Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Самарский государственный технический университет»

На правах рукописи

Рокало Даниил Юрьевич

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ СЛЕДЯЩИЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ТРАПЕЦЕИДАЛЬНЫМ ФАЗНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

> Научный руководитель: доктор технических наук, профессор Стариков А.В.

Самара 2019

ОГЛАВЛЕНИЕ

Вве	Введение				
1	Принципы построения и основные особенности современных				
	следящих электроприводов переменного тока	14			
1.1	Принципы структурного построения современных следящих				
	электроприводов переменного тока	14			
1.2	Способы коммутации силовых транзисторов, применяемые				
	в частотных преобразователях электроприводов				
	переменного тока	19			
1.3	Известные дискретные модели цифровых следящих электроприводов				
	переменного тока	23			
1.4	Выводы по первой главе	25			
2	Теоретическое обоснование применения силовых преобразователей				
	с трапецеидальной формой фазного напряжения в следящих				
	электроприводах переменного тока	26			
2.1	Анализ действующего значения и гармонического состава выходного				
	напряжения частотных преобразователей с $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией				
	транзисторов	26			
2.2	Анализ действующего значения и гармонического состава выходного				
	напряжения частотных преобразователей с π-коммутацией				
	транзисторов	32			
2.3	Анализ действующего значения и гармонического состава выходного				
	напряжения частотного преобразователя с трапецеидальной формой				
	выходного фазного напряжения	37			
2.4	Влияние трапецеидального фазного напряжения на вращение				
	магнитного поля трехфазного двигателя переменного тока	42			

2.5 Анализ вращения магнитного поля трехфазного двигателя переменного
тока в частотных преобразователях с $\frac{2}{3}\pi$ - и π -коммутацией
транзисторов
2.6 Выводы по второй главе
3 Разработка и исследование энергоэффективного частотного
преобразователя, формирующего трапецеидальную форму фазного
напряжения
3.1 Функциональная схема и принцип работы частотного преобразователя,
формирующего трапецеидальное фазное напряжение на статорных
обмотках двигателя переменного тока59
3.2 Цифровой модулятор для формирования трапецеидального
фазного напряжения62
3.3 Исследование гармонического состава выходного сигнала частотного
преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение,
с учетом процессов широтно-импульсной модуляции
3.4 Влияние способа формирования трапецеидального фазного
напряжения на гармонический состав выходного сигнала частотного
преобразователя
3.5 Экспериментальные исследования частотного преобразователя
с трапецеидальным фазным напряжением
3.6 Выводы по третьей главе91
4 Принцип построения и математическая модель быстродействующего
следящего электропривода переменного тока при реализации
на программируемой логике93
4.1 Структурная схема и методика выбора параметров быстродействующего
следящего электропривода переменного тока
4.2 Функциональные схемы цифровых регуляторов следящего
электропривода переменного тока при технической реализации
на программируемой логике97

4.3 Математическая модель цифрового следящего электропривода			
переменного тока с учетом разных периодов дискретизации			
в регуляторах1	02		
4.4 Оценка адекватности дискретной математической модели цифрового			
следящего электропривода методом компьютерного моделирования	106		
4.5 Экспериментальные исследования следящего электропривода			
переменного тока с разными периодами дискретизации отдельных			
составляющих закона регулирования	114		
4.6 Выводы по четвертой главе	119		
Заключение	121		
Библиографический список	123		
Приложения	133		
Приложение 1. Акт об использовании результатов диссертационной работы			
Рокало Д.Ю. в ЗАО «Стан–Самара»			
Приложение 2. Акт об использовании результатов диссертационной работы			
Рокало Д.Ю. в учебном процессе ФГБОУ ВО «Самарский государственный			
технический университет»	135		

введение

Актуальность работы

Электропривод переменного тока находит широкое применение во всех отраслях промышленности. При этом следует отметить, что во всем мире, начиная с 70-х годов 20 века, электропривод переменного тока стал вытеснять электропривод постоянного тока в областях, которые требуют регулирования скорости и положения исполнительного механизма. Это объясняется тем, что асинхронные и синхронные двигатели превосходят двигатели постоянного тока по конструктивной простоте, надежности и эксплуатационным характеристикам. В связи с этим в настоящее время интерес к электроприводам переменного тока непрерывно растет.

Особую роль в промышленности играют следящие электроприводы переменного тока, быстродействие которых в основном определяет динамическую точность прецизионного оборудования, например, станков и промышленных роботов. Поэтому исследования, направленные на повышение быстродействия следящих электроприводов переменного тока, являются актуальной задачей.

Однако следует отметить, что кроме быстродействия любой электропривод характеризуется энергетической эффективностью, которая определяется в частности потерями в элементах привода. Структура этих потерь сложна, однако одним из аспектов повышения энергетической эффективности следящего электропривода переменного тока является снижение коммутационных потерь в силовых транзисторах частотного преобразователя. Поэтому работы, направленные на уменьшение этих потерь в сочетании с обеспечением малых коэффициентов высших гармоник в выходном сигнале инвертора, также являются актуальными.

Современная тенденция в развитии следящих электроприводов переменного тока заключается в применении разных периодов дискретизации при вычислении составляющих закона регулирования и программируемой логики при технической

реализации отдельных элементов привода. При этом актуальной является задача создания аналитических математических моделей цифровых следящих электроприводов переменного тока с учетом разных периодов дискретизации и особенностей их технической реализации.

Степень разработанности проблемы

Разработке и математическому описанию электроприводов переменного тока посвящены исследования большого количества российских и иностранных ученых. Такие ученые, как А.С. Анучин, И.Я. Браславский, А.А. Булгаков, А.Б. Виноградов, В.И. Доманов, Ю.Н. Калачев, В.Г. Каширских, С.А. Ковчин, В.Ф. Козаченко, А.Е. Козярук, М.С. Лысов, Н.В. Мишин, В.Г. Макаров, В.Н. Мещеряков, О.П. Михайлов, Г.Б. Онищенко, О.И. Осипов, Л.П. Петров, А.Д. Поздеев, В.В. Рудаков, Ю.А. Сабинин, Г.Г. Соколовский, В.М. Терехов, А.А. Усольцев, И.И. Эпштейн, В.К. Bose, J. Holts, W. Leonard и множество других проводили изыскания в области электроприводов переменного тока с синхронными и асинхронными исполнительными двигателями [1 – 42]. Причем эти работы, как правило, включали в себя исследования регулируемых и следящих электроприводов с векторным управлением с традиционным структурным построением, называемым системы подчиненного управления (СПР). Следящие электроприводы, использующие такой принцип построения, не отличаются высоким быстродействием, поскольку каждый последующий контур СПР увеличивает инерционность привода как минимум в два раза. Кроме того, в следящих электроприводах прецизионных станков и промышленных роботов, как правило, не допускается перебег исполнительного механизма относительно заданной координатой (перерегулирование), и борьба с этим явлением приводит к снижению быстродействия.

Поэтому в России велись работы по поиску альтернативных путей построения следящих электроприводов. Примером могут послужить работы С.Я. Галицкова и С.Л. Лисина, посвященные разработке следящих электроприводов переменного тока, построенных по принципам многоконтурных систем с одной измеряемой координатой [43 – 53]. Быстродействие таких электроприводов, определяемое по графикам переходных процессов «в малом», в несколько раз превосходит системы подчиненного регулирования с векторным управлением двигателями переменного тока.

Отдельный круг работ посвящен созданию быстродействующих следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями, использующих в своем структурном построении симбиоз систем векторного управления с многоконтурными систем с одной измеряемой координатой [54 – 59].

Но в перечисленных выше работах не затронут вопрос математической модели цифрового следящего электропривода, использующего разные периоды дискретизации при вычисления отдельных составляющих закона регулирования, не смотря на то, что фактически во многих современных приводах такой подход применяют.

Большое количество исследований посвящено принципам управления силовыми полупроводниковыми приборами частотных преобразователей [1, 13, 36, 60 – 67]. В этих работах показано, что на современном этапе развития минимумом коммутационных потерь обладают инверторы с векторными модуляторами, которые на каждом периоде широтно-импульсной модуляции (ШИМ) коммутируют четыре транзистора силового преобразователя [1, 13].

Однако, более простой технической реализацией и низкими коммутационными потерями обладают частотные преобразователи, которые формируют трапецеидальное фазное напряжение на статорных обмотках двигателя переменного тока (при соединении этих обмоток в «звезду») [68, 69].

Следует также отметить, что аналитических исследований гармонического состава выходного напряжения инверторов с учетом процесса ШИМ и различных законов коммутации силовых транзисторов практически невозможно найти в современных научных публикациях.

Анализ степени разработанности проблемы позволил сформулировать цель диссертационной работы.

Цель диссертационной работы – повышение эффективности следящего электропривода переменного тока.

7

Задачи диссертационного исследования:

1. Разработка частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение и обеспечивающего снижение коммутационных потерь в силовых транзисторах.

2. Аналитическое исследование гармонического состава выходного сигнала частотного преобразователя с трапецеидальным фазным напряжением с учетом процесса широтно-импульсной модуляции.

3. Разработка технической реализации быстродействующего следящего электропривода переменного тока на программируемой логике.

4. Создание дискретной математической модели цифрового следящего электропривода переменного тока с учетом разных периодов дискретизации отдельных составляющих закона регулирования.

5. Проведение натурных экспериментов, подтверждающих адекватность теоретических исследований.

Объектом исследования является электропривод переменного тока.

Предметом исследования является быстродействующий следящий электропривод переменного тока, математическая модель электропривода, частотный преобразователь, формирующий трапецеидальное фазное напряжение.

Методы решения

В работе использовались методы теории электропривода, теоретических основ электротехники, электрических машин, разложения в гармонический ряд Фурье, преобразования Лапласа и z-преобразования, численного моделирования в программной среде «Matlab Simulink».

Научная новизна

1. Разработан новый подход к построению частотного преобразователя с трапецеидальным фазным напряжением, отличающийся простотой технической реализации и снижением коммутационных потерь в силовых транзисторах.

2. Получены аналитические выражения для определения гармонического состава выходного напряжения частотного преобразователя при трапецеидальной

форме фазного напряжения статора, отличающиеся учетом процессов широтноимпульсной модуляции.

3. Разработана дискретная математическая модель цифрового следящего электропривода, отличающаяся учетом разных периодов дискретизации при вычислении отдельных составляющих закона регулирования и особенностей структурного построения.

Практическая значимость результатов работы

1. Разработанный следящий электропривод с трапецеидальным фазным напряжением обеспечивает повышение энергетической эффективности за счет снижения коммутационных потерь и коэффициентов высших гармоник.

2. Предложенный вариант построения регуляторов и цифрового модулятора частотного преобразователя на программируемой логике значительно упрощает техническую реализацию и методику настройки быстродействующего следящего электропривода.

Достоверность полученных результатов подтверждается хорошим совпадением расчетов с данными натурных экспериментов.

Реализация результатов работы

Основные результаты работы были использованы в ЗАО «Стан-Самара» (г. Самара) при проведении проектно-конструкторских и наладочных работ и в учебном процессе ФГБОУ ВО «Самарский государственный технический университет», что подтверждается актами внедрения.

Апробация работы

Основные положения и результаты работы докладывались и обсуждались на XXIV Международной научной конференции «Технические науки – от теории к практике» (г. Санкт-Петербург, 2017), Международной научно-практической конференции «Ашировские чтения» (г. Самара, 2018) и Международной научной конференции «FarEastCon» (г. Владивосток, 2018) и XXXIII Международной научной конференции «Texнические науки – от теории к практике» (г. Санкт-Петербург, 2019).

Публикации

По теме диссертации опубликованы 10 печатных работ общим объемом 4,29 п.л., в том числе 5 статей в ведущих рецензируемых научных журналах и изданиях из перечня ВАК РФ, 1 статья индексируемая в международных базах цитирования Web of Science и Scopus и 1 патент на изобретение.

Личный вклад автора состоит в разработке цифрового модулятора, формирующего с помощью трехфазного транзисторного моста трапецеидальное фазное напряжение; в получении формул, позволяющих определить величину амплитуд высших гармоник в выходном сигнале частотного преобразователя с учетом процесса широтно-импульсной модуляции; в разработке варианта технической реализации регуляторов следящего электропривода на программируемой логике; в определении дискретной передаточной функции разработанного следящего электропривода с учетом разных периодов дискретизации при вычислении отдельных составляющих закона регулирования; в проведении вычислительных и натурных экспериментов.

На защиту выносятся:

1. Обоснование структурного построения следящего электропривода переменного тока и применения частотного преобразователя с трапецеидальным фазным напряжением.

2. Результаты исследование гармонического состава выходного сигнала частотного преобразователя с трапецеидальным фазным напряжением с учетом процесса широтно-импульсной модуляции

3. Вариант технической реализации быстродействующего следящего электропривода переменного тока на программируемой логике.

4. Дискретная математическая модель цифрового следящего электропривода с учетом разных периодов дискретизации отдельных составляющих закона регулирования и особенностей структурного построения.

5. Результаты натурных экспериментов по оценке адекватности проведенных теоретических исследований.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, библиографического списка и приложений. Основная часть работы изложена на 122 страницах машинописного текста, иллюстрирована 56 рисунками и 15 таблицами. Библиографический список содержит 90 наименований на 10 страницах.

Содержание работы

Во введении дано обоснование актуальности задачи разработки быстродействующего следящего электропривода переменного тока с трапецеидальным фазным напряжением, сформулированы цель и задачи исследования, отмечена научная новизна и практическая значимость диссертационной работы.

В первой главе рассмотрены известные принципы структурного построения следящих электроприводов переменного тока. Рассмотрены три основных типа построения следящих электроприводов переменного тока: система векторного подчиненного регулирования, многоконтурных систем с одной измеряемой координатой и их линейная комбинация. Проанализированы данные о быстродействии известных следящих электроприводов переменного тока. Рассмотрены основные принципы построения частотных преобразователей и способы коммутации силовых транзисторов автономных инверторов с широтно-импульсной модуляции. Проанализирован гармонический состав выходного напряжения частотных преобразователей в зависимости от способа коммутации. Проведен обзор известных дискретных математических моделей цифровых следящих электроприводов переменного тока.

Во второй главе проведено обоснование применения частотных преобразователей, формирующих трапецеидальное фазное напряжение, в следящих электроприводах переменного тока. Найдены коэффициенты высших гармоник для выходных сигналов инверторов с $\frac{2}{3}\pi$ - и π -коммутацией силовых транзисторов. Показано, что несмотря на плохой гармонический состав выходного напряжения таких частотных преобразователей, следящие электроприводы, использующие их в своем составе, имеют очень высокое быстродействие. Получены аналитические

11

выражения для определения коэффициентов ряда Фурье для трапецеидального фазного напряжения. Проанализирован гармонический состав выходного сигнала частотного преобразователя, формирующего на статорных обмотках двигателя переменного тока трапецеидальное фазное напряжение. Показано, что применение таких инверторов в следящих электроприводах снижает коэффициенты высших гармоник в несколько раз по сравнению с частотными преобразователями с $\frac{2}{3}\pi$ - и π -коммутацией силовых транзисторов. Исследовано влияние трапецеидального фазного фазного напряжения на модуль и скорость вращения векторов напряжения и тока статора двигателя переменного тока.

В третьей главе разработан новый подход к построению частотного формирователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение. Рассмотрена его функциональная схема, принцип работы и законы коммутации силовых транзисторов. Показано, что каждый период широтно-импульсной модуляции переключаются 3 транзистора, а при максимальной амплитуде выходного напряжения - только 2. Это позволило сделать вывод, что по сравнению с синусоидальной модуляцией коммутационные потери в частотных преобразователях, формирующих трапецеидальное фазное напряжение, будут как минимум в 2 раза меньше. По сравнению с инверторами с векторной модуляцией ожидаемое снижение коммутационных потерь составит как минимум 25%. Разработан цифровой модулятор осуществляющий трапецеидальную широтно-импульсную модуляцию. Найдены аналитические выражения, позволяющие рассчитать коэффициенты высших гармоник с учетом процесса широтно-импульсной модуляции. Показано, что алгоритм трапецеидальной модуляции влияет на гармонический состав выходного напряжения инвертора. Проведены натурные испытания частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение.

В четвертой главе выбран вариант структурного построения следящего электропривода переменного тока для обеспечения высокого быстродействия. Показано, что методика синтеза регуляторов такого электропривода позволяет при цифровой реализации выбрать практически все параметры, кратные двум. В

связи с этим предложено реализовать регуляторы на программируемой логической интегральной схеме. Разработано оригинальное схемное решение интегрального регулятора, обеспечивающее устойчивость рассматриваемого следящего электропривода переменного тока во всех возможных диапазонах изменения перемещений и скоростей. Разработана также совокупность пропорционального и пропорционально-дифференциального регуляторов, а также звена дифференцирования в цепи обратной связи по скорости при реализации на программируемой логике. Показано, что при вычислении отдельных составляющих закона регулирования можно применять разные периоды дискретизации. Разработана дискретная математическая модель предлагаемого следящего электропривода переменного тока в виде дискретной передаточной функции с учетом разных периодов дискретизации. Проведена оценка адекватности полученной математической модели методом сравнения результатов компьютерного моделирования и натурных экс-Показано, что расхождение результатов не превышает 1,64%. Репериментов. зультаты натурных испытаний также доказывают высокое быстродействие разработанного следящего электропривода переменного тока, поскольку время переходного процесса в «малом» не превышает 0,061 с.

1 ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ СОВРЕМЕННЫХ СЛЕДЯЩИХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

1.1 Принципы структурного построения современных следящих электроприводов переменного тока

Современные следящие электроприводы переменного тока в большинстве случаев имеют структурное построение систем векторного управления [1, 5, 13, 14, 29, 34, 36], дополненных контуром положения. В частном случае структурная схема таких электроприводов может выглядеть следующим образом (рисунок 1.1) [70].



Рисунок 1.1 – Структурная схема традиционного следящего электропривода переменного тока с векторным управлением

Она содержит трехконтурную систему регулирования положения x, замкнутую по датчику положения с коэффициентом передачи $k_{\partial n}$, и одноконтурную систему регулирования проекции вектора тока I_{1d} на вращающуюся вместе с ротором двигателя систему координат. Система регулирования положения включает в себя

внутренний контур регулирования проекции вектора тока I_{1q} , контур скорости и контур положения с соответствующими регуляторами k_{pn} , $W_{pc}(p)$ и $W_{pm}(p)$ и датчиками обратных связей k_{occ} и k_{ocm} . Это традиционный способ построения следящих электроприводов переменного тока по принципам подчиненного регулирования координат. Следует отметить, что приведенная на рисунке 1.1 структурная схема соответствует векторному управлению асинхронным двигателем, который отражен такими параметрами, как R_{12} , T_{12} , L_0 , L'_2 , J_{np} и Z_n [29, 37]. На приведенной структурной схеме приняты также следующие обозначения: k_{cn} и T_{cn} – коэффициент передачи и постоянная времени частотного преобразователя; T_{ϕ} – постоянная времени апериодического фильтра на входе контура скорости; k_{um} – коэффициент передачи исполнительного механизма; p – комплексная переменная.

Несмотря на то, что следящие электроприводы переменного тока, построенные по принципам подчиненного регулирования координат с векторным управлением, завоевали весь мир, их быстродействие является очень скромным. Действительно, время переходного процесса по управляющему воздействию в малом в таких электроприводах составляет 1 – 2,5 с [44, 71, 72].

Это явилось причиной поиска других принципов структурного построения следящих электроприводов переменного тока. Примером может послужить следящий электропривод со скалярным управлением асинхронным исполнительным двигателем (рисунок 1.2) [43]. Такое структурное построение систем получило в литературе название многоконтурные системы управления с одной измеряемой координатой (МСОИК) [43, 53, 73, 74]. Электропривод имеет три контура: контур скорости и два контура положения. Во внутреннем контуре (контуре скорости) применен пропорционально-дифференциальный (ПД) регулятор $W_{no}(p)$. Во втором контуре использован пропорциональный регулятор k_n , а в третьем (внешнем контуре) – пропорционально-интегральный регулятор $W_{nu}(p)$.



Рисунок 1.2 – Структурная схема следящего электропривода со скалярным управлением асинхронным исполнительным двигателем, построенного по принципам многоконтурных систем с одной измеряемой координатой

Под объектом управления с передаточной функцией $W_{oy}(p)$ в этом следящем электроприводе понимается асинхронный двигатель с исполнительным механизмом, причем принципиально подразумевается скалярное частотное управление исполнительным двигателем. Экспериментальных данных о быстродействии такого привода в [43] не приводится, однако по результатам компьютерного моделирования можно ожидать время переходного процесса «в малом» порядка 0,4 с.

Принцип МСОИК применен и в двухконтурном следящем электроприводе переменного тока (рисунок 1.3) [43, 75]. Такой следящий электропривод получил название структурно-минимального.



Рисунок 1.3 – Структурная схема двухконтурного следящего электропривода со скалярным управлением асинхронным двигателем

В отличие от варианта, представленного на рисунке 1.2, в нем отсутствует контур скорости, пропорциональный регулятор и во внешнем контуре применен интегральный регулятор $W_u(p)$. В таком следящем электроприводе с синхронным исполнительным двигателем достигнуто время переходного процесса равное 0,32 с. В случае применения асинхронного исполнительного двигателя со скалярным частотным управлением двухконтурный следящий электропривод показал более скромный результат – 0,8 с.

Прорывом с позиций повышения быстродействия явилось создание трехконтурного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем, построенного по принципам МСОИК (рисунок 1.4)



Рисунок 1.4 – Структурная схема трехконтурного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Его главное структурное отличие от варианта, приведенного на рисунке 1.2, заключается в применении во внешнем контуре интегральный регулятор с передаточной функцией $W_u(p)$. По сравнению с принципом построения структурноминимального следящего электропривода в нем есть контур скорости и пропорциональный регулятор во внутреннем контуре положения. В трехконтурном следящем электроприводе с синхронным двигателем было достигнуто высокое быстродействие, характеризуемое временем переходного процесса 0,07 с [44]. Причем необходимо отметить, что главный вклад в достижение такого быстродействия вносит оригинальная методика параметрического синтеза регуляторов [44, 45].

Применительно к асинхронному исполнительному двигателю большого быстродействия удалось достичь в следящем электроприводе, структурная схема которого приведена на рисунке 1.5 [54 – 59]. Такой вариант структурного построения представляет собой симбиоз многоконтурных систем с одной измеряемой координатой и СПР.



Рисунок 1.5 – Структурная схема быстродействующего следящего электропривода переменного тока с асинхронным исполнительным двигателем

Время переходного процесса в пятиконтурном следящем электроприводе, структура которого приведена на рисунке 1.5, не превышает 0,11 с, что говорит о его высоком быстродействии.

1.2 Способы коммутации силовых транзисторов, применяемые в частотных преобразователях электроприводов переменного тока

Необходимо отметить, что способы построения современных частотных преобразователей очень разнообразны. Прежде всего инверторы следует разделить на высоковольтные и низковольтные. В высоковольтных преобразователях также наблюдается широкий спектр построения: комбинация низковольтного инвертора с повышающим трансформатором, преобразователи с многоуровневой широтно-импульсной модуляцией [62, 67] и блочно-модульный принцип построения из низковольтных ячеек.

В следящих электроприводах переменного тока в основном находят применение низковольтные частотные преобразователи, поскольку диапазон мощностей исполнительных двигателей, например, для металлорежущих станков и промышленных роботов ограничен несколькими десятками киловатт [76]. Низковольтные преобразователи могут быть двухзвенными с промежуточным звеном постоянного тока [29] или непосредственные, например, матричные [60]. Двухзвенные преобразователи в свою очередь можно разделить на два основных типа: с управляемым и неуправляемым выпрямителем [29].

Остановимся на автономных инверторах с широтно-импульсной модуляцией, в которых используется неуправляемый выпрямитель, поскольку именно такой принцип построения частотных преобразователей наиболее часто встречается в следящих электроприводах переменного тока. Упрощенно силовую схема таких инверторов можно представить следующим образом (рисунок 1.6) [77]

Рассмотрим известные законы коммутации силовых транзисторов, исторически сложившиеся к настоящему времени.



Рисунок 1.6 – Упрощенная силовая схема автономного инвертора с широтно-импульсной модуляцией

Прежде всего необходимо отметить частотные преобразователи с $\frac{2}{3}\pi$ коммутацией транзисторов, в которых каждый период широтно-импульсной модуляции работают два транзистора из комплекта VT1 – VT6 [29, 36, 77]. Период выходного напряжения инвертора делится на шесть частей, и рабочий участок каждого транзистора составляет 120 электрических градусов. В результате трехфазная система напряжения, подаваемая на статорные обмотки двигателя (например, асинхронного) выглядит следующим образом (рисунок 1.7). На рисунке изображен случай, соответствующий максимальному действующему значению фазного напряжения, когда на рабочем участке силовой транзистор полностью открыт.

Основной недостаток частотных преобразователей с $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией транзисторов заключается в плохом гармоническом составе выходного напряжения. Известно, что величина 5-ой гармоники составляет 20% от основной, а 7-ой гармоники – 14,29% [36].



Рисунок 1.7 – Трехфазная система напряжения, подаваемая на статорные обмотки двигателя переменного тока, при $\frac{2}{3}\pi$ -коммутации транзисторов

Тем не менее такие преобразователи до сих пор находят применения для управления скоростью синхронных машин с постоянными магнитами на роторе в режиме вентильного двигателя [29, 36, 77, 78].

Другой часто встречающийся в прошлом и настоящем способ коммутации силовых транзисторов частотных преобразователей – π-коммутация. В этом случае каждые период ШИМ работают три транзистора, причем каждый транзистор имеет свой рабочий участок в 180 электрических градусов на периоде основной гармоники. Трехфазная система фазных напряжений в этом случае представляет собой набор ступенчатых периодических функций сдвинутых на угол 120 электрических градусов (рисунок 1.8) [29, 77].



Рисунок 1.8 – Трехфазная система напряжения, подаваемая на статорные обмотки двигателя переменного тока, при π-коммутации транзисторов

При π -коммутации транзисторов наблюдается достаточно большое максимальное значение выходного действующего напряжения, но его гармонический состав аналогичен частотным преобразователям с $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией транзисторов [79, 80].

Основное достоинство частотных преобразователей с $\frac{2}{3}\pi$ - и π коммутацией транзисторов заключается в простоте технической реализации цифровых модуляторов, вырабатывающих управляющие сигналы силовыми транзисторами. Однако плохой гармонический состав выходного напряжения заставил искать пути снижения высших гармоник. Примером могут послужить частотные преобразователи, формирующие трапецеидальное фазное напряжение, которые сохраняют простоту технической реализации [68, 69] и имеют более благоприятный гармонический состав выходного сигнала [79].

Появление микроконтроллеров с достаточной вычислительной мощностью привело к применению в инверторах синусоидальной ШИМ [1, 13], призванной

улучшить гармонического состава выходного напряжения. Однако наряду с большими вычислительными затратами на ее реализацию (каждый период ШИМ необходимо вычислять три синуса) такая модуляция привела к снижению действующего значения выходного напряжения. Кроме того, каждый период ШИМ в таких преобразователях производят переключение все 6 силовых транзисторов, что приводит к увеличению как минимум в 2 раза коммутационных потерь по сравнению с инверторами с π -коммутацией транзисторов или с трапецеидальной ШИМ. К тому же исследования [81] показывают, что при синусоидальной ШИМ величина 7-ой гармоники может достигать 8%. Одна из причин увеличения коэффициентов высших гармоник заключается в необходимости применения на каждом периоде ШИМ так называемого «мертвого» времени при переключении транзисторов каждого полумоста [1].

Наиболее современные частотные преобразователи применяют векторную модуляцию, которая призвана увеличить действующее выходное напряжение и снизить в 1,5 раза коммутационные потери в силовых транзисторах [1, 13, 36]. Векторные модуляторы также требуют больших вычислительных затрат на каждом периоде ШИМ и введения «мертвого», что сказывается на гармоническом составе выходного напряжения [1].

1.3 Известные дискретные модели цифровых следящих электроприводов переменного тока

Все современные следящие электропривода представляют собой цифровые устройства, реализованные на микропроцессорах или специализированных микроконтроллерах. Дискретный характер передачи управляющих воздействий в цифровых электроприводах откладывает отпечаток на их свойства. Основным математическим аппаратом для исследования цифровых систем управления является *z*-преобразование [82]. Оно позволяет перейти к дискретным передаточным функциям, на основании которых можно на этапе проектирования следящего электропривода судить о его достижимых динамических свойствах. Дискретным математическим моделям следящих электроприводов переменного тока посвящено много работ [20, 21, 44, 51, 53, 58]. Они охватывают все известные принципы структурного построения.

Математическая модель следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем, построенного по принципу СПР, может быть описана дискретной передаточной функцией [20, 21]

$$W_{3n}(z) = \frac{x(z)}{x_{3}(z)} = \frac{k_{pn} \left(B_{010} z^{6} + B_{110} z^{5} + B_{210} z^{4} + B_{310} z^{3} + B_{410} z^{2} + B_{510} z \right)}{z^{7} + (A_{110} + k_{pn} k_{\partial n} B_{010} - 1) z^{6} + (A_{22} + k_{pn} k_{\partial n} B_{110} - A_{110}) z^{5} + (A_{310} + k_{pn} k_{\partial n} B_{210} - A_{210}) z^{4} + (A_{410} + k_{pn} k_{\partial n} B_{310} - A_{310}) z^{3} + (A_{510} + k_{pn} k_{\partial n} B_{410} - A_{410}) z^{2} + (A_{610} + k_{pn} k_{\partial n} B_{510} - A_{510}) z - A_{610}$$

$$(1.1)$$

где $B_{010} - B_{510}$ и $A_{110} - A_{610}$ – коэффициенты, имеющие четкие аналитические связи с параметрами объекта и системы управления электропривода; $z = e^{pT}$ – комплексная переменная; T – период дискретизации по времени.

Рассматриваемая дискретная передаточная функция (1.1) имеет характеристический полином седьмого порядка и получена в предположении, что все регуляторы электропривода работают с одним периодом дискретизации T. Однако во многих следящих электроприводах переменного тока с векторным управлением применяют разные периоды дискретизации в отдельных контурах [70], что несомненно отразится на математической модели.

Для цифрового трехконтурного следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем также найдена дискретная передаточная функция [44, 51, 53]

$$W_{3}(z) = \frac{x(z)}{x(z)} = \frac{B_{011}z^{5} + B_{111}z^{4} + B_{211}z^{3} + B_{311}z^{2}}{z^{6} + A_{111}z^{5} + A_{211}z^{4} + A_{311}z^{3} + A_{411}z^{2} + A_{510}z + A_{610}},$$
 (1.2)

где коэффициенты $B_{011} - B_{311}$ и $A_{111} - A_{611}$ определяются исходя из параметров настройки регуляторов и численных значений коэффициентов математической модели объекта управления (силового преобразователя, синхронного двигателя и исполнительного механизма).

Быстродействующий следящий электропривод переменного тока с асинхронным исполнительным, структурная схема которого приведена на рисунке 1.5, также имеет свою дискретную передаточную функцию [58]

$$W_{_{3n2}}(z) = \frac{x(z)}{x_{_3}(z)} = \frac{B_{_{012}}z^7 + B_{_{112}}z^6 + B_{_{211}}z^5 + B_{_{312}}z^4 + B_{_{412}}z^3 + B_{_{512}}z^2}{z^7 + A_{_{112}}z^6 + A_{_{212}}z^5 + A_{_{312}}z^4 + A_{_{412}}z^3 + A_{_{512}}z^2 + A_{_{612}}z + A_{_{712}}},$$
(1.3)

где коэффициенты $B_{012} - B_{512}$ и $A_{112} - A_{712}$ также определяются особенностями структурного построения и имеют сложную взаимосвязь с параметрами регуляторов и объекта.

Формулы (1.2) и (1.3) подразумевают использование только одного периода дискретизации при вычислении и интегралов, и производных различных регуляторов. Анализа возможности применения и влияния на характеристики следящего электропривода переменного тока различных периодов дискретизации при вычислении отдельных составляющих закона регулирования в работах [44, 51, 53, 58] нет.

1.4 Выводы по первой главе

1. Рассмотрены известные принципы структурного построения следящих электроприводов переменного тока и проанализированы достижимые показатели их быстродействия.

2. Произведен обзор способов построения частотных преобразователей и методов коммутации силовых транзисторов. Определены основные достоинства и недостатки известных автономных инверторов с широтно-импульсной модуляцией.

3. Приведены дискретные передаточные функции цифровых следящих электроприводов переменного тока для известных принципов структурного построения. Отмечено, что отсутствуют дискретные математические модели, учитывающие разные периоды дискретизации при вычислении отдельных составляющих закона регулирования.

2 ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ТРАПЕЦЕИДАЛЬНОЙ ФОРМОЙ ФАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В СЛЕДЯЩИХ ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

2.1 Анализ действующего значения и гармонического состава выходного напряжения частотных преобразователей с $\frac{2}{3}$ π-коммутацией транзисторов

Частотные преобразователи с $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией транзисторов до настоящего времени находят применение в регулируемых и следящих электроприводах переменного тока с синхронными исполнительными двигателями.

При использовании $\frac{2}{3}\pi$ -коммутации в рабочем (открытом) состоянии одновременно будут находиться два транзистора, а продолжительность работы каждого транзистора составляет 120 электрических градусов. Фазное напряжение на выходе такого частотного преобразователя (с учетом усреднения широтноимпульсной модуляции) будет выглядеть следующим образом (рисунок 2.1).



Рисунок 2.1 – Фазное напряжение на выходе частотного преобразователя

с
$$\frac{2}{3}\pi$$
-коммутацией транзисторов

Среднеквадратичное значение фазного напряжения будет вычисляться по формуле

$$U_{rms}^{\frac{2}{3}\pi} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{0}^{\frac{2\pi}{3}} \left(U_{m}^{\frac{2}{3}\pi} \right)^{2} d\theta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{m}^{\frac{2}{3}\pi}, \qquad (2.1)$$

где $U_m^{\frac{2}{3}\pi}$ – амплитуда напряжения при $\frac{2}{3}\pi$ -коммутации транзисторов.

Учитывая, что при таком законе коммутации транзисторов $U_m^{2/3\pi} = \frac{U_d}{2}$, из формулы (2.1) получим максимальное действующее значение выходного фазного напряжения инвертора

$$U_{rms}^{\frac{2}{3}\pi} = \frac{U_d}{\sqrt{6}}$$

где U_d – напряжение в линии постоянного тока частотного преобразователя.

В случае подключения преобразователя к трехфазной сети переменного тока с линейным напряжением 380 В напряжение в линии постоянного тока будет равно $U_d = 515$ В, поэтому максимальное действующее значение выходного фазного напряжения составит $U_{rms}^{2/3\pi} = 210,25$ В.

Для определения амплитуд высших гармоник разложим в ряд Фурье периодическую функцию, представленную на рисунке 2.1. Как известно, тригонометрический ряд Фурье определяется выражением [83]

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos nx + b_n \sin nx \right),$$

где $a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nx dx$; $b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx dx$; n – целое число.

Поскольку рассматриваемая функция является нечетной, то коэффициенты ряда Фурье будут определяться формулами [83]

$$a_n = 0; \ b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(x) \sin nx dx,$$
 (2.2)

причем в нашем случае $x = \theta$.

Иначе говоря, искомые коэффициенты тригонометрического ряда Фурье можно найти от функции $f_{2/\pi}(x)$, приведенной на рисунке 2.2.



Рисунок 2.2 – Функция, которую необходимо разложить в ряд Фурье при $\frac{2}{3}\pi$ -коммутации транзисторов

Она является кусочно-постоянной, причем

$$f_{\frac{2}{3}\pi}(x) = 0 \text{ при } 0 \le x < \frac{\pi}{6} \text{ и } \frac{5\pi}{6} < x \le \pi; \ f_{\frac{2}{3}\pi}(x) = U_m^{\frac{2}{3}\pi} \text{ при } \frac{\pi}{6} \le x \le \frac{5\pi}{6}.$$

Следовательно, коэффициенты (2.2) разложения в тригонометрический ряд Фурье функции $f_{2/_{2}\pi}(x)$ равны

$$b_n^{2/3\pi} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f_{2/3\pi}(x) \sin nx dx = \frac{2U_m^{2/3\pi}}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sin nx dx = \frac{2U_m^{2/3\pi}}{n\pi} \left(-\cos nx \Big|_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \right) =$$

$$= \frac{2U_m^{2/3\pi}}{n\pi} \left(-\cos \frac{5n\pi}{6} + \cos \frac{n\pi}{6} \right); \quad a_n = 0.$$
(2.3)

Анализ формул (2.3) позволяет сделать вывод, что четные коэффициенты ряда равны нулю. Обозначим нечетные коэффициенты символом b_{2l+1} , где l = 0, 1, 2, 3... – целое число. Тогда можно вывести общее правило для определения коэффициентов (амплитуд) нечетных гармоник

$$b_{2l+1} = 0, \ npu \ r = 0;$$

$$b_{2l+1} = \frac{2\sqrt{3}}{(2l+1)\pi} U_m^{\frac{2}{3}\pi}, \ npu \ r = 1 \ u \ r = 2,$$

$$(2.4)$$

где r – целочисленный остаток от деления 2l + 1 на 3.

Система уравнений (2.4) позволяет рассчитать амплитуду любой гармоники при известной величине $U_m^{2/_{3}\pi}$. В частности, величина первой гармоники будет равна

$$U_{1m} = b_1 = \frac{2\sqrt{3}U_m^{2/_3\pi}}{\pi} = \frac{\sqrt{3}U_d}{\pi} = 283,93$$
 В, действующее значение которой соответст-
вует $U_{1ms}^{2/_3\pi} = 200,77$ В.

Если рассматривать частотный преобразователь не только как элемент следящего электропривода, а как устройство электроснабжения (например, в ветроэнергетике), то интересно не просто знать значения коэффициентов высших гармоник, но и сравнить их значения с ГОСТ 32144-2013 [84]. В соответствии со стандартом коэффициент *n*-ой гармонической составляющей определяется формулой [84]

$$K_{U(n)} = \frac{U_n}{U_1} 100, \%$$

где U_n и U_1 – значения *n*-ой и основной гармоники, соответственно. Или в обозначениях, принятых в (2.4),

$$K_{U(n)} = \frac{|b_n|}{b_1} 100, \%$$

Рассчетные значения нечетных гармоник с 3 по 39 и требования ГОСТ 32144-2013 к их величине при линейном напряжении 380 В сведены в таблицу 2.1.

Стандарт регламентирует также суммарный коэффициент гармонических составляющих [84]

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} b_n^2}}{b_1} \times 100, \% .$$

Для силового преобразователя с при $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией транзисторов $K_{U}^{2/3\pi} = 29,68\%$, что в 3,7 раза превышает допустимое (8 %) стандартом значение.

Номер гармоники <i>п</i>	Требования ГОСТ к велинине <i>К</i> %	Расчетное значение $-\frac{2}{2\pi}$
	K BEJIM HILLE $K_{U(n)}$, 70	$K_{U(n)}^{73}$, %
3	5	0
5	6	20
7	5	14,29
9	1,5	0
11	3,5	9,09
13	3,0	7,69
15	0,3	0
17	2,0	5,88
19	1,5	5,26
21	0,2	0
23	1,5	4,35
25	1,5	4,0
27	0,2	0
29	1,5	3,45
31	1,5	3,23
33	0,2	0
35	1,5	2,86
37	1,5	2,7
39	0.2	0

Таблица 2.1 – Требования ГОСТ 32144-2013 к нечетным гармоникам напряжения с 3 по 39 и расчетные значения этих гармоник при $\frac{2}{3}\pi$ -коммутации транзисторов

Анализ данных таблицы показывает, что частотный преобразователь с $\frac{2}{3}\pi$ коммутацией транзисторов как элемент системы электроснабжения не соответствует требованиям ГОСТ 32144-2013. В частности 5-я гармоника более чем в 3 раза превосходит допустимый уровень.

Однако такие силовые преобразователи применялись и до сих пор используются для управления синхронными двигателями с постоянными магнитами на роторе. Несомненно, большие относительные значения высших гармоник сказываются на увеличение потерь в электродвигателе. Также обращает на себя внимание тот факт, что действующее значение основной гармоники, получаемой при подключении силового преобразователя к трехфазной сети 380 В, меньше требуемой для двигателя величины. Тем не менее, результаты, достигнутые в быстродействии следящих электроприводов с такими силовыми преобразователями вызывают уважение. Действительно, время переходного процесса в следящем приводе, построенном по принципам многоконтурных систем управления [], с исполнительным двигателем 4CX2П100L8 составило 0,32 с (рисунок 2.3). Следует также отметить, что результаты эксперимента совпали с результатами расчета и компьютерного моделирования.



Рисунок 2.3 – График переходного процесса в следящем электрприводе с синхронным исполнительным двигателем при использовании силового

преобразователя с
$$\frac{2}{3}\pi$$
-коммутацией транзисторов

2.2 Анализ действующего значения и гармонического состава выходного напряжения частотных преобразователей с *π*-коммутацией транзисторов

Частотные преобразователи с π -коммутацией транзисторов находили и до сих пор находят применение в электроприводах с асинхронными исполнительными двигателями [29]. В таких преобразователях одновременно работают три транзистора, а продолжительность работы каждого транзистора составляет 180 электрических градусов [29]. Фазное напряжение на выходе такого частотного преобразователя (с учетом усреднения широтно-импульсной модуляции) будет иметь форму, приведенную на рисунке 2.4.



Рисунок 2.4 – Фазное напряжение на выходе частотного преобразователя с π-коммутацией транзисторов

Найдем действующее значение U_{rms}^{π} рассматриваемого фазного напряжения, которое представляет собой среднеквадратичное значение функции, представленной на рисунке 2.4. Очевидно, что среднеквадратичное значение, найденное на первом полупериоде, будет таким же, как и на втором полупериоде, поэтому [79]

$$U_{rms}^{\pi} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_{0}^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{U_{m}^{\pi}}{2} \right)^{2} d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left(U_{m}^{\pi} \right)^{2} d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \left(\frac{U_{m}^{\pi}}{2} \right)^{2} d\theta \right]} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\left(U_{m}^{\pi} \right)^{2}}{4} \theta \Big|_{0}^{\frac{\pi}{3}} + \left(U_{m}^{\pi} \right)^{2} \theta \Big|_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} + \frac{\left(U_{m}^{\pi} \right)^{2}}{4} \theta \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \right]}, \quad (2.5)$$

где $\theta = \omega t$, t – время, $\omega = 2\pi f_1$, f_1 – частота напряжения.

Подставляя в (2.5) пределы интегрирования, после несложных преобразований получим, что действующее значение фазного напряжения при прямоугольной форме равно

$$U_{rms}^{\pi} = \frac{U_m^{\pi}}{\sqrt{2}}, \qquad (2.6)$$

где U_m^{π} – амплитуда прямоугольного напряжения.

При π -коммутации транзисторов максимальное величина $U_m^{\pi} = \frac{2U_d}{3}$. При $U_d = 515$ В, которое получается из трехфазной сети с линейным напряжением 380 В [1], максимальное действующее значение фазного напряжение $U_{rms}^{\pi} = 242,77$ В. То есть по действующему напряжению частотные преобразователи с π -коммутацией транзисторов имеют даже определенный запас относительно номинального напряжения асинхронного двигателя. Но очевидно, что несинусоидальность напряжения приведет к появлению в выходном сигнале инвертора высших гармонических составляющих.

Для определения амплитуд высших гармоник разложим в ряд Фурье периодическую функцию, представленную на рисунке 2.4. Поскольку она является нечетной, то коэффициенты ряда Фурье будут определяться формулами (2.2) и могут быть найдены от функции, изображенной на рисунке 2.5.



Рисунок 2.5 – Функция, которую необходимо разложить в ряд Фурье при π-коммутации транзисторов, определенная на половине периода

Ее можно представить в виде суммы трех составляющих

$$f(x) = f_1(x) + f_2(x) + f_3(x),$$

где
$$f_1(x) = \frac{U_m^{\pi}}{2}$$
, при $0 \le x \le \frac{\pi}{3}$; $f_2(x) = U_m^{\pi}$, при $\frac{\pi}{3} \le x \le \frac{2\pi}{3}$; $f_3(x) = \frac{U_m^{\pi}}{2}$, при $\frac{2\pi}{3} \le x \le \pi$.

Отсюда следует, что коэффициенты (2.2) разложения в тригонометрический ряд Фурье рассматриваемой функции равны

$$b_{n}^{\pi} = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\pi} f(x) \sin nx dx = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\pi} [f_{1}(x) + f_{2}(x) + f_{3}(x)] \sin nx dx =$$

$$= U_{m}^{\pi} \left(\frac{2}{\pi} \int_{0}^{\frac{\pi}{3}} \frac{1}{2} \sin nx dx + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sin nx dx + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \frac{1}{2} \sin nx dx \right) =$$

$$= U_{m}^{\pi} \left(-\frac{1}{n\pi} \cos nx \Big|_{0}^{\frac{\pi}{3}} - \frac{2}{n\pi} \cos nx \Big|_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} - \frac{1}{n\pi} \cos nx \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \right) =$$

$$= \frac{U_{m}^{\pi}}{n\pi} \left(1 + \cos \frac{n\pi}{3} - \cos \frac{2n\pi}{3} - \cos n\pi \right); \quad a_{n} = 0.$$
(2.7)

Анализ формул (2.7) позволяет сделать вывод, что четные коэффициенты ряда равны нулю, а общее правило для определения коэффициентов нечетных гармоник запишется следующим образом [79]

$$b_{2l+1} = 0, \ npu \ r = 0;$$

$$b_{2l+1} = \frac{3}{(2l+1)\pi} U_m^{\pi}, \ npu \ r = 1 \ u \ r = 2,$$

$$(2.8)$$

Из системы уравнений (2.8) следует, что при π -коммутации транзисторов гармоники с номерами, кратными трем, отсутствуют в выходном сигнале частотного преобразователя. Максимальная амплитуда первой гармоники равна $U_{1m}^{\pi} = b_1 = \frac{3}{\pi} U_m^{\pi} = \frac{2U_d}{\pi} = 327,86$ В, а ее действующее значение – $U_{1mms}^{\pi} = \frac{U_{1m}^{\pi}}{\sqrt{2}} = 231,83$ В. Эта величина отличается от полученной по формуле (2.6)

на 4,5 %, что связано с влиянием высших гармоник в выходном напряжении.

Опять же, если рассматривать частотный преобразователь не только как элемент следящего электропривода, но и как устройство электроснабжения, то целесообразно значения коэффициентов высших гармоник при π-коммутации транзисторов сравнить с требованиями ГОСТ 32144-2013. Расчетные значения нечетных гармоник с 3 по 39 при π-коммутации транзисторов и требования ГОСТ 32144-2013 к их величине при линейном напряжении 380 В сведены в таблицу 2.2.

Таблица 2.2 – Требования ГОСТ 32144-2013 к нечетным гармоникам напряжения с 3 по 39 и расчетные значения этих гармоник при π-коммутации транзисторов

Номер гармоники п	Требования ГОСТ	Расчетное значение
	к величине $K_{U(n)}$, %	$K^{\pi}_{U(n)}$, %
3	5	0
5	6	20
7	5	14,29
9	1,5	0
11	3,5	9,09
13	3,0	7,69
15	0,3	0
17	2,0	5,88
19	1,5	5,26
21	0,2	0
23	1,5	4,35
25	1,5	4,0
27	0,2	0
29	1,5	3,45
31	1,5	3,23
33	0,2	0
35	1,5	2,86
37	1,5	2,7
39	0,2	0

Данные таблиц 2.1 и 2.2 полностью совпадают, отличаются лишь амплитуды основных гармоник. При π -коммутации транзисторов амплитуда первой гармоники в 1,15 раза больше, чем при $\frac{2}{3}\pi$ -коммутации. Суммарный коэффициент гармонических составляющих $K_{II}^{\pi} = 29,68\%$.

И опять следует отметить, что моделирование следящего электропривода, построенного по принципу многоконтурных систем с одной измеряемой коорди-

натой, с асинхронным исполнительным двигателем и скалярным управлением показывает его высокое быстродействие [85] (рисунок 2.6).



Рисунок 2.6 – Расчетный график переходного процесса в следящем электроприводе, построенном по принципу многоконтурных систем с одной измеряемой координатой, с асинхронным исполнительным двигателем и скалярным управлением

Время переходного процесса равно 0,482 с. Реальные натурные экспериментальные исследования такого электропривода с частотным преобразователями с πкоммутацией транзисторов показали аналогичное время переходного процесса.

Следовательно можно сделать вывод, что плохой гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя практически не влияет на быстродействие следящего электропривода.

С другой стороны, частотные преобразователи с π-коммутацией транзисторов обладают одним важным достоинством – в них на каждом периоде широтноимпульсной модуляции (ШИМ) переключаются только три силовых транзистора по одному разу. Поэтому коммутационные потери в таких инверторах меньше, чем в частотных преобразователях с синусоидальной или векторной модуляцией.
Следует также отметить, что в случае применения *π*-коммутации транзисторов отпадает необходимость введения так называемого «мертвого времени» каждый период ШИМ, что значительно упрощает алгоритм работы модулятора в составе инвертора.

Еще одним достоинством частотных преобразователей с π-коммутацией транзисторов является то, что при их технической реализации не требуется производить каких-либо вычислений на каждом периоде ШИМ. То есть такие инверторы не предъявляют никаких требований к вычислительной мощности микроконтроллера, на котором реализуется регулируемый или следящий электропривод переменного тока.

Аналогичное утверждение можно сделать и относительно силовых преобразователей, использующих $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацию транзисторов.

2.3 Анализ действующего значения и гармонического состава выходного напряжения частотного преобразователя с трапецеидальной формой выходного фазного напряжения

Одним из способов уменьшения вычислительных затрат и упрощения технической реализации частотных преобразователей для трехфазных асинхронных двигателей является применение модуляторов, которые формируют трапецеидальную форму (с учетом усреднения высокочастотной ШИМ) фазного напряжения [68, 86]. Кроме того, в таких инверторах можно достичь качества выходного напряжения, соответствующего ГОСТ 32144-2013.

Проанализируем, прежде всего, среднеквадратичное (действующее) значение трапецеидального фазного напряжения (рисунок 2.7).



Рисунок 2.7 – Трапецеидальное фазное напряжение на выходе частотного преобразователя

Оно будет определяться формулой [79]

$$U_{rms}^{tr} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_{0}^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{3U_{m}^{tr}}{\pi} \theta \right)^{2} d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left(U_{m}^{tr} \right)^{2} d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \left\{ U_{m} \left[1 - \frac{3\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)}{\pi} \right] \right\}^{2} d\theta \right]} = \frac{1}{\pi} \left\{ \int_{0}^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{3\left(U_{m}^{tr}\right)^{2} \theta^{3}}{\pi} \right)^{\frac{\pi}{3}} + \left(U_{m}^{tr} \right)^{2} \theta \right]_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} + 9\left(U_{m}^{tr} \right)^{2} \theta \left| \frac{\pi}{3} - \frac{9\left(U_{m}^{tr}\right)^{2} \theta^{2}}{\pi} \theta \right|_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} + \frac{3\left(U_{m}^{tr}\right)^{2} \theta^{3}}{\pi^{2}} \theta \left| \frac{\pi}{3} \right\} \right\}$$
(2.9)

где U_m^{tr} – амплитуда трапецеидального фазного напряжения. После несложных преобразований в (2.9) получим

$$U_{rms}^{tr} = \frac{\sqrt{5}}{3} U_m^{tr}$$

Поскольку максимальная величина $U_m^{tr} = \frac{U_d}{2}$, то при подключении частотного преобразователя к трехфазной сети с линейным напряжением 380 В максимальное действующее значение фазного напряжение составит $U_{rms}^{tr} = 191,93$ В. Этот показатель меньше, чем в инверторах с π -коммутацией транзисторов, но больше, чем в частотных преобразователях с синусоидальной модуляцией [1, 36].

Отмечая то, что функция, приведенная на рисунке 2.7, является нечетной, для определения коэффициентов высших гармоник воспользуемся формулами (2.2). То есть искомые коэффициенты разложения в ряд Фурье можно найти от функции, приведенной на рисунке 2.8.



Рисунок 2.8 – Функция, которую необходимо разложить в ряд Фурье, при трапецеидальной форме фазного напряжения

Эту функцию можно представить в виде суммы трех составляющих (рисунок 2.9)



Рисунок 2.9 – Составляющие разлагаемой функции

Первая составляющая функции f(x) описывается формулой

$$f_1(x) = \frac{3U_m^{tr}}{\pi} x$$
, при $0 \le x \le \frac{\pi}{3}$,

Вторая составляющая равна

$$f_2(x) = U_m^{tr}$$
, при $\frac{\pi}{3} \le x \le \frac{2\pi}{3}$.

Третья составляющая определяется выражением

$$f_3(x) = U_m^{tr} \left[1 - \frac{3}{\pi} \left(x - \frac{2\pi}{3} \right) \right] = U_m^{tr} \left(3 - \frac{3}{\pi} x \right), \text{ при } \frac{2\pi}{3} \le x \le \pi.$$

Следовательно, нечетные коэффициенты разложения в тригонометрический ряд Фурье рассматриваемой функции равны

$$b_{n} = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\pi} f(x) \sin nx dx = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\pi} [f_{1}(x) + f_{2}(x) + f_{3}(x)] \sin nx dx =$$

$$= U_{m}^{tr} \left(\frac{2}{\pi} \int_{0}^{\frac{\pi}{3}} \frac{3}{\pi} x \sin nx dx + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sin nx dx + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} 3 \sin nx dx - \frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \frac{3}{\pi} x \sin nx dx \right) =$$

$$= U_{m}^{tr} \left(-\frac{6x \cos nx}{n\pi^{2}} \Big|_{0}^{\frac{\pi}{3}} + \frac{6 \sin nx}{n^{2}\pi^{2}} \Big|_{0}^{\frac{\pi}{3}} - \frac{2 \cos nx}{n\pi} \Big|_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} - \frac{6 \cos nx}{n\pi} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} + \frac{6x \cos nx}{n\pi^{2}} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} - \frac{6 \sin nx}{n\pi^{2}} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} + \frac{6x \cos nx}{n\pi^{2}} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} - \frac{6 \sin nx}{n\pi^{2}} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} + \frac{6x \cos nx}{n\pi^{2}} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} - \frac{6 \sin nx}{n\pi^{2}} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} + \frac{6x \cos nx}{n\pi^{2}} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} - \frac{6 \sin nx}{n\pi^{2}} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} + \frac{6x \cos nx}{n\pi^{2}} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} - \frac{6 \sin nx}{n\pi^{2}} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} - \frac{6 \cos nx}{n\pi^{2}} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} + \frac{6 \cos nx}{n\pi^{2}} \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} - \frac{6 \cos nx}{n\pi^{2}} \Big$$

Анализ формулы (2.2) и (2.10) позволяет сделать вывод, что четные коэффициент ряда равны нулю, а нечетные определяются по следующему правилу [79, 87]

$$b_{2l+1} = 0, \ npu \ r = 0;$$

$$b_{2l+1} = (-1)^{r-1} \frac{6\sqrt{3}}{(2l+1)^2 \pi^2} U_m^{tr}, \ npu \ r = 1 \ u \ r = 2.$$

$$(2.11)$$

Воспользуемся системой уравнения (2.11) для расчета амплитуды основной гармоники и коэффициентов высших гармонических составляющих с 3-ей по 39-ю. В частности, коэффициенты ряда Фурье, для функции, приведенной на рисунках 2.7 и 2.8, равны:

$$b_{1} = \frac{6\sqrt{3}}{\pi^{2}} U_{m}^{tr}; \ b_{3} = 0; \ b_{5} = -\frac{6\sqrt{3}}{25\pi^{2}} U_{m}^{tr}; \ b_{7} = \frac{6\sqrt{3}}{49\pi^{2}} U_{m}^{tr}; \ b_{9} = 0; \ b_{11} = -\frac{6\sqrt{3}}{121\pi^{2}} U_{m}^{tr}; \ b_{13} = \frac{6\sqrt{3}}{169\pi^{2}} U_{m}^{tr}; \ b_{15} = 0; \ b_{17} = -\frac{6\sqrt{3}}{289\pi^{2}} U_{m}^{tr}; \ \dots$$

Сравним полученные результаты с аналогичными показателями частотных преобразователей с *π*-коммутацией транзисторов (таблица 2.3).

Таблица 2.3 – Расчетные значения нечетных гармоник с 3 по 39 в частотных
преобразователях с π-коммутацией транзисторов и с трапецеидальным фазным

Номер гармоники <i>п</i>	Расчетное значение	Расчетное значение
	$K^{\pi}_{U(n)},$ %	$K^{tr}_{U(n)}$, %
3	0	0
5	20	4
7	14,29	2,041
9	0	0
11	9,09	0,826
13	7,69	0,592
15	0	0
17	5,88	0,346
19	5,26	0,277
21	0	0
23	4,35	0,189
25	4,0	0,16
27	0	0
29	3,45	0,119
31	3,23	0,104
33	0	0
35	2,86	0,082
37	2,7	0,073
39	0	0

напряжением

Максимальная амплитуда первой гармоники равна $U_{1m}^{tr} = b_1 = \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} U_m^{tr} = \frac{3\sqrt{3}U_d}{\pi^2} = 271,14$ В, что соответствует действующему значению фазного напряжения $U_{1ms}^{tr} = 191,72$ В. Следует отметить, что это значение практически совпадает с величиной, полученной по формуле (2.9) поскольку влияние высших гармоник гораздо меньше, чем в частотных преобразователях с $\frac{2}{3}\pi$ - и π -коммутацией силовых транзисторов. Суммарный коэффициент гармонических составляющих при трапецеидальной форме фазного напряжения $K_U^{tr} = 4,636\%$.

Полученный гармонический состав отражает только особенности формы трапецеидального фазного напряжения частотного преобразователя и не учитывает процесс широтно-импульсной модуляции. Несмотря на это, можно с уверенностью сказать, что применение такого несинусоидального напряжения более чем оправдано.

2.4 Влияние трапецеидального фазного напряжения на вращение магнитного поля трехфазного двигателя переменного тока

Рассмотрим трехфазную систему трапецеидальных фазных напряжений (рисунок 2.10).



Рисунок 2.10 – Трехфазная система напряжений трапецеидальной формы

Отклонение формы напряжения от синусоиды должно привести к неравномерности вращения магнитного поля статора асинхронного или синхронного двигателя при постоянной частоте f_1 .

Для оценки этого явления воспользуемся представлением обобщенной электрической машины [29], в которой действие трех обмоток статора заменено действием одной обмотки, запитанной постоянным током и вращающейся вместе с магнитным полем. При этом условно напряжение можно представить вращающимся вектором.

Проанализируем влияние трапецеидальной формы трехфазной системы напряжений на скорость вращения и величину модуля вектора напряжения статора асинхронного электродвигателя. Предположим, что каждой из обмоток A, B и C создается вектор напряжения (рисунок 2.11), направление которого совпадает с осью соответствующей обмотки, а величина определяется мгновенным значением фазного напряжения [88].



Рисунок 2.11 – Векторная диаграмма напряжений, соответствующая моменту времени *ωt* = 0

Тогда в проекциях на неподвижные ортогональные оси α и β (ось α совпадает с осью обмотки А) можно записать каждый из этих векторов в комплексной форме [29, 88]:

$$\vec{U}_{A} = U_{A}; \vec{U}_{B} = -\frac{1}{2}U_{B} + j\frac{\sqrt{3}}{2}U_{B}; \vec{U}_{C} = -\frac{1}{2}U_{C} - j\frac{\sqrt{3}}{2}U_{C}, \qquad (2.12)$$

где U_A , U_B и U_C – мгновенные значения напряжения в обмотках A, B и C, соответственно; j – мнимая единица.

Результирующий вектор напряжения находится как векторная сумма

$$\vec{U}_{\Sigma} = \vec{U}_{A} + \vec{U}_{B} + \vec{U}_{C} = U_{\alpha} + jU_{\beta}.$$
(2.13)

Модуль результирующего вектора определяется по формуле

$$\left|\vec{U}_{\Sigma}\right| = \sqrt{U_{\alpha}^2 + U_{\beta}^2}, \qquad (2.14)$$

Например, моменту времени $\omega t = 0$ рисунка 2.10 соответствуют векторная диаграмма напряжений, приведенная на рисунке 2.11, причем

$$U_A = 0; U_B = -U_m^{tr}; U_C = U_m^{tr},$$

где U_m^{tr} – амплитудное значение трапецеидальной трехфазной системы напряжения, подаваемое на обмотки статора электродвигателя переменного тока.а угол поворота относительно оси α –

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{U_{\beta}}{U_{\alpha}}\right). \tag{2.15}$$

Следовательно, для этого момента времени в комплексной форме можно записать

$$\vec{U}_{A} = 0; \vec{U}_{B} = \frac{1}{2}U_{m}^{tr} - j\frac{\sqrt{3}}{2}U_{m}^{tr}; \vec{U}_{C} = -\frac{1}{2}U_{m}^{tr} - j\frac{\sqrt{3}}{2}U_{m}^{tr}.$$

Результирующий вектор напряжения будет определяться формулами:

$$\vec{U}_{\Sigma} = -j\sqrt{3}U_{m}^{tr}; \ \left|\vec{U}_{\Sigma}\right| = \sqrt{3}U_{m}^{tr} = 1,732U_{m}^{tr}; \ \varphi = arctg\left(\frac{-\sqrt{3}U_{m}^{tr}}{0}\right) = -90^{\circ}.$$

Прослеживая по рисунку 2.10 изменения фазных напряжений, аналогично можно найти значения модуля и угла поворота результирующего вектора напряжения для любого промежуточного значения ωt . Результаты расчетов для диапазона изменения ωt от 0° до 60° с шагом 7,5° сведены в таблицу 2.4 [88]. В таблице также приведены значения $\Delta \varphi$ приращения угла поворота вектора на каждом шаге. Следует отметить, что величины $|\vec{U}_{\Sigma}|$ и $\Delta \varphi$ в дальнейшем повторяются при изменении ωt на 60°.

ωt ,	U_A ,	$U_{\scriptscriptstyle B}$,	U_{c} ,	$\vec{U}_{\Sigma} = \vec{U}_A + \vec{U}_B + \vec{U}_C,$	$ec{U}_{\scriptscriptstyle \Sigma} ert$,	arphi ,
градусы	В	В	В	В	В	$(\Delta \varphi),$
						градусы
0	0	$-U_m^{tr}$	U_m^{tr}	$-j\sqrt{3}U_m^{tr}$	$\sqrt{3}U_m^{tr}=1,732U_m^{tr}$	-90
7,5	$\frac{1}{8}U_m^{tr}$	$-U_m^{tr}$	$\frac{7}{8}U_m^{tr}$	$\frac{3}{16}U_{m}^{tr} - j\frac{15\sqrt{3}}{16}U_{m}^{tr}$	$\frac{\sqrt{171}}{8}U_m = 1,635U_m^{tr}$	-83,413 (6,587)
15	$\frac{1}{4}U_m^{tr}$	$-U_m^{tr}$	$\frac{3}{4}U_m^{tr}$	$\frac{3}{8}U_m^{tr} - j\frac{7\sqrt{3}}{8}U_m^{tr}$	$\frac{\sqrt{39}}{4}U_m^{tr} = 1,561U_m^{tr}$	-76,102 (7,311)
22,5	$\frac{3}{8}U_m^{tr}$	$-U_m^{tr}$	$\frac{5}{8}U_m^{tr}$	$\frac{9}{16}U_m^{tr} - j\frac{13\sqrt{3}}{16}U_m^{tr}$	$\frac{\sqrt{147}}{8}U_m^{tr} = 1,516U_m^{tr}$	-68,213 (7,889)
30	$\frac{1}{2}U_m^{tr}$	$-U_m^{tr}$	$\frac{1}{2}U_m^{tr}$	$\frac{3}{4}U_m^{tr} - j\frac{3\sqrt{3}}{4}U_m^{tr}$	$1,5U_m^{tr}$	-60 (8,213)
37,5	$\frac{5}{8}U_m^{tr}$	$-U_m^{tr}$	$\frac{3}{8}U_m^{tr}$	$\frac{15}{16}U_m^{tr} - j\frac{11\sqrt{3}}{16}U_m^{tr}$	$\frac{\sqrt{147}}{8}U_m^{tr} = 1,516U_m^{tr}$	-51,787 (8,213)
45	$\frac{3}{4}U_m^{tr}$	$-U_m^{tr}$	$\frac{1}{4}U_m^{tr}$	$\frac{9}{8}U_m^{tr} - j\frac{5\sqrt{3}}{8}U_m^{tr}$	$\frac{\sqrt{39}}{4}U_m^{tr} = 1,561U_m^{tr}$	-43,898 (7,889)
52,5	$\frac{7}{8}U_m^{tr}$	$-U_m^{tr}$	$\frac{1}{8}U_m^{tr}$	$\frac{21}{16}U_m^{tr} - j\frac{9\sqrt{3}}{16}U_m^{tr}$	$\frac{\sqrt{171}}{8}U_m^{tr} = 1,635U_m^{tr}$	-36,587 (7,311)
60	U_m^{tr}	$-U_m^{tr}$	0	$\frac{3}{2}U^{tr}-i\frac{\sqrt{3}}{2}U^{tr}$	$\sqrt{3}U_m^{tr} = 1,732U_m^{tr}$	-30
				2^{-m} 2^{-m}		(6,587)

трапецеидальной форме фазного напряжения

Анализ данных таблицы 2.4 позволяет сделать вывод, что при рассматриваемой трапецеидальной форме наблюдается вариация модуля вектора напряжения, которая составляет 7,18 % от среднего значения. Также имеет место неравномерность вращения вектора напряжения, причем максимальная погрешность скорости вращения равна 12,17 %. Однако, необходимо обратить внимание на интересный факт – минимуму модуля вектора напряжения соответствует максимальная мгновенная скорость его вращения (см. таблицы 2.4). Действительно, для рассматриваемого случая постоянной частоты f_1 питающего напряжения каждому приращению $\Delta \omega t = 7,5^\circ$ соответствует одинаковый отрезок времени. Поэтому для обеспечения постоянной скорости вращения вектора напряжения значение $\Delta \varphi$ в каждой строке таблицы также должно быть равно 7,5°. Тем не менее, при минимуме модуля вектора напряжения значение $\Delta \varphi$ в каждой строке таблицы также должно быть равно 7,5°. Тем не менее, при минимуме модуля вектора напряжения равном 1,5 U_m^m наблюдается максимальное приращение его угла поворота $\Delta \varphi = 8,213$ °, то есть максимальная мгновенная скорость вращения. Отсюда следует, что при максимальной скорости будет минимальный динамический момент электродвигателя, и оба фактора нестабильности должны взаимно компенсировать друг друга с позиции стабилизации скорости вращения ротора. Кроме того, инерционность ротора и применение замкнутой системы управления асинхронным или синхронным двигателем также будут сглаживать неравномерность вращения.

На неравномерность вращения магнитного поля электрической машины будет также оказывать влияние инерционность обмоток статора. Расчетная модель (рисунок 2.12) позволяет исследовать графики токов статора асинхронного двигателя при подаче на них трехфазной системы напряжений трапецеидальной формы. Графики токов (рисунок 2.13) показывают, что за счет инерционности статорных цепей неравномерность вращения результирующего вектора тока и, следовательно, потокосцепления, меньше, чем вектора напряжения.



Рисунок 2.12 – Расчетная модель для исследования графиков токов статора асинхронного двигателя при трапецеидальной форме фазных напряжений

Действительно, прослеживая по графикам величины мгновенных значений токов I_A , I_B и I_C , например, через 7,5 электрических градусов, можно найти значения модуля вектора тока $|\vec{I}_1|$, его фактический угол поворота φ и приращения угла $\Delta \varphi$ (таблица 2.5). Анализ данных таблицы показывает, что вариация модуля вектора тока составляет всего 1,92%, причем максимальная погрешность скорости вращения равна 8,4%.

Следовательно, несинусоидальность напряжения, подаваемого на статорные обмотки двигателя переменного тока имеет следующие недостатки:

- неравномерность вращения магнитного поля электрической машины неизбежно приводит к колебаниям скорости ротора;
- вариация модуля потокосцепления статора вызывает изменение момента, развиваемого двигателем.



Рисунок 2.13 – Трехфазная системы токов статора в асинхронном двигателе при трапецеидальном напряжении

Таблица 2.5 – Значения I_A , I_B , I_C , \vec{I}_1 , $|\vec{I}_1|$, φ и $\Delta \varphi$ в зависимости от ωt при трапецеидальной форме фазного напряжения

ωt,	I_A ,	I_{B} ,	I_c ,	$\vec{I}_1 = \vec{I}_A + \vec{I}_B + \vec{I}_C,$	$ \vec{I}_1 $,	arphi ,		
градусы	Α	Α	Α	Α	Α	Α	A	$(\Delta \varphi)$
						градусы		
0	4,19	-1,65	-2,5	6,27+j0,74	6,31	6,731		
7,5	4,07	-1,06	-2,95	6,08+j1,62	6,29	14,322		
						(7,591)		
15	3,87	-0,6	-3,28	5,81 + j2,32	6,26	21,767		
						(7,445)		
22,5	3,64	-0,04	-3,6	5,46+j3,08	6,27	29,393		
						(7,626)		
30	3,42	0,51	-3,88	5,11+ <i>j</i> 3,8	6,37	36,635		
						(7,242)		
37,5	2,96	1,02	-3,95	4,43 + j4,3	6,17	44,147		
						(7,512)		

45	3.79	2.54	-4.03	3,79 + i4,82	6.13	51.821
	_ ,	_,	.,		-,	(7,674)
52,5	2,06	2,06	-4,11	3,09 + j5,34	6,17	59,944
						(8,123)
60	2,47	2,54	-4,17	2,47 + <i>j</i> 5,81	6,31	66,968
						(7,024)

2.5 Анализ вращения магнитного поля трехфазного двигателя переменного тока в частотных преобразователях с $\frac{2}{3}\pi$ - и π-коммутацией транзисторов

Проведем аналогичное исследование о вращении магнитного поля двигателя переменного тока при его подключении к частотному преобразователю с *π*коммутацией транзисторов. Трехфазная система фазных напряжений при этом будет выглядеть следующим образом (рисунок 2.14).



Рисунок 2.14 – Трехфазная система фазных напряжений при π-коммутации силовых транзисторов частотного преобразователя

49

Анализ приведенной диаграммы позволяет по формулам (2.12) – (2.15) рассчитать U_A , U_B , U_C , \vec{U}_{Σ} , $|\vec{U}_{\Sigma}|$, φ и $\Delta \varphi$ при π -коммутации транзисторов, например, с шагом $\Delta \omega t = 7,5$ электрических градусов (таблица 2.6).

Таблица 2.6 – Значения U_A , U_C , U_C , \vec{U}_{Σ} , $|\vec{U}_{\Sigma}|$, φ и $\Delta \varphi$ в зависимости от ωt при π -

ωt ,	U_A ,	U_{B} ,	$\left \vec{U}_{C} \right $	$\vec{U}_{\Sigma} = \vec{U}_A + \vec{U}_B + \vec{U}_C,$	$ ec{U}_{\Sigma} $,	arphi ,
градусы	В	В		В	B	$(\Delta \varphi)$
						градусы
0	$\frac{1}{2}U_m^{\pi}$	$-U_m^{\pi}$	$\frac{1}{2}U_m^{\pi}$	$\frac{3}{4}U_m^{\pi}-j\frac{3\sqrt{3}}{4}U_m^{\pi}$	$1,5U_m^{\pi}$	-60
7,5	$rac{1}{2}U_m^\pi$	$-U_m^{\pi}$	$\frac{1}{2}U_m^{\pi}$	$\frac{3}{4}U_m^{\pi}-j\frac{3\sqrt{3}}{4}U_m^{\pi}$	$1,5U_m^{\pi}$	-60 (0)
15	$\frac{1}{2}U_m^{\pi}$	$-U_m^{\pi}$	$\frac{1}{2}U_m^{\pi}$	$\frac{3}{4}U_m^{\pi}-j\frac{3\sqrt{3}}{4}U_m^{\pi}$	$1,5U_m^{\pi}$	-60 (0)
22,5	$\frac{1}{2}U_m^{\pi}$	$-U_m^{\pi}$	$\frac{1}{2}U_m^{\pi}$	$\frac{3}{4}U_m^{\pi}-j\frac{3\sqrt{3}}{4}U_m^{\pi}$	$1,5U_m^{\pi}$	-60 (0)
30	$rac{1}{2}U_m^\pi$	$-U_m^{\pi}$	$rac{1}{2}U_{_{m}}^{\pi}$	$\frac{3}{4}U_m^{\pi}-j\frac{3\sqrt{3}}{4}U_m^{\pi}$	$1,5U_m^{\pi}$	-60 (0)
37,5	$rac{1}{2}U_m^\pi$	$-U_m^{\pi}$	$\frac{1}{2}U_m^{\pi}$	$\frac{3}{4}U_m^{\pi}-j\frac{3\sqrt{3}}{4}U_m^{\pi}$	$1,5U_m^{\pi}$	-60 (0)
45	$rac{1}{2}U_m^\pi$	$-U_m^{\pi}$	$\frac{1}{2}U_m^{\pi}$	$\frac{3}{4}U_m^{\pi}-j\frac{3\sqrt{3}}{4}U_m^{\pi}$	$1,5U_m^{\pi}$	-60 (0)
52,5	$\frac{1}{2}U_m^{\pi}$	$-U_m^{\pi}$	$\frac{1}{2}U_m^{\pi}$	$\frac{3}{4}U_m^{\pi} - j\frac{3\sqrt{3}}{4}\overline{U}_m^{\pi}$	$1,5U_m^{\pi}$	-60 (0)
60	U_m^{π}	$-\frac{1}{2}U_m^{\pi}$	$-\frac{1}{2}U_m^{\pi}$	$\frac{3}{2}U_m^{\pi}$	$1,5U_m^{\pi}$	0 (60)

коммутации транзисторов

Как и следовало ожидать, результирующий вектор напряжения \vec{U}_{Σ} скачкообразно меняет свое положение в пространстве на 60°, а его модуль остается постоянным. При постоянной средней скорости вращения вектора напряжения погрешность угла поворота $\Delta \phi$ достигает также 60° Проведем компьютерное моделирование цепей статора электродвигателя переменного тока при подаче трехфазной системы напряжений, формируемой частотным преобразователем с с *π*-коммутацией транзисторов (рисунок 2.15).



Рисунок 2.15 – Расчетная модель цепей статора электродвигателя переменного тока при подаче трехфазной системы напряжений, формируемой частотным преобразователем с π-коммутацией транзисторов

Графики токов (рисунок 2.16) позволяют исследовать неравномерность вращения вектора тока статора и результирующего вектора потокосцепления при подклю-

чении, например, асинхронного двигателя к инвертору с *π*-коммутацией транзисторов (таблица 2.7).



Рисунок 2.16 – Трехфазная системы токов статора в асинхронном двигателе при *π*-коммутации транзисторов

Как и следовало ожидать инерционность статора приводит к некоторому сглаживанию неравномерности скорости вращения результирующих векторов тока и потокосцепления. Колебание мгновенной скорости вращения составляет 14,24% от фактически заданной частотой питающего напряжения. Сравнивая это значение с результатом, который дает трапецеидальное фазное напряжение, можно утверждать, что в следящем электроприводе с инвертором, формирующем трапецеидальное напряжение, колебания динамического момента будут меньше. Следовательно, динамические и статические свойства такого электропривода будут, как минимум, не хуже, чем в случае применения частотного преобразователя с π -коммутацией транзисторов.

ωt,	I_A ,	I_{B} ,	I_c ,	$\vec{I}_1 = \vec{I}_A + \vec{I}_B + \vec{I}_C,$	$ec{I}_1$,	arphi ,
градусы	Α	Α	Α	Α	Α	$(\Delta \varphi)$
					1 2	градусы
0	2,24	3,31	-5,57	3,37 + j7,68	8,39	66,287
7,5	1,53	3,63	-5,12	2,28+j7,56	7,89	73,217
						(6,93)
15	0,83	3,89	-4,71	1,23 + j7,45	7,55	80,654
						(7,437)
22,5	0,16	4,17	-4,32	0,23 + j7,35	7,35	88,233
						(7,579)
30	-0,59	4,47	-3,92	-0,87 + j7,27	7,32	96,801
						(8,568)
37,5	-1,24	4,73	-3,49	-1,87 + j7,12	7,36	104,691
						(7,89)
45	-1,95	4,97	-3,07	-2,91+j6,96	7,55	112,667
						(7,976)
52,5	-3,08	5,49	-2,41	-3,9+j6,92	8,28	119,405
						(6,738)
60	-3,29	5,58	-2,8	-4,93+ <i>j</i> 6,84	8,41	125,952
						(6,547)

при π-коммутации транзисторов

В частотном преобразователе с $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией транзисторов трехфазная система фазных напряжений будет выглядеть следующим образом (рисунок 2.17). Анализируя величины U_A , U_B и U_C с шагом $\Delta \omega t = 7,5$ электрических градусов, по формулам (2.12) – (2.15) найдем \vec{U}_{Σ} , $|\vec{U}_{\Sigma}|$, φ и $\Delta \varphi$ при $\frac{2}{3}\pi$ -коммутации транзисторов (таблица 2.8). Из данных таблицы 2.8 следует, что результирующий вектор напряжения \vec{U}_{Σ} , также как и при π -коммутации транзисторов, скачкообразно меняет свое положение в пространстве на 60°, а его модуль остается постоянным. При постоянной средней скорости вращения вектора напряжения погрешность угла поворота $\Delta \varphi$ достигает 60°.



Рисунок 2.17 – Трехфазная система фазных напряжений при $\frac{2}{3}$ π-коммутации силовых транзисторов частотного преобразователя

Таблица 2.8 – Значения U_A , U_B , U_C , \vec{U}_{Σ} , $|\vec{U}_{\Sigma}|$, φ и $\Delta \varphi$ в зависимости от ωt при $\frac{2}{3}\pi$ -коммутации транзисторов

<i>оt</i> , градусы	U_{A}	U _B	U _C	$\vec{U}_{\Sigma} =$ $= \vec{U}_{A} + \vec{U}_{B} + \vec{U}_{C}$	$\left ec{U}_{\Sigma} ight $	φ, (Δφ) градусы
0	$U_{m}^{2_{3}\pi}$	$-U_{m}^{2/_{3}\pi}$	0	$\frac{3}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi} - j\frac{\sqrt{3}}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi}$	$\sqrt{3}U_m^{2/_3\pi}$	-30
7,5	$U_{m}^{2_{3}\pi}$	$-U_{m}^{2/3\pi}$	0	$\frac{3}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi} - j\frac{\sqrt{3}}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi}$	$\sqrt{3}U_m^{2/_3\pi}$	-30 (0)
15	$U_{m}^{2_{3}\pi}$	$-U_{m}^{2/3\pi}$	0	$\frac{3}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi} - j\frac{\sqrt{3}}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi}$	$\sqrt{3}U_m^{2/_3\pi}$	-30 (0)
22,5	$U_{m}^{2_{3}\pi}$	$-U_{m}^{2/3\pi}$	0	$\frac{3}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi} - j\frac{\sqrt{3}}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi}$	$\sqrt{3}U_m^{2/_3\pi}$	-30 (0)
30	$U_{m}^{2_{3}\pi}$	$-U_{m}^{2/_{3}\pi}$	0	$\frac{3}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi} - j\frac{\sqrt{3}}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi}$	$\sqrt{3}U_m^{2/_3\pi}$	-30 (0)

37,5	$U_{m}^{2_{3}\pi}$	$-U_{m}^{2_{3}\pi}$	0	$\frac{3}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi} - j\frac{\sqrt{3}}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi}$	$\sqrt{3}U_m^{2/_3\pi}$	-30 (0)
45	$U_{_{m}}^{^{2}\!\!\!/_{3}\pi}$	$-U_{m}^{2/_{3}\pi}$	0	$\frac{3}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi} - j\frac{\sqrt{3}}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi}$	$\sqrt{3}U_m^{2/3\pi}$	-30 (0)
52,5	$U_{m}^{2_{3}\pi}$	$-U_{m}^{2/3\pi}$	0	$\frac{3}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi} - j\frac{\sqrt{3}}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi}$	$\sqrt{3}U_m^{2/3\pi}$	-30 (0)
60	$U_m^{2_3\pi}$	0	$-U_{m}^{\frac{2}{3}\pi}$	$\frac{3}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi} + j\frac{\sqrt{3}}{2}U_m^{\frac{2}{3}\pi}$	$\sqrt{3}U_{m}^{2_{3}\pi}$	30 (60)

Расчетная модель (рисунок 2.18) позволяет построить графики токов обмоток статора (рисунок 2.19), например, асинхронного двигателя при подключении его к частотному преобразователю с $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией транзисторов.



Рисунок 2.18 – Расчетная модель цепей статора электродвигателя переменного тока при подаче трехфазной системы напряжений, формируемой частотным

преобразователем с $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией транзисторов

55



Рисунок 2.19 – Трехфазная системы токов статора в асинхронном двигателе при $\frac{2}{3}\pi$ -коммутации транзисторов

Определяя по графикам мгновенные значения токов фаз I_A , I_B и I_C рассчитаем результирующий вектор тока статора \vec{I}_1 , его модуль $|\vec{I}_1|$, угол поворота φ и приращение этого угла $\Delta \varphi$ (таблица 2.9). Анализ полученных данных показывает, что при подключении двигателя переменного тока к инвертору с $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией транзисторов будет наблюдаться неравномерность вращения магнитного поля, причем максимальная погрешность скорости вращения по сравнению с заданной частотой будет составлять 17,84%. Следовательно, электропривод, оснащенный частотным преобразователем, формирующим трапецеидальное фазное напряжение, будет иметь преимущества по сравнению с аналогичным приводом с инвертором с $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией транзисторов.

Таблица 2.9 – Значения	$I_A, I_B,$	I_c ,	\vec{I}_1, \vec{I}	$ \vec{l}_1 , \varphi$	И	$\Delta \varphi$	в зависимост	и от	Ø
------------------------	-------------	---------	----------------------	------------------------	---	------------------	--------------	------	---

ωt,	I_A ,	I_{B} ,	I_c ,	$\vec{I}_1 = \vec{I}_A + \vec{I}_B + \vec{I}_C$,	$ \vec{I}_1 $,	φ,
градусы	Α	Α	Α	Α	A	$(\Delta \varphi)$
					1	градусы
0	-0,53	4,44	-3,93	-0,79 + j7,25	7,29	96,219
7,5	-1,02	4,37	-3,35	-1,53+j6,69	6,86	102,882
						(6,663)
15	-1,52	4,31	-2,78	-2,29+j6,14	6,55	110,454
						(7,572)
22,5	-2,03	4,25	-2,2	-3,06+j5,59	6,37	118,697
						(8,243)
30	-2,52	4,18	-1,66	-3,78+j5,06	6,32	126,761
						(8,064)
37,5	-2,98	4,12	-1,11	-4,49+j4,53	6,38	134,746
						(7,985)
45	-3,48	4,05	-0,57	-5,22+j4	6,58	142,538
						(7,792)
52,5	-3,96	4	-0,04	-5,94 + j3,5	6,89	149,492
						(6,954)
60	-4,43	3,93	0,47	-6,63+j3	7,28	155,654
						(6,162)

при $\frac{2}{3}\pi$ -коммутации транзисторов

Однако, приведенные выше данные по известным следящим электроприводам с частотными преобразователями с $\frac{2}{3}\pi$ - и π -коммутацией транзисторов показывают их преимущества в быстродействии по сравнению с традиционными приводами, построенными по принципам векторного управления с синусоидальными или векторными модуляторами.

2.6 Выводы по второй главе

Произведен анализ гармонического состава выходного фазного напряжения частотных преобразователей с ²/₃π - и π-коммутацией силовых транзисторов, а также инверторов, формирующих трапецеидальное фазное напряжение.

2. Получены обобщенные формулы, позволяющие определить амплитуды высших гармоник в выходном сигнале частотных преобразователей, формирующих трапецеидальное фазное напряжение и в инверторах с $\frac{2}{3}\pi$ - и π -коммутацией силовых транзисторов.

3. Показано, что частотные преобразователи с трапецеидальным фазным напряжением обладают меньшими значениями коэффициентов высших гармоник.

4. Проанализировано влияние несинусоидальности выходного напряжения рассматриваемых частотных преобразователей на неравномерность вращения магнитного поля электродвигателя переменного тока.

5. Обосновано применение частотных преобразователей с выходным трапецеидальным фазным напряжением в быстродействующих следящих электроприводах переменного тока.

3 РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОГО ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ, ФОРМИРУЮЩЕГО ТРАПЕЦЕИДАЛЬНУЮ ФОРМУ ФАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

3.1 Функциональная схема и принцип работы частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение на статорных обмотках двигателя переменного тока

Функциональную схему инвертора, формирующего трапецеидальное фазное напряжения, в режиме скалярного частотного управления асинхронным двигателем М упрощенно можно представить следующим образом (рисунок 3.1) [89]. Она содержит преобразователь код – частота, делитель частоты, двоичношестеричный счетчик, интегратор, два широтно-импульсных модулятора ШИМ1 и ШИМ2, схему выбора транзистора, драйверы управления процессами включения и выключения силовых транзисторов *VT*1 – *VT*6 частотного преобразователя. Преобразователь код – частота представляет собой логическую схему, на выходе которой формируется частота

$$f_{111} = 6vf_1$$
,

где v – коэффициент деления делителя частоты; f_1 – требуемая частота на выходе преобразователя, задаваемая цифровым кодом N_f .

Эта частота определяет постоянную времени интегратора, на вход которого подается цифровой код N_U , пропорциональный требуемой величине амплитуды фазного напряжения U_1 . На выходе интегратора формируется линейнонарастающий цифровой код, который подается на вход ШИМ1. При этом на выходах первого широтно-импульсного модулятора получаются сигналы переменной скважности: γ_d – на прямом, $\gamma_i = 1 - \gamma_d$ – на инверсном.



Рисунок 3.1 – Функциональная схема частотного преобразователя, формирующего трапецеидальную форму фазного напряжения

Делитель частоты формирует на своем выходе сигнал частотой

$$f_{11} = 6f_{12}$$

который подается на вход сброса интегратора и на вход двоично-шестеричного счетчика. В результате выходной сигнал интегратора обнуляется с частотой f_{11} , и процесс формирования линейно-нарастающей скважности γ_d повторяется.

Цифровой код N_U подается также на вход второго широтно-импульсного модулятора ШИМ2, который формирует скважность γ_m , определяющую амплитудное значение фазного напряжения на статорных обмотках асинхронного двигателя М.

На выходе двоично-шестеричного счетчика формируется переменный двоичный код (в десятичной интерпретации от 0 до 5), частота повторения которого равна f_1 . Этот код управляет схемой выбора транзисторов, через драйверы открывающей и закрывающей силовые транзисторы VT1 - VT6 трехфазного моста. Алгоритм работы схемы выбора транзисторов можно представить таблицей режима функционирования силовых ключей (таблица 3.1) [89].

ωt, paд	$0 - \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}$	$2\pi/_{3} - \pi$	$\pi - 4\pi/3$	$4\pi/_{3} - 5\pi/_{3}$	$5\pi/3 - \pi$
Режим <i>VT</i> 1	γ _d	Υ _m	Υ _i	Выкл.	Выкл.	Выкл.
Режим VT2	Выкл.	Выкл.	Υ _d	γ_m	Υ _i	Выкл.
Режим <i>VT</i> 3	Ϋ́i	Выкл.	Выкл.	Выкл.	γ _d	γ_m
Режим <i>VT</i> 4	Выкл.	Выкл.	Выкл.	γ _d	Υ _m	Υ _i
Режим VT5	γ _m	Υ _i	Выкл.	Выкл.	Выкл.	γ_d
Режим <i>VT</i> 6	Выкл.	γ _d	γ_m	γ,	Выкл.	Выкл.

Таблица 3.1 – Режимы функционирования силовых ключей

Период синусоиды разделен на 6 частей, длительностью $\frac{\pi}{3}$, причем $\omega = 2\pi f_1$, и для каждого транзистора определен алгоритм работы, то есть указано с какой скважностью на данном участке он должен коммутироваться (γ_d , γ_i или γ_m) или должен быть выключен. В результате реализации этого алгоритма на статорных обмотках асинхронного двигателя, соединенных в «звезду» формируется трехфазная система фазных напряжений, которые с учетом усреднения широтномодулированного сигнала имеют трапецеидальный вид (рисунок 3.2). Следует отметить, что на рисунке 3.2 представлены графики для случая максимальной амплитуды напряжения и в предположении, что индуктивность обмоток стремится к нулю. При скалярном частотном управлении зависимость между N_U и N_f определяется в основном режимом работы электропривода.



Рисунок 3.2 – Форма фазных напряжений на статорных обмотках асинхронного двигателя

3.2 Цифровой модулятор для формирования трапецеидального фазного напряжения

Для реализации алгоритма, приведенного в таблице 3.1, и формирования формы напряжения, представленного на рисунке 3.2, разработан цифровой модулятор (рисунок 3.3) [86]. Он способен формировать различные законы регулирования напряжения в функции частоты силового преобразователя и обеспечивает возможности независимого регулирования максимальной частоты напряжения и широтно-импульсной модуляции.



Рисунок 3.3 – Цифровой модулятор для преобразователя частоты с трапецеидальной формой фазного напряжения

Цифровой модулятор для преобразователя частоты в своем составе содержит генераторы прямоугольных импульсов G_1 и G_2 , двоичные счетчики $CT2_1 - CT2_4$, триггеры $T_1 - T_4$, элементы ИЛИ $1_1 - 1_4$, инвертор $\overline{1}$, элементы И & 1 и & 2, элементы И-НЕ $\overline{\&}_1 - \overline{\&}_7$, дешифраторы $DC_1 - DC_3$, формирователи импульсов (одновибраторы) $G1_1 - G1_3$, сумматоры SM_1 и SM_2 , регистры $RG_1 - RG_4$, двоично-шестеричный счетчик CT 2/6 и схему сброса.

Цифровой модулятор для преобразователя частоты работает следующим образом. После включения напряжения питания схема сброса формирует сигнал, который устанавливает в исходное состояние триггеры T_1 и T_2 , регистры RG_1 – RG₃ и двоично-шестеричный счетчик CT 2/6. Этот же сигнал через элемент И $\&_2$ устанавливает в исходное состояние регистр RG_4 , а через элемент И $\&_1$ устанавливает в исходное состояние триггеры T_3 и T_4 , стробирует счетчики CT_1 – CT_4 и далее через инвертор $\overline{1}$ стробирует триггер T_2 . С задержкой времени, определяемой срабатыванием элемента И-НЕ $\overline{\&}_7$ и длиной импульса формирователя $G1_3$ в регистр RG_1 записывается цифровой код N_f , определяющий требуемую частоту силового преобразователя, в регистр RG₂ с записывается цифровой код $N_{\rm U}$, пропорциональный требуемой величине напряжения, а в триггер $T_{\rm 1}$ – знак входного сигнала N_f . Через период времени, определяемый частотой f_{01} генератора прямоугольных импульсов G₁ и разрядностью счетчика CT2₄, произойдет очередное стробирование счетчиков СТ2, и СТ2, и триггера Т, При этом сигнал N_{U} с выхода регистра RG_2 записывается в прямом (при положительном знаке сигнала) или дополнительном (при отрицательном знаке сигнала) коде в счетчик $CT2_3$, а код знака этого сигнала записывается в триггер T_2 . В зависимости от знака входного сигнала импульсы генератора G_1 с частотой f_{01} проходят либо через элемент ИЛИ 1, (знак положительный), либо элемент ИЛИ 12 (знак отрицательный) и поступают соответственно либо на вход обратного счета, либо на вход прямого счета счетчика $CT2_3$. В зависимости от модуля величины N_U входного сигнала на выходах переноса счетчика $CT2_3$ через промежуток времени

$$t_1 = \frac{\left|N_U\right|}{f_{01}}$$

после начальной установки (стробирования) появится отрицательный импульс (рисунок 3.4 а). Этот отрицательный импульс поступает на вход установки триггера T_4 , на выходе которого при этом появляется сигнал высокого уровня (рисунок 3.4 б). Прямоугольные импульсы с генератора G_1 поступают также на счетный вход счетчика $CT2_4$. Поэтому на выходе переноса этого счетчика через промежуток времени

$$t_2 = \frac{2^{n_1}}{f_{01}}$$

где *n*₁ – количество разрядов двоичного счетчика,

после начальной установки появляется отрицательный импульс (рисунок 3.4 в), который, пройдя через элемент И $\&_1$, поступает на вход сброса триггера T_4 и возвращает его в исходное состояние. Отрицательный импульс с выхода счетчика $CT2_4$ через элемент И $\&_1$ стробирует счетчики $CT2_2 - CT2_4$ и через инвертор $\overline{1}$ – триггер T_2 , после чего процесс формирования выходных сигналов счетчиков $CT2_3$ и $CT2_4$ и триггера T_4 повторяется. В результате на выходе триггера T_4 (рисунок 3.4 б) формируется сигнал со скважностью

$$\gamma_m = \frac{\left|N_U\right|}{2^{n_1}}.$$

Одновременно с работой перечисленных выше элементов сигнал N_f с выхода регистра RG_1 поступает на вход сумматора SM_1 и суммируется с сигналом на выходе регистра RG_3 . В первоначальный момент времени на выходе регистра RG_3 находится нулевой сигнал. По приходу импульса с генератора G_2 в регистр RG_3 записывается сигнал с выхода сумматора SM_1 и далее процесс повторяется.



Рисунок 3.4 – Временные диаграммы работы цифрового модулятора

В результате происходит нарастание сигнала на выходе сумматора SM_1 и регистра RG_3 . Вследствие этого на старшем разряде выхода регистра RG_3 появляется сигнал высокого уровня с частотой f_{111} , которая при наличии двойной разрядности сумматора SM_1 и регистра RG_3 линейно зависит от величины N_f входного сигнала:

$$f_{111} = \frac{f_{02}N_f}{2^{2n_1}}$$

где f_{02} – тактовая частота генератора прямоугольных импульсов G_2 .

Наряду с этим входной сигнал N_U поступает на вход сумматора SM_2 со сдвигом вправо на k двоичных разрядов и суммируется с сигналом на выходе регистра RG_4 . В первоначальный момент времени на выходе регистра RG_4 находится нулевой сигнал. По приходу импульса со старшего разряда регистра RG_3 в регистр RG_4 записывается сигнал с выхода сумматора SM_2 и далее процесс повторяется. В результате на выходе регистра RG_4 происходит линейное нарастание сигнала. Этот сигнал записывается при стробировании в счетчик $CT2_2$, на выходе переноса которого появляется отрицательный импульс через интервал времени t_3 , зависящий от величины сигнала на входе счетчика $CT2_2$. Этот отрицательный импульс поступает на вход установки триггера T_3 , на выходе которого появляется сигнал на входе сброса триггера T_3 отрицательного импульса с выхода элемента И $\&_1$ на выходе триггера T_3 устанавливается сигнал низкого уровня, и далее процесс повторяется. В результате на прямом выходе триггера T_3 формируется сигнал переменной скважности (при неизменном сигнале N_U на входе цифрового модулятора)

$$\gamma_d = \frac{t_3}{t_2},$$

и при положительном знаке входного сигнала эта скважность линейно возрастает (рисунок 3.4 г). На инверсном выходе триггера T_3 также формируется сигнал переменной скважности

$$\gamma_i = 1 - \gamma_d$$
.

Импульсы со старшего разряда выхода регистра RG_3 поступают на вход счетчика $CT2_1$, имеющего k двоичных разрядов. На выходе переноса счетчика 3 появляются импульсы с частотой

$$f_{11} = \frac{f_{111}}{2^k}$$

Эти импульсы поступают на вход формирователя импульсов $G1_1$ и далее на формирователь импульсов $G1_2$. Отрицательный импульс с выхода формирователя $G1_2$, пройдя через элемент И $\&_2$, сбрасывает выходной сигнал регистра RG_4 на ноль. Затем процесс формирования линейно изменяющегося сигнала на выходе регистра RG_4 и переменной скважности на выходах триггера T_3 повторяется.

Импульсы с формирователя $G1_1$ в зависимости от знака входного сигнала поступают либо на вход прямого счета, либо на вход обратного счета двоичношестеричного счетчика. При этом на первом, втором и третьем выходах этого счетчика формируются периодические сигналы (рисунок 3.4 д, е, ж, соответственно), при чем частота f_1 появления одного и того же кодового сочетания на этих

выходах равна

$$f_1 = \frac{f_{11}}{6}$$

В зависимости от кодового сочетания сигналов выходов двоичношестеричного счетчика и сигналов с триггеров T_3 и T_4 дешифраторы $DC_1 - DC_3$ через элементы И-НЕ $\&_1 - \&_6$ подают частотно-широтно-модулированный сигнал на управление силовыми транзисторами VT1 – VT6 (рисунок 3.4 з, и, к, л, м, н). При этом частота f_1 смены сочетаний работающих транзисторов изменяется в функции сигнала N_f , а скважности γ_m , γ_d и γ_i определяются величиной входного сигнала N_U . В результате форма фазных напряжений (с учетом усреднения широтно-модулированного сигнала) принимает вид, изображенный на рисунке 3.2. Сигнал с выхода формирователя $G1_2$ импульсов используется также для блокировки дешифраторов DC_1 и DC_2 что позволяет организовать раздвижки фронтов (так называемое «мертвое» время) при смене кодовой комбинации на выходе двоично-шестеричного счетчика.

Частота генератора G_1 прямоугольных импульсов определяет частоту широтно-импульсной модуляции. Частота генератора G_2 прямоугольных импульсов задает максимальное значение частоты напряжения на выходе силового преобразователя. Наличие раздельных входов для сигналов N_f и N_U позволяет формировать любой закон регулирования напряжения в функции частоты.

Для векторного управления асинхронным или синхронным двигателем может быть применена другая модификация частотного преобразователя с трапецеидальной формой фазного напряжения [69].

Следует обратить внимание на основные преимущества предлагаемого цифрового модулятора в составе преобразователя частоты.

Анализ таблицы 3.1 показывает, что на каждом периоде широтноимпульсной модуляции работают три транзистора (а при максимальной величине напряжения только два), и это является одним из достоинств частотного преобразователя, формирующего трапецеидальную форму фазного напряжения. Действительно, в случае использования векторного модулятора за период переключаются четыре транзистора, при традиционной синусоидальной модуляции – шесть [1]. Следовательно, коммутационные потери в рассматриваемом частотном преобразователе как минимум на 25 % меньше, чем в устройствах с векторной модуляцией, и вдвое ниже по сравнению с синусоидальной модуляцией.

Другое преимущество частотного преобразователя, приведенного на рисунке 3.1, заключается в том, что в нем нет необходимости применения так называемой раздвижки фронтов («мертвого» времени) на каждом периоде широтноимпульсной модуляции. Это объясняется тем, что переключение транзисторов каждого полумоста происходит в момент прохождения фазного напряжения через ноль, когда $\gamma_d = 0$. В крайнем случае, при большой инерционности силовых клю-

69

чей «мертвое» время можно вводить для каждого полумоста всего два раза за период трапеции.

Еще одно достоинство рассматриваемого частотного преобразователя определяется исключительной простотой технической реализации. Действительно, в разработанном цифровом модуляторе, формирующем трапецеидальную форму фазных напряжений, не надо производить никаких вычислений на периоде ШИМ, и он может быть реализован на программируемой логической интегральной схеме.

3.3 Исследование гармонического состава выходного сигнала частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение, с учетом процессов широтно-импульсной модуляции

Рассмотренный принцип построения частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение, действительно имеет ряд преимуществ. Однако, процесс широтно-импульсной модуляции включенного состояния силовых транзисторов несомненно будет влиять на гармонический состав выходного напряжения.

Выделим основные особенности рассматриваемого цифрового модулятора, которые должны влиять на величину высших гармоник. Во-первых, гармонический состав будет зависеть от несущей частоты f_{IIIIMM} широтно-импульсных модуляторов ШИМ1 и ШИМ2, формирующих скважности γ_d , γ_i и γ_m . Во-вторых, величина высших гармоник будет определяться коэффициентом деления v делителя частоты, связывающего f_{11} и f_{111} , и, соответственно сдвигом на k двоичных разрядов на входе интегратора, причем

$$v=2^k$$
.

И наконец, очевидно, что на коэффициенты высших гармоник будут влиять величины сигналов N_f и N_U , определяющие заданные частоту и амплитуду напряжения, а также разрядная сетка этих сигналов.

Поскольку трапецеидальное фазное напряжение формируется с помощью широтно-импульсной модуляции, то при этом получается кусочно-постоянная функция $f(\theta)$, принимающая значения 0 или U_m^r на различных участках угла θ (рисунок 3.5) [90].



Рисунок 3.5 – Форма фазного напряжения на выходе частотного преобразователя, определенная на половине периода

Для определения гармонического состава выходного напряжения частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение, с учетом процессов ШИМ, разложим функцию $f(\theta)$, представленную на рис. 2, в тригонометрический ряд Фурье. Поскольку $f(\theta)$ является нечетной, то коэффициенты ряда будут определяться формулами (2.2) [83].

Для рассматриваемого случая четные коэффициенты равны нулю, а нечетные будут определяться выражением [90]

$$b_{n} = -\frac{2U_{m}^{tr}}{n\pi} \left\{ \cos\left[n(2\nu+1)\theta_{1}\right] - \cos\left(n\nu\theta_{1}\right) + \sum_{h=1}^{\nu-1} \left\{\cos\left[nh(\theta_{1}+\theta_{2})\right] - \cos\left(nh\theta_{1}\right) + \cos\left[n(2\nu+h+1)\theta_{1}\right] - \cos\left\{n\left[(2\nu+h)\theta_{1}+h\theta_{2}\right]\right\}\right\}\right\}$$

$$(3.1)$$

где U_m^{tr} – амплитуда импульсов при трапецеидальной модуляции; $\theta_1 = \frac{2\pi f_1}{f_{IIIIM}};$

 $\theta_2 = \frac{\theta_1 U_1}{v U_{1 \text{max}}}; f_1$ и U_1 – частота и действующее значение фазного напряжения,

формируемого на статоре асинхронного двигателя; $U_{1\text{max}}$ – максимальная величи-

на действующего значения фазного напряжения на выходе частотного преобразователя.

Следует отметить, что формула (3.1) справедлива именно для $f_1 = 50$ Гц, $f_{IIIIIM} = 4,8$ кГц, k = 4, v = 16 и $U_1 = U_{1max}$. В частности, при $U_m^{tr} = \frac{U_d}{2} = 257,5$ В рассчитаны значения коэффициентов ряда Фурье с номерами с 1 по 309 (таблица 3.1).

Таблица 3.1 – Значения коэффициентов ряда Фурье

при .	$f_1 = 50$	Гц,	f_{IIIIM}	=4,8	кГц,	k = 4,	v = 16,	U_1	$=U_{1\max}$
-------	------------	-----	-------------	------	------	--------	---------	-------	--------------

$b_1 = 269,471$ B	$b_3 = 0 \mathrm{B}$	<i>b</i> ₅ = -7,163 B	$b_7 = 7,065$ B	$b_9 = 0 B$
$b_{11} = -0,673$ B	$b_{13} = 2,385$ B	$b_{15} = 0$ B	$b_{17} = 0,055$ B	$b_{19} = 1,203 \text{ B}$
$b_{21} = 0$ B	<i>b</i> ₂₃ = 0,196 B	$b_{25} = 0,693$ B	$b_{27} = 0 \text{ B}$	$b_{29} = 0,203$ B
$b_{31} = 0,409$ B	$b_{33} = 0$ B	$b_{35} = 0,163$ B	$b_{37} = 0,224$ B	$b_{39} = 0 B$
$b_{41} = 0,1$ B	$b_{43} = 0,09$ B	$b_{45} = 0 \text{ B}$	$b_{47} = 0,016$ B	$b_{49} = -0,016$ B
$b_{51} = 0$ B	$b_{53} = -0,093$ B	$b_{55} = -0,105$ B	$b_{57} = 0 \text{ B}$	$b_{59} = -0,243$ B
$b_{61} = -0,179$ B	$b_{63} = 0 B$	$b_{65} = -0,466$ B	$b_{67} = -0,236$ B	$b_{69} = 0 \text{ B}$
$b_{71} = -0,847$ B	$b_{73} = -0,247$ B	$b_{75} = 0$ B	$b_{77} = -1,642$ B	$b_{79} = -0,079$ B
$b_{81} = 0 $ B	$b_{83} = -4.1 \text{ B}$	$b_{85} = 1,351$ B	$b_{87} = 0 B$	$b_{89} = -36,006$ B
$b_{91} = -54,759$ B	$b_{93} = 0 B$	$b_{95} = 57,863$ B	$b_{97} = 40,627$ B	$b_{99} = 0 $ B
$b_{101} = -3,4$ B	$b_{103} = 3,97$ B	$b_{105} = 0 \text{ B}$	$b_{107} = -0,456$ B	$b_{109} = 1,711$ B
$b_{111} = 0 B$	$b_{113} = 0,043$ B	$b_{115} = 0,968$ B	$b_{117} = 0$ B	$b_{119} = 0,166$ B
$b_{121} = 0,599$ B	$b_{123} = 0 B$	$b_{125} = 0,182$ B	$b_{127} = 0,373$ B	$b_{129} = 0$ B
$b_{131} = 0,153$ B	$b_{133} = 0,214$ B	$b_{135} = 0 \text{ B}$	$b_{137} = 0,098$ B	$b_{139} = 0,089$ B
$b_{141} = 0$ B	$b_{143} = 0,016$ B	$b_{145} = -0,017$ B	$b_{147} = 0$ B	$b_{149} = -0,099$ B
$b_{151} = -0,113$ B	$b_{153} = 0$ B	$b_{155} = -0,272$ B	$b_{157} = -0,205$ B	$b_{159} = 0$ B
$b_{161} = -0,56$ B	$b_{163} = -0,292$ B	$b_{165} = 0$ B	$b_{167} = -1,132$ B	$b_{169} = -0,349$ B
$b_{171} = 0 $ B	$b_{173} = -2,73$ B	$b_{175} = -0.152$ B	$b_{177} = 0$ B	$b_{179} = -17,185$ B
-------------------------------------	----------------------	------------------------------	-----------------------------------	-----------------------------------
$b_{181} = -24,02$ B	$b_{183} = 0$ B	$b_{185} = 11,174$ B	$b_{187} = -5,569$ B	$b_{189} = 0$ B
$b_{191} = 26,064 \text{ B}$	$b_{193} = 22,014$ B	$b_{195} = 0$ B	$b_{197} = -2,247$ B	$b_{199} = 2,788$ B
$b_{201} = 0 $ B	$b_{203} = -0,349$ B	$b_{205} = 1,353$ B	$b_{207} = 0$ B	$b_{209} = 0,036$ B
$b_{211} = 0,823$ B	$b_{213} = 0$ B	$b_{215} = 0,147$ B	$b_{217} = 0,538$ B	$b_{219} = 0$ B
$b_{221} = 0,168 \text{ B}$	$b_{223} = 0,35$ B	$b_{225} = 0$ B	$b_{227} = 0,148$ B	$b_{229} = 0,209$ B
$b_{231} = 0 B$	$b_{233} = 0,098$ B	$b_{235} = 0,091$ B	$b_{237} = 0$ B	$b_{239} = 0,017$ B
$b_{241} = -0,018$ B	$b_{243} = 0$ B	$b_{245} = -0,109$ B	$b_{247} = -0,128$ B	$b_{249} = 0$ B
$b_{251} = -0,321$ B	$b_{253} = -0,249$ B	$b_{255} = 0$ B	$b_{257} = -0,734$ B	$b_{259} = -0,402$ B
$b_{261} = 0 $ B	$b_{263} = -1,824$ B	$b_{265} = -0,641 \text{ B}$	$b_{267} = 0$ B	$b_{269} = -9,808$ B
<i>b</i> ₂₇₁ = -14,186 B	$b_{273} = 0$ B	$b_{275} = 7,231 \text{ B}$	$b_{277} = -1,161 \text{ B}$	$b_{279} = 0$ B
$b_{281} = 4,753$ B	$b_{283} = -2,903$ B	$b_{285} = 0$ B	<i>b</i> ₂₈₇ =16,793 B	<i>b</i> ₂₈₉ =15,119 B
$b_{291} = 0 B$	$b_{293} = -1,688$ B	$b_{295} = 2,165$ B	$b_{297} = 0$ B	$b_{299} = -0,286$ B
<i>b</i> ₃₀₁ = 1,132 B	$b_{303} = 0$ B	$b_{305} = 0,031$ B	$b_{307} = 0,728$ B	$b_{309} = 0 \text{ B}$

Для оценки адекватности формулы (3.1) по полученным с ее помощью коэффициентам построена аппроксимация трапецеидального фазного напряжения гармоническим рядом Фурье (рисунок 3.6). Приведенная кривая является графическим отображением суммы из 307 членов ряда. Очевидно достаточно хорошее совпадение полученной кривой с графиком, изображенным на рисунке 3.5, поскольку также прослеживаются 16 импульсов на участках линейно изменяющегося напряжения. Амплитуда трапецеидального напряжения получилась равной 257,96 В, в то время как при расчетах было принято $U_m^{tr} = 257,5$ В. Следовательно, по показателю амплитуды погрешность не превышает 0,18 %.



Рисунок 3.6 – Аппроксимация рядом Фурье трапецеидального фазного напряжения, формируемого широтно-импульсной модуляцией

При увеличении частоты ШИМ в целое число $q = \frac{f_{IIIIM}}{6v f_{1HOM}}$ раз относительно

4,8 кГц нечетные коэффициенты ряда Фурье могут быть определены с помощью выражения [90]

$$b_{n} = -\frac{2U_{m}^{tr}}{n\pi} \left\{ \cos\left\{n\left[q(2\nu+1)\theta_{1}\right]\right\} - \cos\left(nq\nu\theta_{1}\right) + \sum_{h=1}^{\nu-1}\sum_{j_{1}=0}^{q-1} \left\{\cos\left\{n\left[(qh+j_{1})\theta_{1} + h\theta_{2}\right]\right\} - \cos\left[n(qh+j_{1})\theta_{1}\right] + \left(3.2\right) + \cos\left\{n\left[q(2\nu+h) + j_{1} + 1\right]\theta_{1}\right\} - \cos\left\{n\left[q(2\nu+h) + j_{1}\right]\theta_{1} + h\theta_{2}\right\}\right\}\right\}$$

где h и j_1 – целые числа.

Формулы (3.1) и (3.2) позволяют найти действующие значения первой гармоники выходного напряжения частотного преобразователя $U_1 = b_1/\sqrt{2}$, относительные значения коэффициентов нечетных гармоник $|b_n|/b_1$ и суммарного коэффициента гармонических составляющих K_U для частот ШИМ равных соответственно 4,8 кГц, 9,6 кГц, 14,4 кГц и 19,6 кГц при $f_1 = f_{1_{HOM}} = 50$ Гц, k = 4, v = 16 и $U_1 = U_{1\text{max}}$ (таблица 3.2).

Таблица 3.2 – Зависимости величин высших гармоник фазного напряжения от частоты ШИМ при $f_1 = 50$ Гц, k = 4, v = 16, $U_1 = U_{1max}$

$f_{_{I\!I\!I\!I\!M\!M}}$, кГц	4,8	9,6	14,4	19,2
U_1, \mathbf{B}	190,5	191,1	191,3	191,4
$ b_5 /b_1^{}$, %	2,66	3,3	3,52	3,63
$ b_{7} /b_{1}^{},\%$	2,62	2,33	2,23	2,17
$ b_{11} /b_1^{},\%$	0,25	0,52	0,61	0,66
$ b_{13} /b_1^{}$, %	0,89	0,73	0,68	0,65
$ b_{17} /b_1^{},\%$	0,02	0,15	0,2	0,23
$ b_{19} /b_1^{},\%$	0,45	0,35	0,32	0,3
$K_{_U}$, %	3,89	4,17	4,29	4,35

Следует отметить, что величина действующего напряжения находилась при $U_m^{tr} = 257,5$ В, а гармоники с номерами, кратными трем, оказались равными нулю.

Данные таблицы показывают, что с увеличением частоты ШИМ действующее значение фазного напряжения незначительно повышается, приближаясь к величине, полученной расчетным путем без учета ШИМ [87]. Графики зависимостей $|b_n|/b_1$ для гармоник с номерами 5, 7, 11 и 13 (рисунок 3.7) отражают также тенденции их изменения в функции $f_{ШИМ}$, причем увеличение частоты ШИМ также приближает относительные значения высших гармоник к результатам, полученным в [87]. Действительно, относительное значение пятой гармоники стремится к 4 %, седьмой – к 2,04 %, одиннадцатой – к 0,83 %, тринадцатой – к 0,59 % и так далее.



Рисунок 3.7 – Графики зависимостей относительных значений высших гармоник $|b_n|/b_1$ в функции частоты f_{IIIIIM}

Проведем также исследование влияния широтно-импульсной модуляции на гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя при изменении частоты первой гармоники определим коэффициенты ряды Фурье при вариации f_1 и фиксированной частоте $f_{IIIIM} = 4,8$ кГц. При этом будем полагать, что в частотном преобразователе используется линейная зависимость $U_1(f_1)$. Тогда коэффициенты b_n могут быть определены по формуле [90]

$$b_{n} = -\frac{2U_{m}^{tr}}{n\pi} \Biggl\{ \sum_{i=qv}^{q(2v+1)-1} \cos\left[n(i\theta_{1}+\theta_{3})\right] - \cos(i\theta_{1}) + \\ +\sum_{h=1}^{v-1} \sum_{j_{1}=0}^{q-1} \Biggl\{ \cos\left\{n\left[(qh+j_{1})\theta_{1}+h\theta_{2}\right]\right\} - \cos\left[n(qh+j_{1})\theta_{1}\right] + \\ +\cos\left\{n\left\{\left[q(2v+h)+j_{1}\right]\theta_{1}+\theta_{3}\right\}\right\} - \cos\left\{n\left\{\left[q(2v+h)+j_{1}\right]\theta_{1}+h\theta_{2}\right\}\right\}\right\} \Biggr\}$$

$$\theta_{3} = \frac{\theta_{1}U_{1}}{U_{1\max}}.$$
(3.3)

Адекватность полученного выражения (3.3) проверим методом расчета коэффициентов и построения по ним графика функции. Расчетные значения коэф-

где

Таблица 3.3 – Значения коэффициентов ряда Фурье

пр	ри $f_1 = 25$ Гц, f_{IIII}	$_{MM} = 4,8$ кГц, $k = -$	4, $v = 16$, $U_1 = \frac{U_1}{2}$	<u>max</u> 2
<i>b</i> ₁ =135,36 B	$b_3 = 0 \mathrm{B}$	$b_5 = -4,948$ B	$b_7 = 2,98$ B	$b_9 = 0$ B
$b_{11} = -0,919$ B	$b_{13} = 0,919$ B	$b_{15} = 0$ B	$b_{17} = -0,339$ B	$b_{19} = 0,451$ B
$b_{21} = 0 $ B	$b_{23} = -0,159$ B	$b_{25} = 0,269$ B	$b_{27} = 0$ B	$b_{29} = -0,083$ B
$b_{31} = 0,177$ B	$b_{33} = 0 B$	$b_{35} = -0,045$ B	$b_{37} = 0,122$ B	$b_{39} = 0 B$
$b_{41} = -0,024$ B	$b_{43} = 0,086$ B	$b_{45} = 0$ B	$b_{47} = -0,012$ B	$b_{49} = 0,058$ B
$b_{51} = 0$ B	$b_{53} = -0,005$ B	$b_{55} = 0,035$ B	$b_{57} = 0$ B	$b_{59} = -0,001$ B
$b_{61} = 0,012$ B	$b_{63} = 0$ B	$b_{65} = 0$ B	$b_{67} = -0,013$ B	$b_{69} = 0$ B
$b_{71} = -0,002$ B	$b_{73} = -0,047$ B	$b_{75} = 0$ B	$b_{77} = -0,009$ B	$b_{79} = -0,101 \text{ B}$
$b_{81} = 0 $ B	$b_{83} = -0,028$ B	$b_{85} = -0,219$ B	$b_{87} = 0 \text{ B}$	$b_{89} = -0,094$ B
$b_{91} = -0,732$ B	$b_{93} = 0 B$	$b_{95} = 1,584$ B	$b_{97} = 1,237$ B	$b_{99} = 0 \text{ B}$
$b_{101} = 0,16$ B	$b_{103} = 0,421$ B	$b_{105} = 0$ B	$b_{107} = 0,11$ B	$b_{109} = 0,283$ B
$b_{111} = 0 B$	$b_{113} = 0,095$ B	$b_{115} = 0,229$ B	$b_{117} = 0$ B	$b_{119} = 0,091$ B
$b_{121} = 0,202$ B	$b_{123} = 0$ B	$b_{125} = 0,092$ B	$b_{127} = 0,188$ B	$b_{129} = 0$ B
$b_{131} = 0,096$ B	$b_{133} = 0,183$ B	$b_{135} = 0$ B	$b_{137} = 0,103$ B	$b_{139} = 0,183$ B
$b_{141} = 0 B$	$b_{143} = 0,114$ B	$b_{145} = 0,19$ B	$b_{147} = 0$ B	$b_{149} = 0,129$ B
$b_{151} = 0,203$ B	$b_{153} = 0$ B	$b_{155} = 0,15$ B	$b_{157} = 0,225$ B	$b_{159} = 0$ B
$b_{161} = 0,183$ B	$b_{163} = 0,261 \text{ B}$	$b_{165} = 0$ B	$b_{167} = 0,234$ B	$b_{169} = 0,323$ B
$b_{171} = 0 B$	$b_{173} = 0,326$ B	$b_{175} = 0,441 \text{ B}$	$b_{177} = 0$ B	$b_{179} = 0,531$ B
$b_{181} = 0,742$ B	$b_{183} = 0$ B	$b_{185} = 1,352$ B	$b_{187} = 2,28$ B	$b_{189} = 0$ B
$b_{191} = -2,888$ B	$b_{193} = -1,43$ B	$b_{195} = 0$ B	$b_{197} = -0,736$ B	$b_{199} = -0,558$ B

$b_{201} = 0 $ B	$b_{203} = -0,438$ B	$b_{205} = -0,344$ B	$b_{207} = 0$ B	$b_{209} = -0,322$ B
$b_{211} = -0,249$ B	$b_{213} = 0$ B	$b_{215} = -0,262$ B	$b_{217} = -0,195$ B	$b_{219} = 0$ B
$b_{221} = -0,227$ B	$b_{223} = -0,162$ B	$b_{225} = 0$ B	$b_{227} = -0,207$ B	$b_{229} = -0.14$ B
$b_{231} = 0 $ B	$b_{233} = -0,195$ B	$b_{235} = -0,125$ B	$b_{237} = 0$ B	$b_{239} = -0,189$ B
$b_{241} = -0,115$ B	$b_{243} = 0$ B	$b_{245} = -0,19$ B	$b_{247} = -0,108 \text{ B}$	$b_{249} = 0$ B
$b_{251} = -0,198$ B	$b_{253} = -0,105$ B	$b_{255} = 0$ B	$b_{257} = -0,214$ B	$b_{259} = -0,107$ B
$b_{261} = 0 $ B	$b_{263} = -0,246$ B	$b_{265} = -0,114$ B	$b_{267} = 0$ B	$b_{269} = -0,308$ B
$b_{271} = -0.135$ B	$b_{273} = 0$ B	$b_{275} = -0,465$ B	$b_{277} = -0,204$ B	$b_{279} = 0$ B
$b_{281} = -1,367$ B	$b_{283} = -1,803$ B	$b_{285} = 0$ B	$b_{287} = 0,892$ B	$b_{289} = 0,139$ B
$b_{291} = 0 \text{ B}$	$b_{293} = 0,276$ B	$b_{295} = 0,046$ B	$b_{297} = 0$ B	$b_{299} = 0,139$ B
$b_{301} = 0,019$ B	$b_{303} = 0$ B	$b_{305} = 0,076$ B	$b_{307} = 0,007$ B	$b_{309} = 0$ B

График функции, построенный по данным таблицы 3.3 приведен на рисунке 3.8.



Рисунок 3.8 – Аппроксимация рядом Фурье трапецеидального фазного напряжения при $f_1 = 25$ и $f_{IIIIIM} = 4,8$ кГц, k = 4, v = 16, $U_1 = \frac{U_{1max}}{2}$

78

По формуле (3.3) рассчитаны также относительные значения $|b_n|/b_1$ и действующее значение фазного напряжения U_1 при f_1 в 50 Гц, 25 Гц, 16,666 Гц и 12,5 Гц (таблица 3.4).

Таблица 3.4 – Зависимость гармонического состава фазного напряжения от частоты первой гармоники f_1 при $f_{IIIIM} = 4,8$ кГц, k = 4, v = 16

f_1, Γ ц	12,5	16,666	25	50
U_1, \mathbf{B}	47,9	63,9	95,7	190,5
$ b_{_{5}} /b_{_{1}}$, %	3,9	3,84	3,66	2,66
$\left b_{7} ight /b_{1}$, %	2,07	2,1	2,2	2,62
$ b_{11} /b_1^{},\%$	0,78	0,75	0,68	0,25
$ b_{13} /b_1^{}$, %	0,6	0,62	0,68	0,89
$\left b_{17} \right / b_{1}^{}$, %	0,3	0,29	0,25	0,02
$ b_{19} /b_{1}^{}$, %	0,28	0,3	0,34	0,45
$K_{_U}$, %	4,55	4,51	4,4	3,89

Графики зависимостей $|b_n|/b_1$ от частоты f_1 для гармоник с номерами 5, 7, 11 и 13 приведены на рисунке 3.9. Анализ этих графиков показывает, что уменьшение частоты основной гармоники приводит к разнонаправленному изменению относительных значений высших гармоник, приближая их к результатам, полученным без учета ШИМ.

Проведенное исследование показывает, что влияние параметра v на гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя при $v \ge 16$ незначительно.



Рисунок 3.9 – Графики зависимостей относительных значений высших гармоник $|b_n|/b_1$ в функции частоты f_1

Также мало влияет на относительные значения высших гармоник разрядная сетка сигналов N_f и N_U , если минимальное количество двоичных разрядов составляет 16 (причем полагается, что старший разряд является знаковым).

Результаты, приведенные в таблицах 3.2 и 3.3, убедительно показывают, что выходное напряжение частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное напряжение, вполне соответствует требованиям ГОСТ 32144-2013 даже с учетом процесса широтно-импульсной модуляции.

Однако, следует обратить особое внимание на тот факт, что при частоте ШИМ 4,8 кГц исключительно большие относительные значения принимают коэффициенты ряда Фурье с номерами 89, 91, 95 и 97: $|b_{89}|/b_1 = 13,36\%$; $|b_{91}|/b_1 = 20,32\%$; $|b_{95}|/b_1 = 21,47\%$; $|b_{97}|/b_1 = 15,08\%$. Для частоты модуляции 9,6 кГц критическими становятся относительные значения 185, 187, 191-й и 193-й гармоник: $|b_{185}|/b_1 = 13,6\%$; $|b_{187}|/b_1 = 19,97\%$; $|b_{191}|/b_1 = 20,71\%$; $|b_{193}|/b_1 = 14,7\%$. При частоте $f_{IIIIIM} = 14,4$ кГц на себя обращают внимание значения $|b_{281}|/b_1 = 13,68\%$; $|b_{283}|/b_1 = 19,85\%$; $|b_{287}|/b_1 = 20,46\%$ и $|b_{289}|/b_1 = 14,57\%$. При частоте ШИМ 19,2 кГц относительные значения коэффициентов Фурье с номерами 377, 379, 383 и 385 равны $|b_{377}|/b_1 = 13,71\%$; $|b_{379}|/b_1 = 19,79\%$; $|b_{383}|/b_1 = 20,33\%$; $|b_{385}|/b_1 = 14,51\%$.

Следовательно, можно сделать заключение, что основной отрицательный эффект в выходной сигнал частотного преобразователя вносит именно широтноимпульсная модуляция, а не отличие усредненной формы напряжения от синусоиды. Действительно, давно известным фактом является негативное влияние частотного преобразователя на работу двигателя переменного тока, заключающееся в ускоренном износе традиционных подшипников качения, повышенном нагреве поверхности соединительного кабеля и собственно обмоток электродвигателя высокочастотными составляющими токов и снижении коэффициента полезного действия машины. Все эти отрицательные явления наблюдаются как в распространенных в настоящее время частотных преобразователях с векторными или синусоидальными широтно-импульсными модуляторами, так и в рассматриваемом инверторе с трапецеидальной формой фазного напряжения. Но исключительная простота трапецеидальной ШИМ в сочетании с новейшими способами построения быстродействующих электроприводов переменного тока [44 – 59] дает важное преимущество - вычислительные мощности микропроцессора или микроконтроллера, входящего в состав управляющего блока привода, можно направить на решение более глобальных задач, например, технологических.

Наряду с простотой технической реализации частотные преобразователи с трапецеидальной формой фазного напряжения обладают более низкими коммутационными потерями, поскольку в большинстве случаев каждый период ШИМ переключаются 3 силовых транзистора, а при максимальной амплитуде напряжения – только 2. Следует также обратить внимание на то, каким образом производится формирование фазного напряжения на статорных обмотках двигателя с помощью рассматриваемых цифровых модуляторов [69, 86]. На одном периоде ШИМ к каждой обмотке прикладывается только одна полярность напряжения из линии постоянного тока, что снижает величину пульсаций тока. К тому же алгоритм коммутации транзисторов, заложенный в эти модуляторы, предусматривает обеспечение равенства нулю потенциала на нулевой точке обмоток электродвигателя, соединенных в звезду.

Формулы (3.1) – (3.3), представленные выше, получены исходя из конкретного алгоритма работы рассматриваемого цифрового модулятора. Если реализовать трапецеидальную ШИМ другим способом, то коэффициенты высших гармоник будут отличаться по величине от полученных в этом разделе.

3.4 Влияние способа формирования трапецеидального фазного напряжения на гармонический состав выходного сигнала частотного преобразователя

Детализированная форма фазного напряжения, формируемая с помощью предложенного цифрового модулятора [86], приведена на рисунке 3.10 а. В соответствии с режимами функционирования силовых ключей (таблица 3.1), частотного преобразователя, которые реализует этот модулятор, форма напряжения на участке угла θ от $\frac{2\pi}{3}$ до π представляет собой инверсию формы на участке от 0 до $\frac{\pi}{3}$. При этом наблюдается некоторая несимметрия напряжения относительно $\theta = \frac{\pi}{2}$, поэтому такую форму напряжения условно назовем несимметричной.

Однако, можно разработать цифровой модулятор, который с помощью широтно-импульсной модуляции и силовых транзисторов частотного преобразователя сформирует фазное напряжение на статорных обмотках двигателя переменного тока, симметричное относительно $\theta = \frac{\pi}{2}$ (рисунок 3.10 б).



Рисунок 3.10 – Различные способы формирования трапецеидального фазного напряжения

Найдем по формулам (2.2) коэффициенты ряда Фурье для этого случая. После проведения соответствующих математических преобразований, получим выражение для определения коэффициентов b_n при $f_1 = 50$ Гц, $f_{IIIIIM} = 4,8$ кГц, k = 4, v = 16 и $U_1 = U_{1max}$, аналогичное (3.1)

$$b_{n} = -\frac{2U_{m}^{tr}}{n\pi} \left\{ \cos(2nv\theta_{1}) - \cos(nv\theta_{1}) + \sum_{h=1}^{\nu-1} \left\{ \cos\left[nh(\theta_{1} + \theta_{2})\right] - \cos(nh\theta_{1}) + \cos\left[n(2\nu+h)\theta_{1}\right] - \cos\left\{n\left[(2\nu+h-1)\theta_{1} + h\theta_{2}\right]\right\}\right\} \right\}$$

$$(3.4)$$

Значения коэффициентов ряда Фурье с номерами с 1 по 309, рассчитанные по формуле (3.4), сведены в таблицу 3.5.

Таблица 3.5 – Значения коэффициентов ряда Фурье

при $f_1 = 50$ Гц, $f_{IIIIVM} = 4,8$ кГц, $k = 4$, $v = 16$, $U_1 = U_{1max}$				
$b_1 = 264,378$ B	$b_3 = -6,409$ B	$b_5 = -7,846$ B	<i>b</i> ₇ = 6,113 B	$b_9 = -2,084$ B
$b_{11} = -0,82$ B	$b_{13} = 1,761 \text{ B}$	$b_{15} = -1,187$ B	$b_{17} = 0,075$ B	$b_{19} = 0,705$ B
$b_{21} = 0,777$ B	$b_{23} = 0,302$ B	$b_{25} = 0,266$ B	$b_{27} = -0,527$ B	$b_{29} = 0,366 \text{ B}$
$b_{31} = 0,029$ B	$b_{33} = -0,364$ B	$b_{35} = 0,371 \text{ B}$	$b_{37} = -0.12$ B	$b_{39} = -0,199$ B
$b_{41} = 0,347$ B	$b_{43} = -0,224$ B	$b_{45} = -0,066$ B	$b_{47} = 0,301$ B	$b_{49} = -0,303$ B
$b_{51} = 0,067$ B	$b_{53} = 0,232$ B	$b_{55} = -0,364$ B	$b_{57} = 0,212$ B	$b_{59} = 0,13$ B
$b_{61} = -0,408$ B	$b_{63} = 0,387$ B	$b_{65} = -0,033$ B	$b_{67} = -0,426$ B	$b_{69} = 0,627$ B
$b_{71} = -0,325$ B	<i>b</i> ₇₃ = -0,381 B	$b_{75} = 1,015$ B	$b_{77} = -0,962$ B	$b_{79} = -0,108$ B
$b_{81} = 1,843 \text{ B}$	$b_{83} = -3,027$ B	$b_{85} = 1,645$ B	$b_{87} = 5,488$ B	$b_{89} = -31,159$ B
$b_{91} = -59,978$ B	$b_{93} = -7,217$ B	$b_{95} = 56,77$ B	$b_{97} = 39,859$ B	$b_{99} = -2,238$ B
$b_{101} = -3,724$ B	$b_{103} = 3,435$ B	$b_{105} = -1,306$ B	$b_{107} = -0,555$ B	$b_{109} = 1,263 \text{ B}$
$b_{111} = -0,891$ B	$b_{113} = 0,058$ B	$b_{115} = 0,567$ B	$b_{117} = -0,642$ B	$b_{119} = 0,256$ B
$b_{121} = 0,23$ B	$b_{123} = -0,464$ B	$b_{125} = 0,329$ B	$b_{127} = 0,027$ B	$b_{129} = -0,321$ B
$b_{131} = 0,349$ B	$b_{133} = -0,114$ B	$b_{135} = -0,192$ B	$b_{137} = 0,34$ B	$b_{139} = -0,223$ B

$b_{141} = -0,066 \text{ B}$	$b_{143} = 0,307$ B	$b_{145} = -0,313$ B	$b_{147} = 0,07$ B	$b_{149} = 0,247$ B
$b_{151} = -0,394$ B	$b_{153} = 0,233$ B	$b_{155} = 0,145$ B	$b_{157} = -0,467$ B	$b_{159} = 0,453$ B
$b_{161} = -0,04$ B	$b_{163} = -0,527$ B	$b_{165} = 0,804$ B	$b_{167} = -0,434$ B	$b_{169} = -0,537$ B
<i>b</i> ₁₇₁ = 1,534 B	$b_{173} = -1,601 \text{ B}$	$b_{175} = -0,206$ B	$b_{177} = 4,502$ B	$b_{179} = -12,689$ B
$b_{181} = -29,24$ B	$b_{183} = -7,866$ B	$b_{185} = 9,67$ B	$b_{187} = -6.1$ B	$b_{189} = -2,288$ B
$b_{191} = 25,572$ B	$b_{193} = 21,598$ B	$b_{195} = -1,363$ B	$b_{197} = -2,461 \text{ B}$	$b_{199} = 2,412$ B
$b_{201} = -0,962$ B	$b_{203} = -0,425$ B	$b_{205} = 0,999$ B	$b_{207} = -0,725$ B	$b_{209} = 0,048$ B
$b_{211} = 0,483$ B	$b_{213} = -0,557$ B	$b_{215} = 0,226$ B	$b_{217} = 0,206$ B	$b_{219} = 0,423$ B
$b_{221} = 0,304$ B	$b_{223} = 0,025$ B	$b_{225} = -0,305$ B	$b_{227} = 0,336$ B	$b_{229} = -0,112$ B
$b_{231} = -0,191$ B	$b_{233} = 0,341 \text{ B}$	$b_{235} = -0,227$ B	$b_{237} = -0,068$ B	$b_{239} = 0,322$ B
$b_{241} = -0,334$ B	$b_{243} = 0,076 \text{ B}$	$b_{245} = 0,273$ B	$b_{247} = -0,443$ B	$b_{249} = 0,269 \text{ B}$
$b_{251} = 0,172$ B	$b_{253} = -0,567$ B	$b_{255} = 0,57$ B	$b_{257} = -0,052$ B	$b_{259} = -0,727$ B
<i>b</i> ₂₆₁ = 1,183 B	$b_{263} = -0,7$ B	$b_{265} = -0,987$ B	$b_{267} = 3,505$ B	$b_{269} = -5,75$ B
$b_{271} = -19,28$ B	$b_{273} = -8,32$ B	<i>b</i> ₂₇₅ = 5,339 B	<i>b</i> ₂₇₇ = -1,413 B	$b_{279} = -2,228$ B
<i>b</i> ₂₈₁ = 4,113 B	<i>b</i> ₂₈₃ = -3,18 B	$b_{285} = -1,352$ B	<i>b</i> ₂₈₇ =16,476 B	<i>b</i> ₂₈₉ =14,833 B
$b_{291} = -0,984$ B	$b_{293} = -1,848$ B	<i>b</i> ₂₉₅ = 1,873 B	$b_{297} = -0,769$ B	$b_{299} = -0,348$ B
$b_{301} = 0,836$ B	$b_{303} = -0,619$ B	$b_{305} = 0,042$ B	$b_{307} = 0,427$ B	$b_{309} = -0,5$ B

График функции, построенный с помощью полученных коэффициентов (рисунок 3.11), показывает, что формула (3.4) найдена правильно. Действительно, на участках линейно нарастающего и спадающего напряжения наблюдается шестнадцать импульсов, а амплитудное значение трапеции равно 257,21 В (при расчетах было принято $U_m^{tr} = \frac{U_d}{2} = 257,5$ В).



Рисунок 3.11 – Аппроксимация рядом Фурье трапецеидального фазного напряжения, симметричного относительно угла $\theta = \frac{\pi}{2}$

Найдем с помощью формулы (3.4) относительные значения $|b_n|/b_1$ гармоник с номерами 3 – 39, действующее значение фазного напряжения U_1 и коэффициента K_U для симметричного способа формирования трапеции и сравним их с аналогичными данными несимметричного метода (таблица 3.6). Анализ данных таблицы 3.6 показывает, что при симметричном способе формирования трапеции действующее значение первой гармоники получается меньше, чем при несимметричном. Также обращает на себя внимание тот факт, что при симметричном способе гармоники с номерами, кратными трем, не равны нулю, и величина коэффициента K_U больше, чем при несимметричном.

Таким образом, способ формирования трапецеидальной ШИМ влияет на величину амплитуд высших гармоник.

Таблица 3.6 – Значения U_1 , $|b_n|/b_1$ и K_U при несимметричном и симметричном

способах	формирования	трапеции
----------	--------------	----------

Способ	Несимметричный	Симметричный
U_1, \mathbf{B}	190,5	186,9
$ b_3 /b_1^{}$, %	0	2,42
$\left b_{5} ight /b_{1}$, %	2,66	2,97
$ b_{7} /b_{1}^{}$, %	2,62	2,31
$\left b_9 ight /b_1^{}$, %	0	0,79
$ b_{11} /b_1^{},\%$	0,25	0,31
$ b_{13} /b_1^{}$, %	0,89	0,67
$ b_{15} /b_1^{}, \%$	0	0,45
$ b_{17} /b_1^{},\%$	0,02	0,03
$ b_{19} /b_1^{},\%$	0,45	0,27
$ b_{21} /b_1^{},\%$	0	0,29
$ b_{_{23}} /b_{_{1}}$, %	0,07	0,11
$ b_{25} /b_1^{}$, %	0,26	0,1
$ b_{27} /b_1^{},\%$	0	0,2
$ b_{29} /b_1^{}$, %	0,08	0,14
$ b_{31} /b_1^{},\%$	0,15	0,01
$ b_{33} /b_1^{},\%$	0	0,13
$ b_{35} /b_1^{}$, %	0,06	0,14
$ b_{_{37}} /b_{_{1}}$, %	0,08	0,05
$ b_{_{39}} /b_{_{1}}$, %	0	0,08
$K_{_U}$, %	3,89	4,66

Следовательно, определение формул коэффициентов ряда Фурье позволяет решить важную практическую задачу оптимизации алгоритма работы цифрового модулятора, управляющего силовыми транзисторами частотного преобразователя. Поэтому определение формул для нахождения коэффициентов ряда Фурье и для других типов модуляторов, например векторных, также является актуальной задачей, поскольку позволит аналитическим способом решить проблему уменьшения амплитуд высших гармоник за счет оптимизации алгоритма их работы.

3.5 Экспериментальные исследования частотного преобразователя с трапецеидальным фазным напряжением

Разработанный частотный преобразователь с трапецеидальным фазным напряжением был реализован на цифровых микросхемах средней степени интеграции (рисунок 3.12). Его испытания показали работоспособность и формирование фазного напряжения по трапецеидальному закону при соединении трехфазной нагрузки в звезду. В частности при максимальном сигнале задания, что соответствует частоте 50 Гц, осциллограмма фазного напряжения имеет вид, приведенный на рисунке 3.13. Несущая частота широтно-импульсной модуляции в эксперименте составляла 4,8 кГц.



Рисунок 3.12 – Опытный вариант цифрового модулятора, формирующего трапецеидальное фазное напряжение на выходе частотного преобразователя



Рисунок 3.13 – Осциллограмма фазного напряжения в разработанном частотном преобразователе

Форма тока при работе частотного преобразователя на активно-индуктивную нагрузку имеет следующий вид (рисунок 3.14).



Рисунок 3.14 – Осциллограмма тока в частотном преобразователе при работе на активно-индуктивную нагрузку

Обе осциллограммы охватывают половину периода напряжении и тока, то есть отрезок времени 0,01 с.

Следует обратить внимание, что форма фактического фазного напряжение полностью совпадает с графиком, приведенным на рисунке 3.5. Также осциллограмма тока имеет хорошее совпадение с результатами моделирования, приведенными на рисунке 2.13. Форма тока, полученная в разработанном частотном преобразователе, как и следовало ожидать, лучше чем в инверторах с векторными модуляторами (рисунок 3.15) [1].



Рисунок 3.15 – Форма тока в инверторах с векторными модуляторами

3.6 Выводы по третьей главе

1. Разработан частотный преобразователь, формирующий с помощью широтно-импульсной модуляции трапецеидальное фазное напряжение.

2. Показано, что предлагаемый частотный преобразователь обладает повышенной энергоэффективностью, поскольку коммутационные потери в силовых транзисторах как минимум на 25 % меньше, чем в инверторах с векторной модуляцией, и вдвое ниже по сравнению с синусоидальной модуляцией.

3. Получены аналитические выражения, позволяющие определять амплитуды высших гармонических составляющих выходного напряжения частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение, с учетом процессов широтно-импульсной модуляции.

4. Исследование гармонического состава выходного сигнала частотного преобразователя с трапецеидальной формой фазного напряжения позволяет сделать вывод, что основное отрицательное влияния оказывают гармоники, сопряженные с частотой широтно-импульсной модуляции.

5. Показано, что алгоритм работы цифрового модулятора влияет на амплитуды высших гармоник в выходном напряжении частотного преобразователя. 6. Продемонстрированный подход позволяет найти формулы коэффициентов высших гармонических составляющих с учетом широтно-импульсной модуляции для частотных преобразователей с различными законами функционирования модуляторов.

7. Проведены натурные испытания разработанного частотного преобразователя с трапецеидальным фазным напряжением, полностью подтверждающие теоретические исследования.

4 ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ И МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ НА ПРОГРАММИРУЕМОЙ ЛОГИКЕ

4.1 Структурная схема и методика выбора параметров быстродействующего следящего электропривода переменного тока

Анализ работ [44 – 59], проведенный в первой главе, показал, что большого быстродействия при отработке управляющих воздействий можно достичь в следящем электроприводе переменного тока, имеющем структурное построение, приведенное на рисунке 4.1 [44, 45, 52].



Рисунок 4.1 – Структурная схема быстродействующего следящего электропривода переменного тока

При этом следует отметить, что такой принцип построения применим для следящего электропривода применим как с синхронным, так и с асинхронным исполнительным двигателем. На структурной схеме передаточная функция объекта управления (синхронного или асинхронного двигателя совместно с исполнительным механизмом) представлена интегро-колебательным звеном

$$W_{oy}(p) = \frac{k_{oy}}{\left(T_{\kappa}^{2}p^{2} + 2\xi_{\kappa}T_{\kappa}p + 1\right)p},$$
(4.1)

где k_{oy} – коэффициент передачи объекта; T_{κ} – постоянная времени колебательной составляющей; ξ_{κ} – коэффициент демпфирования; *p* – комплексная переменная.

Следует отметить, что передаточная функция соответствует синхронной машине, работающей в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока (или вентильного двигателя), и асинхронному двигателю при скалярном частотном управлении.

Передаточная функция силового (частотного) преобразователя принята в виде апериодического звена

$$W_{cn}(p) = \frac{k_{cn}}{T_{cn}p+1},$$
 (4.2)

где k_{cn} и T_{cn} – коэффициент передачи и постоянная времени силового преобразователя.

Датчик положения представлен безынерционным звеном $k_{\partial n}$.

Следящий электропривод имеет контур скорости и два контура положения. Для организации обратной связи по скорости выходной сигнал датчика положения дифференцируется с помощью звена с передаточной функцией

$$W_{occ}(p) = k_{occ} p, \qquad (4.3)$$

где k_{occ} – коэффициент обратной связи по скорости.

В контуре скорости применен пропорционально-дифференциальный (ПД) регулятор

$$W_{n\partial}(p) = k_{n\partial}(T_{n\partial}p+1),$$
 (4.4)

где $k_{n\partial}$ и $T_{n\partial}$ – коэффициент передачи и постоянная времени ПД-регулятора.

В первом (внутреннем) контуре положения используется пропорциональный регулятор с коэффициентом передачи k_n . Во втором (внешнем) контуре положения применен интегральный регулятор с передаточной функцией

$$W_u(p) = \frac{1}{T_u p},$$
 (4.5)

где T_u – постоянная времени регулятора.

Следует также отметить, что подобное структурное построение может быть применено и в следящем электроприводе постоянного тока [48].

Структурное построение, приведенное на рисунке 4.1, полностью соответствует известному следящему электроприводу с синхронным исполнительным двигателем [44]. Кроме того, все регуляторы рассматриваемого электропривода по виду и связям совпадают с регуляторами оригинального асинхронного следящего электропривода с векторным управлением (за исключением регуляторов тока) [54, 55]. Поэтому воспользуемся разработанными методиками синтеза регуляторов, позволяющими достичь большого быстродействия электропривода переменного тока в следящем режиме [44, 45, 57].

В связи с этим методика синтеза регуляторов быстродействующего электропривода представляет собой последовательный итерационный алгоритм (рисунок 4.2) [44, 57]. Исходными данными для расчета являются параметры двигателя T_{κ} , ξ_{κ} , k_{oy} (коэффициент передачи двигателя по управляющему воздействию), исполнительного механизма k_{ux} , датчика положения k_{on} и обратной связи по скорости k_{occ} . Причем коэффициент передачи объекта управления равен $k_{oy} = k_{oy}k_{uu}$. Кроме того, в исходных данных задаются относительные погрешности Δ_1 , Δ_2 и Δ_3 полюсов передаточных функций первого, второго и третьего замкнутых контуров, компенсирующих соответствующие нули. Исходными данными также являются коэффициенты демпфирования ξ_1 и ξ_2 колебательных составляющих в передаточных функциях замкнутых первого (внутреннего) и второго контуров соответственно.

Отличительной особенности данной методики синтеза рассматриваемого следящего электропривода [44, 57] является то, что она позволяет выбрать параметры регуляторов такими, чтобы их можно было просто реализовать средствами цифровой техники. Действительно, при программной реализации на микроконтроллере величины $\frac{T_u}{T}$, k_n , k_{no} и $\frac{k_{occ}}{T}$ могут взяты кратными двум (где T – период дискретизации).



Выбор величины коэффициента
$$k_{n\partial}$$
 передачи ПД-регулятора из неравенства

$$\frac{2(1-\xi_{\kappa})(T_{\kappa}-T_{cn})}{\Delta_{1}k_{cn}k_{oy}k_{occ}k_{\partial n}T_{\kappa}} - \frac{1}{k_{cn}k_{oy}k_{occ}k_{\partial n}} < k_{n\partial} < \frac{T_{\kappa}^{2} - 2T_{\kappa}T_{cn}(1-2\xi_{\kappa}) + T_{cn}^{2}(1-2\xi_{\kappa})^{2}}{4\xi_{1}^{2}k_{cn}k_{oy}k_{occ}k_{\partial n}T_{\kappa}T_{cn}} - \frac{1}{k_{cn}k_{oy}k_{occ}k_{\partial n}}$$

Выбор на втором шаге величины $T_{n\partial 2}$ из решения уравнения $d_0 T_{n\partial 2}^5 + d_1 T_{n\partial 2}^4 + d_2 T_{n\partial 2}^3 + d_3 T_{n\partial 2}^2 + d_4 T_{n\partial 2} + d_5 = 0,$ где $d_0 = \Delta_2 k_1^2; d_1 = 4\Delta_2 \xi_{\kappa} k_1 T_{\kappa}; d_2 = -2T_{\kappa}^2 \Big[2\xi_2^2 (1-\Delta_2) + \Delta_2 k_1 \Big]; k_1 = k_{n\partial} k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n};$ $d_3 = 4T_{\kappa}^2 \Big[\xi_2^2 (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa}) - \Delta_2 \xi_{\kappa} T_{\kappa} \Big]; d_4 = -T_{\kappa}^3 \Big[4\xi_2^2 (T_{\kappa} + 2\xi_{\kappa} T_{cn}) - \Delta_2 T_{\kappa} \Big]; d_5 = 4\xi_2^2 T_{\kappa}^4 T_{cn}$

Расчет величины коэффициента k_n передачи пропорционального регулятора $k_n = \frac{\left[\left(2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{n\partial 2}\right)T_{n\partial 2} - T_\kappa^2\right]^2}{4\xi_2^2 T_{n\partial 2}^3 T_\kappa^2 k_{n\partial} k_{cn} k_{oy} k_{\partial n}}$ Расчет величины постоянной времени T_κ интегрального регулятора

$$T_{u} = \frac{3\left[\left(2\xi_{\kappa}T_{\kappa} + k_{1}T_{n\partial2}\right)T_{n\partial2} - T_{\kappa}^{2}\right]k_{2}T_{n\partial2}^{4}}{\left[\left(1 + k_{1} + k_{2}T_{n\partial2}\right)T_{n\partial2}^{2} - \left(2\xi_{\kappa}T_{\kappa} + k_{1}T_{n\partial2}\right)T_{n\partial2} + T_{\kappa}^{2}\right]^{2}},$$

где $k_{2} = k_{n}k_{n\partial}k_{cn}k_{oy}k_{\partial n}$

Определение величины постоянной времени $T_{n\partial}$ ПД-регулятора из уравнения $\Delta_3 k_2 T_{n\partial}^5 - T_u T_{n\partial}^3 + (T_{cn} + 2\xi T_{\kappa}) T_u T_{n\partial}^2 - (T_{\kappa} + 2\xi T_{cn}) T_{\kappa} T_u T_{n\partial} + T_{\kappa}^2 T_{cn} T_u = 0$

Конец

Рисунок 4.2 – Алгоритм последовательного расчета и выбора параметров регуляторов следящего электропривода переменного тока

Это позволяет операции умножения в соответствующих регуляторах заменить операциями сдвига на определенное количество двоичных разрядов. Только при реализации постоянной времени $T_{n\partial}$ ПД-регулятора необходима одна операция умножения. Следовательно, требования к вычислительной мощности микроконтроллера со стороны регуляторов минимальны, и можно с уверенностью сказать, что даже 16-ти разрядный микропроцессор с тактовой частотой 10 МГц позволил бы реализовать рассматриваемый быстродействующий следящий электропривод переменного тока.

Однако, в современных электроприводах применяют векторные модуляторы, которые требует проведения большого количества вычислений на каждом периоде широтно-импульсной модуляции [1, 13].

Как показано в третьей главе, проблему минимизации вычислений решают цифровые модуляторы, формирующие трапецеидальное фазное напряжение на статорных обмотках электродвигателя переменного тока [69, 86]. Такие модуляторы очень просто реализуются на программируемых логических интегральных схемах.

Все это создает предпосылки и для реализации регуляторов быстродействующего следящего электропривода переменного тока на программируемой логике.

4.2 Функциональные схемы цифровых регуляторов следящего электропривода переменного тока при технической реализации на программируемой логике

При реализации на программируемой логике функциональная схема интегрального регулятора может выглядеть следующим образом (рисунок 4.3). В состав интегрального регулятора входят сумматоры $SM_1 - SM_6$, регистры $RG_1 - RG_6$, генератор прямоугольных импульсов G_u , формирователи одиночных импульсов (одновибраторы) $G1_1 - G1_5$, элементы И $\&_1 - \&_3$, элемент ИЛИ и элемент И-НЕ.



Рисунок 4.3 – Функциональная схема интегрального регулятора при реализации на программируемой логике

Интегральный регулятор при реализации на программируемой логической интегральной схеме работает следующим образом. Сумматор SM_1 вычисляет разность между сигналами задания x_3 и обратной связи по положению $x_{\partial n}$, которая записывается в регистр RG_1 . Сумматор SM_2 в совокупности с регистром RG_2 формируют интегральный закон регулирования, причем величина постоянной времени T_u определяется периодом тактового генератора G_u и сдвигом разрядов SM_2 и RG_2 относительно выходного сигнала регулятора N_u .

Сумматор SM_3 находит сумму сигнала задания x_3 и приращения Δx_{orp} плавающего ограничения, которая записывается в регистр RG_3 . Сумматор SM_4 вычисляет разность x_3 и Δx_{orp} , причем эта разность записывается в регистр RG_4 .

Сумматоры SM_5 и SM_6 , регистры RG_5 и RG_6 и логические элементы ИЛИ, И-НЕ и $\&_1$ определяют когда выходной сигнал N_u интегрального регулятора выйдет за пределы $x_3 \pm \Delta x_{orp}$. При выполнении условий

$$N_u > x_3 + \Delta x_{orp}$$
 или $N_u < x_3 - \Delta x_{orp}$

прохождение импульсов с тактового генератора прекращается до тех пор, пока не сменится знак рассогласования, взятый со старшего разряда регистра RG_1 .

Формирователи одиночных импульсов $G1_1 - G1_5$ и элементы $\&_2$ и $\&_3$ служат для синхронизации работы регистров $RG_1 - RG_6$ при поступлении импульсов с генератора G_u и отрицательных импульсов \overline{C}_3 и $\overline{C}_{\partial n}$ готовности сигналов задания x_3 и датчика положения $\overline{x}_{\partial n}$ на входе регулятора. Выходной сигнал \overline{C}_u формирователя импульсов $G1_5$ является сигналом готовности информации N_u на выходе интегрального регулятора.

Такое построение интегрального регулятора обеспечивает при правильном выборе постоянной времени *T_u* устойчивость следящего электропривода во всем диапазоне перемещений и скоростей.

Пропорциональный и пропорционально-дифференциальный регуляторы, а также дифференцирующее звено в цепи обратная связь по скорости могут также быть выполнены на программируемой логической схеме в виде следующей композиции элементов (рисунок 4.4). В состав этой совокупности регуляторов входят сумматоры $SM_7 - SM_{11}$, регистры $RG_7 - RG_{13}$, генераторы прямоугольных импульсов G_{occ} и G_{n0} , формирователи одиночных импульсов $G1_6 - G1_{16}$, элементы И $\&_4 - \&_6$, элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, инвертор, мультиплексор с запоминанием *МXD* и триггер T_4 .

Сумматор SM_7 вычисляет разность сигналов N_u и $x_{\partial n}$, которая записывается в регистр RG_7 . Таким образом, совокупность SM_7 и RG_7 выполняет функцию пропорционального регулятора внутреннего контура положения. Коэффициент передачи k_n определяется сдвигом на определенное количество двоичных разрядов выхода регистра RG_7 относительно разрядов сигнала N_u .

Для вычисления производной выходного сигнала датчика положения, то есть для организации дифференцирующего звена в цепи обратная связь по скорости, служат регистры $RG_8 - RG_{10}$ и сумматор SM_8 .



Рисунок 4.4 – Функциональная схема совокупности пропорционального и пропорционально-дифференциального регуляторов и дифференцирующего звена в цепи обратной связи по скорости при реализации на программируемой логике

Производная находится как первая обратная разность, причем коэффициент k_{occ} определяется периодом тактового генератора G_{occ} и сдвигом выходных разрядов регистра RG_{10} относительно сигнала $\bar{x}_{\partial n}$. В регистр RG_8 записывается текущее значение $\bar{x}_{\partial n}[n]$, а регистр RG_9 служит для хранения предыдущего значения $\bar{x}_{\partial n}[n-1]$. Сумматор SM_8 вычисляет первую производную выходного сигнала датчика положения, значение которой записывается в регистр RG_{10} .

С помощью сумматора SM_9 вычисляется рассогласование на входе ПДрегулятора, которое записывается в регистр RG_{11} . Комбинация регистров RG_{12} , RG_{13} и сумматоров SM_{10} и SM_{11} с соответствующими связями обеспечивает реализацию ПД-регулятора. При этом постоянная времени T_{n0} определяется перио-

100

дом тактового генератора $G_{n\partial}$ и сдвигом выходных разрядов сумматора SM_{10} относительно входа регистра RG_{13} . Коэффициент передачи ПД-регулятора $k_{n\partial}$ будет зависеть от сдвига выходных разрядов сумматора SM_{11} относительно входа мультиплексора с запоминанием *MXD*.

Мультиплексор *MXD* совместно с элементом ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ и инвертором осуществляют ограничение выходного сигнала N_{no} ПД-регулятора. На рисунке 4.3 приведен случай, когда выходной сигнал сумматора SM_{11} имеет 16 двоичных разрядов, причем 16-й разряд является знаковым, а сигнал N_{no} содержит 14 значащих разрядов. Следует отметить, что знак N_{no} записывается в триггер T_s .

Формирователи одиночных импульсов $G1_6 - G1_{16}$ и элементы $\&_4 - \&_6$ обеспечивают синхронизацию работу регистров $RG_7 - RG_{13}$ и мультиплексора *MXD* при поступлении сигналов с генераторов G_{occ} и G_{nd} и отрицательных импульсов \overline{C}_u и \overline{C}_{dn} готовности информации N_u и x_{dn} . Выходной сигнал \overline{C}_{nd} формирователя импульсов $G1_{13}$ является сигналом готовности информации N_{nd} на выходе ПД-регулятора.

Следует отметить, что все регуляторы рассматриваемого следящего привода переменного тока можно реализовать на программируемой логической матрице с использованием только одного тактового генератора, частота которого определяется величиной постоянной времени T_{nd} . При этом значительно упрощается схема синхронизации работы регистров, входящих в состав совокупности всех регуляторов.

Цифровой сигнал N_{pD} подается на цифровой модулятор, управляющий транзисторами силового преобразователя. При скалярном управлении асинхронным двигателем может использоваться модулятор [86], формирующий трапецеидальное фазное напряжение на статорных обмотках в функции времени и рассмотренный в третьей главе. В случае применения синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе в качестве цифрового модулятора может использоваться устройство, формирующее трапецеидальное напряжение в функции угла поворота ротора [69].

4.3 Математическая модель цифрового следящего электропривода переменного тока с учетом разных периодов дискретизации в регуляторах

При использовании одного тактового генератора с периодом, определяемым, например, величиной постоянной времени $T_{n\partial}$, дискретная математическая модель следящего электропривода переменного тока будет иметь известный вид, приведенный в работах [44, 58].

Однако, реализация регуляторов на программируемой логической схеме, рассмотренная выше, позволяет использовать разные периоды дискретизации при вычислении интегралов и производных. Это сказывается на дискретной математической модели электропривода.

Найдем дискретную передаточную функцию рассматриваемого следящего электропривода с учетом разных периодов дискретизации в регуляторах. При этом будем считать, что минимальная величина периода дискретизации (квантования по времени) *T* используется при вычислении интеграла в соответствующем регуляторе. С таким же периодом получает входную информацию цифровой модулятор, управляющий силовыми транзисторами частотного преобразователя.

Структурная схема следящего электропривода переменного тока при переходе к дискретным передаточным функциям приведена на рисунке 4.5. На структурной схеме символами $W_0(z)$ обозначена дискретная передаточная функция непрерывной части с учетом экстраполятора нулевого порядка. В непрерывную часть входят силовой преобразователь, электродвигатель и исполнительный механизм. Силовой преобразователь одновременно выполняет функцию экстраполятора, то есть запоминает цифровой код N_{nd} с выхода ПД-регулятора на период T.



Рисунок 4.5 – Структурная схема разрабатываемого цифрового следящего электропривода переменного тока при переходе к дискретным передаточным функциям

Для рассматриваемого случая дискретная передаточная функция непрерывной части с учетом экстраполятора нулевого порядка равна [44, 58]

$$W_{0}(z) = \frac{x(z)}{N_{n\delta}(z)} = k_{cn}k_{oy}\frac{z-1}{z}Z\left\{\frac{1}{p^{2}(T_{\kappa}^{2}p^{2}+2\xi_{\kappa}T_{\kappa}p+1)}\right\},$$
(4.6)

где $z = e^{pT}$ – комплексная переменная; T – период дискретизации по времени, причем $T = T_{cn}$.

Поскольку, непрерывная часть представляет собой интегро-колебательное звено, то дискретная передаточная функция (4.6) имеет следующий вид [68]

$$W_{0}(z) = \frac{x(z)}{N_{n\partial}(z)} = k_{cn}k_{oy}\frac{az^{2} + bz + c}{(z - 1)(z^{2} - 2zd\cos\beta T + d^{2})},$$
(4.7)
ГДЕ $a = T - 2\xi_{\kappa}T_{\kappa}(1 - d\cos\beta T) - \frac{1 - 2\xi_{\kappa}^{2}}{\beta}d\sin\beta T; d = e^{-\frac{\xi_{\kappa}T}{T_{\kappa}}}; \beta = \frac{\sqrt{1 - \xi_{\kappa}^{2}}}{T_{\kappa}};$

$$b = 2\left[\xi_{\kappa}T_{\kappa}(1 - d^{2}) + \frac{1 - 2\xi_{\kappa}^{2}}{\beta}d\sin\beta T - Td\cos\beta T\right];$$

$$c = Td^{2} + 2\xi_{\kappa}T_{\kappa}(d^{2} - d\cos\beta T) - \frac{1 - 2\xi_{\kappa}^{2}}{\beta}d\sin\beta T.$$

Предположим, что период дискретизации при вычислении производной в Π Д-регуляторе в m_1 раз больше T. Поскольку в рассмотренном варианте техниче-

ской реализации, приведенном на рисунке 4.4 производная вычисляется как первая обратная разность, то дискретная передаточная функция ПД-регулятора.

$$W_{n\partial}(z) = \frac{k_{n\partial} \left(T_{n\partial} + m_1 T\right) z^{m_1} - k_{n\partial} T_{n\partial}}{m_1 T z^{m_1}}.$$
(4.8)

Увеличение периода дискретизации необходимо для уменьшения коэффициента при первой разности.

Передаточная функция регулятора второго контура представляет собой пропорциональное звено с коэффициентом передачи

$$W_n(z) = k_n. (4.9)$$

Интеграл в соответствующем регуляторе вычисляется как полная сумма, причем с периодом *T*, поэтому дискретная передаточная функция интегрального регулятора равна

$$W_u(z) = \frac{Tz}{T_u(z-1)}.$$
(4.10)

Предположим, что дифференцирование сигнала датчика положения в цепи обратной связи по скорости осуществляется как нахождение первой обратной разности с периодом в m_2 раз больше, чем T. Тогда дискретная передаточная функция соответствующего звена будет иметь вид

$$W_{occ}(z) = \frac{k_{occ}(z^{m_2} - 1)}{m_2 T z^{m_2}}.$$
(4.11)

Пользуясь правилами преобразования структурных схем, которые при переходе к дискретным передаточным функциям точно такие же, как и для непрерывных систем, найдем последовательно передаточные функции всех контуров рассматриваемого следящего электропривода.

С учетом формул (4.7), (4.8) и (4.11) дискретная передаточная функция внутреннего контура будет равна

$$\begin{split} W_{1}(z) &= \frac{x(z)}{N_{n\delta}(z)} = \frac{W_{n\delta}(z)W_{0}(z)}{1 + W_{n\delta}(z)W_{0}(z)W_{occ}(z)k_{\delta n}} = \\ &= \frac{B_{01}z^{m_{1}+m_{2}+2} + B_{11}z^{m_{1}+m_{2}+1} + B_{21}z^{m_{1}+m_{2}} + B_{31}z^{m_{2}+2} + B_{41}z^{m_{2}+1} + B_{51}z^{m_{2}}}{z^{m_{1}+m_{2}+3} + A_{11}z^{m_{1}+m_{2}+2} + A_{21}z^{m_{1}+m_{2}+1} + A_{31}z^{m_{1}+m_{2}} + A_{41}z^{m_{1}+2} + A_{51}z^{m_{1}+1} + \\ &+ A_{61}z^{m_{1}} + A_{71}z^{m_{2}+2} + A_{81}z^{m_{2}+1} + A_{91}z^{m_{2}} + A_{101}z^{2} + A_{111}z + A_{121} \\ B_{01} &= \frac{k_{n\delta}k_{cn}k_{oy}a(T_{n\delta} + m_{1}T)}{m_{1}T}; \ B_{11} &= \frac{k_{n\delta}k_{cn}k_{oy}b(T_{n\delta} + m_{1}T)}{m_{1}T}; \ B_{21} &= \frac{k_{n\delta}k_{cn}k_{oy}c(T_{n\delta} + m_{1}T)}{m_{1}T}; \\ &= -\frac{k_{n\delta}k_{cn}k_{oy}aT_{n\delta}}{m_{1}T}; \ B_{41} &= -\frac{k_{n\delta}k_{cn}k_{oy}bT_{n\delta}}{m_{1}T}; \ B_{51} &= -\frac{k_{n\delta}k_{cn}k_{oy}cT_{n\delta}}{m_{1}T}; \end{split}$$

$$A_{11} = \frac{k_1 a \left(T_{no} + m_1 T\right)}{m_1 m_2 T^2} - 2d \cos\beta T - 1; \ A_{21} = \frac{k_1 b \left(T_{no} + m_1 T\right)}{m_1 m_2 T^2} + 2d \cos\beta T + d^2;$$

$$A_{31} = \frac{k_1 c \left(T_{no} + m_1 T\right)}{m_1 m_2 T^2} - d^2; \ A_{41} = -\frac{k_1 a \left(T_{no} + m_1 T\right)}{m_1 m_2 T^2}; \ A_{51} = -\frac{k_1 b \left(T_{no} + m_1 T\right)}{m_1 m_2 T^2};$$

$$A_{61} = -\frac{k_1 c \left(T_{n\partial} + m_1 T\right)}{m_1 m_2 T^2}; \ A_{71} = -\frac{k_1 a T_{n\partial}}{m_1 m_2 T^2}; \ A_{81} = -\frac{k_1 b T_{n\partial}}{m_1 m_2 T^2}; \ A_{91} = -\frac{k_1 c T_{n\partial}}{m_1 m_2 T^2};$$

$$A_{101} = \frac{k_1 a T_{n\partial}}{m_1 m_2 T^2}; \ A_{111} = \frac{k_1 b T_{n\partial}}{m_1 m_2 T^2}; \ A_{121} = \frac{k_1 c T_{n\partial}}{m_1 m_2 T^2}.$$

где

 B_{31}

С учетом (4.12) дискретная передаточная функция второго контура определяется выражением

$$W_{2}(z) = \frac{x(z)}{N_{n}(z)} = \frac{k_{n}W_{1}(z)}{1 + k_{n}W_{1}(z)k_{on}} = \frac{B_{02}z^{m_{1}+m_{2}+2} + B_{12}z^{m_{1}+m_{2}+1} + B_{22}z^{m_{1}+m_{2}} + B_{32}z^{m_{2}+2} + B_{42}z^{m_{2}+1} + B_{52}z^{m_{2}}}{z^{m_{1}+m_{2}+3} + A_{12}z^{m_{1}+m_{2}+2} + A_{22}z^{m_{1}+m_{2}+1} + A_{32}z^{m_{1}+m_{2}} + A_{42}z^{m_{1}+2} + A_{52}z^{m_{1}+1} + A_{52}z^{m_{1}+1}$$

где $B_{02} = k_n B_{01}$; $B_{12} = k_n B_{11}$; $B_{22} = k_n B_{21}$; $B_{32} = k_n B_{31}$; $B_{42} = k_n B_{41}$; $B_{52} = k_n B_{51}$; $A_{12} = A_{11} + k_n k_{\partial n} B_{01}$; $A_{22} = A_{21} + k_n k_{\partial n} B_{11}$; $A_{32} = A_{31} + k_n k_{\partial n} B_{21}$; $A_{42} = A_{41}$; $A_{52} = A_{51}$; $A_{62} = A_{61}$; $A_{72} = A_{71} + k_n k_{\partial n} B_{31}$; $A_{82} = A_{81} + k_n k_{\partial n} B_{41}$; $A_{92} = A_{91} + k_n k_{\partial n} B_{51}$; $A_{102} = A_{101}$; $A_{112} = A_{111}$; $A_{122} = A_{121}$. Дискретная передаточная функция внешнего контура, то есть всего замкнутого следящего электропривода с учетом разных периодов дискретизации отдельных составляющих закона регулирования

$$W_{3}^{m1m^{2}}(z) = \frac{x(z)}{x_{3}(z)} = \frac{W_{u}(z)W_{2}(z)}{1 + W_{u}(z)W_{2}(z)k_{\partial n}} = \frac{B_{03}z^{m_{1}+m_{2}+3} + B_{13}z^{m_{1}+m_{2}+2} + B_{23}z^{m_{1}+m_{2}+1} + B_{33}z^{m_{2}+3} + B_{43}z^{m_{2}+2} + B_{53}z^{m_{2}+1}}{z^{m_{1}+m_{2}+4} + A_{13}z^{m_{1}+m_{2}+3} + A_{23}z^{m_{1}+m_{2}+2} + A_{33}z^{m_{1}+m_{2}+1} + A_{43}z^{m_{1}+3} + A_{53}z^{m_{1}+m_{2}} + A_{63}z^{m_{1}+2} + A_{63}z^{m_{1}+2} + A_{133}z^{m_{2}+1} + A_{133}z^{m_{2}+1} + A_{133}z^{m_{2}+1} + A_{133}z^{m_{2}+1} + A_{143}z^{m_{2}+1} + A_{153}z^{m_{2}+3} + A_{163}z^{m_{2}+2} + A_{163}z^{m_{2}+1} + A_{163}z^{m_{2$$

где
$$B_{03} = \frac{TB_{02}}{T_u}$$
; $B_{13} = \frac{TB_{12}}{T_u}$; $B_{23} = \frac{TB_{22}}{T_u}$; $B_{33} = \frac{TB_{32}}{T_u}$; $B_{43} = \frac{TB_{42}}{T_u}$; $B_{53} = \frac{TB_{52}}{T_u}$;
 $A_{13} = A_{12} - 1 + \frac{k_{\partial n}TB_{02}}{T_u}$; $A_{23} = A_{22} - A_{12} + \frac{k_{\partial n}TB_{12}}{T_u}$; $A_{33} = A_{32} - A_{22} + \frac{k_{\partial n}TB_{22}}{T_u}$; $A_{43} = A_{42}$;
 $A_{53} = -A_{32}$; $A_{63} = A_{52} - A_{42}$; $A_{73} = A_{62} - A_{52}$; $A_{83} = A_{72} + \frac{k_{\partial n}TB_{32}}{T_u}$; $A_{93} = -A_{62}$;
 $A_{103} = A_{82} - A_{72} + \frac{k_{\partial n}TB_{42}}{T_u}$; $A_{113} = A_{92} + \frac{k_{\partial n}TB_{52}}{T_u}$; $A_{123} = A_{102}$; $A_{133} = -A_{92}$;

$$A_{143} = A_{112} - A_{102}; A_{153} = A_{122} - A_{112}; A_{163} = -A_{122}.$$

Передаточная функция (4.14) показывает, что разработанный цифровой следящий электропривод переменного тока имеет характеристический полином, порядок которого зависит от величин m_1 и m_2 .

4.4 Оценка адекватности дискретной математической модели цифрового следящего электропривода методом компьютерного моделирования

Для оценки адекватности полученных формул (4.12) – (4.14) зададимся конкретными значениями $m_1 = 4$ и $m_2 = 2$. Тогда дискретная передаточная функция замкнутого электропривода переменного тока (4.14) запишется следующим образом

$$W_{3}^{42}(z) = \frac{B_{04}z^{9} + B_{14}z^{8} + B_{24}z^{7} + B_{44}z^{5} + B_{54}z^{4} + B_{64}z^{3}}{z^{10} + A_{14}z^{9} + A_{24}z^{8} + A_{34}z^{7} + A_{44}z^{6} + A_{54}z^{5} + A_{64}z^{4} + A_{74}z^{3} + A_{84}z^{2} + A_{94}z + A_{104}},$$
(4.15)

где $B_{04} = B_{03}$; $B_{14} = B_{13}$; $B_{24} = B_{23}$; $B_{44} = B_{33}$; $B_{54} = B_{43}$; $B_{64} = B_{53}$; $A_{14} = A_{13}$; $A_{24} = A_{23}$; $A_{34} = A_{33} + A_{43}$; $A_{44} = A_{53} + A_{63}$; $A_{54} = A_{73} + A_{83}$; $A_{64} = A_{93} + A_{103}$; $A_{74} = A_{113} + A_{123}$; $A_{84} = A_{133} + A_{143}$; $A_{94} = A_{153}$; $A_{104} = A_{163}$.

В соответствии с известной методикой синтеза [] и алгоритмом, приведенным выше, рассчитаем параметры регуляторов следящего электропривода поворотного стола модели СК36-1202, оснащенного синхронным двигателем 1FK7060-5AF71. В этом случае объект управления (двигатель с исполнительным механизпараметрами: MOM) характеризуется следующими $k_{ov} = 1540$ дискрет/Вс; $T_{\kappa} = 0,0099$ с; $\xi_{\kappa} = 0,4829$ [44]. Предположим, что силовой преобразователь имеет коэффициент передачи $k_{cn} = 0,0067$ В/дискрету, а датчик положения $-k_{\partial n} = 1$ [44, 70]. Тогда необходимые настройки регуляторов рассматриваемого электропривода при периоде дискретизации $T = T_{cn} = 0,000395$ с будут следующими: $T_u = 0,01264$ с; $k_n = 4$; $k_{n\partial} = 2$; $T_{n\partial} = 0,1011$ с; $k_{occ} = 0,01264$ с. Выбор величины такого периода дискретизации не случаен, поскольку в этом случае $\frac{T}{T} = 0,0625 = \frac{1}{16}$ и реализация на программируемой логике необходимой постоянной времени интегрального регулятора обеспечивается сдвигом вправо на 4 двоичных разряда выхода RG_7 относительно разрядов сигнала N_u . Если принять $m_1 = 4$, то $\frac{T_{no}}{mT} = 32$ и постоянная времени ПД-регулятора реализуется сдвигом на 5 двоичных разрядов влево выхода сумматора SM_{10} относительно входа регистра RG_{13} . При выборе $m_2 = 2$ не сложно посчитать, что $\frac{k_{occ}}{m.T} = 8$ и постоянная времени дифференцирующего звена формируется сдвигом влево на 3 двоичных разряда выхода регистра

 RG_{10} относительно сигнала $\overline{x}_{\partial n}$

С учетом выбранных параметров регуляторов рассчитаем коэффициенты дискретной передаточной функции (4.15). В результате ее можно записать следующим образом

$$1,739914 \cdot 10^{-5}z^{9} + 6,892572 \cdot 10^{-5}z^{8} + 1,706711 \cdot 10^{-5}z^{7} -$$

$$W_{3}^{42}(z) = \frac{-1,713141 \cdot 10^{-5}z^{5} - 6,786512 \cdot 10^{-5}z^{4} - 1,680449 \cdot 10^{-5}z^{3}}{z^{10} - 3,9578358601z^{9} + 5,8917859841z^{8} - 3,8955416463z^{7} +$$

$$+0,9528724215z^{6} + 3,8797465 \cdot 10^{-3}z^{5} - 6,0006699 \cdot 10^{-3}z^{4} +$$

$$+0,0103457176z^{3} + 9,1826332 \cdot 10^{-3}z^{2} - 6,5357616 \cdot 10^{-3}z -$$

$$-2,1509741 \cdot 10^{-3}$$

$$(4.16)$$

Расчетная модель для программы «Matlab Simulink» (рисунок 4.6), построенная по формуле (4.16), позволяет построить график переходного процесса по управляющему воздействию в разработанном цифровом следящем электроприводе переменного тока при реализации регуляторов на программируемой логике с учетом разных периодов дискретизации (рисунок 4.7). По графику определено время переходного процесса (время входа в двухпроцентную зону отклонений от установившегося значения), которое составило $t_{nn} = 0,0387$ с.

Сравним величину времени переходного процесса, полученную по передаточной функции (4.16), с результатами моделирования в программной среде «Matlab Simulink» совокупности цифровых регуляторов, непрерывной части (силового преобразователя, электродвигателя и исполнительного механизма), экстраполятора и датчика положения с соответствующими связями. Расчетная модель такого представления рассматриваемого следящего электропривода переменного тока приведена на рисунке 4.8.

На расчетной модели дискретная передаточная функция цифрового интегрального регулятора (4.10) имеет следующие численные значения

$$W_u(z) = \frac{Tz}{T_u(z-1)} = \frac{0,000395z}{0,01264z-0,01264}.$$

ПД-регулятор представлен передаточной функцией (4.8)


Рисунок 4.6 – Расчетная модель разработанного следящего электропривода в виде дискретной передаточной функции



с учетом разных периодов дискретизации

Рисунок 4.7 – График переходного процесса, построенный по дискретной передаточной функции (4.16)

$$W_{n\partial}(z) = \frac{k_{n\partial} \left(T_{n\partial} + m_1 T\right) z^{m_1} - k_{n\partial} T_{n\partial}}{m_1 T z^{m_1}} = \frac{0,20536 z^4 - 0,2022}{0,00158 z^4}$$

Дифференциальное звено в цепи обратной связи внутреннего в соответствии с формулой (4.11) имеет дискретную передаточную функцию

$$W_{occ}(z) = \frac{k_{occ}(z^{m_2} - 1)}{m_2 T z^{m_2}} = \frac{0,01264 z^2 - 0,01264}{0,00079 z^2}$$

Передаточная функция совокупности двигателя и исполнительного механизма, входящая в непрерывную часть электропривода, в соответствии с (4.1) равна

$$W_{oy}(p) = \frac{k_{oy}}{\left(T_{\kappa}^{2}p^{2} + 2\xi_{\kappa}T_{\kappa}p + 1\right)p} = \frac{1540}{9,720141 \cdot 10^{-5}p^{3} + 9,521771 \cdot 10^{-3}p^{2} + p}$$

Силовой преобразователь представлен безынерционным звеном с коэффициентом передачи $k_{cn} = 0,0067$ и экстраполятором нулевого порядка.

С помощью этой расчетной модели также построен график переходного процесса по управляющему воздействию в следящем электроприводе переменного тока с синхронным исполнительным двигателем (рисунок 4.9). Время переходного процесса составило $t_{nn} = 0,0403$ с. Расхождение с аналогичным результатом, полученным по формуле (4.16) не превышает 4 %. Следовательно, можно считать, что математическая модель разработанного цифрового следящего электропривода переменного тока в виде дискретных передаточных функций (4.12) – (4.15) с учетом разных периодов дискретизации в регуляторах адекватна реальным процессам, протекающим при работе привода.

Это тезис подтверждает и моделирование непрерывного прототипа следящего электропривода (рисунок 4.10). График переходного процесса (рисунок 4.11) показывает, что время переходного процесса в непрерывном прототипе равно $t_{nn} = 0,0391$ с, что даже ближе к результату, полученному с помощью передаточной функции (4.16).



Рисунок 4.8 – Расчетная модель разработанного следящего электропривода в виде совокупности дискретных передаточных функций регуляторов и непрерывной части с экстраполятором с учетом разных периодов дискретизации



Рисунок 4.9 – График переходного процесса, построенный с помощью расчетной модели, представленной на рисунке 4.8

Адекватность разработанной математической модели цифрового электропривода подтверждает также тот факт, что при $m_1 = m_2 = 1$, дискретная передаточная функция (4.14) принимает вид

$$W_{3}^{11}(z) = \frac{x(z)}{x_{3}(z)} = \frac{B_{05}z^{5} + B_{15}z^{4} + B_{25}z^{3} + B_{35}z^{2}}{z^{6} + A_{15}z^{5} + A_{25}z^{4} + A_{35}z^{3} + A_{45}z^{2} + A_{55}z + A_{65}},$$

где $B_{05} = B_{03}$; $B_{15} = B_{13} + B_{33}$; $B_{25} = B_{23} + B_{43}$; $B_{35} = B_{53}$; $A_{15} = A_{13}$; $A_{25} = A_{23} + A_{43} + A_{83}$; $A_{35} = A_{33} + A_{63} + A_{103} + A_{123}$; $A_{45} = A_{53} + A_{73} + A_{113} + A_{143}$; $A_{55} = A_{93} + A_{113} + A_{153}$; $A_{65} = A_{163}$,

полностью совпадающий с результатом, полученным в работах [44, 51, 53].



Рисунок 4.10 – Расчетная модель непрерывного прототипа следящего электропривода переменного тока



Рисунок 4.11 – График переходного процесса, построенный по расчетной модели непрерывного прототипа следящего электропривода переменного тока

4.5 Экспериментальные исследования следящего электропривода переменного тока с разными периодами дискретизации отдельных составляющих закона регулирования

Работоспособность разработанного следящего электропривода переменного тока с разными периодами дискретизации отдельных составляющих закона регулирования проверим с помощью натурного эксперимента. Экспериментальная установка [44] на базе частотного преобразователя Simovert Masterdrives Motion Control (рисунок 4.11) позволяет реализовать следящий электропривод переменного тока с композицией регуляторов, приведенных на рисунке 4.1. Регуляторы и связи между ними формируются с помощью свободных функциональных блоков и BICO-технологии программирования [70].



Рисунок 4.11 – Экспериментальная установка на базе частотного преобразователя Simovert Masterdrives Motion Control

Особенность свободных функциональных блоков частотного преобразователя Simovert Masterdrives Motion Control заключается в том, что в них можно назначить разные периоды дискретизации, кратные периоду коммутации силовых транзисторов. В частности период дискретизации каждого свободного функционального блока может быть выбран из ряда: 0,0004 с, 0,0008 с, 0,0016 с, 0,0032 с и т.д. Это позволяет реализовать электропривод переменного тока с разными периодами дискретизации отдельных составляющих закона регулирования, зафиксировать график переходного процесса и сравнить с результатами компьютерного моделирования.

Следует отметить, что расчет параметры регуляторов, приведенный в разделе 4.3, произведен именно для этой экспериментальной установки. Различие заключается только в том, что при расчетах период дискретизации взят равным T = 0,000395 с (так проще реализовать ПД-регулятор на программируемой логике), а в экспериментальной установке этот период (его минимальное значение) можно сделать только $T_{_{экс}} = 0,0004$ с или $T_{_{экс2}} = 0,0004$ с. Выбор минимальной величины зависит от совокупности используемых свободных функциональных блоков и стандартных регуляторов системы векторного управления.

В связи с этим при проведении эксперимента были приняты $m_1 = 2$ и $m_2 = 1$, то есть выработка выходного сигнала ПД-регулятора осуществлялась с периодом 0,0016 с, а выходного сигнала интегрального регулятора и дифференцирующего звена в цепи обратной связи внутреннего контура – с периодом 0,0008 с.

График переходного процесса в следящем электроприводе переменного тока при проведения эксперимента фиксировался с помощью цифрового осциллографа (рисунок 4.12). Он подтверждает работоспособность и высокое быстродействие разработанного следящего электропривода переменного тока (время переходного процесса в эксперименте составило $t_m^{экс} = 0,061$ с).

Для сравнения результатов эксперимента с результатами компьютерного моделирования найдем дискретная передаточная функция рассматриваемого электропривода при $m_1 = 2$ и $m_2 = 1$. В соответствии с формулой (4.14) принимает вид

$$W_{3}^{21}(z) = \frac{B_{05}z^{6} + B_{15}z^{5} + B_{25}z^{4} + B_{35}z^{3} + B_{45}z^{2}}{z^{7} + A_{15}z^{6} + A_{25}z^{5} + A_{35}z^{4} + A_{45}z^{3} + A_{55}z^{2} + A_{65}z + A_{75}},$$
(4.17)

где $B_{05} = B_{03}$; $B_{15} = B_{13}$; $B_{25} = B_{23} + B_{33}$; $B_{35} = B_{43}$; $B_{45} = B_{53}$; $A_{15} = A_{13}$; $A_{25} = A_{23}$; $A_{35} = A_{33} + A_{43} + A_{63} + A_{83}$; $A_{45} = A_{53} + A_{73} + A_{103} + A_{123}$; $A_{55} = A_{93} + A_{113} + A_{143}$; $A_{64} = A_{93} + A_{103}$; $A_{65} = A_{133} + A_{153}$; $A_{75} = A_{163}$.



Рисунок 4.12 – Экспериментальный график переходного процесса в следящем электроприводе переменного тока

При выбранных параметрах регуляторов для экспериментального стенда передаточная функция (4.17) принимает следующие численные значения

$$2,756748 \cdot 10^{-4}z^{6} + 1.081431 \cdot 10^{-3}z^{5} - 6,179759 \cdot 10^{-6}z^{4} - \frac{-1,06479 \cdot 10^{-3}z^{3} - 2,611714 \cdot 10^{-4}z^{2}}{z^{7} - 3,8973711398z^{6} + 5,8131264082z^{5} - 3,9099363785z^{4} + \frac{+0,9096795226z^{3} + 0,1317794181z^{2} - 0,0305378937z - 0.0167149727}{z^{7} - 3,897371149727}$$

Моделирование отработки управляющего воздействия электроприводом по передаточной функции (4.18) показывает, что время переходного процесса равно $t_{nn} = 0,0395$ с (рисунок 4.13).



Рисунок 4.13 – График переходного процесса, построенный по дискретной передаточной функции (4.18)

Различие, наблюдаемое в величине времени переходного процесса, объясняется тем, что задатчик в экспериментальной установке не позволяет изменять входное воздействие на 23 дискреты скачком. Действительно, моделирование в программной среде Matlab Simulink рассматриваемого электропривода в виде дискретной передаточной функции (4.18) с задающим воздействием изменяющемся во времени от 0 до 23 дискрет (как в натурном эксперименте) показывает, что выходная координата входит в зону ± 1 дискрета от заданной величины за 0,06 с (рисунок 4.14).

Следовательно, расхождение с результатом натурного эксперимента не превышает 1,64 %, и можно утверждать, что разработанная математическая модель следящего электропривода переменного тока с учетом разных периодов дискретизации отдельных составляющих закона регулирования адекватна реальным процессам, протекающим в электроприводе.



Рисунок 4.14 – Результаты компьютерного моделирования электропривода в виде дискретной передаточной функции (4.18) с задающим воздействием изменяющемся во времени

4.6 Выводы по четвертой главе

1. Выбран способ построения и методика параметрического синтеза регуляторов следящего электропривода переменного тока, позволяющая реализовать на программируемой логике.

2. Разработан вариант технической реализации регуляторов следящего электропривода на программируемой логике.

3. Получена математическая модель следящего электропривода переменного тока с учетом разных периодов дискретизации отдельных составляющих закона регулирования. 4. Произведена оценка адекватности полученной математической модели следящего электропривода переменного тока с учетом разных периодов дискретизации и показано, что расхождение с результатами компьютерного моделирования, проведенными различными способами, не превышает 4 %.

5. Проведен натурный эксперимент, подтверждающий работоспособность и высокое быстродействие разработанного электропривода переменного тока с разными периодами дискретизации отдельных составляющих закона регулирования. Расхождение результатов моделирования и натурного эксперимента не превышает 1,64 %.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Подводя итог, основные результаты диссертационной работы можно сформулировать следующим образом:

1. Разработан частотный преобразователь, формирующий трапецеидальное фазное напряжения на статорных обмотках асинхронного двигателя и обеспечивающий снижение коммутационных потерь в силовых транзисторах как минимум на 25 %.

2. Показано, что при трапецеидальной форме фазного напряжения вариация модуля вектора тока составляет 1,92%, а максимальное изменение скорости вращения этого вектора равно 8,4%.

3. Получены аналитические выражения, позволяющие рассчитать коэффициенты высших гармоник на выходе частотного преобразователя с трапецеидальным фазным напряжением с учетом процессов широтно-импульсной модуляции. Показано, что при максимальном выходном напряжении суммарный коэффициент высших гармоник с номерами от 0 до 40 не превышает 4,7%.

4. Разработан вариант технической реализации следящего электропривода переменного тока на программируемой логической интегральной схеме с минимумом вычислительных процедур.

5. Найдена дискретная математическая модель следящего электропривода переменного тока с учетом разных периодов дискретизации отдельных составляющих закона регулирования и доказана ее адекватность, поскольку расхождение результатов моделирования и натурного эксперимента не превышает 1,64 %.

Рекомендации

1. Разработанный следящий электропривод переменного тока рекомендуется внедрять на предприятиях, занимающихся выпуском прецизионные станочного оборудования и промышленных роботов. 2. Результаты исследования могут быть использованы предприятиями, занимающимися выпуском элементной базы для создания электроприводов переменного тока.

Перспективы дальнейшей разработки темы

Дальнейшая разработка темы может быть направлена на создание частотных преобразователей с синусоидальными фазными и линейными напряжениями и малыми коммутационными потерями.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- Анучин А.С. Системы управления электроприводов. М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.
- Браславский, И. Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением / И. Я. Браславский. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 224 с.
- 3. Браславский, И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков. М.: Академия, 2004. 256 с.
- Булгаков, А.А. Частотное управление асинхронными Булгаков, А. А. Частотное управление асинхронными двигателями / А.А. Булгаков. М.: Наука, 1966. 297 с.
- Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов. – Иваново: ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», 2008. – 298 с.
- Виноградов А.Б. Адаптивно-векторная система управления бездатчикового асинхронного электропривода серии ЭПВ / А.Б. Виноградов, И.Ю. Колодин, А.Н. Сибирцев // Силовая электроника. – 2006. – № 3. – С. 50 – 55.
- Виноградов А.Б. Бездатчиковый асинхронный электропривод с адаптивновекторной системой управления / А.Б. Виноградов, И.Ю. Колодин // Электричество. – 2007. – № 2. – С. 44 – 50.
- Доманов В.И. Автоматизированный электропривод автономного транспортного средства / В.И. Доманов, Н.В. Мишин, А.В. Доманов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика, № 6, 2012. – С. 33 – 35.
- Доманов В.И. Синтез и моделирование автономных электромеханических систем / В.И. Доманов, Н.В. Мишин, А.В. Доманов // Электроника и электрооборудование транспорта, № 1, 2014. С. 35 39.
- Доманов В.И. Управление и диагностика автономного электропривода с вычислителями координат / В.И. Доманов, Н.В. Мишин, А.В. Доманов // Электроника и электрооборудование транспорта, № 6, 2014. – С. 26 – 29.

- Доманов В.И. Анализ электропривода автономного объекта / В.И. Доманов, Н.В. Мишин, Д.С. Халиуллов // Известия самарского научного центра российской академии наук. Том 16 номер 4(3), 2014 – С. 600 – 602.
- Доманов В.И. Синтез автономных электроприводов с низкой чувствительностью к параметрическим возмущениям / В.И. Доманов, Н.В. Мишин, А.В. Доманов // Электроника и электрооборудование транспорта, № 1, 2015. – С. 41 – 43.
- Калачев Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика) / Ю.Н. Калачев. М.: ЭФО, 2013. – 63 с.
- Калачев Ю.Н. Наблюдатели состояния в векторном электроприводе / Ю.Н. Калачев. – М.: ЭФО, 2015. – 80 с.
- 15. Каширских В.Г. Динамическая идентификация параметров и управление состоянием электродвигателей приводов горных машин: Дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.03. – Кемерово, 2005. – 356 с.
- Каширских В.Г. Динамическая идентификация асинхронных электродвигателей: монография. – Кемерово: КузГТУ, 2005. – 139 с.
- Ковчин С.А. Теория электропривода / С.А. Ковчин, Ю.А. Сабинин. СПб.: Энергоатомиздат, 1994. – 496 с.
- 18. Козаченко В.Ф. Создание серии высокопроизводительных встраиваемых микроконтроллерных систем управления для современного комплектного электропривода: Дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.03. – Москва, 2007. – 326 с.
- Козярук, А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков. – СПб: СПб Электротехническая компания, 2004. – 127 с.
- 20. Лысов М.С. Дискретная математическая модель цифровой системы управления поворотным столом / М.С. Лысов // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». №1 (23) – 2009. – Самара: СамГТУ, 2009. – С. 160 – 166.

- 21. Lysov V.E. Discrete mathematical model of a digital control system for a turntable / V.E. Lysov, M.S. Lysov, A.V. Starikov // Russian Engineering Research, 2010, Vol. 30, No. 7. pp. 721–724.
- Макаров В.Г. Анализ современного состояния теории и практики асинхронного электропривода / В.Г. Макаров // Изв. вузов: Проблемы энергетики. – Казань: КГЭУ, 2010, № 11 – 12. – С. 109 – 120.
- Макаров В.Г. Оптимальное управление токами электрических машин / В.Г. Макаров В.А. Матюшин // Вестник Казан. технол. ун-та. Казань: КГЭУ, 2010, № 11. С. 186 195.
- 24. Макаров В.Г. Идентификация параметров трехфазного асинхронного двигателя / В.Г. Макаров // Изв. вузов: Проблемы энергетики. Казань: КГЭУ, 2010, № 3-4. С. 88 101.
- 25. Макаров В.Г. Идентификация параметров и токов ротора трехфазного асинхронного двигателя / В.Г. Макаров // Изв. вузов: Проблемы энергетики. – Казань: КГЭУ, 2010, № 7 – 8. С. 101 – 116.
- 26. Макаров В.Г. Оценивание параметров трехфазного асинхронного двигателя / В.Г. Макаров, Ю.А. Яковлев // Вестник Казан. технол. ун-та. 2010. № 9. С. 418 425.
- 27. Мещеряков В.Н. Инверторы и преобразователя частоты для систем электропривода переменного тока / В.Н. Мещеряков. – Липецк: ЛГТУ, 2014. – 89 с.
- 28. Мещеряков В.Н., Безденежных Д.В. Наблюдатель потокосцепления для машины двойного питания, управляемой по статорной и роторной цепям // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2010. – Т. 6. – № 11. – С. 170–173.
- 29. Михайлов О.П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов / О.П. Михйлов. – М.: Машиностроение, 1990. – 304 с.
- Онищенко Г.Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания / Г.Б. Онищенко, И.Л. Локтева. – М.: Энергия, 1979. – 200 с.

- 31. Онищенко Г.Б. Теория электропривода: учебник для студ. высш. учебн. заведений / Г.Б. Онищенко. М.: ООО «Образование и исследование, 2013. 352 с.
- Летров Л.П. Асинхронный электропривод с тиристорными коммутаторами / Л.П. Петров, В.А. Ландензон, М.П. Обуховский, Р.Г. Подзолов. – М.: Энергия, 1970. – 128 с.
- Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотнорегулируемых асинхронных электроприводах / А.Д. Поздеев. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. – 172 с.
- 34. Рудаков В. В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 136 с.
- 35. Сабинин, Ю.А. Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы / Ю.А. Сабинин, В.Л. Грузов. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 126 с.
- 36. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г.Г. Соколовский. – М.: Академия, 2006. – 265 с.
- 37. Терехов В.М. Системы управления электроприводов: Учебник для студ. высш. учеб. заведений / В.М. Терехов, О.И. Осипов; Под ред. В. М. Терехова. – М.: Издательский центр «Академик», 2005. – 304 с.
- Усольцев А.А. Векторное управление асинхронными двигателями. СПб.: СПбГИТМО, 2002. – 42 с.
- Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока / И.И.
 Эпштейн. М.: Энергоиздат, 1982. 192 с.
- 40. Bose B.K. Modern power electronics and AC drives. Prentice-Hall Inc., 2002. 711 p.
- 41. Holts J. Sensorless Control of Induction Motor Drives / Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 8, 2002. – pp. 1359 – 1394.
- 42. Leonard W. Control of Electrical Drives. Berlin: Springer, 1996. 420 p.
- 43. Галицков С.Я., Галицков К.С. Многоконтурные системы управления с одной измеряемой координатой: Монография / С.Я. Галицков, К.С. Галицков . Самара: СГАСУ, 2004. 140 с.

- 44. Лисин С.Л. Структурно-параметрический синтез быстродействующего следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем: дис. ... канд. техн. наук / С.Л. Лисин. – Самара: СамГТУ, 2016. – 179 с.
- 45. Лисин С.Л. Повышение быстродействия следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / С.Л. Лисин // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2012. – № 4 (36). – Самара: СамГТУ, 2012. – С. 173 – 181.
- 46. Стариков А.В. Параметрический синтез регуляторов быстродействующего следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, С.Л. Лисин // Труды VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014: в 2 т. Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 2014. Т. 1. С. 283 287.
- 47. Стариков А.В. Алгоритм расчета параметров регуляторов следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, С.Л. Лисин // Интерстроймех-2014: материалы Международной науч.-тех. конференции, 9-11 сентября 2014 г., Самар. гос. арх.-строит. ун-т. – Самара, 2014. – С. 163 – 167.
- 48. Патент России № 2489798, МПК Н02Р 7/06, Н02Р 6/00, G05В 11/01, G05В 11/36. Следящий электропривод / А. В. Стариков (Россия) // Опубл. 10.08.2013, Бюл. № 22.
- 49. Патент России № 2499351, МПК Н02Р 8/14. Следящий электропривод / А.В. Стариков, С.Л. Лисин (Россия). Опубл. 20.11.2013, Бюл. № 32.
- Батент России № 2605948, МПК Н02Р1/04, Н02Р7/14, Н02Р7/00, Н02Р6/17.
 Следящий электропривод / А.В. Стариков, С.Л. Лисин (Россия) // Опубл. 10.01.2017, Бюл. № 1.
- 51. Лисин С.Л. Дискретная математическая модель цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / С.Л. Лисин, А.В. Стариков // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 1 (37) – 2013. – Самара: СамГТУ, 2013. – С. 203 – 208.

- 52. Starikov A.V. Increasing of the Response Speed of the Rotary Table Servo Drive / A.V. Starikov S.L. Lisin, D.Yu. Rokalo // 2018 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), IEEE *Xplore*, 2019. pp. 1–5.
- 53. Стариков А.В. Новые технические решения в современных следящих электроприводах: учебное пособие по дисциплине «Системы управления электроприводов» / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, В.А. Арефьев, Д.Н. Джабасова. – Самара: СамГТУ, 2018. – 93 с.
- 54. Патент России № 2580823, МПК Н02Р21/00, Н02Р21/12, Н02Р27/06, G05B11/36. Следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова (Россия) // Опубл. 10.04.2016, Бюл. № 34.
- 55. Стариков А.В. Следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова // Известия высших учебных заведений «Электромеханика», № 5 – 2014. – С. 72 – 75.
- 56. Патент России № 2621716, МПК Н02Р27/06. Следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова (Россия) // Опубл. 07.06.2017, Бюл. № 16.
- 57. Стариков А.В. Алгоритм расчета параметров регуляторов следящего электропривода с асинхронным двигателем / А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова, Д.Ю. Рокало // Сборник публикаций научного журнала «Globus» по материалам XXIV международной научной конференции: «Технические науки – от теории к практике» г. Санкт-Петербурга: сборник со статьями. – СПб.: Научный журнал «Globus», 2016. – С. 89 – 94.
- 58. Стариков А.В.Математическая модель цифрового следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова, Д.Ю. Рокало // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 2 (50) – 2016. – Самара: СамГТУ, 2016. – С. 162 – 168.

- 59. Starikov A.V., Ovsyannikov V.N., Dzhabasova D.N. Analog prototype of the <u>high</u> response time servo drive with an asynchronous motor // 2017 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), 2017. pp. 1–4.
- 60. Варыгин И.А. Регулируемый электропривод для турбомеханизмов на основе матричного преобразователя частоты: автореф. дис. ... канд. техн. наук / И.А. Варыгин. – Нижний Новгород: Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, 2019. – 19 с.
- 61. Герасимов И. Преимущества пространственно-векторной модуляции / И. Герасимов // Конструктор. Машиностроитель, № 4, 2013. С. 24 25.
- 62. Коротков А.А. Новый алгоритм векторного формирования ШИМ высоковольтного преобразователя с минимизацией коммутационных потерь / А.А. Коротков, А.Б.Виноградов // Вестник ИГЭУ, вып. 4, 2013. – С. 1 – 7.
- 63. Паршин М.В. Сравнение КПД ШИМ синхронных электроприводов / М.В. Паршин, Д.В. Самохвалов, В.А. Скурихин // Робототехника и техническая кибернетика, 4 (5), 2014. – С. 73 – 74.
- 64. Aida Baghbany Oskouei. Generalized space vector controls for MLZSI / Aida Baghbany Oskouei, Ali Reza Dehghanzadeh // Ain Shams Engineering Journal 6 (2015). P. 1161 1169.
- 65. Akash S. Pabbewar. Three Level Neutral Point Clamped Inverter using Space Vector Modulation with Proportional Resonant Controller / Akash S. Pabbewar, M. Kowsalya // Energy Procedia 103 (2016). P. 286–291.
- 66. Mohammed T. Lazima. Space Vector Modulation Direct Torque Speed Control Of Induction Motor / Mohammed T. Lazima, Muthanna J. M. Al-khishali, Ahmed Isa. Al-Shawi // Procedia Computer Science 5 (2011). – P. 505 – 512.
- 67. Shriwastava R.G. Simulation Analysis of Three Level Diode Clamped Multilevel Inverter Fed PMSM Drive Using Carrier Based Space Vector Pulse Width Modulation (CB-SVPWM) / R.G.Shriwastava, M.B. Daigavaneb, P.M. Daigavane // Procedia Computer Science 79 (2016). – P. 616 – 623.

- 68. Патент России № 2216850, МПК Н03К7/08. Цифровой модулятор для преобразователя частоты асинхронного электродвигателя / А.В. Стариков, В.А. Стариков (Россия) // Опубл. 20.11.2003, Бюл. № 32.
- 69. Патент России № 2517423, МПК Н03К7/08. Цифровой модулятор для управления синхронным электродвигателем / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Л.Я. Макаровский (Россия) // Опубл. 27.05.2014, Бюл. № 15.
- 70. Simovert Masterdrives Motion Control: Compendium. Germany: Siemens AG, 2006. 1498 p.
- 71. Денисов В.А. Позиционная система электропривода с программной коррекцией / В.А. Денисов, Р.Р. Мадышев, О.А. Бородин // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2014. – № 3 (43). – Самара: СамГТУ, 2014. – С. 123 – 130.
- 72. Джанхотов В.В. Исследование и разработка следящих электроприводов на базе вентильных двигателей с управлением от сигнального процессора для шагающего робота: дис. ... канд. техн. наук / В.В. Джанхотов – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2004. – 245 с.
- Макаричев Ю.А. Теоретические основы расчета и проектирования радиальных электромагнитных подшипников / Ю.А. Макаричев, А.В. Стариков. – М.: Энергоатомиздат, 2009. – 150 с.
- 74. Стариков А.В. Методология синтеза многосвязной системы электромагнитных подшипников с повышенными жесткостными характеристиками энергетических объектов: дис. ... докт. техн. наук / А.В. Стариков. – Самара: СамГТУ, 2013. – 354 с.
- 75. Патент России № 2358382, МКИ Н02Р 7/06. Следящий электропривод с асинхронным электродвигателем / А.В. Стариков, С.А. Стариков (Россия) // Опубл. 10.06.2009, Бюл. № 16.
- 76. ГОСТ 27803-91. Электроприводы регулируемые для металлообрабатывающего оборудования и промышленных роботов. Технические требования. – М.: Государственный комитет СССР по управлению качеством продукции и стандартам, 1991. – 22 с.

- 77. Стариков А.В. Цифровые модуляторы для систем управления электроприводов: учебное пособие по дисциплине «Системы управления электроприводов» / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало. – Самара: СамГТУ, 2018. – 74 с.
- 78. Чернов Е.А. Комплектные электроприводы станков с ЧПУ / Е. А. Чернов, В.П. Кузьмин. Горький: Волго-Вятское кн. издательство, 1989. 319 с.
- 79. Стариков А.В. Анализ качества выходного напряжения частотных преобразователей с простейшими законами коммутации силовых транзисторов / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 2 (58) – 2018. – Самара: СамГТУ, 2018. – С. 128 – 134.
- 80. Стариков А.В., Рокало Д.Ю. Влияние процесса коммутации силовых транзисторов в частотном преобразователе на работу электрооборудования погружного насоса / А.В. Стариков, Д.Ю. Рокало // Ашировские чтения: Сб. трудов Международной научно-практической конференции. – Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2018. – С. 366 – 370.
- 81. Костоломов Е.М., Шибанов С.В. Результаты работы высоковольтных частотно-регулируемых электроприводов насосных агрегатов перекачки нефти на объектах ОАО «Сургутнефтегаз» / Е.М. Костоломов, С.В. Шибанов // Экспозиция Нефть Газ 5/Н октябрь 2009. – С. 33 – 35.
- Микропроцессорные системы автоматического управления / В.А. Бесекерский, Н.Б. Ефимов, С.И. Зиатдинов и др.; Под общ. Ред. В.А. Бесекерского. – Л.: Машиностроение, 1988. – 365 с.
- 83. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике / М.Я. Выгодский. М.: Физматгиз, 1961. – 783 с.
- 84. ГОСТ 32144-2013. Нормы качества электроэнергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2014. – 16 с.
- 85. Джабасова Д.Н. Разработка быстродействующего следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем: дис. ... канд. техн. наук / Д.Н. Джабасова. – Самара: СамГТУ, 2017. – 136 с.

- 86. Патент России № 2844070, МПК Н03К7/08. Цифровой модулятор для преобразования частоты / С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало, А.В. Стариков (Россия) // Опубл. 07.02.2018, Бюл. № 4.
- 87. Стариков А.В. Анализ гармонического состава трапецеидального фазного напряжения, формируемого частотным преобразователем / А.В. Стариков, В.В. Кузнецов, Д.Ю. Рокало // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 3 (55) 2017. Самара: Сам-ГТУ, 2017. С. 75 79.
- 88. Стариков А.В. Влияние трапецеидальной формы напряжения на вращение магнитного поля в электродвигателях переменного тока / А.В. Стариков, Д.Ю. Рокало // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 3 (47) 2015. Самара: СамГТУ, 2015. С. 149 153
- 89. Стариков А.В. Особенности частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало, Р.Р. Партузенков // Сборник публикаций научного журнала «Globus» по материалам XXXXIII международной научной конференции: «Технические науки – от теории к практике» г. Санкт-Петербурга: сборник со статьями. – СПб.: Научный журнал «Globus», 2019. – С. 70 – 76.
- 90. Стариков А.В. Влияние широтно-импульсной модуляции на гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 1 (61) 2019. Самара: СамГТУ, 2019. С. 153 166.

Приложения

Приложение 1

Акт об использовании результатов диссертационной работы Рокало Д.Ю. в ЗАО «Стан–Самара»

Приложение 2

Акт об использовании результатов диссертационной работы Рокало Д.Ю. в учебном процессе ФГБОУ ВО «Самарский государственный технический университет»

Приложение 1

ЗАВОД КООРДИНАТНО-РАСТОЧНЫХ СТАНКОВ



JIG-BORING MACHINE PLANT

CTAH -GAMAPA

Россия, 443022, г. Самара, ул. XXII Партсъезда, 7а, тел.: (846) 955-30-83, тел./факс: (846) 992-69-84 E-mail: stan@samara.ru www.stan-samara.ru

ВЕРЖДАЮ» ститель директора ЗАО «Стан-Самара» CTAH AMAPA Медведев С.И. «30» сентября 2019 г.

АКТ об использовании результатов диссертационной работы Рокало Даниила Юрьевича

Комиссия в составе: председатель <u>главный конструктор ЗАО «Стан-Самара» Филиппов В.Н.</u> должность, фамилия, в., о.

члены комиссии: <u>начальник отдела автоматизации</u>, к.т.н. Медведев А.С., инженер-конструктор, к.т.н. Пешев Я.И.

должность, фамилия, и., о.

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Рокало Д.Ю. «Быстродействующий следящий электропривод переменного тока с трапецеидальным фазным напряжением», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, использованы в проектно-конструкторской работе ЗАО «Стан-Самара» при расчете коэффициентов высших гармоник в выходных сигналах частотных преобразователей.

134

Приложение 2

МИНОБРНАУКИ РОССИИ федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Самарский государственный технический университет» (ФГБОУ ВО «СамГТУ»)

N₽ **УТВЕРЖДАЮ** Прореклор-по учебной работе СамГТУ д.п.н., профессор О.В. Юсупова 2019r.

AKT

использования результатов диссертационной работы Рокало Даниила Юрьсвича

«Быстродействующий следящий электропривод переменного тока с трапецеидальным фазным напряжением» в учебном процессе

Мы, нижеподписавшиеся, декан электротехнического факультета А.С. Ведерников, заведующий кафедрой ЭМАЭ Ю.А. Макаричев составили настоящий акт о том, что:

Цифровой модулятор для преобразователя частоты с трапецеидальным фазным напряжением, разработанный Д.Ю. Рокало, используются при изучении дисциплины «Системы управления электроприводов» бакалаврами направления подготовки 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника».

Учебное пособие «Цифровые модуляторы для систем управления электроприводов» авторов: А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало, - способствуют более полному усвоению передовых разработок в области современных электроприводов студентами старших курсов электротехнического факультета.

Декан ЭТФ к.т.н., доцент

thing

А.С. Ведерников

Ю.А. Макаричев

Заведующий кафедрой ЭМАЭ д.т.н., доцент

САМАРСКИЙ ПОЛИТЕХ

30

20 г.

135