей, построенные на двух транзисторах, являются более актуальными.

## 2.1.2. Ключи, построенные на двух транзисторах

### 2.1.2.1. Ключи на двух транзисторах с общей точкой

Топология одного из таких ключей представляет собой два транзистора  $VT1$ ,  $VT2$  включенных с общей точкой на эмиттере и два диода  $VD1$ ,  $VD2$  подключенных параллельно транзисторам как показано на рисунке 2.2, а. Диоды, включенные в схему данным образом, обеспечивают обратную запирающую способность. Для наглядности нумерация элементов схемы выполнена по пути протекания тока: «1» для положительно направления и «2» для отрицательного [15, 27].

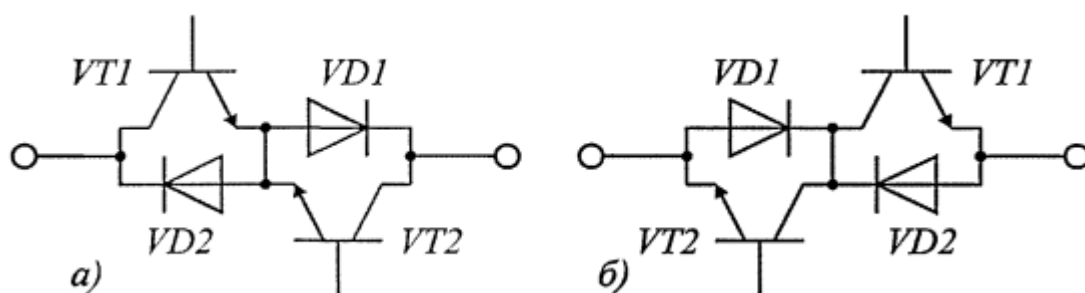


Рисунок 2.2. Ключи на двух транзисторах с общей точкой на эмиттере (а) и с общей точкой на коллекторе (б)

У этой схема имеет несколько преимуществ перед схемой ключа на одном транзисторе (рисунок 2.1), наиболее значительное - возможность контролировать направление протекания через ключ тока. Потери в таком ключе также уменьшены, в виду того что, в каждом направлении, только два элемента пропускают ток. Как и в схеме с одним транзистором, каждому ключу требуется независимого изолированного источника питания схемы управления.

Вторая топология ключа похожа на топологию ключа с общей точкой на эмиттере, различие заключается в том, что транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  имеют

общую точку на коллектор (рисунок 2.2, б). Потери такие же, как в ключе с общей точкой на эмиттере. Использование независимого изолированного источника питания здесь невозможно. Схемы такого типа реализуются в матричных модулях, где все ключи объединяют в одном корпусе [15, 27].

### 2.1.2.2. Ключи, построенные на двух транзисторах без общей точки

Схемы двунаправленных ключей на двух транзисторах, изображенные на рисунке 2.2, могут быть использованы без общей точки на транзисторах, как показано на рисунке 2.3. Использование независимого изолированного источника питания здесь так же невозможно.

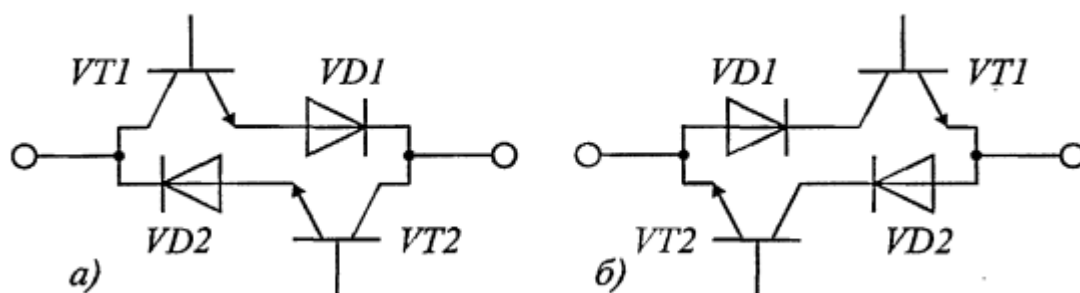


Рисунок 2.3. Ключ на двух транзисторах без общей точки.

### 2.1.2.3. Ключи на двух транзисторах с обратной запирающей способностью

Если у полупроводниковых элементов, используемых в схеме двунаправленного ключа, есть способность к запирающей, при обратном напряжении, как в RB-IGBT транзисторах, то имеется возможность построить ключ, просто их соединив, как показано на рисунке 2.4. Такая топология довольно компактна и при этом требуется всего 6 изолированных источников питания для схем управления.

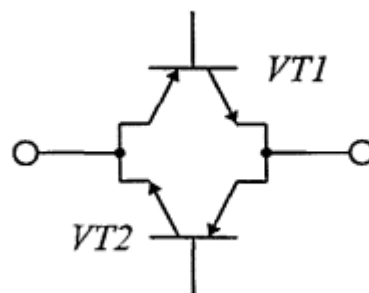


Рисунок 2.4. Ключ на двух транзисторах со способностью к обратному запираанию.

На сегодняшний день, RB-IGBT транзисторы имеют довольно плохие характеристики выключения при обратном напряжении, из-за чего возрастают потери при коммутации. Данный недостаток мешает их широкому применению [27]

Таблица 2.1. Количество гальванически изолированных источников питания необходимых, для реализации МПЧ.

Топология ключа	Гальванически изолированных источников питания
Один транзистор	9
Два транзистора с общей точкой на эмиттере	9
Два транзистора с общей точкой на коллекторе	6
Два транзистора без общей точки	6
Два транзистора со способностью к обратному запираанию	6

Из таблицы 2.1 видно, что минимальное количество гальванически изолированных источников питания необходимо в трёх последних топологиях. Но ввиду того, что RB-IGBT пока не нашли широкого применения, по причине своих характеристик, а ключ на двух транзисторах с общей точкой на коллекторе, на высоких мощностях подвержен пагубному влиянию паразитной

индуктивности, то наиболее предпочтительна топология ключа «Два транзистора с общей точкой на эмиттере» [5, 27].

## 2.2. Анализ методов коммутации ключей.

Коммутация тока в МПЧ, по сравнению с обычными инверторами напряжения, осуществляется более сложно, так как в МПЧ отсутствуют естественные пути свободного протекания тока [18]. Удобно использовать схему двухфазно-однофазного преобразователя, показанную на рисунке 2.5, для изучения методов коммутации ключей в МПЧ. Эта схема представляет собой две фазы на входе и одну фазу на выходе МПЧ.

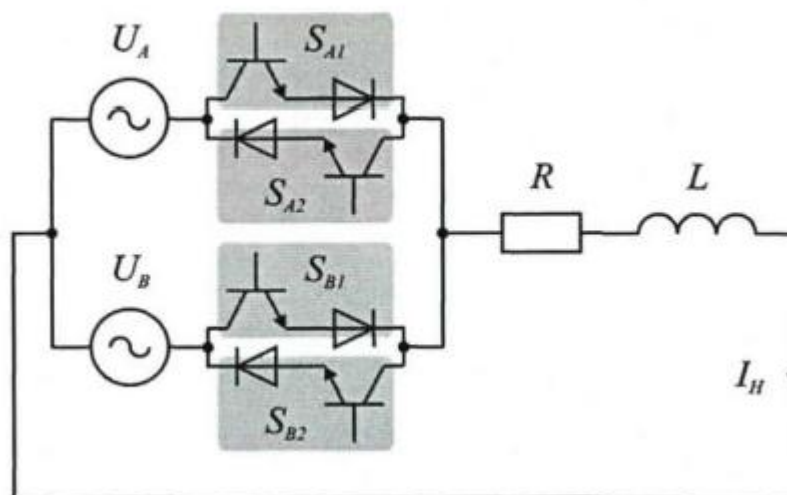


Рисунок 2.5. Схема двухфазно-однофазного преобразователя.

### 2.2.1. Главные правила коммутации

В процессе коммутации ключей существует два основных правила.

Первое правило – недопустимо, чтобы были одновременно замкнуты оба двунаправленных ключа (рисунок 2.6, а). Невыполнение данного правила вызовет короткое замыкание фаз на входе преобразователя.

Второе правило – недопустимо, чтобы были одновременно разомкнуты оба двунаправленных ключа (рисунок 2.6, б). Невыполнение этого правила

приведёт разрыву на пути протекания тока в активно–индуктивной нагрузке, в итоге к перенапряжению на ключах преобразователя.

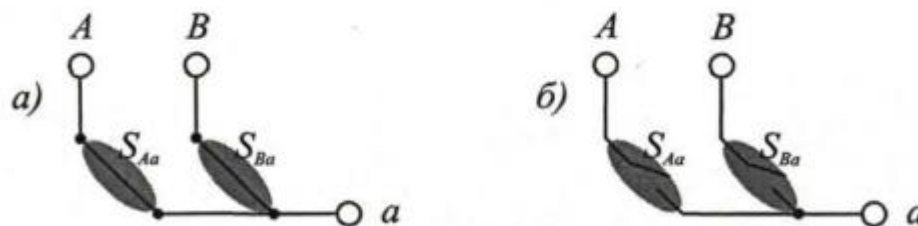


Рисунок 2.6. Недопустимые состояния ключей: оба ключа замкнуты (а), оба ключа разомкнуты (б).

Данные требования конфликтуют с характеристиками полупроводниковых элементов, так как полупроводниковым элементам присуща некоторая статичность, и они не способны переключаться мгновенно.

## 2.2.2 Простые способы коммутации

Два самых простых способа коммутации преднамеренно нарушают выше упомянутые правила безопасной коммутации, вследствие чего, во избежание выхода преобразователя из строя, существует необходимость использования вспомогательных схемотехнических решений.

### 2.2.2.1 Коммутация ключей с безтоковой паузой.

Коммутация ключей с бестоковой паузой (рисунок 2.7, а) широко распространена в управлении классическими ДПЧ. Периодом бестоковой паузы  $t_d$  обеспечивается надёжное запираение транзисторов при переключении с одного проводящего плеча на другое, в это время токи нагрузки протекают через встречнопараллельные диоды [5].



Разберём процесс коммутации нагрузки с фазы А источника на фазу В. Ключи  $S_{A1}$  и  $S_{A2}$  отключаются в одно время, через промежуток времени включаются ключи  $S_{B1}$  и  $S_{B2}$ . В случае классического МПЧ данный способ нарушает второе правило безопасной коммутации, это вызывает разрыв в резистивно-индуктивной цепи нагрузки и приводит к значительным перенапряжениям на ключах.

При этом способе коммутации, для предотвращения повреждения преобразователя требуется использовать демпферные цепи, которые обеспечивают путь для протекания токов в момент бестоковой паузы  $t_d$ . Благодаря этому, в демпфере, избыточная энергия рассеивается каждый раз во время коммутации.

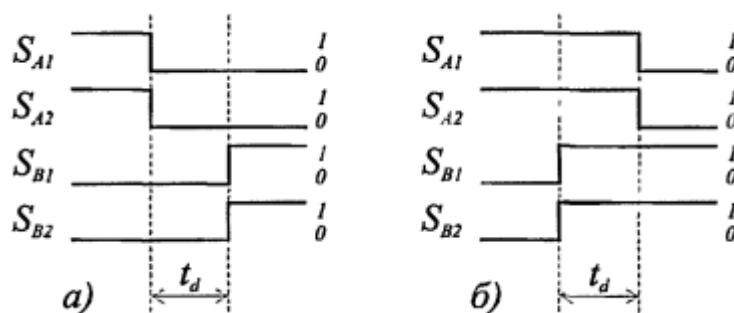


Рисунок 2.7. Простые способы коммутации ключей с бестоковой паузой (а) и с перекрытием (б).

### 2.2.2.2. Коммутация ключей с перекрытием

В данном способе, при коммутировании нагрузки с фазы А источника на фазу В, силовые ключи  $S_{A1}$  и  $S_{A2}$  отключаются позже включения ключей  $S_{B1}$  и  $S_{B2}$  (рисунок 2.7, б). Данный способ нарушает первое правило безопасной коммутации, что вызывает короткое замыкание фаз на входе МПЧ в момент перекрытия  $t_d$ . Для предотвращения сквозного протекания тока требуются вспомогательные индуктивности на входе преобразователя, они позволяют

уменьшить скорость нарастания тока короткого замыкания в момент перекрытия.

Как и способ с бестоковой паузой, также нежелателен, поскольку увеличиваются потери, и имеется искажение кривой напряжения на входе в момент периода перекрытия. Недостатком обоих способов является зависимость времени коммутации от величины коммутируемого тока и напряжения.

Простые способы коммутации можно проиллюстрировать в виде графа состояний (рисунок 2.8) и последовательности состояний ключей (рисунок 2.9).



Рисисунок 2.8. Граф состояний для простых способов коммутации: с бестоковой паузой и с перекрытием.

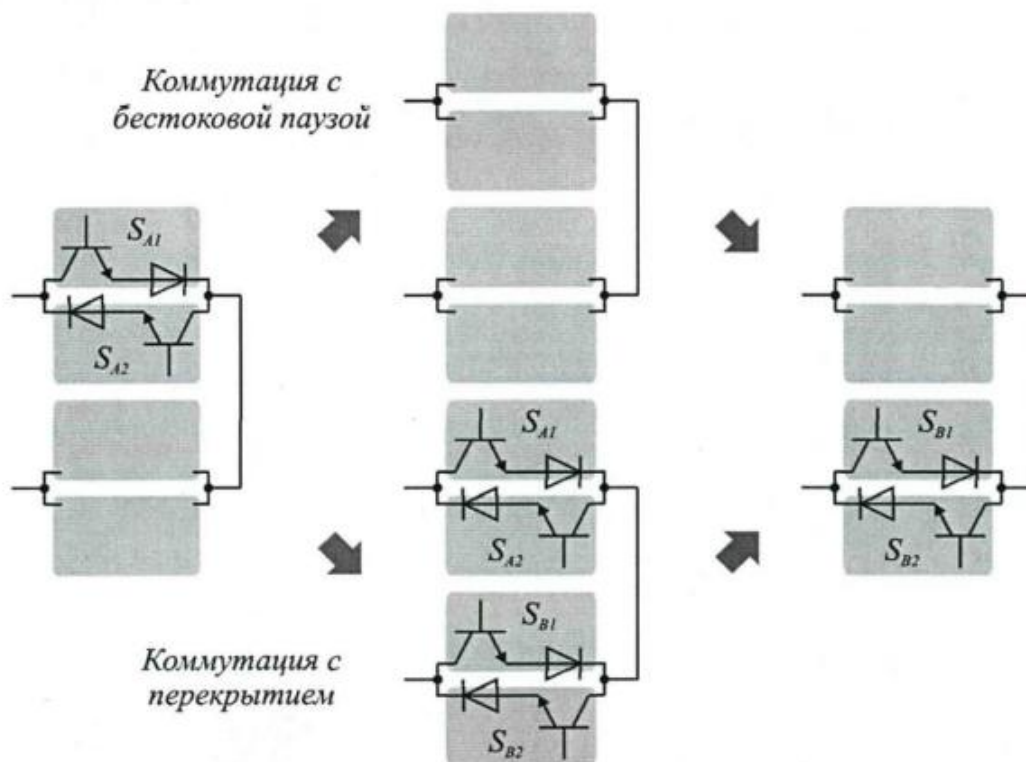


Рисунок 2.9. Последовательность состояний ключей для простых способов коммутации: с бестоковой паузой и с перекрытием.

### 2.2.3. Улучшенные способы коммутации.

Более надежным, являются способы коммутации, которые удовлетворяют уже упомянутым правилам. К ним относятся четыре ходовые способы коммутации. Их применение даёт возможность управлять направлением протекания тока через каждый отдельный ключ МПЧ [20].

#### 2.2.3.1 Коммутация ключей, базирующаяся на контроле направления тока на выходе.

Разберём процесс коммутации нагрузки с фазы  $A$  на источнике на фазу  $B$  (рисунок 2.5). В первоначальном состоянии, ключи  $S_{A1}$  и  $S_{A2}$  находятся в открытом состоянии, чтобы обеспечить проводимость тока в обоих направлениях, а ключи  $S_{B1}$  и  $S_{B2}$  закрыты. Такая последовательность

коммутации ключей позволяет задать направлением протекания тока  $I_H$  в нагрузке. Предположим, что ток протекает в направлении соответствующем заданному, т.е.  $I_H > 0$ . В таком случае ток нагрузки протекает через ключ  $S_{A1}$ . В таком случае, коммутационный процесс, осуществляется следующим образом: подбирается ключ  $S_{A1}$ , который данный момент не проводит ток, этот ключ отключается, после чего включается ключ, который будет проводить ток, в данном случае таким является  $S_{B1}$ . Теперь токи нагрузки одновременно протекают через ключи  $S_{A1}$  и  $S_{B1}$ . Затем отключается ключ  $S_{A1}$ , и токи нагрузки полностью переводятся на фазу В. После чего включается ключ  $S_{B2}$  чтобы обеспечить возможность протекания тока в обоих направлениях.

Процесс коммутации изображён на временной диаграмме (рисунок 2.10), где задержки между переключениями  $t_{d1}$ ,  $t_{d2}$  и  $t_{d3}$  зависят характеристик используемых транзисторов. Также, четырёх ходовой способ коммутации с контролем направления тока на выходе, можно показать в виде последовательности состояний ключей (рисунок 2.11) и в виде графа состояний (рисунок.. 2.12).

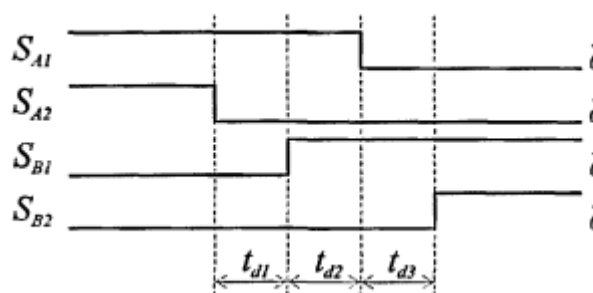


Рисунок 2.10. четырёх ходовой способ коммутации с контролем направления тока на выходе.

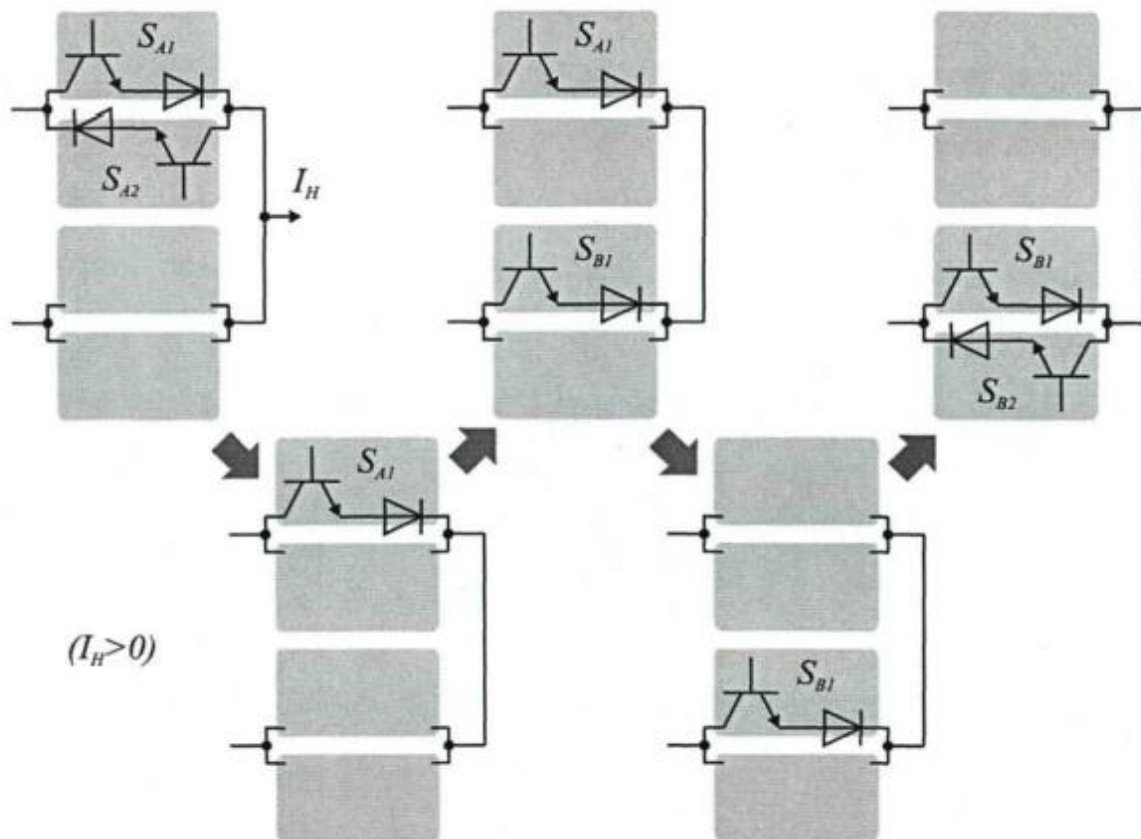


Рисунок 2.11. Последовательность состояний ключей при четырёх ходовом способе коммутации с контролем направления тока на выходе.

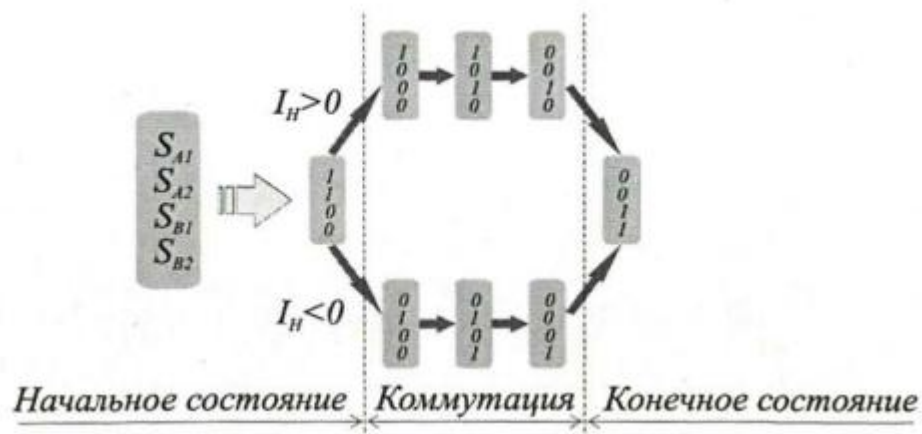


Рисунок 2.12. Граф состояний при четырёх ходовом способе коммутации с контролем направления тока на выходе.

Для этого способа коммутации существует необходимость точного определения направления протекания тока на каждой отдельной фазе на выходе

МПЧ (рисунок 2.13). Неверное определение направления протекания тока приведёт к ошибке в последовательности коммутации, что в свою очередь к разрыву пути для протекания тока [29, 30].

Рассмотренный четырёх ходовой способ коммутации, после исключения интервала  $t_{d2}$  с лёгкостью трансформируется в трёх ходовой, который можно применить в МПЧ небольшой мощности. Для данного использования немаловажно, чтобы быстродействие открывания транзисторов было высоким. Поскольку задержка в момент выключения, у IGBT транзисторов, как правило, больше, чем при включении, то коммутация тока нагрузки при трёх ходовом способе происходит в промежуток времени, когда ключ  $S_{B2}$  уже открылся, а ключ  $S_{A2}$  ещё не успел закрыться.

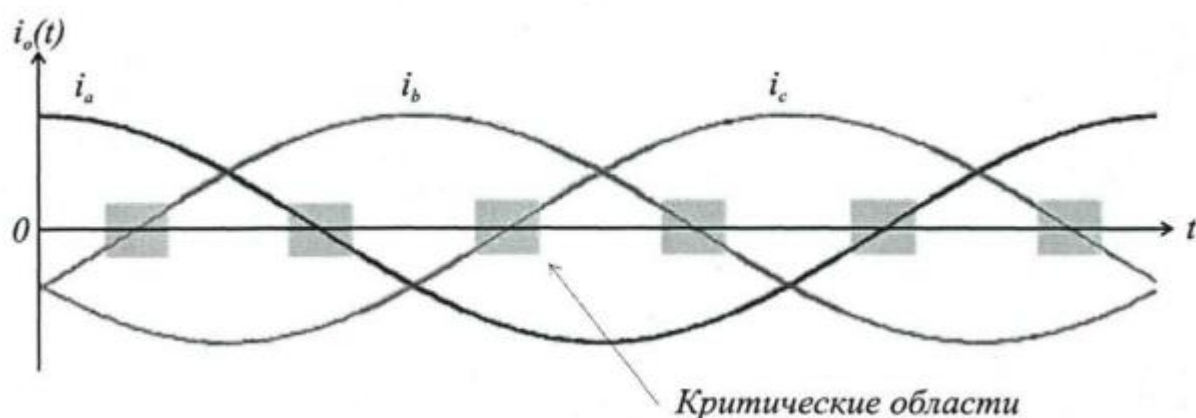


Рисунок 2.13. Критические области при четырёх ходовом способе коммутации с контролем направления тока на выходе.

### 2.2.3.2. Коммутация ключей, основанная на контроле величины напряжения на входе.

При данном способе коммутации, для определения последовательности переключения при каждой отдельной коммутации, используется значение напряжения на входе [24, 29].

Разберём процесс коммутации нагрузки с фазы А источника на фазу В (рисунок 2.5). При условии, что  $U_A < U_B$  ключ  $S_{B2}$  может быть включен, так как его диод заперт обратным под действием обратного напряжения. Далее выключается ключ  $S_{A2}$ . После чего, если соответствует указанному направлению тока  $I_H$ , в данный момент времени ток протекает через ключ  $S_{A1}$ , в другом случае проводить ток будет ключ  $S_{B2}$ . Таким образом, способность безразрывной коммутации тока сохраняется. Далее, поскольку диод ключа  $S_{B1}$  заперт под действием обратного напряжения, этот ключ может быть включен. Последним выключается ключ  $S_{A1}$ , завершая тем самым процесс коммутации (рисунок 2.14).

Так, четырёх ходовой способ коммутации с контролем по величине напряжения на входе можно проиллюстрировать в виде последовательности состояний ключей (рисунок 2.15) и в виде графа состояний (рисунок 2.16). Данный способ, также как и предыдущий, может быть трансформирован в трёх ходовой.

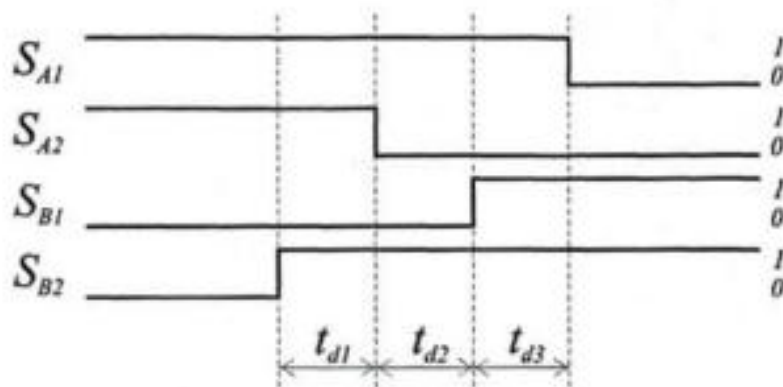


Рисунок 2.14. четырёх ходовой способ коммутации с контролем по величине напряжения на входе.

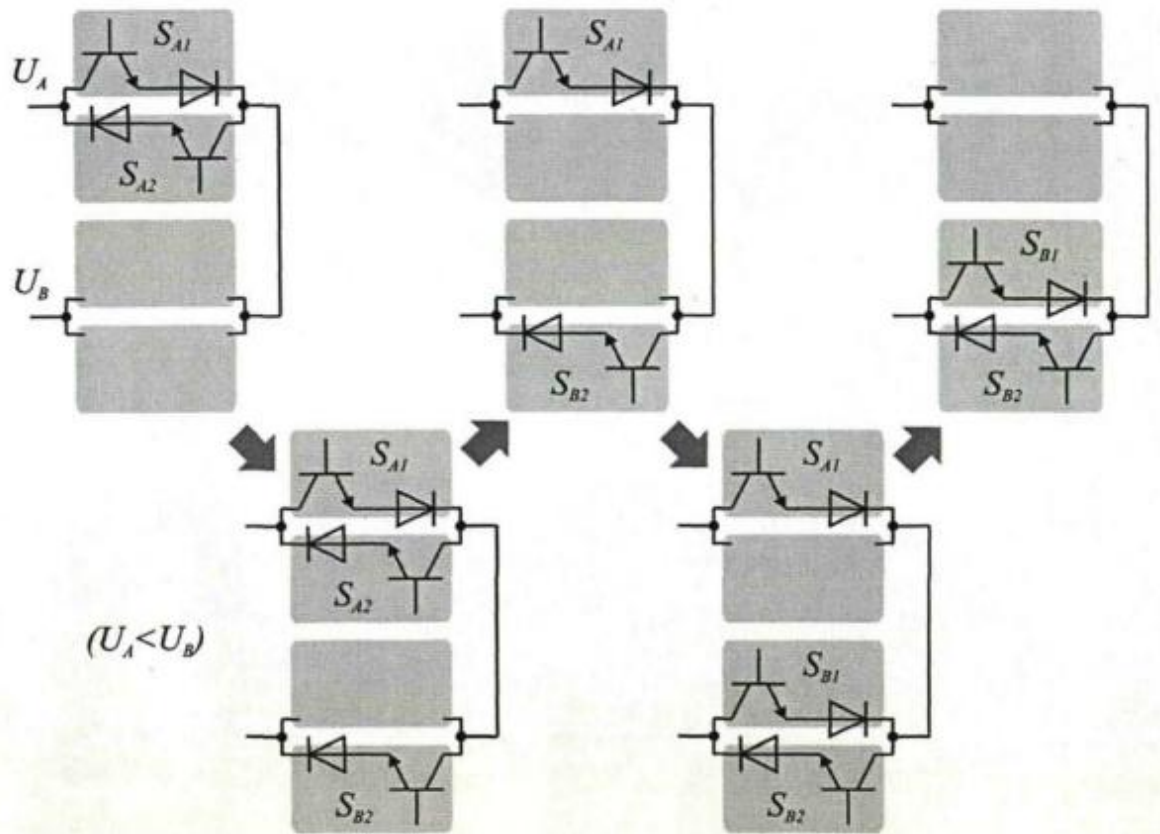


Рисунок 2.15. Последовательность состояний ключей при четырёх ходовом способе коммутации с контролем по величине напряжения на входе.

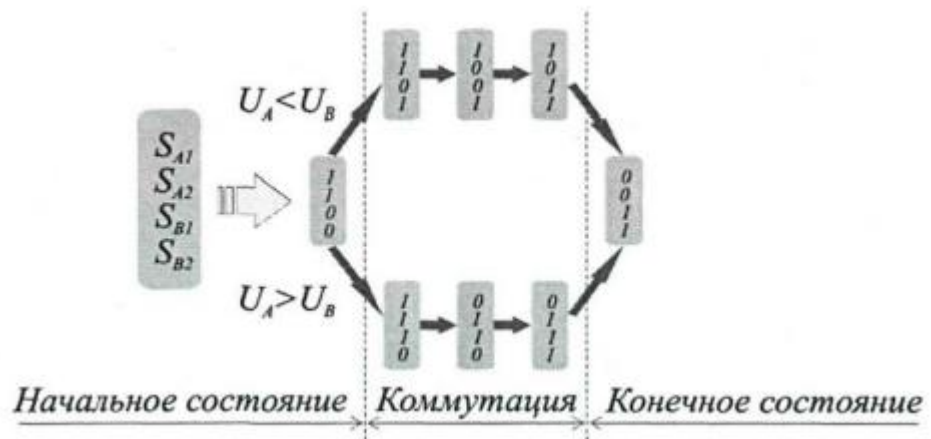


Рисунок 2.16. Граф состояний при четырёх ходовом способе коммутации с контролем величины напряжения на входе.

При этом способе коммутации, произойдёт неверная расчетная последовательность коммутации, когда в определении напряжения на входе допущена ошибка, по этой причине произойдёт неверная последовательность



коммутации (рисунок 2.17). что в свою очередь приведёт к короткому замыканию фаз на источнике питания. В этом случае довольно проблематично защитить, от протекания сквозного тока, ключи МПЧ.

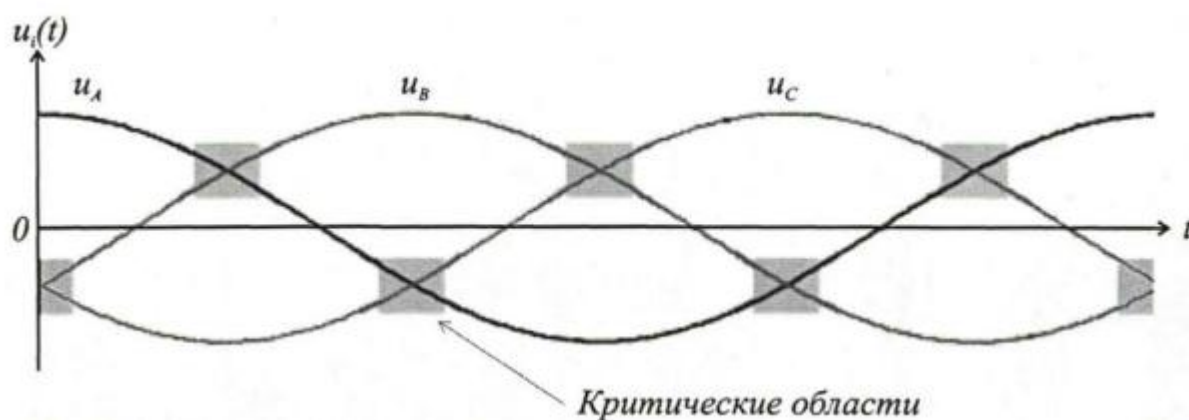


Рисунок 2.17. Критические области при четырёх ходовом способе коммутации с контролем величины напряжения на входе.

Способ безопасной коммутации в критических зонах, когда два напряжения фаз на входе уравниваются, основан на замещении последовательности коммутации в критических зонах двумя другими последовательностями, которые не будут являться критическими, с их помощью которых произойдёт коммутация фазы на выходе к промежуточной фазе на входе [31], например С, затем к фазе назначения на входе В, как изображено на рисунке 2.18. Предложенный способ имеет высокую эффективность и легок в осуществлении. Но при коммутации увеличивают потери, из-за дополнительных переключений

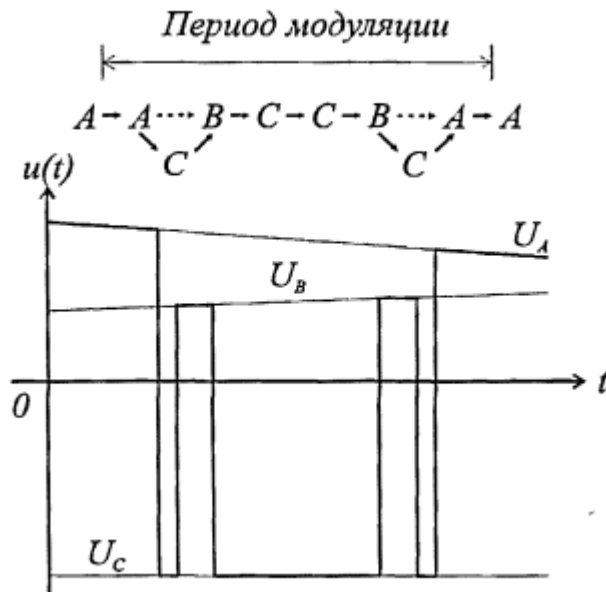


Рисунок 2.18. Введение дополнительной коммутации в критических зонах при четырёх ходовом способе коммутации с контролем величины напряжения на входе.

### 2.3. Комбинированный алгоритм безопасной коммутации ключей

Обойти недостатки, характерные для рассмотренных выше способов коммутации, позволяет комбинированный алгоритм безопасной коммутации ключей. Основная идея комбинированного алгоритма заключается в том, чтобы работа МПЧ была исключена в критических зонах. Этот алгоритм совмещает рассмотренные ранее четырёх ходовые способы коммутации с контролем направления тока на выходе и контролем величины напряжения на входе [19].

Можно рассмотреть функционирование комбинированного алгоритма безопасной коммутации ключей по рисунку 2.19. На нём изображены, графики фазного напряжения на входе  $u_i(t)$  и тока на выходе  $i_o(t)$  МПЧ. Поскольку рассмотренные до этого момента четырёх ходовые способы коммутации довольно чувствительны к неточностям в измерениях напряжения на входе и тока на выходе (ввиду несовершенства первичных датчиков), предлагается

способы коммутации динамически менять для обеспечения безопасной работы МПЧ [32].

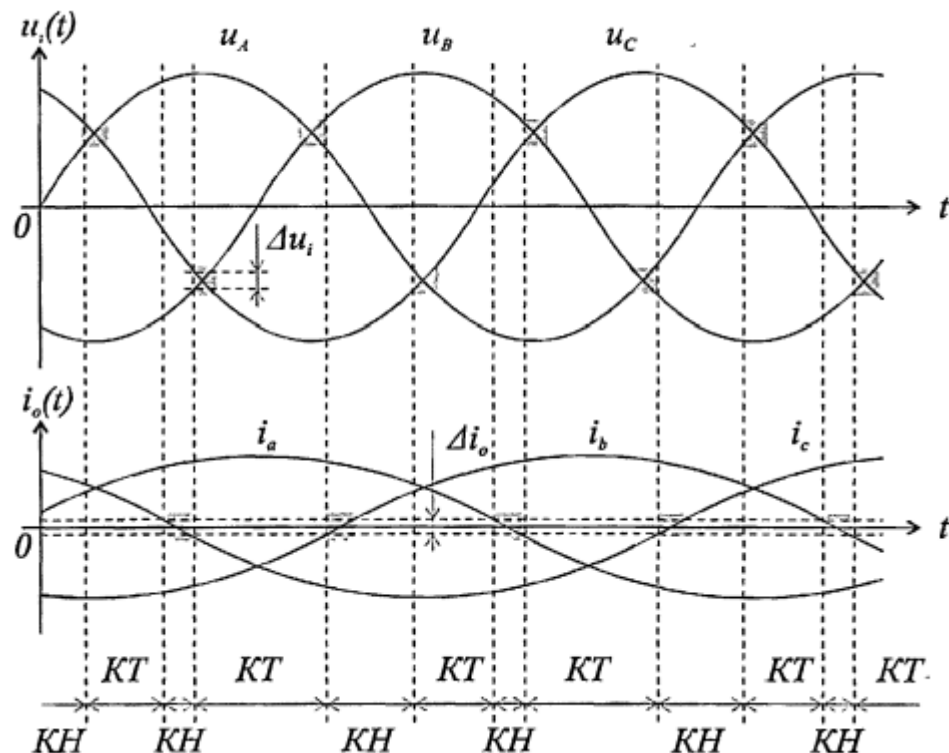


Рисунок 2.19. Комбинированный алгоритм коммутирования ключей:

КН - коммутация по напряжению, КТ— коммутация по току

Из рисунка 2.19 видно, что метод коммутирования ключей по току КТ сменяется на метод коммутирования ключей по напряжению КН в тот момент, когда направление тока на выходе фазы может быть определён ошибочно - при снижении до некоторого минимального уровня  $\Delta i_o$  вблизи точки перехода через ноль. Обратная замена метода КН на КТ произойдет в двух случаях, или же при выходе из критической зоны КТ (рисунок 2.13), либо в момент входа в критическую зону КН (рисунок 2.17), определяемую величиной  $\Delta u_i$ .

Таким образом, условия для динамической смены метода коммутации задаются размером зон малой чувствительности по току  $\Delta i_o$  и по напряжению  $\Delta u_i$ . Данный алгоритм даёт возможность значительно сократить количество

ошибочных коммутаций ключей на протяжении всего частотного диапазона напряжения на выходе.

В главе освещены всевозможные разновидности силовых двунаправленных ключей и методы их коммутации. Был рассмотрен комбинированный алгоритм коммутации, в котором сочетаются положительные качества двух четырёх ходовых метода коммутации. Рассмотрены различные алгоритмы скалярной модуляции, такие как Алесиной–Вентурини, его дальнейшее усовершенствованное продолжение, известное как алгоритм Вентурини, а так же алгоритм Роя. Подробно описано применение пространственно векторной модуляции.

### 3. Моделирование МПЧ и результаты экспериментов.

#### 3.1. Описание модели имитирующей МПЧ

##### 3.1.1. Силовая часть

Имитационная модель МПЧ [5, 23, 27, 28] изображена на рисунке 3.1. На входе МПЧ подключён фильтр, жесткости входной характеристик по напряжению и с целью сглаживания входного на входе. В качестве нагрузки МПЧ выступает симметричная трёхфазная нагрузка резистивно-индуктивного характера [28. 29]. Имитируемая модель содержит:

- Питающую трёхфазную сеть "*Thre – Phase Source*";
- Входной фильтр "*Filter*"
- Матричный преобразователь "*Matrix Converter IGBT's*"
- Симметричную трёхфазную нагрузку резистивно-индуктивного характера "*RL – Load*"
- Блок пространственно векторной модуляции "*SVM*"
- Измерительные блоки

Параметры сети питания и нагрузки имитируемой модели внесены в таблицу 3.1.

Таблица 3.1. основные параметры системы имитации МПЧ

Параметр	Значение
Напряжение питающей сети	220В
Частота сети	50Гц
Сопротивление сети	0.15ОМ
Индуктивность	0,5мГн
Сопротивление нагрузки	100М
Индуктивность нагрузки	5мГн

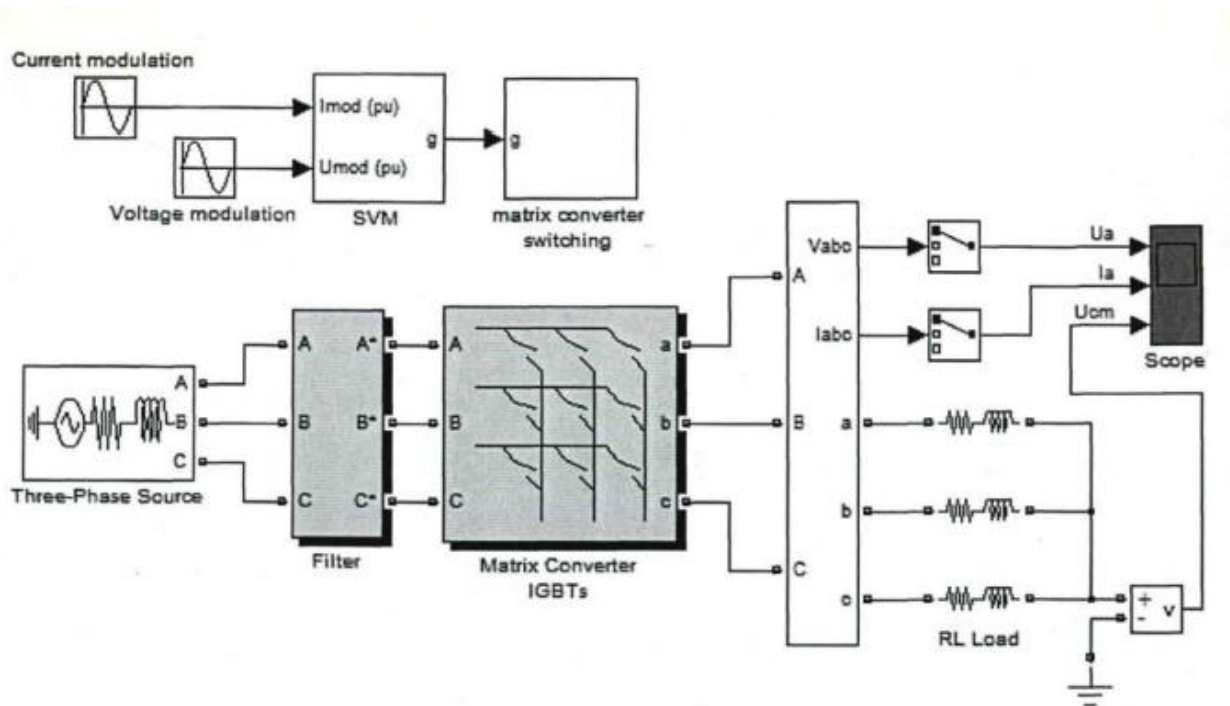


Рисунок 3.1. модель имитирующая МПЧ с входным фильтром  
И нагрузкой  $RL$  характера.

Входной фильтр "*Filter*" представлен в двух вариантах. Модель имитирующая первый вариант -- входной  $LC$  -фильтр показана на рисунке 3.2, а имитирующая второй вариант --  $RLC$  -фильтр на рисунке 3.3, характеристики элементов фильтров занесены в таблицу 3.2. Параметры индуктивно-емкостного фильтра позволяют МПЧ устойчиво работать при мощностях до  $1кВт$ , резистивно-индуктивно-емкостной фильтр до  $10кВт$ .

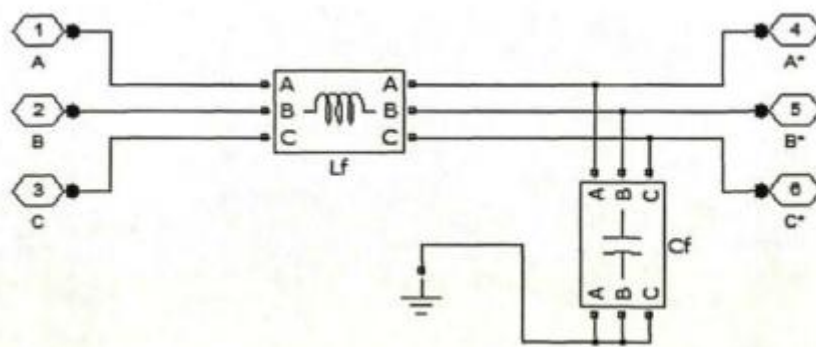


Рисунок 3.2. Модель, имитирующая первый вариант входного фильтра.

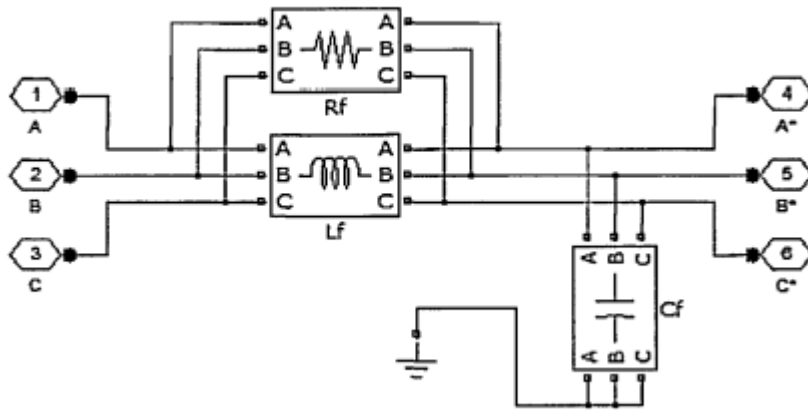


Рисунок 3.3. Модель, имитирующая второй вариант входного фильтра.

Таблица 3.2. характеристики входных фильтров.

Характеристика	Значение
Сопротивление $R_f$	5 Ом
Индуктивность $L_f$	2,2 мГн
Ёмкость $C_f$	10 мФ

Ключами МПЧ управляет блок прямой пространственно-векторной модуляции "SVM" представленный на рисунке 3.1. На вход блока приходят модулирующие сигналы синусоидальной формы, формирующие ток на входе и напряжение на выходе МПЧ. С управляющей шины на выходе блока "SVM" прямой пространственно-векторной модуляции поступают управляющие сигналы "G" для девяти ключей  $S_{Aa} \dots S_{Cc}$  МПЧ.

Модель, имитирующая МПЧ "Matrix Converter IGBT's" состоящая из девяти ключей  $S_{Aa} \dots S_{Cc}$ , показана на рисунке 3.4. С блока снимаются показания фазного напряжения на входе  $U_i$  и тока на выходе  $I_o$ . Все ключи построены по схеме два транзистора с общей точкой на эмиттере.

Модель, имитирующая ключ с двусторонней проводимостью показана на рисунке 3.5.

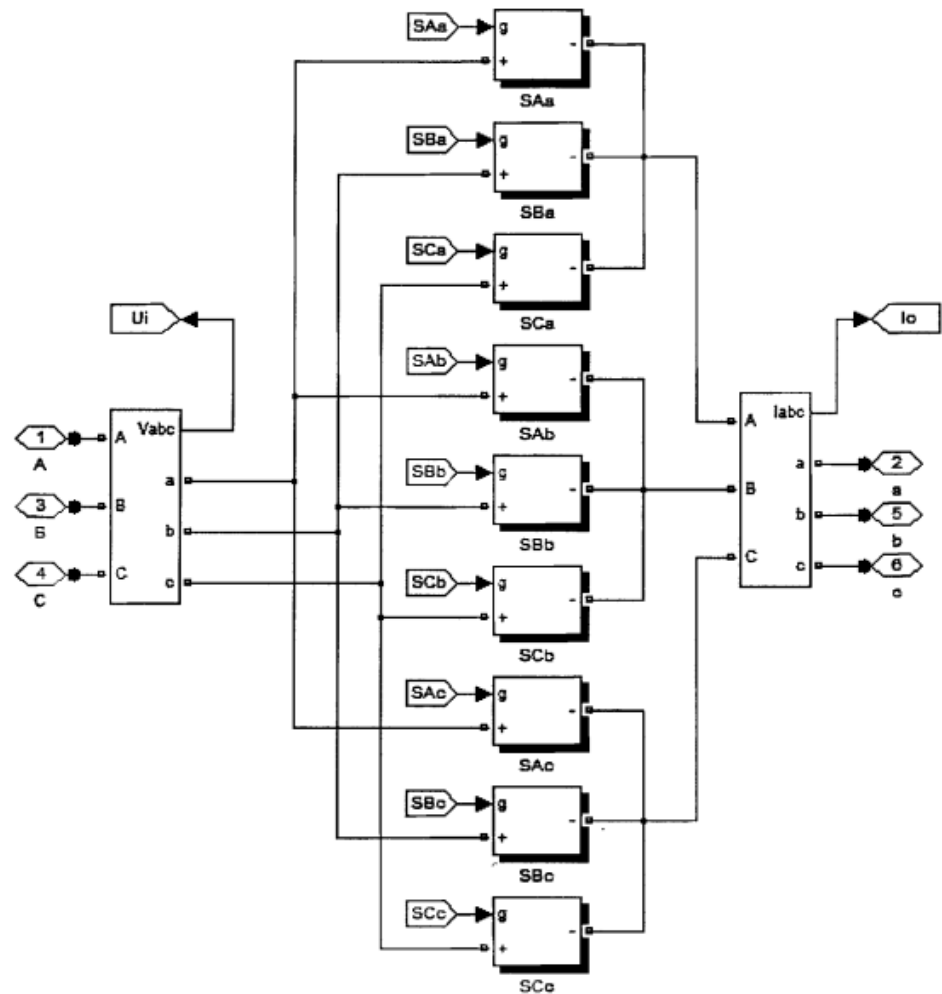


Рисунок. 3.4. Модель, имитирующая блок МПЧ  
 "Matrix Converter IGBT's".

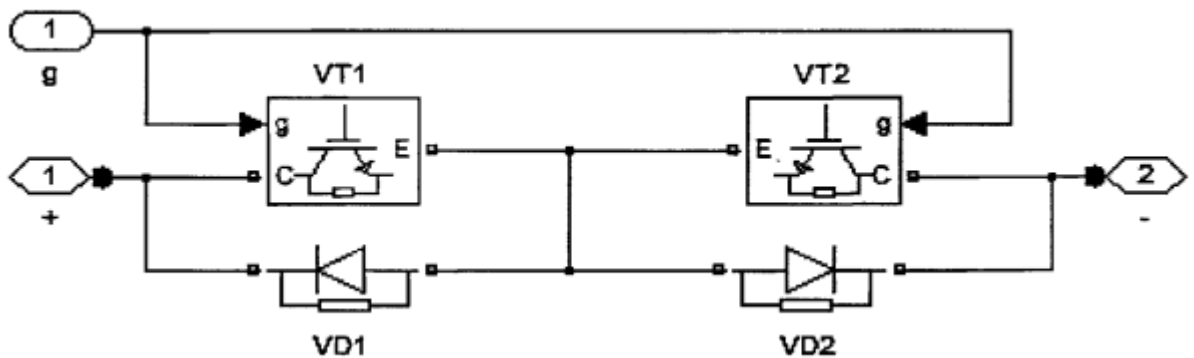


Рисунок 3.5. модель, имитирующая ключ с двусторонней проводимостью по схеме с общей точкой на эмиттере.



### 3.1.2. Модель системы управления.

система управления МПЧ, в неё входит блок прямой пространственно-векторной модуляции [28,30]. Модель, имитирующая его, показана на рисунке 3.6 и включает в себя:

- Задающий генератор "*Generator*"
- Селекторы входного напряжения "*U Selector*" и тока "*I Selector*";
- Блок расчета коэффициентов модуляции "*Calculatt duty – cycles*";
- Блок ШИМ "*PWM*".

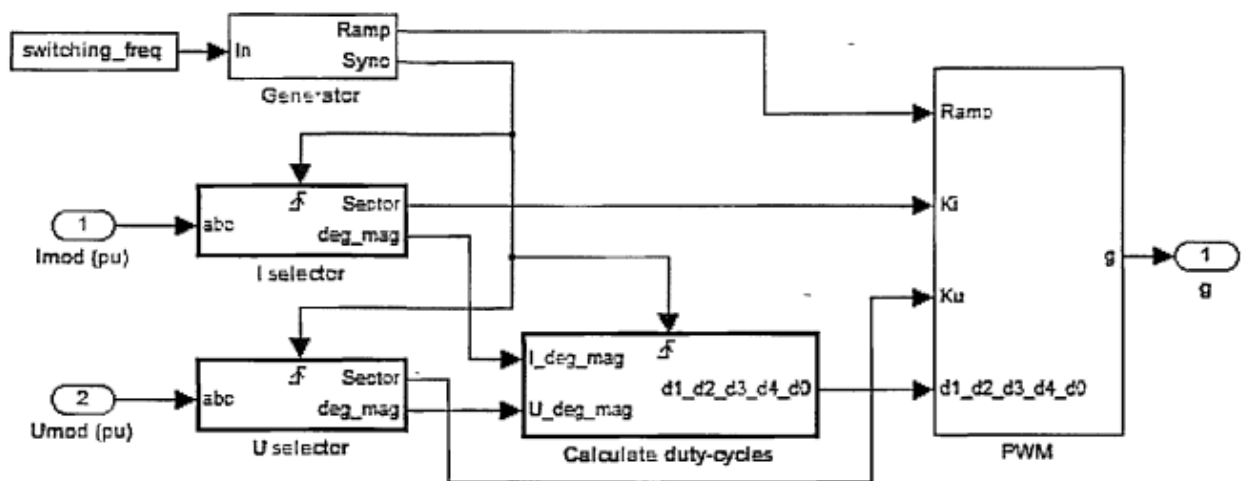


Рисунок 3.6 Модель имитирующая блока пространственно-векторной модуляции "*SVM*".

Функцией задающего генератора является, обеспечения заданной через параметр "*switching freq*" частоты модуляции ключей. Функция селекторов расчёт секторов напряжения  $K_U$  и тока  $K_I$ . По выражениям (1.59) и (1.60) блоком "*Calculatt duty – cycles*" рассчитываются длительности циклов модуляции  $d^I, d^{II}, d^{III}, d^{IV}, d^0$  блоком по значениям параметров входа: векторов  $\alpha_o$  и  $\beta_i$  а так же модулей  $|\bar{u}_o|$  и  $|\bar{i}_i|$

Интересен блок ШИМ пространственных векторов "*PWM*". Его модель представлена на рисунке 3.8 и включает в себя:

- Схему выбора требуемого вектора "*Choise Vector*";
- модуль симметричной двухсторонней модуляции "*Symmetric Sequence*";
- селектор векторов "*V*".

Выборка необходимых пространственных векторов напряжения на выходе осуществляется по таблице 1.5 блоком выбора пространственного вектора "*Choise Vector*" по значениям параметров входа: сектора напряжения  $K_U$  и сектора тока  $K_I$ . Имя вектора преобразуется при помощи блока "*Number of Vector*" в порядковый номер для селектора векторов. Вычисленные блоком "*Calculatt duty – cycles*" значения продолжительности циклов модуляции  $d^I, d^{II}, d^{III}, d^{IV}, d^0$  распределяются по периоду модуляции  $T_S$  блоком "*Symmetric Sequence*", как изображено на рисунке. 3.7. После чего, номера выбранных векторов перемножаются с сигналами распределения  $v^I, v^{II}, v^{III}, v^{IV}, v^0$ , лишь один из них может равняться « 1 », остальные равны « 0 ».выходным сигналом является комбинация ключей, которая соответствует номеру. Потом, управляющий сигнал "*G*" приходит на блок МПЧ "*Matrix Converter IGBT's*".

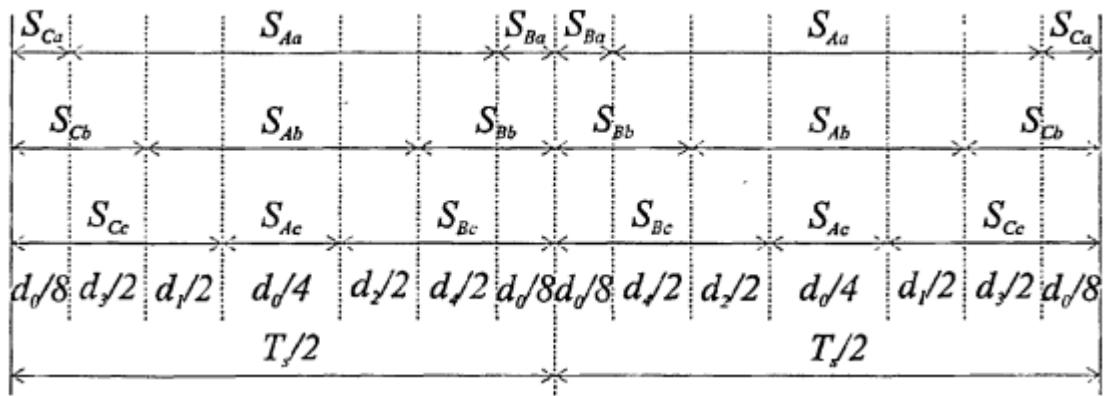


Рисунок 3.7. Период  $T_s$  при симметричной модуляции.

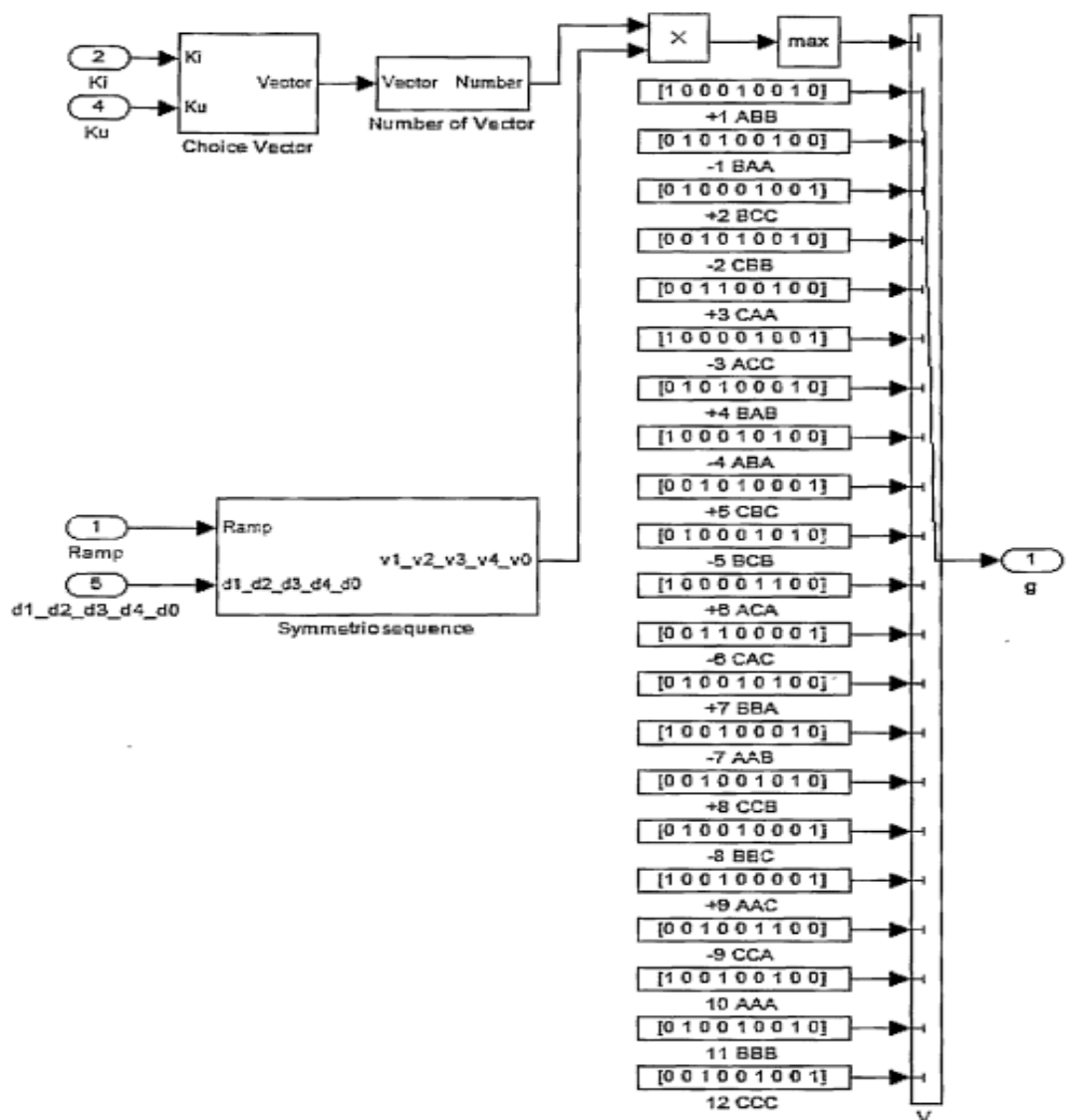


Рисунок 3.8. модель имитирующая блок ШИМ "PWM" .

## 3.2. Результаты проведённых экспериментов.

### 3.2.1. Алгоритм комбинированной коммутации.

Алгоритм комбинированной коммутации был смоделирован на базе логической микросхемы с возможностью программирования. Структурная схема работы с использованием интегральной микросхемы показана на рисунке 3.9. Управление силовыми полупроводниковыми ключами производится по блокам фаз на выходе МПЧ  $a, b, c$ . На каждую группу силовых ключей приходят сигналы управления с выхода модуля ШИМ, сигналы выбора метода коммутации ключей и направления пропускания тока. В каждом блоке присутствует управление тремя силовыми ключами с фаз входа  $A, B, C$ .

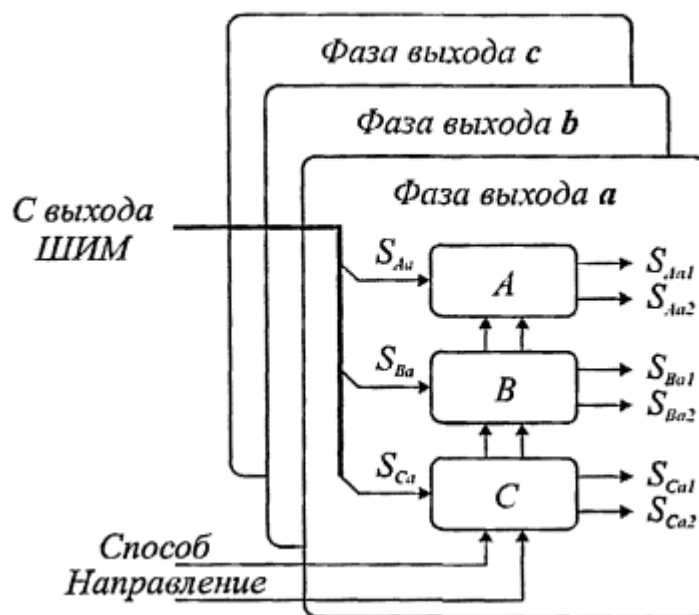


Рисунок 3.9. Структурная схема работы программируемой микросхемы.

На рисунке 3.10 изображены последовательности коммутаций для обоих направлений токов на выходе. В общем случае, по управляющему сигналу ШИМ  $T_{KL}$  по алгоритму приведенному на рисунке 2.11, происходит формирование последовательностей  $S_{KL1}$ , и  $S_{KL2}$ . Можно прийти к выводу, что в момент изменения направления протекания выходного тока  $I$ ,

последовательности  $S_{KJ1}$  и  $S_{KJ2}$  замещают друг друга, что даёт возможность пользоваться одной логической цепочкой в разработке схемы управления.

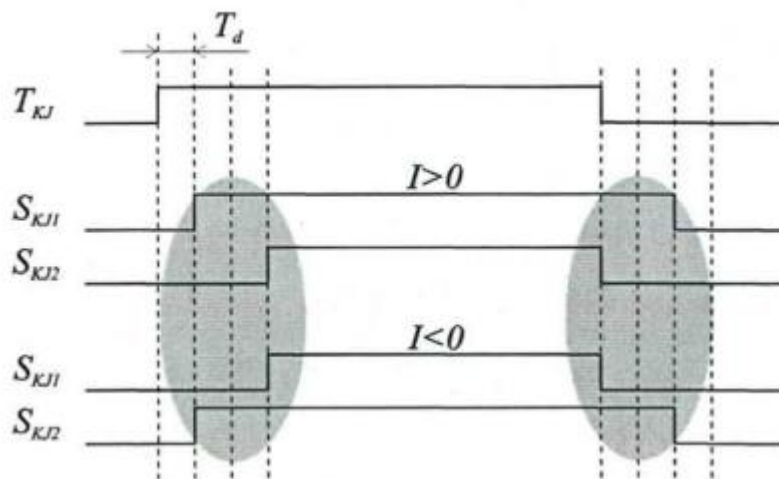


Рисунок 3.10. Последовательность переключений коммутации с контролем направления протекания тока на выходе, при четырёхходовом способе

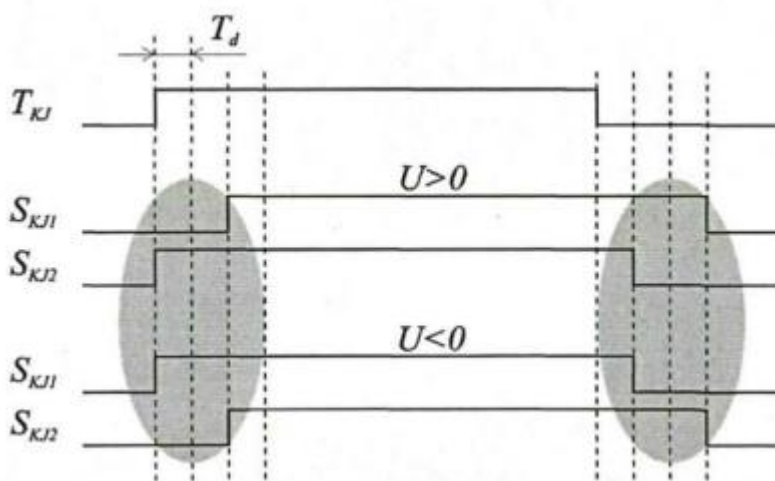


Рисунок 3.11. Последовательность переключения коммутации с контролированием напряжения на выходе, при четырёхходовом способе.

Последовательности переключения при четырёхходовой коммутации с контролем по напряжению изображены на рисунке 3.11. Как и с вариантом коммутации с контролем по току можно прийти к выводу, что в момент изменения знака линейного напряжения на входе  $U$ , последовательности  $S_{KJ1}$

и  $S_{KJ2}$  замещают друг друга, что даёт возможность пользоваться одной логической цепочкой в разработке схемы управления.

Блок-схема управления силовым ключом с двусторонней проводимостью изображена на рисунке 3.12 и включает следующие обозначения:

- TUN- таймер включения с временной задержкой  $T_d$  или  $2T_d$  ;
- TOF- таймер выключения с временной задержкой  $T_d$  или  $2T_d$  ;
- SW1 - селектор способа коммутации;
- SW2 - селектор направления коммутации.

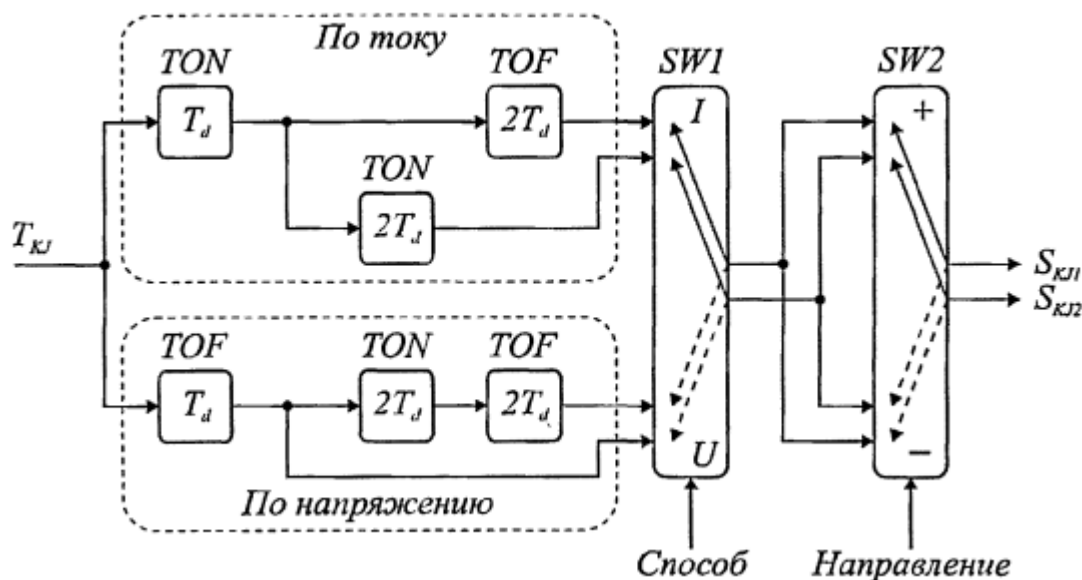


Рисунок 3.12. Блок-схема управления силовым ключом с двусторонней проводимостью.

На вход схемы подаётся управляющий сигнал модуля ШИМ  $T_{KJ}$ , который следуя через каскад таймеров, модифицируется в необходимые последовательности переключения. Сигнал «Способ» оказывает воздействие на селектор способа коммутации  $SW1$ , который в свою очередь подбирает необходимые последовательности - по току или по напряжению. Сигнал «Направление» оказывает воздействие на селектор направления коммутации  $SW2$  замещающий между собой в последовательности с входа. При работе

данной схемы, появляются два сигнала  $S_{KJ1}$  и  $S_{KJ1}$  управляющие положительной и отрицательной направлением силовых ключей с двусторонней проводимостью.

Были проведены множественные моделирования для визуализации работы с комбинированным алгоритмом коммутации силовых ключей, с ними сопоставлялись различные способы коммутации. Схема смоделированной установки изображена на рисунке 3.13. Данная схема представлена без входного фильтра. Основные результаты моделирования изображены на рисунках 3.14-3.16. В таблице 3.1 указаны основные параметры системы, вспомогательные параметры моделирования отражены в таблице 3.3.

Как стало известно ранее, метод коммутации с контролем по напряжению имеет крайне высокую чувствительность к точности получения донных о фазных напряжениях в области их пересечения. Как показано на рисунке 2.25, в случае некорректного определении напряжений на входе была выбрана неправильная последовательность коммутации, что привело к короткому замыканию на линиях входа МПЧ и скачку тока (рисунок 2.25, б).

Этого отрицательное свойство отсутствует при комбинированном алгоритме коммутации силовых ключей. Это показано на рисунке 2.25, в, скачок входного тока на фазе входа отсутствует, это указывает на правильный выбор последовательности коммутации.

Таблица 3.3. Вспомогательные параметры моделирования МПЧ

Параметр	значение
Область низкой чувствительности тока на выходе	0,1А
Область низкой чувствительности напряжения на входе	10В
Частота на выходе	20Гц
Коэффициент модуляции напряжения	0,2
Частота коммутации силовых ключей	5Гц
Время запаздывания переключения	2мкс

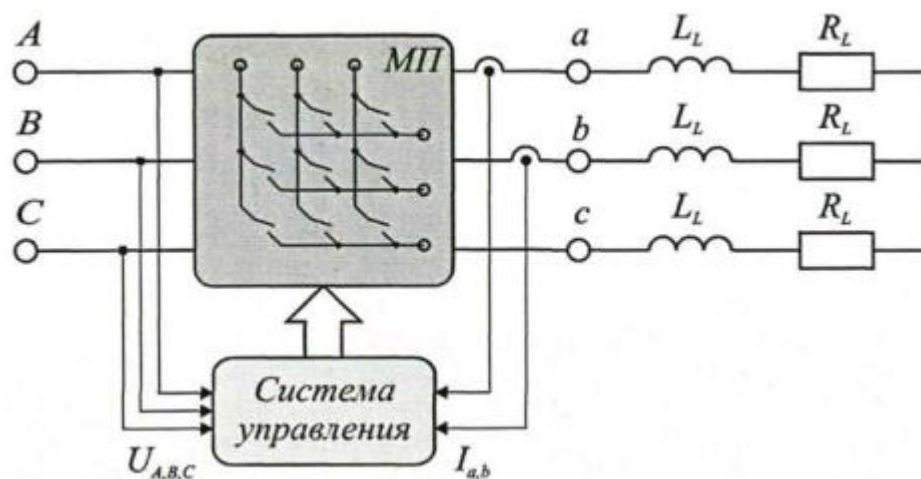


Рисунок 3.13. Схема модели установки.

Подобным образом для способа коммутации с контролем по току - неправильная последовательность может произойти рядом переходом тока нагрузки через ноль (рисунок 3.15, а). И в таком случае обрыв на пути протекания тока и возрастание перенапряжений (рисунок 3.15, б). В итоге, можно наблюдать видоизменение формы кривой тока на выходе МПЧ.

Если сравнивать с методом коммутации с контролем по току, на рисунке 3.16 показан результат работы комбинированного алгоритма коммутации



силовых ключей. В данном случае видно, что ошибочных последовательностей нет, и по этому, форма тока на выходе более близка к синусу [31, 32, 33].

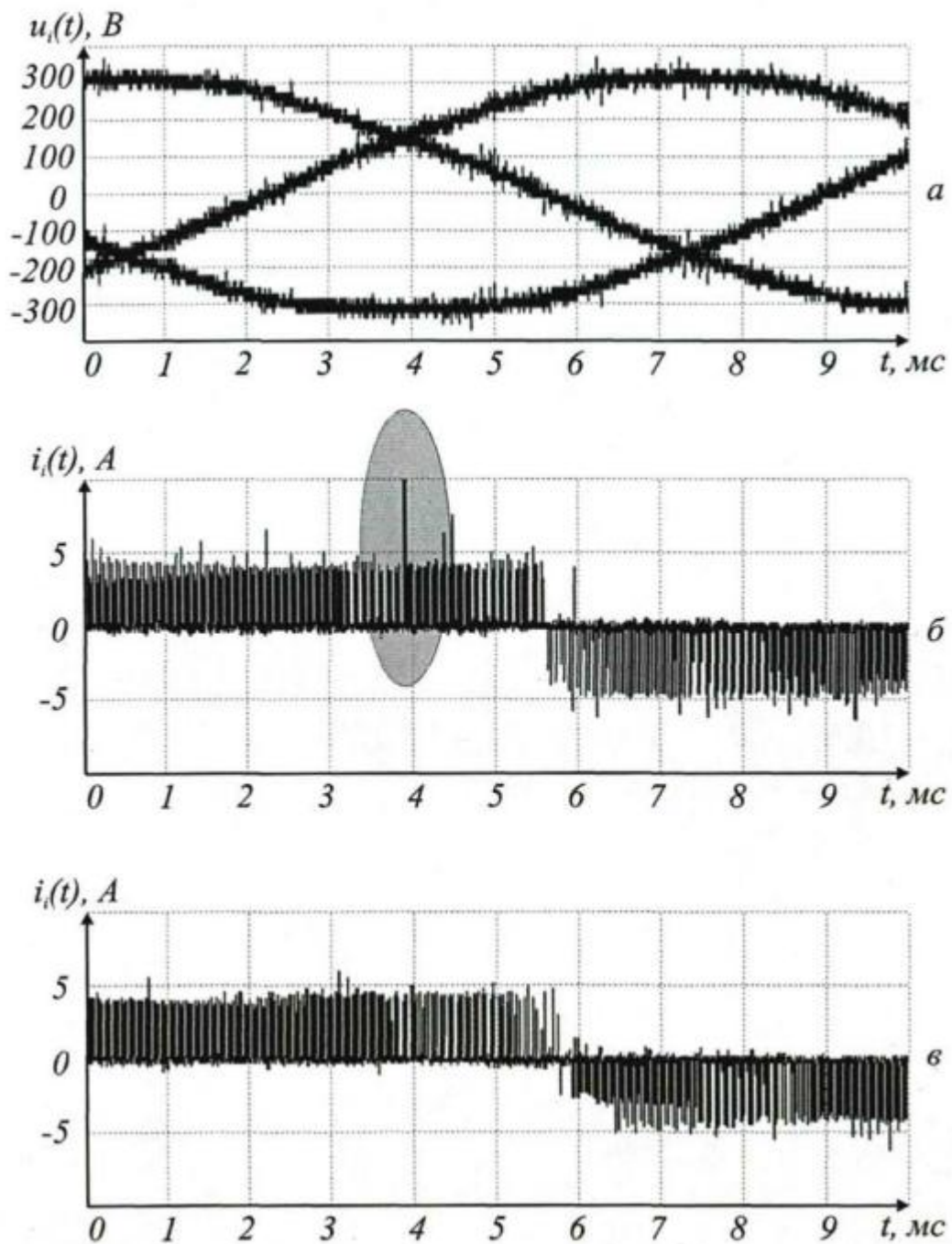


Рисунок 3.14. диаграммы, описывающие комбинированный алгоритм: фазные напряжения на входе МПЧ (*a*) , ток протекающий в одной из фаз на выходе, при коммутации с контролем по напряжению (*б*) , ток протекающий в одной из фаз на входе при комбинированном алгоритме (*в*).

Этот недостаток отсутствует при комбинированном алгоритме коммутации. По рисунку 3.14 видно, что скачка тока на входе нет, то есть была правильно подобрана последовательность коммутации [32, 33].

Так же при коммутации по току, рядом с точкой перехода через ноль, тока нагрузки, возможна некорректная последовательность коммутации (рисунок 3.15 а). В такой ситуации появляется обрыв на пути тока, и как следствие, перенапряжение. На рисунке 3.15, видно искажение кривой тока на выходе в виде «ступеньки».

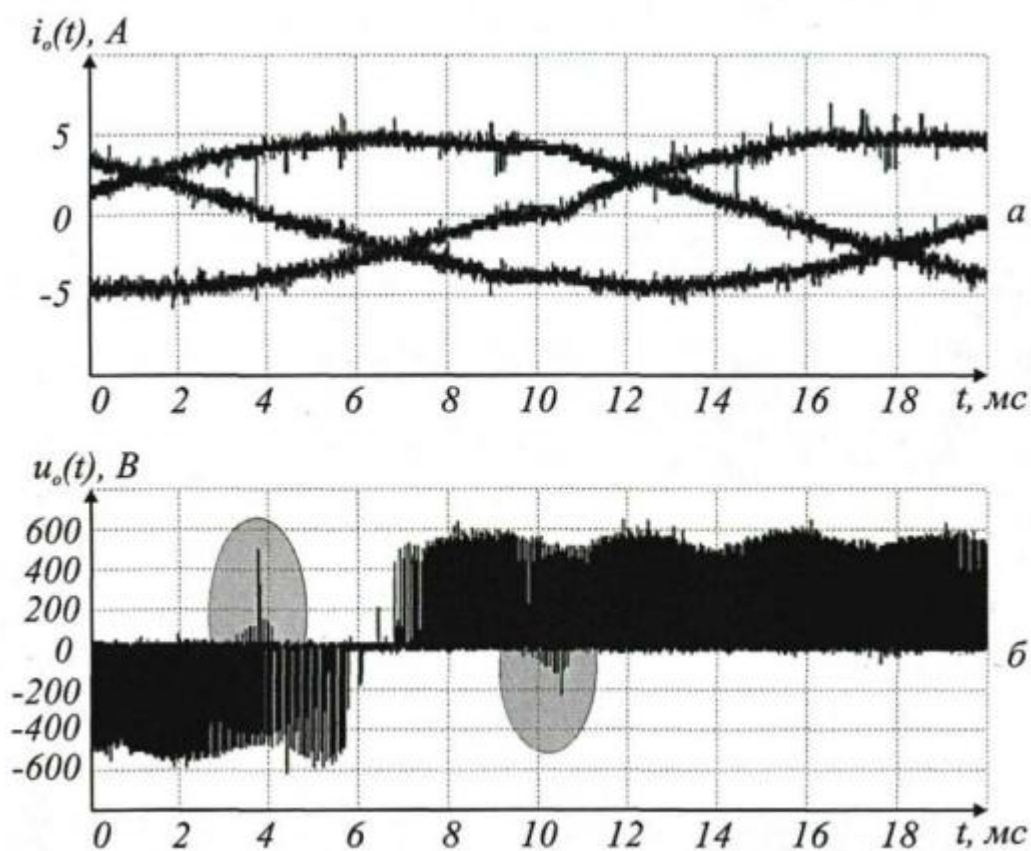


Рисунок 3.15. Диаграммы тока фаз на выходе МПЧ (а), линейное напряжение на выходе, в случае коммутации по току (б).

На рисунке 3.16, продемонстрирован результат работы при комбинированном алгоритме. Некорректных последовательностей при этом не наблюдается, форма тока на выходе приближена к синусоидальной.

Комбинированный алгоритм безопасной коммутации сочетает в себе положительные качества обоих четырёх ходовых способов. Плюсом

комбинированного алгоритма так же является то что не требуется дополнительных затрат на программную и аппаратную реализацию [19, 32,33].

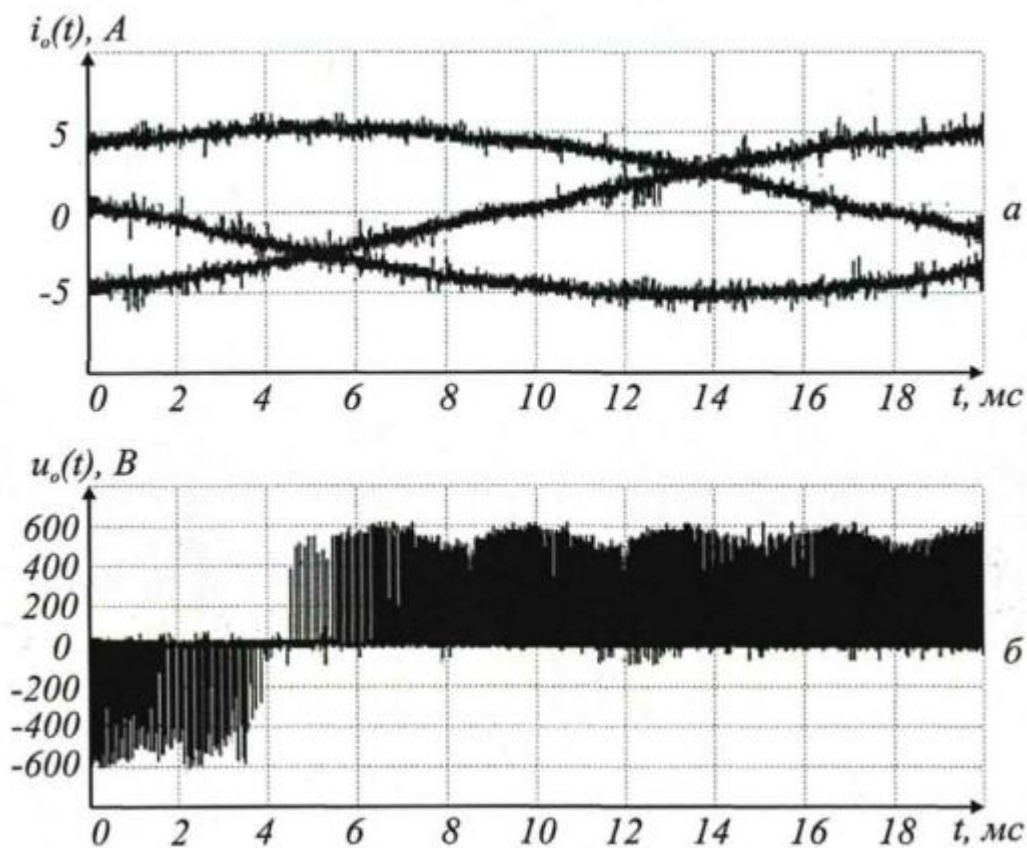


Рисунок 3.16. Диаграммы, объясняющие комбинированный алгоритм коммутации: ток фаз на выходе МПЧ (а), линейное напряжение на выходе, в случае комбинированном алгоритме коммутации (б).

Но в том случае, если во время определения входного на входе и определении направления тока на выходе НПЧ осуществилось наложение критических областей, сильно возрастает вероятность некорректной коммутации. Методы защиты силовых ключей МПЧ в подобных критических ситуациях будут озвучены далее.

### 3.2.2. Алгоритм корректировки ширины импульсов при ШИМ

Описанные выше четыре ходовые методы коммутации по причине большого числа коммутаций требуют больше времени, за которое осуществляется коммутация тока нагрузки с одной из фаз входа на другую. По этой причине, форма и значение напряжения на выходе, отличаются от полученных путём расчёта значений [18]. Разберём процесс формирования напряжения  $U_o$  на одной из фаз выхода с МПЧ (рисунок 3.17). Допустим, величины входных напряжений в конкретный промежуток времени удовлетворяют неравенству

$$U_A > U_B > U_C \quad (3.1)$$

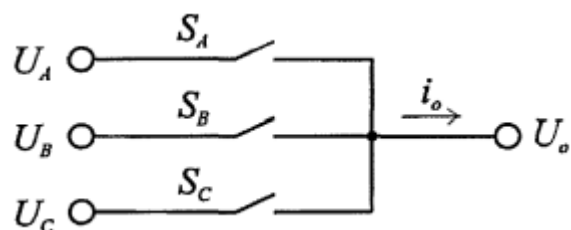


Рисунок 3.17. Эквивалентная схема одной из фаз на выходе МПЧ

Выше уже было сказано, что силовые ключи с двусторонней проводимостью в своём составе имеют пару ключей, включенных встречно-параллельно. Для продолжения рассуждений допустим, что ключом с положительной проводимостью (токи проходят через него в соответствии с выбранным направлением) является ключ с обозначением 1, а с отрицательной — имеющий обозначение 2. При этом напряжение на выходе  $U_o$  формируется соответственно ШИМ задания имеющую длительностью импульсов  $T_A, T_B, T_C$ ,

и согласно выбранному методу коммутации силовых ключей  $S_A, S_B, S_C$ . Проанализируем то как формируется напряжение на выходе.

### 3.2.3. Коррекция при коммутации по току

Продемонстрируем, что для метода коммутации по току при токе  $i_o$  на выходе, имеющем положительное направление протекания, для способа коммутации с контролем по току, форма напряжения на выходе не будет соответствовать расчётной, так как по факту коммутация отстаёт от ШИМ задания. Послужить примером может, фактическая коммутация напряжения на входе, при ШИМ задания и переключении с  $S_A$  на  $S_B$ , осуществляется только после того как, силовой транзистор  $S_{A1}$  в ключе  $S_A$ , через который проходит ток, закроется, если учитывать выражение (3.1)(рисунок 3.18). По аналогии для варианта коммутации с силового ключа  $S_B$  на  $S_C$ .

В случае обратной коммутации с силового ключа  $S_C$  на  $S_B$ , по факту коммутация напряжения на входе осуществится лишь после открытия проводящего силового транзистора  $S_{B1}$  в ключе  $S_B$ . Действительную форму напряжения на выходе определяет

$$\begin{cases} T_A^* = T_A + t_d, \\ T_B^* = T_B \\ T_C^* = T_C - t_d \end{cases} \quad \text{для } i_o > 0 \quad (3.2)$$

где  $T_A^*$ ,  $T_B^*$  и  $T_C^*$  – действительная продолжительность импульсов ШИМ.

По аналогии, в том случае, если направление тока на выходе имеет отрицательное значение (рисунок 3.19), можно записать так

$$\begin{cases} T_A^* = T_A - t_d, \\ T_B^* = T_B \\ T_C^* = T_C + t_d \end{cases} \quad \text{для } i_o < 0 \quad (3.3)$$

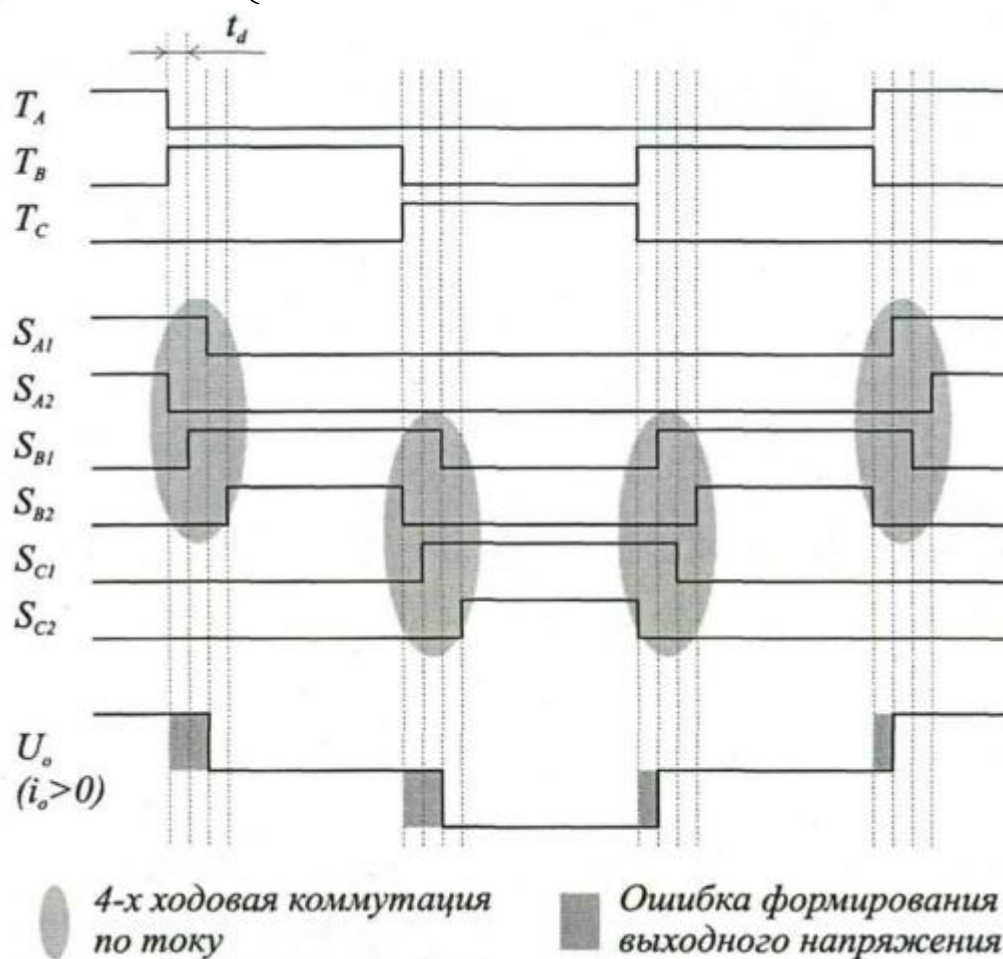
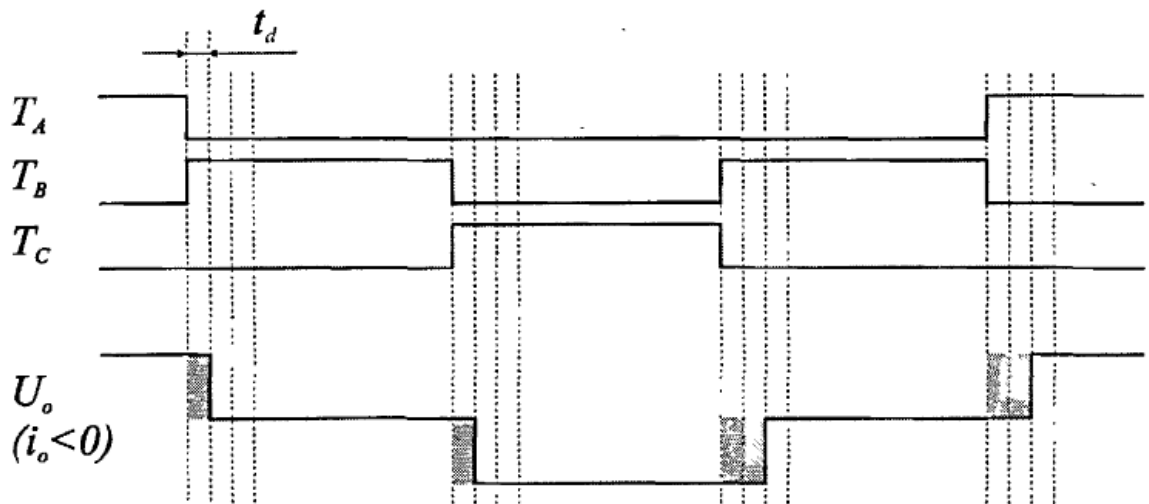


Рисунок 3.18. Временные диаграммы, объясняющие формирование напряжения на выходе, при способе коммутации с контролем по току на выходе и  $i_o > 0$  сигналы ШИМ задания (а), управляющие сигналы на транзисторах (б), напряжение на одной из фаз выхода МПЧ (в).




 Ошибка формирования выходного напряжения

Рисунок 3.19. Временные диаграммы, объясняющие формирование напряжения на выходе, если произошел сбой коммутации по току на выходе и  $i_o < 0$ : сигналы ШИМ задания (а) (а), напряжение на выходе одной из фаз МПЧ (б).

Воспользовавшись (1.20) и беря во внимание (3.2) и (3.3), возможно получить среднее значение фактического напряжения на выходе одной из фаз МПЧ за период ШИМ.

$$\begin{bmatrix} u_o^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_A(t) + \text{sign}(i_o)m_d & m_B(t) & m_C(t) - \text{sign}(i_o)m_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

Где  $m_d(t) = \frac{t_d}{T_{seg}}$ ;  $\text{sign}(i_o)$  – определяющая знак аргумента функция.

Произведя разгруппирование (3.4) получи

$$u_o^*(t) = u_o(t) + (u_A(t) - u_C(t)) \cdot \text{sign}(i_o)m_d, \quad (3.5)$$

где  $u_o^*(t)$  – действительное напряжение;  $u_o(t)$  – расчетное напряжение.

Предлагаемая корректировка продолжительности импульсов ШИМ задания даёт возможность исключить этот недостаток и получить расчетную величину и форму напряжения на выходе.

$$\begin{cases} T_A^{**} = T_A - \text{sign}(i_o)t_d, \\ T_B^{**} = T_B \\ T_C^{**} = T_C + \text{sign}(i_o)t_d \end{cases} \quad (3.6)$$

где  $T_A^{**}$ ,  $T_B^{**}$  и  $T_C^{**}$  откорректированная продолжительность импульсов ШИМ

### 3.2.4. корректировка при коммутации по напряжению

Разберём процесс формирования напряжения на выходе при способе коммутирования по напряжению. Из рисунка 3.20 видно, что форма напряжения на выходе отлична от расчётной.

При этом действительная коммутация напряжения на входе осуществится лишь после закрытия транзистора  $S_{A1}$  (через который протекает ток) закрывающегося ключа  $S_A$ , для прямого протекания тока нагрузки  $i_o$ , либо же после отпирания транзистора  $S_{B2}$  отпирającego ключа  $S_B$ , для обратного тока нагрузки  $i_o$ . Форма напряжения на выходе определяется через выражения

$$\begin{cases} T_A^* = T_A - t_d, \\ T_B^* = T_B \\ T_C^* = T_C + t_d \end{cases} \quad \text{для } i_o > 0 \quad (3.7)$$



$$\begin{cases} T_A^* = T_A + t_d, \\ T_B^* = T_B \\ T_C^* = T_C - t_d \end{cases} \quad \text{для } i_o < 0 \quad (3.8)$$

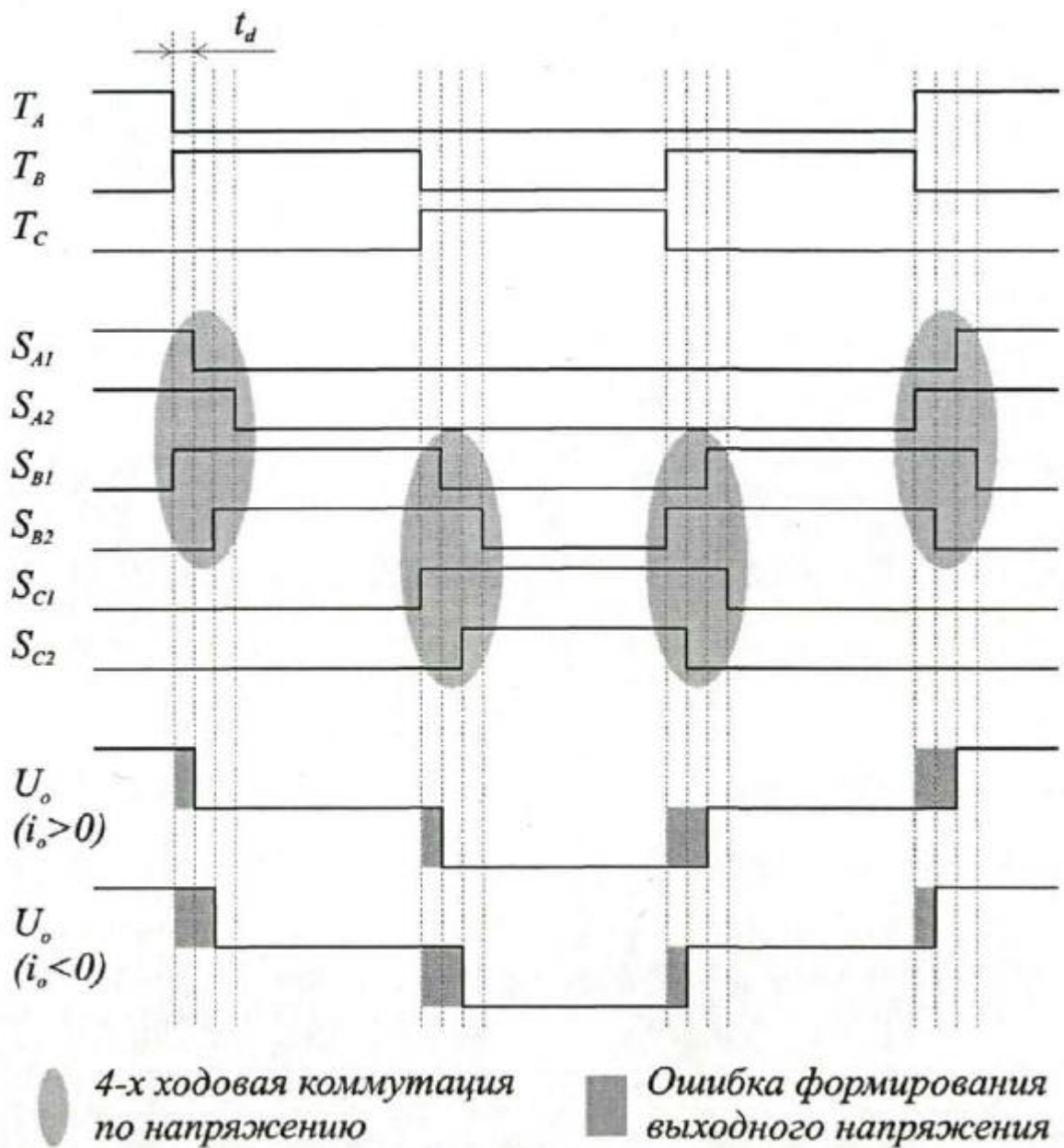


Рисунок 3.20. диаграммы объясняющие формирование напряжения на выходе в случае коммутации по напряжению на входе: сигналы ШИМ задания (а), управляющие транзисторами сигналы (б), напряжение на выходе одной из фаз МПЧ (в).

Среднее действительное напряжение на выходе фазы за период ШИМ

$$\begin{bmatrix} u_o^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_A(t) - \text{sign}(i_o)m_d & m_B(t) & m_C(t) + \text{sign}(i_o)m_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

Произведя разгруппирование (3.9) получаем

$$u_o^*(t) = u_o(t) - (u_A(t) - u_C(t)) \cdot \text{sign}(i_o)m_d, \quad (3.10)$$

где  $u_o^*(t)$  – действительное напряжение;  $u_o(t)$  – значение напряжения полученное из расчётов

Чтобы получить расчётную величину и форму напряжения на выходе потребуется корректировка продолжительности импульсов ШИМ задания.

$$\begin{cases} T_A^{**} = T_A + \text{sign}(i_o)t_d, \\ T_B^{**} = T_B \\ T_C^{**} = T_C - \text{sign}(i_o)t_d \end{cases} \quad (3.11)$$

где  $T_A^{**}$ ,  $T_B^{**}$  и  $T_C^{**}$  – откорректированная продолжительность импульсов ШИМ.

### 3.2.5. Результаты Эксперимента

Способ коррекции продолжительности импульсов ШИМ задания, описанный в выражениях (2.6) и (3.11) осуществим лишь при том условии, если использованы высокопроизводительные микропроцессоры. Корректирующая схема изображена на рисунке. 3.21.

На вход подаются расчетные продолжительности ШИМ  $T_A$ ,  $T_B$  и  $T_C$ , сигнал тока на выходе  $i_o$  и время запаздывания переключения  $t_d$ . Направление тока задаёт элемент А1 («+1» при прямом направления, «-1» при обратном),

элемент  $A2$  — необходимый способ коммутации (« $+1$ » по напряжению, « $-1$ » по току). Произведение данных сигналов задаёт знак запаздывания переключения  $t_d$ . Далее которое складывается с сигналами  $T_A$  и  $T_C$ . В процессе работы, в пространственно-векторный модулятор приходит сигнал определения метода коммутации и откорректированные значения продолжительностей ШИМ  $T_A^{**}$ ,  $T_B^{**}$  и  $T_C^{**}$ .

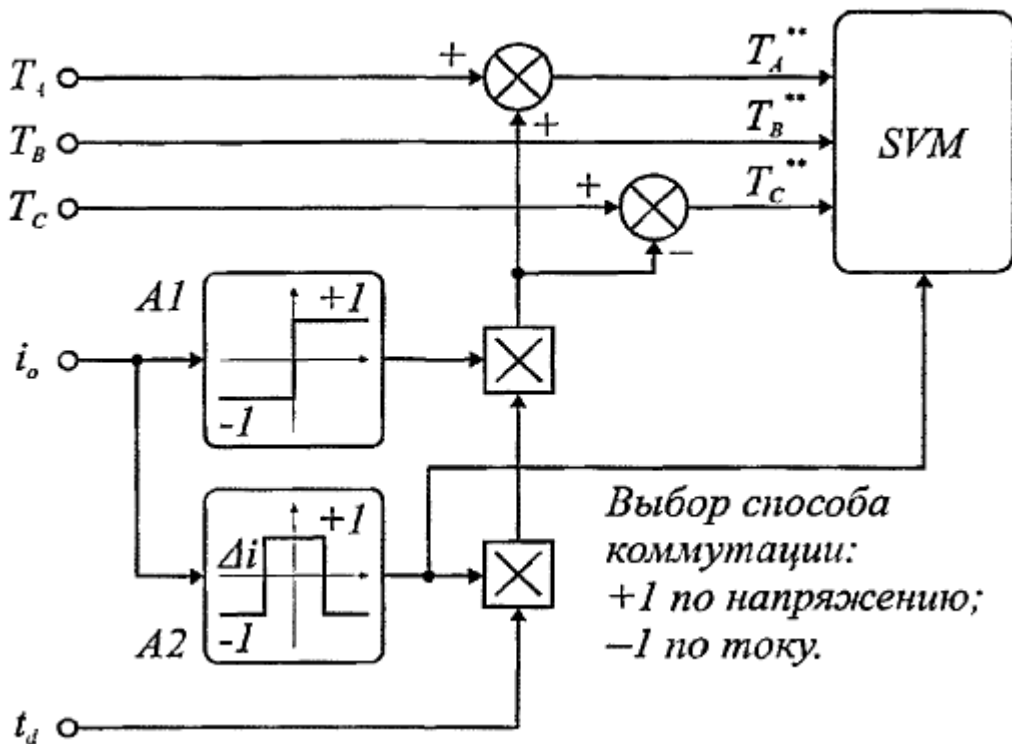


Рисунок 3.21. Корректирующая схема продолжительности импульсов ШИМ.

Воспользовавшись разработанной коррекционной схемой продолжительности импульсов ШИМ на каждой фазе выхода, были проделаны моделирующие эксперименты. В процессе моделирования работы МПЧ с нагрузкой резистивно-индуктивного типа, были получены результаты. Схема модели установки изображена на рисунке 3.22, подключён LC-фильтр на входе. Общие характеристики системы указаны в таблице 3.1, дополнительные характеристики эксперимента представлены в таблице 3.3.

Экспериментально полученные Зависимости коэффициента нелинейных искажений токов на входе и выходе мощности преобразователя, полученные в ходе эксперимента, внесены в таблицу 3.4 а так же представлены в графическом виде на рисунке 2.34. Ради сравнения, полученные экспериментально данные без корректировки ШИМ, представлены там же. Самый большой эффект от корректировки продолжительности импульсов ШИМ, был достигнут при мощности преобразования 800 Вт, при уменьшении мощности он значительно меньше. Можно утверждать, что при корректировании полученные результаты показывают значительно улучшенное ка преобразование электроэнергии в МПЧ.

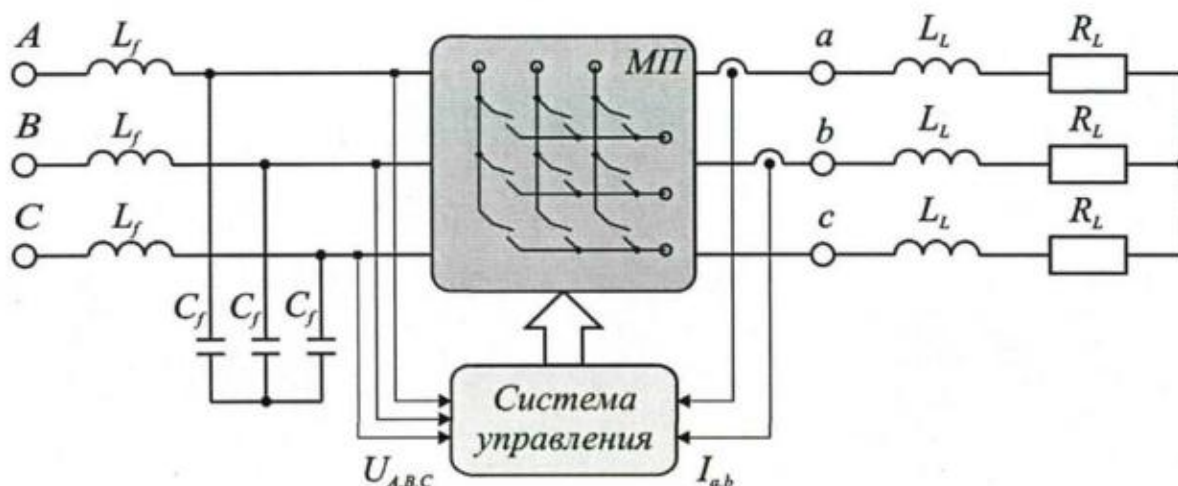


Рисунок 3.22. Схема модели установки МПЧ.

Следует заметить, что для тока на входе наименьшее значение коэффициента нелинейных искажений получено при коммутации по току (рисунок 3.23, а). Для тока на выходе, меньший коэффициент нелинейных искажений был получен при использовании коммутации по напряжению (рисунок 3.23, б).

На рисунке 2.23 обычная коммутация по току обозначена «●», обычная коммутация по напряжению обозначена «■», комбинированный алгоритм с коррекцией длительностей импульсов ШИМ обозначен «▼».

Таблица 3.4 Коэффициент нелинейных искажений в процессе проведённого эксперимента

	Способ коммутации	Мощность $P, Вт$				
		200	400	600	800	
Ток на входе	По току	11,5	6,3	4,6	3,8	Коэффициент нелинейных искажений %
	По напряжению	14,5	11,5	10,0	9,5	
	Комбинированный с коррекцией ШИМ	12,3	8,0	6,8	6,0	
Ток на выходе	По току	13,0	11,8	10,7	10,0	
	По напряжению	6,0	5,0	3,8	3,5	
	Комбинированный с коррекцией ШИМ	8,8	7,7	5,5	4,5	

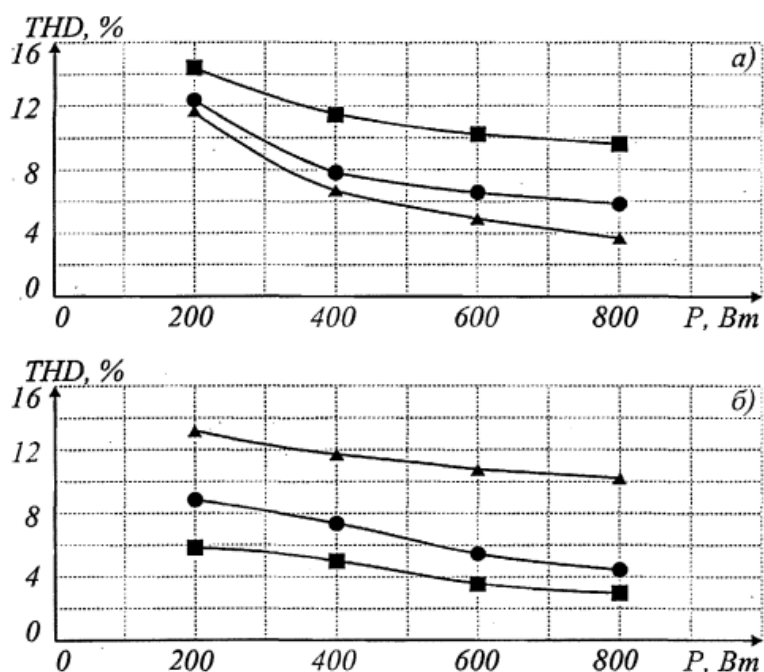


Рисунок 3.23. полученные в результате эксперимента, зависимости от выходной мощности МПЧ коэффициента нелинейных искажений: для тока на входе (а) и для тока на выходе (б).

В данной главе объединены знания, которые были получены в процессе исследования МПЧ, так как моделирование не осуществимо без понимания вопроса. Разработана модель имитирующая МПЧ, описаны основные функции и схемы блоков их реализующие, опасна работа блоков. С помощью модели были проведены опыты с использованием комбинированного алгоритма коммутации и алгоритма коррекции продолжительности импульсов ШИМ. Результат опытов:

- значительное уменьшение количества некорректных коммутаций и работа преобразователя с исключением критических режимов, за счёт комбинированного алгоритма

- уменьшение коэффициента нелинейных искажений тока на выходе в случае коммутации с контролем по напряжению

- уменьшение коэффициента нелинейных искажений тока на выходе в случае коммутации с контролем по току.

## Заключение

По результатам теоретических исследований преобразователя частота с конструкцией матричного типа и проведённых экспериментов можно сделать следующие выводы:

1. Разработанная модель имитирующая МПЧ позволяет
  - проводить расчеты при проектировании
  - проводить исследования в различных режимах работы.
  - проводить исследования различных способов модуляции
2. представленный комбинированный алгоритм коммутации силовых ключей МПЧ, позволяет значительно уменьшить количество некорректных коммутаций.
3. Представленный метод коррекции продолжительности импульсов ШИМ позволяет корректировать запаздывания переключения, характерную для четырёх ходовых методов коммутации, это дало возможность сократить искажения формы токов и напряжений на входе и выходе.

Результаты работы можно использовать при проектировании электропривода с преобразователем матричного типа для подъёмных и транспортных устройств, в которых массогабаритные показатели имеют ключевое значение. Например, для подъемно опускных секций и транслифтов, в которых нецелесообразно устанавливать преобразователь частоты вдали от механизма, поскольку при частотах коммутации в кабеле большой длины возникают потери. Матричный преобразователь в виду своей компактности и относительно малой массы позволяет установку непосредственно на механизм.

## Список литературы

1. Жуков, П. В. Использование двухосевого частотного преобразователя Siemens SIMODRIVE 611U на подъёмно-накопительной секции сварочного конвейера сборочно-кузовного производства ОАО «АВТОВАЗ» / П. В. Жуков, В. А. Медведев // Сборник трудов четвёртой международной конференции «Проблемы электротехники электроэнергетики и электротехнологии» Том 1. 2012. С. 192-196.
2. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г.Г. Соколовский. М. :Изд-во Академия. 2006. 272 с.
3. Шрейнер, Р.Т. Новое поколение промышленных энергосберегающих регулируемых электроприводов переменного тока / Р.Т. Шрейнер, В.К. Кривовяз, А.И. Калыгин, СИ. Шилин // Материалы V международной (XVI всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу. 2007. СПб.
4. Карташов, Р.П. Тиристорные преобразователи частоты с искусственной коммутацией / Р.П. Карташов, А.К. Кулиш, Э.М. Чехет. К., Изд-во Техника, 1979. 152 с.
5. Аракелян А.К. Электропривод с матричным преобразователем / А.К. Аракелян, Н.В. Кокорин // Электричество. 2008. №10. С.57-60.
6. Браславский, И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод: учебник для студ. высш. учеб. заведений / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков. М.: Изд-во Академия. 2004. 256 с.
7. Душин, СЕ. Теория автоматического управления: учеб. для вузов / СЕ. Душин, Н.С Зотов, Д.Х. Имаев и др. М.: Высшая школа, 2003. 567 с. 7. Ефимов, А.А. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / А.А. Ефимов под ред. Р.Т. Шрейнера. Новоуральск: Изд-во НГТИ. 2001.



8. Усольцев, А.А. Частотное управление асинхронными двигателями: учеб. пособие / А.А. Усольцев. СПб: СПбГУ ИТМО. 2006. 94 с.
9. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г.Г. Соколовский. М.: Изд-во Академия. 2006. 272 с.
10. Белов, Г.А. Влияние входного фильтра на динамику импульсного преобразователя / Г.А. Белов, И.В. Ильин // Электричество. 2005. №12. С.59-67.
11. Чехет, Э.М. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода / Э.М. Чехет, В.П. Мордач, В.Н.Соболев. Киев: Думка, 1988. 224 с.
12. Шрейнер, Р.Т. Концепция построения двухзвенных непосредственных преобразователей частоты для электроприводов переменного тока / Р.Т. Шрейнер, А.А. Ефимов, А.И. Калыгин и др. // Электротехника. 2002. №12.
13. Виноградов А. Б, Векторное управление электро приводами переменного тока. - Иваново: Изд-во ИГЭУ, 2008. - 298 с
14. Шрейнер, Р.Т. Энергосберегающий промышленный регулируемый асинхронный электропривод нового поколения на основе двухзвенно-непосредственных преобразователей частоты / Р.Т. Шрейнер, В.К. Кривовяз, А.И. Калыгин, СИ. Шилин // Силовая электроника. 2007. №1. С.42-45.
15. Жуков, П.В., Повышение эффективности электропривода при использовании матричного преобразователя частоты / П. В. Жуков, Е. П. Мурузана // Сборник трудов II международной научно-технической конференции студентов, магистров, аспирантов 2012. С.31-36.
16. Ильинский, Н.Ф. Электропривод. Энерго- и ресурсосбережение: учебник для студ. высш. учеб. Заведений / Н.Ф. Ильинский, В.В. Москаленко. М.: Изд-во Академия. 2008. 208 с.
17. Поздеев, А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в. частотно-регулируемых асинхронных электроприводах / А.Д. Поздеев /

- Чебоксары: Изд-во Чувашского гос. ун-та. 1998г. 172 с. 18. Розанов, Ю.К. Силовая электроника: учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснж. М.: Изд-во МЭИ. 2009. 632 с.
18. Карташев Е. , Базовые принципы проектирования матричных конверторов/ Е. Карташев, А. Колпаков // Силовая электроника. 2009. № 8.
  19. Аракелян А.К . Комбинированный алгоритм безопасной коммутации ключей матричного преобразователя / А.К. Аракелян, Н.В. Кокорин // Электричество. 2009. №11. С.52-56.
  20. Сидоров, С.Н. Матричный преобразователь частоты - объект скалярного управления / С.Н. Сидоров // Силовая электроника. 2009. №3.
  21. Виноградов, А.Б. Новые алгоритмы пространственно-векторного управления матричным преобразователем частоты / А.Б. Виноградов // Электричество. 2008. №3. С.41-52.
  22. Мелешкин, В.Н. Анализ и синтез алгоритмов управления ключами в матричном конверторе / В.Н. Мелешкин, С.Н. Шипаева // Труды IV Международной (XI Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП2004, Часть 1, Магнитогорск, 14-17 сентября 2004 г. С.337-339.
  23. Аракелян А.К. Моделирование матричного преобразователя / А.К. Аракелян, Н.В. Кокорин // Труды академии электротехнических наук Чувашской Республики. 2009. №1. С.47-52.
  24. Народицкий, А.Г. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А.Г. Народицкий., Санкт-Петербургская Электротехническая компания. 2004. 127 с.
  25. Шрейнер, Р.Т. Координатная стратегия управления непосредственными преобразователями частоты с НИМ для электроприводов переменного тока /Р.Т. Шрейнер, В.К. Кривовяз, А.И. Калыгин // Электротехника. 2003. №6.
  26. Воронин, П.А. Силовые полупроводниковые ключи. Семейства, характеристики, применения / П.А. Воронин. М.: Изд-во Додэка XXI. 2005. 384 с.

27. Климов, В.Н., Двухнаправленные ключи в матричных структурах преобразователей переменного тока /В.Н. Климов, С.В. Климова// Силовая электроника. 2008. № 4. С. 58-61.
28. Черных, И.В. Моделирование электротехнических устройств в МАТ-LAB, SimPowerSystems и Simulink / И.В. Черных. СПб.: Питер, 2008.288 с.
29. Кокорин, Н.В. Анализ устойчивости системы с матричным преобразователем частоты и входным фильтром / А.К. Аракелян, Н.В. Кокорин // Электричество. 2010. № 1. С.43-47.
30. Мещеряков, В.Н. , Имитационная модель асинхронного электропривода на базе матричного преобразователя частоты / В.Н. Мещеряков, Д.В. Байков // Вестник липецкого государственного университета. 2015. № 3. С 12-18.
31. Шипилло, В.П. Взаимодействие стабилизированных полупроводниковых преобразователей с источниками питания постоянного напряжения / В.П. Шипилло, Н.Д. Левицкая // Электричество. 1989. №7.
32. Чаплыгин, Е.Е. Анализ искажений выходного напряжения и сетевого тока матричного преобразователя частоты / Е.Е. Чаплыгин // Электричество. 2007.№П.С.24-38.
33. Чаплыгин, Е.Е. Несимметричные режимы трехфазного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности / Е.Е. Чаплыгин // Электричество; 2005. №9. С.55-63.