

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования

**«МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(национальный исследовательский университет)»**

На правах рукописи




Ле Дык Тиен

**ИНВЕРТОРЫ В РЕЖИМЕ ВЕКТОРНОЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ
ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ**

Специальность 05.09.03
«Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук, доцент
Аверин Сергей Владимирович



Москва – 2018

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
.	
ГЛАВА I. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ, КАК СПОСОБ РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ	10
1.1 Выбор структуры инвертора для управления асинхронным двигателем в режиме ШИМ	10
1.2 Основные понятия ШИМ-управления	13
1.3 Регулярно-дискретизированные способы широтно-импульсной модуляции для регулирования напряжения	13
1.3.1 180-градусный способ формирования напряжения	13
1.3.2 Широтно-импульсное регулирование	17
1.3.3 Режим ШИМ по синусоидальному закону	21
1.3.4 ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой	26
1.4 Векторный способ формирования напряжения асинхронного двигателя .	30
1.4.1 Векторная ШИМ	30
1.4.2 Формирование нескольких векторов в секторе	33
1.5 Сравнение методов скалярной и векторной ШИМ	34
1.6 Вывод по главе	36
ГЛАВА II. АНАЛИЗ СОСТОЯНИЙ ИНВЕРТОРА ПРИ ВЕКТОРНОЙ ШИМ	37
2.1 Анализ векторной ШИМ	37
2.1.1 Карта Карно – инструмент анализа и синтеза системы инвертор–двигатель	37
2.1.2 Применение карты Карно для анализа векторной ШИМ	39
2.2 Дополнительные векторы	39
2.3 Использование дополнительных векторов для исключения сквозных токов в инверторе при векторной ШИМ	46
2.4 Компьютерная имитационная модель реализации векторного управления с дополнительными векторами	50
2.5 Вывод по главе	57
ГЛАВА III. АЛГОРИТМЫ ПЕРЕХОДОВ СОСТОЯНИЙ ИНВЕРТОРА ПРИ ФОРМИРОВАНИИ ВЕКТОРОВ	58
3.1 Анализ формирования вектора напряжения	58

3.2 Анализ перемещения базовых векторов	59
3.2.1 Особенность чередования векторов при смене секторов	59
3.2.2 Варианты регулирования модуля формируемых векторов	61
3.2.3 Расположение дополнительных векторов при формировании напряжения в режиме векторной ШИМ	65
3.3 Вариант уменьшения числа переходов при формировании вектора	71
3.3.1 Вариант 4	71
3.3.2 Вариант 5	74
3.4 Выводы по главе	80
ГЛАВА IV ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ФОРМИРУЕМЫХ ВЕКТОРОВ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ВЕКТОРНОЙ ШИМ	
4.1 Определение суммы длительностей существования нулевых векторов при регулировании частоты вращения АД	82
4.2 Определение длительностей, составляющих существования базовых векторов при формировании векторов напряжения	84
4.2.1 Случай отсутствия нулевых векторов	85
4.2.2 Определение параметров составляющих базовых векторов с нулевыми векторами	97
4.3 Формирование векторов напряжения при суммировании однонаправленных векторов	101
4.4 Алгоритм реализации формирования векторов по различным траекториям	104
4.5 Вывод по главе	108
ГЛАВА V. ИМИТАЦИОННОЕ КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ ИНВЕРТОРА В РЕЖИМЕ ВЕКТОРНОЙ ШИМ	
5.1 Построение модели инвертора в режиме векторной ШИМ в пакете Simulink Matlab с АД в качестве нагрузки	110
5.2 Моделирование устранения неравномерности переходов из сектора в сектор	112
5.3 Анализ влияния различных вариантов алгоритма переходов базовых и дополнительных векторов при единственном числе переключений силовых ключей(q)	115
5.4 Моделирование режима векторной ШИМ с различными формулами определения длительностей существования нулевых векторов	

в интервале формируемого вектора	120
5.5 Влияние формы траектории формируемых векторов на работу АД	122
5.6 Моделирование формирования вектора напряжения из равных векторов напряжения одинакового направления	127
5.7 Выводы по главе	129
ГЛАВА VI. ПРАКТИЧЕСКАЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ВЕКТОРНОЙ ШИМ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ	
6.1 Структура макета	130
6.2 Управление силовыми ключами	131
6.3 Особенности практической реализации трехфазного инвертора	133
6.4 Лабораторный макет трехфазного инвертора	136
6.5 Программирование управления инвертором	137
6.6 Выводы по главе	140
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	141
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	142
Приложение I. Таблицы данных моделирования	156
Приложение II. Программа работы микроконтроллера	167

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Современный уровень развития силовых полупроводниковых преобразователей электроэнергии (ППЭ) характеризуется широким внедрением микропроцессорного управления [15, 25, 26, 27, 37, 47, 66, 68, 82, 105, 114, 90-92], способствующего повышению эффективности электротехнических комплексов и систем.

В настоящее время наиболее эффективны методом управления ППЭ является широтно-импульсная модуляция (ШИМ). Из всего многообразия алгоритмов ШИМ, до недавнего времени в основном использовались скалярные алгоритмы ШИМ [1-5, 7-9, 20, 21, 28, 31, 56, 58, 59, 62, 85-87, 95-98, 104, 106, 112-123, 125, 129, 130, 136-140, 145, 147, 152-164]. С появлением быстродействующих цифровых контроллеров получила развитие векторная ШИМ. Обзор литературы [23, 29, 34, 40, 57, 73-76, 80, 112-115, 126, 128, 131, 132, 136-140, 145, 147, 152-164] показал, что инверторы с векторной ШИМ по ряду характеристик: качество выходного напряжения, рабочая частота коммутации ключей силового каскада инвертора, степень использования источника питания, линейность регулировочных характеристик параметров выходного напряжения (действующее значение и частота), массогабаритные и энергетические показатели, превосходят инверторы со скалярной ШИМ.

Развитию векторной ШИМ посвящены работы А. С. Анучина, Н. И. Аникеева, И. А. Баховцева, Б. М. Боченкова, С.А. Гагарина, Ю. Н. Калачева, В.А. Кривилева, А. С. Маклакова, А. А. Радионова С, С Сергеева, Е. Е. Чаплыгина, С. В. Хухтикова, V. Himamshu, S. Ogasawa, H. Akagi, A.A. Nabae, A.M. Trzynadlowski, R.L. Kirlin, S.F. Legowski и ряда других ученых В результате векторная ШИМ нашла широкое применение в регулируемых электроприводах переменного тока с синхронными и асинхронными двигателями (АД) электротранспорта, промышленных механизмов, в преобразователях для альтернативных источников электроэнергии, источниках бесперебойного питания центров обработки данных и ряда других производственных систем.

В авиационных системах и комплексах ППЭ с АД применяются в системах кондиционирования, системах перекачки топлива, подсистемах управления моментом торможения шасси, в приводах вторичной системы управления и ряде других подсистем. Из иностранных компаний авиационные приводы на базе АД производят KAWAK Aviation Technologies, EADmotors, Наири Electric Motor, KG Electric, Air Cooled Motor pump. Тем не менее, в энергетических бортовых системах векторная ШИМ пока еще не применяется столь широко, как в промышленности. Применения векторной ШИМ в преобразователях для авиационного оборудования имеет ряд особенностей. Повышенная частота (400 Гц) основной гармоники формируемого напряжения, что предъявляет более высокие требования к вычислительной мощности управляющего

микроконтроллера. Относительно большие индуктивности рассеяния, требуют компенсации модуля формируемых векторов при регулировании скорости двигателя. Меньшие моменты инерции авиационных АД и большая чувствительность к нестабильности параметров выходного напряжения ППЭ увеличивает пульсации скорости и момента. Таким образом, работа, посвященная поиску, исследованию и применению алгоритмов векторной ШИМ с учетом особенностей использования в авиационных системах и комплексах, является актуальной и имеет практическую ценность.

Цели и задачи работы. Цель работы – исследование свойств и выявление особенностей управления инвертором, нагруженным авиационным трехфазным двигателем на основе векторной ШИМ и разработка эффективных алгоритмов векторной ШИМ, уменьшающих отклонения скорости и пульсации момента двигателя при его регулировании.

Для достижения указанной цели решаются следующие основные **задачи**.

1. Сравнительный анализ режимов скалярной и векторной ШИМ.
2. Поиск алгоритмов формирования векторов напряжения на основе анализа состояний силовых ключей ППЭ, позволяющих алгоритмически устранить сквозные токи, как основную проблему ненадежной работы инвертора.
3. Анализ перехода векторов при переходах из сектора в сектор и разработка алгоритмов, обеспечивающих равномерные переходы, что позволяет уменьшить пульсации скорости и момента при регулировании АД.
4. Анализ вариантов регулирования расчетных времен включения базовых векторов при формировании векторов напряжения с разными траекториями.
5. Разработка программной реализации, управления АД с помощью цифрового микроконтроллера.
6. Разработка имитационной компьютерной модели (ИКМ) инвертор-двигатель для исследования рабочих процессов в системе с различными алгоритмами векторной ШИМ для проверки с помощью ИКМ и на макетном образце основных теоретических положений работы.

Объект исследования. Трехфазный связанный инвертор напряжения для систем электропривода с АД в режиме векторной ШИМ.

Предмет исследования. Электромагнитные и электромеханические процессы преобразования электрической энергии в транзисторном мостовом инверторе, нагруженном трехфазным АД, при различных алгоритмах векторной ШИМ.

Методы исследования. При решении поставленных задач в диссертационной работе использованы методы теории электрических цепей, математического анализа, теории оптимизации, а также современные программные продукты компьютерного моделирования MATLAB Simulink и экспериментальные исследования.

Научная новизна. При решении задач, поставленных в диссертационной работе, получены следующие результаты:

1. На основе сравнительного анализа скалярной и векторной ШИМ выявлены общие особенности формирования выходного напряжения с учетом алгоритма переходов безопасных состояний инвертора.
2. На основе анализа состояний инвертора с помощью карт Карно выявлены состояния, обеспечивающие безопасные переходы при формировании выходного напряжения инвертора, которые предложено использовать как дополнительные векторы в общем алгоритме формирования векторов.
3. На основе использования базовых и дополнительных векторов предложены алгоритмы, позволяющие в едином алгоритме формировать выходное напряжение инвертора и исключать сквозные токи первого рода.
4. На основе анализа перехода векторов из сектора в сектор при формировании напряжения обоснована последовательность переходов состояний, обеспечивающая равномерное перемещение векторов.
5. Получены аналитические выражения функций пересчета, позволяющие реализовать траектории движения формируемых векторов на основе известных траекторий нормированных векторов.

Практическая значимость работы заключается в следующем:

1. На основе универсального алгоритма формирования выходного напряжения, обеспечивающего устранение сквозных токов, предложены способы реализации схемы управления инвертором.
2. Разработаны алгоритмы формирования векторов напряжения по заданной траектории, позволяющие снизить потери в силовой части инвертора за счет уменьшения числа переключений силовых ключей ППЭ при формировании векторов напряжения.
3. Рассмотрены различные варианты формирования параметров векторов, разработаны соответствующие им алгоритмы и даны рекомендации по их применению в зависимости от вычислительной мощности микропроцессора.
4. Предложены схемотехнические решения инвертора в режиме векторной ШИМ, позволяющие на макетном образце подтвердить предложенные решения.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Сопоставительная оценка скалярной и векторной ШИМ.
2. Совокупность состояний инвертора, используемых в качестве дополнительных векторов при формировании напряжения, и позволяющих алгоритмически устранять сквозные токи первого рода.

3. Алгоритмы переходов базовых и дополнительных векторов, позволяющие обеспечить равномерное перемещение векторов из сектора в сектор при формировании напряжения.

4. Аналитические выражения, определяющие расчетные длительности нормированных векторов для формирования опорных траекторий.

5. Функции пересчета параметров нормированных векторов в параметры необходимые для формирования траекторий перемещения векторов заданной формы.

6. Имитационная компьютерная модель системы инвертор-двигатель для исследования процессов в инверторе и нагрузке.

Достоверность полученных результатов. Основные положения и результаты диссертационной работы проверены путем сопоставления результатов, полученных в ходе компьютерного моделирования и экспериментальных исследований на макетном образе разработанной системы управления инвертором в режиме векторной ШИМ нагруженным трехфазным авиационным АД.

Реализация результатов работы. Результаты диссертационной работы использованы в НИР кафедры «Разработка предложений по построению статических транзисторных преобразователей электроэнергии в комплексах оборудования средних и широкофюзеляжных магистральных самолетов» (шифр НИР «Развитие-МАИ-МС», раздел 8 договор №51990-01060), а также в учебном процессе на кафедре 306 «Микроэлектронные электросистемы» Московского авиационного института (национального исследовательского университета).

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на:

1. XIV Международной конференции «Авиация и космонавтика – 2015».
2. XV Международной конференции «Авиация и космонавтика – 2016».
3. Международной молодежной научной конференции «XLII Гагаринские чтения» – 2016.
4. Международной молодежной научной конференции «XLIII Гагаринские чтения» – 2017.
5. XLIII международной научно-практической конференции.
6. XIV Международной ежегодной конференции «Возобновляемая и малая энергетика - 2017. Энергосбережение. Автономные системы энергоснабжения стационарных и подвижных объектов».

Публикации. По теме диссертационной работы опубликовано 5 научных работ, из них 4 работы – в изданиях, рекомендованных Высшей аттестационной комиссией для апробации кандидатских и докторских диссертаций.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, шести глав, заключения, списка используемых источников и двух приложений, общим объемом 175 страниц. Основная часть диссертации содержит страниц машинного текста 155, в составе которой

125 рисунков и 11 таблиц. Список используемых источников включает в себя 166 наименований. Приложения объемом 20 страниц

ГЛАВА I. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ, КАК СПОСОБ РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПЯЖЕНИЯ

1.1 Выбор структуры инвертора для управления АД в режиме ШИМ

Один из способов, позволяющий обеспечить регулирование параметров напряжения в широких пределах – применение в преобразователях электротехнических комплексов и систем режима широтно-импульсной модуляции (ШИМ), который в настоящее время нашел широкое применение во многих отраслях промышленности и производства для обеспечения качественного управления разнообразными системами.

Современный уровень развития силовых полупроводниковых преобразователей электроэнергии характеризуется широким применением цифровых контроллеров [42, 44, 90–92]. Их применение способствует повышению эффективности авиационных электротехнических комплексов и систем при регулировании параметров выходного напряжения в широких пределах.

В зависимости от типа первичной сети возможны несколько вариантов построения структуры силового полупроводникового преобразователя [87–89] (рис. 1.1).

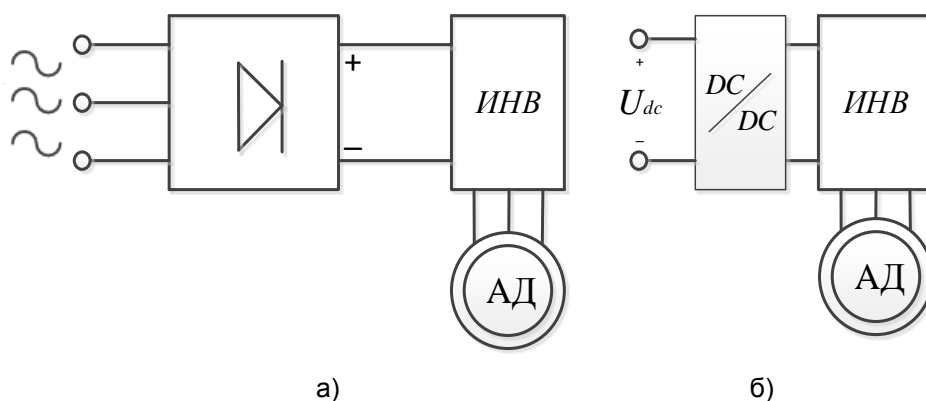


Рис. 1.1 Возможные структуры построения силовых полупроводниковых преобразователей:
а) с первичной сетью переменного тока; б) с первичной сетью постоянного тока

В наибольшей степени на характеристики преобразователя оказывает инвертор.

Для построения инвертора используется широкий спектр структурных решений [38], от упрощенных трех ключевых (дельта-инверторы) до многоуровневых инверторов с большим числом полупроводниковых приборов [139–141]. На рис.1.2 – 1.5 приведены наиболее часто используемые на практике схемы.

На рис.1.2 приведена схема дельта-инвертора, преимущество которого состоит в малом числе силовых ключей по сравнению с другими инверторами для управления АД. Недостаток дельта-инвертора заключается в том, что спектр его выходного напряжения, содержит большое число высших гармоник. При этом требуются три первичных источника.

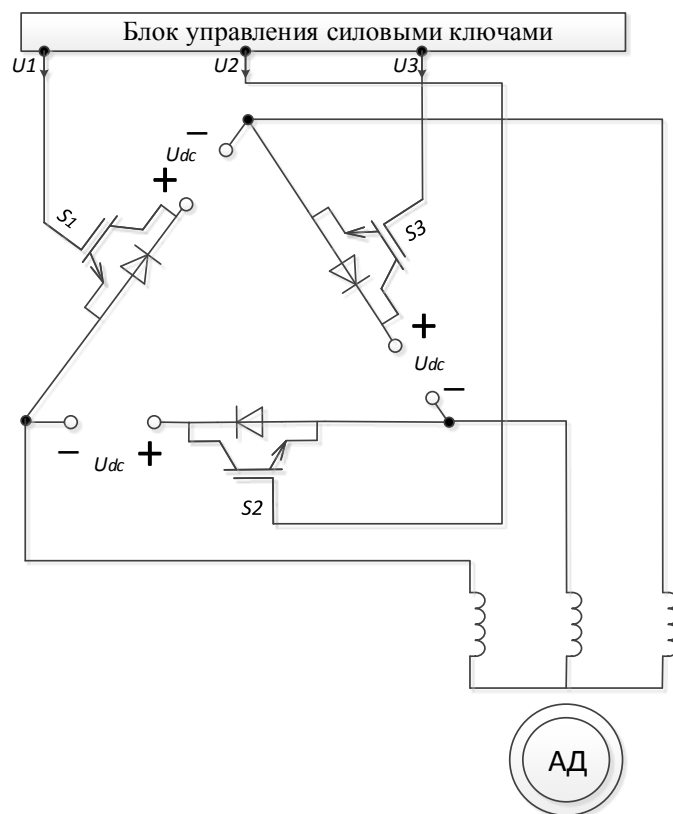


Рис. 1.2 Дельта-инвертор

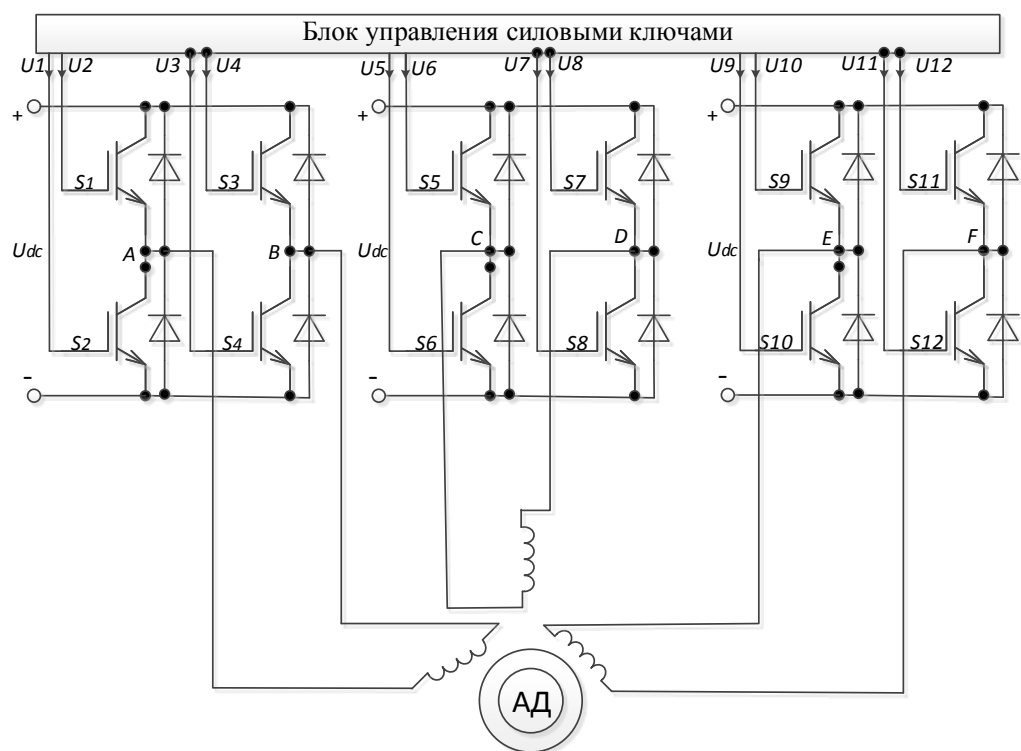


Рис. 1.3 Схема независимого управления напряжением каждой обмотки статора АД

Схема на рис.1.3 содержит большое число транзисторов и требует АД с шестью выводами, что не характерно для авиационных систем и комплексов.

В схеме на рис.1.4 для подключения АД необходимо четыре вывода три для подключения обмоток фазы *A*, *B*, *C* двигателя и вывод от общей точки обмоток, соединенных в звезду *N*.

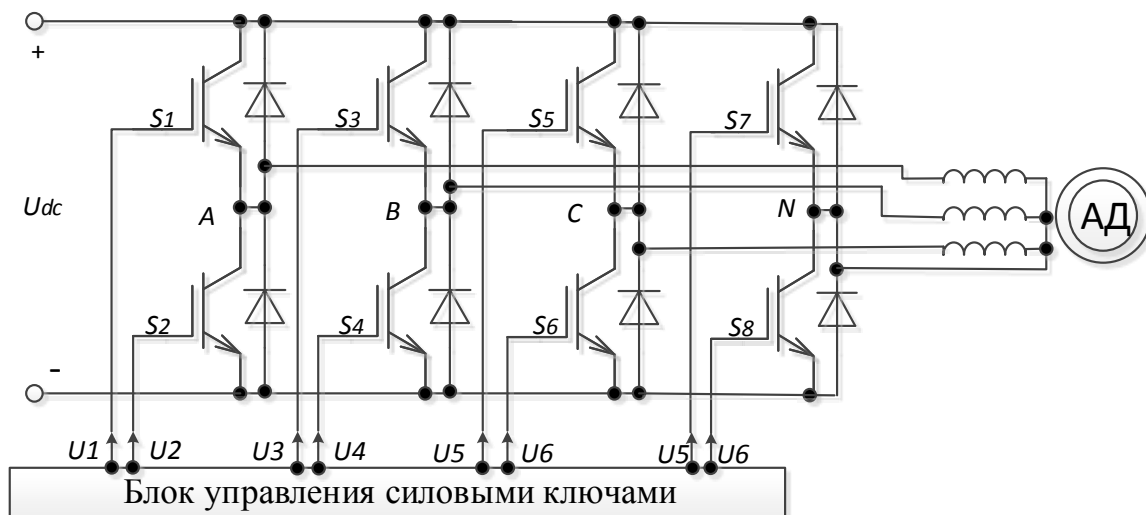


Рис. 1.4 Трехфазный мостовой инвертор с дополнительным плечом

Схема рис. 1.4 также содержит большое число полупроводниковых приборов [133-135] и при формировании импульсного напряжения дает спектры напряжения с большим числом высших гармоник.

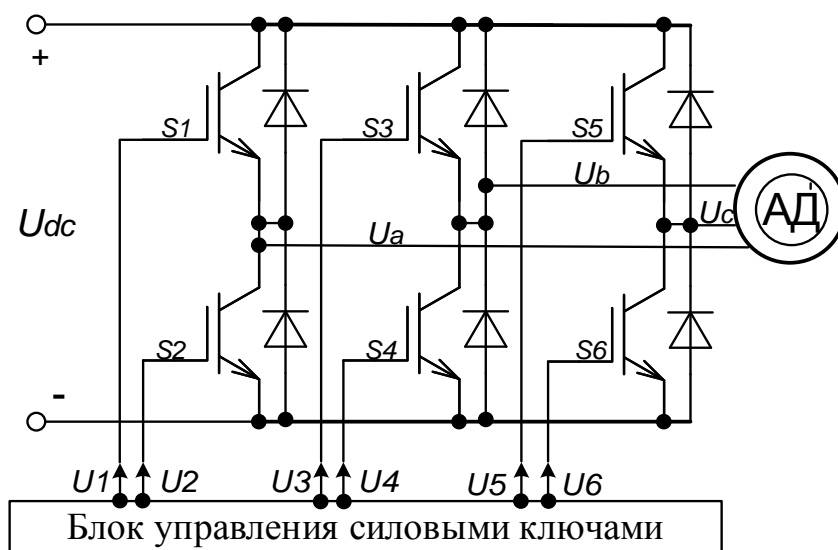


Рис. 1.5 Трехфазный связанный инвертор

Результирующее оценивание инверторов по нескольким критериям выбора приведено в таблице 1.1.

Таблица 1.1 Критерии оценки инверторов

№	Критерии выбора	Дельта-инвертор	Схема независимого управления напряжением каждой обмотки статора АД	Трехфазный мостовой инвертор с дополнительным плечом	Трехфазный связанный инвертор
1.	Число силовых ключей	+	–	–	+
2.	Наличие четных гармоник	–	+	–	+
3.	Число первичных источников	–	+	+	+
4.	Число выводов обмоток АД	+	–	–	+
5.	Чувствительность к несимметричной нагрузке	–	–	+	–

Из табл.1.1 видно, что в трехфазном связанном инверторе [61, 80, 81, 85, 86] присутствует один отрицательный аспект по критерию 5. Поскольку АД представляет собой симметричную нагрузку, наиболее целесообразна реализация ШИМ с помощью трехфазного мостового связанного инвертора, структура которого приведена на рис. 1.5. Такая схема при симметричной нагрузке позволяет сформировать на обмотке АД напряжение заданного качества, т. е. при минимальном числе силовых ключей выполняет максимум функций [10, 11, 17, 22, 37, 42, 48, 60, 64, 69, 70, 88, 94, 101].

1.2 Основные понятия ШИМ-управления

При исследовании любого способа ШИМ необходимо определить закон управления переключением силовых ключей инвертора. Рассмотрим основные понятия, относящиеся к ШИМ управлению инверторами.

Будем рассматривать инвертор рис.1.5, содержащий три плеча $S1-S2$, $S3-S4$, $S5-S6$, обеспечивающих подключение напряжений U_a , U_b , U_c к обмоткам АД. Будем использовать следующие основные понятия режима ШИМ [92]:

В любой момент времени работы инвертора его силовые ключи замкнуты либо разомкнуты. Такая комбинация задает определенное *состояние инвертора*. Совокупность всех возможных состояний называется *множеством располагаемых состояний* инвертора в режиме ШИМ. Состояние инвертора, задается управляющими сигналами. Совокупность таких сигналов называется *управляющим словом CW* . *Множеством допустимых состояний* называется совокупность состояний, когда CW не вызывает аварийные режимы работы инвертора. *Множеством запрещенных состояний* называется совокупность состояний, когда CW приводит к возникновению аварийных режимов работы инвертора.

Процесс изменения одного состояния на другое называется *переход между двумя состояниями* (или просто *переход*). *Множеством допустимых двухсторонних переходов* – совокупность переходов между допустимыми состояниями. *Опасный переход* – процесс изменения допустимого состояния на запрещенное состояние. При переходе между допустимыми состояниями при одновременном переключении двух силовых ключей одной стойки в следствии конечного времени переходных процессов при переключении кратковременно возникают запрещенные состояния, приводящие к *сквозным токам*, такие переходы также относятся к опасным. При разработке алгоритма управления инвертором основным является формирование напряжения требуемого качества, на базе множества допустимых двухсторонних переходов.

1.3 Скалярные способы широтно-импульсной модуляции для регулирования напряжения

Для выбранной схемы инвертора (рис.1.5) существуют несколько способов формирования импульсных напряжений для последующего выделения синусоидальной составляющей. Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) является одним из наиболее эффективных с точки зрения улучшения качества выходного напряжения инвертора. Основная идея метода заключается в том, что кривая выходного напряжения формируется в виде последовательности высокочастотных импульсов, длительность которых на каждом периоде изменяется (модулируется) по определенному закону [18, 20, 21, 26, 29, 112].

1.3.1 180-градусный способ формирования напряжения

Это самый простой способ формирования выходного напряжения. При этом способе импульсы, управляющие нижними и верхними транзисторами плеч, взаимно инвертируются. При этом возможны шесть состояний инвертора, приведенных на рис. 1.6.

Состояния верхних ключей инвертора S1, S3, S5 можно обозначать двоичным кодом от 000 до 111, где «1» соответствует замкнутому состоянию силового ключа, а «0» – разомкнутому. С учетом того, что состояние нижних ключей плеча всегда инверсно относительно верхних, такой код будет полностью определять все состояния инвертора при 180° коммутации. Эти состояния обозначены V_x , где x – десятичное значение двоичных кодов состояний силовых ключей S1, S3, S5.

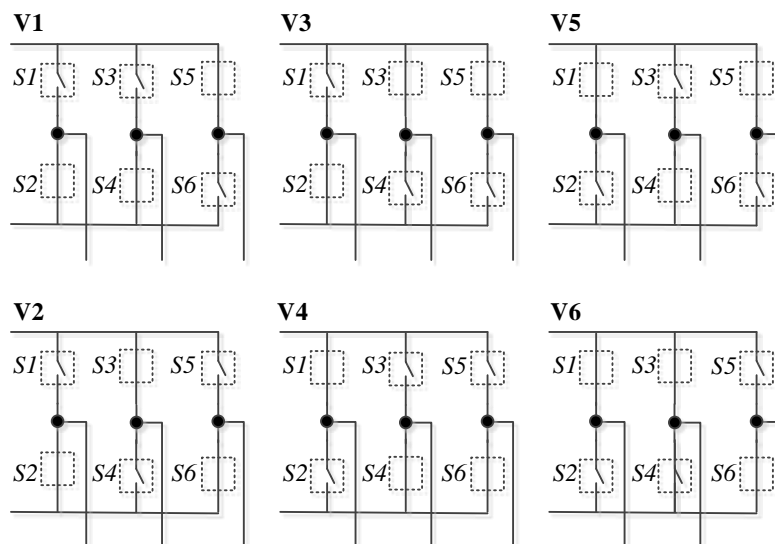


Рис. 1.6 Состояния силовых ключей трехфазного инвертора при 180° коммутации.

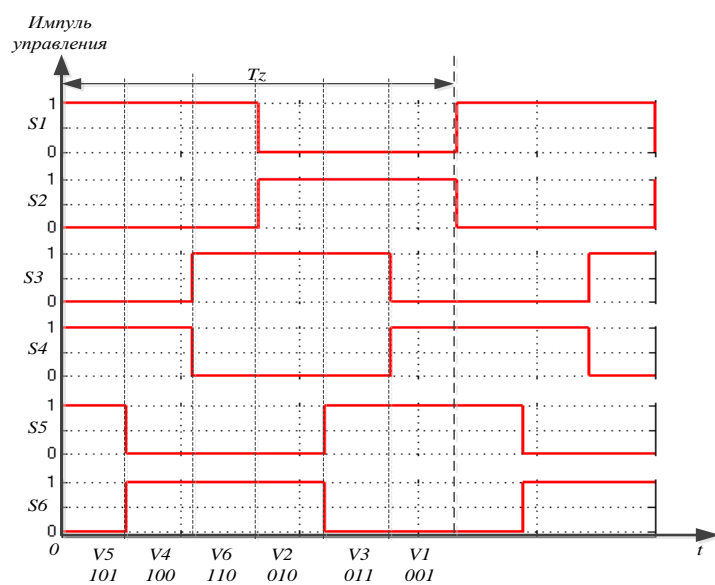


Рис. 1.7 Управляющие импульсы на силовых ключах

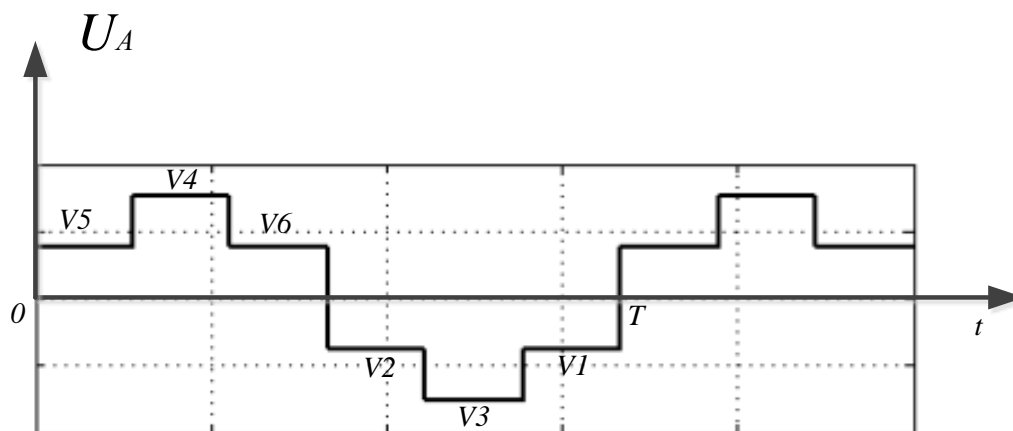


Рис. 1.8 Форма напряжения фазы А

Рассмотрим на этом простейшем способе понятия о векторном представлении формирования напряжения.

Каждому состоянию инвертора при **180°-коммутации** можно поставить в соответствие вектор напряжения, формируемый по принципу, показанному в таблице 1.2.

Таблица 1.2 Вектор, соответствующий двоичным кодам состояния силовых ключей S1, S3, S5

Код состояния ключей S1, S3, S5	Схема нагрузки	Направление тока	Вектор напряжения	Фазные напряжения		
				U_a	U_b	U_c
0 0 1				$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
0 1 0				$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
0 1 1				$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
1 0 0				$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$

Код состоя- ния ключей S1, S3, S5	Схема нагрузки	Направление тока	Вектор напряжения	Фазные напряжения		
				U_a	U_b	U_c
1 0 1				$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
1 1 0				$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$

Примечание: в таблице 1.2 U_{dc} , U_a , U_b , U_c – напряжения питания, фаз A, B, C инвертора

Рассмотрим, результирующие расположения векторов напряжения для этих состояний силовых ключей инвертора при **180°-коммутации** управления АД в неподвижной системе координат на рис.1.9:

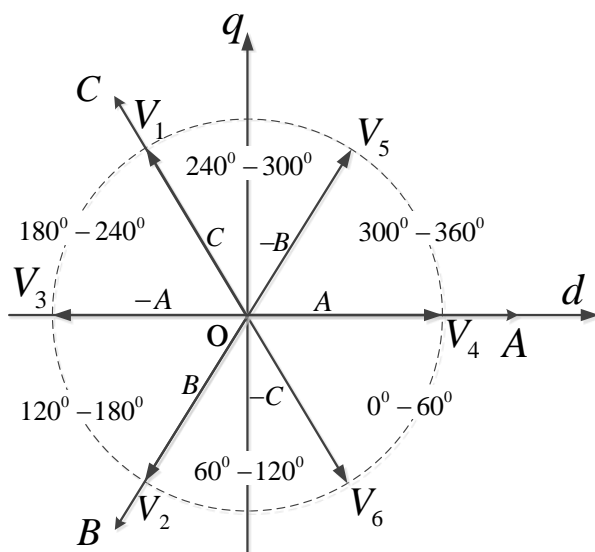


Рис. 1.9 Расположение векторов всех состояний силовых ключей трехфазного инвертора при 180°-градусной коммутации в неподвижной системе координат

Рис.1.9 показывает, что результирующее расположение векторов всех состояний силовых ключей трехфазного инвертора при 180° – градусной коммутации, соответствует таблице 1.2 при соединении фаз A, B, C симметричной нагрузки по схеме «звезда». Каждый индекс вектора определяет состояние инвертора.

Формируемые векторы напряжения перемещаются в порядке $V_5, V_4, V_6, V_2, V_3, V_1$ за каждый период.

Таким образом, перебор всех состояний силовых ключей трехфазного инвертора при 180-градусном способе формирования напряжения в неподвижной системе координат обеспечивает перемещение формируемых векторов на 60° за один такт.

1.3.2. Широтно-импульсное регулирование

Второй из рассматриваемых способов – широтно-импульсное регулирование (ШИР), заключается в формировании одинаковых по длительности импульсов, середины которых расположены равномерно в пределах каждой четверти периода выходного напряжения. Регулирование выходного напряжения осуществляется одинаковым изменением длительности всех импульсов. Широтно-импульсное регулирование специально ориентировано на цифровые методы формирования CW .

При реализации ШИР подаваемый на входы трехфазного ШИМ-модулятора опорные сигналы каждой фазы $U_{opfazA}, U_{opfazB}, U_{opfazC}$ имеет вид:

$$U_{opfazA} = K_p U_m \frac{\sin(x)}{|\sin(x)|}; \quad U_{opfazB} = K_p U_m \frac{\sin(x + \frac{2\pi}{3})}{|\sin(x + \frac{2\pi}{3})|}; \quad U_{opfazC} = K_p U_m \frac{\sin(x + \frac{4\pi}{3})}{|\sin(x + \frac{4\pi}{3})|},$$

где $x = 2\pi f_{\text{вых}} t$; U_m – максимально допустимая амплитуда управляющего сигнала, $0 \leq K_p \leq 1$ – коэффициент регулирования.

Рассмотрим, какова будет форма импульсов управления на силовых ключах инвертора $S1, S3, S5$ при $K_p = 0,7$. Для задания несущей тактовой частоты используется функция:

$$Ut(x) = \frac{2}{\pi} \cdot a \sin(\sin(3 \cdot n \cdot x) - \frac{\pi}{2}); \quad n = 1, 2, 3 \dots$$

Для регулирования числа импульсов изменяется число n , на рис.1.10–1.12 используется функция $Ut(x)$ при значении $n = 2$.

На рис. 1.10–1.12 показан способ получения управляющих импульсов силовыми ключами инвертора. На рис. 1.13 показано определение всех состояний силовых ключей инвертора в ре-

жиме ШИР при шести импульсах напряжения за период основной гармоники выходного напряжения.

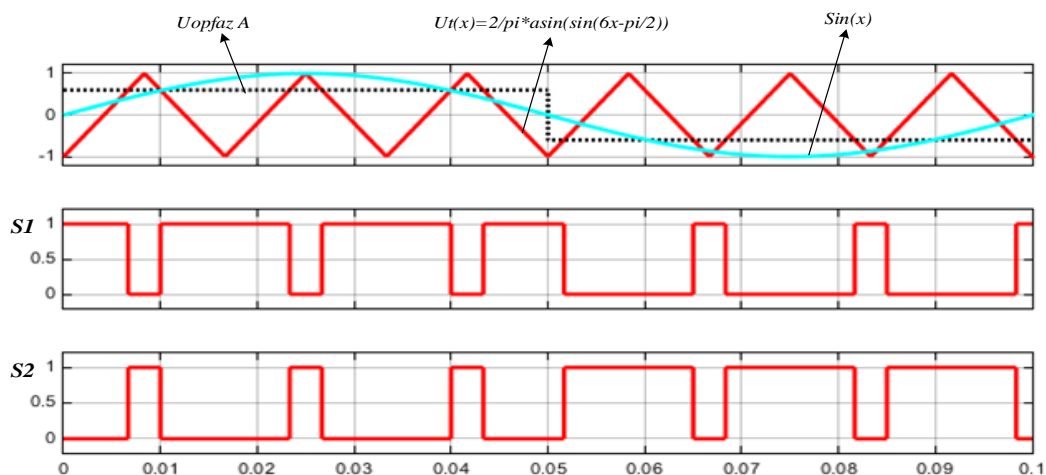


Рис. 1.10 Форма управляющих импульсов силовыми ключами S1, S2

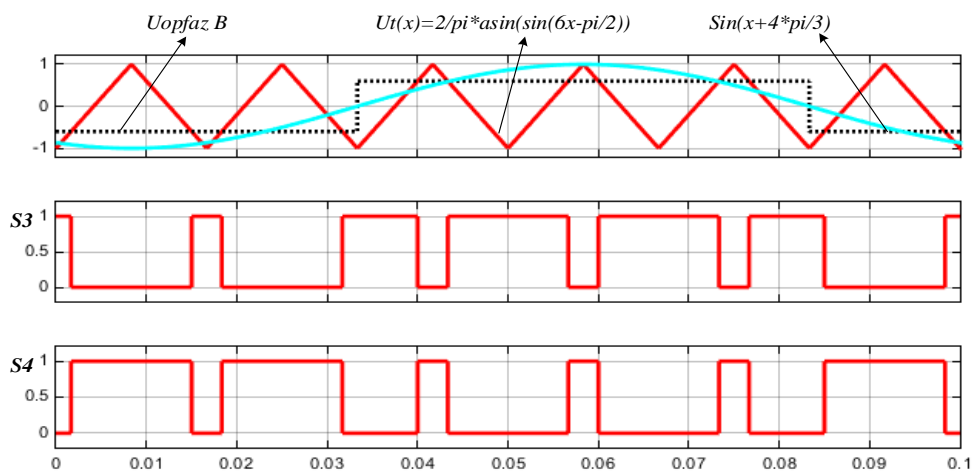


Рис. 1.11 Форма управляющих импульсов силовыми ключами S3, S4

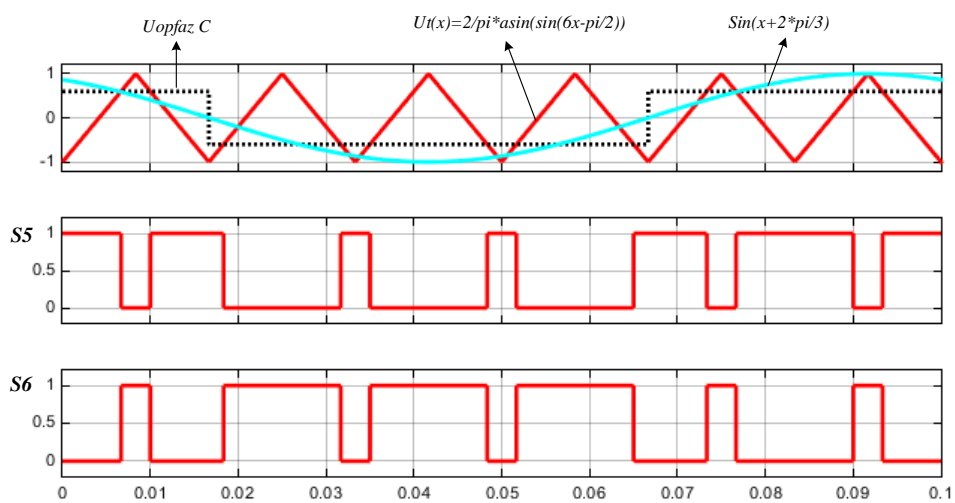


Рис. 1.12 Форма управляющих импульсов силовыми ключами S5, S6

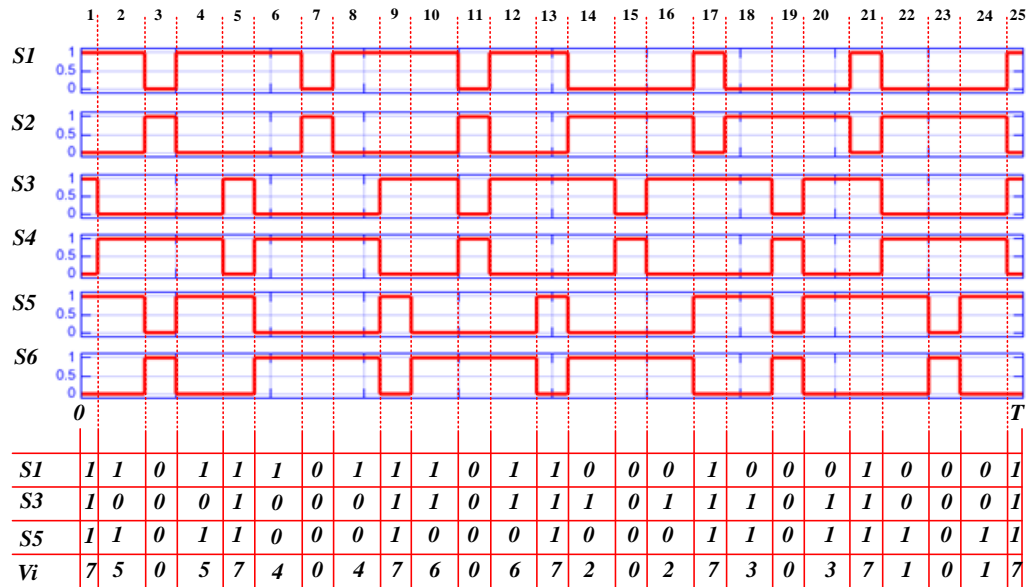
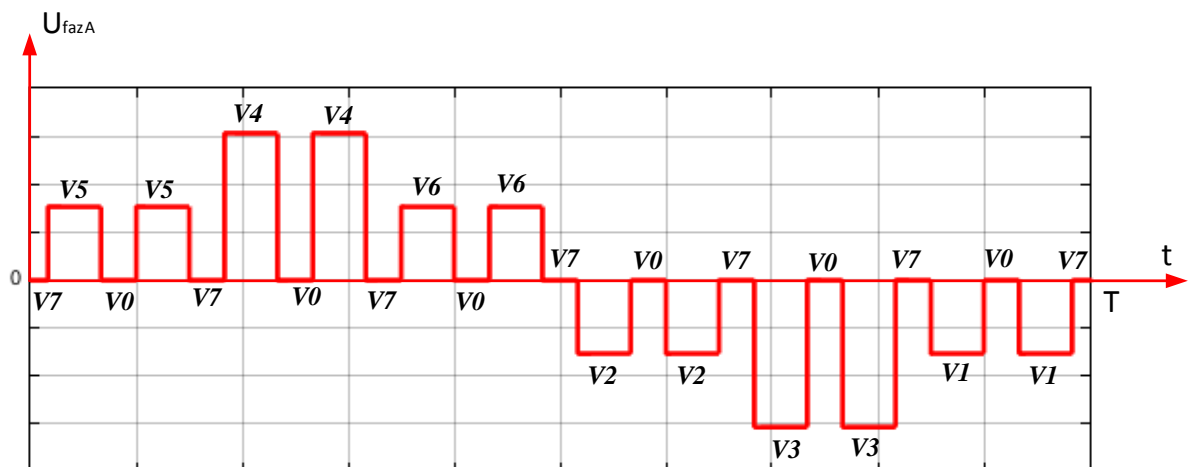


Рис. 1.13 Управляющие импульсы на силовых ключах инвертора

На рис. 1.14 приведена форма напряжения фазы A с указанием векторов, формирующих каждый импульс напряжения.

Рис. 1.14 Форма напряжения фазы A на статоре

Как видно в каждом периоде импульсного напряжения каждой фазы появляются нулевые паузы. Это значит, что появляется возможность изменять соотношение импульс/пауза, чем менять действующее значение.

Все формируемые векторы напряжения изображены в неподвижной системе координат, как показано на рис. 1.15.

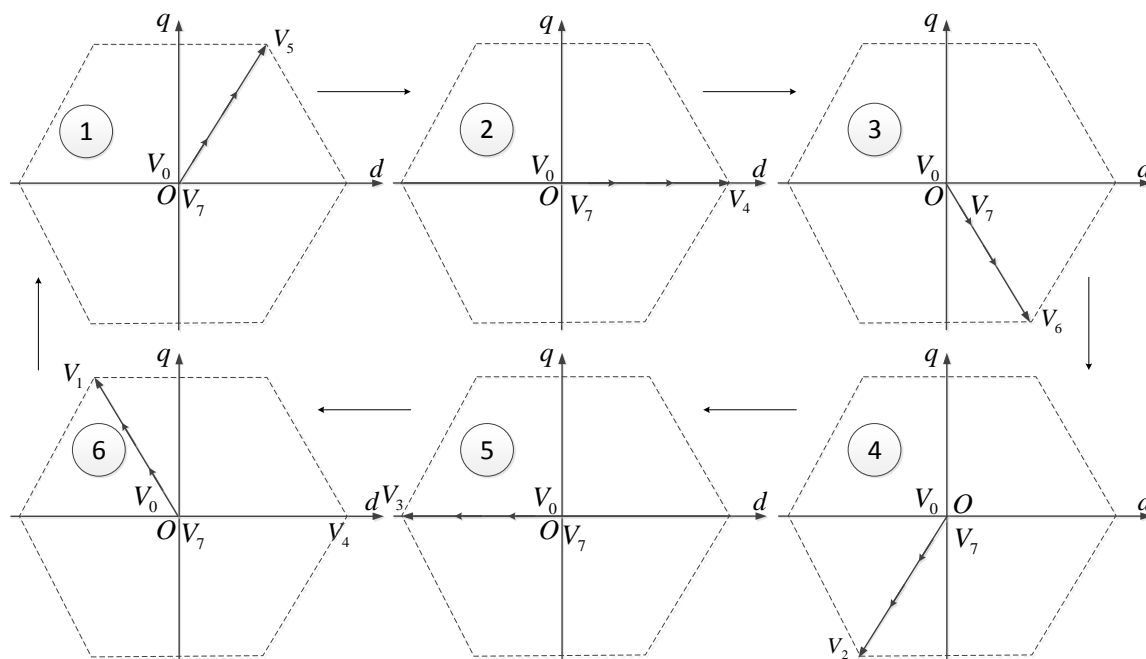


Рис. 1.15 Изображение формируемых векторов напряжения в неподвижной координате при ШИР

В данном случае, такой способ позволяет осуществить 24 перехода между состояниями восьми силовых ключей трехфазного инвертора, показанного на рис. 1.9. Два оставшихся состояния – нулевые (рис. 1.16). Эти нулевые состояния позволяют изменять величину действующего напряжения за счёт регулирования паузы.

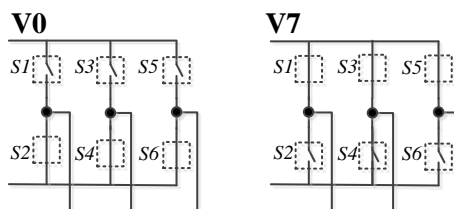


Рис. 1.16 Нулевые состояния силовых ключей трехфазного инвертора при ШИР

Логические состояния ключей для векторов V_0 и V_7 приведены в таблице 1.2.

Анализируя изображения формируемых векторов напряжения в неподвижной системе координат для режима ШИР (рис. 1.15) легко заметить, что в режиме ШИР перемещение формируемых векторов напряжения, как и в случае 180-градусного способа формирования напряжения составляет 60° . При увеличении числа им-

Таблица 1.2 Состояния ключей для векторов V_0 и V_7

Вектор	Состояние ключей					
	S1	S3	S5	S2	S4	S6
V_7	1	1	1	0	0	0
	0	0	0	1	1	1
V_0	0	0	0	0	0	0
	1	1	1	1	1	1

пульсов напряжения, то это угол не может уменьшаться. Достоинством режима ШИР по сравнению с 180-градусным способом является наличие нулевых векторов, что позволяет регулировать действующее значение напряжения на выходе инвертора.

1.3.3 ШИМ по синусоидальному закону

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) является одним из наиболее эффективных с точки зрения улучшения качества выходного напряжения инвертора. Основная идея метода заключается в том, что кривая выходного напряжения формируется в виде последовательности высокочастотных импульсов, длительность которых на каждом периоде изменяется (модулируется) по определенному закону [18, 20, 21, 26, 29, 112]. Наибольшее применение нашел синусоидальный закон. Частота следования импульсов называется несущей (или тактовой) частотой, а частота, с которой осуществляется изменение длительности импульсов, – частотой модуляции. Поскольку несущая частота обычно существенно выше частоты модуляции, гармоники, кратные несущей частоте, присутствующие в спектре выходного напряжения, относительно легко подавляются обмотками АД или с помощью соответствующего LC – фильтра.

При реализации ШИМ по синусоидальному закону подаваемый на входы трехфазного ШИМ-модулятора управляющий сигнал каждой фазы имеет вид:

$$U_{opfazA} = K_p U_m \sin(x); U_{opfazB} = K_p U_m \sin(x + \frac{2\pi}{3}); U_{opfazC} = K_p U_m \sin(x + \frac{4\pi}{3}),$$

где $x = 2\pi f_{\text{вых}} t$; U_m – максимально допустимая амплитуда управляющего сигнала, K_p – коэффициент регулирования. При программировании принимаем амплитуду сигнала несущей не вызывающей перемодуляцию, равной 1.

Рассмотрим, какова будет форма импульсов управления на силовых ключах инвертора S1, S3, S5 при $K_p = 0,8$ (рис. 1.17–1.19). Для задания несущей тактовой частоты используется функция:

$$Ut(x) = \frac{2}{\pi} \cdot a \sin(\sin(3 \cdot n \cdot x)); n = 1, 2, 3... \quad (1.1)$$

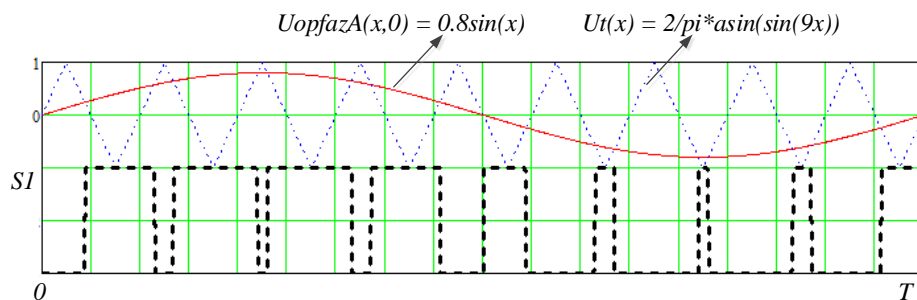


Рис. 1.17 Импульсы управления силовым ключом S_1

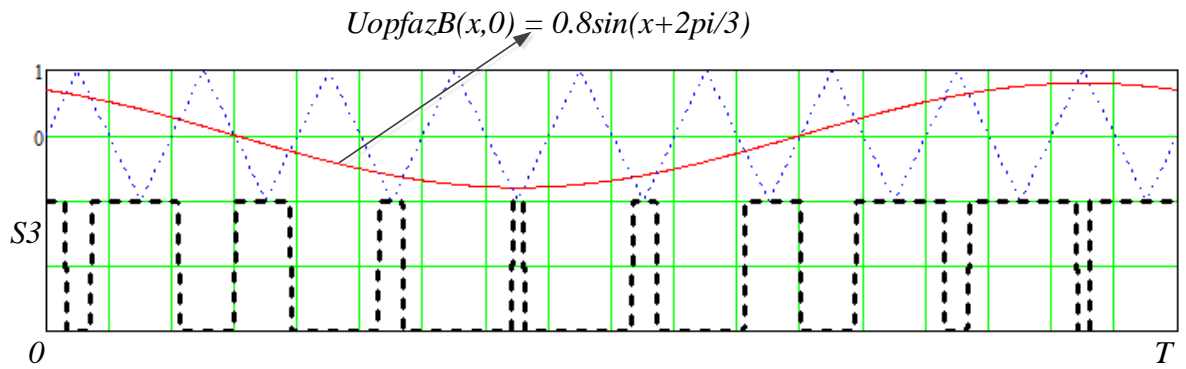


Рис. 1.18 Импульсы управления силовым ключом S_3

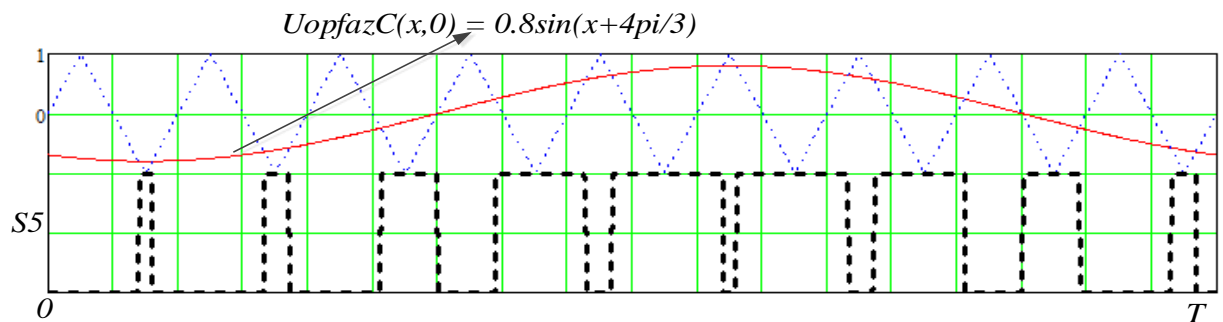


Рис. 1.19 Импульсы управления силовым ключом S_5

На рис. 1.20 показано определение всех состояний ключей инвертора по управляющим импульсам силовыми ключами инвертора.

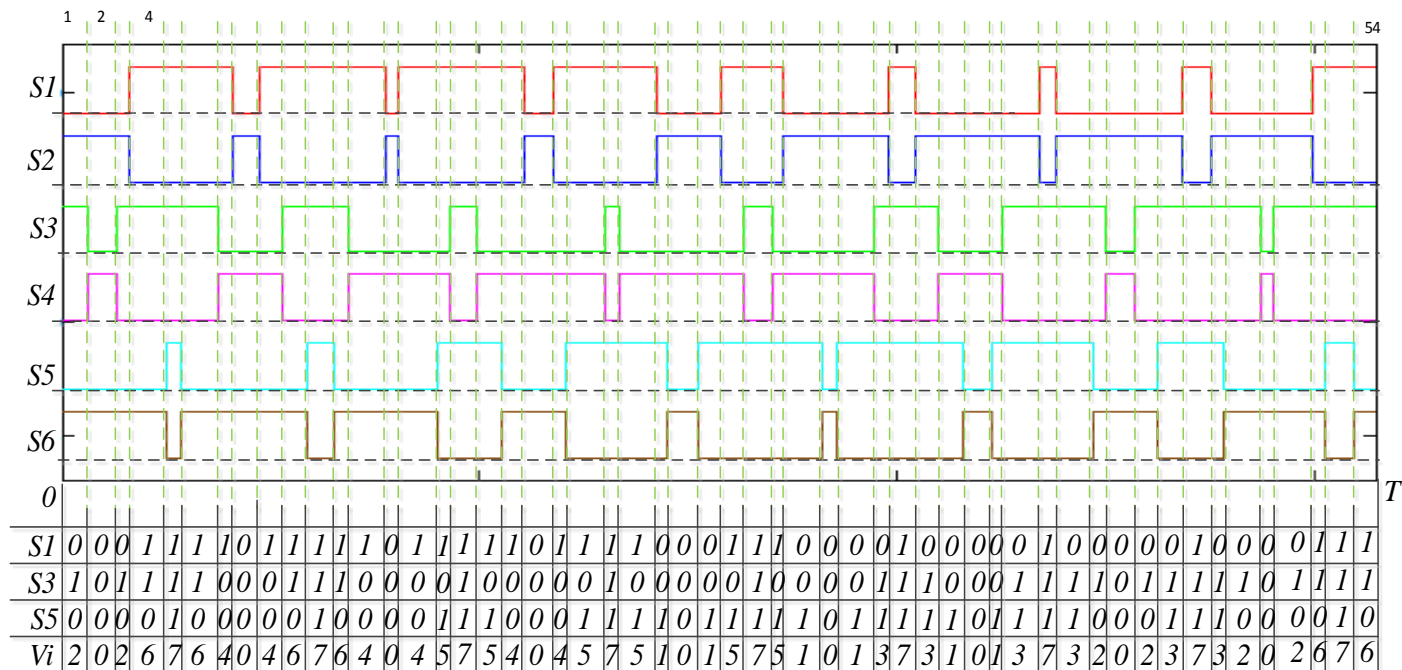
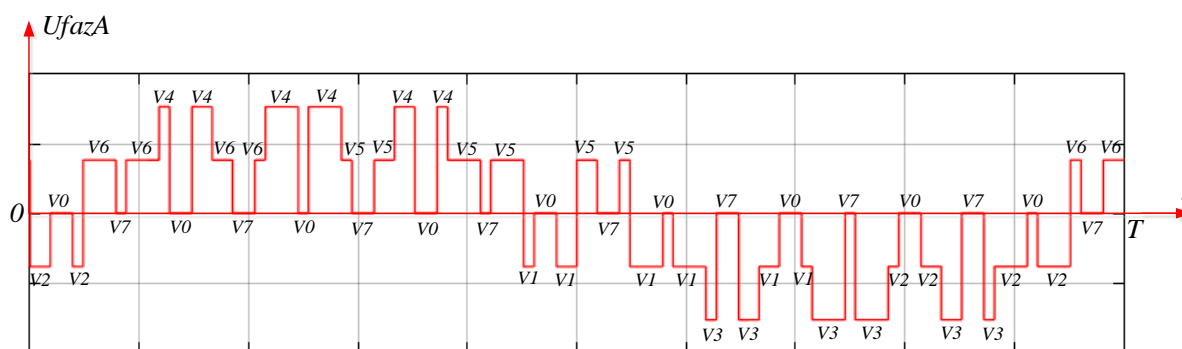


Рис. 1.20 Управляющие импульсы на силовых ключах инвертор

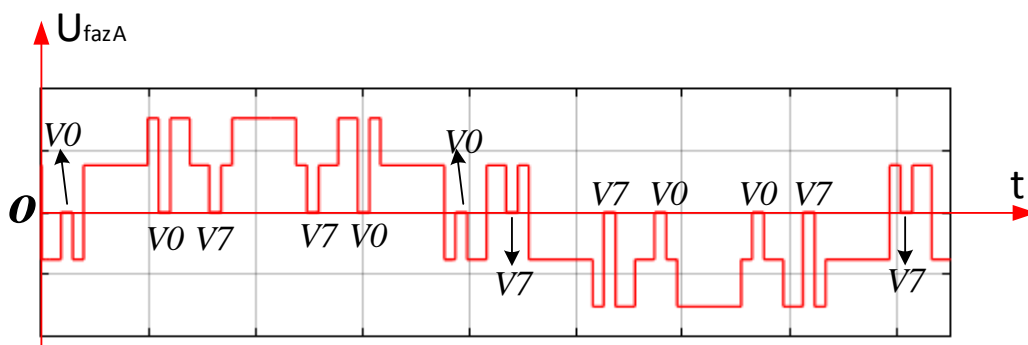
Форма напряжения фазы A показана на рис. 1.21.

Форма напряжения на рис. 1.21 б показывает, что в режиме ШИМ по синусоидальному закону при номинальной частоте и максимальном коэффициенте регулирования $K_p = 1$, нулевые векторы не исключаются.

Для анализа формирования векторов напряжения рассмотрим напряжение фазы A на интервале 60° при $K_p = 1$, что при 180° -коммутации будет соответствовать сектору, между векторами \mathbf{V}_4 и \mathbf{V}_6 .



а)



б)

Рис. 1.21 Форма напряжения фазы A : а) при $0 < K_p < 1$; б) при $K_p = 1$

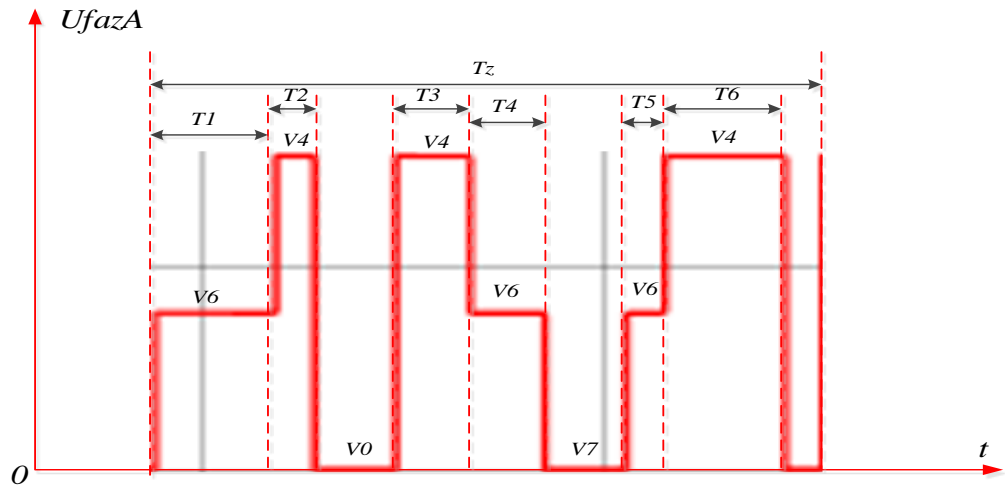
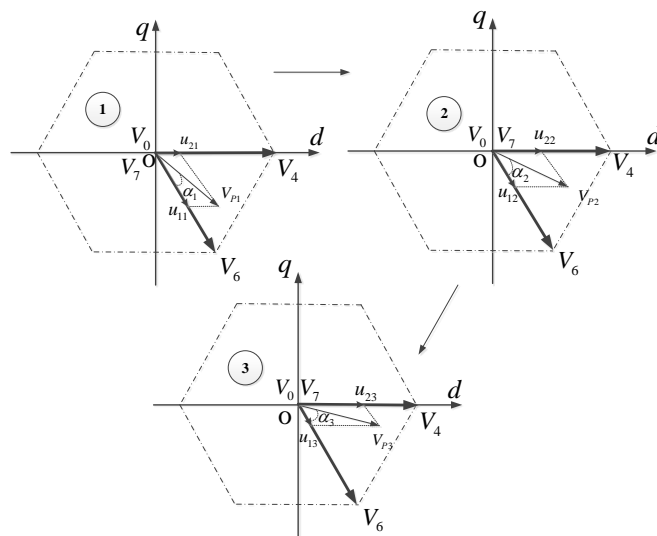


Рис. 1.22 Форма напряжения фазы A в секторе 1

Обозначим длительность такта T_z . Величины векторов \vec{V}_4, \vec{V}_6 соответствуют таблице 1.2. Если время существования вектора V_4 обозначить t_{K1} , а вектора $V_6 - t_{K2}$, то при переходе между их состояниями формируется результирующий вектор \mathbf{V}_p , определяемый по формуле

$$\vec{V}_p = \vec{V}_4 \cdot \frac{t_{K1}}{T_z} + \vec{V}_6 \cdot \frac{t_{K2}}{T_z} \quad (1.2)$$

Форма напряжения фазы A в секторе 1 на рис. 1.22, где показаны три разных перехода между базовыми векторами \mathbf{V}_4 и \mathbf{V}_6 , что соответствует трем результирующим векторам \mathbf{V}_{p1} , \mathbf{V}_{p3} и \mathbf{V}_{p6} , приведённым на рис.1.23. Направление этих векторов определяется по формуле (1.2) при подстановке $K_1 = 1, 3, 5$ и $K_2 = 2, 4, 6$. Из рис.1.22 видно, что $T_1 > T_3 > T_5$ перемешаются против часовой стрелки.

Рис. 1.23 Последовательность включения базовых векторов при формировании напряжения при синусоидальной ШИМ в секторе (V_4, V_6)

Аналогично формируются векторы напряжения в остальных секторах (рис.1.24).

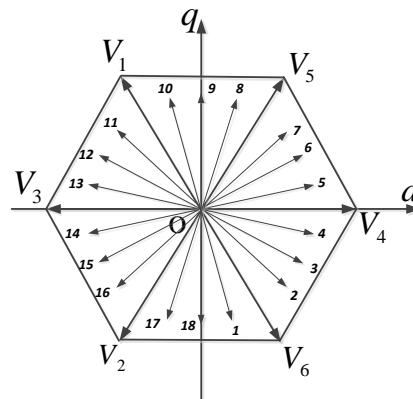


Рис. 1.24 Результирующие векторы, формируемые на периоде

При управляющих импульсах (рис. 1.20) осуществлено 53 перехода между состояниями при восьми состояниях инвертора, соответствующих рис. 1.9 и рис. 1.16.

Анализ перемещения формируемых векторов напряжения при синусоидальной ШИМ в каждом секторе (рис. 1.24) показывает, что перемещение формируемых векторов напряжения при синусоидальной ШИМ меньше чем при ШИР, и зависит от количества импульсов в ШИМ-последовательности.

Недостаток этого способа, в том, что трудно вычислить микроконтроллером значения длительностей реализации всех состояний инвертора. Эта проблема отсутствует при регулировании длительности импульсов напряжения на основе сравнения несущей и опорного сигнала модулятором и зависящих от коэффициента регулирования K_p [39, 63]. Вычисление же этих длительностей микроконтроллером сопряжено с необходимостью решать нелинейные уравнения задающие пересечение несущей с опорным напряжением, что требует либо высокого быстродействия микроконтроллера, особенно при формировании напряжения на периоде основной частоты в 2,5 мс, либо требует заранее вычислить эти значения в функции коэффициента регулирования и хранить большой объем информации, к которому необходимо обращаться с учетом изменения коэффициента регулирования и возможной коррекции его от возмущающих воздействий. Еще один аспект применения ШИМ по синусоидальному опорному сигналу – существования нулевых пауз, даже при максимальном коэффициенте регулирования, что ограничивает максимальную длину формируемых векторов.

1.3.4 ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой

В настоящее время известно достаточно много видов ШИМ, классифицируемых по различным признакам [38]. Для трехфазного мостового инвертора с целью увеличения использования инвертора по напряжению применяют ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой. При

его реализации [112] на входы трехфазного ШИМ-модулятора подается управляющий сигнал каждой фазы и добавляется нулевая последовательность nn , содержащая третью гармонику основной частоты:

$$U_{opfazA} = \frac{K_p U_m}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \left\{ \sin(\theta) + nn \right\};$$

$$U_{opfazB} = \frac{K_p U_m}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \left\{ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + nn \right\};$$

$$U_{opfazC} = \frac{K_p U_m}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \left\{ \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) + nn \right\},$$

где сигнал предмодуляции берется в указанной ниже пропорции $nn = \left[1 - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right] \cdot \sin(3\theta)$. При

$K_p = 1$ амплитуда управляющего сигнала равна 1.

Для проверки этого способа полагаем $K_p = 0,7$. Формы импульсов управления силовыми ключами инвертора S1, S3, S5 показаны на рис.1.26–1.28.

Для регулирования числа импульсов используем функцию (1.1) с значением $n=2$.

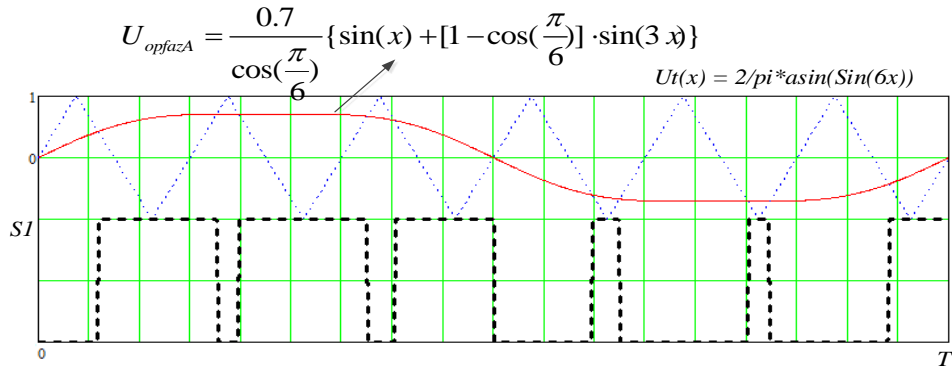


Рис. 1.26 Импульсы управления силовым ключом S1

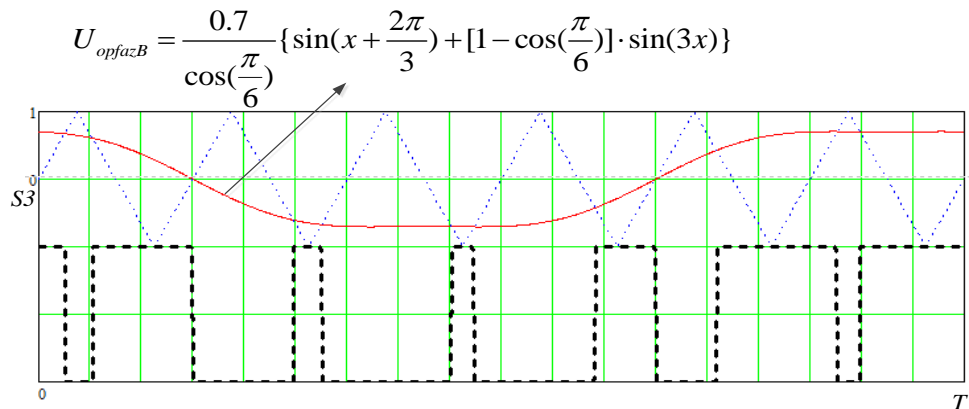
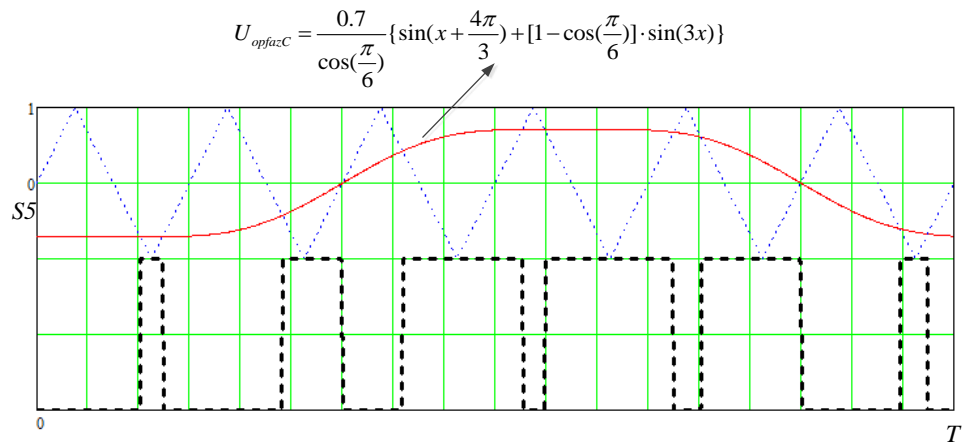


Рис. 1.27 Импульсы управления силовым ключом S3

Рис. 1.28 Импульсы управления силовым ключом S_5

На рис. 1.29 показано определение всех состояний силовых ключей инвертора по управляющим импульсам.

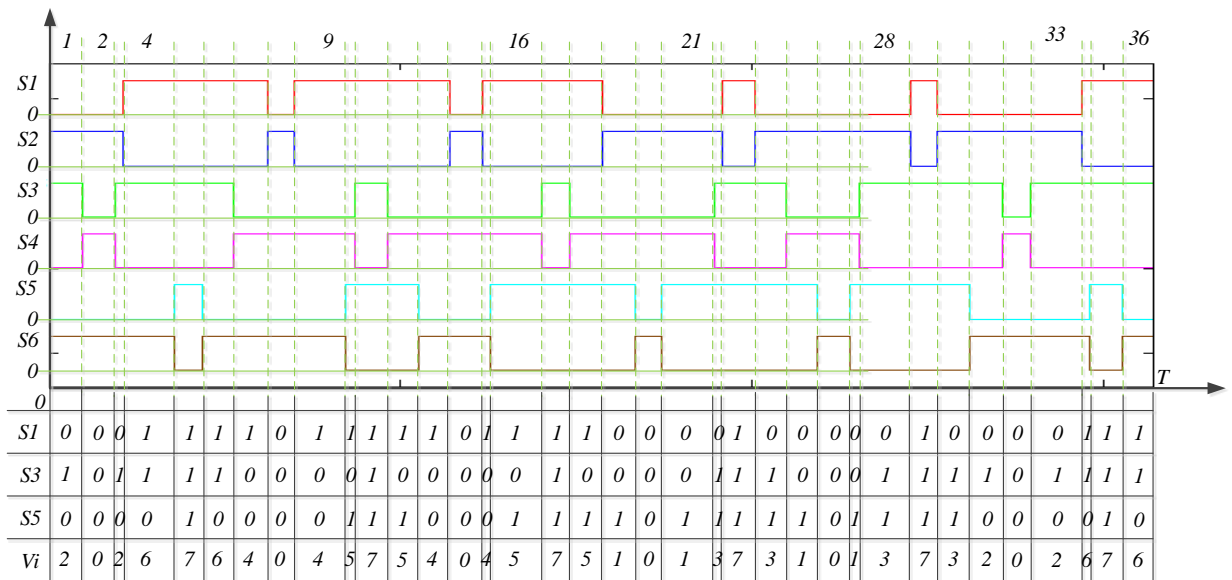


Рис. 1.29 Управляющие импульсы силовых ключей инвертора

Форма напряжения на рис. 1.30б показывает, что в этом режиме ШИМ при номинальной частоте и максимальном коэффициенте регулирования $K_p=1$ нулевые векторы не исключаются.

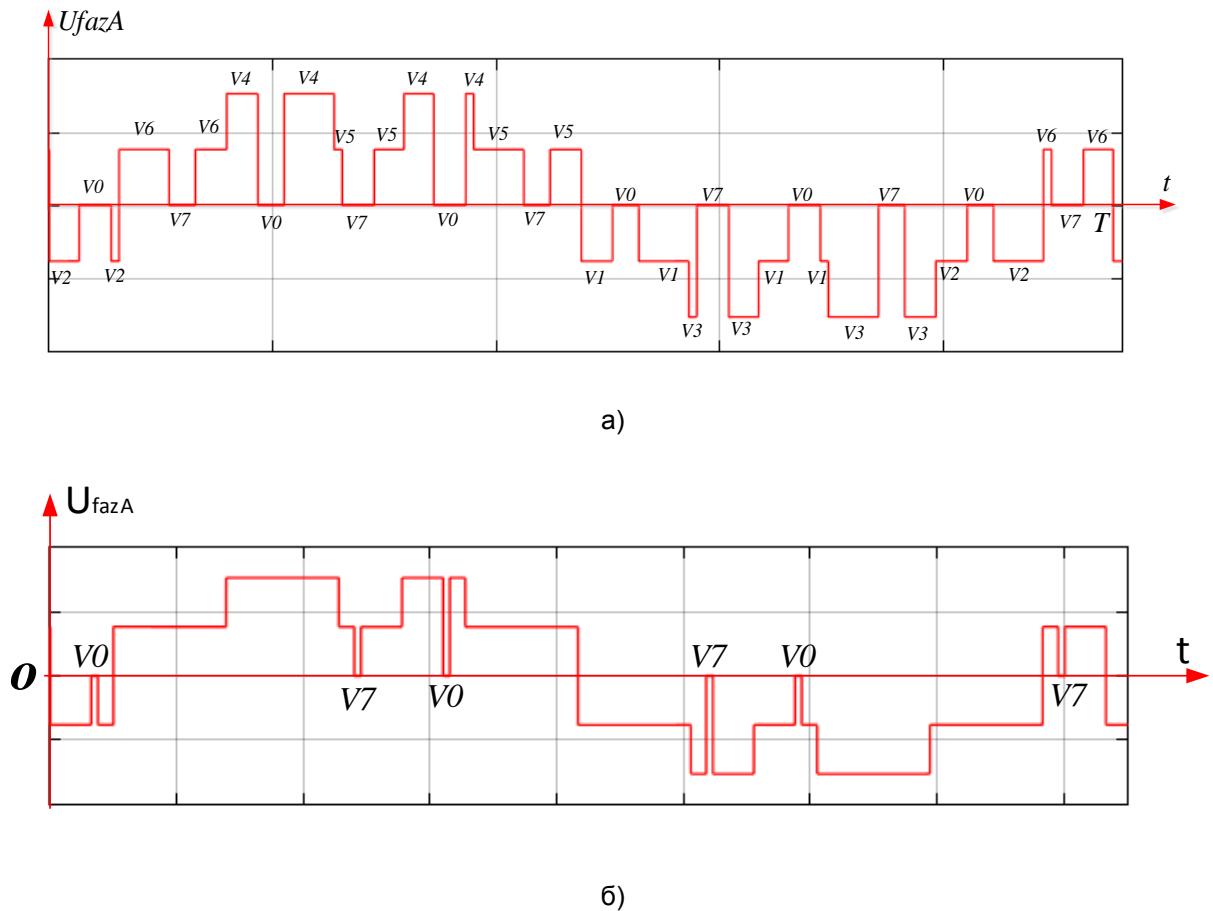


Рис. 1.30 Форма напряжения фазы А: а) при $0 < K_p < 1$; б) при $K_p = 1$

Расположение формируемых векторов напряжения при ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой на неподвижной системе координат показано на рис. 1.31.

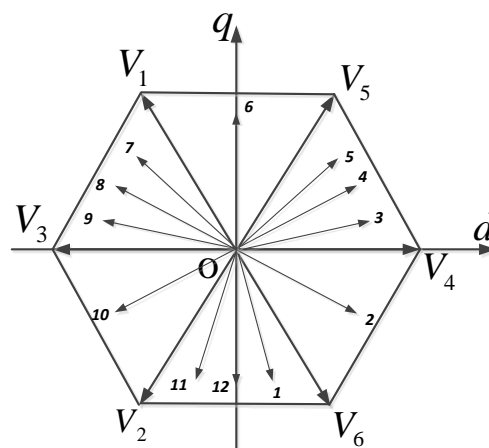


Рис. 1.31 Результирующие формируемые векторы напряжения на неподвижной системе координат

Перемещения формируемых векторов напряжения при такой ШИМ в четных секторах равно 3 как при синусоидальной ШИМ, а в нечетных секторах формируется только один вектор

напряжения. Число векторов зависит от числа импульсов напряжения. Но перемещения между формируемыми векторами не равномерны.

Также, как и в случае синусоидальной ШИМ, недостаток этого способа состоит в трудности вычисления моментов переключения.

1.4 Векторный способ формирования напряжения АД

1.4.1 Векторная ШИМ

Рассмотренные в 1.3 скалярные методы ШИМ достаточно просто реализуются аппаратными средствами с помощью модулятора и распределителей импульсов. Однако в настоящее время актуальным являются микроконтроллерные способы реализации управления.

Реализация скалярных методов с помощью микроконтроллеров затруднена по ряду причин, поскольку:

- при регулировании трудно вычислять моменты переключения силовых ключей инвертора;
- число состояний инвертора и длительность их существования определяются модулятором (опорным и пилообразным напряжениями) – отсутствует возможность воздействия на расчетные длительности состояний силовых ключей инвертора и на порядок чередования состояний.

Для устранения этих недостатков предложена векторная ШИМ. Под векторной ШИМ будем понимать программно-алгоритмический способ формирования временных интервалов состояний силовых транзисторных ключей связанного инвертора для получения желаемого закона изменения вектора напряжения. В плоскости векторных диаграмм формируются векторы, направленные относительно осей симметричной трехфазной системы напряжений с модулем, определяемым источником питания инвертора и схемой подключения нагрузки.

При анализе скалярных методов была проведена аналогия методу состояниями инвертора и векторами формирования напряжения. Векторы, используемые при 180° коммутации в векторной ШИМ, принято называть базовыми. При векторной ШИМ формирование векторов напряжения осуществляется на основе базовых векторов. Каждый базовый вектор характеризуется определенным состоянием ключей инвертора, который приведен на рис. 1.9 и рис. 1.16. Любая из статорных обмоток двигателя может быть подключена к отрицательному или положительному полюсу источника питания U_{dc} (рис. 1.5). Для трехфазной симметричной системы, к которой можно отнести двигатель, фазные нагрузки равны. Следовательно, амплитуда всех ненулевых базовых векторов составляет $2U_d/3$. Векторы V_1 – V_6 принято называть базовыми, а V_0 и V_7 – нулевыми [18–20, 152–164]. Напряжение инвертора формируется перебором заданных

векторов для представления результирующего вектора в виде комбинации базовых и нулевых векторов в каждом из шести секторов.

Оба нулевых вектора V_0 и V_7 , несмотря на разное состояние ключей, обеспечивают одновременное приложение нулевых напряжений к обмоткам статора. Ненулевые базовые векторы в неподвижной системе координат изображены на рис.1.9.

Вектор напряжения статора можно реализовать с помощью формирования расчетных длительностей существования базовых векторов внутри периода ШИМ. Набор используемых базовых векторов зависит от сектора угла, в котором лежит реализуемый вектор (табл. 1.4).

Таблица 1.4

Сектор	Диапазон	Используемые векторы
1	$0^\circ \dots 60^\circ$	V_4, V_6
2	$60^\circ \dots 120^\circ$	V_6, V_2
3	$120^\circ \dots 180^\circ$	V_2, V_3
4	$180^\circ \dots 240^\circ$	V_3, V_1
5	$240^\circ \dots 300^\circ$	V_4, V_5
6	$300^\circ \dots 360^\circ$	V_5, V_4

При формировании вектора напряжения при векторной ШИМ в секторах 1...6 имеет следующий алгоритм переходов базовых векторов [18–20, 162]:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \\ V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \\ V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \\ V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \\ V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \\ V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \end{array} \right. \quad (1.3)$$

Заданный вектор напряжения \vec{V}_p в первом из секторов раскладывается на базовые векторы (рис. 1.23), операцией обратной суммированию векторов при ШИМ. Это означает, что для определения вектора \vec{V}_p необходимо определить длительность существования каждого базового вектора V_4, V_6 и V_0 или V_7 .

Импульсное изображение порядка реализации базовых векторов в секторе 1 представлено на рис. 1.32.

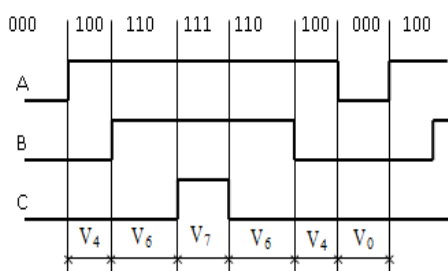


Рис. 1.32 Импульс включения–выключения ключей S1, S3, S5

Пусть T_z – период импульсной модуляции сектора, соответствующий длительности существования вектора \vec{V}_p при формировании одного вектора напряжения в секторе.

Значения времени T_0 (длительность существования V_0, V_7), T_1, T_2 (длительность существования базовых векторов) в секторах будут определены как на рис.1.33.

Временные диаграммы составляющих базовых векторов в секторах представлены в рисунке 1.33.

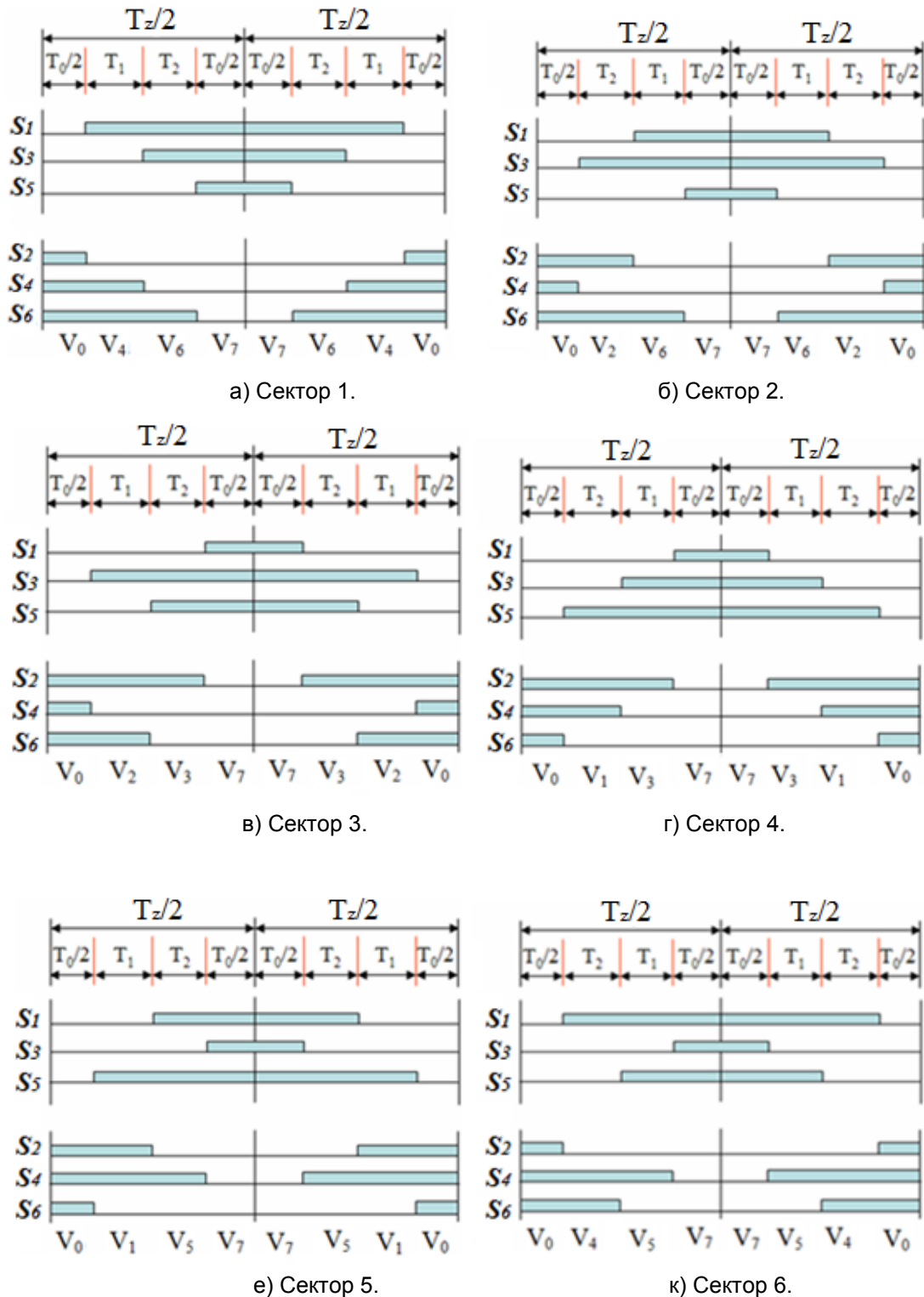


Рис. 1.33 Временные диаграммы переключения ключей в соответствующих секторах

1.4.2 Формирование нескольких векторов в секторе

Рассмотрим случай формирования двух векторов в секторе:

Заданные векторы напряжения \vec{V}_{1P} , \vec{V}_{2P} в секторе 1 раскладываются на базовые векторы (рис.1.34).

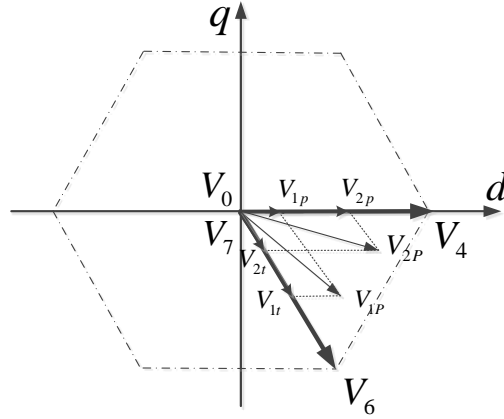


Рис. 1.34 Формирование двух вектора в секторе 1

Векторы \vec{V}_{1P} , \vec{V}_{2P} состоят из соответствующих составляющих векторов V_{1t} , V_{2t} и V_{1p} , V_{2p} которые раскладываются на соответствующие базовые векторы V_1 и V_2 . Это значит, что для определения вектора \vec{V}_{1P} , \vec{V}_{2P} необходимо определить соответствующие длительности существования базовых вектора V_4 , V_6 и V_0 или V_7 . Сначала нужно определить алгоритм переходов этих базовых векторов.

Допустим, что сначала формируется вектор \vec{V}_{1P} , а затем \vec{V}_{2P} .

Тогда алгоритм переходов базовых векторов будет следующий

$$(V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_4 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0).$$

На первом шаге определим длительности существования T_{10} , T_{11} , T_{12} соответствующих V_0 или V_7 , V_4 , V_6 при формировании \vec{V}_{1P} , потом определим длительности существования T_{20} , T_{21} , T_{22} соответствующих векторов V_0 или V_7 , V_4 , V_6 при формировании \vec{V}_{2P} . Аналогично формированию одного вектора в секторе, описанному на выше. В результате получаем временную диаграмму составляющих базовых векторов в секторе 1 (рис. 1.35).

Обозначим $T_z = T_{1z} + T_{1z}$ – период ШИМ сектора, где T_{1z} , T_{1z} – соответствующие длительности существования векторов \vec{V}_{1ref} , \vec{V}_{2ref} ;

$$T_{1z} = 2 \cdot (T_{10} + T_{11} + T_{12}); T_{2z} = 2 \cdot (T_{20} + T_{21} + T_{22}).$$

Аналогично можно сформировать более двух векторов в секторе и определить все диаграммы составляющих базовых векторов в остальных секторах.

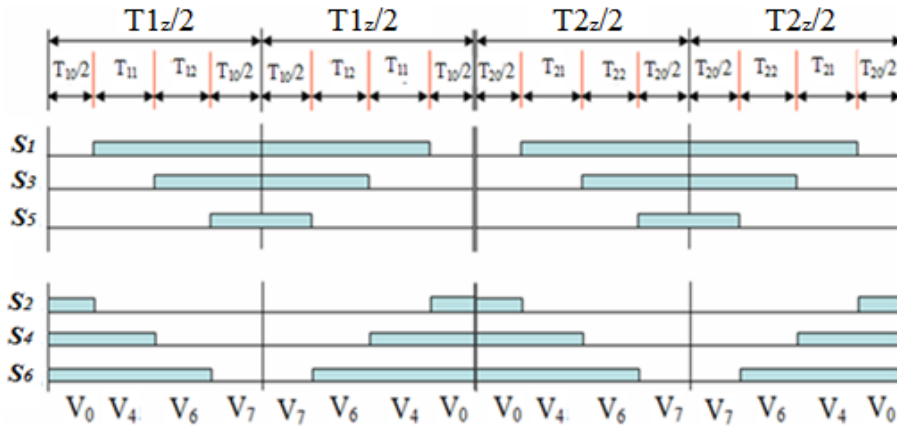


Рис. 1.35 Временная диаграмма составляющих базовых векторов в секторе 1

1.5 Сравнение скалярной и векторной методов ШИМ

Для выявления преимущества режима векторной ШИМ в работе были рассмотрены состояния инвертора при скалярной ШИМ. Рассмотрим ранее предложенные скалярные ШИМ с точки зрения векторной ШИМ.

- **180° – способ формирования напряжения**

При этом способе ШИМ состояния силовых ключей мостового трехфазного коммутатора соответствуют шести ненулевым базовым векторам при векторной ШИМ. Его алгоритм переходов состояний за период изображается формой векторов:

$$\mathbf{V}_5 \rightarrow \mathbf{V}_4 \rightarrow \mathbf{V}_6 \rightarrow \mathbf{V}_2 \rightarrow \mathbf{V}_3 \rightarrow \mathbf{V}_1.$$

В таком алгоритме нет нулевого состояния, т.е. отсутствует возможность прямого регулирования напряжения.

- **по широтно-импульсному регулированию**

При этом способе имеет следующий алгоритм переходов состояний за период (обозначай все эти состояния базовыми векторами в векторной ШИМ):

$$(\mathbf{V}_7 \rightarrow \mathbf{V}_5 \rightarrow \mathbf{V}_0 \rightarrow \mathbf{V}_5 \rightarrow \dots) \rightarrow (\mathbf{V}_7 \rightarrow \mathbf{V}_4 \rightarrow \mathbf{V}_0 \rightarrow \mathbf{V}_4 \rightarrow \dots) \rightarrow (\mathbf{V}_7 \rightarrow \mathbf{V}_6 \rightarrow \mathbf{V}_0 \rightarrow \mathbf{V}_6 \rightarrow \dots) \rightarrow \\ \rightarrow (\mathbf{V}_7 \rightarrow \mathbf{V}_2 \rightarrow \mathbf{V}_0 \rightarrow \mathbf{V}_2 \rightarrow \dots) \rightarrow (\mathbf{V}_7 \rightarrow \mathbf{V}_3 \rightarrow \mathbf{V}_0 \rightarrow \mathbf{V}_3 \rightarrow \dots) \rightarrow (\mathbf{V}_7 \rightarrow \mathbf{V}_1 \rightarrow \mathbf{V}_0 \rightarrow \mathbf{V}_1 \rightarrow \dots) \rightarrow \mathbf{V}_7.$$

Недостаток этого способа по сравнению векторной ШИМ в том, что перемещение формируемых векторов напряжения составляет определенный угол 60°, который не может уменьшаться при увеличении числа импульсов напряжения.

- **ШИМ по синусоидальному закону:**

Для режима ШИМ по синусоидальному закону, при 9 импульсах на 1/6 периода выходного напряжения алгоритм переходов векторов представляется в виде (обозначай все эти состояния базовыми векторами в векторной ШИМ):

$$\begin{aligned}
&\rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow (\text{сектор2}) \\
&\rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow (\text{сектор1}) \\
&\rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow (\text{сектор6}) \\
&\rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow (\text{сектор5}) \\
&\rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow (\text{сектор4}) \\
&\rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow (\text{сектор3}) \\
&\rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow (\text{сектор2}).
\end{aligned} \tag{1.4}$$

Видно, что такой способ использует все базовые векторы в векторной ШИМ. Из анализа переходов можно сделать вывод, что принцип этого способа ШИМ похож на способ векторной ШИМ, при формировании вектора в каждом секторе, но при другом принципе определения длительности существования векторов.

- **ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой:**

Анализ ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой, например, для случая 6 импульсов на 1/6 периода выходного напряжения выявил следующий алгоритм перехода состояний инвертора (обозначай все эти состояния базовыми векторами в векторной ШИМ):

$$\begin{aligned}
&\rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow (\text{сектор2}) \\
&\rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow (\text{сектор1}) \\
&\rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow (\text{сектор6}) \\
&\rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow (\text{сектор5}) \\
&\rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow (\text{сектор4}) \\
&\rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow (\text{сектор3}) \\
&\rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow (\text{сектор2}).
\end{aligned}$$

Видно, что такой способ использует все базовые векторы в векторной ШИМ. Алгоритм этого способа ШИМ похож на способ векторной ШИМ, при формировании векторов в каждом секторе. Кроме того, при этом, в нечётных секторах 1, 3, 5 формируется только один вектор напряжения, в чётных секторах 2, 4, 6 формируются 3 вектора напряжения.

Таким образом, каждый вид режима скалярной ШИМ может быть реализован средствами векторной ШИМ с определенными алгоритмами переходов базовых векторов.

Однако в скалярной ШИМ компоненты любого вектора определяются модулятором, опорным и пилообразным сигналом, что не позволяет регулировать расчетные длительности векторов с помощью алгоритмов цифрового микроконтроллера.

В режимах синусоидальной ШИМ и ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой при номинальной частоте и максимальном коэффициенте регулирования $K_p=1$, состояния соответствующие нулевым векторам не исключаются, что возможно реализовать векторной ШИМ. Следовательно, при одном и том же напряжении питания инвертора, степень использования напряжения питания при векторной ШИМ выше.

Таким образом, при векторной ШИМ легко регулируются длительности существования любых состояний базовых векторов; обеспечивается высокая степень использования напряжения звена постоянного тока; регулирование формируемого напряжения зависит только от заданного значения расчетной длительности существования базовых векторов при любом числе формируемых импульсов напряжения. Векторная ШИМ дает возможность уменьшить число переключений силовых ключей инвертора, что снижает динамические потери в инверторе.

1.6 Вывод по главе

В первой главе проведён анализ известных структур инвертора на основе пяти критериев. На основе обзора литературы выявлена наиболее оптимальная структура трехфазного инвертора для управления АД, представляющего собой симметричную нагрузку в режиме векторной ШИМ.

Рассмотрены известные способы регулирования: 180-градусная коммутация, синусоидальная ШИМ, ШИМ с предмодуляцией третьей гармоники и классическая векторная ШИМ.

Анализ показал, что в скалярных ШИМ используются те же состояния силовых ключей трехфазного инвертора, что и в режиме векторной ШИМ. Таким образом, каждый вид режима скалярной ШИМ может быть реализован средствами векторной ШИМ с определенными алгоритмами переходов базовых векторов.

В скалярных ШИМ компоненты любого вектора определяются модулятором, опорным и пилообразным сигналом, что не позволяет регулировать расчетные длительности векторов с помощью цифрового микроконтроллера.

В режимах синусоидальной ШИМ и ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой при номинальной частоте и максимальном коэффициенте регулирования $K_p=1$, нулевые векторы не исключаются, что легко реализуется векторной ШИМ. Следовательно, при одном и том же напряжении питания инвертора, степень использования напряжения питания при векторной ШИМ выше.

ГЛАВА II. АНАЛИЗ СОСТОЯНИЙ ИНВЕРТОРА ПРИ ВЕКТОРНОЙ ШИМ

2.1 Анализ векторной ШИМ

Рассмотрены процессы формирования напряжения инвертора, заключающиеся в задании состояний инвертора и переходов от одного состояния к другому. При переходах между состояниями силовых ключей инвертора могут возникнуть ситуации одновременного переключений ключей в одном плече инвертора. Известно, что при этом в следствие конечного времени переключения силовых транзисторных ключей, возникают сквозные токи, которые существенно снижают как надежность, так и энергетические показатели инвертора. Эта известная проблема решается либо аппаратными, либо программными средствами. В любом случае в алгоритме управления инвертором должен присутствовать блок, обеспечивающий исключение состояния проводимости ключей одного плеча.

Чтобы в режиме векторной ШИМ разработать микропроцессорные алгоритмы, позволяющие исключить сквозные токи, нужно иметь возможность получить алгоритм переходов для множеств допустимых состояний в системе инвертор – двигатель, обеспечивающий безопасные переходы. При оптимизации переходов состояний мостового инвертора, позволяющей исключить эти опасные переходы, используются карты Карно [92], основанный на специальных таблицах-картах, адаптированных для силовых схем управления двигателем.

2.1.1 Карта Карно – инструмент анализа и синтеза системы инвертор –двигатель

Для трехфазного инвертора, карта Карно представляет собой таблицу прямоугольной формы, состоящую из 2^6 клеток, где 6 – число силовых ключей в инверторе. Часть карты, в которую соответствующая переменная входит либо только без знака инверсии (U_i), либо только с знаком инверсии (\bar{U}_i) называют зоной. В карте Карно изображения состояний трехфазного инвертора имеет 12 зон. Зоны инверсии U_i на рисунках обозначают подчеркиванием. Линии, разделяющие карту Карно на зоны U_i и \bar{U}_i , называют осями карты Карно. Каждой клетке карты Карно соответствует уникальный минтерм, десятичный эквивалент которого является номером клетки.

Элементы множеств допустимых состояний и запрещённых состояний соответствуют минтермам и их, следовательно, можно поместить в клетки карты Карно, имеющей в качестве зон соответствующей логической функции U_i [90–92,105]. Для определенности будем полагать, что U_i с четными номерами будут относиться к горизонтальным зонам, а с нечетными номерами – к вертикальным зонам. При этом число зон в карте Карно для анализа и синтеза законов коммутации всегда равно числу управляющих логических функций или числу силовых ключей.

Карта Карно, соответствующая трехфазному мостовому инвертору показана на рис.2.1. Функционирование трехфазного инвертора определяется $CW = \langle U_6 U_5 U_4 U_3 U_2 U_1 \rangle$. На рис. 2.1 приведена карта Карно шести переменных $U_1 \dots U_6$ с нумерацией клеток, которая соответствует трехфазному инвертору (рис.2.1).

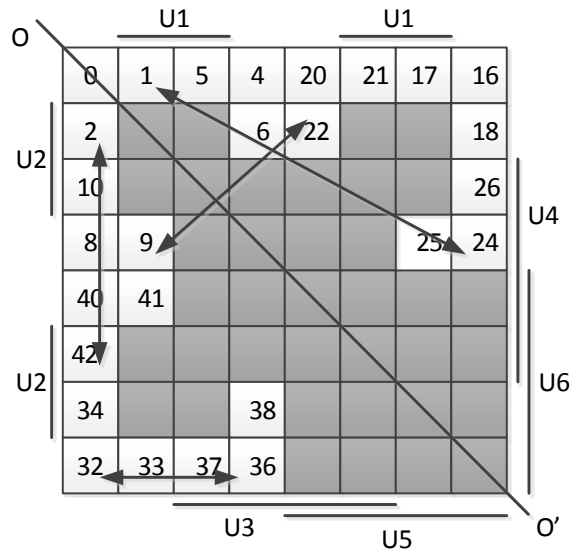


Рис. 2.1 Карта Карно шести переменных $U_1 \dots U_6$

Светлые клетки карт Карно будут соответствовать элементам множества допустимых состояний для рассматриваемого закона управления процессом коммутации силовых ключей. Затененные клетки карт будут соответствовать элементам множества запрещённых состояний, при этом степень затенения характеризует количество плеч, через которые протекает ток короткого замыкания. Сравнительный анализ топологий мостового инвертора и его карты Карно показывает, что симметрия мостового инвертора относительно точек подключения нагрузки имеет аналогию на карте Карно в виде диагонали OO' . Отметим, что такая диагональ проходит через все прямые и все инверсные зоны и является единственной.

Как следует из рис. 2.1, области карты Карно с нанесенными элементами множеств допустимых и запрещенных состояний имеют две симметричные части. При этом любым двум клеткам, симметричным относительно главной диагонали, соответствуют минтермы, в которых хотя бы два разряда (управляющий слог) взаимно инверсны.

На рис. 2.1 показаны примеры допустимых двухсторонних опасных и безопасных переходов, нанесенные на карту Карно, где двухсторонний переход на карте Карно представляет собой отрезок прямой, который характеризуется модулем и ориентацией относительно сторон карты и главной диагонали.

Допустимые двухсторонние опасные переходы ориентированы перпендикулярно либо параллельно (либо близки к перпендикулярности (параллельности)) относительно главной диа-

гонали карты Карно. Допустимые двухсторонние безопасные переходы ориентированы параллельно (либо близки к параллельности) относительно сторон карты Карно [92].

2.1.2 Применение карты Карно для анализа векторной ШИМ

В (1.3) показано, что при классической векторной ШИМ, алгоритм переходов базовых векторов при формировании любого вектора напряжения в каждом секторе содержит переходы между состояниями базовых векторов $V_0 \dots V_7$. Так для сектора 1 алгоритм переходов базовых векторов следующий:

$$V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0$$

Формирование векторов в остальных секторах аналогично. При этом, напряжение фазы A в секторе 1 при формировании одного вектора имеет форму, приведённую на рис. 2.2:

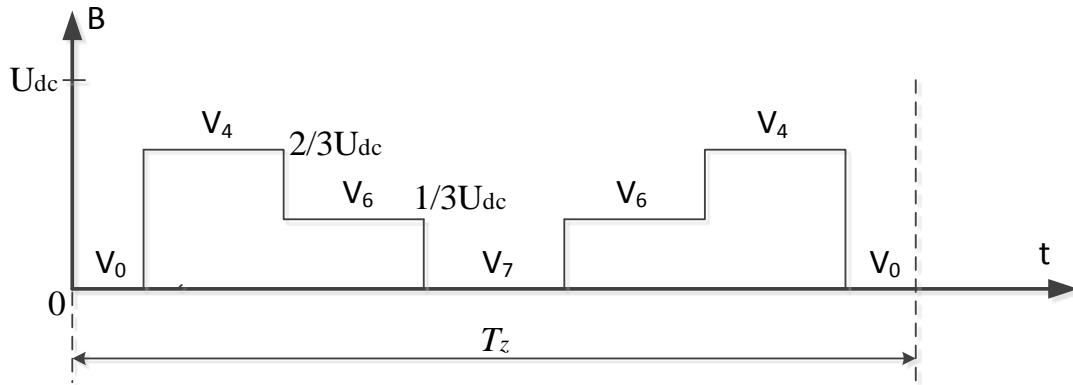


Рис. 2.2 Форма напряжения фазы A при формировании одного вектора в секторе 1

Видно, что при формировании вектора напряжения в секторе 1 будут переходы: $(V_0 \rightarrow V_4)$, $(V_4 \rightarrow V_6)$, $(V_6 \rightarrow V_7)$, $(V_7 \rightarrow V_6)$, $(V_6 \rightarrow V_4)$, $(V_4 \rightarrow V_0)$. Изображение этих переключений состояний инвертора в карте Карно получим как на рис. 2.3а. Аналогично все переходы между состояниями инвертора при формировании вектора напряжения изобразятся в карте Карно на рис. 2.3б, в, г, е, д.

Все переходы между состояниями базовых векторов в режиме векторной ШИМ являются опасными двухсторонними допустимыми, что приводит к возникновению сквозных токов в плече инвертора и не допустимо.

2.2 Дополнительные векторы

Известно, в трехфазном мостовом коммутаторе существуют $2^6 = 64$ возможных состояния, но рабочих состояний значительно меньше [5, 6, 7, 8, 87 – 92]. Обозначим на карте Карно все рабочие состояния символами V_x и V_{xy} , где V_x ($x = 0, 1, \dots, 7$) – базовые векторы; V_{xy} –

остальные рабочие состояния ключей инвертора; x – десятичное значение двоичных кодов ключей S1, S3, S5; y – десятичное значение двоичных кодов ключей S2, S4, S6.

Отобразим все эти состояния ключей на карте Карно (рис. 2.4).

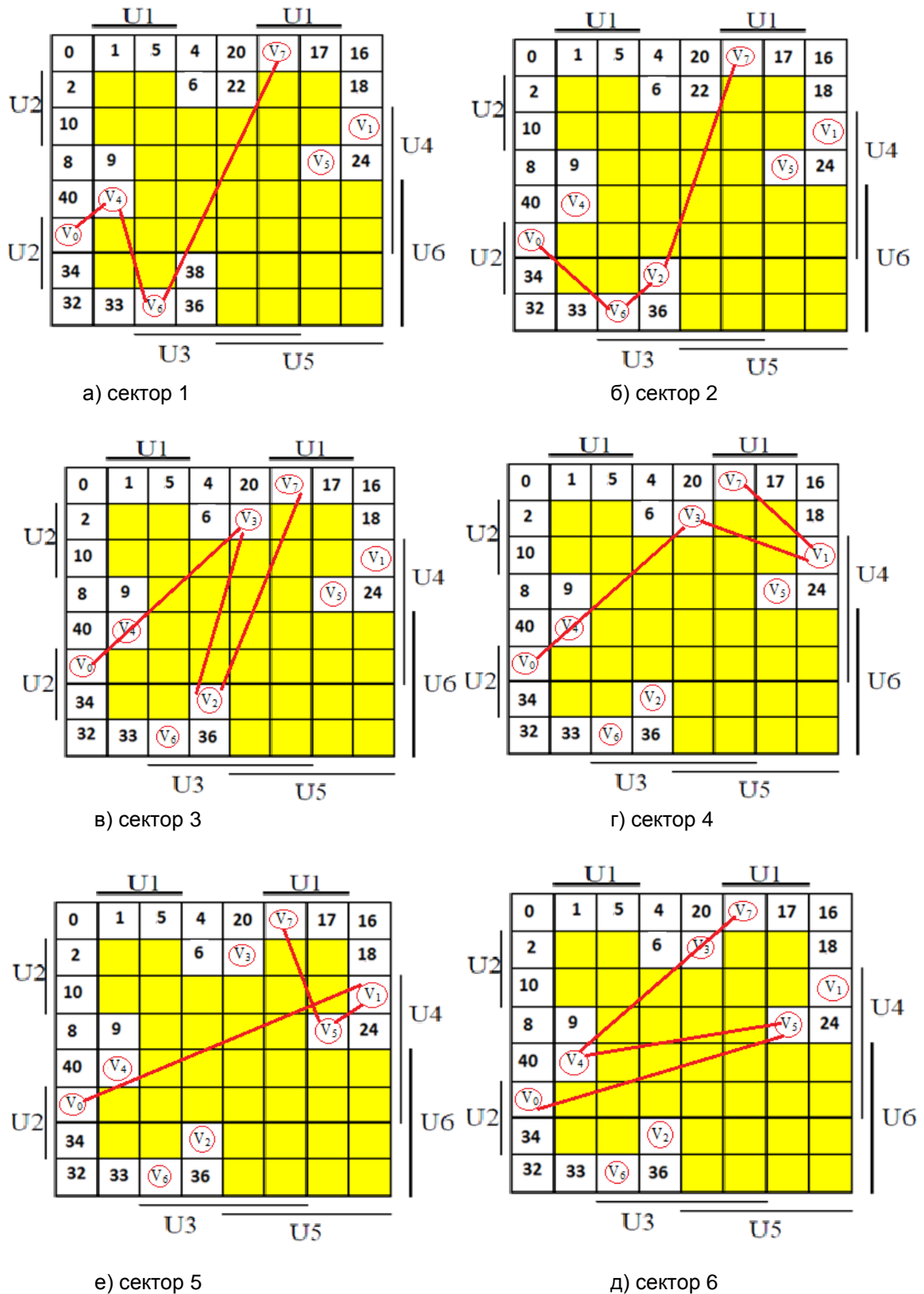


Рис. 2.3 Изображение переходов состояний инвертора при формировании вектора напряжения в режиме векторной ШИМ

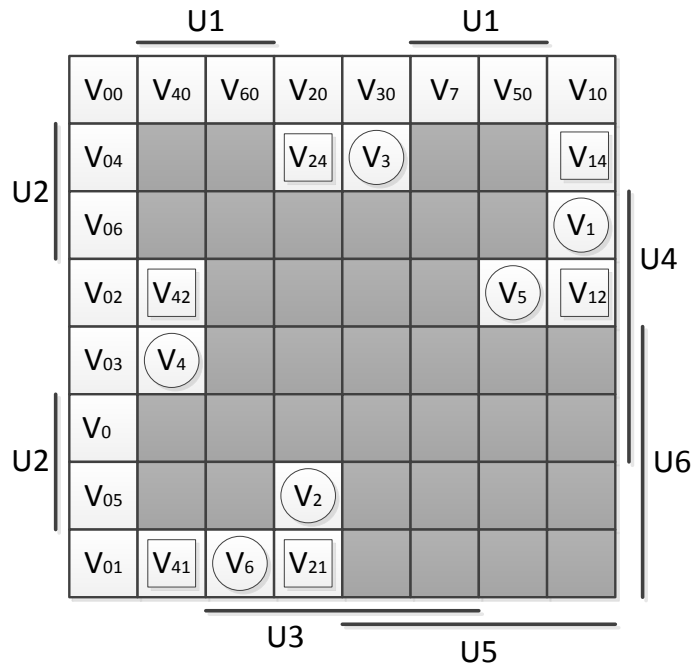


Рис. 2.4 Расположение всех рабочих состояний ключей инвертора на карте Карно

Для исключения сквозных токов предложено использовать дополнительные векторы [73–76], приведенные в таблицах 2.1 и 2.2. На рис. 2.5 представлены все состояния силовых ключей дополнительных векторов V_{xy} ($x, y > 0$) трехфазного инвертора.

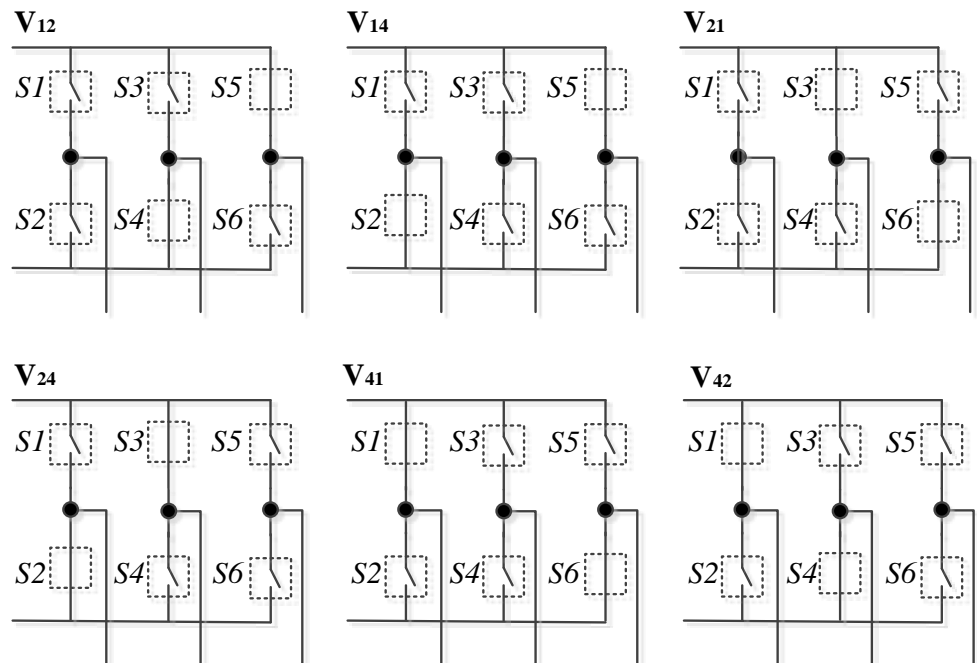
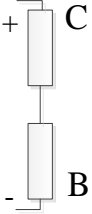
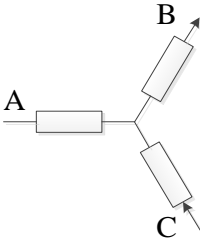
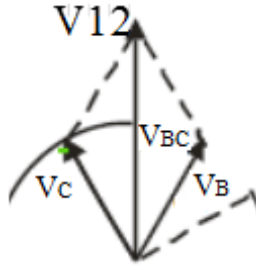
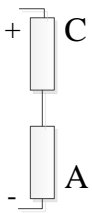
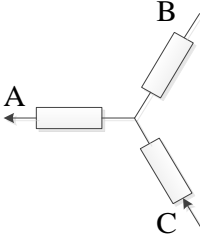
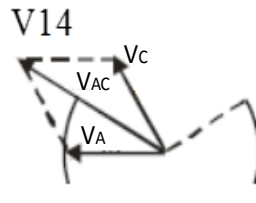
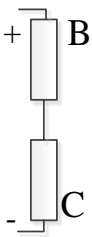
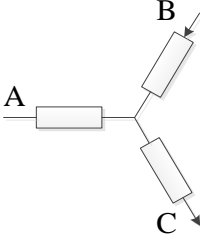
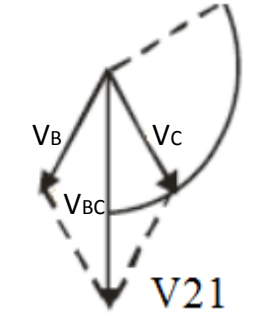
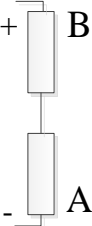
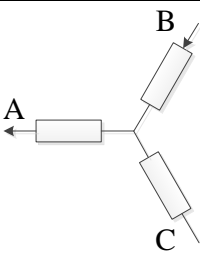
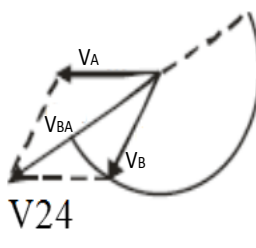


Рис. 2.5 Дополнительные состояния силовых ключей V_{xy} ($0 < x, y < 7$)

Таблица 2.1 Состояния ключей для формирования дополнительных векторов

Состояние ключей S1 S3 S5 S2 S4 S6	Схема нагрузки	Направление тока	Векторы напряжения	Фазные напряжения		
				U_a	U_b	U_c
0 0 1 0 1 0				0	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{2}U_{dc}$
0 0 1 1 0 0				$-\frac{1}{2}U_{dc}$	0	$\frac{1}{2}U_{dc}$
0 1 0 0 0 1				0	$\frac{1}{2}U_{dc}$	$-\frac{1}{2}U_{dc}$
0 1 0 1 0 0				$-\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{2}U_{dc}$	0

Состояние ключей S1 S3 S5 S2 S4 S6	Схема нагрузки	Направление тока	Векторы напряжения	Фазные напряжения		
				U_a	U_b	U_c
1 0 0 0 0 1				$\frac{1}{2}U_{dc}$	0	$-\frac{1}{2}U_{dc}$
1 0 0 0 1 0				$\frac{1}{2}U_{dc}$	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	0

Изобразим все эти векторы в неподвижной системе координат получим рис. 2.6.

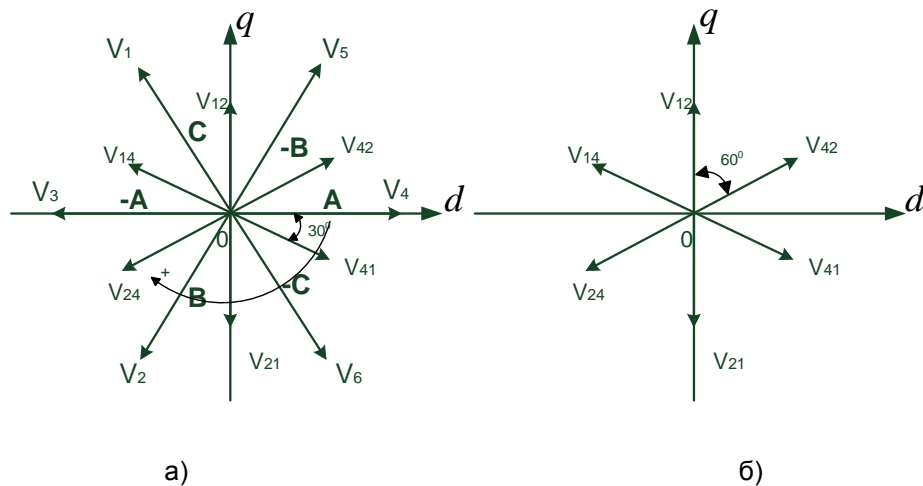


Рис. 2.6 Результирующие векторы в неподвижной системе координат
а) общая совокупность векторов б) оополнительная совокупность векторов

На рис.2.7 и в таблице 2.2 представлены все состояния силовых ключей дополнительных переменных векторов.

Векторы	\mathbf{V}_{01}	\mathbf{V}_{02}	\mathbf{V}_{03}	\mathbf{V}_{04}	\mathbf{V}_{05}	\mathbf{V}_{06}
S1 S3 S5	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0
S2 S4 S6	0 0 1	0 1 0	0 1 1	1 0 0	1 0 1	1 1 0
Векторы	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{20}	\mathbf{V}_{30}	\mathbf{V}_{40}	\mathbf{V}_{50}	\mathbf{V}_{60}
S1 S3 S5	0 0 1	0 1 0	0 1 1	1 0 0	1 0 1	1 1 0
S2 S4 S6	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0

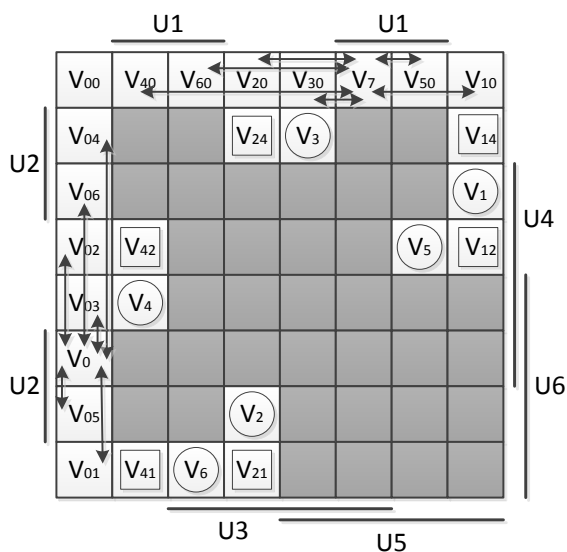


Рис. 2.8 Изображение переходов между нулевыми и переменными векторами на карте Карно

Рассмотрим несколько переходов между ненулевыми базовыми векторами с дополнительными V_{xy} ($x, y > 0$) на карте Карно, которые приведены на рис. 2.9.

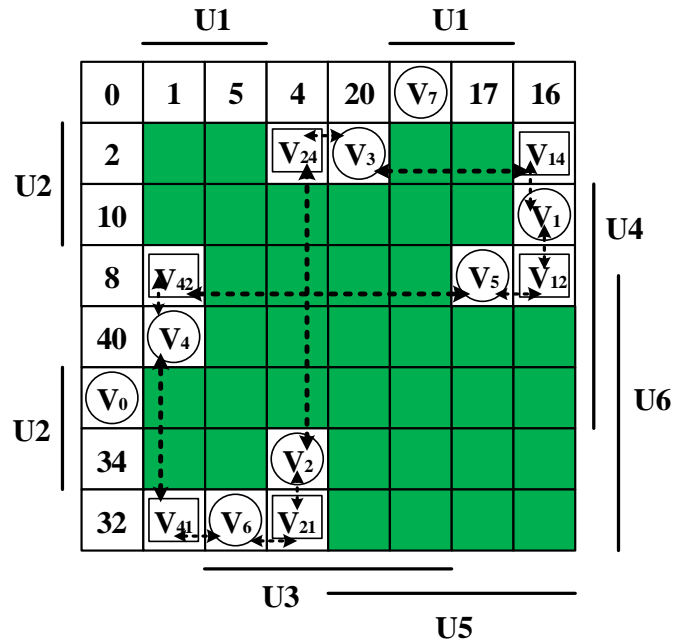


Рис. 2.9 Расположение переходов векторов на карте Карно

Из рис.2.9, видно, что следующие переходы $V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42}$ или $V_{42} \rightarrow V_{41} \rightarrow V_{21} \rightarrow V_{24} \rightarrow V_{14} \rightarrow V_{12} \rightarrow V_{42}$ и их обратные переходы не приводят к возникновению сквозного тока.

На рис. 2.10 показано изображение нескольких переходов между векторами V_x : с векторами V_{0y} и с векторами V_{x0} в карте Карно.

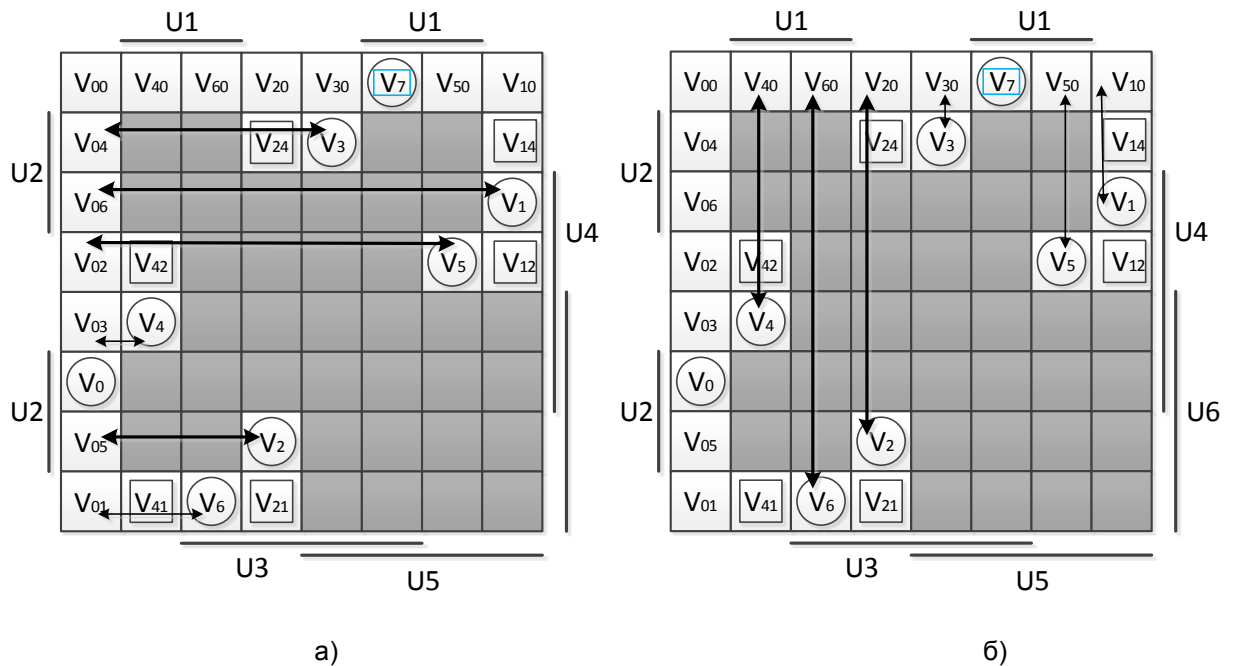


Рис. 2.10 Переходы между векторами V_x : а) с векторами V_{0y} ; б) с векторами V_{x0}

Видно, что все переходы между векторами V_x : с векторами V_{0y} и с векторами V_{x0} , которые показаны на рис.2.10 являются допустимыми двухсторонними безопасными переходами, что не приводят к возникновению сквозного тока.

На рис. 2.8–2.10 уже показано несколько допустимых двухсторонних безопасных переходов, которые содержат предложенные дополнительные векторы. Тогда в алгоритме переходов формирования вектора напряжения используются дополнительные векторы в роли промежуточных состояний, обеспечивающих исключение сквозных токов в инверторе. Их расчетные длительности существования крайне малы по сравнению с длительностями базовых векторов. Поэтому их влиянием на направление и модуль формируемых векторов можно пренебречь.

2.3 Использование дополнительных векторов для исключения сквозных токов в инверторе при векторной ШИМ

В (1.3) показано формирование вектора напряжения в секторе 1 в режиме классической векторной ШИМ, имеющемуся следующий алгоритм переходов базовых векторов: $V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0$. Как выше показано, все переходы между базовыми векторами в этом алгоритме приводят к возникновению сквозного тока.

Для исключения сквозных токов в этих переходах предполагать использовать дополнительные векторы V_{41} в переходах $(V_4 \rightarrow V_6)$, $(V_6 \rightarrow V_4)$ в роли промежуточного состояния, аналогично в остальных секторах использовать следующие дополнительные векторы V_{42} , V_{21} , V_{24} , V_{14} , V_{12} , чтобы переходы алгоритма переходов были безопасные. Это приведет к исключению сквозных токов. Для исключения сквозных токов в переходах $(V_0 \rightarrow V_4)$, $(V_6 \rightarrow V_7)$, $(V_7 \rightarrow V_6)$, $(V_4 \rightarrow V_0)$ при формировании вектора напряжения в первом секторе или в остальных предлагать использовать векторы V_{01} , V_{02} , V_{03} , V_{04} , V_{05} , V_{06} , V_{10} , V_{20} , V_{30} , V_{40} , V_{50} , V_{60} . Переменные векторы V_{01} , V_{02} , V_{03} , V_{04} , V_{05} , V_{06} , V_{10} , V_{20} , V_{30} , V_{40} , V_{50} , V_{60} имеют неопределенные направление и значение. Будем их использовать как промежуточные состояния для исключения сквозных токов в инверторе. Их длительности существования будут крайне малы по сравнению с базовыми векторами, поэтому их влияние на направление и модуль формируемых векторов можно пренебречь. Тогда для исключения сквозного тока при формировании вектора напряжения в этом секторе предлагать использовать дополнительные векторы со следующим алгоритмом переходов: $V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0$. Все переходы в этом алгоритме уже показаны на рис. 2.8–2.10, безопасные и не приводят к возникновению

сквозных токов. Аналогично, формирование векторов напряжения в остальных секторах 2...6 будет следующим:

$$V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{70} \rightarrow V_{06} \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0;$$

$$V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0;$$

$$V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0;$$

$$V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0;$$

$$V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0.$$

В соответствии с рис. 2.8–2.10, формирование вектора напряжения в каждом секторе по этим алгоритмам переходов не приводит к возникновению сквозных токов. Кроме того, при формировании вектора напряжения по такому алгоритму увеличивается число переходов между состояниями инвертора, но число переключений силовых ключей не увеличивается. На карте Карно рис. 2.11 изображены все эти переходы.

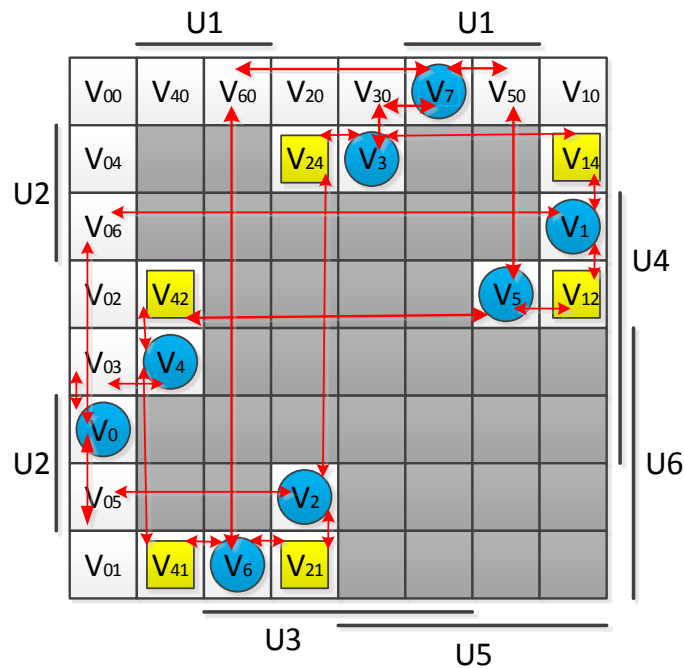


Рис. 2.11 Результирующее изображение переходов векторной ШИМ при использовании дополнительных векторов для формирования вектора напряжения

Соответствующие временные диаграммы переключения силовых ключей при формировании вектора в секторах приведены на рис.2.12, аналогично для построения диаграмм переключений силовых ключей в остальных секторах.

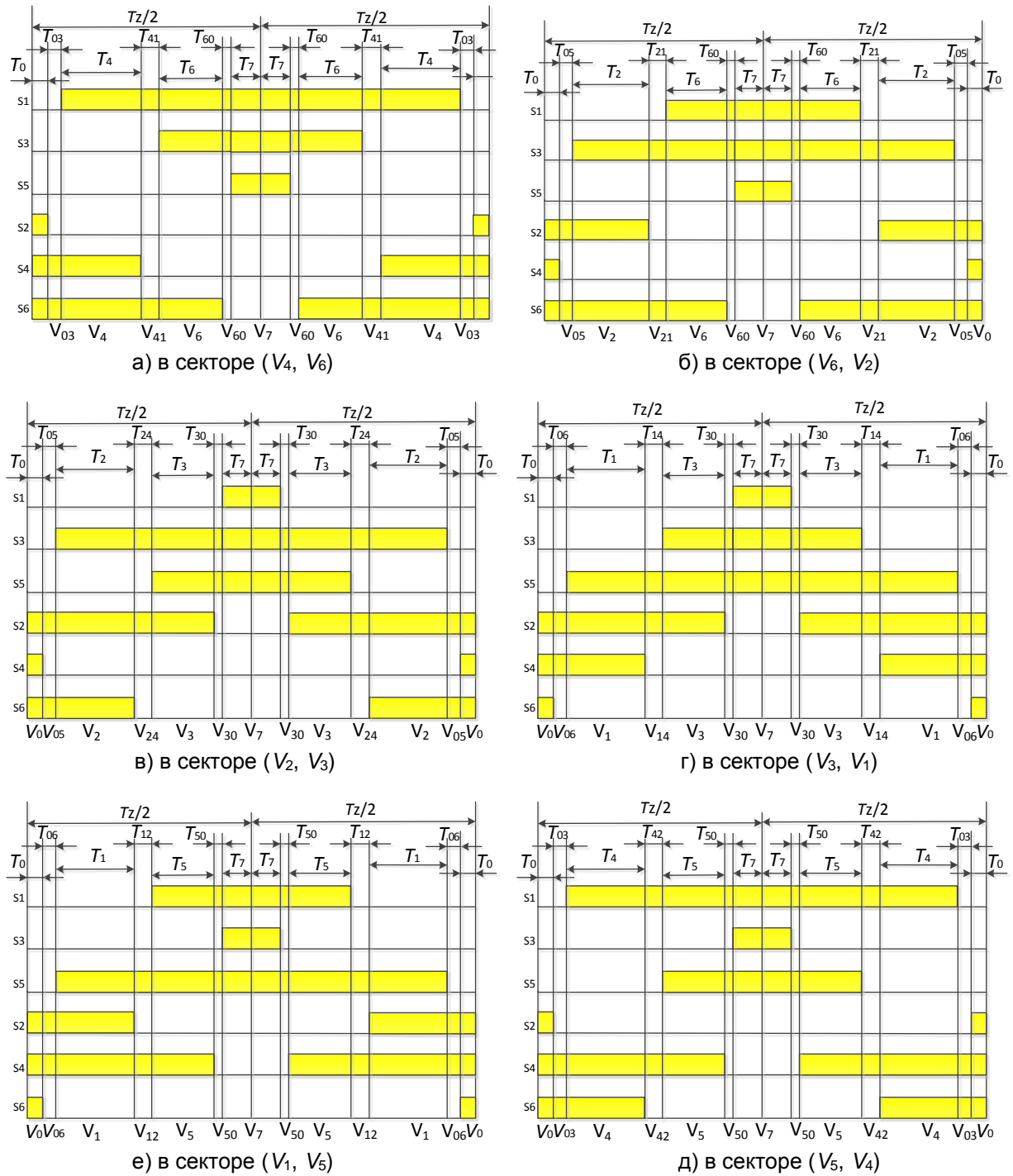


Рис. 2.12 Временные диаграммы состояний переключения силовых ключей при формировании вектора с использованием дополнительных векторов

В случае номинальной частоты вращения вала АД длительность существования нулевых векторов равна нулю, поэтому предложенный алгоритм переходов в режиме векторной ШИМ при номинальной частоте вращения вала АД не имеет нулевых векторов в алгоритме переходов векторов для формирования вектора напряжения. Тогда в режиме классической векторной ШИМ, при формировании вектора в секторах 1...6 имеет следующий алгоритм переходов базовых векторов: $V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4$; $V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2$; $V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2$; $V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1$; $V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1$; $V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4$.

В этом случае предложенный алгоритм переходов базовых векторов при формировании нескольких векторов напряжения в секторе 1 будет выглядеть так: $V_{41} \rightarrow (V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4) \rightarrow \dots \rightarrow (V_{06} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4) \rightarrow V_{41}$.

Видно, что при формировании каждого вектора в этом секторе алгоритм переходов базовых векторов будет: $V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4$, но первое или последнее состояния за период формирования векторов в секторе будут являться вектором V_{41} . Здесь длительность существования вектора V_{41} относительно мало по сравнению с длительностью существования базовых векторов V_4, V_6 .

Аналогично в остальных секторах алгоритм переходов базовых векторов при формировании одного или нескольких векторов будет:

в секторе 2: $V_{21} \rightarrow (V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2) \rightarrow \dots \rightarrow (V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2) \rightarrow V_{21}$;

в секторе 3: $V_{24} \rightarrow (V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2) \rightarrow \dots \rightarrow (V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2) \rightarrow V_{24}$;

в секторе 4: $V_{14} \rightarrow (V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1) \rightarrow \dots \rightarrow (V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1) \rightarrow V_{14}$;

в секторе 5: $V_{12} \rightarrow (V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1) \rightarrow \dots \rightarrow (V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1) \rightarrow V_{12}$;

в секторе 6: $V_{42} \rightarrow (V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4) \rightarrow \dots \rightarrow (V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4) \rightarrow V_{42}$.

Длительности существования векторов $V_{42}, V_{41}, V_{21}, V_{24}, V_{14}, V_{12}$ относительно малы по сравнению с длительностями существования базовых векторов, поэтому их влияние на напряжение можно пренебречь. Кроме того, переходы между ними не приводят к возникновению сквозного тока, поэтому они ещё и играют роль промежуточного состояния при переходе из сектора в следующий сектор.

Временная диаграмма переключения ключей $S1 \dots S6$ для базовых векторов в секторе 1 представлена на рис. 2.13.

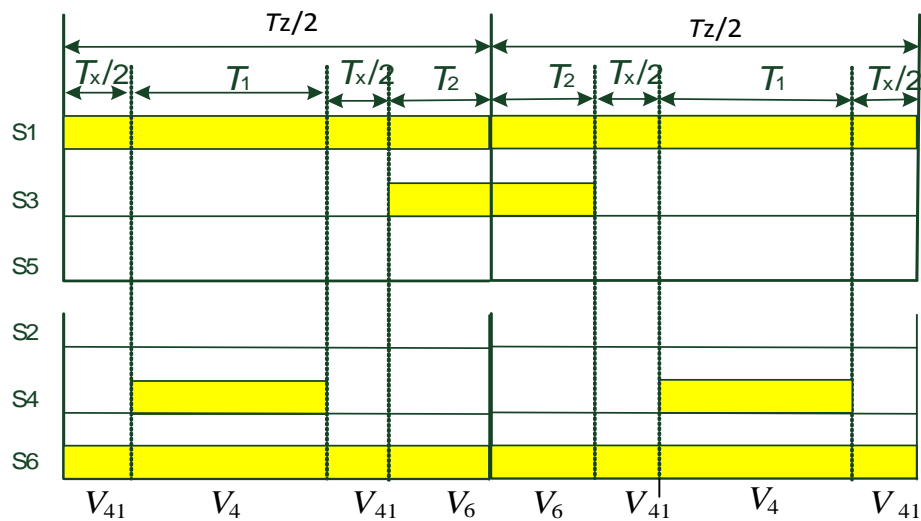


Рис. 2.13 Временная диаграмма составляющих базовых векторов при номинальной частоте вращения вала АД для формирования одного вектора напряжения в секторе 1

2.4 Компьютерная имитационная модель реализации векторного управления с дополнительными векторами

Для проверки работоспособности предлагаемого алгоритма переходов с использованием дополнительных векторов для исключения сквозных токов построим имитационную компьютерную модель. Сравнение классического и предложенного алгоритмов проведено в MATLAB Simulink [12, 43, 49, 50, 51, 69, 84, 107–111].

На рис.2.14 представлена компьютерная модель реализации предложенного векторного управления при номинальной частоте.

В модели используются:

- PWM – блок программирования векторной ШИМ;
- Invertor IGBT – трехфазный инвертор;
- Vdc – питание постоянного тока инвертора;
- UPWM – сигналы управления силовыми ключами трехфазного инвертора;
- V-Faz – напряжение фазы *A*;
- Va – вольтметр.
- Резистор $R = 0.65$ Ом, индуктивность $L = 0,0005$ Гн.

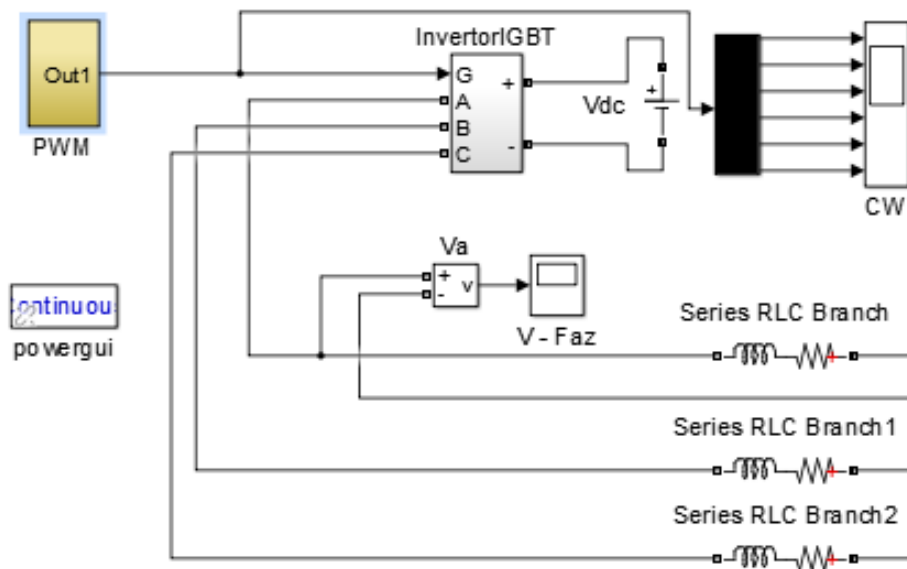


Рис. 2.14 Схема модели системы векторной ШИМ в Matlab Simulink

Времена существования дополнительных векторов зависят от емкости затвора, времени коммутации и для большинства IGBT-модулей составляют (0,2–4) мкс, что определяет длительность существования дополнительных векторов в предложенном алгоритме переходов.

Учитывая высокую частоту основной гармоники напряжения авиационной сети эта длительность не должна превышать 10 мс.

В модели, векторы напряжения формируются в каждом секторе в порядке с первого сектора по шестой. Назовём векторы $V_4, V_6, V_2, V_3, V_1, V_5$ первыми векторами секторов, соответствующими сектору номера с 1 по 6, а $V_6, V_2, V_3, V_1, V_5, V_4$ – вторыми векторами этих секторов.

Для формирования векторов напряжений используем следующие коэффициенты:

$$k = \frac{T_1}{T_{zz}}, \quad l = \frac{T_1}{T_{zz}}, \quad p_x = \frac{T_x}{T_{zz}},$$

где T_1, T_2 – соответствующие длительности существования первого и второго вектора каждого сектора при формировании вектора напряжения в нем;

T_{zz} – интервал формирования одного вектора;

T_x – сумма длительностей существования вектора V_{xy} при формировании любого вектора напряжения по предложенному порядку. Обозначим $p = \sum p_x$. Тогда $k + l + p = 1$.

а) Поясним работу модели на примере формирования одного вектора (рис. 2.15).

Допустим $V_k = V_l$ и T_z – длительность формирования векторов в одном секторе. Тогда $T_z = T_{zz}$.

Коэффициенты, определяющие длительности включения векторов, приведены в табл.2.3.

Таблица 2.3 Коэффициенты времени существования векторов

Вектор	Способ без дополнительных векторов		Способ с дополнительными векторами		
	k	l	k	l	p
V_p	0,5	0,5	0,495	0,495	0,01

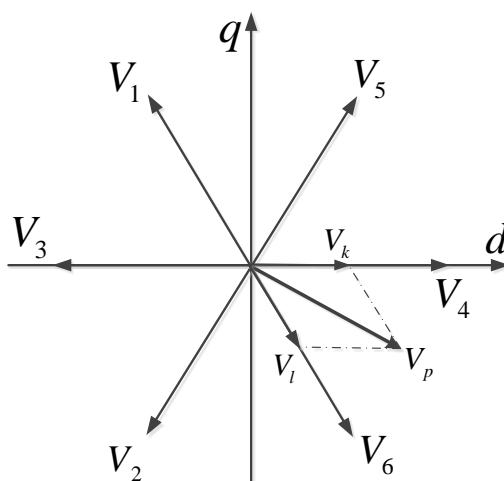


Рис. 2.15 Формирование одного вектора

Результаты моделирования представлены на рис. 2.16–2.18

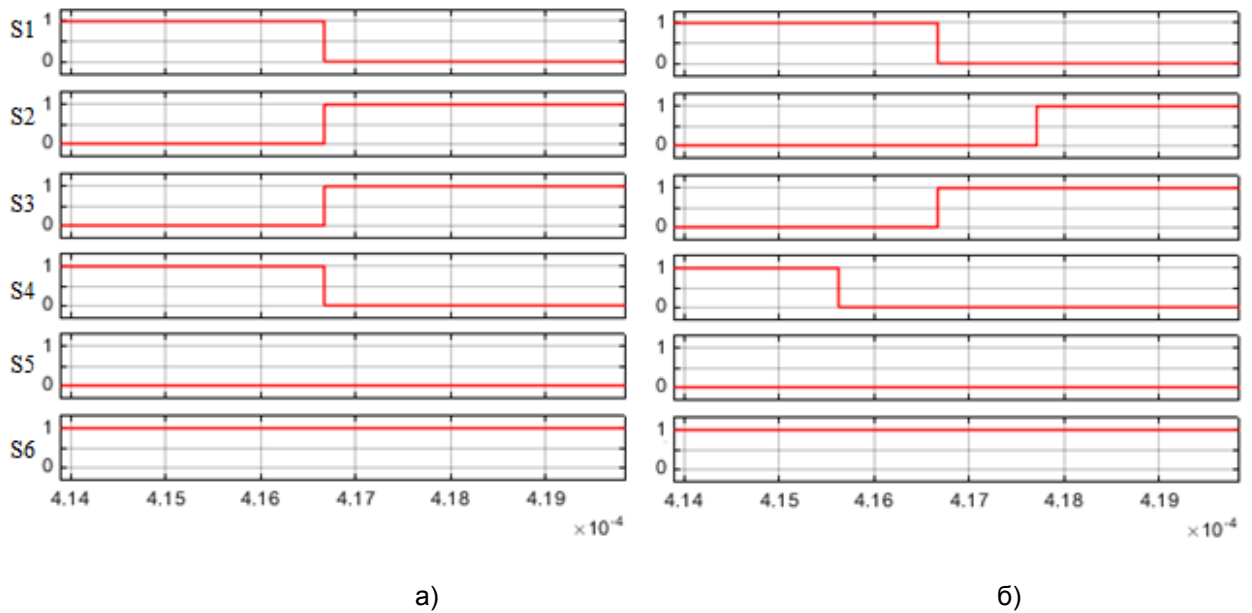


Рис. 2.16 Форма управляющих импульсов в одном моменте перехода состояний инвертора: а) в режиме классической векторной ШИМ б) в режиме векторной ШИМ по алгоритму переходов с использованием дополнительных векторов

Рассматривая в увеличенном масштабе времени рис. 2.16 можно сделать вывод, что при переходе между состояниями инвертора в режиме векторной ШИМ без дополнительных векторов всегда есть переключения двух силовых ключей одновременно в каком-то плече, а в случае с дополнительными векторами этого нет. При этом напряжение на фазе действительно практически совпадают (рис.2.17).

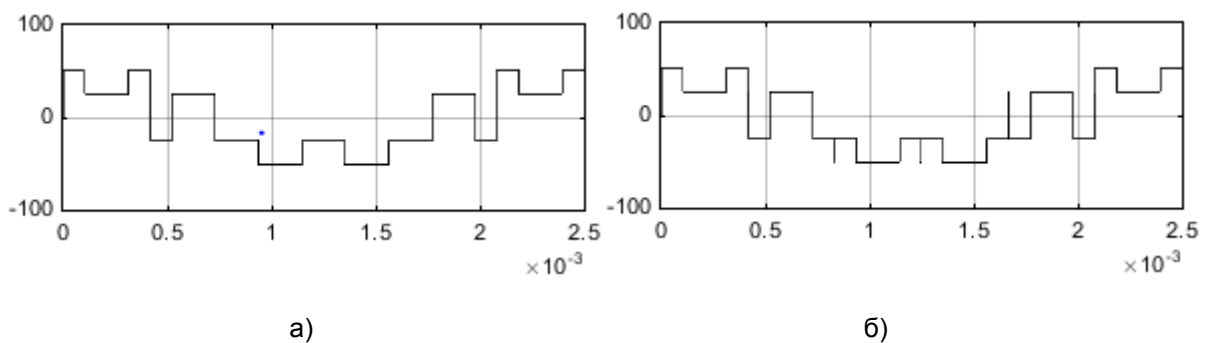
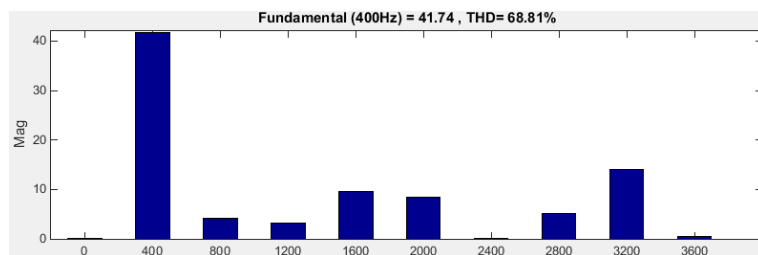
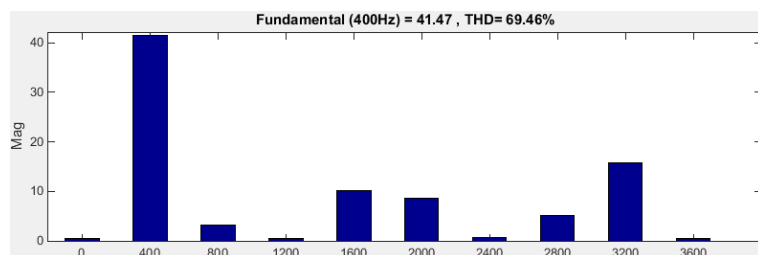


Рис. 2.17 Фазные напряжения: а) по классическому алгоритму; б) по алгоритму переходов с использованием дополнительных векторов

Чтобы количественно оценить отсутствие влияния дополнительных векторов при их малой длительности, рассчитаем спектр обоих напряжений на рис. 2.18.



а)



б)

Рис. 2.18 Спектральный состав напряжения фазы: а) по классическому алгоритму, б) по алгоритму переходов с использованием дополнительных векторов

При увеличении числа формируемых векторов напряжения, например, б) формирование трех векторов приведено на рис.2.19.

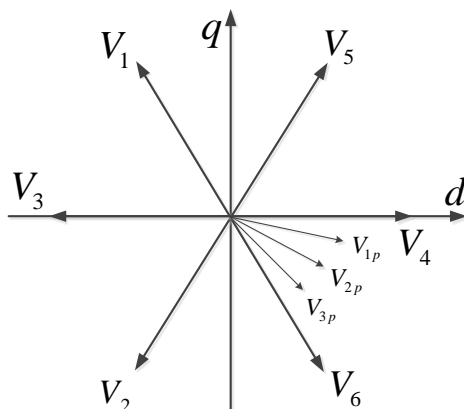


Рис. 2.19 Формирование трех векторов

Примем $T_{zz} = T_{zz1} = T_{zz2} = T_{zz3} = T_z/3$.

Коэффициенты, определяющие длительность включения векторов приведены в таблице 2.4.

Таблица 2.4 Коэффициенты времени существования векторов

Вектор	Способ без дополнительных векторов		Способ с дополнительными векторами		
	k	l	k	l	p
\mathbf{V}_{1p}	0,7	0,3	0,69625	0,29625	0,0075
\mathbf{V}_{2p}	0,5	0,5	0,4975	0,4975	0,005
\mathbf{V}_{3p}	0,3	0,7	0,29625	0,69625	0,0075

Результаты моделирования представлены на рис. 2.20–2.22.

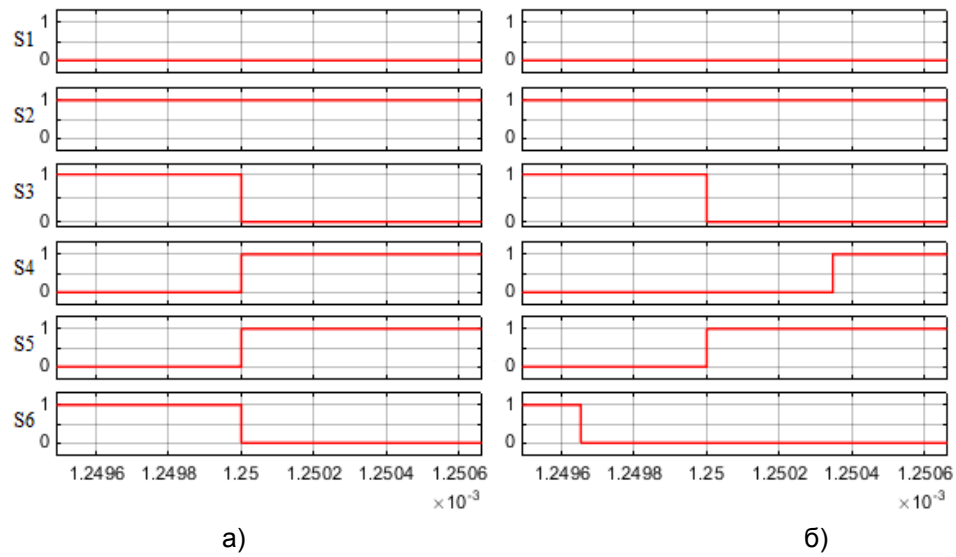


Рис. 2.20 Форма управляющих импульсов в одном моменте перехода состояний инвертора: а) по классическому алгоритму; б) по алгоритму с использованием дополнительных векторов

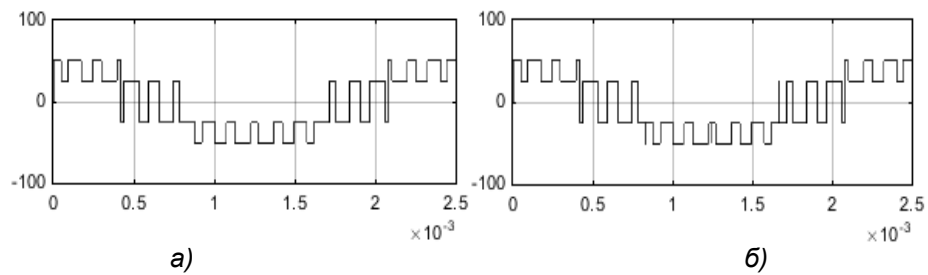


Рис. 2.21 Форма напряжения фазы: а) по классическому алгоритму; б) по алгоритму переходов с использованием дополнительных векторов

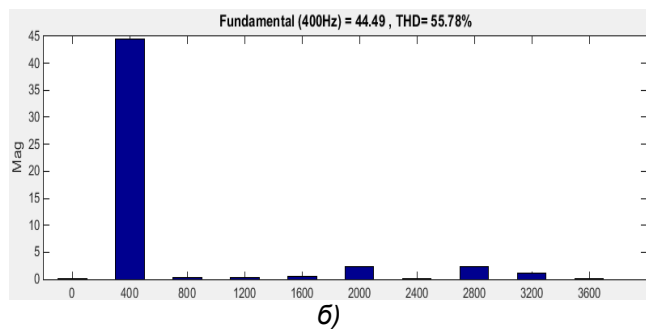
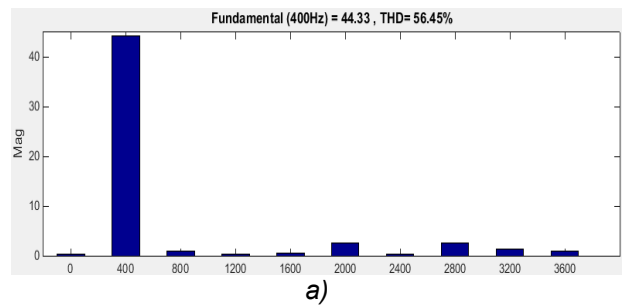


Рис. 2.22 Спектральный состав напряжения фазы: а) по классическому алгоритму; б) по алгоритму переходов с использованием дополнительных векторов

в) формирование 5 векторов приведено на рис. 2.23.

Примем $T_{zz} = T_{zz1} = T_{zz2} = T_{zz3} = T_{zz4} = T_{zz5} = T_z/5$. Коэффициенты, определяющие длительность включения векторов, приведены в таблицах 2.5. Результаты моделирования представлены на рис. 2.24 – 2.26.

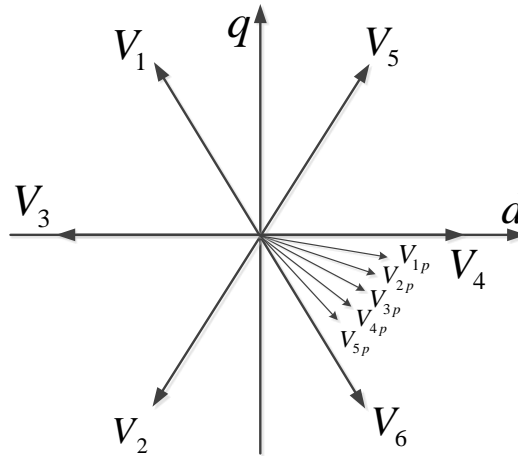
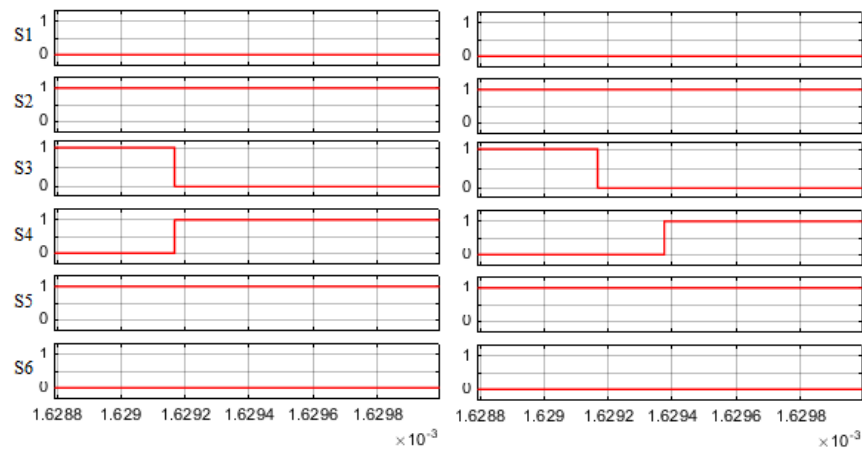


Рис. 2.23 Формирование пяти векторов в первом секторе

Таблица 2.5 Коэффициенты времени существования векторов

Вектор	Способ без дополнительных векторов		Способ с дополнительными векторами		
	k	l	k	l	p
V_{1p}	0.9	0.1	0.89625	0.09625	0.0075
V_{2p}	0.75	0.25	0.7475	0.2475	0.005
V_{3p}	0.5	0.5	0.4975	0.4975	0.005
V_{4p}	0.25	0.75	0.2475	0.7475	0.005
V_{5p}	0.1	0.9	0.09625	0.89625	0.0075



а)

б)

Рис. 2.24 Форма управляющих импульсов в одном моменте перехода состояний инвертора: а) по классическому алгоритму; б) по алгоритму переходов с использованием дополнительных векторов

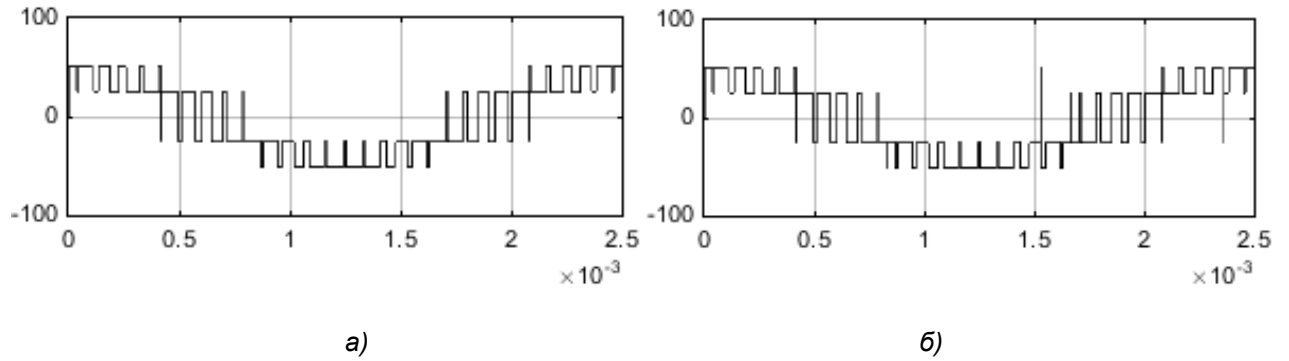


Рис. 2.25 Форма напряжения фазы: а) по классическому алгоритму; б) по алгоритму переходов с использованием дополнительных векторов

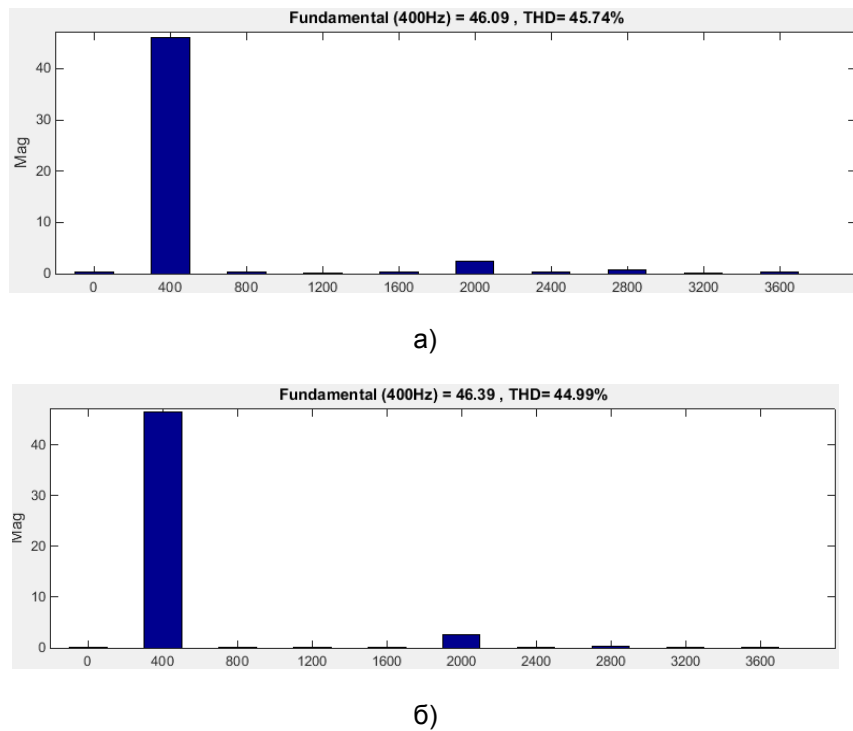


Рис. 2.26 Спектральный состав напряжения фазы: а) по классическому алгоритму; б) по алгоритму переходов с использованием дополнительных векторов

Сравнение формы выходных напряжения и тока фазы при классическом алгоритме переходов с предложенным показывает, что можно получить все их характеристики выходных фазного и линейного напряжения, а также токи фаз идентичные классической векторной ШИМ. Действительно можно пренебречь влиянием дополнительных векторов на формы выходных напряжений и тока при малой расчетной длительности существования дополнительных векторов. Можно отметить, что при увеличении формируемых векторов в предложенном алгоритме незначительно уменьшается количество высших гармоник по сравнению с классическим алгоритмом переходов.

2.5 Выводы по главе

Проведен анализ состояний инвертора с помощью карт Карно и выявлены опасные переходы, на основе проведенного анализа опасных состояний выявлены состояния, не приводящие к опасным переходам.

Показано, что с состояниями, позволяющими избежать опасных переходов можно оперировать как с дополнительными векторами.

Выявлен алгоритм переходов векторов для формирования векторной ШИМ с дополнительными векторами, позволяющий исключить сквозные токи первого рода без снижения качества формируемого напряжения при произвольном числе векторов формируемых в секторе.

ГЛАВА III. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ПЕРЕХОДОВ СОСТОЯНИЙ ИНВЕРТОРА ПРИ ФОРМИРОВАНИИ ВЕКТОРОВ

3.1 Анализ формирования вектора напряжения

Для формирования любого вектора в секторе, например в секторе 1, обязательно требуется задать длительность существования двух базовых векторов \mathbf{V}_4 , \mathbf{V}_6 и, как правило, длительность существования нулевых векторов \mathbf{V}_0 или \mathbf{V}_7 .

Обозначим T_z – длительность существования всех формируемых векторов в секторе 1. При формировании одного вектора \mathbf{V}_p

$$T_z = T_4 + T_6 + T_0.$$

где: T_4 , T_6 , T_0 – соответствующие длительности существования базовых \mathbf{V}_4 , \mathbf{V}_6 и сумма длительностей существования нулевых векторов \mathbf{V}_0 , \mathbf{V}_7 для формирования вектора \mathbf{V}_p .

Если $T_4 = T_z$ или $T_6 = T_z$ то формируется вектор \mathbf{V}_4 или \mathbf{V}_6 с модулем определенным U_{dc} и в соответствующем базовом направлении.

Если длительность существования вектора T_4 меньше T_z , то в направление вектора \mathbf{V}_4 формируется вектор \mathbf{V}_k с модулем $V_k = V_4 T_4 / T_z$, и, соответственно, вектор \mathbf{V}_l с модулем $V_l = V_6 T_6 / T_z$, в направление вектора \mathbf{V}_6 .

Формируемый вектор \mathbf{V}_p в секторе 1 будет иметь модуль и направление, образуемые векторной суммой \mathbf{V}_k и \mathbf{V}_l .

Используя нулевые векторы, можно дополнительно изменять модуль \mathbf{V}_p , не меняя его направление.

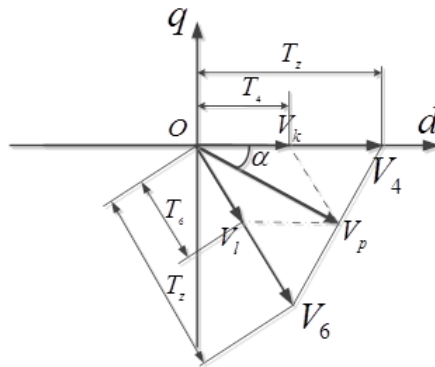


Рис. 3.1 Формирование вектора напряжения в секторе 1

В режиме классической векторной ШИМ, для формирования вектор \mathbf{V}_p в секторе 1 используется последовательность переходов (1.3). Причём для формирования вектора \mathbf{V}_p в секторе 1 возможно формировать либо в порядке: $\mathbf{V}_0 \rightarrow \mathbf{V}_4 \rightarrow \mathbf{V}_6 \rightarrow \mathbf{V}_7$, при длительности существования базовых векторов с соответствующими значениями $T_0/4$, $T_4/2$, $T_6/2$, $T_0/4$, либо $\mathbf{V}_7 \rightarrow \mathbf{V}_6 \rightarrow \mathbf{V}_4 \rightarrow \mathbf{V}_0$. В этом случае, длительности существования базовых векторов \mathbf{V}_4 , \mathbf{V}_6 , \mathbf{V}_0 , \mathbf{V}_7 такие же.

Таким образом,, в классической векторной ШИМ при формировании любого вектора в секторе возможны различные последовательности переходов векторов

В общем случае для реализации формирования вектора напряжения в режиме векторной ШИМ необходимы следующие шаги:

- 1) Задать в каком секторе формируется вектор напряжения, затем определить какие состояния инвертора, используются для формирования вектора;
- 2) Определить число использующихся состояний инвертора и их последовательности переходов для формирования вектора напряжения;
- 3) Определить число формируемых векторов в каждом секторе, их направление и траекторию;
- 4) Определить длительности существования каждого состояния инвертора, использующегося для формирования соответствующего вектора напряжения.

В этой главе проведем анализ последовательности переходов базовых и дополнительных векторов при формировании векторов напряжения.

3.2 Анализ перемещения базовых векторов

3.2.1 Особенность чередования векторов при смене секторов

В режиме классической векторной ШИМ [18–20, 60, 80, 165], в выражение (1.3) оптимизируется число переключений транзисторов инвертора для формирования вектора напряжения. Однако это приводит к тому, что при переходах из сектора в сектор (согласно рис.1.9) шаг перемещения между базовыми векторами $V_4 \rightarrow V_2$, $V_2 \rightarrow V_1$, $V_1 \rightarrow V_4$ составляет 120° . Этот угол в два раза больше относительно перемещений векторов: $V_4 \rightarrow V_6$, $V_6 \rightarrow V_2$, $V_2 \rightarrow V_3$, $V_3 \rightarrow V_1$, $V_1 \rightarrow V_5$, $V_5 \rightarrow V_4$, что вызывает неравномерность перемещения базовых векторов и может привести к колебаниям скорости АД. Особенно для малоинерционных двигателей авиационной автоматики. Чтобы шаг перемещения между ненулевыми базовыми векторами в любом случае был равномерен 60° , предлагаю следующий порядок следования базовых векторов при формировании вектора напряжения в каждом соответствующем секторе 1...6:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \\ V_0 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_0 \\ V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \\ V_0 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_7 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_0 \\ V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \\ V_0 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_7 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_0 \end{array} \right. \quad (3.1)$$

В переходах $V_2 \leftrightarrow V_7, V_1 \leftrightarrow V_7, V_4 \leftrightarrow V_7, V_0 \leftrightarrow V_6, V_0 \leftrightarrow V_3, V_0 \leftrightarrow V_5$ число переключений силовых ключей равно 4, которые происходят в двух плечах инвертора. Для уменьшения числа переключения силовых ключей при формировании векторов в секторах 2, 4 и 6, в (3.1) можно заменить нулевой вектор V_7 вектором V_0 , тогда соответствующий последовательность переходов базовых векторов для формирования векторов в всех секторах 1...6 будет:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \\ V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \\ V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \\ V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \\ V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \Rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \\ V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \end{array} \right. \quad (3.2)$$

Но в этом случае при переходах из сектора в сектор будут опасные переходы $V_0 \leftrightarrow V_7$. Для исключения этого существуют два варианта:

– использовать V_0 начальным и последним вектором в секторах при формировании. Тогда последовательность переходов базовых векторов для формирования векторов в четных секторах будет:

в секторе 2: $(V_0 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_0)$;

в секторе 4: $(V_0 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_0)$;

в секторе 6: $(V_0 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_0)$. В остальных секторах последовательность переходов векторов для формирования вектора напряжения как в выражение (3.2).

– либо использовать V_7 начальным и последним вектором в секторах при формировании. Тогда последовательность переходов базовых векторов для формирования векторов в нечетных секторах будет:

в секторе 1: $(V_7 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_7)$;

в секторе 3: $(V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7)$;

в секторе 5: $(V_7 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_7)$.

В остальных секторах последовательность переходов векторов для формирования вектора напряжения как в выражение (3.2).

Таким образом, при формировании векторов напряжения на периоде основной гармоники, число переключений силовых ключей увеличивается на двенадцать относительно классического алгоритма. Поскольку на практике число формируемых векторов велико, такое увеличение переключений силовых ключей инвертора незначительно, при исключении неравномерности переходов из сектора в сектор.

Поскольку для повышения надежности работы инвертора введены дополнительные векторы, целесообразно рассмотреть возможность построения вариантов последовательности переходов и их влияние на последовательности переходов при регулировании длительности состояний. Будут изучены пять вариантов расположения базовых векторов относительно интервала формирования. Три симметричных варианта 1, 2, 3 и два несимметричных варианта 4, 5 (рис. 3.2 и рис. 3.3).



Рис. 3.2 Последовательности переходов в секторе 1: а, б, в, г – варианты 1, 2, 3, 4

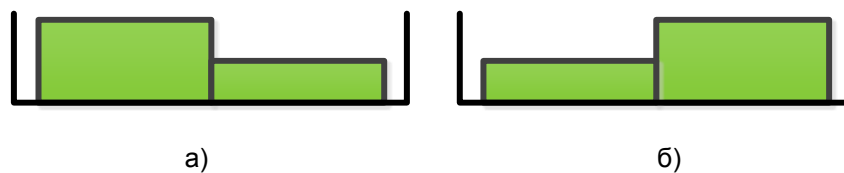


Рис. 3.3 Последовательности переходов в секторе 1 варианта 5: а) при формировании нечетного вектора; б) при формировании четного вектора

3.2.2 Варианты регулирования модуля формируемых векторов

Как известно, для регулирования частоты вращения ротора АД изменяют напряжение на обмотках в зависимости от требуемой скорости. Это задается изменением расчётных длительностей существования нулевых векторов V_0 и V_7 . Будем исходить из того, что интервалы регулирования нулевых векторов могут различным образом располагаться относительно интервала формирования вектора. При этом возможны следующие варианты:

Вариант 1. Нулевые векторы V_0 и V_7 расположены в центре и на краях интервала формирования вектора и регулируются совместно.

Для оптимизации числа переключений силовых ключей в инверторе, в этом случае есть два следующих варианта последовательности переходов векторов:

- использовать V_0 начальным и последним вектором в секторах при формировании. Тогда соответствующий последовательность переходов базовых векторов для формирования векторов во всех секторах 1...6 будет:

$$\begin{aligned}
 & (V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0); \\
 & (V_0 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow \\
 & (V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_0); \\
 & (V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0); \\
 & (V_0 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow \\
 & (V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_0); \\
 & (V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0) \\
 & (V_0 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow \\
 & (V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_0).
 \end{aligned}$$

- либо начальным и последним вектором в секторах при формировании V_7 . Тогда соответствующий последовательность переходов следования базовых векторов для формирования векторов во всех секторах 1...6 будет:

$$\begin{aligned}
 & (V_7 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow \\
 & (V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_7); \\
 & (V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7); \\
 & (V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow \\
 & (V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7); \\
 & (V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7); \\
 & (V_7 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow \\
 & (V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_7); \\
 & (V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7).
 \end{aligned}$$

В первом случае временные диаграммы переключений силовых ключей инвертора для формирования векторов в нечетных секторах аналогичны режиму классической векторной ШИМ (рис.1.33); а в чётных секторах, например, в секторе 2, для случая формирования одного вектора, временная диаграмма представлена в рис. 3.4.

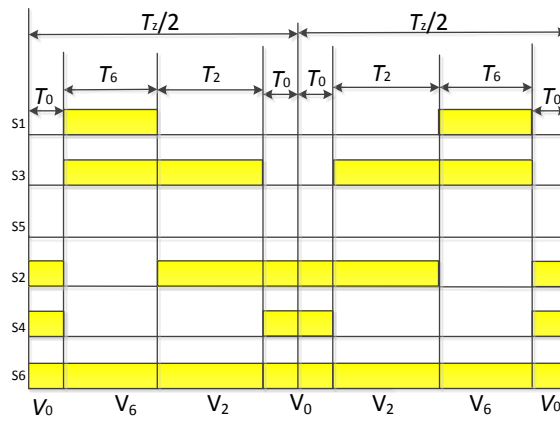


Рис. 3.4 Временная диаграмма формирования вектора в секторе 2

Обозначим q – число переключений силовых ключей за период напряжения в режиме векторной ШИМ. Тогда, в режиме классической векторной ШИМ при формировании n векторов в каждом секторе, $q = 72n$. А в варианте 1 то $q = 72n + 12$.

Вариант 2. Нулевые векторы расположены на краях интервала формирования вектора и их длительность существования не равна нулю. Длительность существования нулевого вектора в центре интервала нулевая.

Для оптимизации числа переключений силовых ключей в инверторе, в этом случае есть два следующих варианта последовательности переходов векторов:

- начальным и последним вектором в секторах при формировании V_0 . Тогда соответствующий последовательность переходов базовых векторов для формирования векторов во всех секторах 1...6 будет:

в секторе 1: $(V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0)$;

в секторе 2: $(V_0 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_0)$;

в секторе 3: $(V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0)$;

в секторе 4: $(V_0 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_0)$;

в секторе 5: $(V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0)$;

в секторе 6: $(V_0 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_0)$.

– либо начальным и последним вектором в секторах при формировании V_7 . Тогда соответствующий последовательность переходов базовых векторов для формирования векторов в всех секторах 1...6 будет:

$(V_7 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_7);$

$(V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7);$

$(V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7);$

$(V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7);$

$(V_7 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1 \rightarrow V_7);$

$(V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7).$

В этом варианте при формировании n векторов в каждом секторе, $q = 48n + 12$. Временная диаграмма переключений силовых ключей при формировании вектора, например, в секторе 1 будет (рис.3.5):

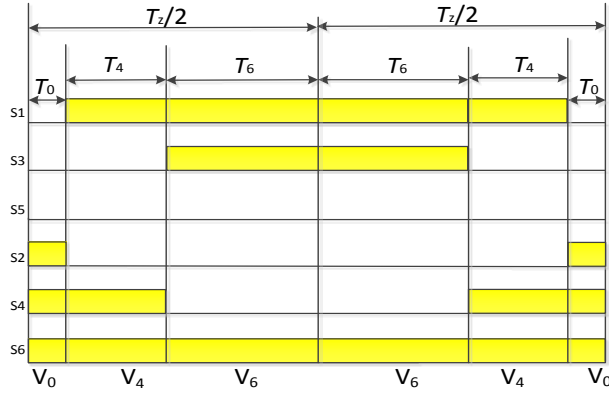


Рис. 3.5 Временная диаграмма переключений силовых ключей при формировании вектора в секторе 1

Вариант 3. Регулируемый нулевой вектор располагается в центре интервала формирования вектора, длительность существования нулевых векторов на краях интервала равна нулю.

Последовательность переходов базовых векторов для формирования вектора в соответствующих секторах 1...6 будет: $V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4$; $V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6$; $V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2$; $V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3$; $V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_7 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1$; $V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5$.

В этом варианте при формировании n векторов в каждом секторе, $q = 48n + 12$.

Временная диаграмма формирования вектора, например, в секторе 1 будет (рис. 3.6):

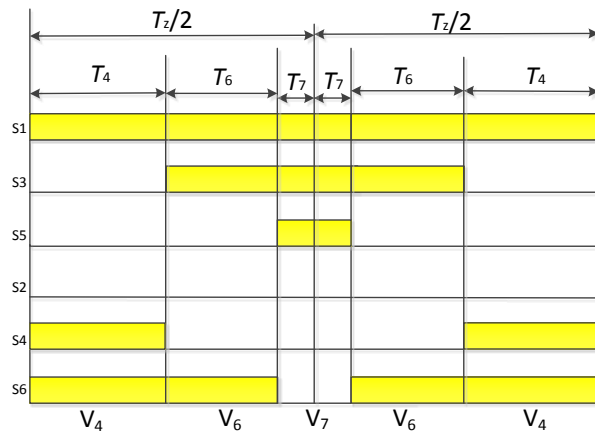


Рис. 3.6 Временная диаграмма формирования вектора в секторе 1

3.2.3 Расположение дополнительных векторов при формировании напряжения в режиме векторной ШИМ

При регулировании скорости вращения АД, для формирования напряжения на обмотках необходимо в каждый момент времени изменить длину вектора. При этом возможны изменения от предельного режима (без нулевых векторов) до использования нулевых векторов с произвольной величиной.

Последовательность переходов векторной ШИМ с дополнительными векторами для Варианта 1. При этом возможны два следующих случая:

– если начальным и конечным вектором в секторах является V_0 , тогда соответствующий последовательность переходов базовых векторов для формирования векторов в секторах 1...6 будет:

$$(V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0) \dots;$$

$$(V_0 \rightarrow V_{01} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{01} \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{01} \rightarrow V_0);$$

$$(V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0) \dots;$$

$$(V_0 \rightarrow V_{04} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{04} \rightarrow V_0);$$

$$V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0;$$

$$(V_0 \rightarrow V_{02} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{02} \rightarrow V_0).$$

Соответствующие временные диаграммы переключения силовых ключей при формировании вектора в нечётных секторах как на рис.2.12, а, в, е, а в чётных секторах, например, диаграмма переключений силовых ключей инвертора при формировании только одного вектора напряжения в секторе 2, приведена на рис. 3.7

– если начальным и конечным вектором в секторах является V_7 , тогда соответствующий последовательность переходов базовых векторов для формирования векторов во всех секторах 1...6 будет:

$(V_7 \rightarrow V_{40} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{40} \rightarrow V_7);$

$(V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7) \dots;$

$(V_7 \rightarrow V_{20} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{20} \rightarrow V_7);$

$(V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7) \dots;$

$(V_7 \rightarrow V_{10} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{10} \rightarrow V_7);$

$(V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7) \dots$

Временная диаграмма соответствующих переключений силовых ключей для формирования одного вектора напряжения в секторе 2, приведена на рис. 3.8.

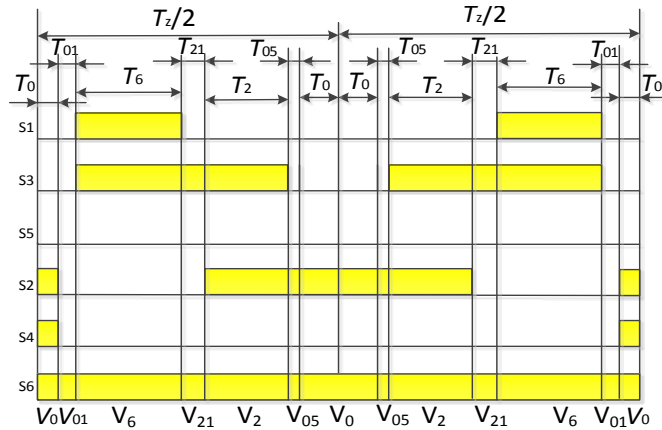


Рис. 3.7 Временная диаграмма состояний переключения силовых ключей при формировании вектора в секторе 2

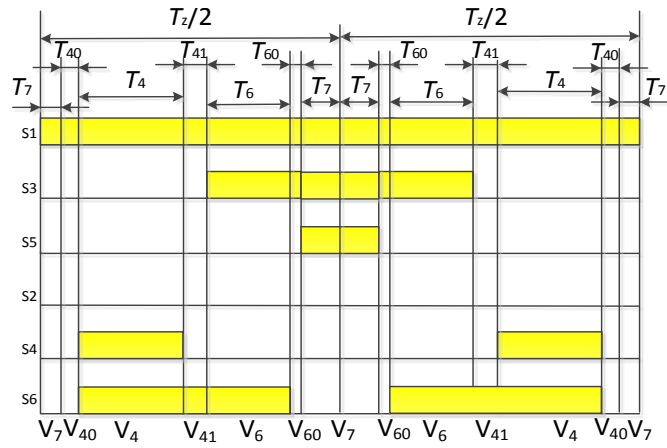


Рис. 3.8 Временная диаграмма состояний переключения силовых ключей при формировании вектора в секторе 1

На рис. 3.9 даны карты Карно, которые показывают, что при переходе любых векторов из сектора в следующий сектор или между формируемыми векторами в одном секторе не приводит к возникновению сквозных токов.

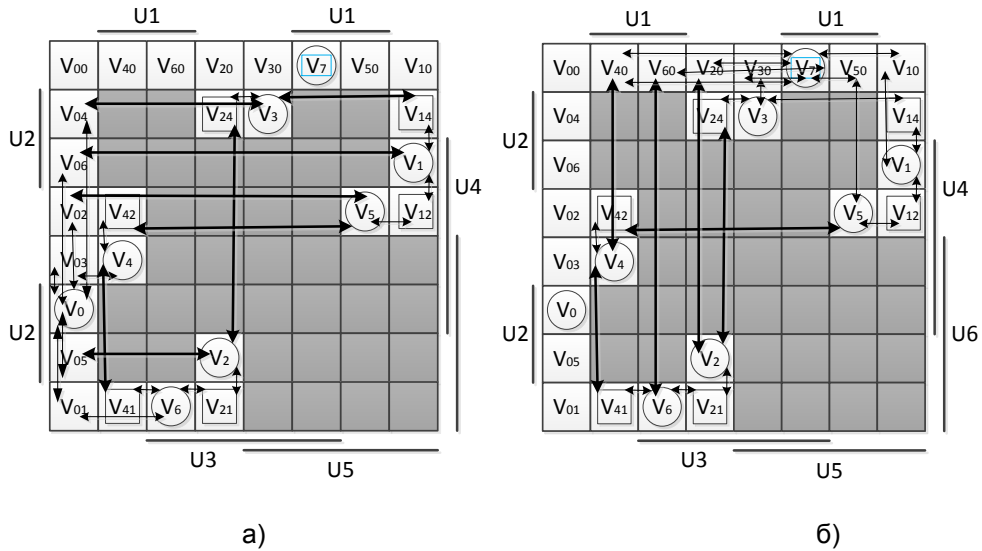


Рис. 3.9 Изображение переходов векторной ШИМ при использовании состояний: а) $V_0, V_{01}, V_{02}, V_{03}, V_{04}, V_{05}, V_{06}$; б) векторов: $V_7, V_{10}, V_{20}, V_{30}, V_{40}, V_{50}, V_{60}$

Последовательность переходов векторной ШИМ с дополнительными векторами для Варианта 2. Как и ранее, здесь возможны два случая:

– начальный и последний вектор при формировании векторов в секторах является V_0 . Тогда соответствующий последовательность переходов базовых векторов для формирования векторов во всех секторах 1...6 будет:

в секторе 1: $(V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0) \dots$;

в секторе 2: $(V_0 \rightarrow V_{01} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{01} \rightarrow V_0)$;

в секторе 3: $(V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0) \dots$;

в секторе 4: $(V_0 \rightarrow V_{04} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{04} \rightarrow V_0)$;

в секторе 5: $(V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0) \dots$;

в секторе 6: $(V_0 \rightarrow V_{02} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7) \rightarrow (V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7) \rightarrow \dots \rightarrow (V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{02} \rightarrow V_0)$.

Эти переходы изображены на карте Карно (рис. 3.9, а, б). Соответствующая временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании вектора, например, в секторе 1, дана на рис. 3.10:

– начальный и последний вектор при формировании векторов в секторах является V_7 . Тогда соответствующий последовательность переходов базовых векторов для формирования векторов во всех секторах 1...6 будет:

в секторе 1: $(V_7 \rightarrow V_{40} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{40} \rightarrow V_7)$;

в секторе 2: $(V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7) \dots$;

в секторе 3: $(V_7 \rightarrow V_{20} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0) \rightarrow \dots \rightarrow (V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{20} \rightarrow V_7)$;

в секторе 4: $(V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7) \dots$;

в секторе 5: $(V_7 \rightarrow V_{10} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0) \rightarrow (V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{10} \rightarrow V_7)$;

в секторе 6: $(V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7) \dots$

Эти переходы изображены на карте Карно на рис. 3.9а, б.

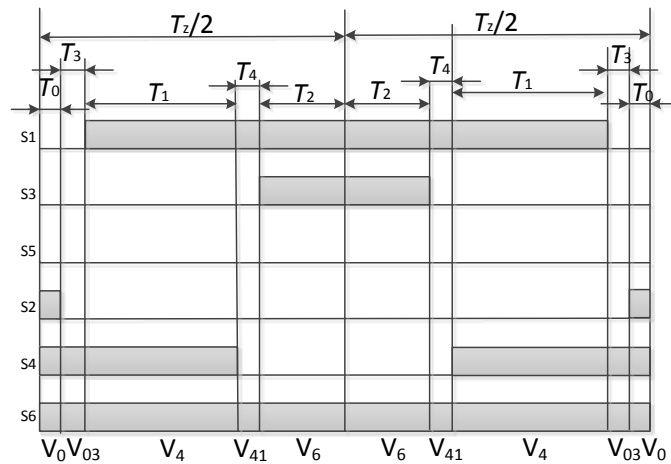


Рис. 3.10 Временная диаграмма переключений силовых ключей при формировании вектора в секторе 1

Например, соответствующая временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании только одного вектора в секторе 1 дана на рис. 3.11.

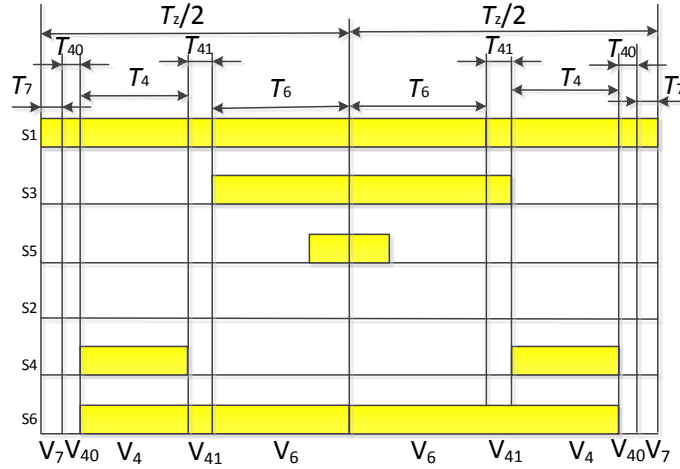


Рис. 3.11 Временная диаграмма переключений силовых ключей при формировании вектора в секторе 1

Расположение таких порядков следования состояний при переходе любых векторов из сектора в следующем секторе или между формируемыми векторами в одном секторе не приводит к возникновению сквозных токов.

Последовательность переходов векторной ШИМ с дополнительными векторами для Варианта 3. В этом случае, кроме переходов базовых векторов формирования вектора, все переходы при переходах из сектора в сектор являются опасными. Для исключения сквозных токов в инверторе используются дополнительные векторы не только в переходах при формировании вектора, а также в переходах из сектора в сектор. Так, например, в секторе 1 при формировании нескольких векторов последовательность переходов базовых и дополнительных векторов будет:

$$\mathbf{V}_{41} \rightarrow (\mathbf{V}_4 \rightarrow \mathbf{V}_{41} \rightarrow \mathbf{V}_6 \rightarrow \mathbf{V}_{60} \rightarrow \mathbf{V}_7 \rightarrow \mathbf{V}_{60} \rightarrow \mathbf{V}_6 \rightarrow \mathbf{V}_{41} \rightarrow \mathbf{V}_4) \rightarrow \dots \rightarrow (\mathbf{V}_4 \rightarrow \mathbf{V}_{41} \rightarrow \mathbf{V}_6 \rightarrow \mathbf{V}_{60} \rightarrow \mathbf{V}_7 \rightarrow \mathbf{V}_{60} \rightarrow \mathbf{V}_6 \rightarrow \mathbf{V}_{41} \rightarrow \mathbf{V}_4) \rightarrow \mathbf{V}_{41}.$$

Аналогично, последовательность переходов базовых и дополнительных векторов при формировании вектора напряжения в секторах 1...6 будет:

в секторе 1: $\mathbf{V}_{41} \rightarrow (\mathbf{V}_4 \rightarrow \mathbf{V}_{41} \rightarrow \mathbf{V}_6 \rightarrow \mathbf{V}_{60} \rightarrow \mathbf{V}_7 \rightarrow \mathbf{V}_{60} \rightarrow \mathbf{V}_6 \rightarrow \mathbf{V}_{41} \rightarrow \mathbf{V}_4) \rightarrow \mathbf{V}_{41}$;

в секторе 2: $\mathbf{V}_{21} \rightarrow (\mathbf{V}_6 \rightarrow \mathbf{V}_{21} \rightarrow \mathbf{V}_2 \rightarrow \mathbf{V}_{05} \rightarrow \mathbf{V}_0 \rightarrow \mathbf{V}_{05} \rightarrow \mathbf{V}_2 \rightarrow \mathbf{V}_{21} \rightarrow \mathbf{V}_6) \rightarrow \mathbf{V}_{21}$;

в секторе 3: $\mathbf{V}_{24} \rightarrow (\mathbf{V}_2 \rightarrow \mathbf{V}_{24} \rightarrow \mathbf{V}_3 \rightarrow \mathbf{V}_{30} \rightarrow \mathbf{V}_7 \rightarrow \mathbf{V}_{30} \rightarrow \mathbf{V}_3 \rightarrow \mathbf{V}_{24} \rightarrow \mathbf{V}_2) \rightarrow \mathbf{V}_{24}$;

в секторе 4: $\mathbf{V}_{14} \rightarrow (\mathbf{V}_3 \rightarrow \mathbf{V}_{14} \rightarrow \mathbf{V}_1 \rightarrow \mathbf{V}_{06} \rightarrow \mathbf{V}_0 \rightarrow \mathbf{V}_{06} \rightarrow \mathbf{V}_1 \rightarrow \mathbf{V}_{14} \rightarrow \mathbf{V}_3) \rightarrow \mathbf{V}_{14}$;

в секторе 5: $\mathbf{V}_{12} \rightarrow (\mathbf{V}_1 \rightarrow \mathbf{V}_{12} \rightarrow \mathbf{V}_5 \rightarrow \mathbf{V}_{50} \rightarrow \mathbf{V}_7 \rightarrow \mathbf{V}_{50} \rightarrow \mathbf{V}_5 \rightarrow \mathbf{V}_{12} \rightarrow \mathbf{V}_1) \rightarrow \mathbf{V}_{12}$;

в секторе 6: $\mathbf{V}_{42} \rightarrow (\mathbf{V}_5 \rightarrow \mathbf{V}_{42} \rightarrow \mathbf{V}_4 \rightarrow \mathbf{V}_{03} \rightarrow \mathbf{V}_0 \rightarrow \mathbf{V}_{03} \rightarrow \mathbf{V}_4 \rightarrow \mathbf{V}_{42} \rightarrow \mathbf{V}_5) \rightarrow \mathbf{V}_{42}$.

Таким образом, при переходах из сектора в сектор есть следующие переходы $V_{21} \rightarrow V_{24} \rightarrow V_{14} \rightarrow V_{12} \rightarrow V_{42} \rightarrow V_{21}$ (на карте Карно рис.3.12). Эти переходы являются безопасными, не приводящими к возникновению сквозных токов в инверторе.

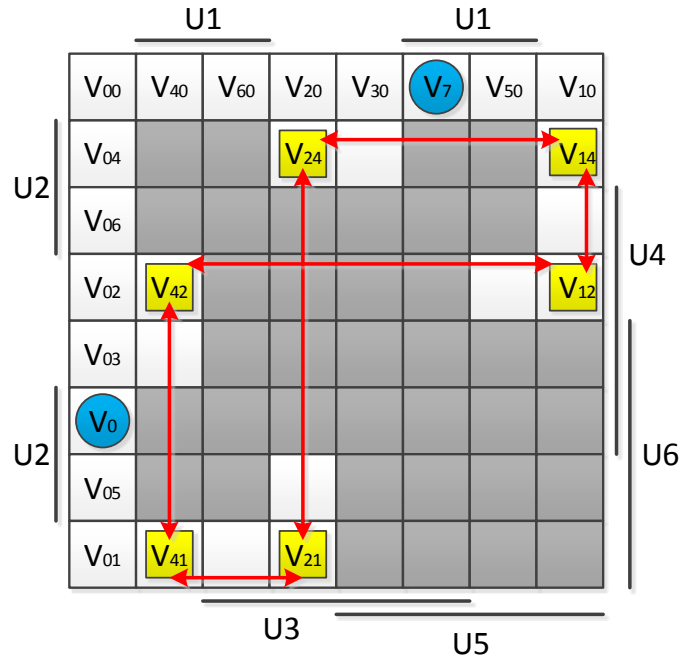


Рис. 3.12 Переходы из сектора в секторе

Соответствующая временная диаграмма переключений силовых ключей инвертора при формировании вектора напряжения в секторе 1 приведены на рис. 3.13

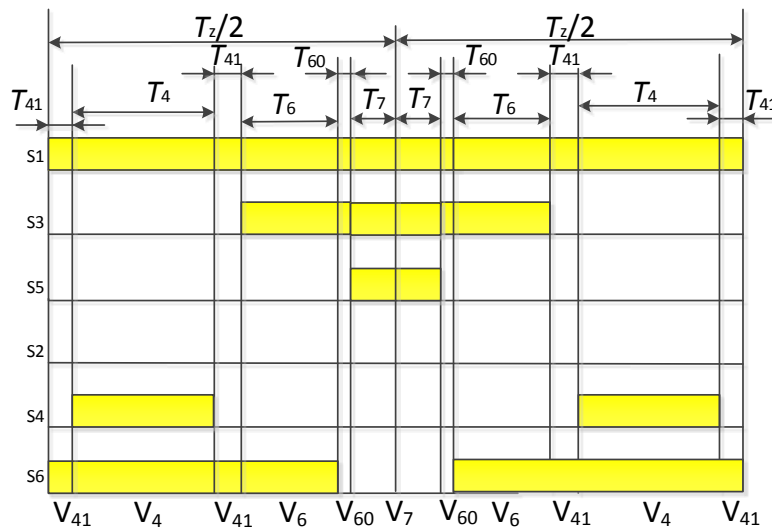


Рис. 3.13 Временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании вектора в секторе 1 с использованием группы переменных векторов $V_{10}, V_{20}, V_{30}, V_{40}, V_{50}, V_{60}$

Использование дополнительных векторов в предельном режиме векторной ШИМ (без нулевых векторов). В этом случае нулевые векторы отсутствуют, порядок следования базовых векторов для формирования вектора в соответствующих секторах 1...6 будет:

$V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4; V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6; V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2; V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3; V_1 \rightarrow V_5 \rightarrow V_1; V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5.$

При этом, как в случае варианта 3 регулирования длительностей существования нулевых векторов, все переходы при переходах из сектора в сектор также опасные переходы. Для исключения сквозных токов при формировании вектора напряжения в режиме векторной ШИМ, последовательность переходов векторов будет:

в секторе 1: $V_{41} \rightarrow (V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4) \rightarrow \dots \rightarrow (V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4) \rightarrow V_{41}.$

в секторе 2: $V_{21} \rightarrow (V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6) \rightarrow \dots \rightarrow (V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6) \rightarrow V_{21};$

в секторе 3: $V_{24} \rightarrow (V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3) \rightarrow \dots \rightarrow (V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3) \rightarrow V_{24};$

в секторе 4: $V_{14} \rightarrow (V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3) \rightarrow \dots \rightarrow (V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3) \rightarrow V_{14};$

в секторе 5: $V_{12} \rightarrow (V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1) \rightarrow \dots \rightarrow (V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1) \rightarrow V_{12};$

в секторе 6: $V_{42} \rightarrow (V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5) \rightarrow \dots \rightarrow (V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5) \rightarrow V_{42}.$

Временная диаграмма переключения силовых ключей инвертора для базовых векторов при формировании вектора в секторе 1 представлена на рис. 3.14.

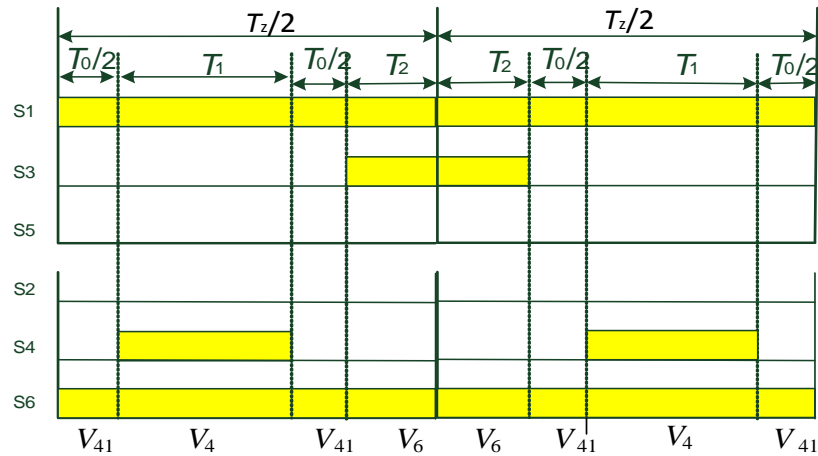


Рис. 3.14 Временная диаграмма составляющих базовых векторов при номинальной частоте вращения вала АД для формирования одного вектора напряжения в секторе 1

3.3 Вариант уменьшения числа переходов при формировании вектора

3.3.1 Вариант 4

В этом случае, при предельном режиме в секторе 1 последовательность переходов для формирования одного или более вектора напряжения имеет следующий порядок: $V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41}$. Тогда для формирования каждого вектора в секторе 1 и при переходе из формируемого вектора в следующий вектор и из сектора в сектор используется вектор V_{41} как промежуточное состояние. По аналогии последовательность переходов базовых векторов в секторах 2...6 будет следующим:

$V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21}; V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24}; V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14}; V_{12} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12}; V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42}.$

Временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании вектора в секторе 1 дана на рис.3.15.

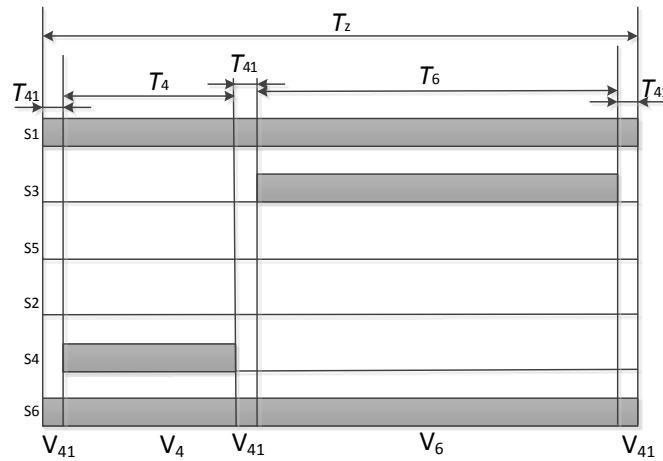


Рис. 3.15 Временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании вектора в секторе 1 в номинальной частоте

В общем случае есть несколько возможностей использования нулевых векторов V_0 и V_7 :

1) при использовании вектора V_0 последовательность переходов базовых векторов при формировании любого вектора напряжения в секторах 1...6 будет:

- в секторе 1: $V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{01} \rightarrow V_0$;
- в секторе 2: $V_0 \rightarrow V_{01} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0$;
- в секторе 3: $V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{04} \rightarrow V_0$;
- в секторе 4: $V_0 \rightarrow V_{04} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0$;
- в секторе 5: $V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{02} \rightarrow V_0$;
- в секторе 6: $V_0 \rightarrow V_{02} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0$.

При переходах векторов: $V_{01} \rightarrow V_6$, $V_{04} \rightarrow V_3$, $V_{02} \rightarrow V_5$, $V_6 \rightarrow V_{01}$, $V_3 \rightarrow V_{04}$, $V_5 \rightarrow V_{02}$ есть два переключения силовых ключей в двух разных плечах инвертора.

2) При использовании вектора V_7 последовательность переходов базовых векторов при формировании любого вектора напряжения в секторах 1...6 будет:

- в секторе 1: $V_7 \rightarrow V_{40} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7$;
- в секторе 2: $V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{20} \rightarrow V_7$;
- в секторе 3: $V_7 \rightarrow V_{20} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7$;
- в секторе 4: $V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{10} \rightarrow V_7$;
- в секторе 5: $V_7 \rightarrow V_{10} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7$;
- в секторе 6: $V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{40} \rightarrow V_7$.

В переходах векторов: $V_{40} \rightarrow V_4$, $V_{20} \rightarrow V_2$, $V_{10} \rightarrow V_1$, $V_2 \rightarrow V_{20}$, $V_1 \rightarrow V_{10}$, $V_4 \rightarrow V_{40}$, как и выше есть два переключения силовых ключей в двух различных плечах инвертора.

3) для уменьшения числа переключений силовых ключей в инверторе используются оба нулевых вектора V_0 , V_7 , последовательность переходов базовых векторов при формировании любого вектора напряжения в секторах 1...6 в этом случае будет:

- в секторе 1: $V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7$;
- в секторе 2: $V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0$;
- в секторе 3: $V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7$;
- в секторе 4: $V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0$;
- в секторе 5: $V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7$;
- в секторе 6: $V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0$.

В этом случае на каждом переходе между векторами происходит только одно переключение силового ключа, т. е. число переключений силовых ключей мостового коммутатора за период формирования выходного напряжения меньше, чем в случаях 1) и 2). Но это последовательность переходов для формирования только одного вектора в каждом секторе. Если необходимо формировать более одного вектора в секторе, то при переходе формируемого вектора в следующий возникнут переход $V_7 \rightarrow V_0$. А это, как известно, опасный переход. Кроме того, при этом переходе происходят переключения силовых ключей всех плеч инвертора. Следовательно, число переключений будет больше, по сравнению со случаем использования только одной группы дополнительных переменных векторов.

Временные диаграммы переключения силовых ключей при формировании вектора с использованием нулевых векторов в секторе 1 приведены на рис. 3.16–3.18.

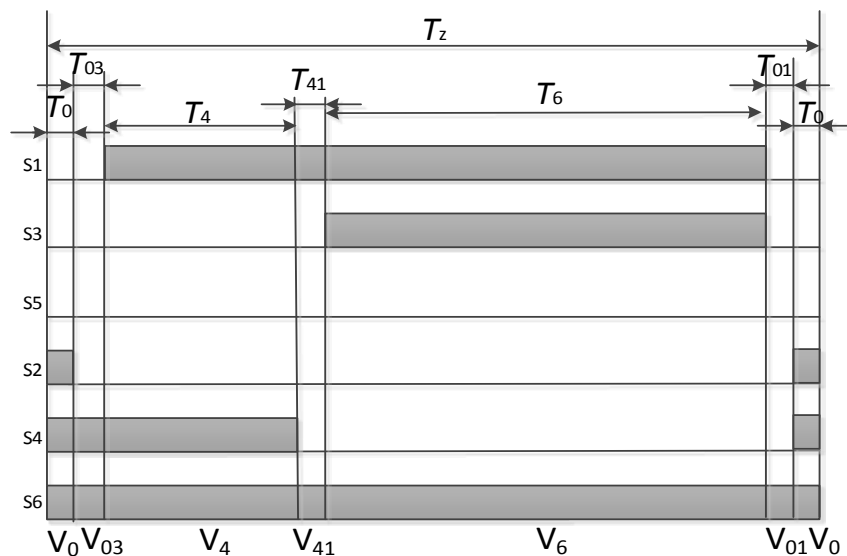


Рис. 3.16 Временная диаграмма переключений силовых ключей при формировании вектора в секторе 1 с использованием вектора V_0

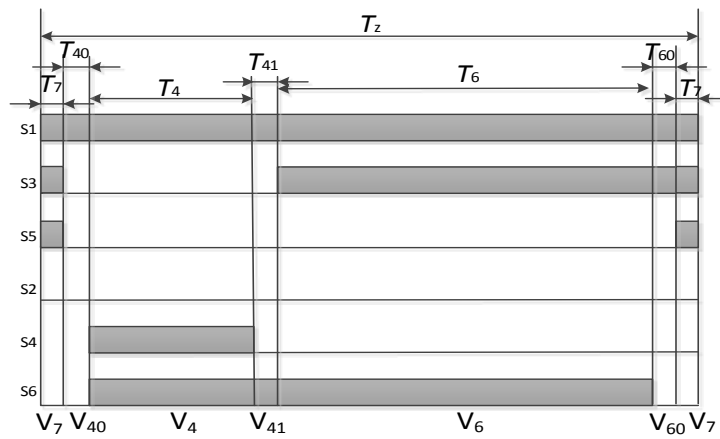


Рис. 3.17 Временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании вектора в секторе 1 с использованием вектора: V_7

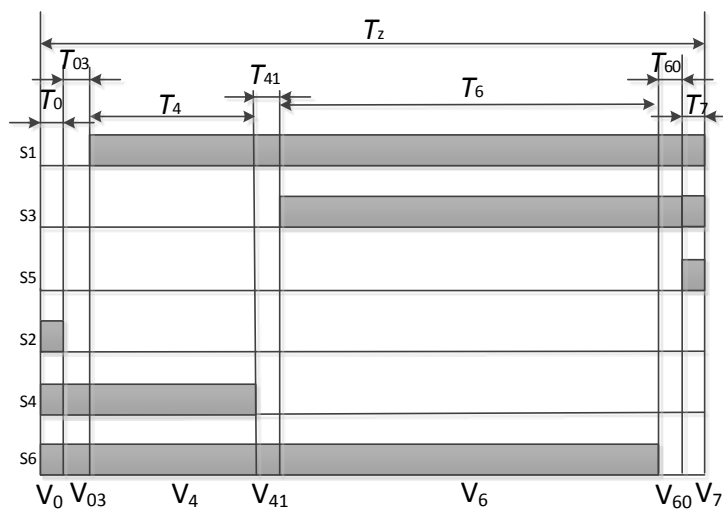


Рис. 3.18 Временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании вектора в секторе 1 с использованием всех нулевых векторов

Таким образом, в случае формирования только одного вектора в каждом секторе используются оба нулевых вектора; а в случае формирования более одного вектора в каждом секторе используются только V_0 , либо V_7 . В этом варианте при формировании $n > 1$ векторов в каждом секторе, $q = 48 \cdot n$. Если $n = 1$, то $q = 36$.

3.3.2 Вариант 5

Сущность этого варианта базируется на последовательность переходов с переходов состояний инвертора аналогично синусоидальной ШИМ (см. первую главу). Последовательность переходов состояний при синусоидальном законе, например, в секторе 1 дан в (1.4).

С точки зрения векторной ШИМ можно сказать, что такая последовательность переходов состоит из трех формируемых векторов, а именно:

$$\begin{array}{ccccccc}
 \rightarrow (V_6 \rightarrow V_4) \rightarrow V_0 \rightarrow (V_4 \rightarrow V_6) \rightarrow V_7 \rightarrow (V_6 \rightarrow V_4) \rightarrow V_0 \rightarrow & & & & & & \\
 \downarrow & & \downarrow & & \downarrow & & \\
 V_{ref1} & & V_{ref2} & & V_{ref3} & &
 \end{array}$$

Поэтому будем исследовать последовательность переходов векторов в режиме векторной ШИМ, близкую к приведенной выше.

В случае предельного режима (при отсутствии нулевых векторов) в секторе 1 последовательность переходов для формирования одного или более векторов напряжения имеет вид: $V_{41} \rightarrow (V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6) \rightarrow (V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4) \rightarrow \dots \rightarrow (V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6) \rightarrow V_{41}$. Тогда получим последовательность переходов базовых векторов ($V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6$) для формирования нечетных векторов и последовательность переходов базовых и дополнительных векторов ($V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4$) для формирования четных векторов напряжения в секторе 1. Аналогично, последовательности переходов базовых векторов при формировании векторов в остальных секторах 2...6 будут:

- в секторе 2: $V_{21} \rightarrow (V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2) \rightarrow (V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6) \rightarrow \dots \rightarrow (V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2) \rightarrow V_{21}$;
- в секторе 3: $V_{24} \rightarrow (V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3) \rightarrow (V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2) \rightarrow \dots \rightarrow (V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3) \rightarrow V_{24}$;
- в секторе 4: $V_{14} \rightarrow (V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1) \rightarrow (V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3) \rightarrow \dots \rightarrow (V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1) \rightarrow V_{14}$;
- в секторе 5: $V_{12} \rightarrow (V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5) \rightarrow (V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1) \rightarrow \dots \rightarrow (V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5) \rightarrow V_{12}$;
- в секторе 6: $V_{42} \rightarrow (V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4) \rightarrow (V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5) \rightarrow \dots \rightarrow (V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4) \rightarrow V_{42}$.

Временная диаграммы переключения силовых ключей при формировании нечетных и четных векторов напряжения в секторе 1 приведены на рис. 3.19–3.20.

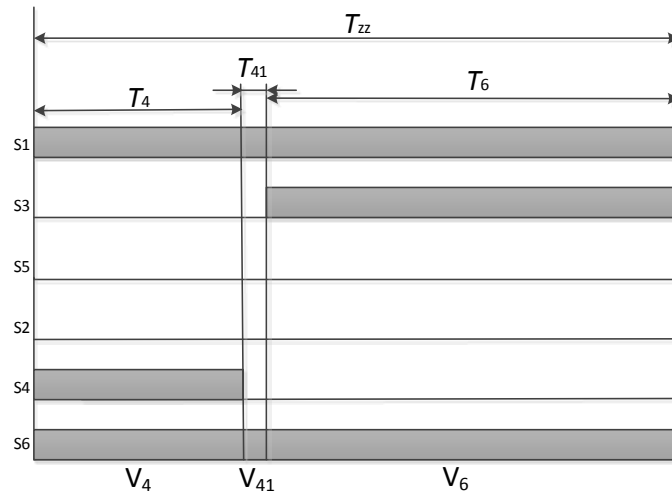


Рис. 3.19 Временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании нечетных векторов в секторе 1 в номинальной частоте

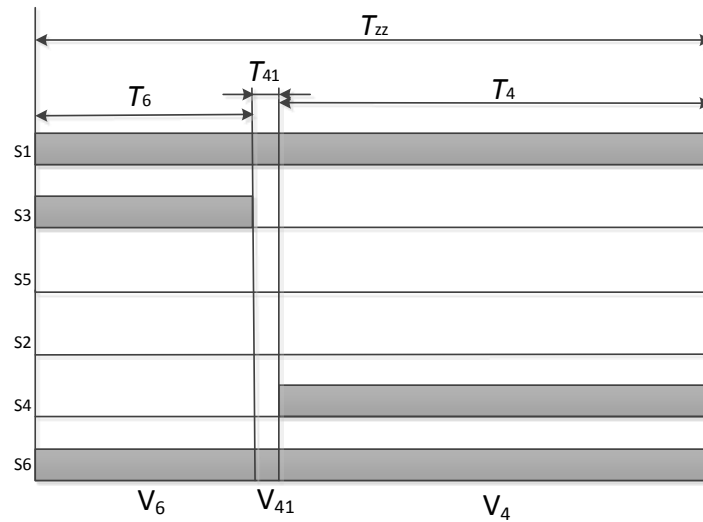


Рис. 3.20 Временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании четных векторов в секторе 1 в номинальной частоте

В общем случае возможны несколько случаев использования нулевых векторов.

1) при использовании вектора V_0 последовательность переходов базовых векторов при формировании любых нечетных векторов напряжения в секторах 1...6 будет:

- в секторе 1: $V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{01} \rightarrow V_0$;
- в секторе 2: $V_0 \rightarrow V_{01} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0$;
- в секторе 3: $V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{04} \rightarrow V_0$;
- в секторе 4: $V_0 \rightarrow V_{04} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0$;
- в секторе 5: $V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{02} \rightarrow V_0$;
- в секторе 6: $V_0 \rightarrow V_{02} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0$,

а последовательность переходов базовых векторов при формировании любых четных векторов напряжения в секторах 1...6:

- в секторе 1: $V_0 \rightarrow V_{01} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0$;
- в секторе 2: $V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{01} \rightarrow V_0$;
- в секторе 3: $V_0 \rightarrow V_{04} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0$;
- в секторе 4: $V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{04} \rightarrow V_0$;
- в секторе 5: $V_0 \rightarrow V_{02} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0$;
- в секторе 6: $V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{02} \rightarrow V_0$.

2) при использовании вектора V_7 последовательность переходов базовых векторов при формировании любых нечетных векторов напряжения в секторах 1...6 будет:

- в секторе 1: $V_7 \rightarrow V_{40} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7$;
- в секторе 2: $V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{20} \rightarrow V_7$;
- в секторе 3: $V_7 \rightarrow V_{20} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7$;
- в секторе 4: $V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{10} \rightarrow V_7$;

- в секторе 5: $V_7 \rightarrow V_{10} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7$;
- в секторе 6: $V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{40} \rightarrow V_7$.

Последовательность переходов базовых векторов при формировании любых четных векторов напряжения в секторах 1...6 будет:

- в секторе 1: $V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{40} \rightarrow V_7$;
- в секторе 2: $V_7 \rightarrow V_{20} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7$;
- в секторе 3: $V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{20} \rightarrow V_7$;
- в секторе 4: $V_7 \rightarrow V_{10} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7$;
- в секторе 5: $V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{10} \rightarrow V_7$;
- в секторе 6: $V_7 \rightarrow V_{40} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7$.

Временные диаграммы переключения силовых ключей при формировании вектора с нулевым вектором в секторе 1 даны на рис. 3.21–3.24.

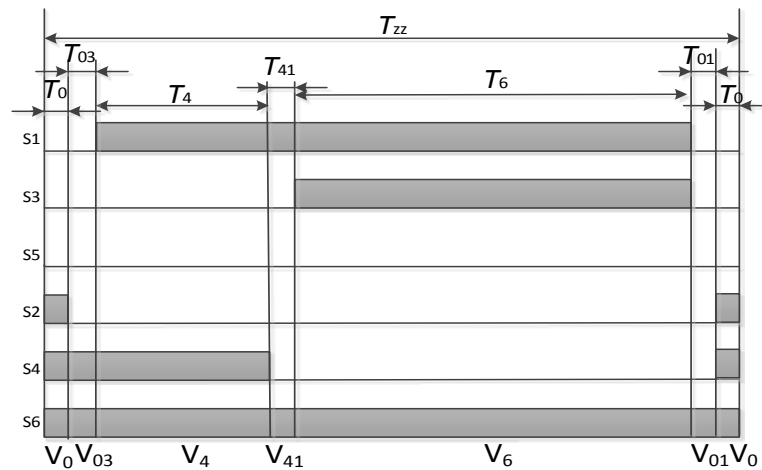


Рис. 3.21 Временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании нечетных векторов в секторе 1 при использовании вектора V_0

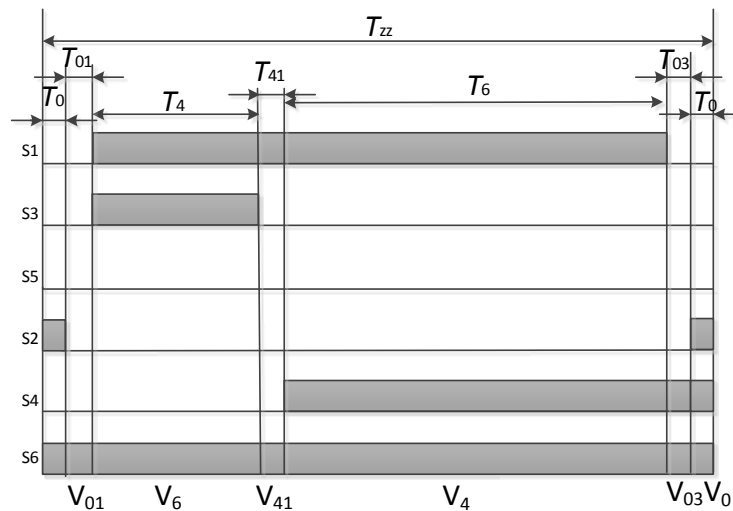


Рис. 3.22 Временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании четных векторов в секторе 1 при использовании вектора V_0

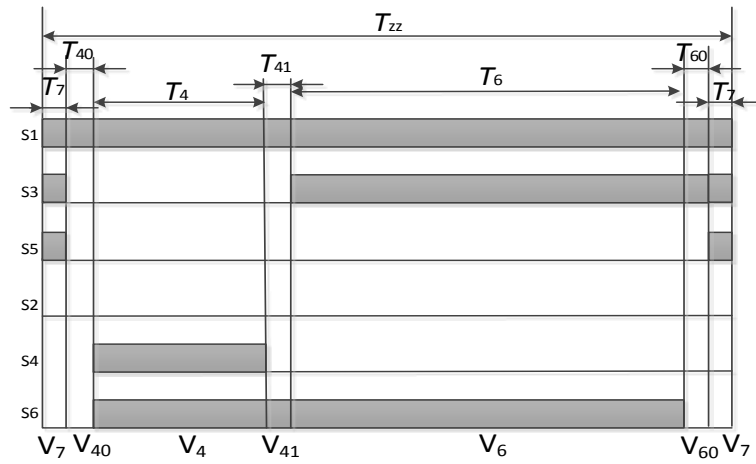


Рис. 3.23 Временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании нечетных векторов в секторе 1 при использовании вектора V_7

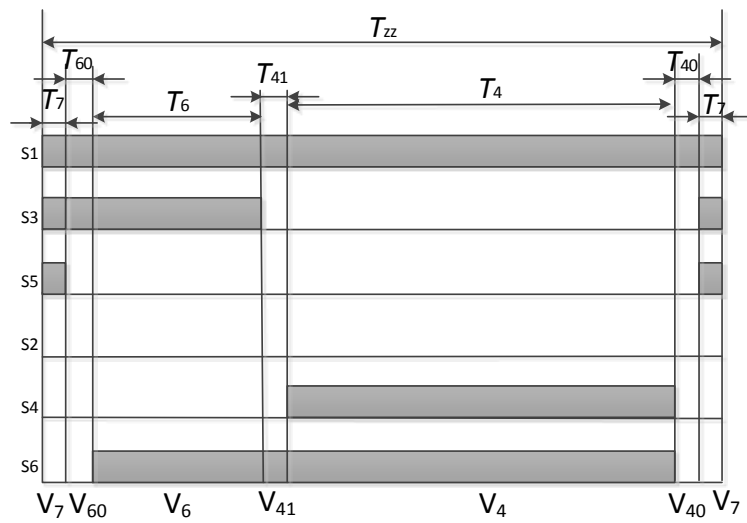


Рис. 3.24 Временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании четных векторов в секторе 1 при использовании вектора V_7

3) При использовании обоих нулевых векторов V_0 , V_7 последовательность переходов базовых векторов при формировании любых нечетных векторов напряжения в секторах 1...6 будет:

- в секторе 1: $V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_7$;
- в секторе 2: $V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0$;
- в секторе 3: $V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7$;
- в секторе 4: $V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0$;
- в секторе 5: $V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7$;
- в секторе 6: $V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0$.

Последовательность переходов базовых векторов при формировании любых четных векторов напряжения в секторах 1...6:

- в секторе 1: $V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_0$;
- в секторе 2: $V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{70} \rightarrow V_7$;

- в секторе 3: $V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_0$;
- в секторе 4: $V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_7$;
- в секторе 5: $V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_0$;
- в секторе 6: $V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_7$.

Как показано выше, последовательность переходов режима векторной ШИМ с такими переходами базовых векторов будет оптимизировать число переключений силовых ключей.

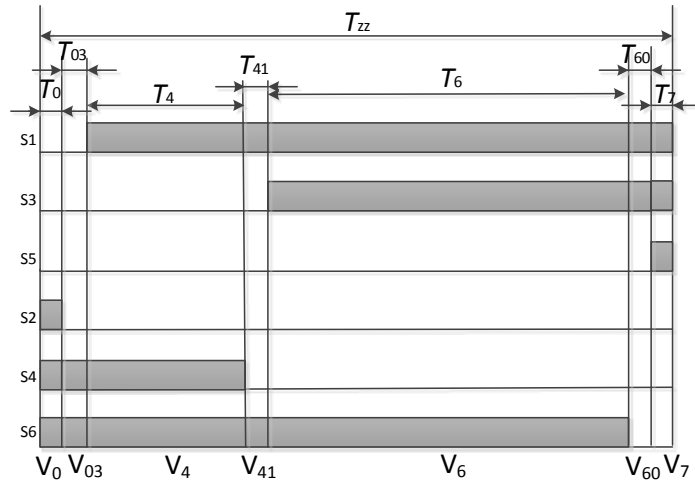


Рис. 3.25 Временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании нечетных векторов в секторе 1 при всех двух групп векторов $V_{01}, V_{02}, V_{03}, V_{04}, V_{05}, V_{06}$ и $V_{10}, V_{20}, V_{30}, V_{40}, V_{50}, V_{60}$

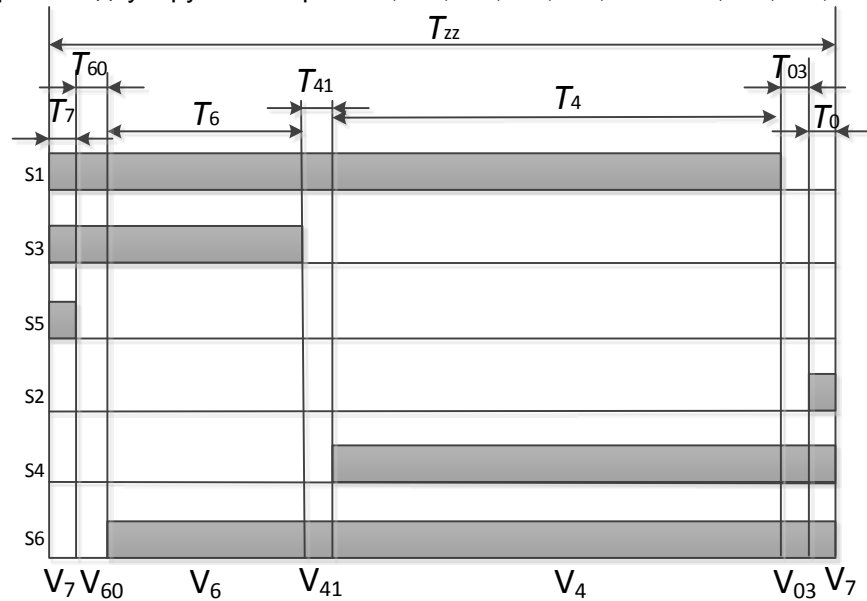


Рис. 3.26 Временная диаграмма переключения силовых ключей при формировании четных векторов в секторе 1 при всех двух групп векторов $V_{01}, V_{02}, V_{03}, V_{04}, V_{05}, V_{06}$ и $V_{10}, V_{20}, V_{30}, V_{40}, V_{50}, V_{60}$

В случае нечетного числа формируемых векторов не будет перехода между нулевыми векторами V_0 и V_7 при переходах из сектора в сектор.

В случае четного числа формируемых векторов для исключения этого перехода последовательность переходов базовых векторов при формировании последних четных векторов напряжения в секторах 1...6 имеет вид:

- в секторе 1: $V_7 \rightarrow V_{60} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{41} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{40} \rightarrow V_7$;
- в секторе 2: $V_0 \rightarrow V_{05} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{21} \rightarrow V_6 \rightarrow V_{01} \rightarrow V_0$;
- в секторе 3: $V_7 \rightarrow V_{30} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{24} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{20} \rightarrow V_7$;
- в секторе 4: $V_0 \rightarrow V_{06} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{14} \rightarrow V_3 \rightarrow V_{04} \rightarrow V_0$;
- в секторе 5: $V_7 \rightarrow V_{50} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{12} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{10} \rightarrow V_7$;
- в секторе 6: $V_0 \rightarrow V_{03} \rightarrow V_4 \rightarrow V_{42} \rightarrow V_5 \rightarrow V_{02} \rightarrow V_0$.

Таким образом, в этом случае для оптимизации числа переключений силовых ключей используются оба нулевых вектора для формирования векторов напряжения в каждом секторе. Тогда если n – четное число то $q = 36n + 12$; а если нечетное, то $q = 36n$.

Сравнение числа переключений за сектор приведено в табл. 3.1.

Таблица 3.1 Число переключений силовых ключей по вариантам

	Вариант 1	Вариант 2	Вариант 3	Вариант 4	Вариант 5	
					n нечетное	n четное
Число переключений силовых ключей в секторе (q_s)	$12n + 2$	$8n + 2$	$8n + 2$	$8n$	$6n$	$6n + 2$

Выводы по главе

1. Проведен анализ последовательности переходов состояний инвертора при формировании текущего вектора напряжения.

2. Показано, что при формировании векторов в секторе последовательность переходов базовых векторов может быть различными при формировании одного и того же вектора.

3. При этом классическая векторная ШИМ оптимизирует число переключений транзисторов инвертора для формирования вектора напряжения. Однако это приводит к тому, что при переходах из сектора в сектор шаг перемещения между ненулевыми базовыми векторами не равен шагу перемещения внутри сектора, что может вызывать колебания скорости АД. Показано, что неравномерность шага проявляется при переходах из секторов 1, 3, 5 в секторы 2, 4, 6. Для обеспечения равномерности шага перемещения и внутри, и при переходе из сектора в сектор предложены варианты последовательности переходов с различным числом переключений и расположением нулевых векторов. 3. Выяснена последовательность переходов векторов для формирования вектора напряжения с исключением неравномерного шага переме-

щения векторов при переходе из сектора в сектор с незначительным изменением числа переключений силовых ключей.

4. При формировании вектора напряжения с симметричной формой импульса временной диаграммы переключений силовых ключей существуют три варианта регулирования длительностей существования нулевых векторов:

– вариант 1: Нулевые векторы V_0 и V_7 расположены в центре и на краях интервала формирования вектора и регулируются совместно;

– вариант 2: Нулевые векторы расположены на краях интервала формирования вектора и их длительность не равна нулю. Длительность нулевого вектора в центре интервала нулевая;

– вариант 3: Регулирующий нулевой вектор располагается в центре интервала формирования вектора, длительность нулевых векторов на краях интервала равна нулю.

5. Предложены варианты последовательности переходов базовых и нулевых векторов с использованием дополнительных векторов для исключения сквозных токов. При этом, число переключений силовых ключей инвертора не увеличивается.

6. Выявлен случай режима векторной ШИМ с использованием дополнительных векторов, в котором отсутствуют нулевые векторы.

7. Предложены варианты 4 и 5 режима векторной ШИМ с уменьшением числа переходов.

Таким образом, в третьей главе рассмотрены различные варианты перемещения векторов при формировании напряжения, предположен ряд вариантов последовательности переходов базовых и дополнительных векторов для формирования вектора выходного напряжения.

ГЛАВА IV ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ФОРМИРУЕМЫХ ВЕКТОРОВ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ВЕКТОРНОЙ ШИМ

4.1 Определение суммы длительностей существования нулевых векторов при регулировании частоты вращения АД

При управлении АД используются различные принципы регулирования скорости [103]. В зависимости от нагрузки используются либо векторные, где скорость двигателя задается частотой, а поток машины величиной напряжения источника питания, либо частотные способы управления. В любом случае необходимо изменять как частоту, так и значение питающего напряжения. Таким образом, для любой частоты f необходимо определенное напряжение U . В режиме векторной ШИМ, действующее значение напряжения, подключенного к обмоткам АД, зависит от регулирования длительности существования нулевых векторов в алгоритме переходов базовых векторов. Следовательно, чтобы определить зависимость действующего значения напряжения от длительности нулевых векторов, следует определить отношение длительности существования нулевых векторов к интервалу формирования вектора в каждом секторе при регулируемой частоте. Обозначим, в отличие от скалярных ШИМ, регулирующий параметр символом $\gamma = T_0/T_z$, (T_0 — длительности существования нулевых векторов в секторе, T_z — интервал сектора), тогда $0 \leq \gamma \leq 0$. Интервал формирования вектора состоит из интервалов нулевых векторов и ненулевых векторов (базовых и дополнительных).

Так как длительность существования дополнительных векторов должна обеспечить исключение сквозных токов, и крайне мала по сравнению с базовыми векторами, то их величиной можно пренебречь и считать, что формируемое напряжение полностью зависит от базовых и нулевых векторов.

Для определения γ рассмотрим простой случай формирования вектора напряжения в секторе 1 с алгоритмом перехода базовых векторов:

$$V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6$$

Тогда, режим векторной ШИМ с нулевой длительностью базового нулевого вектора V_0 , например, напряжение на фазе A в этом секторе имеет форму, приведенную на рис.4.1а.

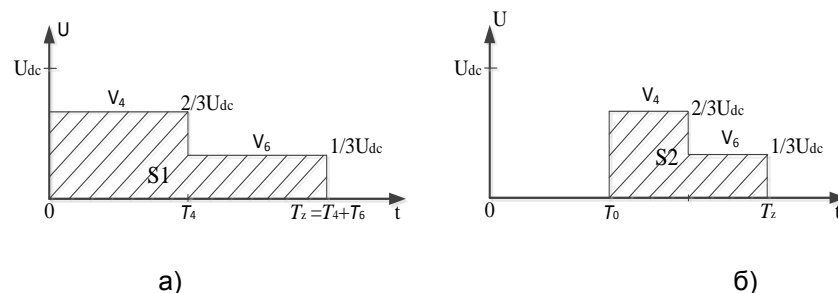


Рис. 4.1 Форма импульса напряжения фазы A в секторе 1: а) без использования V_0 ; б) при использовании V_0

В этом случае действующее значение напряжения на обмотках равно максимальному значению напряжения.

Изменением длительности существования нулевых векторов \mathbf{V}_0 регулируется действующее значение формируемого напряжения. При неизменном отношении T_4/T_6 изменяется только модуль формируемого вектора без изменения его направления. При этом напряжение на фазе A в секторе 1 имеет форму, приведенную на рис. 4.1б.

Обозначим U – действующее значение напряжения фазы A статора АД при регулируемой частоте; f_n – номинальная частота вращения АД. Тогда в секторе 1 до и после использования нулевого вектора \mathbf{V}_0 имеет следующее выражение:

$$\frac{U}{U_n} = \frac{S_2}{S_1} = \frac{T_z - T_0}{T_z} = 1 - \gamma, \quad (4.1)$$

где S_1 и S_2 – площади импульса напряжения до и после (соответственно) реализации нулевого вектора \mathbf{V}_0 ;

Изменение частоты, достигается изменением значения T_z . Регулирующий параметр γ при разных законах регулирования напряжения и частоты определяется следующими формулами:

а) Для нагрузок типа сухого трения регулирующий параметр определяется следующим как:

$$\frac{U_n}{f_n} = \frac{U}{f} \Rightarrow \frac{U}{U_n} = \frac{f}{f_n}, \quad (4.2)$$

Из (4.1) и (4.2) следует:

$$\frac{f}{f_n} = 1 - \gamma \Rightarrow \gamma = 1 - \frac{f}{f_n}, \quad (4.3)$$

где f_1 – номинальная частота АД; f_2 – частота работы при заданной скорости вала АД;

б) Для нагрузок вентиляторного типа, регулирующий параметр определяется следующим образом:

$$\frac{U_n}{f_n^2} = \frac{U}{f^2} \Rightarrow \frac{U}{U_n} = \frac{f^2}{f_n^2}.$$

Подставив $\frac{U}{U_n} = \frac{f^2}{f_n^2}$ в (4.1), получим:

$$\frac{f^2}{f_n^2} = 1 - \gamma \Rightarrow \gamma = 1 - \left(\frac{f}{f_n} \right)^2. \quad (4.4)$$

в) Для закона постоянства мощности, регулирующий параметр определяется следующим образом:

$$\frac{U_H}{\sqrt{f_H}} = \frac{U}{\sqrt{f}} \Rightarrow \frac{U}{U_H} = \frac{\sqrt{f}}{\sqrt{f_H}}. \quad (4.5)$$

Из (4.1) и (4.5) следует:

$$\frac{\sqrt{f}}{\sqrt{f_H}} = 1 - \gamma \Rightarrow \gamma = 1 - \sqrt{\frac{f}{f_H}}. \quad (4.6)$$

Алгоритм переходов базовых векторов не влияет на регулирующий параметр и определяется по формулам (4.3), (4.4) и (4.6) со соответствующими законами регулирования напряжения и частоты.

Модуль формируемого напряжения максимален при отсутствии нулевых векторов \mathbf{V}_0 , \mathbf{V}_7 . Рассмотрим случай одинакового числа формируемых векторов напряжения в каждом секторе с равным шагом углов. Интервал формирования каждого сектора равен:

$$T_{SH} = \frac{1}{6 \cdot f_H}.$$

Это сумма длительностей существования базовых векторов в одном секторе при формировании векторов напряжения при номинальной частоте работы АД.

4.2 Определение длительностей, составляющих существования базовых векторов при формировании векторов напряжения

В режиме векторной ШИМ для повышения эффективности инвертора число формируемых векторов весьма велико. Перспективно исследование влияния увеличения числа формируемых векторов на эффективность инвертора. При формировании n векторов напряжения $\overrightarrow{OV_{pi}}, i = \overline{1, n}$ линия, соединяющая точки и соответствующая концам векторов \mathbf{V}_{pi} , называется траекторией формируемых векторов. В зависимости от траектории формируемых векторов определяются длительности существования ненулевых базовых векторов. Поэтому при формировании векторов по различным траекториям, формы управляющих импульсов или напряжения на выходе инвертора также будут различны. Рассмотрим влияние траектории формируемых векторов на эффективность инвертора или качество управления АД. Для этого надо определить длительности существования базовых векторов по их соответствующим траекториям. Таким образом, одна из важных задач реализации векторной ШИМ – задание длительностей существования векторов $t_{pi1}, t_{pi2}, t_{0i1}$ (ненулевых базовых векторов сектора и нулевых векторов) на основе регулирующего параметра γ , определяющего частоту и действующее значение напряжения.

Для реализации заданной траектории предлагается предварительно определить опорную траекторию, исходя из расчетных длительностей нормированных векторов, а заданную траекторию формировать с помощью функции пересчета. В качестве опорной траектории предлагается использовать известные траектории в форме равностороннего шестиугольника, либо окружности без нулевых векторов. При этом, представляет интерес рассмотреть общий подход к формированию произвольной траектории, который обеспечивает возможность переходов из одной траектории в другую в зависимости функции пересчета.

4.2.1 Случай отсутствия нулевых векторов

Случай траектории формируемых векторов по равностороннему шестиугольнику. В секторе V_4OV_6 построим вектор OV_p , где V_p находится на отрезке V_4V_6 (рис.3.1). Известно, $\overrightarrow{OV_p} = \overrightarrow{OV_k} + \overrightarrow{OV_l}$, это значит, что вектор $\overrightarrow{OV_p}$ состоит из двух составляющих векторов $\overrightarrow{OV_k}, \overrightarrow{OV_l}$.

Шестиугольник $V_4V_6V_2V_3V_1V_5$ является равносторонним (рис.3.1), поэтому V_4OV_6 является равносторонним треугольником, тогда треугольник $V_4V_kV_p$ также является равносторонним. Следовательно, $V_kV_4 = V_kV_p = OV_l$. Тогда:

$$|\overrightarrow{OV_k}| + |\overrightarrow{OV_l}| = OV_k + V_kV_4 = R. \quad (4.7)$$

Таким образом, для любых векторов $\overrightarrow{OV_p}$, где V_p находится произвольно в отрезке V_4V_6 то сумма модулей составляющих векторов $\overrightarrow{OV_k}, \overrightarrow{OV_l}$ всегда равно модули вектора $\overrightarrow{OV_4}$. Но $V_4V_6V_2V_3V_1V_5$ является равносторонним шестиугольником, поэтому $OV_4 = OV_5 = OV_1 = OV_3 = OV_2 = OV_6 = R$, поэтому аналогично для любых векторов $\overrightarrow{OV_p}$ в любом секторе, где V_p находится произвольно в отрезках $V_5V_1, V_1V_3, V_3V_2, V_2V_6, V_6V_4$ то сумма его модулей составляющих векторов в соответствующих секторах всегда равно R . Значит, что сумма модулей составляющих векторов $\overrightarrow{OV_k}, \overrightarrow{OV_l}$ формируемого вектора $\overrightarrow{OV_p}$ не зависит от места точки V_p на отрезке V_4V_6 .

Поскольку $OV_kV_pV_l$ – параллелограмм, то:

$$\begin{aligned} S_{\Delta OV_kV_p} = S_{\Delta OV_lV_p} &\Rightarrow \Rightarrow \frac{1}{2} OV_k \cdot OV_p \cdot \sin(\alpha) = \frac{1}{2} OV_l \cdot OV_p \cdot \sin(\beta) \Rightarrow \\ &\Rightarrow OV_k \cdot \sin(\alpha) = OV_l \cdot \sin(\beta) \Rightarrow \frac{OV_k}{OV_l} = \frac{\sin(\beta)}{\sin(\alpha)} \Rightarrow \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&\Rightarrow OV_k \cdot \sin(\alpha) = OV_l \cdot \sin(\beta) \Rightarrow \\
&\Rightarrow \frac{OV_k}{OV_l + OV_k} = \frac{\sin(\beta)}{\sin(\alpha) + \sin(\beta)} \Rightarrow \frac{OV_k}{R} = \frac{\sin(\beta)}{\sin(\alpha) + \sin(\beta)} \Rightarrow \\
&\Rightarrow OV_k = \frac{\sin(\beta)}{\sin(\alpha) + \sin(\beta)} \cdot R.
\end{aligned} \tag{4.8}$$

Следовательно

$$OV_l = R - OV_k = \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\alpha) + \sin(\beta)} \cdot R. \tag{4.9},$$

где $\alpha + \beta = \frac{\pi}{3}$.

В этом случае формирует один вектор при предельном режиме, поэтому:

$$T_4 + T_6 = T_z = T_{SH}. \tag{4.10}$$

Известно, что: $\overrightarrow{OV_k} = \frac{T_4}{T_{SH}} \cdot \overrightarrow{OV_4}$, $\overrightarrow{OV_l} = \frac{T_6}{T_{SH}} \cdot \overrightarrow{OV_6}$, следовательно:

$$\frac{|\overrightarrow{OV_k}|}{|\overrightarrow{OV_l}|} = \frac{T_4}{T_6} \tag{4.11}$$

Из формул (4.7), (4.10) и (4.11) видно, что модули составляющих векторов $\overrightarrow{OV_k}, \overrightarrow{OV_l}$ формируемого вектора $\overrightarrow{V_p}$ и векторов $\overrightarrow{OV_4}, \overrightarrow{OV_6}$ пропорциональны модулям длительностей T_4, T_6 и T_{SH} . Тогда из формул (4.8) и (4.9) получим:

$$\Rightarrow T_4 = \frac{\sin(\beta)}{\sin(\alpha) + \sin(\beta)} \cdot T_{SH}, \text{ и} \tag{4.12}$$

$$T_6 = T_{SH} - T_4 = \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\alpha) + \sin(\beta)} \cdot T_{SH}. \tag{4.13}$$

Таким образом, при формировании n векторов напряжения $\overrightarrow{OV_{pi}}, i = \overline{1, n}$ в каждом секторе по траектории равностороннего шестиугольника, сумма длительностей существования составляющих векторов каждого формируемого вектора одинаковая. Например, изображение формируемых векторов при $n = 6$ в секторе (V_4, V_6) приведено на рис. 4.3. Обозначим t_{Hi1}, t_{Hi2} – соответствующие длительности существования составляющих первых и вторых базовых векторов секторов формируемого вектора номера i при номинальной частоте. Тогда T_{zi} – интервал каждого формируемого вектора напряжения равен $t_{Hi1} + t_{Hi2} = \frac{T_{SH}}{n}$.

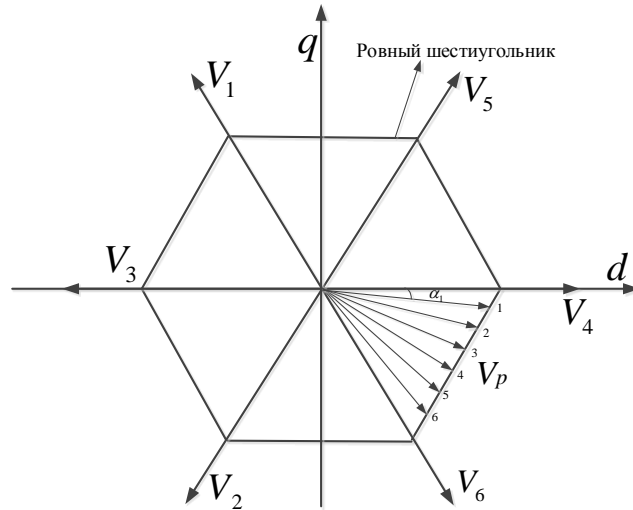


Рис. 4.2 Формирование 6 векторов напряжения в секторе ($n = 6$)

Для изучения режима векторной ШИМ с большим числом формируемых векторов напряжения в каждом секторе, мы изучаем такой случай, что векторы напряжения будут разделять каждый угол секторов на n равных углов, формируются с 1 до n (на рис.4.2). Следовательно, их составляющие длительности существования составляющих базовых векторов формируемого вектора можно определить по формулам:

$$\begin{cases} t_{Hi1} = \frac{\sin(\beta_i)}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)} \cdot \frac{T_{SH}}{n} \\ t_{Hi2} = \frac{\sin(\alpha_i)}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)} \cdot \frac{T_{SH}}{n}, \end{cases} \quad (4.14)$$

В случае выбора равностороннего шестиугольника в качестве опорной траектории используются n нормированных векторов, то составляющие относительные нормированные длительности определяются по формулам:

$$\begin{cases} t_{1i} = \frac{\sin(\beta_i)}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)} \\ t_{2i} = \frac{\sin(\alpha_i)}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)}. \end{cases} \quad (4.15)$$

где t_{1i}, t_{2i} – составляющие относительные нормированные длительности существования первых и вторых базовых векторов сектора при формировании вектора номер i этого сектора. Каждый угол $\alpha_i, i = 1 \dots n$ определится между соответствующими векторами номер i с первыми базовым вектором сектора. В режиме векторной ШИМ, нормирование формируемых векторов в секторе увеличивается по направлению вращения вала АД от 1 по n , а базовых векторов сектора с 1 по 2. Тогда получим:

$$\alpha_i = \frac{i \cdot \pi}{(n+1) \cdot 3}, \beta_i = \frac{\pi}{3} - \alpha_i. \quad (4.16)$$

Случай траектории формируемых векторов напряжения по окружности.

а) Первый метод.

В секторе V_4OV_6 строим векторы \overrightarrow{OA} и $\overrightarrow{OV_p}$, где A находится на единичной окружности, а V_{ref} находится на большой окружности (рис.4.3).

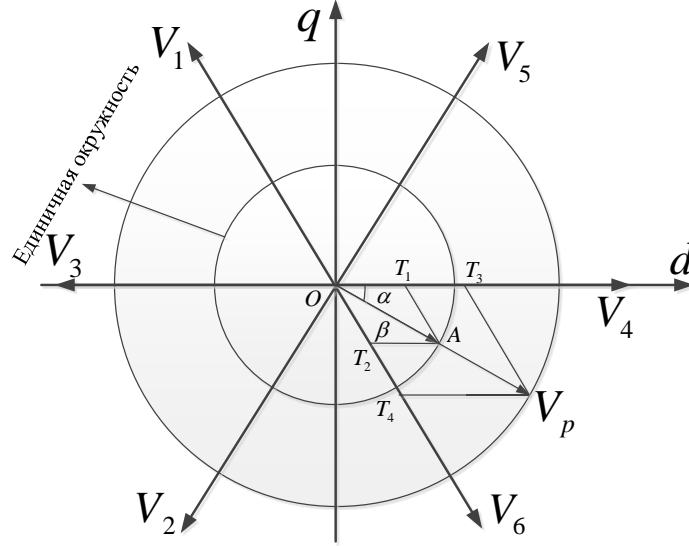


Рис. 4.3 Траектория векторов по окружности

Выберем две точки T_1, T_3 и T_2, T_4 на отрезках OV_4 и OV_6 так, чтобы $T_2A \parallel T_4V_p \parallel OV_4$ и $T_1A \parallel T_3V_p \parallel OV_6$. Легко заметить, что: $\overrightarrow{OA} = \overrightarrow{OT_1} + \overrightarrow{OT_2}$ и $\overrightarrow{OV_p} = \overrightarrow{OT_3} + \overrightarrow{OT_4}$. Следовательно, вектор \overrightarrow{OA} состоит из двух составляющих векторов $\overrightarrow{OT_1}, \overrightarrow{OT_2}$, а $\overrightarrow{OV_p}$ состоит из двух составляющих векторов $\overrightarrow{OT_3}, \overrightarrow{OT_4}$. Легко заметить, что:

$$\begin{aligned} \frac{OA}{OV_p} &= \frac{OT_1}{OT_3} = \frac{OT_2}{OT_4}, \\ \Rightarrow \frac{OA}{OV_p} &= \frac{OT_1 + OT_2}{OT_3 + OT_4} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Тогда можно сказать, что отношение длительности существования вектора \overrightarrow{OA} на длительности существования вектора $\overrightarrow{OV_p}$ равно отношению суммы составляющих соответствующих длительностей существования векторов V_4, V_6 при формировании каждого вектора \overrightarrow{OA} и $\overrightarrow{OV_p}$. Рассмотрим случай, когда в секторе V_4OV_6 формируются n векторов $\overrightarrow{OV_{p1}}, \overrightarrow{OV_{p2}}, \dots, \overrightarrow{OV_{pn}}$ и n векторов $\overrightarrow{OV_{r1}}, \overrightarrow{OV_{r2}}, \dots, \overrightarrow{OV_{rn}}$, которые изображены как на рис. 4.4.

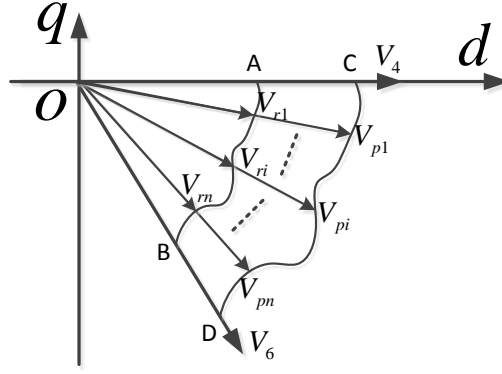


Рис. 4.4 Подобные траектории формируемых векторов

Здесь формируемые векторы $\overrightarrow{OV_{pi}}, i = \overline{1, n}$ и $\overrightarrow{OV_{ri}}, i = \overline{1, n}$ имеют подобные траектории CD и AB , как показано на рис.4.4. Тогда фигуры OAB и OCD также подобны. Следовательно,

$$\frac{OV_{r1}}{OV_{p1}} = \frac{OV_{r2}}{OV_{p2}} = \dots = \frac{OV_{ri}}{OV_{pi}} = \dots = \frac{OV_{rn}}{OV_{pn}} \quad (4.18)$$

Обозначим t_{pi1}, t_{pi2} – составляющие длительности существования соответствующих базовых векторов V_4, V_6 формируемых векторов $\overrightarrow{OV_{pi}}$, а t_{ri1}, t_{ri2} – длительности формируемых векторов $\overrightarrow{OV_{ri}}$. Из формулы (4.17) и (4.18) следует, что:

$$\begin{aligned} \frac{OV_{ri}}{OV_{pi}} &= \frac{t_{ri1}}{t_{pi1}} = \frac{t_{ri2}}{t_{pi2}} = \frac{t_{r11} + t_{r12}}{t_{p11} + t_{p12}} = \frac{t_{r21} + t_{r22}}{t_{p21} + t_{p22}} = \dots = \frac{t_{ri1} + t_{ri2}}{t_{pi1} + t_{pi2}} = \dots = \frac{t_{m1} + t_{m2}}{t_{pn1} + t_{pn2}} \\ \Rightarrow \frac{OV_{ri}}{OV_{pi}} &= \frac{t_{ri1}}{t_{pi1}} = \frac{t_{ri2}}{t_{pi2}} = \frac{(t_{r11} + t_{r12}) + (t_{r21} + t_{r22}) + \dots + (t_{ri1} + t_{ri2}) + \dots + (t_{m1} + t_{m2})}{(t_{p11} + t_{p12}) + (t_{p21} + t_{p22}) + \dots + (t_{pi1} + t_{pi2}) + \dots + (t_{pn1} + t_{pn2})} \\ &\Rightarrow \frac{OV_{ri}}{OV_{pi}} = \frac{t_{ri1}}{t_{pi1}} = \frac{t_{ri2}}{t_{pi2}} = \frac{T_{zr}}{T_{zp}}, \end{aligned} \quad (4.19)$$

где T_{zr}, T_{zp} – соответствующие интервалы времени формируемых векторов $\overrightarrow{OV_{ri}}$ и $\overrightarrow{OV_{pi}}$. Зададим $p = T_{zp} / T_{zr}$. Тогда из (4.19) следует:

$$\begin{cases} t_{pi1} = p \cdot t_{ri1} \\ t_{pi2} = p \cdot t_{ri2} \end{cases} \quad (4.20)$$

Таким образом, если известны составляющие длительности существования базовых векторов V_4, V_6 формируемых векторов $\overrightarrow{OV_{ri}}, i = \overline{1, n}$ и интервал времени n формируемых векторов $\overrightarrow{OV_{pi}}, i = \overline{1, n}$, то все составляющие длительности существования базовых векторов V_4, V_6 формируемых векторов $\overrightarrow{OV_{pi}}, i = \overline{1, n}$ определятся по формуле (4.20). Назовем векторы

$\overrightarrow{OV_{ri}}, i = 1 \dots n$ опорными, соответствующими опорной траектории, а p – коэффициентом отношения модули формируемого вектора к модулю опорного вектора.

На рис.4.3 рассмотрим случай $OA=1$.

$$\begin{aligned}
 \text{Тогда: } & \begin{cases} OT_1 \cdot \cos(\alpha) + OT_2 \cdot \cos(\beta) = 1 \\ \frac{OT_1}{OT_2} = \frac{\sin(\beta)}{\sin(\alpha)} \end{cases} \\
 \Rightarrow & \begin{cases} OT_2 \cdot \frac{\sin(\beta)}{\sin(\alpha)} \cdot \cos(\alpha) + OT_2 \cdot \cos(\beta) = 1 \\ OT_1 = OT_2 \cdot \frac{\sin(\beta)}{\sin(\alpha)} \end{cases} \\
 \Rightarrow & \begin{cases} OT_2 \cdot \sin(\beta) \cdot \cos(\alpha) + OT_2 \cdot \sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \sin(\alpha) \\ OT_1 = OT_2 \cdot \frac{\sin(\beta)}{\sin(\alpha)} \end{cases} \\
 \Rightarrow & \begin{cases} OT_2 \cdot [\sin(\beta) \cdot \cos(\alpha) + \sin(\alpha) \cdot \cos(\beta)] = \sin(\alpha) \\ OT_1 = OT_2 \cdot \frac{\sin(\beta)}{\sin(\alpha)} \end{cases} \\
 \Rightarrow & \begin{cases} OT_2 \cdot \sin(\alpha + \beta) = \sin(\alpha) \\ OT_1 = OT_2 \cdot \frac{\sin(\beta)}{\sin(\alpha)} \end{cases} \\
 \Rightarrow & \begin{cases} OT_2 = \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\alpha + \beta)} = \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} \\ OT_1 = \frac{\sin(\beta)}{\sin(\pi/3)} \end{cases} \tag{4.21}
 \end{aligned}$$

Таким образом, если формирование одного вектора с относительными длительностями существования двух составляющих векторов V_4, V_6 , которые равны $\frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)}$ и $\frac{\sin(\beta)}{\sin(\pi/3)}$, то

формируемый вектор имеет постоянный модуль и одинаковое направление с вектором $\overrightarrow{OV_p}$.

$$\text{Обозначим } t_v = \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} + \frac{\sin(\beta)}{\sin(\pi/3)} \tag{4.22}$$

Из (4.19), (4.21), (4.22) следует, что если T_p – период формируемого вектора $\overrightarrow{OV_p}$ то можно определить t_1, t_2 – составляющие длительности существования базовых векторов V_4, V_6 по формулам:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_p}{t_v} \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} \\ t_2 = \frac{T_p}{t_v} \cdot \frac{\sin(\beta)}{\sin(\pi/3)} \end{cases} \quad (4.23)$$

Для случая формирования n векторов в каждом секторе то обозначаем:

$$T_v = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\sin(\alpha_i)}{\sin(\pi/3)} + \frac{\sin(\beta_i)}{\sin(\pi/3)} \right) = \sum_{i=1}^n t_{vi},$$

где α_i, β_i – углы между формируемым вектором номер i с соответствующим первым и вторым базовыми векторами сектора. В случае номинальной частоты t_{1i}, t_{2i} – составляющие длительности существования базовых векторов V_4, V_6 для формирования вектора номер i определяются по формулам:

$$\begin{cases} t_{H1} = \frac{T_{SH}}{T_v} \cdot \frac{\sin(\alpha_i)}{\sin(\pi/3)} \\ t_{H2} = \frac{T_{SH}}{T_v} \cdot \frac{\sin(\beta_i)}{\sin(\pi/3)} \end{cases} \quad (4.24)$$

В случае выбора окружности в качестве опорной траектории используются n нормированных векторов с одинаковым модулем, имеющие составляющие относительные нормированные длительности, определяющиеся по формулам:

$$\begin{cases} t_{1i} = \frac{\sin(\alpha_i)}{\sin(\pi/3)} \\ t_{2i} = \frac{\sin(\beta_i)}{\sin(\pi/3)} \end{cases} \quad (4.25)$$

б) Второй метод

Идея второго метода заключается в том, что находится связь между векторами по траектории равностороннего шестиугольника и окружности. На рис. 4.5 рассмотрим два вектора $\overrightarrow{OK}, \overrightarrow{OM}$:

$$\overrightarrow{OT_1} + \overrightarrow{OT_2} = \overrightarrow{OK}$$

$$\begin{aligned}
&\Rightarrow (\overrightarrow{OT_1} + \overrightarrow{OT_2})^2 = (\overrightarrow{OK})^2 \\
&\Rightarrow (\overrightarrow{OT_1})^2 + (\overrightarrow{OT_2})^2 + 2 \cdot \overrightarrow{OT_1} \cdot \overrightarrow{OT_2} = (\overrightarrow{OK})^2 \\
&\Rightarrow OT_1^2 + OT_2^2 + 2 \cdot OT_1 \cdot OT_2 \cdot \cos(\angle(\overrightarrow{OT_1}, \overrightarrow{OT_2})) = OK^2 \\
&\Rightarrow OT_1^2 + OT_2^2 + 2 \cdot OT_1 \cdot OT_2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) = OK^2 \\
&\Rightarrow (OT_1 + OT_2)^2 - 2 \cdot OT_1 \cdot OT_2 + 2 \cdot OT_1 \cdot OT_2 \cdot \frac{1}{2} = OK^2 \\
&\Rightarrow (OT_1 + OT_2)^2 - OT_1 \cdot OT_2 = OK^2.
\end{aligned} \tag{4.26}$$

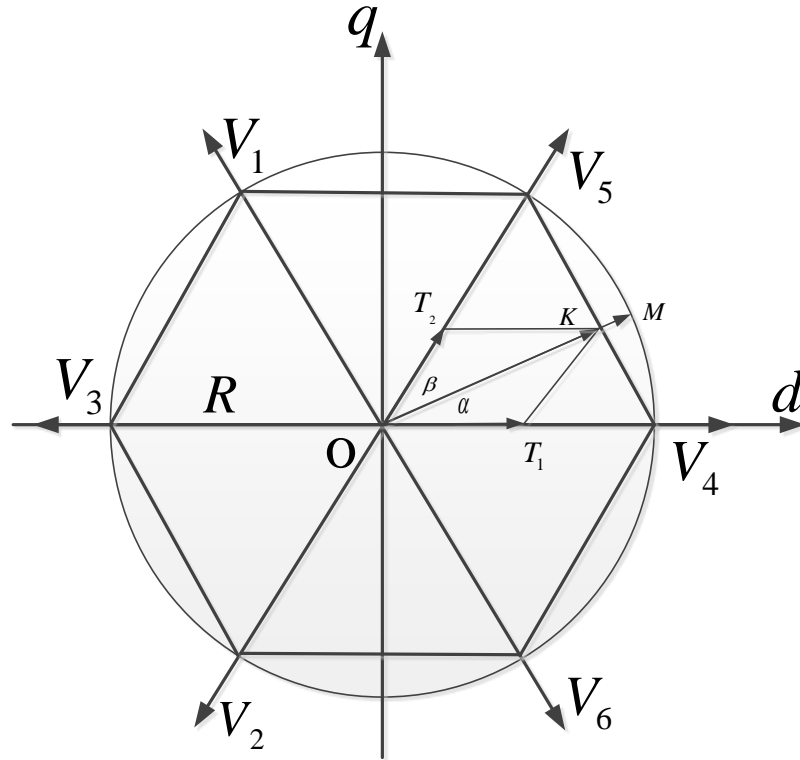


Рис. 4.5 Траектории формирования по окружности и стороннему шестиугольнику

Из (4.7), (4.8), (4.9) следовательно: $OT_1 + OT_2 = R$ и

$$OT_1 = \frac{\sin(\beta)}{\sin(\alpha) + \sin(\beta)} \cdot R$$

$$OT_2 = \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\alpha) + \sin(\beta)} \cdot R$$

Подставит такие формулы в (4.26) получим:

$$\Rightarrow R^2 - R^2 \cdot \frac{\sin(\beta)}{\sin(\alpha) + \sin(\beta)} \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\alpha) + \sin(\beta)} = OK^2$$

$$\begin{aligned}
&\Rightarrow R^2 \cdot \left(1 - \frac{\sin(\alpha) \cdot \sin(\beta)}{(\sin(\alpha) + \sin(\beta))^2}\right) = OK^2 \\
&\Rightarrow R^2 \cdot \frac{\sin^2(\alpha) + \sin^2(\beta) + \sin(\alpha) \cdot \sin(\beta)}{(\sin(\alpha) + \sin(\beta))^2} = OK^2 \\
&\Rightarrow R = \frac{\sin(\alpha) + \sin(\beta)}{\sqrt{\sin^2(\alpha) + \sin^2(\beta) + \sin(\alpha) \cdot \sin(\beta)}} \cdot OK \quad (4.27)
\end{aligned}$$

Но $R = OM$, тогда формула (4.27) изображает связь модулей векторов \overrightarrow{OM} и \overrightarrow{OK} , и также их связь длительностей существования. Поэтому, обозначив t_k - период формирования вектора \overrightarrow{OK} , t_M - период формирования вектора \overrightarrow{OM} получим:

$$t_M = \frac{\sin(\alpha) + \sin(\beta)}{\sqrt{\sin^2(\alpha) + \sin^2(\beta) + \sin(\alpha) \cdot \sin(\beta)}} \cdot t_k. \quad (4.28)$$

Известно, что для формирования n векторов в секторе по траектории равностороннего шестиугольника, у которых сумма их длительностей равна n , составляющие относительные нормированные длительности существования базовых векторов при формировании вектора номер i определяются по формулам (4.15). Тогда, из формул (4.15) и (4.28) если:

$$\begin{cases} t_{1i} = \frac{\sin(\beta_i)}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)} \cdot \frac{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)}{\sqrt{\sin^2(\alpha_i) + \sin^2(\beta_i) + \sin(\alpha_i) \cdot \sin(\beta_i)}} \\ t_{2i} = \frac{\sin(\alpha_i)}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)} \cdot \frac{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)}{\sqrt{\sin^2(\alpha_i) + \sin^2(\beta_i) + \sin(\alpha_i) \cdot \sin(\beta_i)}}, \end{cases} \quad (4.29)$$

то все эти формируемые векторы имеют траекторию по окружности, сумма относительных длительностей существования этих векторов определена по следующей формуле:

$$T_{sum} = \sum_1^n t_{1i} + t_{2i} \quad (4.30)$$

Таким образом, когда формирование n векторов с траекторией по окружности при предельном режиме, составляющие длительности существования базовых векторов сектора для формирования вектора номера i определяются по формулам:

$$\begin{cases} t_{Hi1} = \frac{T_{SH}}{T_{sum}} \cdot t_{1i} \\ t_{Hi2} = \frac{T_{SH}}{T_{sum}} \cdot t_{2i} \end{cases} \quad (4.31)$$

* *Внимание:*

По формулам (4.21) и (4.28) можно формировать n векторов по траектории равностороннего шестиугольника из опорных векторов, имеющих траекторию окружности. Тогда если:

$$\begin{cases} t_{1i} = \frac{\sin(\beta_i)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \cdot \frac{\sqrt{\sin^2(\alpha_i) + \sin^2(\beta_i) + \sin(\alpha_i) \cdot \sin(\beta_i)}}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)} \\ t_{2i} = \frac{\sin(\alpha_i)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \cdot \frac{\sqrt{\sin^2(\alpha_i) + \sin^2(\beta_i) + \sin(\alpha_i) \cdot \sin(\beta_i)}}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)}, \end{cases}$$

то все эти составляющие длительности существования базовых векторов сектора для формирования новых опорных формируемых векторов, имеющих траекторию по равностороннему шестиугольнику. Тогда можно формировать желаемые векторы, имеющие траекторию равностороннего шестиугольника из новых нормированных векторов.

Случай формирования векторов напряжения при произвольных траекториях

Выше уже показаны методы определения параметров векторов при векторной ШИМ по траектории окружности и равностороннему шестиугольнику. Далее изучаем, как формировать векторы по любым разным траекториям. Из второго метода построения формирования векторов по окружности можно заметить, что можно найти связь между формируемыми векторами требуемой траектории с векторами известной траекторией, чтобы формировать их векторы. Это значит, что из известной построенной траектории векторов можно построить любые другие необходимые траектории формируемых векторов с их связью. На рис. 4.6, например, изображены некоторые траектории 1, 2, 3, 4 при формировании векторов.

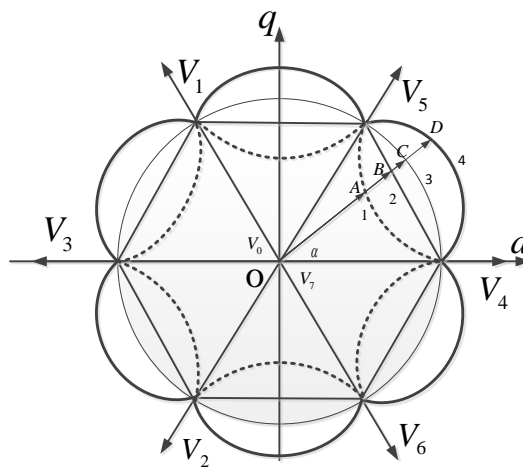


Рис. 4.6 Изображение некоторых траектории формирования векторов в режиме векторной ШИМ

Исходя из известных траекторий равностороннего шестиугольника 2 и окружности 3, для формирования траекторий форм 1 или 4, найдем связь между ними с траекторией 2 или 3. Легко заметить, что форма 1 или 4 имеет вид функции $f(\alpha) = a \cdot \sin(\alpha) + b$, где $\alpha \in [0, \pi]$.

На рис. 4.7 показаны два случая построения для формирования векторов других траектории по отрезку EF (а) или дуге окружности EBF (б).

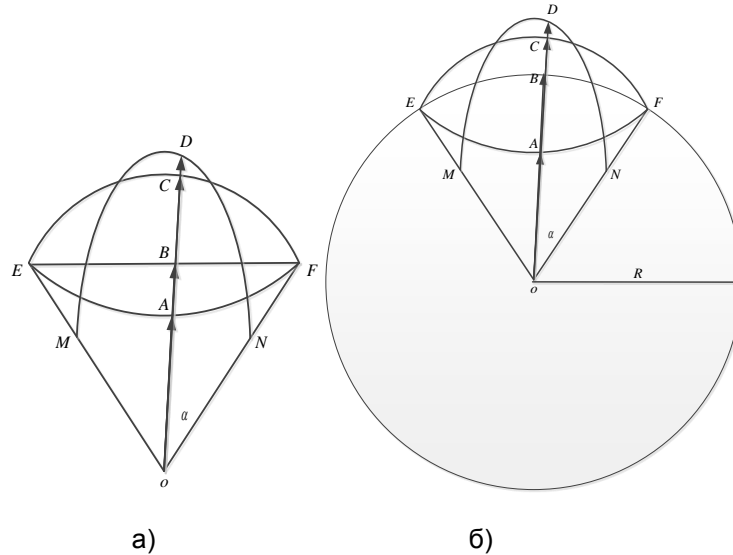


Рис. 4.7 Формирование векторов других траектории из отрезка EF (а) или дуга окружности EBF (б)

Легко заметить, что при умножении $OK = OB \cdot f(\alpha)$ получим:

– если $OB = R$ (рис. 4.7б), то EBF является дугой окружности с центром O и радиусом R , то при изменении угла $0 \leq \alpha \leq \angle(FOE)$ точка K будет перемещаться по линии, имеющей форму, подобную форме графика функции $f(\alpha)$;

– если точка B находится на отрезке EF (рис.4.7а), то при изменении угла $0 \leq \alpha \leq \angle(FOE)$ точка K будет перемещаться по линии, имеющей форму похожую на форма графика функции $f(\alpha)$ но не ей подобную.

Таким образом, для формирования векторов по траектории формы дуг видов MDN , EAF или ECF функция $f(\alpha)$ должна определяться по формуле:

$$f(\alpha) = a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{\angle(Eof)} \cdot \alpha\right) + b.$$

$$\text{Для нашей задачи } \angle(Eof) = \frac{\pi}{3} \text{ тогда } f(\alpha) = a \cdot \sin(3 \cdot \alpha) + b. \quad (4.32)$$

Тогда из формул (4.14) и (4.15) видно, что построение формируемых векторов из траектории равностороннего шестиугольника дает:

$$\begin{cases} t_{Hi1} = \frac{\sin(\beta_i)}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)} \cdot \frac{T_{SH}}{T_v} \cdot f(\alpha_i) \\ t_{Hi2} = \frac{\sin(\alpha_i)}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)} \cdot \frac{T_{SH}}{T_v} \cdot f(\alpha_i) \end{cases} \quad (4.33)$$

$$\text{где } T_v = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\sin(\beta_i)}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)} + \frac{\sin(\alpha_i)}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)} \right) \cdot f(\alpha_i).$$

Тогда из формулы (4.25) и (4.32) при построении формируемых векторов из траектории окружности, получим:

$$\begin{cases} t_{Hi1} = \frac{T_{SH}}{T_v} \cdot \frac{\sin(\alpha_i)}{\sin(\pi/3)} \cdot f(\alpha_i) \\ t_{Hi2} = \frac{T_{SH}}{T_v} \cdot \frac{\sin(\beta_i)}{\sin(\pi/3)} \cdot f(\alpha_i) \end{cases} \quad (4.34)$$

$$\text{где } T_v = \sum_{i=1}^n \left[\left(\frac{\sin(\alpha_i)}{\sin(\pi/3)} + \frac{\sin(\beta_i)}{\sin(\pi/3)} \right) \cdot f(\alpha_i) \right].$$

При изменении значения a, b в формуле $f(\alpha) = a \cdot \sin(3 \cdot \alpha) + b$ то точки M, N перемещаются на соответствующих лучах OE, OF .

Таким образом, в случае выбора траектории форм 1 и 4 на рис.4.6 в качестве опорной траектории используются n нормированных векторов, имеющие составляющие относительные нормированные длительности, которые определяются по формулам:

$$\begin{cases} t_{1i} = \frac{\sin(\beta_i)}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)} \cdot f(\alpha_i); \\ t_{2i} = \frac{\sin(\alpha_i)}{\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)} \cdot f(\alpha_i), \end{cases} \quad \text{или} \quad \begin{cases} t_{1i} = \frac{\sin(\alpha_i)}{\sin(\pi/3)} \cdot f(\alpha_i); \\ t_{2i} = \frac{\sin(\beta_i)}{\sin(\pi/3)} \cdot f(\alpha_i). \end{cases}$$

В зависимости от функции $f(\alpha_i) > 0$, при переходе на заданную траекторию из выбранной опорной траектории для пересчета можно выбрать любой вид заданной траектории формируемых векторов.

4.2.2 Определение параметров составляющих базовых векторов с нулевыми векторами

Во всех формулах (4.14), (4.24), (4.31), (4.33), (4.34), $T_z = T_{SH} = \frac{1}{6 \cdot f_H}$ двигатель работает в предельном режиме. Из этих формул определяются составляющие длительности базовых векторов t_{H1i}, t_{H2i} при формировании векторов. Получим формулу:

$$\begin{cases} T_{Hi} = t_{H1i} + t_{H2i} \\ T_{SH} = \sum_{i=1}^n (t_{H1i} + t_{H2i}) = \sum_{i=1}^n T_{Hi}, \end{cases} \quad (4.35)$$

где: T_{Hi} – период формируемого вектора номер i в случае номинальной частоты.

При регулируемой частоте f_p работы АД сумма длительностей существования векторов в одном секторе определится по формуле: $T_p = \frac{1}{6 \cdot f_p}$.

Обозначаем T_{Pi} – интервал формируемого вектора номер i , T_0 – сумма длительностей существования нулевых всех формируемых векторов в одном секторе.

Мы должны определить сумму длительностей существования t_{0i} нулевых векторов $\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_7$ и соответствующие составляющие длительности существования базовых векторов t_{Pi1}, t_{Pi2} при формировании одного вектора номер i в регулируемой частоте f_p по законам регулирования напряжения управления АД. Формулы для определения этих параметров имеют вид:

$$\begin{cases} T_{Pi} = t_{Pi1} + t_{Pi2} + t_{0i} \\ T_p = \sum_{i=1}^n (t_{Pi1} + t_{Pi2} + t_{0i}) = \sum_{i=1}^n T_{Pi} \\ T_0 = \sum_{i=1}^n t_{0i} \end{cases} \quad (4.36)$$

Известно, что модуль формируемого вектора при частоте f_p зависит от суммы длительностей существования нулевых векторов T_0 . В этом случае формируемые векторы имеют максимальный модуль $T_0 = 0$, а $T_{Pi} = \frac{T_p}{T_{SH}} \cdot T_{Hi}$. Следовательно: $t_{Pi1} + t_{Pi2} = \frac{T_p}{T_{SH}} \cdot (t_{H1i} + t_{H2i})$

$$\Rightarrow \begin{cases} t_{Pi1} = \frac{T_p}{T_{SH}} \cdot t_{H1i} \\ t_{Pi2} = \frac{T_p}{T_{SH}} \cdot t_{H2i} \end{cases}$$

При регулировании действующего значения напряжения необходимо регулировать $T_0 = \gamma \cdot T_p$. Тогда для того, чтобы форма траектории формируемых векторов не была изменена, составляющие длительности существования базовых векторов каждого формируемого вектора определяются по формулам:

$$\begin{cases} t_{Pi1} = (1-\gamma) \cdot \frac{T_p}{T_{SH}} \cdot t_{Hi1} \\ t_{Pi2} = (1-\gamma) \cdot \frac{T_p}{T_{SH}} \cdot t_{Hi2} \\ \sum_{i=1}^n t_{0i} = \gamma \cdot T_p \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} t_{Pi1} = (1-\gamma) \cdot \frac{T_p}{T_{sum}} \cdot t_{1i} \\ t_{Pi2} = (1-\gamma) \cdot \frac{T_p}{T_{sum}} \cdot t_{2i} \\ \sum_{i=1}^n t_{0i} = \gamma \cdot T_p, \end{cases}$$

где t_{1i}, t_{2i} – составляющие нормированные относительные длительности нормированных векторов, у которых и формируемых векторов есть подобные траектории; $T_{sum} = t_{1i} + t_{2i}$.

Для определения длительностей существования нулевых векторов t_{0i} при формировании каждого вектора возможны два случая:

а) Первый случай

Формируются n векторов в секторе. Чтобы $\gamma = \frac{T_0}{T_p} = \frac{t_{0i}}{T_{Pi}}$:

$$\begin{aligned} t_{0i} &= \gamma \cdot T_{Pi} = \gamma \cdot (t_{Pi1} + t_{Pi2} + t_{0i}) \\ \Rightarrow t_{0i} \cdot (1-\gamma) &= \gamma \cdot (t_{Pi1} + t_{Pi2}) \\ \Rightarrow t_{0i} \cdot (1-\gamma) &= \gamma \cdot (1-\gamma) \cdot \frac{T_p}{T_{SH}} \cdot (t_{Hi1} + t_{Hi2}) \\ \Rightarrow t_{0i} &= \gamma \cdot \frac{T_p}{T_{SH}} \cdot (t_{Hi1} + t_{Hi2}) = \gamma \cdot \frac{T_p}{T_{SH}} \cdot T_{Hi} \end{aligned}$$

Тогда t_{Pi1}, t_{Pi2} и t_{0i} определяются по формулам:

$$\begin{cases} t_{Pi1} = (1-\gamma) \cdot \frac{T_p}{T_{SH}} \cdot t_{Hi1} \\ t_{Pi2} = (1-\gamma) \cdot \frac{T_p}{T_{SH}} \cdot t_{Hi2} \\ t_{0i} = \gamma \cdot \frac{T_p}{T_{SH}} \cdot T_{Hi} \end{cases} \quad (4.37)$$

1) В соответствии с формулой (4.3), для закона, $\frac{U}{f} = \text{const}$, по формуле (4.3) определится

отношение длительности существования нулевого вектора к интервалу формирования вектора γ в каждом секторе при частоте f_p :

$$\begin{aligned}\gamma &= 1 - \frac{f_P}{f_H} \Rightarrow \gamma = 1 - \frac{T_{SH}}{T_P} \\ \Rightarrow \frac{T_{SH}}{T_P} &= 1 - \gamma \Rightarrow \frac{T_P}{T_{SH}} = \frac{1}{1 - \gamma} .\end{aligned}\quad (4.38)$$

Из (4.37), (4.38) получим:

$$\begin{cases} t_{Pi1} = t_{Hi1} \\ t_{Pi2} = t_{Hi2} \\ t_{0i} = \gamma \cdot \frac{1}{1 - \gamma} \cdot T_{Hi} \end{cases} \quad (4.39)$$

2) В соответствии с формулой (4.4), для закона, $\frac{U}{f^2} = \text{const}$ получим:

$$\begin{aligned}\gamma &= 1 - \left(\frac{f_P}{f_H} \right)^2 \Rightarrow \gamma = 1 - \left(\frac{T_{SH}}{T_P} \right)^2 \\ \Rightarrow \left(\frac{T_{SH}}{T_P} \right)^2 &= 1 - \gamma \Rightarrow \frac{T_{SH}}{T_P} = \sqrt{1 - \gamma} \\ \Rightarrow \frac{T_P}{T_{SH}} &= \frac{1}{\sqrt{1 - \gamma}}\end{aligned}\quad (4.40)$$

Из (4.37), (4.40) получим:

$$\begin{cases} t_{Pi1} = \sqrt{1 - \gamma} \cdot t_{Hi1} \\ t_{Pi2} = \sqrt{1 - \gamma} \cdot t_{Hi2} \\ t_{0i} = \gamma \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \gamma}} \cdot T_{Hi} \end{cases} \quad (4.41)$$

3) В соответствии с формулой (4.3), для закона, $\frac{U}{\sqrt{f}} = \text{const}$ получим:

$$\begin{aligned}\gamma &= 1 - \sqrt{\frac{f_P}{f_H}} \Rightarrow \sqrt{\frac{f_P}{f_H}} = 1 - \gamma \\ \Rightarrow \frac{f_P}{f_H} &= (1 - \gamma)^2 \Rightarrow \frac{T_{SH}}{T_P} = (1 - \gamma)^2 \\ \Rightarrow \frac{T_P}{T_{SH}} &= \frac{1}{(1 - \gamma)^2}\end{aligned}\quad (4.42)$$

Из (4.37), (4.42) получим:

$$\begin{cases} t_{Pi1} = \frac{1}{(1-\gamma)} \cdot t_{Hi1} \\ t_{Pi2} = \frac{1}{(1-\gamma)} \cdot t_{Hi2} \\ t_{0i} = \gamma \cdot \frac{1}{(1-\gamma)^2} \cdot T_{Hi} \end{cases} \quad (4.43)$$

б) Второй случай

Формируются n векторов в секторе, чтобы $t_{01} = t_{02} = \dots = t_{0n} = \frac{T_0}{n}$:

$$\begin{cases} t_{Pi1} = (1-\gamma) \cdot \frac{T_P}{T_H} \cdot t_{Hi1} \\ t_{Pi2} = (1-\gamma) \cdot \frac{T_P}{T_H} \cdot t_{Hi2} \\ t_{0i} = \frac{\gamma \cdot T_P}{n} = \frac{\gamma}{n} \cdot \frac{T_P}{T_{SH}} \cdot T_{SH} \end{cases} \quad (4.44)$$

Тогда:

1) Для закона $\frac{U}{f} = \text{const}$:

$$\begin{cases} t_{Pi1} = t_{Hi1} \\ t_{Pi2} = t_{Hi2} \\ t_{0i} = \frac{\gamma}{n \cdot (1-\gamma)} \cdot T_{SH} \end{cases} \quad (4.45)$$

2) Для закона $\frac{U}{f^2} = \text{const}$:

$$\begin{cases} t_{Pi1} = \sqrt{(1-\gamma)} \cdot t_{Hi1} \\ t_{Pi2} = \sqrt{(1-\gamma)} \cdot t_{Hi2} \\ t_{0i} = \frac{\gamma}{n \cdot \sqrt{(1-\gamma)}} \cdot T_{SH} \end{cases} \quad (4.46)$$

3) Для закона $\frac{U}{\sqrt{f}} = \text{const}$:

$$\begin{cases} t_{Pi1} = \frac{1}{(1-\gamma)} \cdot t_{Hi1} \\ t_{Pi2} = \frac{1}{(1-\gamma)} \cdot t_{Hi2} \\ t_{0i} = \frac{\gamma}{n \cdot (1-\gamma)^2} \cdot T_{SH} \end{cases} \quad (4.47)$$

Таким образом, когда известны номинальная частота работы и регулируемая частота АД можно определить все параметры длительностей существования базовых векторов для формирования вектора.

4.3 Формирование векторов напряжения при суммировании однонаправленных векторов

Рассмотрим вариант формирования n векторов в секторе, при формировании каждого вектора из m векторов меньшей величины. Встает вопрос, как изменяется эффективность инвертора при разделении процесса формирования на много шагов? За каждый шаг формируется вектор напряжения с направлением нужного формируемого вектора, но его модуль меньше в m раз. Например, в секторе необходимо формировать вектор $\overrightarrow{OV_p}$ посредством формирования вектора $\overrightarrow{OV_r}$ m раз в направлении n (рис. 4.8).

Векторы $\overrightarrow{OV_r}$ и $\overrightarrow{OV_p}$ имеют одинаковое направление, а отличаются амплитудой. Считаем, что $OV_r \leq OV_p$.

Задаем $m = \frac{OV_p}{OV_r}$. При этом $m \geq 1$ – любое натуральное число.

Для формирования вектора $\overrightarrow{OV_p}$ с помощью вектора $\overrightarrow{OV_r}$, выбираем m . Тогда $\overrightarrow{OV_p} = m \cdot \overrightarrow{OV_r}$, будем m раз формировать вектор $\overrightarrow{OV_r}$. Поскольку $\overrightarrow{OV_r} = \overrightarrow{OV_{kr}} + \overrightarrow{OV_{lr}}$, то длительности существования составляющих базовых векторов формируемого вектора $\overrightarrow{OV_r}$ определяются по следующим формулам: $T_{4r} = \frac{T_4}{m}, T_{6r} = \frac{T_6}{m}$.

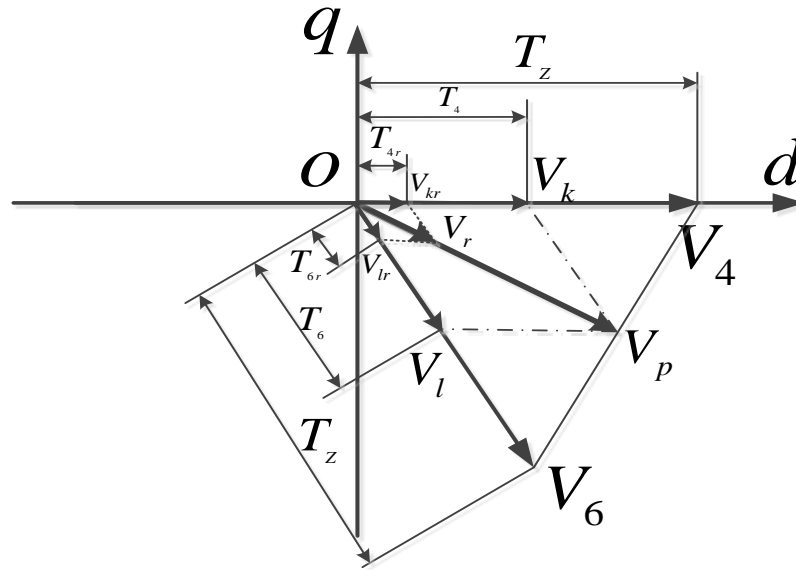


Рис.4.8 Получение формируемого вектора $\overrightarrow{OV_p}$ по суммированию m векторов $\overrightarrow{OV_r}$

Если последовательность переходов базовых векторов для формирования вектора $\overrightarrow{OV_p}$ $\vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_6$, то формы напряжения фазы A в случае $m = 1$ и $m = 3$ приведены на рис. 4.8.

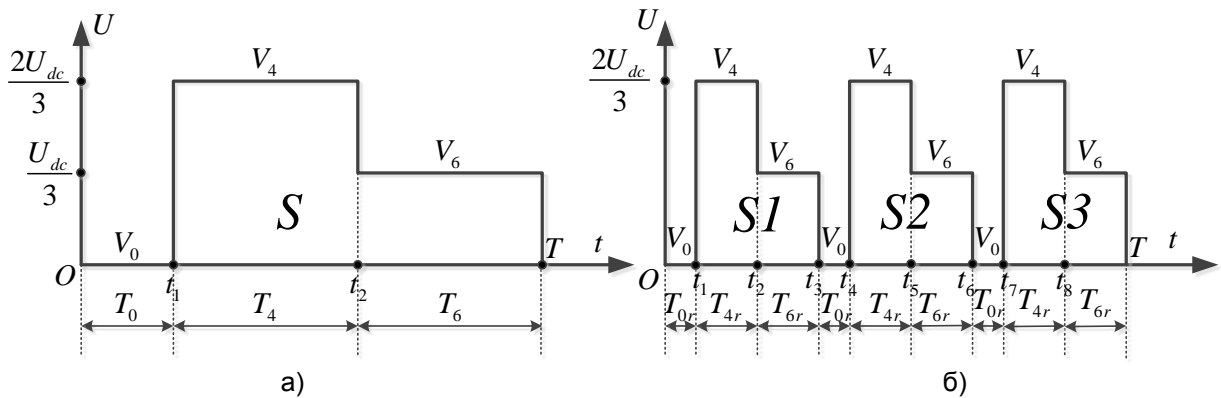
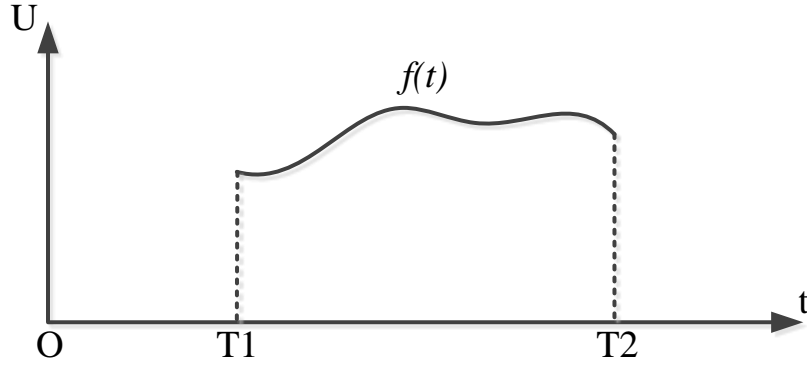


Рис. 4.8 Формы напряжения фазы A в случае: а) $m = 1$; б) $m = 3$

Известно, что, если действующее значение напряжения имеет форму, показанную на рис.4.9. Тогда для произвольной непрерывной функции на интервале T_1 – T_2 его значение можно рассчитать по формуле [166]:

$$U_{\text{д}} = \sqrt{\frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} (f(t))^2 dt} \quad (4.48)$$

Рис. 4.9 Форма напряжения произвольной функции $f(t)$

Применяя формулу (4.48) для определения действующих значений напряжения, соответствующих рис.4.8, а, б получим:

$$U_{Da} = \sqrt{\frac{1}{T-0} \left[\int_0^{t_1} 0^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{2U_{dc}}{3} \right)^2 dt + \int_{t_2}^T \left(\frac{U_{dc}}{3} \right)^2 dt \right]}$$

$$\Rightarrow U_{Da} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\left(\frac{2U_{dc}}{3} \right)^2 \cdot T_4 + \left(\frac{U_{dc}}{3} \right)^2 \cdot T_6 \right]} \quad (4.49)$$

$$U_{Db} = \sqrt{\frac{1}{T-0} \left[3 \cdot \int_0^{t_1} 0^2 dt + 3 \cdot \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{2U_{dc}}{3} \right)^2 dt + 3 \cdot \int_{t_2}^{t_3} \left(\frac{U_{dc}}{3} \right)^2 dt \right]}$$

$$\Rightarrow U_{Db} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[3 \cdot \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{2U_{dc}}{3} \right)^2 dt + 3 \cdot \int_{t_2}^{t_3} \left(\frac{U_{dc}}{3} \right)^2 dt \right]}$$

$$\Rightarrow U_{Db} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[3 \cdot \left(\frac{2U_{dc}}{3} \right)^2 \cdot T_{4r} + 3 \cdot \left(\frac{U_{dc}}{3} \right)^2 \cdot T_{6r} \right]} \quad (4.50)$$

Поставить эти равенства $T_4 = 3 \cdot T_{4r}, T_6 = 3 \cdot T_{6r}$ в (4.50) получим:

$$\Rightarrow U_{Db} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[T_4 \cdot \left(\frac{2U_{dc}}{3} \right)^2 + T_6 \cdot \left(\frac{U_{dc}}{3} \right)^2 \right]} \quad (4.51)$$

Из формулы (4.49) и (4.41) следует, что $U_{Da} = U_{Db}$.

$$U_{Da} = U_{Db}.$$

Таким образом, напряжения (4.8 а) и (4.8 б) имеют одинаковое действующее значение напряжения. Следствие форма напряжения фазы A при обоих значениях $m = 1$ и $m = 3$ имеет одинаковое действующее значение. Поскольку каждый из m векторов со направлены, можно

считать, что вектор $\overrightarrow{OV_p}$ формируется трехкратным увеличением вектора $\overrightarrow{OV_r}$ как показано на рис. 4.10. Формула (4.1) используется как отдельный случай этого доказательства.

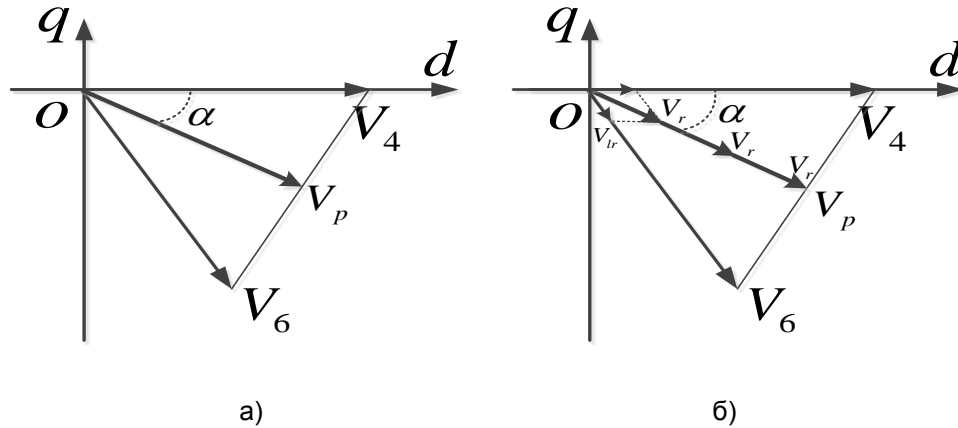


Рис. 4.10 а) Формируемый вектор $\overrightarrow{OV_p}$; б) результирующий вектор из трех раз формирования вектора $\overrightarrow{OV_r}$

Следовательно, для регулирования тока, скорости ротора и момента АД кроме способа увеличения количества формируемых векторов n в каждом секторе можно увеличить значение m или вместе оба значения m, n .

4.4 Алгоритм реализации формирования векторов по различным траекториям

Для реализации формирования n векторов напряжения в каждом секторе рассмотрим случай, когда эти формируемые векторы разделят сектор на $(n+1)$ равных маленьких секторов. Тогда место формируемого вектора номер $i, i = \overline{1, n}$ в секторе определяется углами α_i, β_i как в (4.16).

Заданы параметры f_n – номинальная частота АД, f_p – текущая частота вращения АД.

В соответствии с рис.4.4 и согласно (4.19), для реализации формирования n векторов напряжения в секторе, сначала определим составляющие длительности существования базовых сектора для формирования n других опорных векторов, у которых есть направление n необходимых формируемых векторов. Следовательно, требуется определить формулу функции пересчета k для преобразования n известных определенных векторов в n других векторов, которые имеют траекторию отличную от траектории требуемых формируемых векторов. Для этого существует несколько различных вариантов задания n начальных определенных векторов, но здесь определять n начальных векторов с траекторией по равностороннему шестиугольнику либо по окружности.

Вариант использования n начальных векторов с траекторией по равностороннему шестиугольнику. Структурная схема алгоритма реализации режима векторной ШИМ для этого случая приведена на рис.4.11.

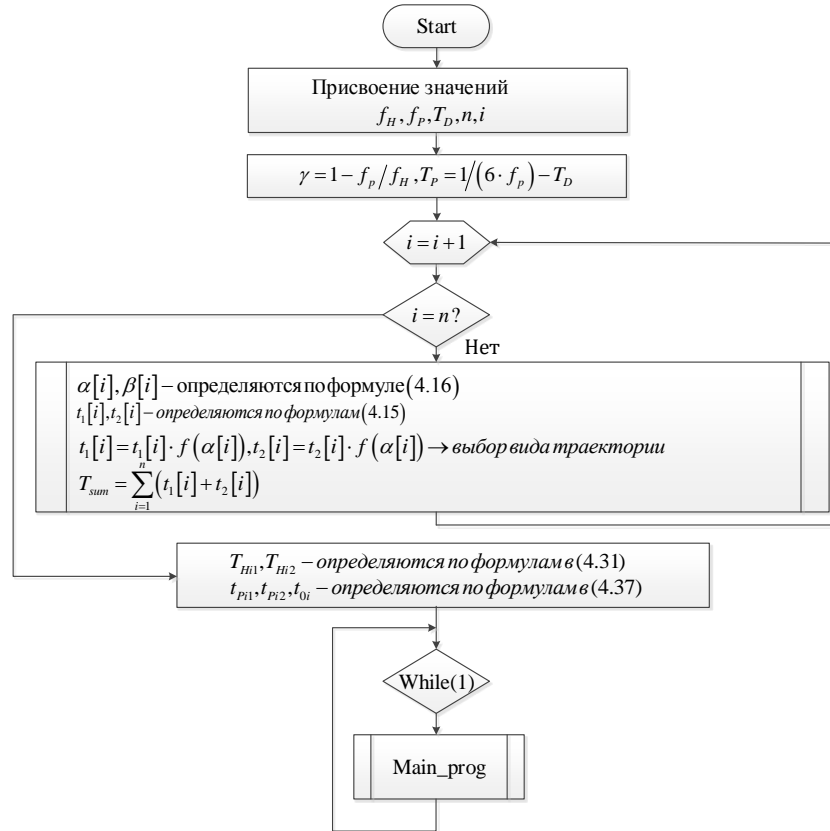


Рис. 4.11 Второй вариант алгоритма

В блок-схеме алгоритма используются некоторые следующие параметры:

t_{1i}, t_{2i} – составляющие длительности существования базовых векторов сектора опорных векторов с траекторией по равностороннему шестиугольнику;

$f(\alpha[i])$ – функция преобразования траектории равностороннего шестиугольника в другую форму. Если:

– $f(\alpha[i]) = 1$, то траектория формируемых векторов не изменяется (равносторонний шестиугольник);

– если $f(\alpha[i]) = [\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)] / \sqrt{\sin^2(\alpha_i) + \sin^2(\beta_i) + \sin(\alpha_i) \cdot \sin(\beta_i)}$ (из (4.28)), где $\beta_i = \pi/3 - \alpha_i$, то получим траекторию формируемых векторов по окружности.

t_{P11}, t_{P12}, t_{0i} – соответствующие длительности существования первого, второго и нулевого базовых векторов формируемого вектора i .

T_D – длительность существования дополнительных векторов.

Вариант использования n начальных векторов с траекторией по окружности. В

этом случае, для определения составляющих относительных длительностей существования базовых векторов при формировании n начальных известных векторов с траекторией по окружности используются формулы (4.25). Где в этих формулах задаем $T_{SH}/T_v = 1$. Алгоритм в этом случае аналогичен случаю использования n известных векторов с траекторией по равностороннему шестиугольнику, только отличается тем, что:

$f(\alpha[i])$ – функция преобразования траектории формы окружности имеет другую форму, т. е.

– $f(\alpha[i]) = 1$ – траектория формируемых векторов не изменяется (окружность);

– $f(\alpha[i]) = \sqrt{\sin^2(\alpha_i) + \sin^2(\beta_i) + \sin(\alpha_i) \cdot \sin(\beta_i)} / [\sin(\alpha_i) + \sin(\beta_i)]$ (из (4.28)) – траек-

тория формируемых векторов будет определяться по равностороннему шестиугольнику.

Для обоих случаев, если $f(\alpha[i])$ определяются по другой функции, то траектория формируемых векторов имеет другую форму.

Для обоих вариантов реализации формирования векторов по разным траекториям (рис.4.10, 4.11 и 4.12) в бесконечном цикле While (1) содержится один и тот же код. Каждые дополнительные и базовые векторы характеризуются одной совокупностью состояний логических значений управляющего слова CW .

Обозначим следующее равенство $CW = V_{xy}$ или $CW = V_x$, в зависимости имеет ли состояние силовых ключей, состояние дополнительного вектора V_{xy} или базового V_x . Тогда, например, для случая чередования базовых векторов по варианту 4 алгоритм реализации векторов напряжения в цикле While (1) приведен на рис.4.12.

В цикле используется функция «Delay(T)», который определяет длительность на время T . Алгоритм реализации формирования векторов напряжения в режиме векторной ШИМ аналогичен, только отличается порядком переходов базовых векторов для формирования каждого вектора напряжения, тогда в алгоритме переходов формирования векторов напряжения сектора будет чередование $CW = V_{xy}$ или $CW = V_x$, соответствующее алгоритму переходов базовых векторов для формирования вектора.

В случае, когда заданная частота микропроцессора небольшая, то число формируемых векторов не должно быть большое. Надо определять все конкретные расчетные длительности существования базовых и дополнительных векторов каждого формируемого вектора напряжения на предварительном этапе с последующей загрузкой параметров как исходящих данных для обработки процессором. В цикле While (1) тогда нужно прямо написать длительности состояния базового или дополнительного векторов для формирования каждого вектора в каждом секторе.

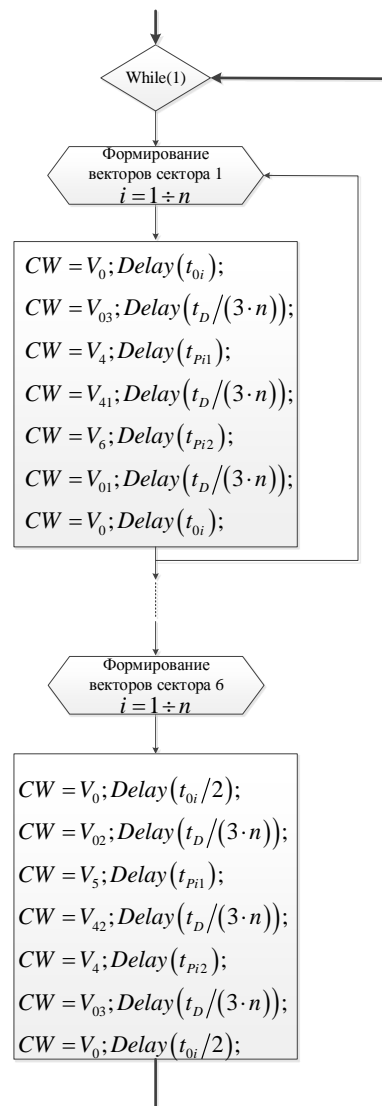


Рис. 4.12 Алгоритм реализации формирований векторов напряжения

4.5 Выводы по главе

1. В главе приведены предложенные методы определения расчетных длительностей существования базовых векторов при формировании векторов напряжения по разным траекториям. Показаны общие формулы для определения составляющих базовых и нулевых векторов при любой траектории.

2. Выяснены два случая определения составляющих длительностей существования базовых векторов при присутствии нулевых векторов:

– **первый случай:** формируются n векторов в секторе, чтобы $\gamma = \frac{T_0}{T_p} = \frac{t_{0i}}{T_{pi}}$;

– **второй случай:** Формируются n векторов в секторе, чтобы $t_{01} = t_{02} = \dots = t_{0n} = \frac{T_0}{n}$.

3. Определены расчетные составляющие длительности существования базовых векторов при формировании вектора напряжения для регулирования частоты вращения АД по разным законам управления напряжением.

4. Показаны конкретные варианты алгоритмов реализации режима векторной ШИМ при управлении АД.

ГЛАВА V. ИМИТАЦИОННОЕ КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ ИНВЕРТОРА В РЕЖИМЕ ВЕКТОРНОЙ ШИМ

Целью моделирования является проверка эффективности предложенных в предыдущих главах алгоритмов формирования векторов напряжения и задания их параметров.

В качестве критерия эффективности алгоритмов будут использованы:

- $\omega_{Sin}, M_{Sin}, I_{Sin}$ – соответственно скорости, момента и тока статора АД при синусоидальном питании;
- $\omega_{cp}, M_{cp}, I_{SPWM}$ – установившиеся скорость, момента и тока статора АД при управлении им в режиме векторной ШИМ;
- $\Delta\omega_y = \omega_{Sin} - \omega_{cp}$ (рад/с) – отклонение скорости устававшегося режима.
- $\Delta\omega = \omega_{max} - \omega_{min}$ – колебание скорости в режиме векторной ШИМ.
- $\Delta M = M_{cp} - M_{Sin}$ (Н·м) – отклонение момента устававшегося режима.
- $\Delta I = I_{SPWM} - I_{Sin}$ (А) – отклонение амплитуды тока статора.

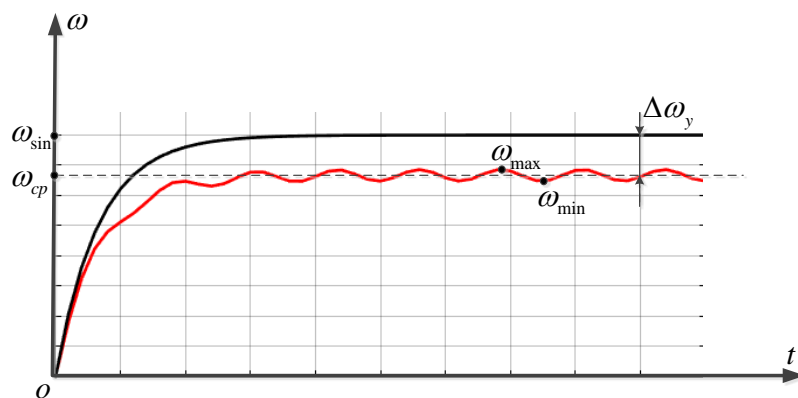


Рис. 5.1 Параметры при сравнении алгоритмов, на примере скорости

Особенностью АД электроприводов в авиационных системах является повышенная частота вала вращения двигателя; меньшая мощность по сравнению с промышленными приводами, относительно высокие индуктивности рассеяния; мягкая механическая характеристика, относительно высокий ток холостого хода; меньший момент инерции.

В III и IV главе был проведен сравнительный анализ различных возможных режимов векторной ШИМ, рассмотрен вариант в управления инвертором. Исходя из особенностей авиационных АД, при моделировании необходимо:

- проверить эффективность устранения неравномерности шага перемещения векторов при переходе из сектора в сектор;
- проверить влияние различных вариантов последовательности переходов базовых и дополнительных векторов при формировании вектора напряжения на эффективности работы АД;

- проверить эффективность работы АД при различных частотах, различном числе q переключений силовых ключей.
- проверить целесообразность увеличения числа формируемых векторов.
- сравнить различные формулы определения длительностей существования нулевых векторов в каждом интервале формируемого вектора;
- выявить особенности формы траектории формируемых векторов;
- проверить целесообразность использования равномерного разделения формируемого вектора.

Графики построены на основе таблиц результатов, приведенных в приложении 1. Моделирование будет выполнено на частотах 10, 50, 300 Гц, а число переключений силовых ключей (q) соответствует числам $n = 5, 10, 15, 20, 25, 30$.

5.1 Построение модели инвертора в режиме векторной ШИМ в пакете SIMULINK MATLAB с АД в качестве нагрузки

Построенная имитационная модель в пакете MATLAB Simulink (рис. 5.2) использует:

- Asynchronous Machine SI Units – модель трехфазного асинхронного двигателя АД-75ТВ, параметры модели которого определены по опытам холостого хода и короткого замыкания [11] при различных рабочих частотах. Его параметры приведены на рис.5.4;

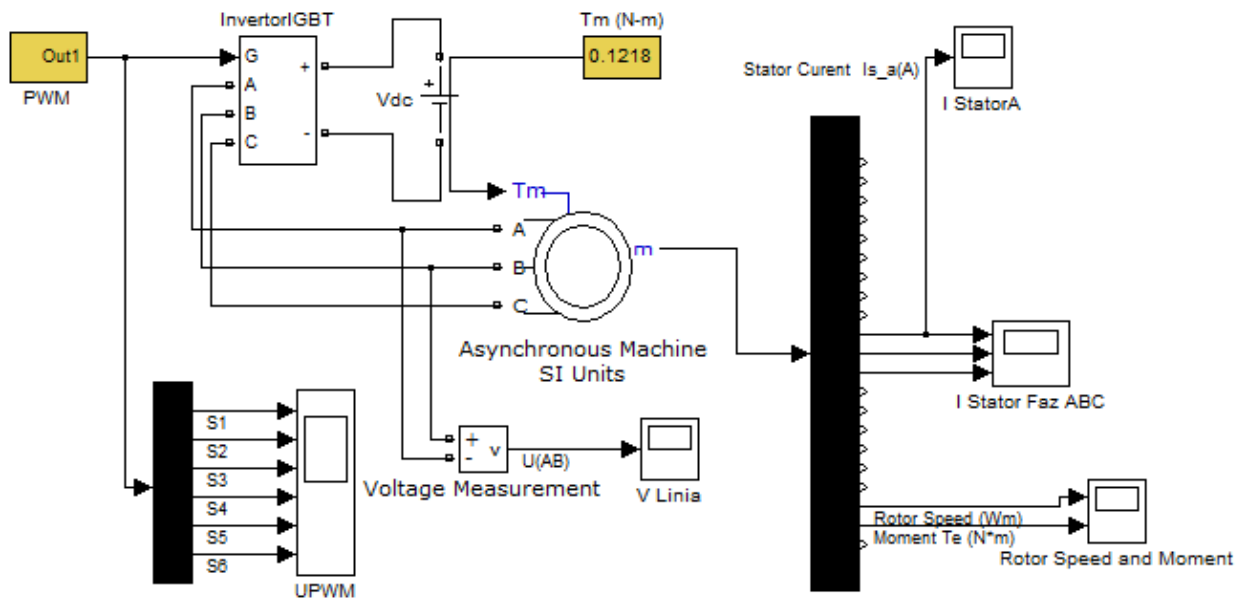


Рис. 5.2 Моделирование управления АД в режиме векторной ШИМ в Matlab

- PWM – блок программирования векторной ШИМ;
- Invertor IGBT – трехфазный инвертор. Его схема приведена на рис.5.4;
- Блок Vdc – питание постоянного тока инвертора;

Номинальное действующее напряжение АД равно 36 В. Выходное напряжение равно $2/3 U_{dc}$, поэтому напряжение ввода в блоке V_{dc} определится по формуле:

$$\frac{2}{3} U_{dc} = 36 \cdot \sqrt{2} \cdot 1.1 \Rightarrow U_{dc} = 84 \text{ В [166].}$$

- T_m (N·m) – нагрузка АД;
- UPWM, V Linia, Voltage Measurement, I Stator Faz ABC, I StatorA, Rotor speed and Moment – измерительные приборы.

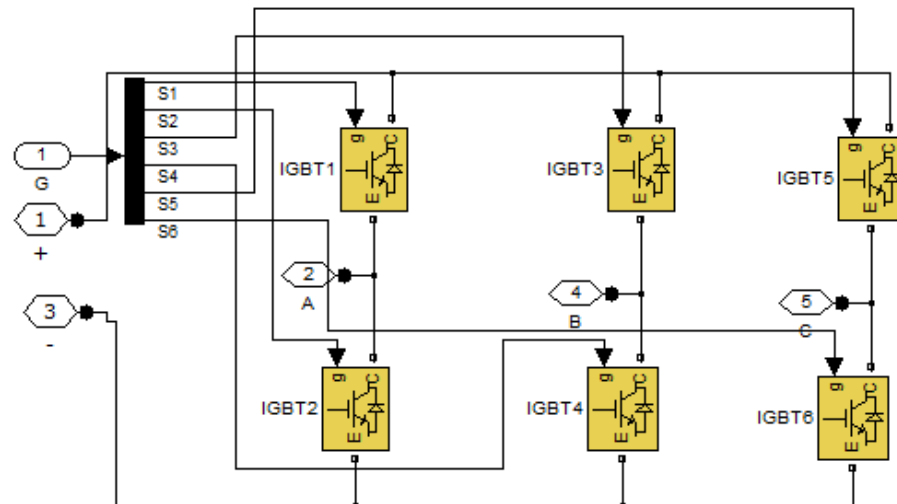


Рис. 5.3 Трехфазный инвертор

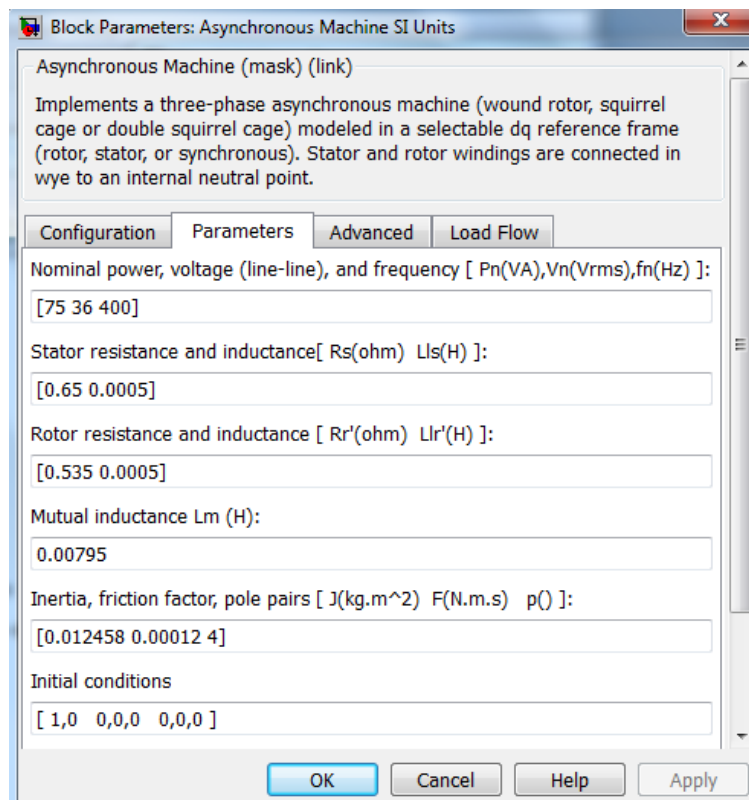


Рис. 5.4 Окно параметров трехфазного асинхронного двигателя АД-75ТВ

Блок PWM в зависимости от последовательности переходов базовых векторов для формирования вектора напряжения имеет различные алгоритмы.

5.2 Моделирование устранения неравномерности переходов из сектора в сектор

В этом случае, целесообразно проводить сравнение результатов моделирования управления АД в режиме классической векторной ШИМ с результатами варианта исключения неравномерности переходов из сектора в сектор, при реализации векторов по варианту 1 (см. стр.), поскольку у этих алгоритмов наибольшее число переключений силовых ключей при равном числе формируемых векторов с незначительной разницей числа переключений между собой. Для того, чтобы сравнение было адекватным, условие перехода векторов в обоих режимах векторной ШИМ для всех случаев должно быть равноценным. В связи с чем, моделирование проводим при траектории формируемых векторов по окружности с длительностью существования базовых векторов, определяемой по формулам 4.45.

Зависимость смоделированных величин при управлении АД в режиме классической векторной ШИМ (традиционный режим) и в режиме варианта 1 приведены на рис. 5.5–5.8

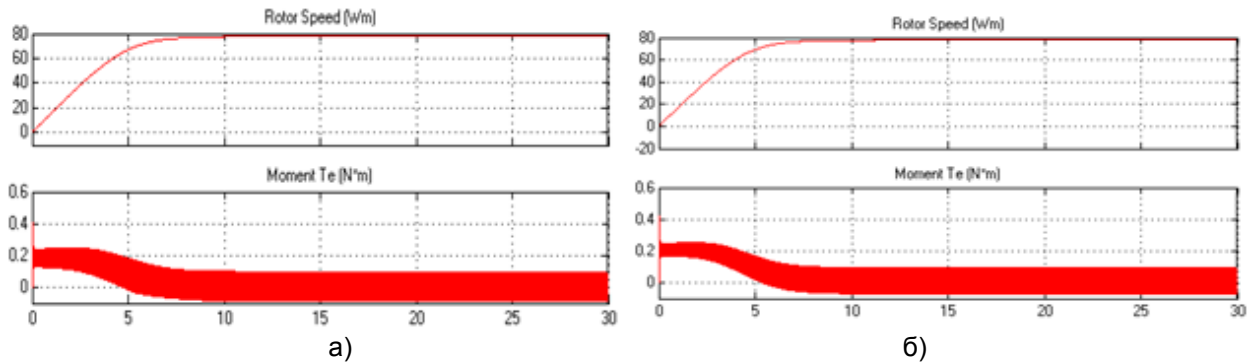


Рис. 5.5 Скорость и момент АД при $f = 50, n = 5$: а) в режиме классической векторной ШИМ; б) в режиме варианта 1

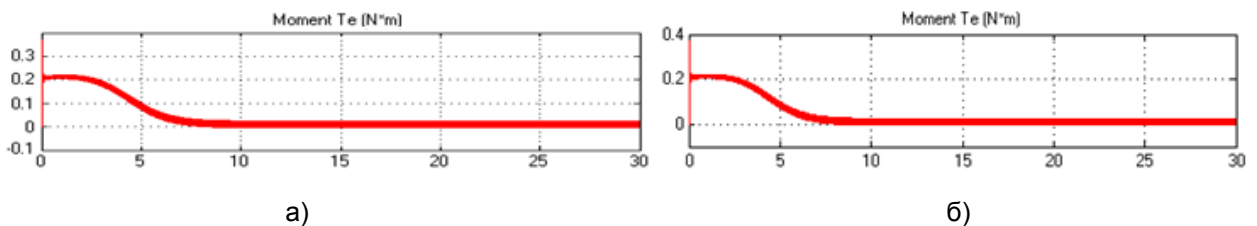


Рис. 5.6 Момент АД при $f = 50, n = 30$: а) в режиме классической векторной ШИМ; б) в режиме варианта 1

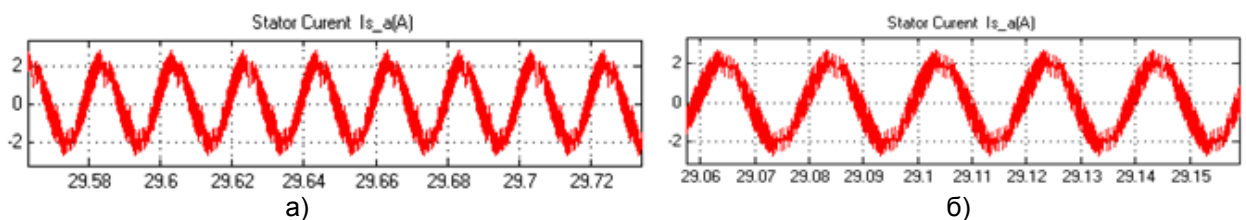


Рис. 5.7 Ток статора фаз А при $f = 50, n = 5$: а) в режиме классической векторной ШИМ; б) в режиме варианта 1

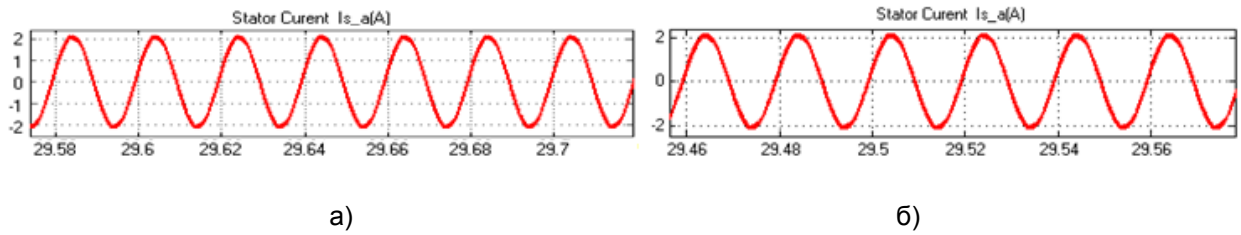


Рис. 5.8 Ток статора фаз А при $f = 50, n = 30$: а) в режиме классической векторной ШИМ; б) в режиме варианта 1

Графики зависимости измеряемых величин от числа формируемых векторов для частот $f = 10, 50, 100$ Гц даны на рис.5.9–5.13.

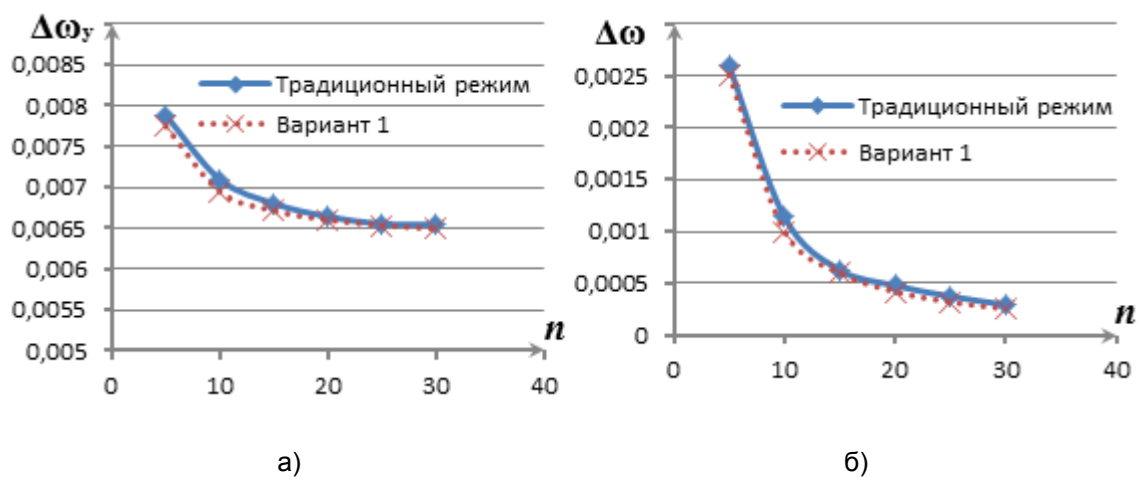


Рис. 5.9 При $f = 10$: а) отклонение скорости установившегося режима; б) колебание скорости

Графики ΔM и ΔI для обоих режимов при $f = 10$ Гц практически совпадают и поэтому не приведены.

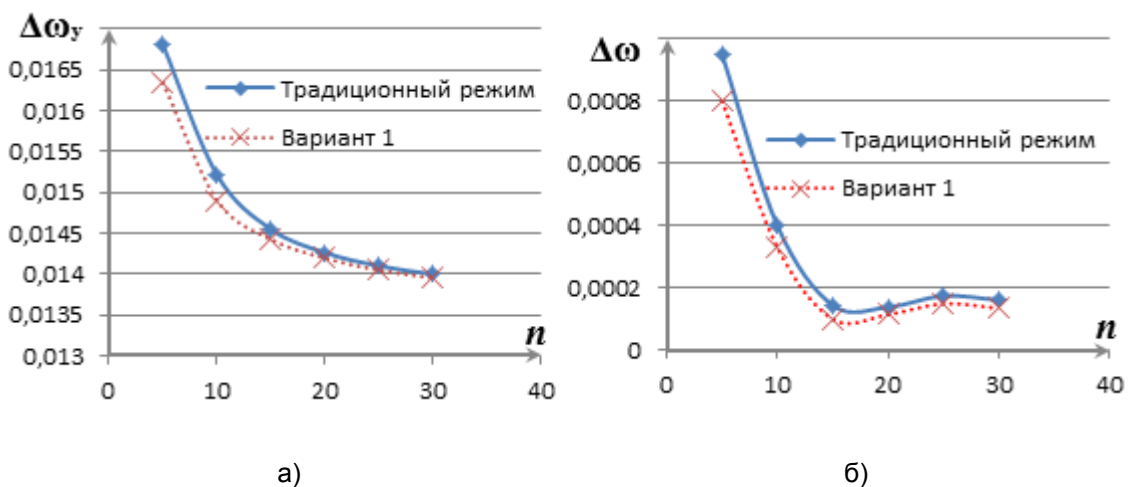


Рис. 5.10 При $f = 50$: а) отклонение скорости установившегося режима; б) колебание скорости

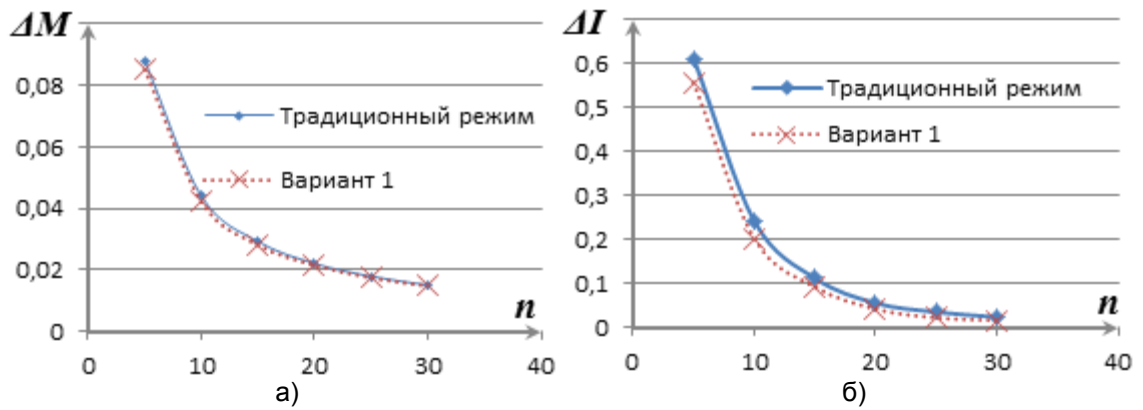


Рис. 5.11 При $f = 50$: а) отклонение момента установившегося режима; б) отклонение амплитуды тока статора

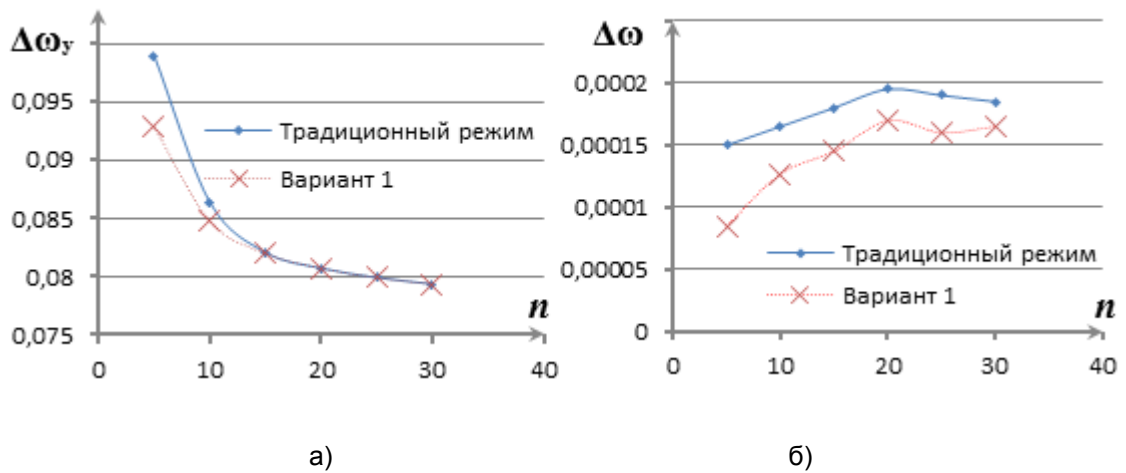


Рис. 5.12 При $f = 300$: а) отклонение скорости установившегося режима; б) колебание скорости

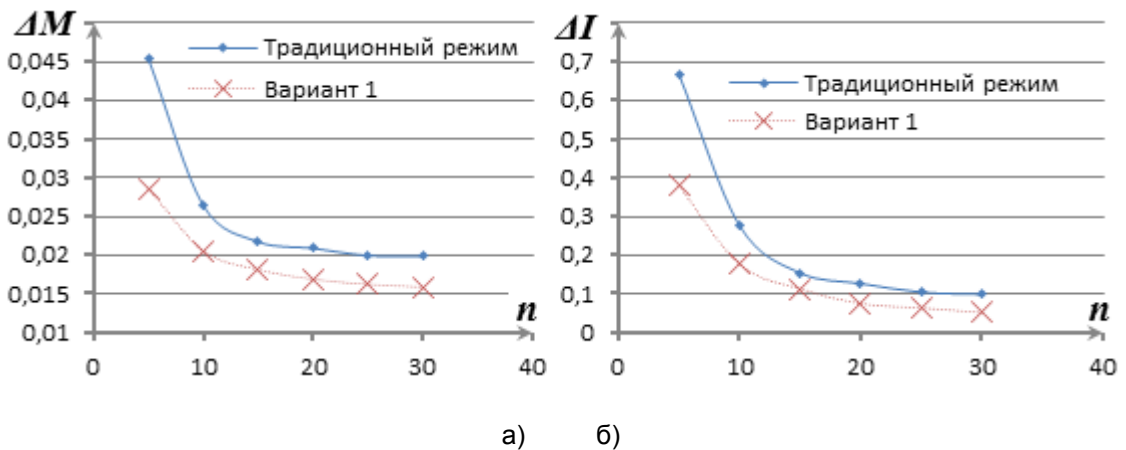


Рис. 5.13 При $f = 300$ Гц: а) отклонение момента установившегося режима; б) отклонение амплитуды тока статора

Анализ приведенных графиков показывает:

– амплитуда тока статора при увеличении числа формируемых векторов напряжения n уменьшается.

- увеличение числа формируемых векторов напряжения n при установившемся значении скорости АД стремится к скорости АД при синусоидальном питании; а колебание скорости, момента и тока статора АД уменьшается;

- с ростом основной гармоник частоты АД колебания скорости достигают заданного значения при меньшем числе формируемых векторов;

- отклонение скорости устававшегося режима при варианте 1 меньше по сравнению с классическим алгоритмом переходов. Следовательно, степень использования напряжения предложенного режима больше;

- колебание скорости, момента и амплитуда тока статора АД при предложенном варианте меньше по сравнению с классическим алгоритмом переходов векторной ШИМ;

Таким образом, качество управления АД в режиме векторной ШИМ по предложенному алгоритму переходов (вариант 1) базовых векторов с исключением неравномерности шага перемещения базовых векторов повышается относительно классического алгоритма переходов. Следовательно, далее только анализируются результаты моделирования векторной ШИМ с алгоритмами переходов базовых векторов при шаге перехода из сектора в сектор на 60° . При увеличении числа формируемых векторов n эффективность работы АД стремится к случаю синусоидального питания.

5.3 Анализ влияния различных вариантов последовательности переходов базовых и дополнительных векторов при одинаковым числе переключений силовых ключей (q)

В этом случае, рассмотрим графики результатов моделирования, когда длительности существования базовых векторов при формировании вектора напряжения определяются по формулам 4.45 с траекторией формируемых векторов по окружности. Для исследования сравнения влияния вариантов чередования базовых и дополнительных векторов на эффективность инвертора, построим графики зависимости скорости, момента и тока статора АД от числа переключений силовых ключей. Такие графики при разных частотах приведены на рис. 5.14–5.19.

Анализ графиков показывает, что влияние числа переключений силовых ключей q на скорость, момент и ток статора АД при различных вариантах переходов такое же как и для числа n , приведено выше.

Сравнительный анализ результатов моделирования по вариантам последовательности переходов при различных частотах

1) При $f = 10$, анализ графиков на рис. 5.14–5.15 показывает, что:

- колебание скорости при варианте 5 меньше остальных векторов при $q \leq 1100$. В интервале $q > 1100$ то колебание скорости при варианте 2 и 4 не значительно отличается и меньше

остальных вариантов. При q увеличивается то колебание скорости всех вариантов приблизительно друг другу.

– степень использования напряжения питания варианта 5 больше относительно остальных вариантов, но при увеличении q степень вариантов 2 и 4 незначительно отличается от варианта 5.

– колебание момента АД и тока статора АД при вариантах 1 и 5 не значительно отличается друг от друга остальных вариантов.

Таким образом, при $f = 10$ вариант 5 целесообразно используется.

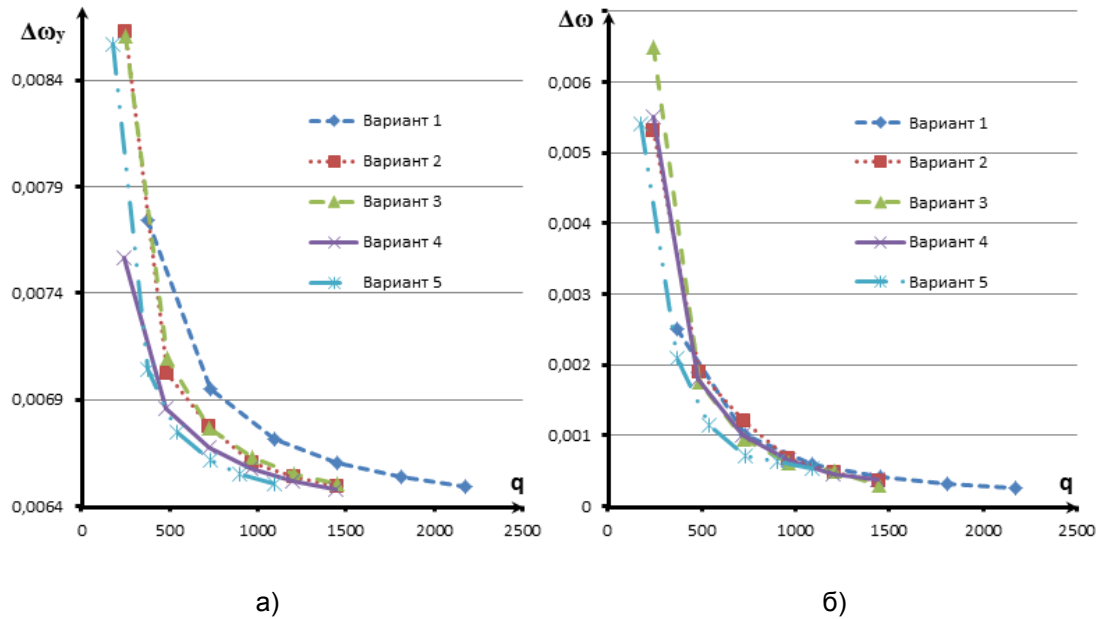


Рис. 5.14 При $f = 10$ Гц: а) отклонение скорости установившегося режима б) колебание скорости

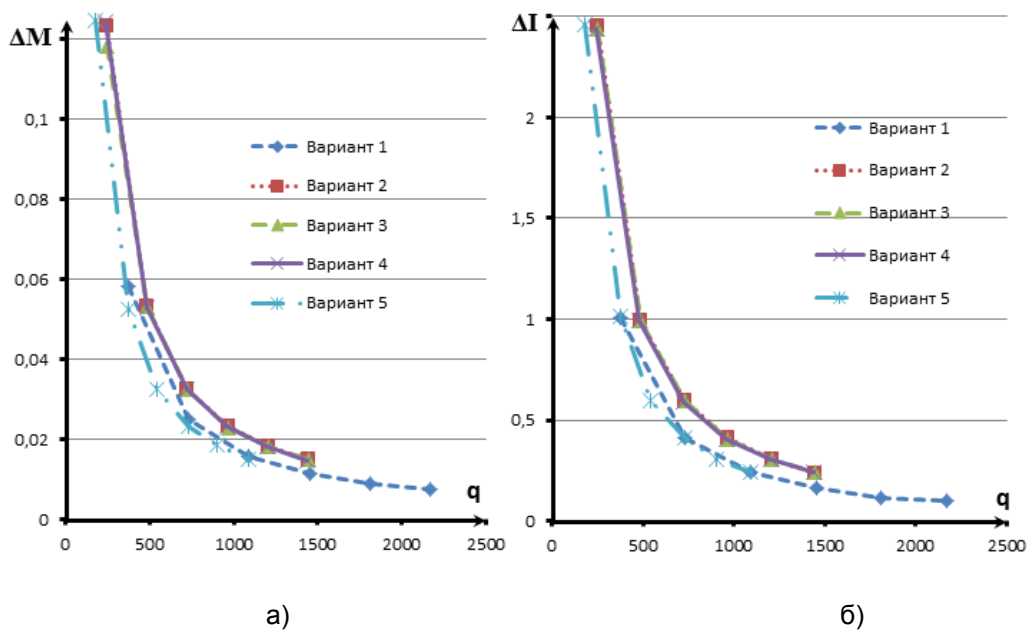
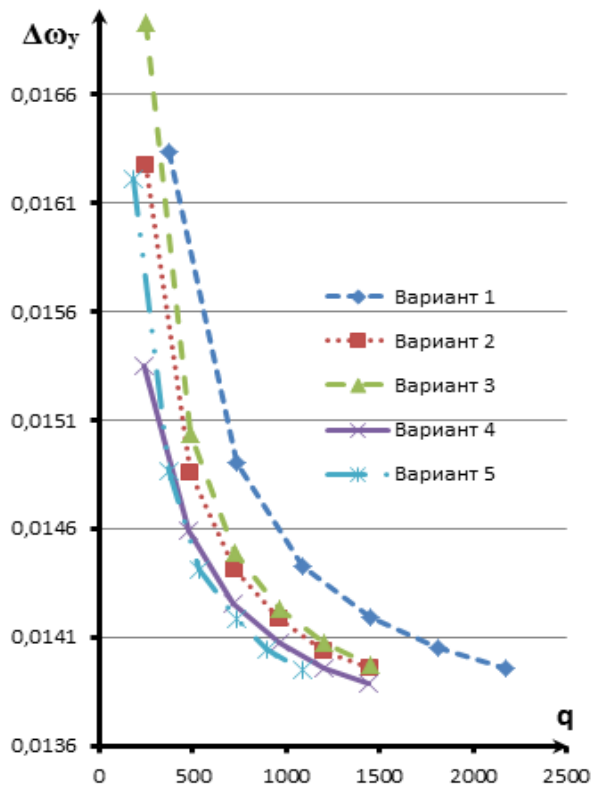
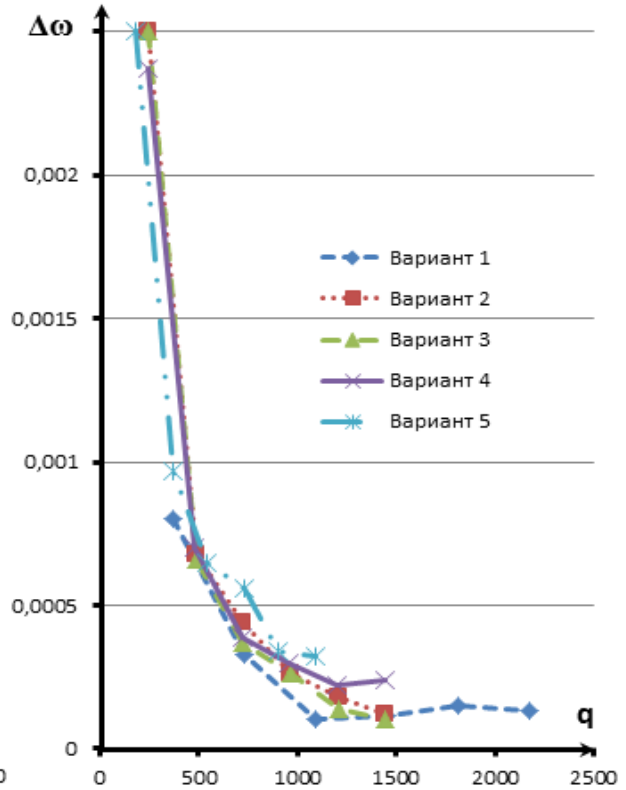


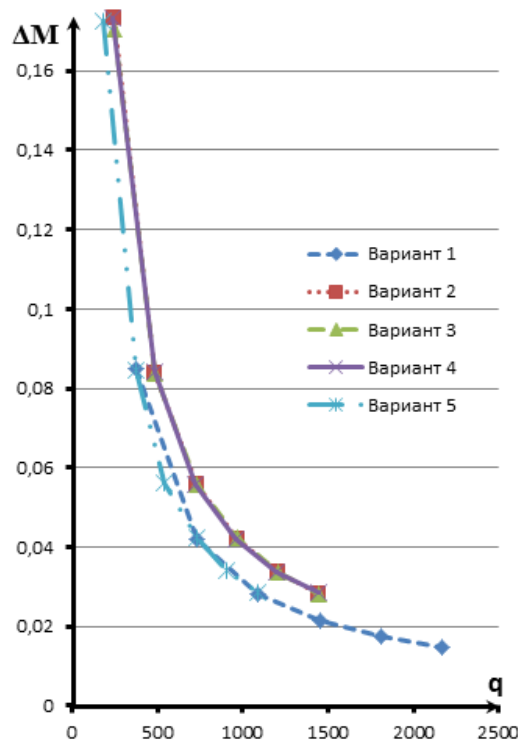
Рис. 5.15 При $f = 10$ Гц: а) отклонение момента установившегося режима; б) отклонение амплитуды тока статора



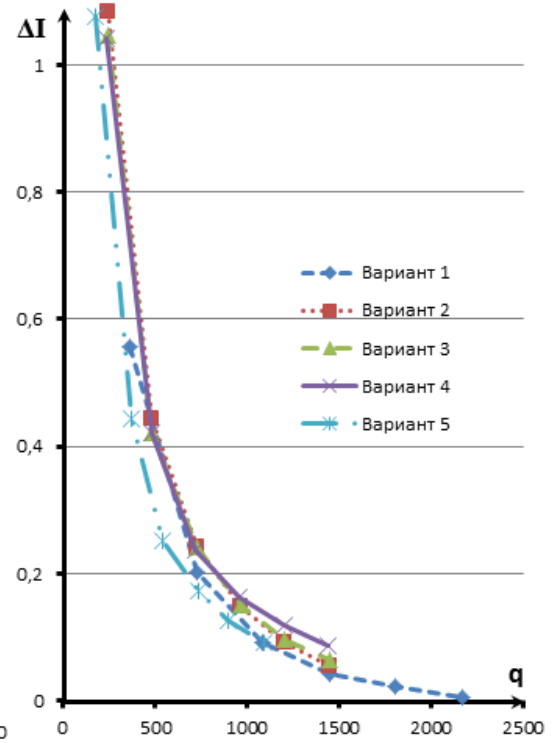
а)



б)

Рис. 5.16 При $f = 50$ Гц: а) отклонение скорости установившегося режима б) колебание скорости

а)



б)

Рис. 5.17 При $f = 50$ Гц: а) отклонение момента установившегося режима; б) отклонение амплитуды тока статора

2) Анализ графиков на рис.5.16 – 5.17 при $f = 50$ Гц показывает, что:

– колебание скорости при варианте 1 меньше остальных векторов при $q \leq 1500$. В интервале $q > 1500$ то колебание скорости при варианте 2 и 3 не значительно отличается и меньше остальных вариантов.

– степень использования напряжения питания варианта 5 больше относительно остальных вариантов и не значительно отличается от варианта 4.

– колебание момента АД и тока статора АД при вариантах 1 и 5 не значительно отличается и меньше относительно остальных вариантов.

Таким образом, при $f = 50$ Гц в зависимости от величины колебания скорости или момента, тока статора выбирается вариант векторной ШИМ. Если по колебанию скорости выбирается вариант 1 при $q \leq 1500$, а варианты 2 или 3 при $q > 1500$, то по колебанию момента и значения тока статора выбирается вариант 5.

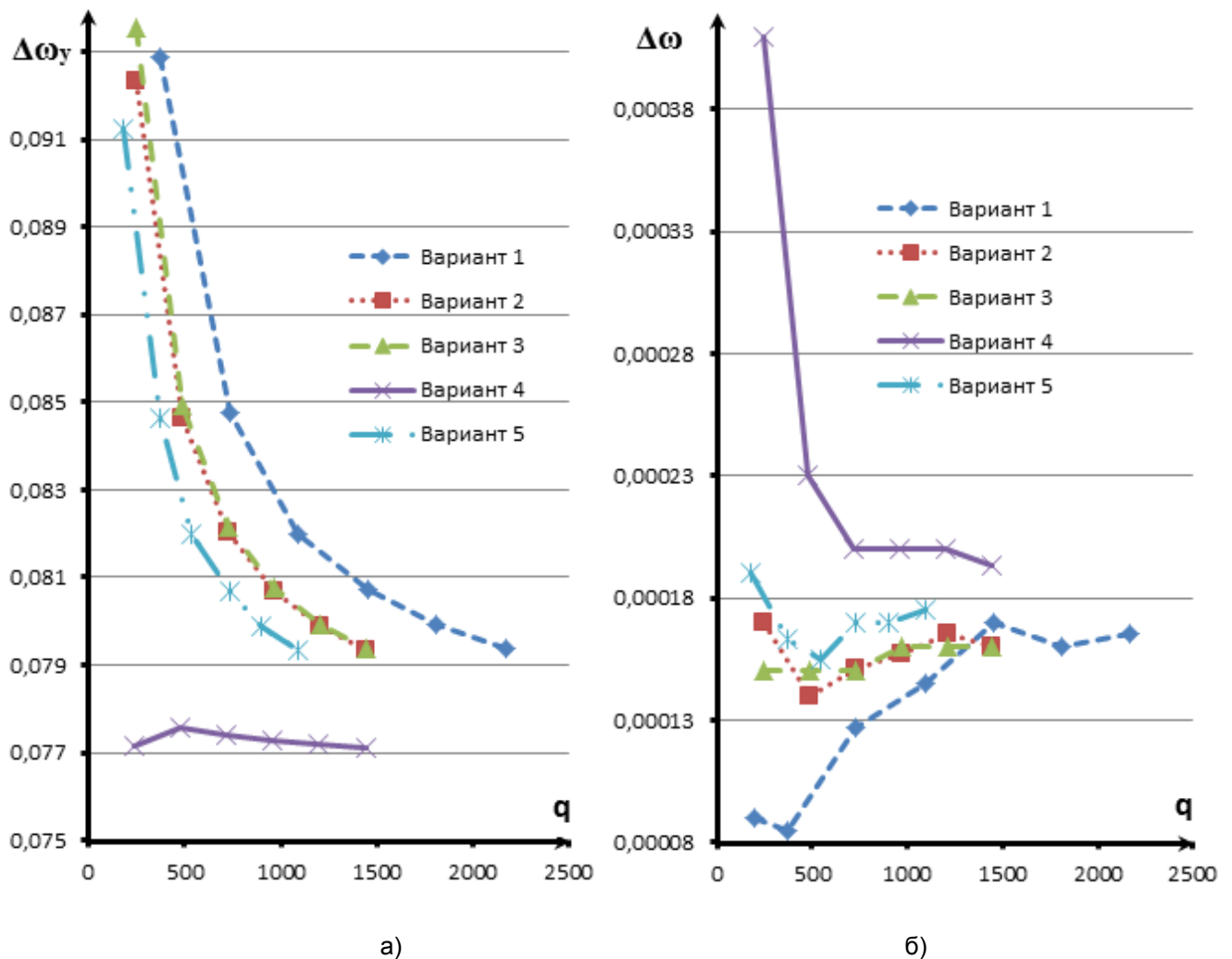


Рис. 5.18 При $f = 300$ Гц: а) отклонение скорости установившегося режима б) колебание скорости

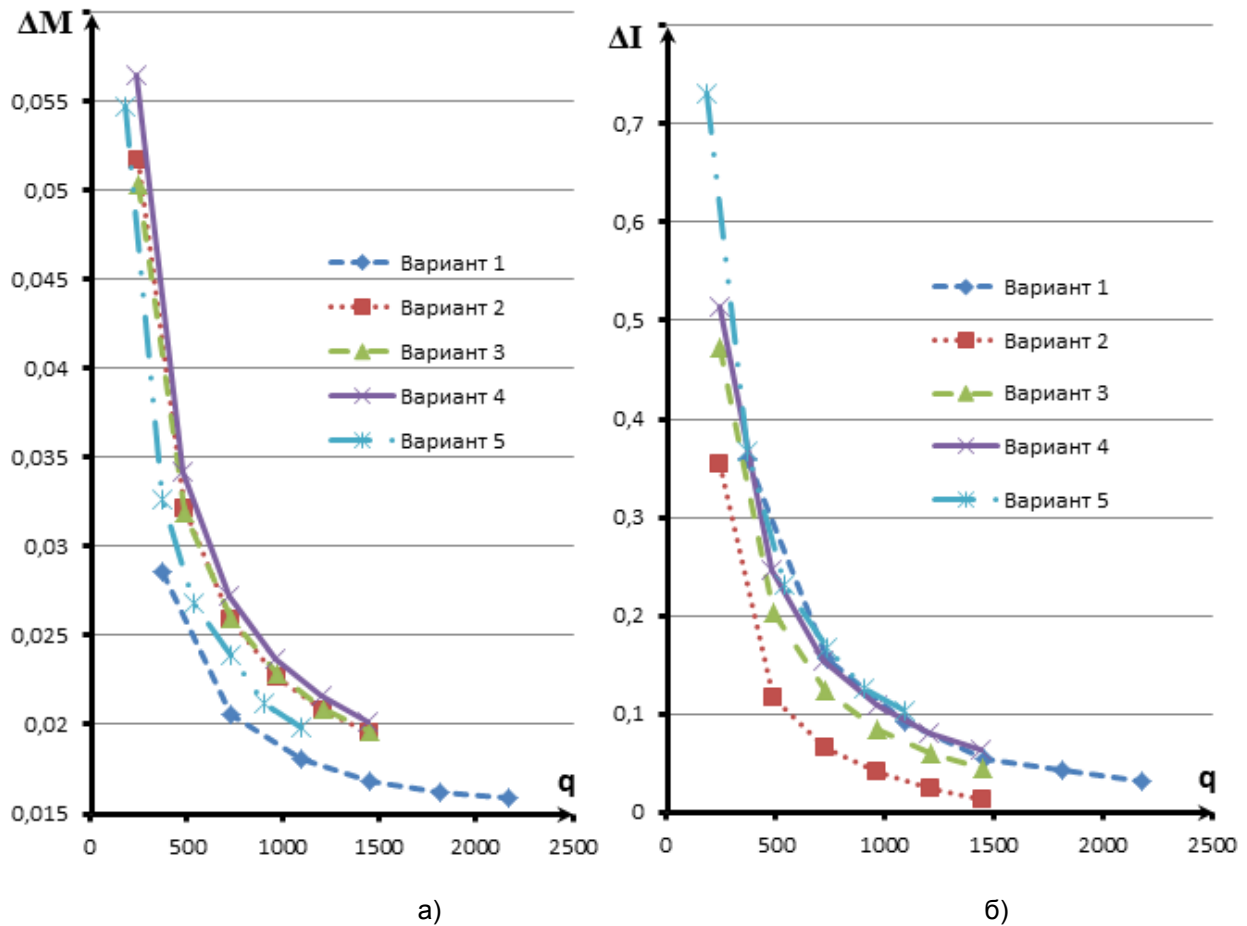


Рис. 5.19 При $f = 300$ Гц: а) отклонение момента установившегося режима; б) отклонение амплитуды тока статора

3) Анализ графиков на рис.5.18 – 5.19 при $f = 300$ Гц показывает, что:

- колебание скорости АД при варианте 1 достигает заданного значения быстрее других вариантов.
- степень использования напряжения питания при варианте 4 самая большая.
- колебание момента АД при варианте 1 самое маленькое.
- значение тока статора при варианте 2 самое маленькое, а при остальных вариантах незначительно отличается.

Таким образом, при $f = 300$ Гц, для получения меньшего колебания скорости и момента выбирается вариант 1, а для уменьшения тока статора – вариант 2. Хотя степень использования напряжения питания при разных вариантах различна, отличается она незначительно.

Анализ влияния различных вариантов последовательности переходов базовых и дополнительных векторов при одинаковом числе переключений силовых ключей (q) выявил преимущества вариантов. Таблица выбора наиболее рационального варианта алгоритма перехода векторов при различных частотах АД по критериям приведена в таблицу 3. Числовые значения данные в Приложение I диссертации. Плюсом помечен наиболее эффективный вариант.

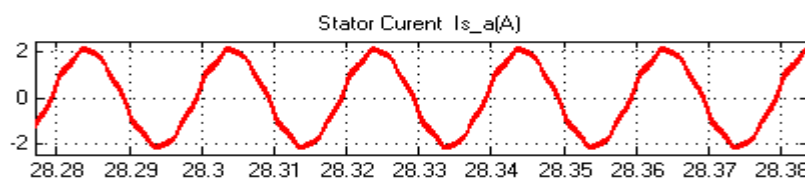
Таблица 5.1 Сравнение вариантов по критериям

Частота	Критерия		ВАРИАНТЫ				
			1	2	3	4	5
$f = 10$	По колебанию скорости (низкое)	$q \leq 1100$					+
		$q > 1100$		+	+	+	
	По степени использования питания (большое)					+	+
$f = 50$	По колебанию скорости	$q \leq 1500$	+				
		$q > 1500$		+	+		
	По колебанию момента и значению тока статора (низкое)		+				+
	По степени использования питания					+	+
$f = 300$	По колебанию скорости (низкое)	$q \leq 1500$	+				
		$q > 1500$		+	+		
	По колебанию момента (низкое)		+				
	По значению тока статора (низкое)			+			
	По степени использования питания (большое)					+	

5.4 Моделирование режима векторной ШИМ с различными формулами определения длительностей существования нулевых векторов в интервале формируемого вектора

Рассмотрим результаты моделирования управления АД в режиме векторной ШИМ при первом варианте регулирования длительностей существования нулевых векторов. Приведены результаты моделирования, когда длительности существования базовых векторов при формировании вектора напряжения определяются по формулам (4.39) и (4.45) (случая 1 и 2). В качестве примера приведены графики тока статора фаз А двигателя на рис.5.20 при определении составляющих длительностей по формулам (4.39). Для сравнительного анализа случаев 1 и 2, построим графики зависимости скорости, момента и тока статора АД от числа формируемых векторов. Такие графики при разных частотах приведены на рис. 5.21–5.26.

Зависимости эффективности работы АД от случаев 1 и 2 при остальных вариантах аналогичны.

Рис. 5.20 Ток статора фаз А при $f = 50$ Гц, $n = 30$

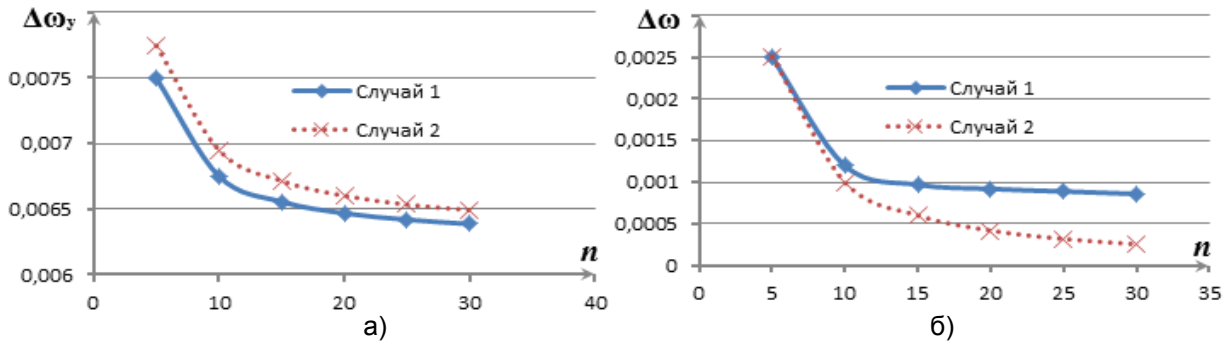


Рис. 5.21 При $f = 10$ Гц: а) отклонение скорости установившегося режима; б) колебание скорости

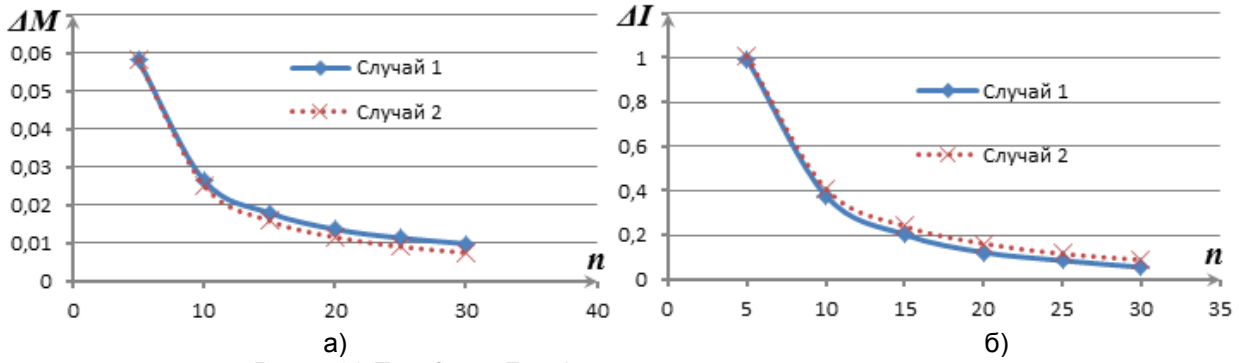


Рис. 5.22 При $f = 10$ Гц: а) отклонение момента установившегося режима; б) отклонение амплитуды тока статора

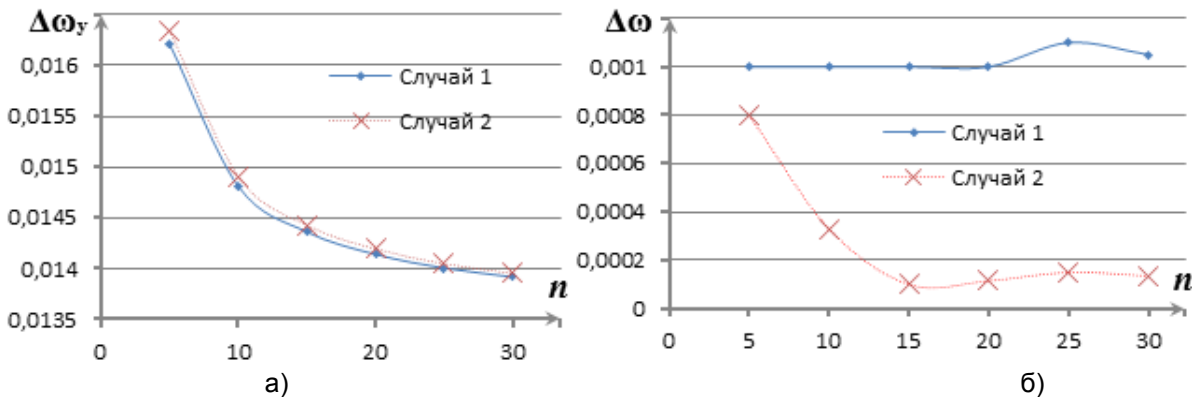


Рис. 5.23 При $f = 50$ Гц: а) отклонение скорости установившегося режима; б) колебание скорости

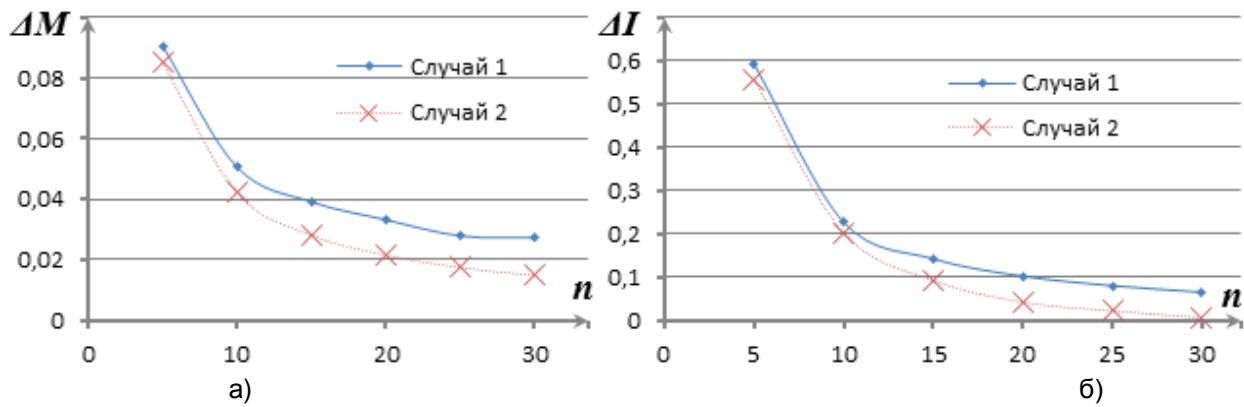


Рис. 5.24 При $f = 50$ Гц: а) отклонение момента установившегося режима; б) отклонение амплитуды тока статора

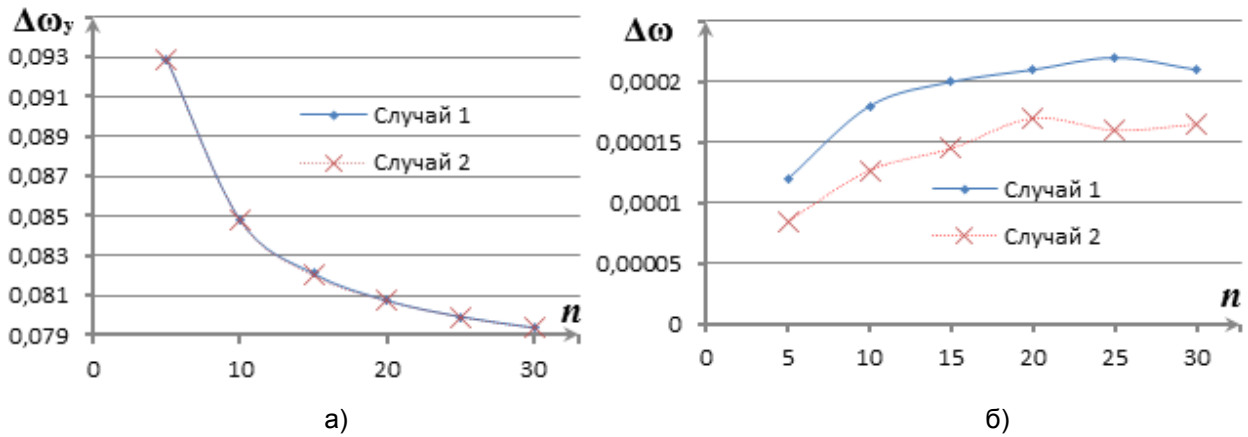


Рис. 5.25 При $f = 300$ Гц: а) отклонение скорости установившегося режима; б) колебание скорости

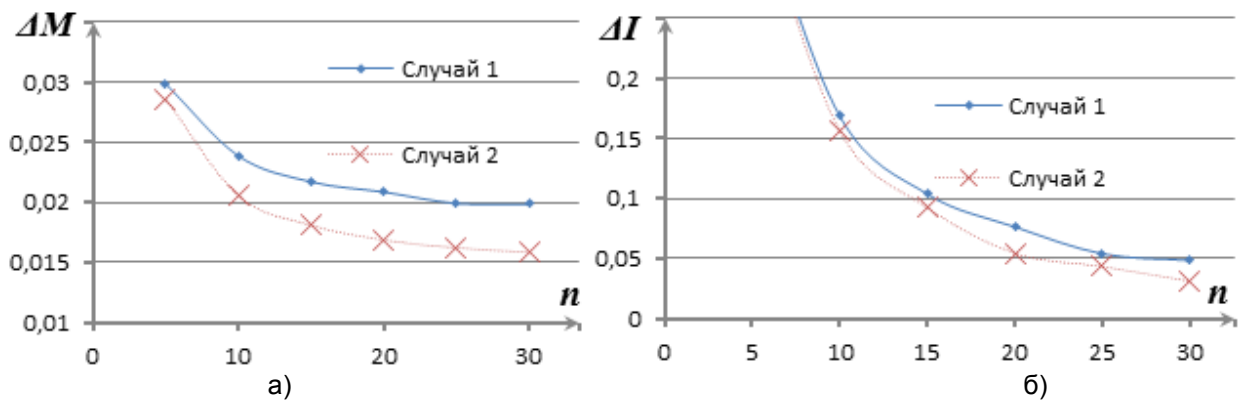


Рис. 5.26 При $f = 300$ Гц: а) отклонение момента установившегося режима; б) отклонение амплитуды тока статора

Анализ результатов показывает, что:

- форма тока статора при случае 2 меньше, чем в случае 1.
- колебание скорости и момента АД в случае 2 действительно меньше относительно случая 1.
- отклонение скорости устававшегося режима в обоих случаях не значительно отличается, но при частотах $f = 10, 50$ Гц в случае 1 не на много меньше.
- амплитуда тока статора при частоте $f = 10$ в случае 1 немного меньше относительно случая 2, а при частотах $f = 50, 300$ наоборот.

Таким образом при управлении АД в режиме векторной ШИМ с определением длительностей существования базовых векторов по случаю 2 дает лучшую эффективность работы АД относительно случая 1.

5.5 Влияние формы траектории формируемых векторов на работу АД

В работе проведено моделирование для выявления влияния траектории формируемых векторов на эффективности работы трехфазного инвертора. В качестве примера, приведен ре-

жим векторной ШИМ с алгоритмом переходов по варианту 4 при формировании векторов напряжения по разным траекториям. Выше уже показано, что определение длительностей существования базовых векторов по формулам 4.45 дает лучшие показатели эффективности работы АД, поэтому используется случай 2 для реализации моделирования.

Форма графиков результатов моделирования управления АД в режиме векторной ШИМ при траектории формируемых векторов по окружности, например, при частоте $f=50$ аналогична графикам на рис. 5. 56–5.96.

Форма тока статора АД при траектории формируемых векторов по равностороннему шестиугольнику, при частоте $f=50$ приведены на рис: 5.27– .28.

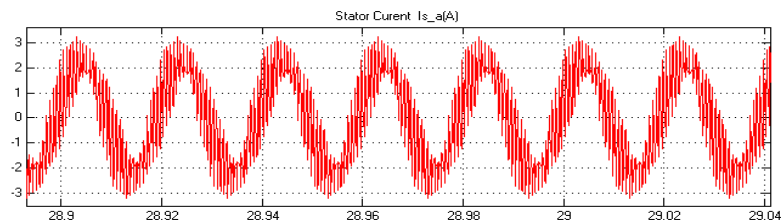


Рис. 5.27 Форма тока статора при $f = 50$ Гц, $n = 5$

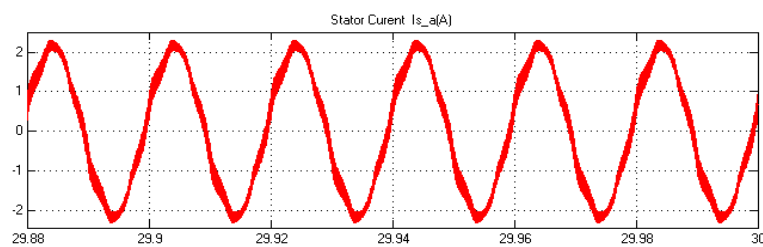


Рис. 5.28 Форма тока статора при $f = 50$ Гц, $n = 30$

Результаты моделирование управления АД в режиме векторной ШИМ при траекториях формируемых векторов формы 4 на рис.4.6, например, при частоте $f = 50$ Гц приведены на рис. 5.29–5.30.

Для этого случая, посмотрим, например, траекторию формируемых векторов, для которых параметры длительностей существования ненулевых базовых векторов вычисляются по формуле (4.45). Для моделирования выбраны $a = 0,16$; $b = 1,2$.

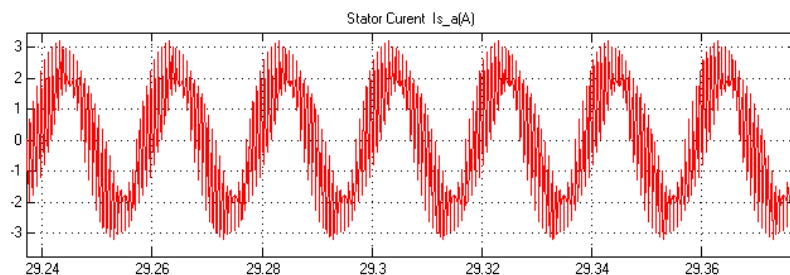


Рис. 5.29 Форма тока статора АД при $f = 50$ Гц, $n = 5$

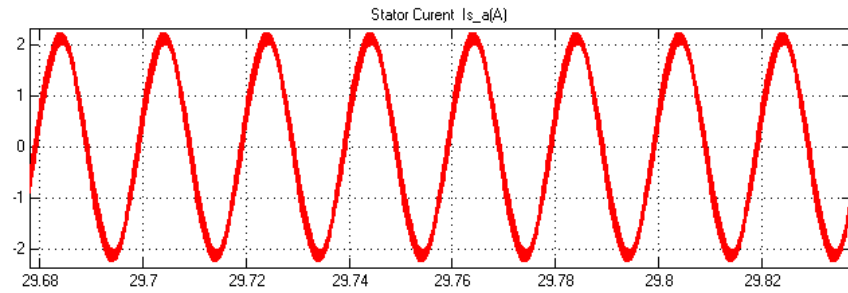


Рис. 5.30 Форма тока статора АД при $f = 50$ Гц, $n = 30$

Графики зависимости параметров скорости, момента и тока статора АД от числа формируемых векторов при разных частотах, которые приведены на рис.5.31–5.36.

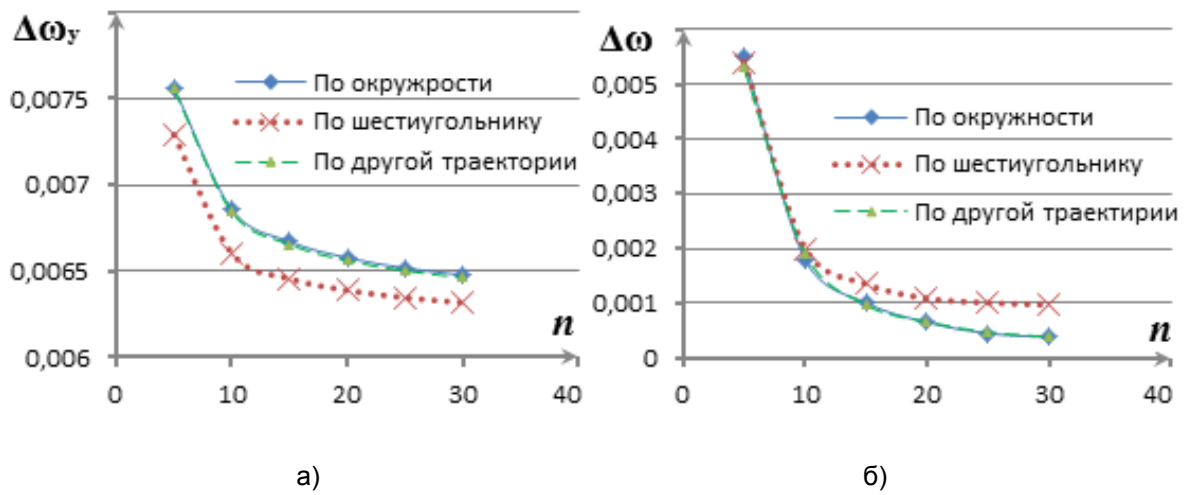


Рис. 5.31 При $f = 10$ Гц: а) отклонение скорости установившегося режима; б) колебание скорости

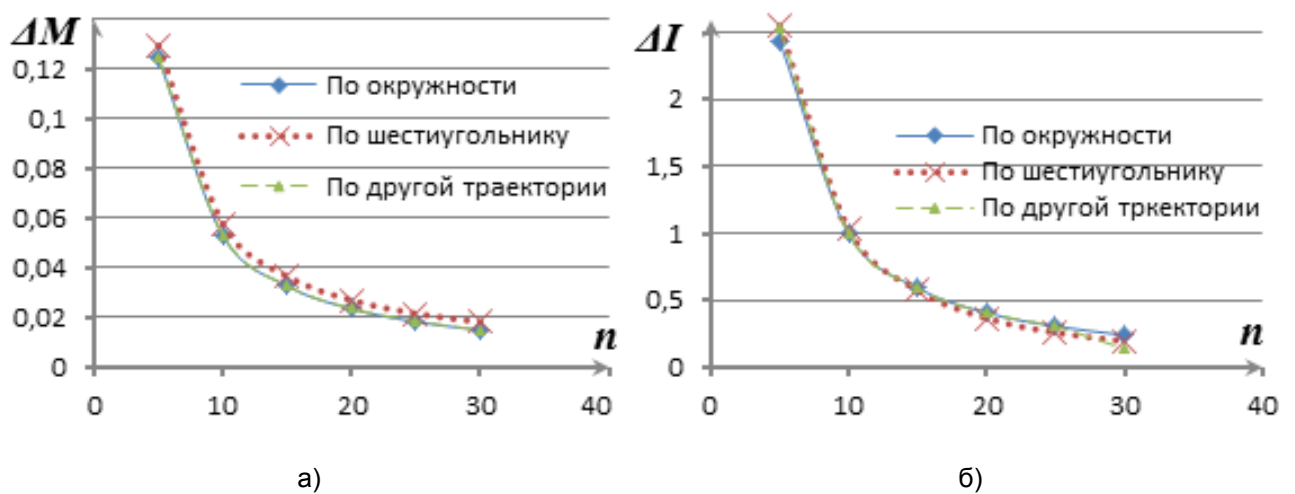


Рис. 5.32 При $f = 10$ Гц: а) отклонение момента установившегося режима; б) отклонение амплитуды тока статора

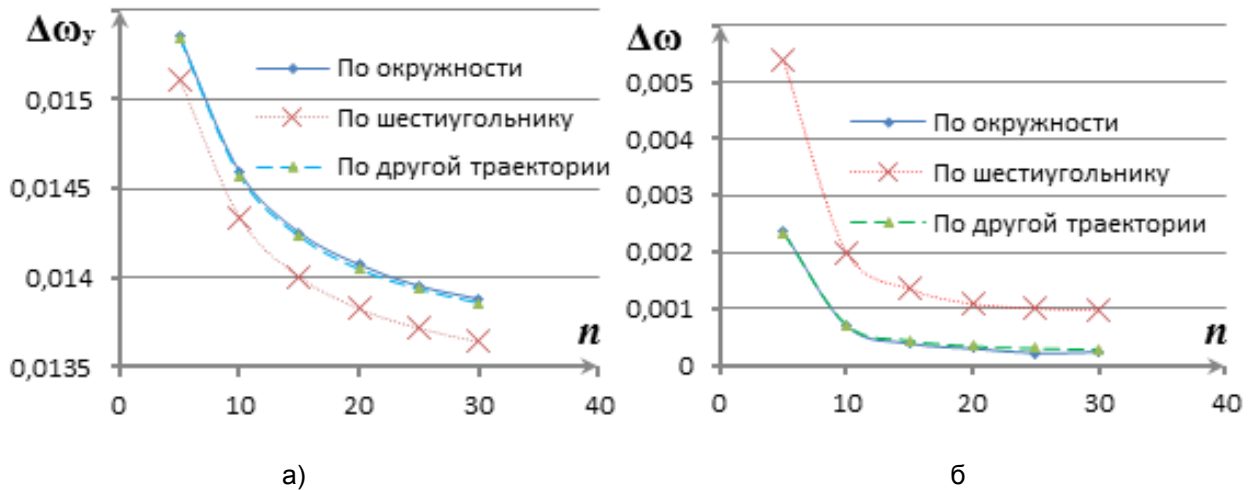


Рис. 5.33 При $f = 50$ Гц: а) отклонение скорости установившегося режима; б) колебание скорости

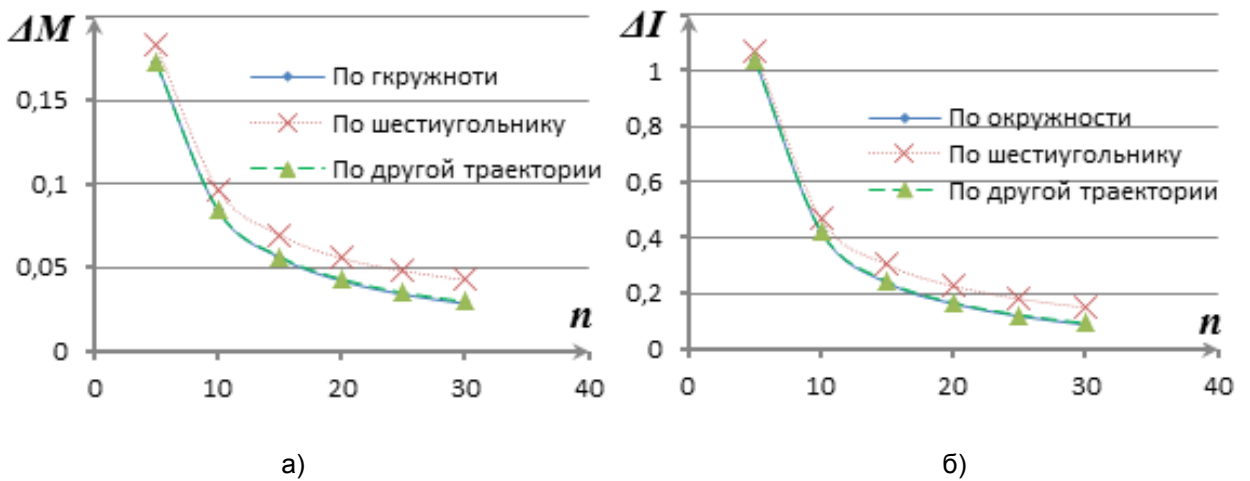


Рис. 5.34 При $f = 50$ Гц: а) отклонение момента установившегося режима; б) отклонение амплитуды тока статора

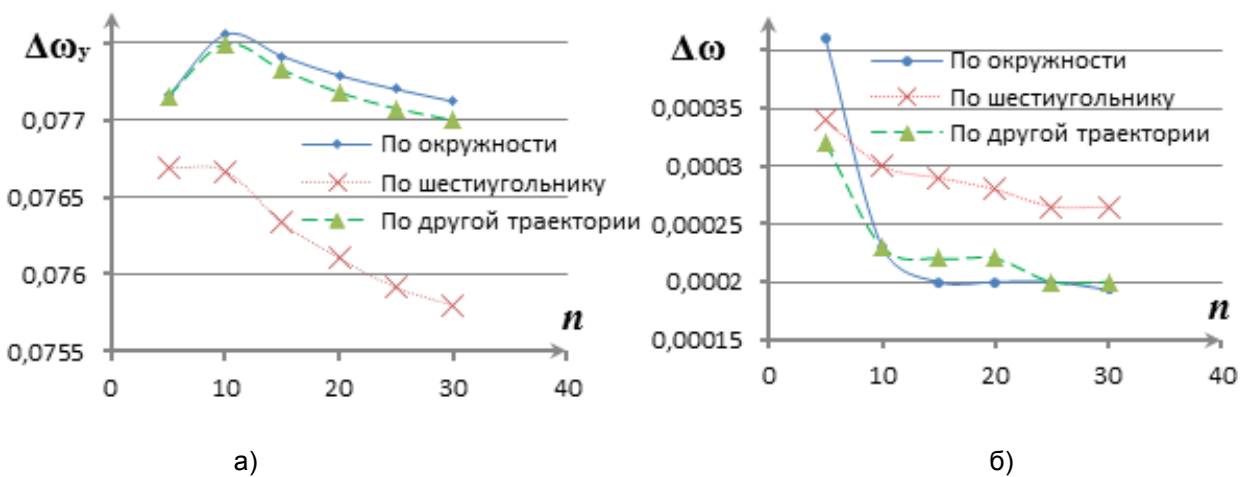


Рис. 5.35 При $f = 300$ Гц: а) отклонение скорости установившегося режима; б) колебание скорости

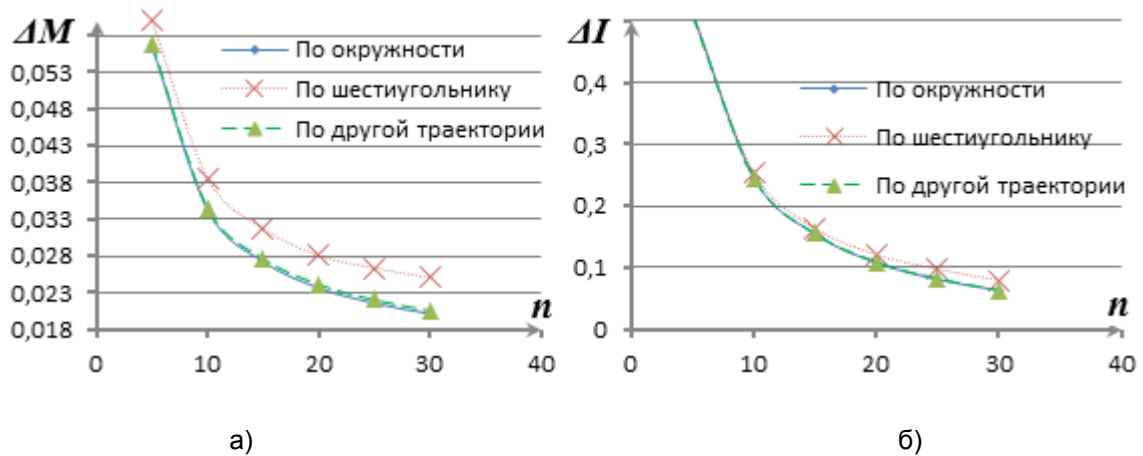


Рис. 5.36 При $f = 300$ Гц: а) отклонение момента установившегося режима; б) отклонение амплитуды тока статора

Анализ графиков показывает:

- форма тока статора при формировании траектории векторов по окружности или по форме 4 на рис.4.6 более близка к синусоидальной по сравнению с формой тока при траектории по равностороннему шестиугольнику.

- колебание скорости АД при траектории формируемых векторов по окружности или по форме 4 на рис.4.6 меньше, чем при траектории по равностороннему шестиугольнику.

- отклонение скорости АД при траектории формируемых векторов по окружности или по форме 4 на рис.4.6 больше, чем при траектории по равностороннему шестиугольнику.

При $f = 10$ Гц,

- скорость уменьшения амплитуды тока статора при увеличении количества формируемых векторов, у которых траектория по равностороннему шестиугольнику больше, чем у двух остальных видов траектории. Значение тока статора при увеличении количества формируемых векторов $n = 20, 25, 30$, с траекторией по равностороннему шестиугольнику, меньше, чем у двух остальных видов траектории.

- колебание момента АД при траектории формируемых векторов по окружности или по форме 4 на рис.4.6 меньше, чем при траектории формируемых по равностороннему шестиугольнику.

Таким образом, при частоте $f = 10$ Гц качество работы АД при траектории формируемых векторов по окружности или по форме 4 на рис.4.6 лучше, чем при траектории по равностороннему шестиугольнику. Недосток при траектории по равностороннему шестиугольнику относительно двух остальных траектории формируемых векторов в том, что колебание скорости АД при этом больше; а преимущество в том, что степень использования питания больше.

При $f = 50$ Гц и $f = 300$ Гц,

– скорость уменьшения амплитуды тока статора при увеличении числа формируемых векторов, у которых траектория по равностороннему шестиугольнику меньше, чем у двух остальных видов траектории.

– колебание момента АД при траектории формируемых векторов по окружности или по форме 4 на рис.4.6 меньше, чем при траектории по равностороннему шестиугольнику.

Таким образом, при частоте $f = 50$ Гц и $f = 300$ Гц качество работы АД при траектории формируемых векторов по окружности или по форме 4 на рис.4.6 лучше, чем при траектории формируемых по равностороннему шестиугольнику по критериям колебания тока статора и момента, скорости АД. Недостаток при траектории формируемых векторов по окружности или форме 4 на рис.4.6 в том, что степень использования питания меньше, хотя незначительно отличается.

Таким образом, в зависимости от частоты работы АД и скорости, момента и тока статора АД используется метод регулирования длительностей существования нулевых векторов. Можно сказать, что кроме реализации векторной ШИМ с увеличением количества формируемых векторов для уменьшения потери мощности работы двигателя, форма траектория формируемых векторов тоже влияет на качество электропривода трехфазного АД. Видно, что с предложенной траекторией формируемых векторов характеристики скорости, момента и тока статора находятся между диапазонами их значения при траектории формируемых векторов по окружности и равностороннему шестиугольнику. Тогда можно с помощью регулирования значений параметров a, b в функции $f(\alpha) = a \cdot \sin(3 \cdot \alpha) + b$ можно получить желаемые характеристики скорости, момента или тока статора АД.

5.6 Моделирование формирования вектора напряжения из равных векторов напряжения одинакового направления

Для исследования управления АД в режиме векторной ШИМ по методу равного разделения формируемого вектора напряжения все варианты алгоритмов переходов аналогичны, а здесь приведен вариант 4.

Графики измеряемых величин в разных частотах при постоянном числе переключений силовых ключей, приведены на рис. 5.37 – 5.38.

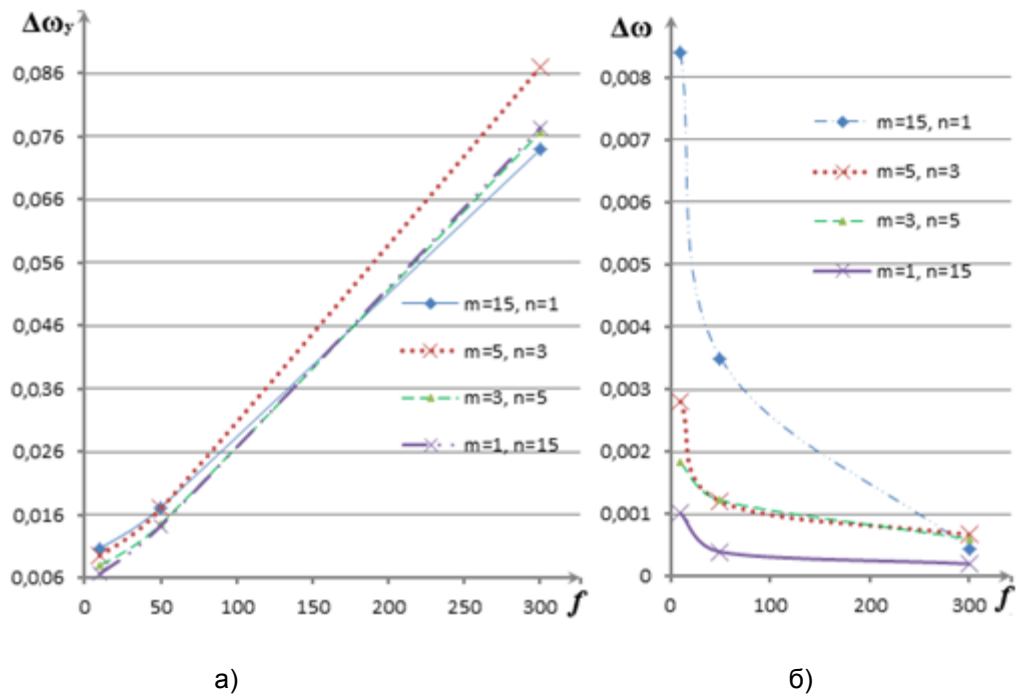


Рис. 5.37 а) отклонение скорости установившегося режима; б) колебание скорости

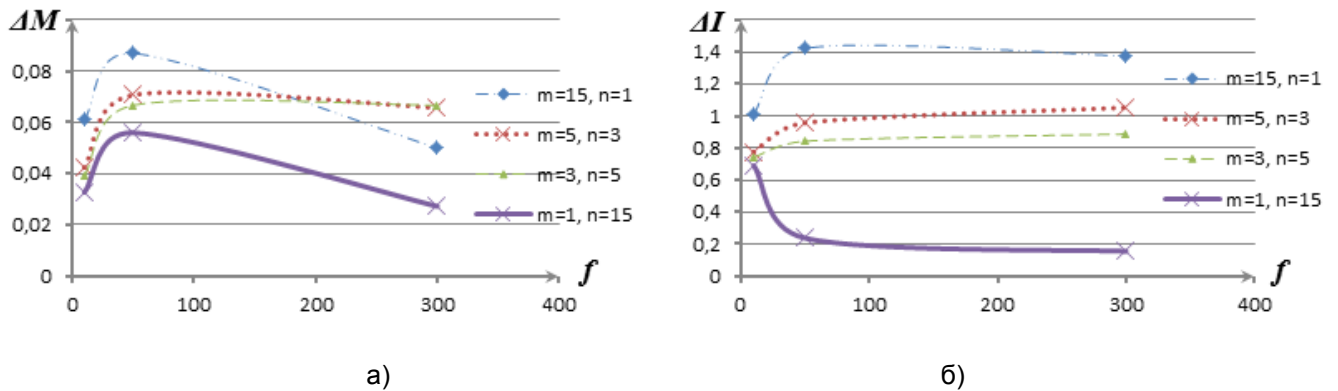


Рис. 5.38. а) отклонение момента установившегося режима;
б) отклонение амплитуды тока статора

Для анализа влияния коэффициентов m, n на качество работы АД положим $m \cdot n = 15$ при формировании вектора напряжения в каждом секторе и приводим уменьшение m с значения 15 и увеличение n с значения 1.

Анализ графиков на рис. 5.37–5.38 показывает, что при $m=1, n=15$ получим лучшие показатели колебания скорости, момента и амплитуды тока статора АД, а отклонение скорости уставившегося режима в этом случае не значительно больше относительно случая при $m=15, n=1$.

Таким образом, при увеличении m колебание скорости, момента и тока статора уменьшается, но больше относительно увеличения n . Преимущество метода увеличения m при $n=1$ в простоте реализации.

5.7 Выводы по главе

- Проведен сравнительный анализ результатов моделирования между классическим алгоритмом переходов с алгоритмом, устраняющим неравномерность шага переходов из сектора в сектор. Анализ показывает, что в этом случае колебания скорости в 1,3 раза меньше, и в 1,28 раз меньше колебания момента относительно режима классической векторной ШИМ.
- Показано, что при одинаковом числе формируемых векторов в пятипроцентную трубку колебания скорости классическая векторная ШИМ входит на 7 % позже.
- Проведен сравнительный анализ результатов моделирования при различных вариантах последовательности переходов, даны рекомендации, позволяющие выбрать последовательность переходов базовых и дополнительных векторов для разных чисел переключений силовых ключей для получения заданных колебаний скорости и момента АД.
- Выявлены два случая определения составляющих длительностей нулевых векторов формируемого вектора показано, что для случая 2 пульсации тока, скорости и момента меньше относительно случая 1 (в 1,39, 1,37 и 1,22 раз соответственно)
- Рассмотрен способ формирования вектора напряжения из m равных векторов напряжения одинакового направления n , показано, что при увеличении m колебание скорости, момента и тока статора АД уменьшается, однако рост n дает меньшие колебание скорости чем m .

ГЛАВА VI. ПРАКТИЧЕСКАЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ВЕКТОРНОЙ ШИМ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ АД

Для проверки основных теоретических положений диссертации и подтверждения достоверности проведенного моделирования разработан, изготовлен и отлажен макет трехфазного инвертора с двигателем АД-75ТВ. В этой главе приведена реализация синтезированных в настоящей работе способов векторной ШИМ на микроконтроллерной элементной базе.

6.1 Структура макета

Структурная схема макета для управления АД в режиме векторной ШИМ, представленная на рис. 6.1 реализует способы формирования сигналов управления, которые задают длительность существования состояний инвертора.

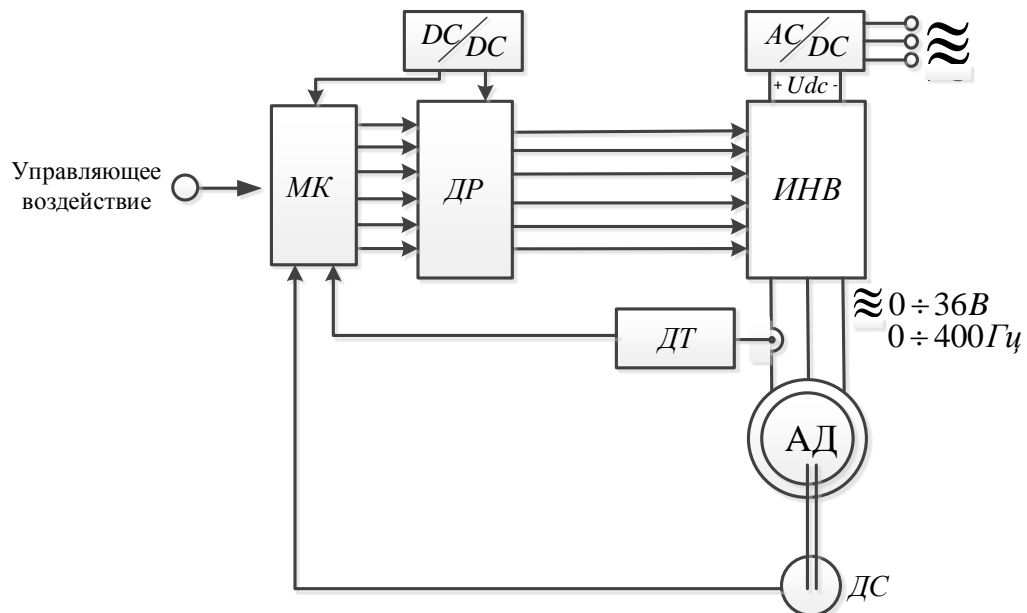


Рис. 6.1 Структура построения схемы макета управления АД в режиме векторной ШИМ

Регулирование выходного напряжения осуществляется заданием расчетных длительностей существования базовых векторов и числа формируемых векторов.

Структурная схема макета содержит следующие блоки:

- МК – микропроцессор;
- ДР – плата драйверов;
- ИНВ – трехфазный связанный мостовой инвертор;
- АД – асинхронный двигатель;
- ДТ – датчик тока статора АД;
- ДС – датчик скорости АД;

- DC/DC – вспомогательный источник для питания драйверов инвертора и плату МК представляет собой лабораторный источник питания;
- AC/DC – звено постоянного тока – конвертор преобразующий напряжение 36В 400Гц в постоянное напряжение в 85В.

6.2 Управление силовыми ключами

Управление IGBT осуществляется с помощью микросхем [15, 25, 26, 27, 37, 42, 44, 47, 66, 68, 82, 90 – 92, 127, 149], преобразующих сигнал с портов микроконтроллера в напряжение необходимого уровня для управления силовыми транзисторами. На современном этапе для этой цели выпускаются готовые микросхемы, называемые драйверами. Основные функции, выполняемые драйверами:

- обеспечение необходимого импульсного тока на затворе транзистора при малом токе выходных портов контроллера для повышения скорости переключения транзистора. Это необходимо для быстрого перезаряда затворной и проходной ёмкостей транзистора, которые могут достигать сотен нано фарад. Ток, при этом, может достигать единиц ампер;
- обеспечение гальванической развязки входных цепей транзистора от схемы управления. Для этой цели могут быть использованы выпускаемые драйверы, с входными оптопарами. Применение таких драйверов упрощает разработку и монтаж схемы, уменьшает габариты изделия и его стоимость;
- обеспечение согласования уровней выходного напряжения портов микроконтроллера с необходимым напряжением на затворе силового транзистора для его быстрого переключения.

Важная задача при управлении силовыми транзисторными ключами плеча инвертора – устранение сквозных токов [55, 56, 90–92]. Появление сквозных токов при использовании МДП- и IGB-транзисторов может быть вызвано двумя причинами.

1. Конечным временем переключения силовых транзисторных ключей одного плеча (рис. 6.2);

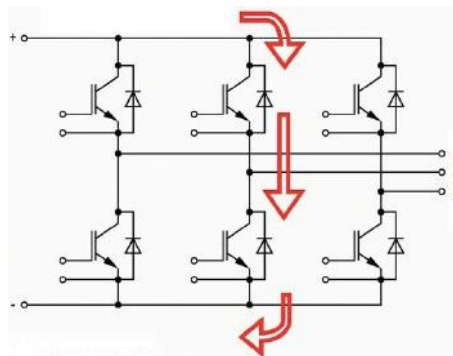


Рис. 6.2 Сквозной ток первого рода фазы В

2. Наличием эффекта Миллера.

В главах II и III проведен анализ первой причины и предложен способ исключения сквозных токов с помощью дополнительных векторов. При реализации инвертора в режиме векторной ШИМ сквозные токи первого рода устраняются программно в едином алгоритме формирования векторов.

Помимо сквозных токов первого рода [84], устраняемых введением дополнительных векторов, при переключении транзисторов одного плеча могут возникать сквозные токи второго рода [84], которые по контуру заряда паразитной емкости могут открывать транзисторы, в данный момент должны быть закрыты. (рис. 6.3).

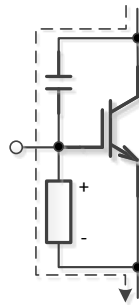


Рис. 6.3 Путь заряда паразитной емкости, приводящей к возникновению сквозного тока второго рода

Для исключения этих явлений формируют разные пути тока затвора при включения и выключения силовых транзисторов. При реализации макета инвертора в цепи затвор-эмиттер силовых транзисторов введены дополнительный диод и дополнительный резистор, что обеспечивает различие путей токов при включении и выключении транзистора.

При управлении АД в режиме векторной ШИМ, нагрузка индуктивная. Поэтому в инверторе возникает контур протекания обратного тока, вызванного индуктивностями обмоток статора. При этом, быстродействия встречно-параллельного диода может быть недостаточно. Это приведет к возникновению контура протекания тока в цепи драйвера, который может привести к выходу его из строя. Для предотвращения выхода из строя драйвера необходимо подключить диод между затвором и эмиттером силового транзистора (рис. 6.4).

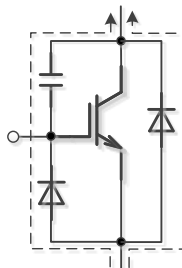


Рис. 6.4 Защита цепи управления. Протекание тока в обход схемы управления

Схема управления IGB-транзистором показана на рис 6.5:

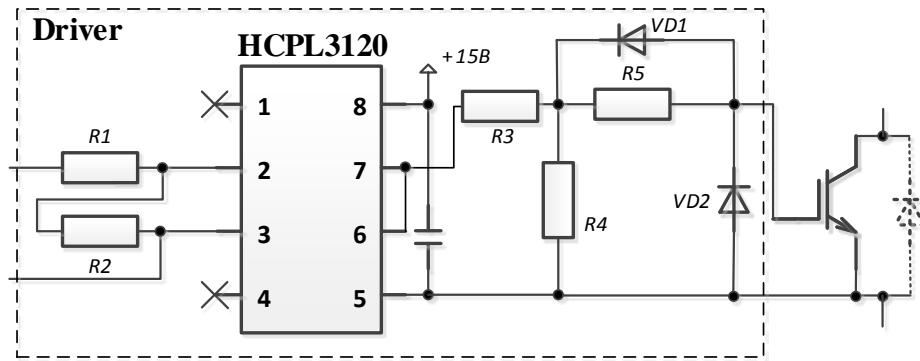


Рис. 6.5 Принципиальная схема драйвера управления силовым транзистором

6.3 Особенности практической реализации трехфазного инвертора

При практической реализации макета инвертора решены следующие задачи:

- определена структура инвертора;
- выбран способ задания параметров выходных векторов инвертора, исходя из заданной траектории по окружности, с перестроением в шестиугольник при провалах напряжения питания;
- разработана схема управления на основе цифрового микроконтроллера, реализующая алгоритм варианта 4 (глава III) при формировании и регулировании выходного напряжения;
- разработана схема управления силовым ключом инвертора.

При практической реализации трехфазного инвертора возникает целый ряд отличий реального макета от математической и имитационной компьютерной моделей. При лабораторном макетировании особое внимание было уделено следующим вопросам.

Структура соединений. Следует исключить возможность протекания паразитных токов в силовой части инвертора, максимально снизить величины паразитных индуктивностей, т. е. по возможности обеспечить минимальные длины соединительных проводов между компонентами инвертора. Крайне желательно обеспечить экранизацию схемы управления. Для обеспечения симметрии всех силовых и сигнальных цепей в макете инвертора используются транзисторы одного типа с радиаторами одинаковой формы. Это требование следует соблюдать и в отношении путей протекания тока между силовыми элементами звена постоянного тока. Расположение компонентов в макете и их конфигурация могут привести к асимметрии соединений. Поэтому все контуры протекания тока в силовой части выполнены максимально симметрично. При этом, силовые транзисторы установлены на индивидуальные радиаторы теплоотвода без изолирующих прокладок (для устранения разности температур силовых ключей посадочные места транзисторов шлифовались, а транзисторы устанавливались с применением термопасты.). Это позволило свести к минимуму паразитные параметры цепей коммутации. Для улучшения

ЭМС применено шунтирование шин конденсаторами как электролитическими, так и керамическими.

Выбор компонентов. Для создания макета выбраны следующие основные компоненты: силовые транзисторы, драйверы управления транзисторами, цифровой микроконтроллер, датчик тока, датчик скорости АД.

В качестве микроконтроллера выбран цифровой сигнальный процессор (ЦСП) DsPic30F4012, имеющий в своей структуре все необходимые блоки для реализации рассмотренных в работе алгоритмов управления и формирования сигналов управления силовыми ключами трехфазного мостового коммутатора.

Обозначение выводов ЦСП DSPic30F4012 приведено на рис.6.6. ЦСП содержит 28 портов. Все порты ввода-вывода общего назначения семейства dsPIC30 имеют три управляющих регистра: TRISx – направление порта (комплементарный драйвер – выход, третье состояние – вход), PORTx – чтение регистра возвращает логический уровень непосредственно на выходе, запись осуществляется в регистр-защелку порта, LATx – чтение возвращает значение регистра-защелки порта, запись так же осуществляется в регистр защелку.

Для создания кода программы ЦСП использована программа MPLAB IDE, на языке C30. Для ввода кода программы, созданной на компьютере, использована программа PICkit 2.

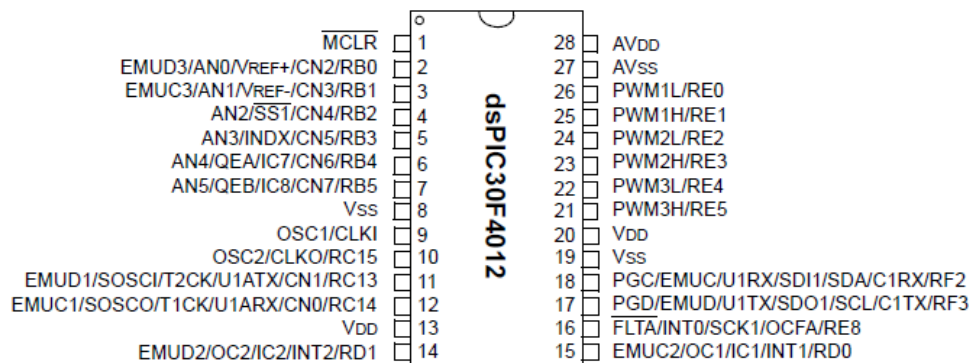


Рис. 6.6 Схема портов микропроцессора DSPic30F4012

Все порты ввода-вывода содержат на входе триггер Шмитта, и защитные диоды на линии питания и земли. Все цифровые выводы толерантны к напряжению +5 В. Каждый вывод может быть индивидуально сконфигурирован как выход с открытым стоком. Контроллеры dsPIC30 допускают величину втекающего/вытекающего тока портов до 25 мА, семейства PIC24H/dsPIC33 – до 4 мА.

АЦП последовательного приближения осуществляет оцифровку сигнала со скоростью 100 тыс. выборок в секунду, имеет одну схему выборки хранения с дифференциальным входом и от 8 до 16 каналов. В АЦП также присутствует дискретизатор, 16-уровневый буфер, схема

формирования результата. Преобразование может запускаться от строба модуля управления двигателями, при переполнении таймера, от внешнего прерывания.

В схеме используются шесть выходных портов PORTE для формирования управляющих импульсов, подключающих к драйверам.

Для реализации силовой части инвертора выбран IGB-транзистор типа IRGP50B60PD1.

Для управления силовыми выбран драйвер HCPL-3120, имеющий все необходимые характеристики для реализации в макете инвертора. Для обеспечения разных путей протекания тока при заряде и разряде паразитных емкостей для схемы управления силовым транзистором выбран диод типа HER101A). Такой же диод используется для защиты микросхемы HCPL3120 от индуктивных токов нагрузки.

Выбран датчик тока статора LA 55-P фирмы LEM. Его схема приведена на рис. 6.7.

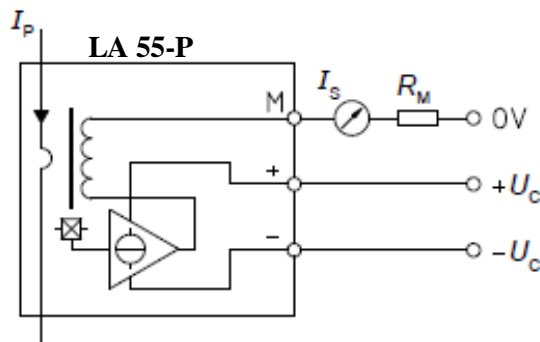


Рис. 6.7 Схема датчика тока LA 55-P

Питание схем управления инвертором и силовым ключом осуществляется постоянным напряжением +15 В от DC–DC преобразователей FDD0315D(2U) (рис. 6.8).

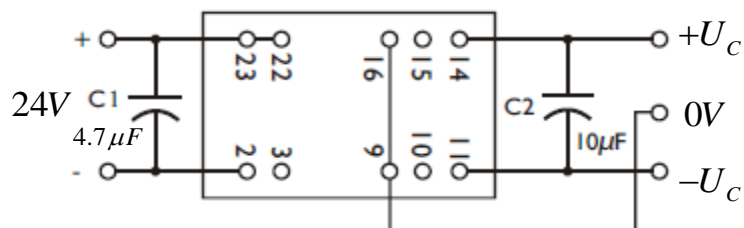


Рис. 6.8 Схема DC–DC преобразователя FDD0315D2U

Определенное сочетание некоторых параметров силовых транзисторов, влияющих на токовую симметрию, может привести к «кумулятивному эффекту» [41, 77], т. е. постепенному накоплению факторов, которые могут привести к выходу их строя. Сохранение статического токового баланса обуславливается, в том числе, и характеристиками тепловой связи совместно работающих силовых ключей. В структуре транзистора обеспечивается высокая теплопроводность, а также малая тепловая инерция кристалла. Для обеспечения улучшенных характеристик токового баланса, транзисторы необходимо располагать как можно ближе друг к другу.

При наличии нескольких радиаторов, особенно работающих с активным воздушным охлаждением, следует обеспечивать равнозначные условия теплоотвода.

6.4 Лабораторный макет трехфазного инвертора

Принципиальная структурная схема макета трехфазного инвертора для управления АД в режиме векторной ШИМ с применением использования микропроцессорного управления силовыми ключами приведена на рис. 6.9.

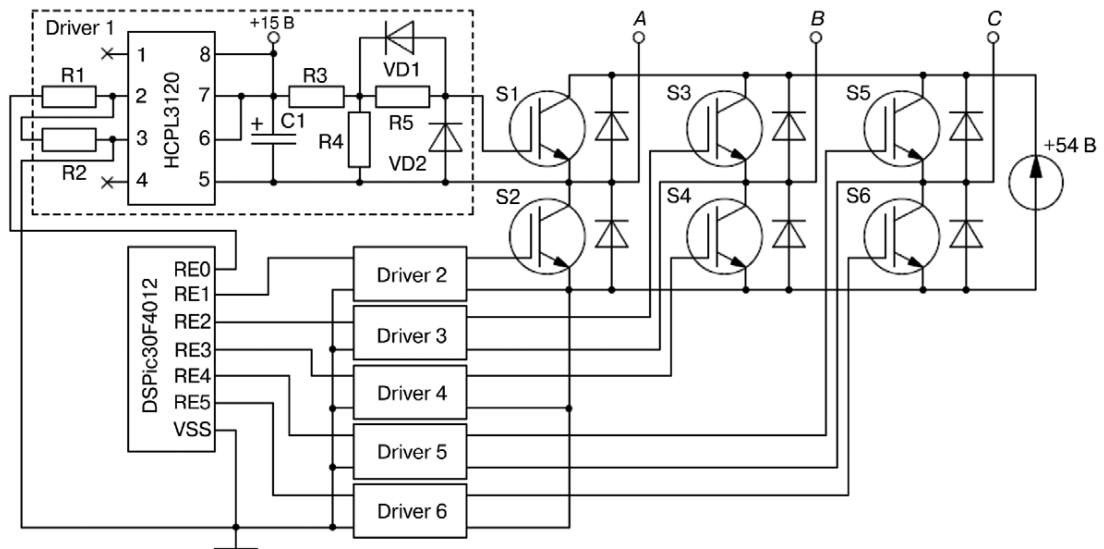


Рис. 6.9 Принципиальная структурная схема макета трехфазного инвертора для управления АД

Общий вид макета инвертора для управления АД в режиме векторной ШИМ приведен на рис. 6.10.

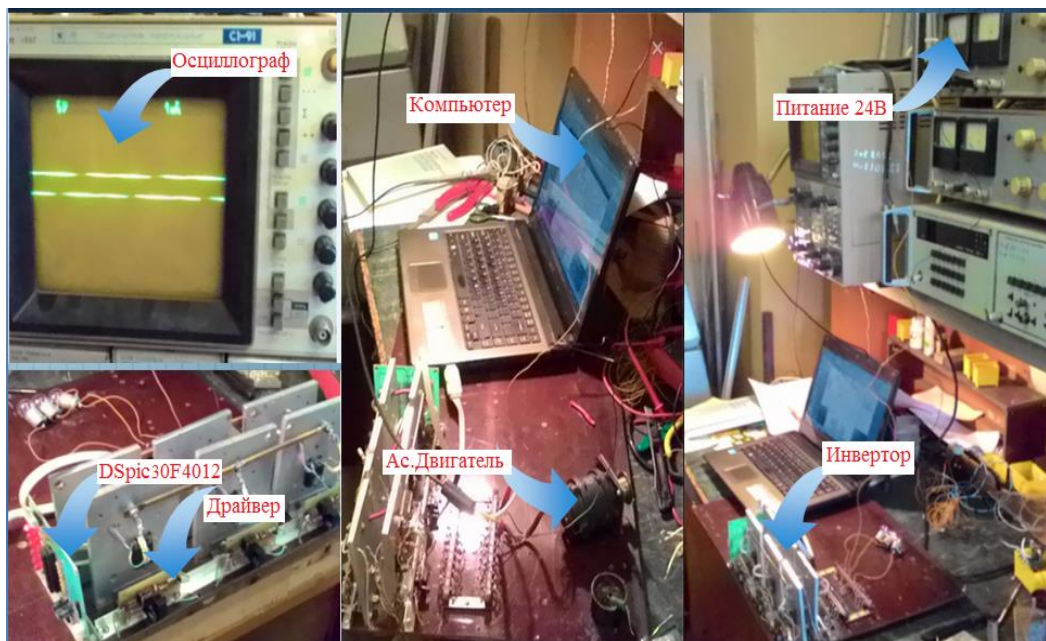


Рис. 6.10 Общий вид макета инвертора

6.5 Программирование управления инвертором

Для создания кода программы использован язык программирования C30, в состав которого входят все команды микроконтроллера, в среде программирования **MPLab**. Компания Microchip распространяет бесплатную интегрированную среду редактирования и отладки программ MPLab, которая позволяет загружать бинарные файлы в память программ микроконтроллеров DSPIC через программаторы.

Алгоритм работы процессора управления силовыми ключами трехфазного инвертора соответствует рис. 4.11, а все составляющие длительности существования определяются по шагам на рис. 4.12. В процессе выполнения алгоритма, пошагово формируются управляющие сигналы. Эти сигналы привязаны к выводам микроконтроллера, подключенным к соответствующим схемам управления силовыми ключами трехфазного инвертора. При реализации режима векторной ШИМ формируются шесть последовательностей управляющих импульсов управления силовыми ключами инвертора. Для этого используется регистр PORTE, выходы RE5, RE4, RE3, RE2, RE1, RE0 которого связаны со входами силовых ключей S6 ... S1. Таблица состояний выходов регистра PORTE, соответствующих длительностям существования базовых и дополнительных векторов, приведена в табл. 6.1.

Таблица 6.1 Состояние выходов PORTE при реализации базовых и дополнительных векторов

Векторы	Двоичный код PORTE						PORTE (Hex)
	RE5 S6	RE4 S5	RE3 S4	RE2 S3	RE1 S2	RE0 S1	
V ₀	1	0	1	0	1	0	002A
V ₇	0	1	0	1	0	1	0015
V ₁	0	1	1	0	1	0	001A
V ₂	1	0	0	1	1	0	0026
V ₃	0	1	0	1	1	0	0016
V ₄	1	0	1	0	0	1	0029
V ₅	0	1	1	0	0	1	0019
V ₆	1	0	0	1	0	1	0025
V ₀₁	1	0	0	0	0	0	0020
V ₀₂	0	0	1	0	0	0	0008
V ₀₃	1	0	1	0	0	0	0028
V ₀₄	0	0	0	0	1	0	0002
V ₀₅	1	0	0	0	1	0	0022
V ₀₆	0	0	1	0	1	0	000A
V ₁₀	0	1	0	0	0	0	0010
V ₂₀	0	0	0	1	0	0	0004
V ₃₀	0	1	0	1	0	0	0014
V ₄₀	0	0	0	0	0	1	0001

Векторы	Двоичной код PORTE						PORTE (Hex)
	RE5 S6	RE4 S5	RE3 S4	RE2 S3	RE1 S2	RE0 S1	
V_{50}	0	1	0	0	0	1	0011
V_{60}	0	0	0	1	0	1	0005
V_{41}	1	0	0	0	0	1	0021
V_{42}	0	0	1	0	0	1	0009
V_{21}	1	0	0	1	0	0	0024
V_{24}	0	0	0	1	1	0	0006
V_{12}	0	1	1	0	0	0	0018
V_{14}	0	1	0	0	1	0	0012

С помощью лабораторного макета можно реализовать все варианты (1–5), предложенные главе III; проверить влияние на форму тока статора и выходное напряжение инвертора способов задания составляющих длительностей существования базовых векторов при формировании векторов напряжения по любым траекториям и случаям 1, 2; исключать сквозные токи и неравномерность шага перемещения векторов при формировании вектора напряжения с использованием дополнительных векторов в алгоритме переходов.

Режим векторной ШИМ, например, с вариантом 4 при числе формируемых векторов $n=3$ и $n = 15$, приведен в Приложении 2. На рис.6.11 приведены осциллограммы управляющих сигналов на одном плече инвертора.

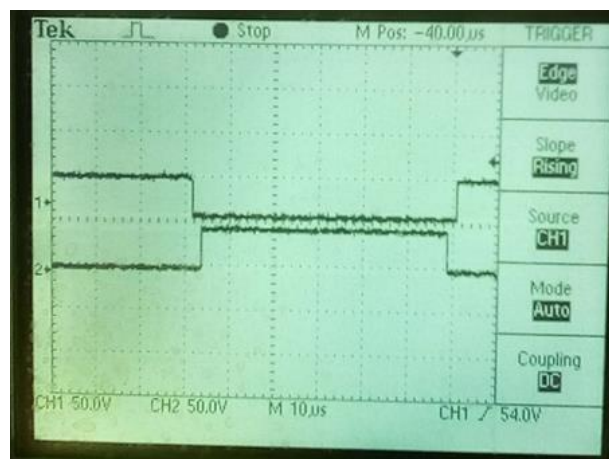
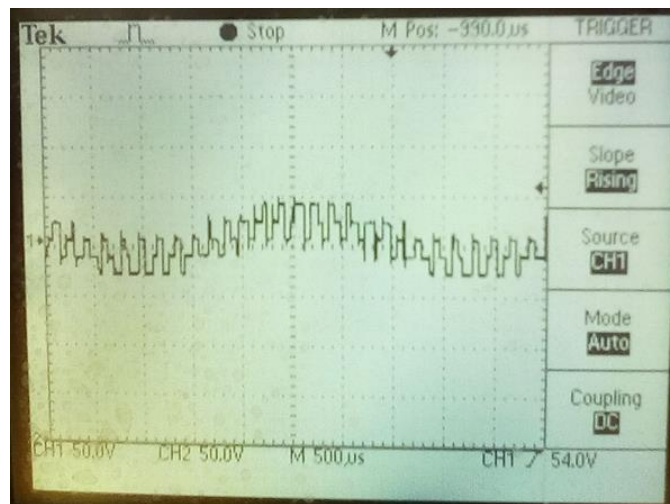


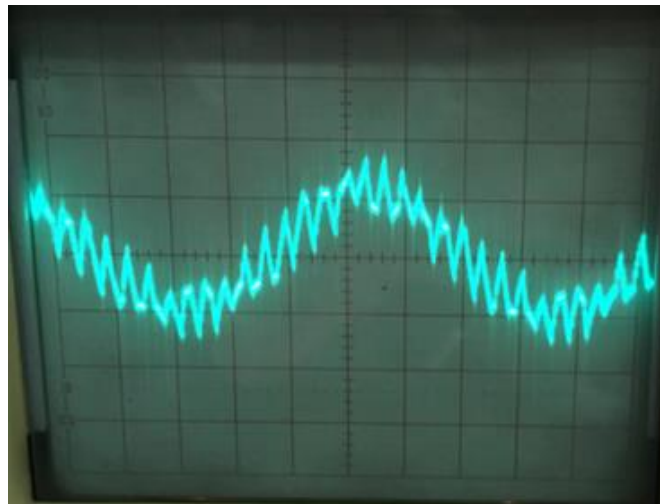
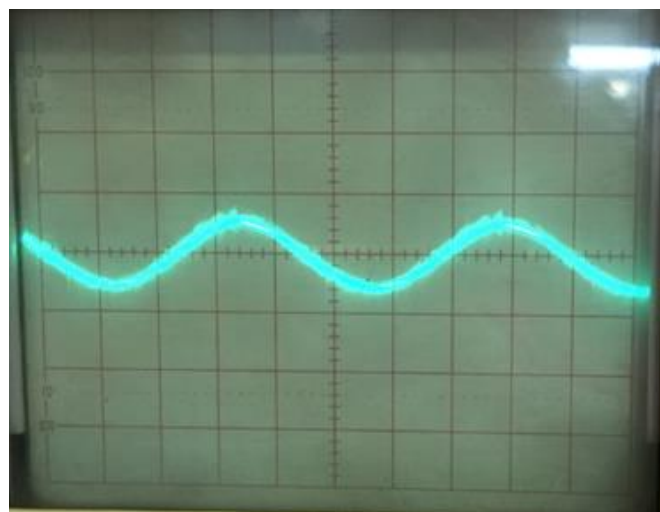
Рис. 6.11 Форма управляющих импульсов в одном моменте перехода состояний инвертора

Рис. 6.11 показывает, что при переходе из состояния инвертора в следующее состояние, в инверторе обеспечено нахождение инвертора в состояниях дополнительных векторов, что гарантирует исключение сквозных токов первого рода, как и показано в моделирование в MATLAB Simulink в второй главе.

Напряжения фазы приведено на рис. 6.12.

Рис. 6.12 Форма напряжения фазы при $n=3$

Токи фазы статора АД приведены на рис. 6.13, 6.14 при различном числе формируемых векторов.

Рис. 6.13 Ток статора фазы АД при $n = 3$ Рис. 14 Форма тока фазы при $n = 15$

Из рис.6.12 видно, что полученная форма напряжения фазы соответствует форме, приведенной в главе II при моделировании в MATLAB Simulink. Из полученных форм токов статора АД при разном числе формируемых векторов на рис. 6.13 и 6.14 видно, что при увеличении числа формируемых векторов то форма тока стремится к синусоидальной форме, что подтверждает результаты моделирования в MATLAB Simulink.

Приведенные результаты позволяют сделать вывод о том, что разработанный алгоритм позволяет не только решить задачу исключения сквозных токов, но и повысить качество напряжения на обмотках двигателя без существенного увеличения динамических потерь.

6.6 Выводы по главе

Исследования лабораторного макета трехфазного инвертора в режиме векторной ШИМ позволили

- подтвердить корректность полученных теоретических положений и результатов имитационного компьютерного моделирования;
- работоспособность разработанных алгоритмов формирования выходного напряжения инвертора и исключения сквозных токов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполнения диссертационной работы получены следующие научные и практические результаты:

1. Дана сопоставительная оценка режимов скалярной и векторной ШИМ, показывающая универсальность применения векторной ШИМ при формировании параметров напряжения для управления АД.

2. Разработаны алгоритмы формирования векторов напряжения на основе анализа состояний силовых ключей мостового коммутатора, позволяющие задавать расчетные времена включения базовых векторов при формировании векторов напряжения с устранением сквозных токов в едином алгоритме, что позволило повысить надежность работы инвертора и устранить неравномерность перемещения векторов.

3. Разработаны алгоритмы формирования векторов напряжения, позволяющие снизить потери в силовой части инвертора за счет уменьшения числа переключений ключей при формировании векторов напряжения и даны рекомендации по их применению в зависимости от вычислительной мощности микроконтроллера.

4. На основе предложенных алгоритмов создано программное обеспечение для реализации различных случаев разделения базовых и нулевых векторов для задания параметров выходного напряжения инвертора при управлении АД на базе цифрового микроконтроллера общего применения.

5. Предложены схемотехнические решения для разработки лабораторного макета инвертора в режиме векторной ШИМ, позволившие подтвердить корректность полученных теоретических положений и результатов имитационного компьютерного моделирования.

Таким образом, в диссертационной работе решена научно-техническая задача по разработке эффективных алгоритмов реализации векторной ШИМ, позволяющих уменьшить отклонения скорости и пульсации момента асинхронного двигателя для авиационных электротехнических систем и комплексов при его регулировании.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. С. № 661714 СССР, МПК H02P 13/18. Способ управления многофазным инвертором напряжения / Г. С. Зиновьев, В. Е. Белоусов; опубл. 05.05.79, Бюл. № 17.
2. А. С. № 1102016 СССР, МПК H02P 13/30. Устройство для управления преобразователем частоты / И. А. Баховцев, Г. С. Зиновьев; опубл. 07. 07. 84, Бюл. № 25.
3. А. С. 515245 СССР, МПК H02P 13/18. Способ управления тиристорами автономного трехфазного мостового инвертора напряжения / М. А. Житков, В. А. Добрускин; опубл. 1976, Бюл. № 19.
4. А. С. № 471646 СССР, МПК H02P 13/24. Способ управления трехфазным преобразователем частоты / Г. С. Зиновьев, В. И. Попов, Е. И. Уланов; опубл. 25.05.75, Бюл. № 19.
5. А. С. № 474095 СССР, МПК H02P 13/16. Способ управления автономным инвертором / Г. С. Зиновьев, Е. И. Уланов; опубл. 1975, Бюл. № 22.
6. А. С. № 664272 СССР, МПК H02P 13/18. Устройство для управления инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией / Г. С. Зиновьев, А. П. Черников; опубл. 25.05.79, Бюл. № 19.
7. А. С. № 748793 СССР, МПК H02P 13/18. Способ управления трехфазным мостовым инвертором / В. А. Добрускин, А. Ю. Рождественский, М. А. Житков; опубл. 15.07.80, Бюл. № 26.
8. А. С. № 817980 СССР, МПК H02P 13/18. Способ управления трехфазным мостовым инвертором / В. А. Добрускин, А. Ю. Рождественский; опубл. 30.03.81, Бюл. № 12.
9. А. С. № 864492 СССР, МПК H02P 13/18. Способ управления трехфазным мостовым инвертором / В. А. Добрускин, А. Ю. Рождественский; опубл. 15.09.81, Бюл. № 34.
10. Автоматически регулируемый по скорости электропривод с асинхронизированным синхронным двигателем / И. В. Бородина, А. М. Вейнгер, И. М. Серый, А. А. Янко-Триницкий // Электричество. – 1975. – № 7. – С. 41–46.
11. А. И. Вольдек, В. В. Попов. Электрические машины. Машины переменного тока: Учебник для вузов. – СПб.: Питер, 2010. – 350 с.: ил.
12. Андреев В. А. Моделирование и исследование энергоэффективности асинхронных двигателей при вариациях режимных и конструктивных параметров: автореф. дис...канд. техн. наук /В. А. Андреев. –Самара, 2009. –18 с.
13. Андриенко А. П. Мощные преобразователи частоты для электропривода переменного тока. В кн. Автоматизированный электропривод / А. П. Андриенко, З. С. Иоспа, В. И. Роговой, Ю. Г. Толстов, И. И. Эпштейн; под общ. ред. И. И. Петрова, М. М. Соколова, М. Г. Юнькова. – М.: Энергия, 1980. – С. 148-156.

14. Аникеева Н. И. Влияние алгоритмов управления инверторов напряжения с ШИМ на энергетические характеристики / Н. И. Аникеева, И. А. Баховцев, Г. С. Зиновьев // Тиристорные преобразователи частоты: Межвуз. сборник научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1981. – С. 29-46.
15. Аникеева Н. И. Микропроцессорное управление системой инвертор напряжения с ШИМ асинхронный двигатель / Н. И. Аникеева, И. А. Баховцев, Г. С. Зиновьев // Цифровые методы управления преобразовательными устройствами и электроприводами на их основе: Тезисы докл. Всесоюзного совещания. – Запорожье, 1984. – С. 35-36.
16. Аникеева Н. И. Определение качества входного и выходного токов инвертора напряжения с ШИМ / Н. И. Аникеева, И. А. Баховцев // Преобразовательная техника: Межвуз. сборник научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1979. – С. 56-66.
17. Архангельский Н. Л. Новые алгоритмы управления асинхронным электроприводом / Н. Л. Архангельский, В. С. Курнышев, А. Б. Виноградов // Электротехника. – 1991. – № 10. – С. 9-13.
18. Асташкин В. В. Система управления инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией / В. В. Асташкин, В. В. Никулин, Г. М. Тутаев // Электроника и информационные технологии-2002: Сборник научных трудов. – Саранск: СВМО, 2002. С. 45- 49.
19. Баховцев И. А. Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ. /Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Новосибирск: Н ГТУ, 2017. 452 с.
20. Баховцев И. А. Анализ качества преобразования энергии в АИН с ШИМ / И. А. Баховцев, Г. С. Зиновьев // Силовые тиристорные преобразователи: Межвуз. сборник научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1987. – С. 3-12.
21. Баховцев И. А. Гармонический анализ входных токов трехфазных инверторов напряжения с синусоидальной ШИМ / И. А. Баховцев, В. И. Попов // Преобразовательная техника: Межвуз. сборник научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1978. – С. 103-112.
22. Баховцев И. А. Инвертор напряжения с улучшенным качеством выходной энергии для электропривода / И. А. Баховцев, А. Н. Коновалов, Г. С. Зиновьев, В. И. Попов // Проблемы преобразовательной техники: Тезисы докладов Всесоюзной научно-технической конференции. – Киев, 1979, ч. 5.
23. Баховцев И. А. Интегральные характеристики выходного напряжения трехфазного АИН с векторной ШИМ / И. А. Баховцев // Техническая электродинамика, тематич. выпуск ПСЭ. – Киев, 2008, Ч. 6. – С. 88 – 91.
24. Баховцев И. А. Использование трехфазного АИН с ШИМ для управления асинхронным исполнительным двигателем / И. А. Баховцев //Электротехника. – 2008. – № 6. – С. 45-51.

25. Баховцев И. А. Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники: учебное пособие. В 2 ч. / И. А. Баховцев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – Ч 2. – 110 с.
26. Баховцев И. А. О синтезе алгоритмов управления для АИН с ШИМ / И. А. Баховцев, Г. С. Зиновьев // Тиристорные преобразователи: Межвуз. сб. научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1985. – С. 23-34.
27. Баховцев И. А. Разработка энергооптимальных способов управления автономными инверторами напряжения и их микропроцессорная реализация: дис.... канд. техн. наук: 27.12.98 / Баховцев Игорь Анатольевич. – Новосибирск, НГТУ, 1998. – 302 с.
28. Баховцев И. А. Способы широтно-импульсной модуляции в автономных инверторах для частотного электропривода / Баховцев И. А., Зиновьев Г. С., Попов В. И. и др. // Электротехника. – 1990. – № 3. – С. 46-50.
29. Баховцев И. А. Сравнительный анализ выходного напряжения АИН с синусоидальной и векторной ШИМ / И. А. Баховцев // Техническая электродинамика, тематич. выпуск СЭЭ. – Киев, 2008, Ч. 3. – С. 63 – 66.
30. Бедфорд Б. Теория автономных инверторов: пер. с англ. / Б. Бедфорд, Р. Хофт. – М.: Энергия, 1968. – 280 с.
31. Белоусов В. Е. Синтез алгоритмов управления инвертором напряжения для частотного электропривода на универсальной математической модели преобразователей частоты / В. Е. Белоусов, Л. П. Брон, Г. С. Зиновьев, В. Ш. Пасик // Электроустановки повышенной частоты. – Кишинев: Штиинца, 1978. – С. 88-95.
32. Богдашев А. В. Синтез алгоритмов управления инверторами с ШИМ по критерию снижения коммутационных потерь / А. В. Богдашев, М. С. Каплун, Г. В. Рязановский, Я. В. Чупин // Автоматизированный электропривод промышленных установок: Межвуз. сб. научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1989. – С. 25-33.
33. Бормотов А. Современные силовые полупроводниковые приборы для энергоэффективных технологий / А. Гришанин, В. Мартыненко, В. Мускитиев, В. Чибиркин // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2010. – № 8. – С. 36-44.
34. Боченков Б. М. Векторная широтно-импульсная модуляция в устройстве управления асинхронным электроприводом / Б. М. Боченков, А. А. Жуков, А. Г. Судак // Автоматизированный электропривод промышленных установок: Межвуз. сб. научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1990. – С. 128-134.
35. Бродовский В. Н. Приводы с частотно-токовым управлением / В. Н. Бродовский, Е. С. Иванов. – М.: Энергия, 1974. – 169 с.

36. Булатов О. Г. Принципы построения микропроцессорных систем управления преобразователями электрической энергии / О. Г. Булатов, А. В. Милов, Ф. М. Яблонский // Электротехн. пром-сть. Сер. 05. Полупроводниковые приборы и преобразователи: Обзор. информ. – 1984. – Вып. 1. – 86 с.
37. В. Козаченко, А. Соловьев. Новые DSP-микроконтроллеры фирмы Analog Devices ADMC300/330 для высокопроизводительных систем векторного управления электроприводами переменного тока// CHIP NEWS. — 1998. — № 5. — С. 16-21.
38. В. С. Моин. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М: Энергоатомиздат, 1986. -376 с.: ил.
39. Васильев Б. Ю. Модуляционные алгоритмы управления полупроводниковыми преобразовательными устройствами / Б. Ю. Васильев, В. С. Добуш // Электротехника. – 2015. – № 4. – С. 12-19.
40. Васильев Б. Ю. Повышение эффективности работы силовых полупроводниковых преобразователей на основе векторных алгоритмов управления / Б. Ю. Васильев // Электричество. – 2014. – № 9. – С. 44-51.
41. Видакас Ю. А. Вопросы устойчивости стабилизированного автономного инвертора тока к внешним коротким замыканиям / Ю. А. Видакас, З. В. Грузенбер, А. А. Писарев, Г. В. Шмелева // Тр. ВНИИ электромеханики. –М., 1985. Вып. 77. – С.68-79.
42. Гагарин С. А. Автоматизированный синтез цифровых алгоритмов импульсного управления исполнительным механизмом привода с трёхфазным вентильным двигателем. Диссертация кандидата технических наук / Моск. авиационный. ин-т (МАИ ТУ). – 2019. – 200 с.
43. Герман-Галкин С. Г. Цифровые приводы с транзисторными преобразователями / С. Г. Герман-Галкин, В. Д. Лебедев, Б. А. Марков, Н. И. Чичерин. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986. – 248 с.
44. Герман-Галкин С. Г., Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0. – СПб.: Корона принт, 2001. - 320с.
45. Глазенко Т. А. Состояние и перспективы применения полупроводниковых преобразователей в приборостроении / Т. А. Глазенко, В. С. Томасов // Изв. Вузов. Приборостроение. 1996. – Т. 39. – № 3. - С. 5-12.
46. Грабовецкий Г. В. Некоторые тенденции в развитии приборов и устройств силовой электроники / Г. В. Грабовецкий, С. А. Харитонов, Е. Б. Преображенский, Ф. П. Кузнецов, М. Ф. Резниченко, В. П. Попов, Ю. И. Красников, В. М. Берестов // Химия в интересах устойчивого развития. – 2001. – № 9. – С. 921-928.

47. Гречко Э. Н. Автономные инверторы модуляционного типа / Э. Н. Гречко, В. Е. Тонкаль. – Киев: Наук, думка, 1983. – 304 с.
48. Донской Н. Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и энергетики / Н. Донской, А. Иванов, В. Матисон, И. Ушаков // Силовая электроника. – 2008. – № 1. – С. 43-46.
49. Дьяконов В., Круглов В. MATLAB. Анализ, идентификация и моделирование систем: Специальный справочник. – СПб: Питер, 2002. – 448 с.
50. Дьяконов В., Круглов В. Математические пакеты расширения MATLAB: Специальный справочник. – СПб: Питер, 2001. – 480 с.
51. Дьяконов В. П. Matlab 6/6.1/6.5 Simulink 4.5 в математике и моделированию. – М.: 2003. – 214 с.
52. Забродин Ю. С. Автономные тиристорные инверторы с широтно-импульсным регулированием / Ю. С. Забродин. – М.: Энергия, 1977. – 136 с.
53. Зиновьев Г. С. Автономные инверторы напряжения для частотного асинхронного электропривода. В кн.: Автоматизация производственных процессов / Г. С. Зиновьев, В. И. Попов. – Новосибирск, 1967. – Вып.5. – С. 227-238.
54. Зиновьев Г. С. Некоторые пути оптимизации способов управления преобразователями частоты типа инверторов напряжения / Г. С. Зиновьев, В. И. Попов, С. П. Безбородов и др. // Преобразовательная техника: Межвуз. сб. науч. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1976. – С. 57-66.
55. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие / Г. С. Зиновьев. – Изд. 2-е, испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
56. Зиновьев Г. С. Способ управления инвертором напряжения / Г. С. Зиновьев, Е. И. Уланов // Преобразовательная техника: Межвуз. сб. научн. трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1975. – С. 24-28.
57. Изосимов Д. Б. Байда С. В. Алгоритмы векторной широтно-импульсной модуляции трехфазного автономного инвертора напряжения // Электротехника. 2004, №4, с. 21-31.
58. Изосимов Д. Б., Рыбкин С. Е., Шевцов С. В. Симплексные алгоритмы управления трехфазным автономным инвертором напряжения с ШИМ. -Электротехника, 1993, №12, с. 14-20.
59. Калачев Ю. Н. Алгоритмы ШИМ в преобразователях частоты // Приводная техника. - 2011. - N 5. - С. 3-11
60. Калачев Ю. Н. Векторное регулирование (заметки практика) // Издательство: М.: ЭФО. – 2013. – 72 с.

61. Калашников Б. Е. Трехфазные автономные инверторы с улучшенным качеством выходного напряжения для частотно-регулируемых электроприводов / Б. Е. Калашников, И. И. Эпштейн // Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника. – 1980. – Вып. 6. – С. 7-9.
62. Калугин Н. Г. Исследование способов улучшения качества выходного напряжения инверторов напряжения, питающих разветвленную нагрузку: 05.09.12 - Силовая электроника: Диссертация кандидата технических наук / Н. Г. Калугин, Моск. энерг. ин-т (МЭИ ТУ). – 2004. – 219 с.
63. Карлов Б. Современные преобразователи частоты: методы управления и аппаратная реализация / Б. Карлов, Е. Есин // Силовая электроника. – 2004. – № 1. – С. 50-54.
64. Козаченко В. Высокопроизводительные модульные системы в управлении электроприводами / В. Козаченко, А. Жарков, Д. Алямкин // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. – № 8. – С. 84-89.
65. Козаченко В. Ф. Микроконтроллерная система управления преобразователями частоты для объектно-ориентированных асинхронных электроприводов насосов и вентиляторов / В. Ф. Козаченко, В. П. Миколаенко, А. Л. Кудряшов // Электротехника. – 1995. – № 7. – С. 29-33.
66. Козаченко В. Ф. Микроконтроллеры: Руководство по применению 16-разрядных микроконтроллеров Intel MCS-196/296 во встроенных системах управления. — М.: Эком. — 1997. — 688 с.
67. Кочетков В. Д. Системы регулирования электроприводов переменного тока с микропроцессорным управлением / В. Д. Кочетков, Л. Х. Дацковский, А. В. Бирюков, Ю. М. Гусяцкий, В. И. Роговой // Электротехническая промышленность. Сер. 08. Электропривод: Обзорная информация. – 1989. – Вып. 26. – 80 с.
68. Кузнецов М. С. Модернизация частотно-регулируемых асинхронных электроприводов серии ЭЧР при ограниченном информационном обеспечении// Диссертация на соискание степени кандидата технических наук. – Санкт-Петербург – 2007. – 190 с.
69. Кривицкий С. О. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами / С. О. Кривицкий, И. И. Эпштейн. – М.: Энергия, 1970. – 153 с.
70. Кривилев А. В. Методы проектирования цифровой системы управления мехатронного модуля привода с вентильным двигателем. Москва. МАИ – Принт, 2009 -191 с.
71. Лазарев Г. Высоковольтные преобразователи для частотно-регулируемого электропривода. Построение различных систем / Г. Лазарев // Новости электротехники. – 2005. – № 2 (32). – С. 30-36.

72. Ле Д. Т., Аверин С. В. Оптимизация алгоритмов коммутации в инверторах с векторной широтно-импульсной модуляцией. // Вестник Московского авиационного института. 2016. Т.23. №3. С. 155-164.
73. Ле Д. Т., Аверин С. В. Формирование векторной широтно-импульсной модуляции с исключением сквозных токов в трехфазном мостовом инверторе. // Вестник Московского авиационного института. 2016. Т.23. №4. С. 155 – 163.
74. Ле Д. Т., Аверин С. В. Упрощенный алгоритм векторной широтно-импульсной модуляции для регулирования скорости асинхронного двигателя. // Вестник Московского авиационного института. 2017. Т.24. №2. С. 176 – 184.
75. Ле Д. Т., Нгуен В. Ч. Улучшенный алгоритм векторной ШИМ для регулирования частоты вращения вала асинхронного двигателя// Сборник статей по материалам XXIII международной научно-практической конференции 28 февраля 2017. – Часть1. – С. 3-10.
76. Маевский О. А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: /Энергия, 1977. 280 с.
77. Малышков Г. М., Соловьев И. Н. Проектирование инверторов: Учебное пособие. – М.: Изд-во МАИ, 1995, –48 с.:ил.
78. Мальнев А. И. Обзор многоуровневых инверторов тока / А. И. Мальнев, И. А. Баховцев, Г. С. Зиновьев // Известия Томского политехнического университета. – 2015. – Т. 326. – № 7. – С. 15-26.
79. Маклаков А. С., Радионов А. А. Исследование векторной ШИМ с различными таблицами переключения силовых ключей трехуровневого преобразователя. // Электротехника: сетевой электронный журнал. – 2015. – С. 30-37.
80. Московка Александр Александрович. Автономные инверторы напряжения с симплексным управлением. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук Москва: МАИ, 2001. -148 с.: ил. РГБ ОД, 61 02-5/1053-0.
81. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М: Техносфера. 2011.
82. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника// Москва: Техносфера, 2005. – 632 с. ISBN 5-94836-051-2.
83. Машуков Е. В. Централизованные транзисторные преобразователи электроэнергии для систем электроснабжения летательных аппаратов / Е. В. Машуков, Д. А. Шевцов, Г. М. Ульященко, под ред. Е. В. Машуков. – М. МАИ, 2013. – 183 с.
84. Нейман Л. Р, Демичан К. С. Теоретические основы электротехники. В 2 т. Т1. – 3-е изд – Л. Энергоиздат, 1981.

85. Обухов С. Г. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения / С. Г. Обухов, Е. Е. Чаплыгин, Д. Е. Кондратьев // Электричество. – 2008. – № 7. – С. 23-31.
86. Обухов С. Г., Чаплыгин Е. Е., Кондратьев Д. Е. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения// Электричество, № 8, 2008, с. 23-31.
87. Орлов Ю. И. Поисковый алгоритм оптимизации выходного напряжения инвертора / Ю. И. Орлов, Ю. Н. Петренко // Техническая электродинамика. 1986. – № 4. – С. 50-57.
88. Плехов А. С., Зайцев А. И. Система управления электроприводом с автономным инвертором тока // Электротехнические комплексы и системы управления 2009, №2, с. 51-54.
89. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии/А. Крогерис, К. Рашевиц, Л. Рутманис и др.; Под ред. А. Крогериса. – Рига: Зинатне, 1969. 531 с.
90. Попов Б. Н. Анализ и синтез законов управления системой "импульсный усилитель мощности электродвигатель" / Б. Н. Попов // Изв. АН РФ. Теория и системы управления. – 1996. – № 3. – С. 94-102.
91. Попов Б. Н. Микропроцессорное управление синхронными трехфазными двигателями / Б. Н. Попов // Электротехника. – 1993. – № 1. – С. 32-37.
92. Попов Б. Н. Методы проектирования микропроцессорных устройств управления мехатронными модулями систем приводов/ Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук Москва: МАИ, 2001. -481 с.
93. Разработка и исследование систем управления тиристорными преобразователями типа инверторов напряжения и оценка их регулировочных свойств: отчет о НИР, этап 8 / Грабовецкий Г. В., Зиновьев Г. С. / № ГР 77017995; Инв. № Б 740589. – Новосибирск: НЭТИ, 1978. – 281 с.
94. Рудаков В. В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В. В. Рудаков, И. М. Столяров, В. А. Дартау. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отделение, 1987. – 136 с.
95. Сандлер А. С. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией для управления асинхронными двигателями / А. С. Сандлер, Ю. М. Гусяцкий. –М.: Энергия, 1968. – 96 с.
96. Слепов Н. Н. Широтно-импульсная модуляция / Н. Н. Слепов, Б. В. Дроздов. – М.: Энергия, 1978. – 192 с.
97. Смоляков С. В. Оптимальное регулирование выходного напряжения преобразователей частоты при широтно-импульсной модуляции. В кн.: Проблемы преобразовательной техники, ч.2 / С. В. Смоляков, В. О. Костенко. – Киев: ИЭД АНУССР, 1983. – С. 15-18.
98. Толстов Ю. Г. Автономные инверторы. В кн.: Преобразовательные устройства в электроэнергетике / Ю. Г. Толстов. – М.: Наука, 1964. – С. 3-8.

99. Тонкаль В. Е. Полупроводниковые преобразователи модуляционного типа с промежуточным звеном повышенной частоты / В. Е. Тонкаль, Л. П. Мельничук, А. В. Новосельцев, Ю. И. Дыхненко. – Киев: Наук. думка, 1981. – 252 с. 38.
100. Тонкаль В. Е. Синтез автономных инверторов модуляционного типа / В. Е. Тонкаль. – Киев: Наук. Думка, 1979. – 207 с.
101. Тутаев Г. М. Широко регулируемый энергоэффективный электропривод переменного тока на базе асинхронизированного вентильного двигателя. /Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Саранск: Национальный исследовательский мордовский государственный университет им. Н. П. Огарёва, 2017. 340 с.
102. Управление асинхронным двигателем с помощью цифрового сигнального микроконтроллера (По материалам журнала Design & Electronic) // Chip News: Новости о микросхемах. 1997. – № 1 (10). – С. 22-26.
103. Усольцев А. А. Частотное управление асинхронными двигателями: Учебное пособие. - СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006. - 94 с.
104. Усышкин Е. И. Спектры напряжений инверторов с широтно-импульсной модуляцией / Е. И. Усышкин // Электричество. 1969. – № 1. – С. 48-52.
105. Фам Туан Тхань. Разработка и исследование алгоритмов управления системой "Импульсный усилитель мощности - асинхронный двухфазный двигатель" тема диссертации и автореферата по ВАК 05.09.03, кандидат технических наук.
106. Фираго Б. И. Сравнительный анализ способов широтно-импульсной модуляции автономных инверторов напряжения / Б. И. Фираго, С. Н. Павлович, Э. Креспо // Изв. вузов. Электромеханика. 1990. – № 2. – С. 97-101.
107. Худяков В. Моделирование устройств силовой электроники. Урок 1. Основные инструменты Simulink // Силовая электроника. 2005. № 1.
108. Худяков В. Школа MATLAB. Урок 2. Библиотека SimPower System // Силовая электроника. 2005. № 2.
109. Худяков В. Школа MATLAB. Урок 3. Построение SPS-моделей с полупроводниковыми элементами // Силовая электроника. 2005. № 3
110. Худяков В. Школа MATLAB. Урок 4. Анализ динамических свойств устройств силовой электроники во временной области // Силовая электроника. 2005. № 4.
111. Худяков В. Школа MATLAB. Урок 5. Моделирование устройств силовой электроники. Анализ устройств силовой электроники в частотной области // Силовая электроника. 2006. № 1.

112. Хухтиков С. В. Исследование и разработка инверторов напряжения с ШИМ с пассивной фазой / Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва: МЭИ, 2013. 210 с.
113. Чаплыгин Е. Е. Инверторы напряжения и их спектральные модели: Учебное пособие по курсам "Автономные преобразователи" и "Моделирование электронных устройств и систем" по направлению "Электроника и микроэлектроника" / Е. Е. Чаплыгин, Моск. энерг. ин-т (ТУ). – М.: Изд-во МЭИ, 2003. – 64 с.
114. Чаплыгин Е. Е. Способы микропроцессорного управления автономными инверторами напряжения / Е. Е. Чаплыгин // Электротехника. – 1993. – № 11. – С. 44-48.
115. Чаплыгин Е. Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией., Учебное пособие. 2009. Интернет: сайт <http://promel2000.narod.ru>.
116. Чаплыгин Е. Е. Двухфазная широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения / Е. Е. Чаплыгин // Электричество. – 2009. – № 8. – С. 56-61.
117. Чаплыгин Е. Е. Исследование коэффициента передачи инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией / Е. Е. Чаплыгин, А.Е. Вилков // Электричество. – 2010. – № 8. – С. 52-59.
118. Чаплыгин Е. Е. Микропроцессорное управление автономными инверторами напряжения с ШИМ / Е. Е. Чаплыгин // Электричество. – 1994. – № 9. – С. 37-41.
119. Чаплыгин Е. Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: учебное пособие / Е. Е. Чаплыгин. – М.: Изд-во МЭИ. – 2009. – 56 с.
120. Чаплыгин Е. Е. Широтно-импульсная модуляция с пассивной фазой в трехфазных инверторах напряжения / Е. Е. Чаплыгин, С. В. Хухтиков // Электричество. – 2011. – № 5. – С. 53-61.
121. Чаплыгин Е. Е., Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией
122. Чаплыгин Е. Е., Хухтиков С. В. Способ управления автономным инвертором напряжения с векторной ШИМ. // Практическая силовая электроника, вып. 39, 2010, с. 40-43.
123. Чаплыгин Ю. Н. Вариационный метод исследования алгоритмов управления вентилями статических преобразователей / Ю. Н. Чаплыгин // Труды ВНИИ-электромеханики. – 1981. – Вып. 67. – С. 24-35.
124. Чернов С. С. Формализация алгоритмов переключения тиристоров трехфазного инвертора напряжения с прямоугольной ШИМ / С. С. Чернов // Изв. вузов. Электромеханика. – 1980. – № . – С. 386-391.

125. Чубуков К. А. Исследование и разработка вариантов широтно-импульсной модуляции в трехфазных автономных инверторах с двигательной нагрузкой // Автореферат диссертации на соискание ученой степени канд. техн. наук, Чебоксары, ЧГУ, 2010, 24 с.
126. A. M. Trzynadlowski, R. L. Kirlin, S. F. Legowski. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 2, pp. 173-181, 1997.
127. AL-Rawi O. Y. Switching angle optimization based genetic algorithms for harmonic reduction in three phase PWM strategy / O. Y. AL-Rawi, A. H. Shallal, M. S. Salih // *Diyala Journal of Engineering Sciences*. – 2011. – Vol. 04, No. 01. - P. 83-94.
128. Boller T. Optimal Pulsewidth Modulation of a Dual Three-Level Inverter System Operated from a Single DC / T. Boller, J. Holtz, A. K. Rathore // *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition - ECCE*, 2011. – P. 3406-3410.
129. Çetin N. O. Scalar PWM implementation methods for three-phase three-wire inverters / N. O. Çetin, A.M. Hava // *Electrical and Electronics Engineering. – ELECO 2009. – International Conference on Publication Year: 2009, Page(s): I-447 - I-451*.
130. Colak I. Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes / I. Colak, E. Kabalci, R. Bayindir // *Energy Conversion and Management*. – 2011. – Vol. 52. – P. 1114-1128.
131. Da Silva E. R. Pulsewidth modulation strategies: nonsinusoidal Carrier-based PWM and space vector modulation techniques / E. R. C. da Silva, E. C. dos Santos, JR., C. B. Jacobino // *IEEE Industrial Electronics Magazine*. – June 2011. – P. 37-45.
132. Der Broeck H. W. V. Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage - Space Vectors / H. W. V der Broeck, H.-C. Skudelny, G. V. Stanke // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 1988. – Vol. 24, No I. – P. 142-150.
133. Espinoza J. R. Selective Harmonic Elimination and Current/Voltage Control in Current/Voltage-Source Topologies: A Unified Approach / J. R. Espinoza, G. Joós, J. I. Guzmán, L. A. Morán, R. P. Burgos // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2001. - Vol. 48, No. 1. – P. 71-81.
134. Freeland S.D. Techniques for the Practical Application of Duality to Power Circuits / S.D. Freeland // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 1992. – Vol. 7, No. 2. – P. 374-384.
135. Gupta K.K. Comprehensive review of a recently proposed multilevel inverter / K.K. Gupta, S. Jain // *IET Power Electron*. – 2014. – Vol. 7, Iss. 3. – P. 467-479.
136. Hava A. M. High-Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm / A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo // *IEEE Transactions Industry Applications*. – 1998. – Vol. 34, No. 5. – P. 1059-1071.

- 137.Hava A. M. Performance Analysis of Reduced Common-Mode Voltage PWM Methods and Comparison with Standard PWM Methods for Three-Phase Voltage-Source Inverters / A. M. Hava, E. Un // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, No. 1. – P. 241-252.
- 138.Himamshu V. Prasad Analysis and Comparison of Space Vector Modulation Schemes for Three-Leg and Four-Leg Voltage Source Inverters // Virginia Polytechnic Institute and State University, 1997.
- 139.Holtz J. “Pulsewidth modulation for electronic power conversion,” Proc. IEEE, vol. 82, pp. 1194–1214, Aug. 1994.
- 140.Holtz J. On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range Including the Six-Step Mode / J. Holtz, W. Lotzkat, A. M. Khambadkone // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1993. – Vol. 8, No. 4. – P. 546-553. 36. Kerkman R. J., Leggate D., Seibel B. J., Rowan T. M. Operation of PWM voltage source inverters in the overmodulation region. – IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1996. – Vol. 43, No 1. – P. 132-141.
- 141.Holtz J. Optimal Control of a Dual Three-Level Inverter System for Medium-Voltage Drives / J. Holtz, N. Oikonomou // Journal: IEEE Transactions on Industry Applications - IEEE Transactions on Industry Applications. – 2010. – Vol. 46, No. 3. – P. 1034-1041.
- 142.IGBT and MOSFET power modules. Application Handbook. SEMIKRON International. 2010.
- 143.Iqbal A. Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multiphase VSIs / A. Iqbal, E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic // Proc. IEEE Power Elec. Spec. Conf. PESC, Jeju, Korea. – 2006 – P. 2871–2877.
- 144.Jeevananthan S. Inverted Sine Carrier for Fundamental Fortification in PWM Inverters and FPGA Based Implementations / S. Jeevananthan, R. Nandhakumar, P. Dananjayan // Serbian Journal of Electrical Engineering. – 2007. – Vol. 4, No. 2. – P. 171-187.
- 145.Kumar R. High-Performance SVPWM-VCIM Drive with Adaptive Neuro-Fuzzy Speed Controller / R. Kumar, R.A. Gupta, R. S. Surjuse // International Journal of Computer and Electrical Engineering. – 2010. – Vol. 2, No. 1. – P. 1793-8163.
- 146.Liaw C. M. Analysis, design and Implementation of a random frequency PWM inverter / C. M. Liaw, Y. M. Lin, C. H. Wu, K. I. Hwu // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2000. – Vol. 15, No. 5. – P. 843-854.
- 147.López O. Multilevel Multiphase Space Vector PWM Algorithm / O. López, J. Álvarez, J. Doval-Gandoy, F. D. Freijedo // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2008. – Vol. 55, No. 5. – P. 1933-1942.

148. M. V. The universal control system for semiconductor converters with PWM / M. V. Balagurov, A. V. Sidorov, D. V. Korobkov, M. A. Zharkov, D. A. Shtein, I. O. Bessonov // 16 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM): [proc.], Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2015. – IEEE, 2015. – P. 379-383.
149. Mao X. Optimal variable switching frequency scheme for reducing switching loss in single-phase inverters based on time-domain ripple analysis / X. Mao, R. Ayyanar, H. Krishnamurthy // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, No. 4. – P. 991-1001.
150. McGrath B. P. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters / B. P. McGrath, D. G. Holmes // IEEE Transactions on Industrial Electronic. – 2002. – Vol. 49, No. 4. – P. 858-867.
151. Mc-Murray W. Modulation of the Chopping frequency in Choppers and PWM inverter / W. Mc-Murray // IEEE Transfctions. – 1984. – Vol. 1A-20, № 4. – P. 763-868.
152. Narayanan G. Synchronised PWM strategies based on space vector approach. Part 1: Principles of waveform generation / G. Narayanan, V. T. Ranganathan // IEE Proc - Electr. Power Appl. – 1999. - Vol. 146, No. 3. – P. 267-275.
153. Narayanan G. Synchronised PWM strategies based on space vector approach. Part 2: Performance assessment and application to V/f drives / G. Narayanan, V. T. Ranganathan // IEE Proc -Electr. Power Appl. – 1999. – Vol. 146, No. 3. – P. 276-281.
154. Ogasawa S., Akagi H., and Nabae A. A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverter Based on Space Vector Theory. European Power Electronics Conference, Aachen, Germany, Oct. 1989, pp. 1197-1202.
155. Pinheiro, H. Space vector modulation for voltage-source inverters: a unified approach / H. Pinheiro, F. Botteron, C. Rech, L. Schuch, R. F. Camargo, H. L. Hey, H. A. Grundling, J. R. Pinheiro // IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]. – 2002, Volume: 1. – P. 23-29.
156. Rathore A. K. Synchronous Optimal Pulsewidth Modulation for Low-Switching-Frequency Control of Medium Voltage Multilevel Inverters / A. K. Rathore, J. Holtz, T. Boller // Journal: IEEE Transactions on Industrial Electronics - 2010. – Vol. 57, No. 7. – P. 2374-2381.
157. Renukadevi G. Performance Investigation of Multi-phase VSI with Simple PWM Switching Techniques / G. Renukadevi, K. Rajambal // IJE Transactions C: Aspects. – 2013. – Vol. 26, No. 3. – P. 289-296.
158. Ryu H.-M. Analysis of Multiphase Space Vector Pulse-Width Modulation Based on Multiple d-q Spaces Concept / H.-M. Ryu, J. H. Kim, S.-K. Sul // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2005. – Vol. 20, No. 6. – P. 1364-1371.
159. Shiny G. A Fractal based Space Vector PWM Scheme for General n-Level Inverters / G. Shiny, M. R. Baiju // The 2010 International Power Electronics Conference. – P. 847-854.

160. Tian K. A New Space Vector Modulation Technique for Common-Mode Voltage Reduction in both Magnitude and Third-Order Component / K. Tian, J. Wang, B. Wu, D. Xu, Z. Cheng, N. R. Zargari // Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2014. – P. 5472-5478.
161. Un E. A Near-State PWM Method with Reduced Switching Losses and Reduced Common-Mode Voltage for Three-Phase Voltage Source Inverters / E. Un, A.M. Hava // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2009. – Vol. 45, No. 2. – P. 782-793.
162. Zhang W.-F. Comparison of Three SVPWM Strategies / Wei-Feng Zhang, Yue-Hui Yu // Journal of Electronic Science and Technology of China. – 2007. – Vol. 5, No. 3. – P. 283-287.
163. Zhou D. Experimental Comparisons of Space Vector Neutral Point Balancing Strategies for Three-Level Topology / D. Zhou, D. G. Rouaud // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2001. - Vol. 16, iss. 6. – P. 872–879.
164. Zhou K. Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis / K. Zhou, D. Wang // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2002. – Vol. 49, No. 1. – P. 186-196.
165. Jin-Woo Jung. Project #2 Space vector PWM inverter // Mechatronic systems laboratory department of electrical and computer engineering the OHIO state university. – 2005. P 35.
166. Нейман Л. Р, Демичан К. С. Теоретические основы электротехники. В 2 т. Т1. – 3-е изд – Л. Энергоиздат, 1981.

Приложение I Таблицы результатов моделирования

1. Результаты моделирования работы АД при синусоидальном напряжении питания статора:

Частота $f (Hz)$	Скорость ω, c^{-1}	Момент $M (N \cdot m)$	Амплитуда тока фазы $I (A)$
$f = 10$	15.4197	0.00185	1.505
$f = 50$	77.9218	0.00935	2.3075
$f = 300$	467.73085	0.05613	2.4265

2. Результаты моделирования управления АД в режиме классической векторной ШИМ.

Параметры формируемых векторов определены для случая 2.

– при частоте 10 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M (N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.007881	0.0026	0.05815	1.104
10	0.007097	0.00114	0.025325	0.507
15	0.006803	0.00063	0.01592	0.33814
20	0.006642	0.00048	0.01157	0.2607
25	0.006555	0.000375	0.00905	0.217
30	0.0065485	0.000295	0.007443	0.0885

– при частоте 50 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M (N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.0168	0.00095	0.088	0.6125
10	0.0152158	0.0004	0.04404	0.2425
15	0.014549	0.000145	0.0293	0.1125
20	0.014263	0.000139	0.2215	0.056
25	0.0141	0.000175	0.01794	0.0357
30	0.014	0.000162	0.01515	0.0243

– при частоте 300 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M (N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.098997	0.00015	0.04534	0.6268
10	0.0864208	0.000165	0.02637	0.23584
15	0.082097	0.00018	0.02172	0.11375
20	0.0807385	0.000195	0.02087	0.0865
25	0.079929	0.00019	0.01992	0.064
30	0.0793805	0.000185	0.01987	0.0585

3. Результаты моделирования управления АД в режиме векторной ШИМ по варианту 1. Параметры формируемых векторов определены для случаев 1, 2.

*** Случай 1:**

– при частоте 10 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.007495	0.0025	0.05815	0.995
10	0.00675	0.0012	0.02655	0.378
15	0.0065565	0.00097	0.01795	0.202
20	0.006469	0.00092	0.01365	0.122
25	0.0064205	0.00089	0.01135	0.085
30	0.006387	0.00086	0.00983	0.055

– при частоте 50 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.01621	0.001	0.09065	0.5925
10	0.01481	0.001	0.05065	0.2275
15	0.01436	0.001	0.03915	0.1425
20	0.01414	0.001	0.03325	0.1025
25	0.014005	0.0011	0.02795	0.0805
30	0.0139175	0.00105	0.02735	0.0655

– при частоте 300 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.0929035	0.00012	0.02987	0.364
10	0.084802	0.00018	0.02387	0.1685
15	0.082097	0.0002	0.02172	0.10375
20	0.0807385	0.00021	0.02087	0.0765
25	0.079929	0.00022	0.01992	0.054
30	0.0793805	0.00021	0.01987	0.0485

*** Случай 2:**

– при частоте 10 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.0077445	0.00251	0.05815	1.005
10	0.006948	0.001	0.02515	0.41
15	0.006715	0.0006	0.0158	0.24
20	0.006602	0.00042	0.01155	0.1614
25	0.006535	0.00032	0.00905	0.115
30	0.0064935	0.000255	0.00744	0.0881

– при частоте 50 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.01634	0.0008	0.08515	0.5575
10	0.0149035	0.00033	0.04215	0.2025
15	0.014425	0.0001	0.02815	0.0925
20	0.0141943	0.000115	0.02155	0.0425
25	0.0140475	0.00015	0.01745	0.0225
30	0.0139528	0.000135	0.01485	0.0068

– при частоте 300 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.092869	0.000085	0.0286	0.3595
10	0.0847759	0.000127	0.02055	0.15605
15	0.0819978	0.000145	0.01812	0.0925
20	0.0807215	0.00017	0.01687	0.0545
25	0.079911	0.00016	0.01623	0.0435
30	0.0793695	0.000165	0.01587	0.0315

4. Результаты моделирования управления АД в режиме векторной ШИМ по варианту 2.
Параметры формируемых векторов определены для случаев 1, 2.

* *Случай 1:*

– при частоте 10 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.008365	0.0055	0.12325	2.558
10	0.00682	0.002	0.05415	1.095
15	0.00657	0.0014	0.03455	0.67
20	0.006474	0.00112	0.02545	0.483
25	0.00642	0.001	0.02055	0.374
30	0.006385	0.0009	0.01715	0.307

– при частоте 50 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.016149	0.00252	0.17715	1.0625
10	0.0147665	0.00133	0.09365	0.4425
15	0.014339	0.00118	0.06655	0.2665
20	0.014125	0.0011	0.0537	0.17455
25	0.013998	0.00108	0.0457	0.1325
30	0.0139	0.0008	0.04065	0.105

– при частоте 300 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.092367	0.0002	0.05237	0.3535
10	0.08467	0.0002	0.03507	0.124
15	0.082038	0.0002	0.02957	0.0776
20	0.0807095	0.00021	0.02652	0.0535
25	0.0799075	0.00021	0.02487	0.0415
30	0.079371	0.00022	0.02387	0.0335

***Случай 2:**

– при частоте 10 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.008625	0.0053	0.1232	2.55
10	0.007025	0.0019	0.05315	1.095
15	0.006775	0.0019	0.03265	0.695
20	0.0066065	0.00067	0.02335	0.509
25	0.006536	0.00048	0.01815	0.4059
30	0.0064925	0.00035	0.01515	0.3355

– при частоте 50 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.016275	0.0025	0.17315	1.0825
10	0.01486	0.00068	0.08385	0.4425
15	0.01441	0.00044	0.05565	0.2425
20	0.01418	0.00026	0.04195	0.14875
25	0.0140365	0.00018	0.03378	0.0918
30	0.013954	0.00012	0.02835	0.0555

– при частоте 50 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.0923415	0.00017	0.05172	0.354
10	0.08464	0.00014	0.03217	0.1165
15	0.0820478	0.000151	0.02587	0.066
20	0.0806899	0.000157	0.02267	0.0405
25	0.0798898	0.000165	0.02082	0.024
30	0.079355	0.00016	0.0195	0.012

5. Результаты моделирования управления АД в режиме векторной ШИМ по варианту 3. Параметры формируемых векторов определены для случаев 1, 2.

***Случай 1:**

– при частоте 10 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.00821	0.0051	0.12115	2.545
10	0.00723	0.004	0.05415	1.095
15	0.00680	0.00143	0.03445	0.67
20	0.00652	0.00112	0.02555	0.475
25	0.00730	0.00104	0.02045	0.374
30	0.00639	0.00098	0.01715	0.307

– при частоте 50 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.0167925	0.00255	0.17645	1.0065
10	0.014945	0.0013	0.09265	0.4595
15	0.01442	0.0012	0.06765	0.2825
20	0.014175	0.0011	0.05365	0.2025
25	0.014025	0.0011	0.04615	0.1551
30	0.013935	0.0011	0.04065	0.0061

– при частоте 300 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.0935855	0.00019	0.05037	0.4755
10	0.084973	0.0002	0.03517	0.2165
15	0.082171	0.00021	0.02916	0.1335
20	0.080784	0.00022	0.02677	0.1032
25	0.0799558	0.000225	0.02487	0.0755
30	0.0794048	0.000225	0.02387	0.0745

* *Случай 2:*

– при частоте 10 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.008611	0.0065	0.11815	2.535
10	0.0070975	0.00175	0.05315	1.095
15	0.0067675	0.00095	0.03265	0.695
20	0.0066285	0.00062	0.02295	0.508
25	0.0065525	0.00049	0.01815	0.405
30	0.006505	0.0003	0.01495	0.34

– при частоте 50 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.016935	0.0025	0.17065	1.0475
10	0.01504	0.00066	0.08365	0.4225
15	0.0144885	0.00037	0.05565	0.2425
20	0.014227	0.00026	0.04225	0.1505
25	0.014072	0.00014	0.03365	0.0975
30	0.01397	0.0001	0.02825	0.064

– при частоте 300 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.0935605	0.00015	0.05037	0.4735
10	0.0849465	0.00015	0.03192	0.2035
15	0.0821495	0.00015	0.02602	0.1235
20	0.080765	0.00016	0.02287	0.0835
25	0.079938	0.00016	0.02092	0.0605
30	0.079383	0.00016	0.01967	0.0455

6. Результаты моделирования управления АД в режиме векторной ШИМ по варианту 4. Параметры формируемых векторов определены для случая 2.

а) Результаты моделирования при траектории формируемых векторов по окружности – при частоте 10 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.007565	0.0055	0.12455	2.536
10	0.00686	0.0018	0.05283	1.095
15	0.0066725	0.00101	0.03265	0.69
20	0.0065775	0.00065	0.02341	0.5052
25	0.0065185	0.00045	0.01815	0.404
30	0.006479	0.00038	0.01487	0.33868

– при частоте 50 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.0153535	0.00237	0.17315	1.0425
10	0.014594	0.0007	0.08422	0.4205
15	0.0142545	0.00039	0.05595	0.2375
20	0.014075	0.0003	0.04206	0.1625
25	0.013955	0.00022	0.03387	0.1177
30	0.013882	0.00024	0.02845	0.0875

– при частоте 300 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.0771565	0.00041	0.05649	0.5135
10	0.0775525	0.00023	0.03426	0.2455
15	0.077411	0.0002	0.02723	0.1545
20	0.077286	0.0002	0.02367	0.10826
25	0.077197	0.0002	0.02157	0.0811
30	0.0771191	0.000193	0.02017	0.0635

б) Результаты моделирования при траектории формируемых векторов по равностороннему шестиугольнику
– при частоте 300 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.00729	0.0054	0.12943	2.65
10	0.006605	0.002	0.05775	1.1318
15	0.0064575	0.00135	0.03658	0.6715
20	0.0063885	0.00109	0.02694	0.4644
25	0.0063475	0.00101	0.0215	0.357
30	0.0063185	0.00097	0.01815	0.29332

– при частоте 50 Гц

Таблица 27 Результаты моделирования при частоте 50 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.015115	0.00270	0.18338	1.0725
10	0.01434	0.0015	0.09665	0.46755
15	0.014007	0.00126	0.06965	0.3025
20	0.0138275	0.00125	0.05565	0.22545
25	0.0137175	0.00119	0.048	0.1796
30	0.0136425	0.00115	0.04256	0.14925

– при частоте 300 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.076691	0.00034	0.05995	0.5086
10	0.076668	0.0003	0.03857	0.2535
15	0.0763345	0.00029	0.03175	0.1645
20	0.076104	0.00028	0.02807	0.1215
25	0.0759148	0.000265	0.02638	0.098
30	0.0757983	0.000265	0.02507	0.07985

в) Результаты моделирования при траектории формируемых векторов по другому виду

– при частоте 10 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.007555	0.0053	0.12475	2.541
10	0.006845	0.0019	0.0532	1.095
15	0.0066565	0.00097	0.03286	0.6875
20	0.006561	0.00066	0.02365	0.5045
25	0.0065035	0.00047	0.01841	0.4016
30	0.0064625	0.00039	0.01503	0.3364

– при частоте 300 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.0153475	0.00235	0.17265	1.0425
10	0.014575	0.00072	0.08465	0.42335
15	0.014234	0.00044	0.05665	0.2433
20	0.01405	0.00034	0.04313	0.1665
25	0.013937	0.0003	0.03504	0.1225
30	0.01386	0.00028	0.0297	0.0925

– при частоте 300 Гц

n	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, A$
5	0.077156	0.00032	0.05677	0.50885
10	0.0774935	0.00023	0.03452	0.2456
15	0.077322	0.00022	0.02763	0.1554
20	0.077177	0.00022	0.02414	0.1095
25	0.077073	0.0002	0.02202	0.08242
30	0.076998	0.0002	0.02057	0.0635

7. Результаты моделирования управления АД в режиме векторной ШИМ по варианту 5. Параметры формируемых векторов определены для случая 2. Траектория по окружности – при частоте 300 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.00857	0.0054	0.12465	2.56
10	0.007045	0.0021	0.05275	1.11335
15	0.0067445	0.00115	0.03254	0.695
20	0.0066175	0.00071	0.0234	0.51171
25	0.0065515	0.00063	0.01875	0.407
30	0.0065065	0.00053	0.01495	0.34218

– при частоте 50 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.016215	0.0025	0.17245	1.076
10	0.0148648	0.000965	0.08442	0.4425
15	0.0144075	0.00065	0.0563	0.251
20	0.014182	0.00056	0.04245	0.17387
25	0.014043	0.00034	0.03401	0.1256
30	0.01395	0.00032	0.02842	0.0925

– при частоте 300 Гц

n	$\Delta\omega_y$ с^{-1}	$\Delta\omega$ с^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	$\Delta I, \text{A}$
5	0.0912385	0.00019	0.05467	0.7315
10	0.0846406	0.000163	0.03267	0.367
15	0.0819708	0.000155	0.02687	0.2305
20	0.08069	0.00017	0.02387	0.1669
25	0.079881	0.00017	0.02122	0.126
30	0.0793563	0.000175	0.01987	0.1035

8 Результаты управления АД в режиме векторной ШИМ по методу равного разделения формируемого вектора напряжения при варианте 4.

а) Результаты моделирования при $m=15$ и $n=1$ при частотах $f=10, 50, 300$ Гц

f Гц	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	ΔI , А
10	0.01071	0.0084	0.06091	1.015
50	0.01717	0.0035	0.08693	1.4225
300	0.0739455	0.00045	0.04999	1.37408

б) Результаты моделирования при $m=5$ и $n=3$ при частотах $f=10, 50, 300$ Гц

f Гц	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	ΔI , А
10	0.00953	0.0028	0.04239	0.7758
50	0.01696	0.0012	0.07065	0.9571
300	0.0870285	0.000665	0.0657	1.0525

в) Результаты моделирования при $m=3$ и $n=5$ при частотах $f=10, 50, 300$ Гц

f Гц	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	ΔI , А
10	0.007949	0.00182	0.03915	0.7419
50	0.014575	0.00122	0.06665	0.8425
300	0.076688	0.0006	0.06622	0.88675

г) Результаты моделирования при $m=1$ и $n=15$ при частотах $f=10, 50, 300$ Гц

f Гц	$\Delta\omega_y$ c^{-1}	$\Delta\omega$ c^{-1}	$\Delta M(N \cdot m)$	ΔI , А
10	0.0066725	0.00101	0.03265	0.69
50	0.0142545	0.00039	0.05595	0.2375
300	0.077411	0.0002	0.02723	0.1545

Приложение II Программа работы микроконтроллера

Код программы управления АД в режиме векторной ШИМ, например, в случае $n=3$ и для варианта 4 (Аналогично для любых чисел n).

```
#include    <p30f4012.h>

    _FOSC (CSW_FSCM_OFF & FRC_PLL4);
    _FWDT(WDT_OFF);
    _FBORPOR (PBOR_OFF & MCLR_EN);
    _FGS(CODE_PROT_OFF);

//-----

#define      PWM_PORT PORTE          // Сигналы PWM порта E #define  PWM_TRIS
        TRISE          // Triristor 3 для записи состояния сигналов PWM

#define      PWM_LAT          LATE          // Triristor для фиксирования сигналов PWM

#define      Fcy    8000000          // Частота реализации команды
#define      Fpwm 40000          // Частота PWM = 40 kHz

// prototype
void Init_PORTS(void);
void LED_toggle(void);

//-----

//Главная программа

int main(void) {
    Init_PORTS();          //Создать порты I/O
    LED_toggle();
    while (1) Nop();
}

//Подпрограмма для создания портов I/O,

void Init_PORTS(void) {
    PWM_LAT = 0;          // Делить Triristor для фиксирования сигналов PWM
    PWM_TRIS = 0xFFC0;    // Сигналы PWM в портах RE0...RE5
    //PORTE = 0x003F;
```

```

        TRISB = 0x0001;                                // RB0 - input analog AN0, Остальные - Output
    }
    void LED_toggle(void)
    {
        long i = 200;
        //long j=0;
        while(1)
        {
            /* SECTOR 1 */
            PORTE = 0x002A; /* V0 */
            __delay32(i);
            PORTE = 0x0028; /* V03 */
            __delay32(2);
            PORTE = 0x0029; /* V4 */
            __delay32(652);
            PORTE = 0x0021; /* V41 */
            __delay32(2);
            PORTE = 0x0025; /* V6 */
            __delay32(239);
            PORTE = 0x0020; /* V01 */
            __delay32(2);
            PORTE = 0x002A; /* V0 */
            __delay32(i);
            PORTE = 0x002A; /* V0 */
            __delay32(i);
            PORTE = 0x0028; /* V03 */
            __delay32(2);
            PORTE = 0x0029; /* V4 */
            __delay32(461);
            PORTE = 0x0021; /* V41 */
            __delay32(2);
            PORTE = 0x0025; /* V6 */
            __delay32(461);
            PORTE = 0x0020; /* V01 */

```

```

__delay32(2);
    PORTE = 0x002A; /* V0 */
    __delay32(i);
PORTE = 0x002A; /* V0 */
    __delay32(i);
    PORTE = 0x0028; /* V03 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0029; /* V4 */
    __delay32(239);
    PORTE = 0x0021; /* V41 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0025; /* V6 */
    __delay32(652);
    PORTE = 0x0020; /* V01 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A; /* V0 */
    __delay32(i);

    /* SECTOR 2 */

    PORTE = 0x002A; /* V0 */
    __delay32(i);
    PORTE = 0x0020; /* V01 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0025; /* V6 */
    __delay32(652);
    PORTE = 0x0024; /* V21 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0026; /* V2 */
    __delay32(239);
    PORTE = 0x0022; /* V05 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A; /* V0 */
    __delay32(i);
PORTE = 0x002A; /* V0 */

```

```

    __delay32(i);
    PORTE = 0x0020; /* V01 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0025; /* V6 */
    __delay32(461);
    PORTE = 0x0024; /* V21 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0026; /* V2 */
    __delay32(461);
    PORTE = 0x0022; /* V05 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A; /* V0 */
    __delay32(i);
PORTE = 0x002A; /* V0 */
    __delay32(i);
    PORTE = 0x0020; /* V01 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0025; /* V6 */
    __delay32(239);
    PORTE = 0x0024; /* V21 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0026; /* V2 */
    __delay32(652);
    PORTE = 0x0022; /* V05 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A; /* V0 */
    __delay32(i);

    /* SECTOR 3 */
    PORTE = 0x002A; /* V0 */
    __delay32(i);
    PORTE = 0x0022; /* V05 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0026; /* V2 */
    __delay32(652);

```

```

    PORTE = 0x0006; /* V24 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0016; /* V3 */
    __delay32(239);
    PORTE = 0x0002; /* V04 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A; /* V0 */
    __delay32(i);
PORTE = 0x002A; /* V0 */
    __delay32(i);
    PORTE = 0x0022; /* V05 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0026; /* V2 */
    __delay32(461);
    PORTE = 0x0006; /* V24 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0016; /* V3 */
    __delay32(461);
    PORTE = 0x0002; /* V04 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A; /* V0 */
    __delay32(i);
PORTE = 0x002A; /* V0 */
    __delay32(i);
    PORTE = 0x0022; /* V05 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0026; /* V2 */
    __delay32(239);
    PORTE = 0x0006; /* V24 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0016; /* V3 */
    __delay32(652);
    PORTE = 0x0002; /* V04 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A; /* V0 */

```

```

__delay32(i);
/* SECTOR 4 */
PORTE = 0x002A;
__delay32(i);
PORTE = 0x0002; /* V04 */
__delay32(2);
PORTE = 0x0016;
__delay32(652);
PORTE = 0x0012; /* V14 */
__delay32(2);
PORTE = 0x001A;
__delay32(239);
PORTE = 0x000A; /* V06 */
__delay32(2);
PORTE = 0x002A;
__delay32(i);
PORTE = 0x002A;
__delay32(i);
PORTE = 0x0002; /* V04 */
__delay32(2);
PORTE = 0x0016;
__delay32(461);
PORTE = 0x0012; /* V14 */
__delay32(2);
PORTE = 0x001A;
__delay32(461);
PORTE = 0x000A; /* V06 */
__delay32(2);
PORTE = 0x002A;
__delay32(i);
PORTE = 0x002A;
__delay32(i);
PORTE = 0x0002; /* V04 */
__delay32(2);
PORTE = 0x0016;

```



```

    __delay32(239);
    PORTE = 0x0012; /* V14 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x001A;
    __delay32(652);
    PORTE = 0x000A; /* V06 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A;
    __delay32(i);

    /* SECTOR 5 */
    PORTE = 0x002A;
    __delay32(i);
    PORTE = 0x000A; /* V06 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x001A;
    __delay32(652);
    PORTE = 0x0018; /* V12 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0019;
    __delay32(239);
    PORTE = 0x0008; /* V02 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A;
    __delay32(i);
PORTE = 0x002A;
    __delay32(i);
    PORTE = 0x000A; /* V06 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x001A;
    __delay32(461);
    PORTE = 0x0018; /* V12 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0019;
    __delay32(461);

```

```

    PORTE = 0x0008; /* V02 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A;
    __delay32(i);
PORTE = 0x002A;
    __delay32(i);
    PORTE = 0x000A; /* V06 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x001A;
    __delay32(239);
    PORTE = 0x0018; /* V12 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0019;
    __delay32(652);
    PORTE = 0x0008; /* V02 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A;
    __delay32(i);

    /* SECTOR 6 */
    PORTE = 0x002A;
    __delay32(i);
    PORTE = 0x0008; /* V02 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0019;
    __delay32(652);
    PORTE = 0x0009; /* V42 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0029;
    __delay32(239);
    PORTE = 0x0028; /* V03 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A;
    __delay32(i);
PORTE = 0x002A;

```

```

    __delay32(i);
    PORTE = 0x0008; /* V02 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0019;
    __delay32(461);
    PORTE = 0x0009; /* V42 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0029;
    __delay32(461);
    PORTE = 0x0028; /* V03 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A;
    __delay32(i);
PORTE = 0x002A;
    __delay32(i);
    PORTE = 0x0008; /* V02 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0019;
    __delay32(239);
    PORTE = 0x0009; /* V42 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x0029;
    __delay32(652);
    PORTE = 0x0028; /* V03 */
__delay32(2);
    PORTE = 0x002A;
    __delay32(i);
}
}

```