Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский университет «МЭИ»

На правах рукописи

Shift

КУЛЬМАНОВ ВАСИЛИЙ ИГОРЕВИЧ

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ ИНВЕРТОРНОЙ СИСТЕМЫ ПИТАНИЯ С ГЕНЕРАТОРОМ ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ

Специальность 05.09.03 – электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

> Научный руководитель: кандидат технических наук, доцент Анучин А.С.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Ве	веден	ние		6
1	Об	ізор	существующих решений	. 13
]	1.1	06	бзор авиационных систем генерирования электроэнергии	. 13
]	1.2	06	бзор аэродромных преобразователей частоты	. 16
	1.2	.1	Аэродромные ПЧ фирмы Hobart Ground Power	. 16
	1.2	.2	Аэродромные ПЧ фирмы AXA Power	. 18
	1.2	.3	Меры по оптимизации конструкции преобразователя частоты	. 19
]	1.3	Вь	иводы по главе	. 22
2	Ан	али	із вариантов и выбор топологии силового преобразователя	. 23
2	2.1	Ти	п генератора	. 24
, ,	2.2	Ин	нвертор для трехфазной сети без нулевого провода	. 26
	2.3	Ин	вертор с формирующим нейтраль трансформатором	. 28
, 4	2.4	Ин	нвертор с искусственной нулевой точкой	. 29
	2.5	Ин	вертор с искусственной нулевой точкой и двумя секциями генератора	. 30
	2.5	.1	Алгоритм управления ключами инвертора с искусственной нулевой точкой	. 31
	2.5	5.2	Учет «мертвого времени» в инверторах с искусственной нулевой точкой	. 33
	2.6	Си	пловой преобразователь с общим звеном постоянного тока и тремя фазными	
ľ	мост	овь	ими инверторами	. 35
	2.7	Си	повой преобразователь с тремя фазными инверторами и гальванически	
	разв	язаі	нными звеньями постоянного тока	. 37
	2.7	.1	Управление инвертором во втором импульсном режиме с использованием одного)
	кан	нала	и ШИМ-генератора на фазу	. 41
	2.7	.2	Возможности реализации и влияние «мертвого времени» при «диагональном»	
	упр	равл	ении ключами	. 42
	2.7	.3	Управление инвертором в первом импульсном режиме с авто-удвоением частоты	
	MO,	дуля	яции выходного напряжения	. 43
	2.7	.4	Учет влияния «мертвого времени» при управлении с авто-удвоением частоты	
	MO,	дуля	яции выходного напряжения	. 45
	2.7	.5	Согласование входных и выходных напряжений инвертора напряжения	. 48

2.7.0	Алгоритм автоматической стабилизации выходного напряжения при изменен	нии
входн	ого напряжения инвертора	••••••
2.7.7	Выбор алгоритма управления контуром возбуждения генератора. Стратегия	
подде	ржания неизменного входного напряжения инвертора	
2.8 C	иловой преобразователь на базе многоуровневого инвертора напряжения	•••••
2.8.1	Возможные состояния инвертора	•••••
2.8.2	Стратегия управления в первом импульсном режиме	•••••
2.8.3	Основные преимущества и недостатки	•••••
2.9 C	иловой преобразователь матричного типа	•••••
2.9.1	Базовая структура силовой части	
2.9.2	Возможные алгоритмы управления	
2.9.3	Основные преимущества и недостатки	
a 10		
управлен	ия	•••••
управлен	ия	•••••
управлен 3.1 Т ₁	ия ребования к качеству электроэнергии	
управлен 3.1 Т ₁ 3.1.1	ия ребования к качеству электроэнергии Определение показателей качества системы регулирования	••••••
управлен 3.1 Т ј 3.1.1 3.1.2	ия ребования к качеству электроэнергии Определение показателей качества системы регулирования Параметры модели преобразователя	
управлен 3.1 Т] 3.1.1 3.1.2 3.2 Р а	ия ребования к качеству электроэнергии Определение показателей качества системы регулирования Параметры модели преобразователя изработка и анализ компьютерной модели инвертора на базе трех мостовы	x
управлен 3.1 Т ј 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра	ия ребования к качеству электроэнергии Определение показателей качества системы регулирования Параметры модели преобразователя изработка и анализ компьютерной модели инвертора на базе трех мостовы изователей	x
управлен 3.1 Т ј 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра 3.2.1	ия ребования к качеству электроэнергии Определение показателей качества системы регулирования Параметры модели преобразователя изработка и анализ компьютерной модели инвертора на базе трех мостовы изователей Выбор структуры системы регулирования	x
управлен 3.1 Т І 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра 3.2.1 3.2.1	ия ребования к качеству электроэнергии Определение показателей качества системы регулирования Параметры модели преобразователя изработка и анализ компьютерной модели инвертора на базе трех мостовы изователей Выбор структуры системы регулирования	x
управлен 3.1 Т ₁ 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра 3.2.1 3.2.1 3.2.1	ия	x
управлен 3.1 Т ₁ 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1	 ия	x
управлен 3.1 Т] 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра 3.2.1	ия	x
управлен 3.1 Т] 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра 3.2.1 3.2.2 3.2.1 3.2.2 3.2.1 3.2.2 3.2.	 ия ребования к качеству электроэнергии. Определение показателей качества системы регулирования Параметры модели преобразователя каработка и анализ компьютерной модели инвертора на базе трех мостовы изователей Выбор структуры системы регулирования Система подчиненного регулирования Структура с релейным регулятором напряжения Разомкнутая система регулирования Проверка качества работы системы управления, уточнение модели 2.1 Модель с экстраполятором нулевого порядка в качестве инвертора. 	x
управлен 3.1 Т] 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра 3.2.1 3.2.	 ия ребования к качеству электроэнергии. Определение показателей качества системы регулирования	x
управлен 3.1 Т] 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2	 ия определение показателей качества системы регулирования Параметры модели преобразователя изработка и анализ компьютерной модели инвертора на базе трех мостовы изователей Выбор структуры системы регулирования Система подчиненного регулирования Структура с релейным регулятором напряжения Разомкнутая система регулирования Проверка качества работы системы управления, уточнение модели Модель с экстраполятором нулевого порядка в качестве инвертора Модель с элементами SimPowerSystem Компенсация «мертвого времени» по данным измерения напряжения на 	x
управлен 3.1 Т] 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.3	 ия Определение показателей качества системы регулирования	X
управлен 3.1 Т] 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра 3.2.1 3.2.2 3.2.1 3.2.2 3.2.3 преды	ия	X
управлен 3.1 Т] 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра 3.2.1 3.2.2 3.2.1 3.2.2 3.2.1 3.2.2 3.2.1 3.2.2 3.2.3 Преды	 ия	x
управлен 3.1 Т] 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.3 преды 3.3 Ра 3.3 Ра	ия	x
управлен 3.1 Т] 3.1.1 3.1.2 3.2 Ра преобра 3.2.1 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.2 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.1 3.2.2 3.2.3 Преды	ия	x

3.4	2 Преимущества и недостатки рассмотренных топологий. Выбор оптимального									
вар	анта топологии	124								
3.5	Конструкция генератора для выбранной топологии преобразователя	126								
3.6	Моделирование преобразователя мощностью 150 кВА под нагрузкой	130								
3.7	Компенсация гармонических искажений в инверторах с синусным фильтром	137								
3.8	Выводы по главе	141								
4 По	4 Построение аппаратной части системы управления. Выбор типа микроконтроллера.									
Разработка функциональной схемы контроллера и его подключения к силовым ключам и										
датчи	λM	143								
4.1	Основные технические характеристики выбранного микроконтроллера	143								
4.2	Разработка схемы подключения контроллера к силовым ключам инвертора	И								
датч	кам	144								
4.2	Подключение силовых транзисторов к ШИМ-выходам контроллера	144								
4.2	2 Подключение датчиков к аналоговым входам контроллера	148								
4.3	Выводы по главе	151								
5 Пр	граммная реализация системы управления и ее испытания в составе макетн	0ГО								
образи	преобразователя	153								
5.1	Реализация ядра системы управления	153								
5.1	Оптимизация программного кода ядра системы управления	155								
5.2	Испытания макетного образца преобразователя частоты	158								
5.2	Наладка и настройка алгоритма подавления гармоник	158								
5.2	2 Проверка показателей качества регулирования	165								
5.3	Модификация системы управления с использованием алгоритма самообучен	ИЯ								
для і	эмпенсации гармонических искажений	168								
5.3	Упреждающая (последовательная) коррекция	171								
5.3	2 Параллельная коррекция объекта обучения в ВЧ области	176								
5.3	В Проверка показателей качества самообучающейся системы регулирования на									
MO,	ели 182									
5.4	Выводы по главе	188								
Заклю	ение	189								

Библиографический список	191
Приложение	194
Акт внедрения	194

Введение

Работа направлена на создание новой отечественной системы генерирования электроэнергии переменного тока 115 В, 400 Гц для воздушных судов типа ПСПЧ (переменная скорость – постоянная частота) с применением современных технических решений в области схемотехники статических преобразователей частоты и систем управления такими преобразователями.

Современное воздушное судно представляет собой сложную систему, состоящую из множества элементов. Главным первичным источником энергии в этой системе является авиационный двигатель (или авиационные двигатели). Элементы бортового оборудования ВС для своего функционирования требуют питания вторичной энергией различных типов: электрической, гидравлической, пневматической. Наиболее универсальной является электрическая энергия благодаря простоте ее получения, передачи и преобразования в электроэнергию других параметров. Поэтому практически все оборудование современного воздушного судна в большей или меньшей степени электрифицировано. В процессе развития систем электроснабжения потребляемая электрическая мощность увеличилась с сотен ВА («Илья Муромец», 1913 г.) до сотен кВА (Ан 70) [18] и, даже, до единиц MBA (Boeing 787, Boeing E-4B) [20]. Это связано как с увеличением суммарной мощности потребителей, так и с увеличением доли потребления электрической относительно других видов вторичной энергии. Появились воздушные суда, построенные по концепции самолета с повышенной степенью электрификации оборудования (т.н. тогеelectric aircraft в зарубежной литературе), где отбираемый от турбин воздух используется только для систем антиобледенения двигателей, а системы кондиционирования, поддержания давления в салоне, антиобледенения крыльев, являвшиеся традиционно пневматическими нагрузками, питаются электроэнергией [20]. Некоторые гидравлические насосы в этих самолетах также заменены электрическими. Логическим продолжением такой концепции является самолет с полностью электрифицированным оборудованием СПЭО (all-electric aircraft в зарубежной литературе) [18, 20].

Повышение энергоемкости бортового электрооборудования, а также его требований к качеству электроэнергии делает актуальной задачу модернизации систем электроснабжения летательных аппаратов, повышения их надежности, КПД, снижения массы и улучшения прочих показателей.

Данная работа посвящена разработке перспективной системы генерирования электроэнергии на базе генератора переменной частоты вращения и преобразователя частоты, вырабатывающего энергию переменного тока стабильной частоты 400 Гц напряжением 115/200 В. Система электроснабжения переменного тока 115 В, 400 Гц наиболее распространена среди современных воздушных судов. Она также является одной из перспективных наряду с системой 230 В,

6

400 Гц, системой переменного тока 115 В плавающей частоты и системами постоянного тока повышенного напряжения (270 и 540 В) [15, 18, 20].

Применение системы ПСПЧ (переменная скорость – постоянная частота) позволяет исключить наиболее ненадежный элемент схемы генерирования – привод постоянной частоты вращения (ППЧВ). Кроме того, преобразователь частоты позволит повысить качество вырабатываемой электроэнергии благодаря электронной системе регулирования с микропроцессорным управлением.

Таким образом, <u>актуальность работы</u> состоит в создании новой отечественной бортовой генерирующей установки типа ПСПЧ для улучшения технико-экономических показателей систем электроснабжения воздушных судов.

Разработка новой генерирующей установки объединила усилия специалистов нескольких научных групп и предприятий. Проектирование генераторного агрегата выполняется научной группой Русакова А.М. (кафедра ЭКАОиЭТ НИУ МЭИ); проектирование и производство преобразователя частоты – научной группой Острирова В.Н. (кафедра АЭП НИУ МЭИ, ООО "НПП ЦИКЛ+", г. Москва); проектирование и производство микропроцессорных контроллеров управления и разработка системы управления – научной группой Козаченко В.Ф. (кафедра АЭП НИУ МЭИ, ООО "НПФ ВЕКТОР", г. Москва).

<u>Цель диссертационной работы</u>: разработка инверторной микропроцессорной системы питания с генератором переменной частоты для воздушных судов с применением новых технических решений в области топологии статических преобразователей частоты и систем управления такими преобразователями.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе были решены следующие задачи:

- 1. Выбор топологии силового преобразователя, рациональной для системы электроснабжения воздушного судна с учетом ожидаемых массогабаритных показателей.
- Выбор структуры системы управления преобразователем частоты на основе компьютерного моделирования.
- Разработка алгоритмов компенсации влияния нелинейностей инвертора и нелинейной нагрузки на гармонический состав выходного напряжения средствами системы управления.
- 4. Программно-аппаратная реализация системы управления с коррекцией гармонического состава и ее испытания в составе макетного образца преобразователя частоты.

Методы исследования. Для решения поставленных в работе задач использовались:

- теоретические основы электротехники;
- теория автоматического управления;

- математический анализ;
- методы численного моделирования (Simulink MATLAB);
- программирование на языке высокого уровня Си и языке ассемблера.

<u>Обоснованность и достоверность</u> научных положений и выводов подтверждена результатами моделирования и экспериментальных исследований на физических объектах с использованием оборудования ООО «НПФ ВЕКТОР» и ООО «НПП «ЦИКЛ+».

Научная новизна работы заключается в следующем:

- Доказано, что рациональной с точки зрения массогабаритных показателей преобразователя, ля, а также простоты его конструкции для преобразователя частоты системы электроснабжения воздушного судна является топология с тремя независимыми однофазными мостовыми инверторами и выходным синусным фильтром.
- Предложен алгоритм выборочной коррекции гармонического состава выходного напряжения преобразователя частоты с синусным фильтром средствами системы управления с использованием дискретного преобразования Фурье (ДПФ) в реальном времени.
- Ранее известный алгоритм самообучения (в иностранной литературе известен, как «Repetitive control») с последовательной и параллельной коррекцией объекта управления применен в дискретном виде к задаче регулирования и компенсации гармонических искажений выходного напряжения преобразователя частоты бортовой генерирующей установки воздушного судна.

Основные практические результаты диссертации представлены далее:

- Реализована рациональная с точки зрения массогабаритных показателей топология преобразователя частоты и микроконтроллерной системы управления для систем электроснабжения воздушных судов типа ПСПЧ.
- Разработан контроллер и программное обеспечение системы управления с коррекцией гармонического состава выходного напряжения преобразователя частоты по разложению в ряд Фурье.
- Система управления с коррекцией гармонического состава по разложению выходного напряжения в ряд Фурье апробирована в ходе лабораторных испытаний на макетном образце преобразователя частоты.
- Ядро самообучающейся системы управления с последовательной и параллельной коррекцией реализовано программно на языке Си в блоке S-функции пакета MATLAB Simulink. На основе компьютерного моделирования доказана работоспособность самообучающейся системы управления.

<u>Апробация работы.</u> Основные результаты работы обсуждались на заседании кафедры «Автоматизированного электропривода» «НИУ «МЭИ», на международной научнотехнической конференции «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика.» (г. Харьков, 2013 г.), VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014 (г. Саранск, 2014 г.), XI Международной IEEE Сибирской конференции по управлению и связи SIBCON-2015 (г. Омск, 2015 г.) и IX Международной (XX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2016 (ICPDS'2016) (г. Пермь, 2016 г.).

<u>В первой главе</u> рассмотрены решения в области электроснабжения летательных аппаратов, широко применяемые в последние десятилетия. Рассмотрены современные тенденции в развитии бортовых систем генерирования электроэнергии, многообразие их типов. Описаны преимущества систем ПСПЧ перед интегральными привод-генераторами для организации сети переменного тока постоянной частоты. Рассмотрены схемотехнические решения, применяемые в современных системах ПСПЧ, а также в аэродромных преобразователях частоты.

Предложены меры по оптимизации конструкции преобразователя частоты для снижения его массы и габаритов.

Сформулированы цель и задачи работы.

Во второй главе описывается общая структура силовой части генерирующей установки: возможное количество секций генератора, формирование сети переменного тока 115 В, 400 ГЦ, сети постоянного тока 27 В, структура возбудителя генератора. Описывается тип электрической машины, выбранной для применения в качестве генератора, ее преимущества и недостатки, варианты исполнения, основные требования к генератору.

Проводится сравнительный анализ различных вариантов топологии преобразователя частоты для сети переменного тока. Описываются их преимущества и недостатки, способы управления ключами, учет влияния «мертвого времени» на выходное напряжение преобразователя. Рассматриваются вопросы согласования уровней напряжения генератора и ПЧ, управления возбудителем и поддержания требуемого напряжения на звене постоянного тока.

Из всех рассмотренных вариантов топологии выбираются наиболее перспективные для дальнейшего исследования на компьютерных моделях.

<u>Третья глава</u> посвящена компьютерному моделированию преобразователя частоты. Приведены требования ГОСТа к качеству напряжения и измерительные блоки, используемые в моделях для их определения.

Описывается простая модель инвертора в виде инерционного звена (для схемы ПЧ с тремя однофазными инверторами). Для такой модели синтезируются регуляторы системы подчиненного регулирования с внутренним контуром тока и внешним контуром напряжения. Рассматри-

вается модификация системы подчиненного регулирования путем добавления предуправления в контур тока. Демонстрируется работа подчиненной системы при данных параметрах ПЧ. Рассматривается работа системы релейного регулирования на той же модели ПЧ.

Рассматривается работа разомкнутой системы регулирования на простой модели ПЧ в виде экстраполятора нулевого порядка. Для разомкнутой системы предлагается алгоритм релейного токоограничения. Разомкнутая система управления с токоограничением принимается в качестве базовой для дальнейших экспериментов.

На простой модели с экстраполятором нулевого порядка в качестве инвертора (для схемы ПЧ с тремя однофазными инверторами) проводятся эксперименты по оценке показателей качества выходного напряжения в различных режимах работы. Для учета широтно-импульсного характера работы ПЧ производится уточнение модели с представлением инвертора в виде широтно-импульсного генератора. Дальнейшее уточнение производится путем моделирования силовой части блоками библиотеки SimPowerSystem (блоки силовой электроники, источники напряжения, пассивные элементы электрических цепей и пр.). На такой модели более детально рассматриваются различные режимы работы силовых ключей и генератора, оценивается влияние нелинейностей инвертора (наиболее значимыми из которых является «мертвое время» и нелинейное падение напряжения на ключах, зависящее от тока, протекающего через ключ) для преобразователя частоты мощностью 30 кВА. Предлагается алгоритм компенсации влияния «мертвого времени» по измеренному на предыдущем периоде ШИМ выходному напряжению инвертора.

Производится моделирование альтернативной топологии – многоуровневого инвертора – с использованием библиотеки SimPowerSystem в аналогичных режимах работы.

Выбирается наиболее перспективная для реализации топология преобразователя частоты – преобразователь на базе трех однофазных инверторов. Обзорно описывается конструкция генератора для питания преобразователя частоты выбранной топологии мощностью 150 кВА.

Производится моделирование преобразователя частоты мощностью 150 кВА с разомкнутой системой управления под нагрузкой. Оценивается влияние нелинейностей инвертора на гармонический состав выходного напряжения ПЧ, проверяется соответствие коэффициента гармонических искажений требованиям ГОСТ, делается вывод о необходимости компенсации влияния нелинейностей инвертора.

Предлагается алгоритм коррекции гармонических искажений выходного напряжения, вызванных, в том числе, влиянием нелинейностей инвертора и нелинейной нагрузки, основанный на разложении измеряемого напряжения в ряд Фурье в реальном времени. Система управления с коррекцией гармонического состава по данным преобразования Фурье признается работоспособной и перспективной для программной реализации на микроконтроллере в составе преобразователя частоты.

<u>В четвертой главе</u> описывается аппаратная часть системы управления преобразователем частоты. Приводятся основные параметры выбранного микроконтроллера.

Описывается используемая плата сопряжения контроллера с силовыми ключами (плата драйверов). Демонстрируется необходимость модификации стандартной схемы измерения температуры для улучшения точности в важном диапазоне температур. Описывается способ модификации. Приводится перечень входов и выходов контроллера для управления силовыми ключами.

Перечисляются необходимые для измерения аналоговые величины. Описывается алгоритм выбора элементов измерительных цепей датчиков тока и напряжения. Приводится перечень аналоговых входов контроллера с указанием их формата.

<u>В пятой главе</u> рассматривается программная реализация основных алгоритмов управления инвертором преобразователя частоты.

Описывается применение дискретного преобразования Фурье (ДПФ) для выходного напряжения в реальном времени. Рассматривается принцип действия системы управления с подавлением высших гармоник на базе дискретного преобразования Фурье с релейным токоограничением.

Описываются меры по оптимизации программного кода системы управления на базе ДПФ с целью уложиться в доступные вычислительные мощности выбранного микроконтроллера.

Приводятся результаты испытаний работы системы управления на базе ДПФ в составе макетного образца преобразователя частоты. Описывается процесс тестирования работоспособности алгоритма выборочного подавления высших гармоник, процесс наладки системы управления с целью компенсации запаздывания, складывающегося из времени сбора и обработки данных измерений в АЦП и времени отработки задания ключами инвертора. Приводятся результаты испытаний макетного образца под нагрузкой. Оценивается соответствие полученных показателей качества вырабатываемой электроэнергии требованиям ГОСТ.

Предлагается модификация системы управления путем использования альтернативного – самообучающегося – алгоритма для подавления высших гармоник. Описываются преимущества самообучающейся системы управления по сравнению с реализованной системой на базе ДПФ. Описывается принцип действия специального регулятора – периодического интегратора (Р-интегратора), лежащего в основе самообучающейся системы управления, и его реализация в дискретном виде.

Демонстрируется проблема расхождения процесса самообучения из-за запаздывания в тракте измерения аналоговых сигналов и в отработке инвертором приложенного задания. Опи-

11

сывается программная реализация последовательной упреждающей коррекции путем расщепления звена запаздывания, призванной решить эту проблему.

Демонстрируется проблема расхождения процесса самообучения в высокочастотной области. Производится вывод разностных уравнений фильтра, применяемого для параллельной коррекции объекта самообучения в высокочастотной области. Описывается программная реализация самообучающейся системы с параллельной коррекцией.

Качество работы самообучающейся системы управления, реализованной программно в блоке S-функции пакета MATLAB Simulink, в различных режимах работы оценивается на модели.

Структура и объем работы.

Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы из 34 пунктов и приложения. Содержание работы изложено на 194 страницах машинописного текста, включает 185 рисунков, 12 таблиц, 5 листингов и 1 приложение.

1 Обзор существующих решений

1.1 Обзор авиационных систем генерирования электроэнергии

На современных воздушных судах применяется довольно широкий спектр систем генерирования и преобразования электрической энергии. По роду тока разделяют системы электроснабжения (СЭС) постоянного и переменного тока. Большая часть потребителей требует для своего питания электроэнергии двух основных типов: постоянного напряжения 27 В и переменного напряжения 115 В частотой 400 Гц. СЭС постоянного тока напряжением 27 В в качестве первичной применяется по большей части в легкомоторной авиации из-за ограничений по мощности, вызванных существенным увеличением массы проводов при ее повышении. Наиболее широко распространенной первичной системой электроснабжения является СЭС переменного тока напряжением 115 В стабильной частоты 400 Гц. Среди прочих перспективных решений следует отметить СЭС переменного напряжения 115 и 230 В плавающей частоты (в зарубежной литературе ее еще называют «frequency wild»), а также СЭС постоянного тока высокого напряжения – 270 и 540 В [20]. Применение таких СЭС в качестве первичных позволяет снизить массу распределительной сети при той же мощности за счет снижения токов, а также упростить систему за счет исключения из ее состава приводов постоянной частоты вращения. Тем не менее, СЭС повышенного напряжения имеют свои недостатки: повышенная опасность поражения экипажа электрическим током; пожара при повреждении сети (особенно в самолетах, выполненных из композитных углепластиковых материалов); возникновения искрения на больших высотах или во влажном морском воздухе; возникновения коронных разрядов [20]. Кроме того, в системах постоянного тока высокого напряжения возникают трудности с разрывом токов к.з. и отводом тепла от выпрямителей. В отличие от СЭС постоянного тока системы переменного тока имеют меньше проблем с коммутационной аппаратурой, в них могут быть использованы асинхронные двигатели (в том числе без собственных преобразователей) и трансформаторы [23]. В СЭС переменного тока плавающей частоты некоторые потребители, такие как электродвигатели, потребуют дополнительного оборудования для ее стабилизации. СЭС переменного тока напряжением 115 В стабильной частоты, таким образом, остаются в рядах перспективных, в том числе и из-за большой доли потребителей электроэнергии 115 В, 400 Гц среди бортового оборудования.

К числу применяемых на данный момент типов генераторов переменного тока можно отнести следующие: синхронные генераторы с возбуждением от постоянных магнитов, генераторы переменного тока с безобмоточным ротором (вентильно-индукторные с неподвижной обмоткой возбуждения), бесконтактные генераторы с комбинированным возбуждением от постоянных магнитов и обмотки возбуждения, бесконтактные синхронные генераторы с вращающимися выпрямителями. Все перечисленные типы объединяет общее свойство – бесконтактность – отсутствие щеточных узлов. Каждый из названных типов генераторов имеет свои преимущества и недостатки и находит свои области применения. Наиболее распространены на современных воздушных судах генераторы с вращающимися выпрямителями благодаря наилучшим удельным массогабаритным показателям и возможностям достижения требуемого качества электроэнергии [18]. Тем не менее, и они не лишены своих недостатков, таких например, как ограничение скорости вращения из-за наличия на роторе выпрямительных блоков [20]. Поэтому, все перечисленные типы авиационных генераторов переменного тока находят свои области применения, и нет какого-то единственно верного выбора из их многообразия.

Учитывая непостоянство скорости вращения двигателя, которая зависит от режима полета, стабилизировать частоту переменного напряжения можно двумя способами: «развязать» частоту вращения авиадвигателя и частоту вращения генератора или частоту выходного напряжения генератора и частоту напряжения потребителей.

В первом случае применяются приводы постоянной частоты вращения различных типов: гидромеханические, пневмомеханические и др. Наиболее распространенными являются гидромеханические ППЧВ, современные образцы которых объединяются с генератором в единый агрегат – интегральный привод-генератор (ИПГ) [18]. Не смотря на широкое применение, гидромеханические ППЧВ имеют ряд недостатков:

- высокая стоимость самого привода и высокие затраты на его обслуживание (порядка 80% от соответствующих показателей всей системы генерирования [15, 18]);
- невысокая надежность и малый ресурс (привод работает в условиях высоких механических нагрузок, имеет множество трущихся деталей);
- малая ремонтопригодность (часто оказывается выгоднее заменить авиадвигатель в сборе, чем заменить неисправный ИПГ на новый [18]);
- невысокий КПД (80-95%), что приводит к дополнительному выделению тепла в охлаждающее систему топливо.

Второй подход к стабилизации частоты напряжения подразумевает использование электронных преобразователей частоты с непосредственной связью (ПЧНС) или со звеном постоянного тока (ПЧ с ЗПТ). Такие СЭС называют системами ПСПЧ («переменная скорость – постоянная частота»). Системы ПСПЧ пока не так широко распространены, как ИПГ, но считаются весьма перспективными, т.к. в них достижимы более высокие показатели качества электроэнергии. А это, в свою очередь, в дальнейшем позволит улучшить технико-экономические показатели бортового оборудования [18]. Среди зарубежных самолетов, применяющих мощные преобразователи частоты, можно отметить истребитель F-18 (тиристорный ПЧНС, 2×60 кВА), пассажирский самолет Boeing 777 (ПЧ с ЗПТ в качестве запасного источника переменного напряжения, 2×20 кВА), пассажирский самолет MD-90 (ПЧ с ЗПТ, 2×75 кВА) [20]. В отечественной авиации передовым в плане применения преобразователей частоты является военнотранспортный самолет АН-70. На нем применена СЭС переменного тока плавающей частоты, содержащая 4 генератора с непосредственным приводом от авиадвигателя, каждый мощностью 90 кВА. Энергия переменного тока стабильной частоты вырабатывается четырьмя преобразователями ПТС-15 мощностью 15 кВА, выполненными на биполярных транзисторах. Форма напряжения ПТС-15 – шестиступенчатая, близкая к синусоидальной [18].

Судя по публикациям и патентам, на данный момент в системах ПСПЧ применяются преобразователи частоты двух основных видов: тиристорные ПЧНС (циклоконверторы) и ПЧ с ЗПТ на базе инверторов, построенных по стандартной трехфазной мостовой схеме [10, 11, 13, 18, 23]. Во втором случае четырехпроводная трехфазная сеть обеспечивается при помощи формирующего нейтраль [10, 11, 13, 23] или суммирующего [12] выходного трансформатора. Единичная мощность существующих преобразователей не превышает 65-75 кВА [20]. Из-за относительно малого опыта разработки и эксплуатации систем ПСПЧ, в них пока не были широко применены последние достижения силовой преобразовательной техники, что несколько ухудшает их показатели по сравнению с максимально достижимыми. Это касается и показателей качества электроэнергии (например, гармонический состав напряжения) и прочих (массогабаритные показатели и др.) параметров статических преобразователей. К примеру, габариты фильтра выходного напряжения зависят от частоты: чем ниже частоты высших гармоник, тем «больше» фильтр, их подавляющий. Тиристорные ПЧНС имеют относительно невысокую частоту коммутации, и ее повышение возможно только за счет увеличения числа входных фаз преобразователя. Поэтому заметно снизить габариты выходных LC-фильтров там не получится [15, 18]. В ПЧ с ЗПТ по стандартной мостовой схеме, как уже отмечалось, требуется выходной трансформатор, что также негативно сказывается на его массе и габаритах. Преобразователь ПТС-15 состоит из двух пар трехфазных инверторов, напряжение которых суммируется, опять же, на трансформаторе [18].

Применяя современные быстродействующие IGBT-ключи с широтно-импульсной модуляцией и высокопроизводительные микроконтроллеры для управления силовой электроникой семейства Motor Control, можно добиться более высокого качества электроэнергии при меньшей удельной массе преобразователей. Например, снизить долю низкочастотных искажений напряжения (высших гармоник низкого порядка – 3-ей, 5-ой, 7-ой и т.д.) до приемлемого уровня можно программными средствами, воздействуя на задание напряжения инвертора. Высокочастотные пульсации (на несущей частоте ШИМ) в таком случае можно подавить при помощи синусного фильтра, имеющего меньшие массу и размеры благодаря большей частоте, на которую он рассчитан. Большей единичной мощностью и более высокими показателями качества обладают аэродромные источники питания на базе преобразователей частоты. Рассмотрим их далее и попробуем выяснить, за счет чего качество их напряжения выше, какие схемотехнические решения можно из них позаимствовать, какие узлы оптимизировать с точки зрения массы.

1.2 Обзор аэродромных преобразователей частоты

Аэродромные преобразователи частоты для воздушных судов решают те же задачи, что и ПЧ бортовых систем электроснабжения. Требования по части качества электроэнергии к ним предъявляются те же. Различие состоит, во-первых, в ограничении массогабаритных показателей для бортовых систем и, во-вторых, в первичном источнике энергии: на аэродроме эту роль вместо генератора играет промышленная сеть 50 Гц.

1.2.1 <u>Аэродромные ПЧ фирмы Hobart Ground Power</u>

Рассмотрим схемотехнические особенности преобразователей частоты фирмы Hobart (рис. 1.1). Входное трехфазное напряжение данного преобразователя номинально имеет величину 600 В и перед выпрямлением понижается посредством автотрансформатора.



Рис. 1.1 Упрощенная структурная схема ПЧ Hobart [28]

Выпрямительный блок включает два трехфазных тиристорных выпрямителя, включенных в параллель. За счет управления тиристорами обеспечивается плавный пуск ПЧ без броска тока свыше номинального. В нормальном режиме тиристоры полностью открыты, и выпрямители работают, как неуправляемые. Выпрямленное напряжение имеет величину около 650 В.

Фильтр ЗПТ состоит из двух уравнительных реакторов (по одному на положительной и отрицательной шине) и батареи электролитических и пленочных конденсаторов. Пленочные снабберные конденсаторы установлены на низкоиндуктивных шинах и предназначены для защиты ключей от импульсных перенапряжений. Электролитические конденсаторы, имеющие большую емкость, используются, как накопители энергии. Напряжение на соединенных после-

довательно электролитических конденсаторах выравнивается за счет параллельно установленных балансировочных резисторов. Предусмотрены варисторные цепи защиты от импульсных перенапряжений во входной цепи и в звене постоянного тока. Имеется тормозной резистор для разряда ЗПТ в случае аварии или отключения входной сети.

Два трехфазных инвертора на базе IGBT-транзисторов формируют трехфазное напряжение величиной 280 В и частотой 400 Гц (преобразователь имеет 2 выхода). На выходе каждого инвертора установлен сглаживающий LC-фильтр для удаления коммутационных пульсаций выходного напряжения.

Фильтрованное напряжение поступает на выходной трансформатор со схемой обмоток Δ/Y_0 . Функции трансформатора – понижение напряжения до требуемого уровня, гальваническая развязка преобразователя и нагрузки, а также создание четырехпроводной трехфазной сети.

Вторичные обмотки выходного трансформатора соединены с нагрузкой через контактор с тремя силовыми и двумя маломощными контактами для контроля состояния контактора системой управления. Вход ПЧ оснащен разъединителем.

Есть возможность синхронизации и параллельной работы с бортовой сетью воздушного судна.

Количественные характеристики ПЧ из линейки Hobart (модель 140SX200):

- Мощность 140 кВА;
- входное напряжение переменное трехфазное 520-680 В, 45-65 Гц [31];
- коэффициент мощности (входной) >0.98 (отстающий, при нагрузке более 10%);
- номинальный коэффициент мощности (выходной) 0,8;
- допустимая перегрузка: 125% (10 мин.), 150% (30 с), 200% (10 с);
- коэффициент гармонических искажений (выходной) <3%;
- погрешность частоты выходного напряжения ±0,05%;
- фазовый сдвиг выходного напряжения 120±1,5°;
- подстройка выходного напряжения ±15%;
- небаланс фазного напряжения <2% при сбалансированной и <3В при 10% несбалансированной нагрузке;
- погрешность выходного напряжения ±1% (установившийся режим);
- компенсация падения напряжения на отходящих проводах автоматическая, до 8%;
- масса 899 кг;
- габариты 1981х589х1294 мм. [28]

1.2.2 <u>Аэродромные ПЧ фирмы AXA Power</u>

Рассмотрим схемотехнические решения, использованные в преобразователях частоты данной фирмы. Структурная схема представлена на рис. 1.2.



Рис. 1.2 Структурная схема ПЧ АХА Power [27]

Коммутационная аппаратура (разъединитель с предохранителем на входе и контактор на выходе) позволяют отключать преобразователь от питающей сети и от нагрузки.

Входной LC-фильтр защищает ПЧ от переходных процессов в питающей сети и уменьшает его влияние на сеть. После фильтрации напряжение сети преобразуется в шестифазное входным трансформатором. Шестифазное напряжение поступает на 12-пульсный выпрямитель. Использование 12-пульсного выпрямителя дополнительно снижает влияние ПЧ на питающую сеть. Выпрямленное напряжение после С-фильтра ЗПТ поступает на трехфазный инвертор (состоящий из трех модулей, по 2 IGBT-ключа в каждом). В батарее конденсаторов ЗПТ предусмотрены балансировочные резисторы для выравнивания напряжения на емкостях.

Выпрямитель состоит из 6-ти диодов и 6-ти тиристоров. За счет управления тиристорами обеспечивается плавный пуск и ограничение пускового тока номинальным значением. В нормальном режиме тиристоры полностью замкнуты, и выпрямитель работает, как неуправляемый.

При управлении инвертором используется метод векторной ШИМ. Регулирование напряжения осуществляется индивидуально для каждой фазы, что позволяет «выравнивать» амплитуду и фазовый сдвиг напряжения в них, даже при существенном небалансе нагрузки.

Выходной трансформатор обеспечивает гальваническую развязку нагрузки с сетью, преобразование уровня напряжения к требуемому (115/200 В) и создание четырехпроводной трехфазной сети. Выходной LC-фильтр улучшает гармонический состав выходного напряжения и снижает высокочастотные помехи. Дроссель выходного фильтра интегрирован в трансформатор.

Количественные характеристики ПЧ АХА Power модели АХА 2200 приведены ниже.

- Мощность 150 кВА;
- входное напряжение переменное трехфазное 400 B $\pm 15\%$, 50/60 Гц $\pm 5\%$;
- коэффициент мощности (входной) >0.96 (при 100% нагрузке);
- коэффициент мощности (выходной) 0,7 (отстающий) 0,95 (опережающий), номинальный 0,8;
- допустимая перегрузка: 125% (10 мин.), 150% (30 c), 200% (10 c), 250% (1 c) [1];
- коэффициент гармонических искажений (выходной) <2%;
- погрешность частоты выходного напряжения ±0,1%;
- фазовый сдвиг выходного напряжения 120±1° для сбалансированной и 120±2° для 30% несбалансированной нагрузки;
- подстройка выходного напряжения ±15%;
- погрешность выходного напряжения ±0,5% (сбалансированная и 30% несбалансированная нагрузка);
- броски напряжения в переходных процессах не более 8%, время восстановления не более 10 мс (при 100% нагрузке);
- компенсация падения напряжения на отходящих проводах зависит от тока нагрузки, коэффициент задается пользователем, до 9 В;
- масса 820 кг;
- габариты 1700х665х1100 мм [1];

1.2.3 Меры по оптимизации конструкции преобразователя частоты

Как видно, и бортовые и аэродромные преобразователи частоты имеют неоптимальную схемотехнику. В бортовых циклоконверторах задача подавления существенных по амплитуде и относительно низкочастотных пульсаций напряжения полностью ложится на выходной фильтр, что приводит к увеличению его массы; в двухзвенных ПЧ с трехфазными мостовыми инверторами применяются различные выходные трансформаторы, что также отрицательно сказывается на массогабаритных показателях установки. Аэродромные ПЧ несколько более развиты в плане схемотехники и алгоритмов управления, а также не «стеснены» в массе, за счет чего показатели качества электроэнергии в них заметно превосходит требования ГОСТ.

Применив достижения в области современной силовой электроники и специализированных микроконтроллеров, а также улучшенные алгоритмы управления, можно оптимизировать конструкцию ПЧ для улучшения массогабаритных характеристик, при этом уложившись в требования ГОСТ по качеству электроэнергии. Рассмотрим, что для этого можно сделать.

В связи с необходимостью снижения массы преобразователя первым и вполне очевидным шагом в разработке конструкции должно быть снижение количества моточных изделий (трансформаторов и дросселей). В разрабатываемой установке дроссели будут использоваться только в выходном синусном фильтре.

Генератор разрабатывается вместе с преобразователем, поэтому его напряжение согласуется по величине с требуемым входным напряжением ПЧ. Требований по гальванической развязке не предъявляется. Нейтральный проводник четырехпроводной сети можно обеспечить правильным построением силовой части преобразователя частоты. Таким образом, нет необходимости использовать входной (понижающий) или выходной (формирующий нейтраль) трансформатор.

Благодаря высокой скорости генератора и, как следствие, высокой частоте пульсаций выпрямленного напряжения, можно использовать С-фильтр в звене постоянного тока.

Из моточных изделий остаются только дроссели выходного синусного фильтра, габариты которых можно снизить за счет повышения частоты ШИМ, использования специальных алгоритмов для увеличения эффективной частоты пульсаций напряжения перед фильтром (см. п. 2.7.3). Аппаратных фильтров высших гармоник не предусмотрено. Программное подавление высших гармоник позволит обойтись без них (программный метод регулирования гармонического состава выходного напряжения и его преимущества рассмотрены в [8]).

Применяя высокочастотные IGBT-модули, рассчитанные на жидкостное охлаждение [26], можно снизить габариты их самих и их радиаторов.

Скорость вращения генератора, а, следовательно, и его э.д.с. зависит от внешних условий (от режима полета воздушного судна). Изменение скорости генератора и электрической нагрузки на него не должно сильно влиять на напряжение ЗПТ, т.к. при его снижении не удастся обеспечить требуемое выходное напряжение, а при сильном завышении усложнится выбор элементов силовой части и увеличатся пульсации выходного напряжения (и, как следствие, масса фильтра). Поэтому должен иметься канал регулирования выпрямленного напряжения. Для стабилизации напряжения ЗПТ можно управлять генератором через обмотку возбуждения (если она есть) или использовать активный выпрямитель или дополнительный DC/DC-преобразователь для компенсации возмущающих воздействий. В разрабатываемой установке предполагается использовать генератор с управляемым возбуждением. В состав силового преобразователя кроме, собственно, ПЧ будут входить возбудитель и DC/DC-преобразователь для сети постоянного тока 27 В (рис. 1.3). Выпрямитель преобразователя частоты можно сделать неуправляемым.



Рис. 1.3 Схема преобразования энергии в разрабатываемой установке

Таким образом, путь преобразования энергии вращения авиадвигателя в выходную электроэнергию переменного тока постоянной частоты включает генератор с регулируемым возбудителем (на основе IGBT-транзисторов), неуправляемый выпрямитель, IGBT-инвертор и синусный фильтр для подавления пульсаций выходного напряжения на несущей частоте ШИМ инвертора. Выделим некоторые достоинства предложенной схемы.

- Простота конструкции генератора. Генератор представляет собой индукторную машину с обмоткой возбуждения на статоре и пассивным зубчатым ротором. Отсутствуют вращающиеся обмотки и выпрямители, щеточные узлы.
- 2. Отсутствие редуктора, привода постоянной частоты вращения и других механических передач.
- 3. Простота алгоритмов стабилизации постоянного напряжения на входе инвертора.
- 4. Быстрое реагирование на изменение нагрузки или скорости двигателя за счет управления возбудителем.
- 5. Хорошие массогабаритные показатели.

Учитывая информацию, изложенную в п. 1.1 и п. 1.2.3, можно говорить об актуальности разработки системы электроснабжения воздушного судна на базе электрогенератора переменной частоты вращения.

Таким образом, <u>цель</u> данной работы заключается в разработке инверторной микропроцессорной системы питания с генератором переменной частоты для воздушных судов с применением новых технических решений в области топологии статических преобразователей частоты и систем управления такими преобразователями.

Для достижения поставленной цели в ходе работы необходимо решить следующие <u>зада-</u> <u>чи</u>:

- 1. Выбор топологии силового преобразователя, рациональной для системы электроснабжения воздушного судна с учетом ожидаемых массогабаритных показателей.
- 2. Выбор структуры системы управления преобразователем частоты на основе компьютерного моделирования.

- Разработка алгоритмов компенсации влияния нелинейностей инвертора и нелинейной нагрузки на гармонический состав выходного напряжения средствами системы управления.
- 4. Программно-аппаратная реализация системы управления с коррекцией гармонического состава и ее испытания в составе макетного образца преобразователя частоты.

1.3 Выводы по главе

- Рассмотрены современные тенденции в развитии систем электроснабжения летательных аппаратов. Показано, что системы переменного тока стабильной частоты 115 В, 400 Гц являются одними из наиболее перспективных.
- Описаны преимущества систем типа переменная скорость постоянная частота перед системами на базе привода постоянной частоты вращения.
- Показаны недостатки в области схемотехники современных авиационных преобразователей частоты. Предложены меры по ее оптимизации.
- Сформулированы цель и задачи работы.

2 Анализ вариантов и выбор топологии силового преобразователя

Генератор переменной частоты вращения проектируется вместе с силовым преобразователем и представляет собой индукторную машину с независимым электромагнитным возбуждением. Машина имеет на статоре одну или несколько трехфазных обмоток-секций и пассивный зубчатый ротор. В целях выработки энергии переменного тока частотой 400 Гц, 115/200 В может использоваться одна, две или три секции генератора. Эти секции могут работать как параллельно на общее звено постоянного тока, так и независимо – каждая на свое отдельное ЗПТ. Напряжение ЗПТ должно поступать на вход инвертора, задача которого – формирование выходной четырехпроводной трехфазной сети переменного тока стабильной частоты 400 Гц, действующим значением 115/200 В.

Кроме того, потребуется дополнительная трехфазная секция для генерации сети постоянного тока напряжением 27 В (мощностью не менее 3 кВА) и питания возбудителя, регулирующего ток возбуждения индукторного генератора. Эти задачи решаются с использованием дополнительного неуправляемого выпрямителя и двух силовых преобразователей: постоянного напряжения в постоянное 27 В и несимметричного полумостового преобразователя для регулирования тока возбуждения.

Альтернативным решением может являться использование общей сети постоянного тока для питания инвертора сети 400 Гц, преобразователя сети 27 В и возбудителя. Это было бы более рационально с точки зрения равномерной загрузки генератора при условии питании общего звена постоянного тока от выпрямителей всех секций.

Управление DC/DC-преобразователем сети постоянного тока 27 В и возбудителем – стандартные задачи, не требующие дополнительных исследований. Схема силового преобразователя для сети переменного тока 400 Гц, напротив, может быть различной, как и алгоритмы управления инвертором. Именно поэтому в данной работе исследуются, прежде всего, рациональные пути построения силовой части и способы управления инвертором напряжения.

Вопросы управления DC/DC-преобразователем и возбудителем рассмотрены кратко с точки зрения требований к цифровому контроллеру. Он должен иметь как минимум два канала генерации стандартных ШИМ-сигналов и четыре канала ввода аналоговых сигналов с датчиков входного и выходного напряжения DC/DC-преобразователя, а также с датчиков тока дросселя DC/DC-преобразователя и тока в обмотке возбуждения генератора.

Система управления DC/DC-преобразователем строится, как двухконтурная с внутренним контуром тока дросселя и внешним контуром напряжения сети постоянного тока 27 В. Будут предусмотрены все необходимые виды защит, в том числе от короткого замыкания в сети 27 В, от снижения входного напряжения, от перегрева силовых ключей DC/DC-преобразователя и др.

Система управления возбуждением генератора будет также двухконтурной – с внутренним контуром тока возбуждения и внешним контуром поддержания напряжения ЗПТ. В случае выбора варианта с независимыми звеньями постоянного тока в качестве обратной связи контура напряжения может быть использовано среднее или меньшее из напряжений на выходах выпрямителей, питающих инвертор для сети переменного тока 400 Гц. Выбор одного из этих вариантов или какого-либо другого алгоритма расчета обратной связи будет сделан на стадии отладки системы управления экспериментальным образцом генератора.

2.1 Тип генератора

Предполагается разработка установок генерирования электроэнергии двух мощностей: 30 и 150 кВА. Генераторы разрабатываются в научной группе Русакова А.М. (кафедра ЭКАОиЭТ НИУ МЭИ). Характерные режимы работы генератора и требования по вырабатываемой мощности на примере генератора мощностью 150 кВА сведены в табл. 2.1.

Описание режима	Частота вращения вала гене- ратора, об/мин	Выходная мощность генератора, кВт
Работа на номинальной частоте вращения	14400	не менее 150
Работа на минимальной рабочей частоте вращения (50% от номинальной)	7200	не менее 20
Работа на частоте вращения 60% от номи- нальной	8700	75
Работа на частоте вращения 80% от номинальной	11520	120
Работа на частоте вращения 90% от номинальной	13000	150
Работа на максимальной рабочей частоте вращения (105% от номинальной)	15120	не менее 150

Табл. 2.1 Характерные режимы работы генератора

Из возможных типов генераторов был выбран одноименно-полюсный индукторный генератор с обмоткой возбуждения. Такая машина сочетает в себе следующие важные преимущества: бесконтактность – отсутствие щеточных узлов, возможность регулирования потока возбуждения, простота и надежность конструкции, возможность работы при высоких частотах вращения благодаря отсутствию вращающихся обмоток и выпрямительных блоков. Недостатками такого типа являются повышенная масса из-за более низкой степени использования активных материалов, вызванной постоянством знака магнитного потока, более высокий, чем у синхронных генераторов, коэффициент искажения кривой напряжения и сравнительно большое изменение напряжения при изменении нагрузки [18]. В данном случае качество выходного напряжения будет определяться преобразователем частоты, а изменение величины напряжения при изменении нагрузки можно компенсировать за счет управления возбуждением генератора.

Индукторная машина выбранного типа может иметь разное конструктивное исполнение. Возможны варианты с различным расположением обмотки возбуждения: поднятой – между пазами статора или опущенной – между пазами ротора (при этом ОВ крепится к статору и остается неподвижной). Возможно одно- и многопакетное исполнение. Эскиз двухпакетной машины с поднятой ОВ представлен на рис. 2.1. Красным показано направление тока в обмотке возбуждения, зеленым – путь замыкания магнитного потока.



Рис. 2.1 Конструкция двухпакетной индукторной машины с поднятой обмоткой возбуждения (обмотки показаны только на продольном разрезе)

В качестве материалов для изготовления статора и ротора предполагается использовать композиционный материал сомалой (somaloy) и сплавы 27КХ, 49КФ. Уточнение конструктивных параметров – способа размещения обмоток, количества пакетов, числа зубцов статора и ротора, числа секций и фаз генератора, материалов статора и ротора – будет производиться в ходе проектирования совместно с проектированием силовой части преобразователя частоты.

Отметим важные факторы, касающиеся системы управления возбуждением генератора и влияющие также на конструкцию генератора:

- Быстродействие контура возбуждения должно быть достаточным, чтобы, с учетом запаса по напряжения на динамику и компенсации влияния изменения входного напряжения инвертора на выходное, обеспечить выполнение требований ГОСТ [5] по действующему значению переменного напряжения в динамике (100 мс, см. рисунок 3 в [5]). Изменение скорости генератора происходит медленно, с постоянной времени в несколько секунд, поэтому наиболее «быстрым» возмущающим воздействием является изменение нагрузки.
- 2. Конструкция индукторного генератора с обмоткой возбуждения, создающей радиальноаксиальный поток возбуждения, обладает одним существенным недостатком. Спинка статора, если она выполнена из обычного проводящего материала, представляет собой короткозамкнутый виток, в котором при изменении тока возбуждения наводятся вихревые токи, противодействующие изменению потока. В результате, суммарная постоянная времени контура возбуждения может оказаться значительной, сопоставимой с постоянной времени изменения скорости генератора. Это может вызвать колебательные процессы в контуре регулирования напряжений в звеньях постоянного тока или даже потерю устойчивости и управляемости этих контуров. Таким образом, для обеспечения качественного

управления генератором по цепи возбуждения должны быть предусмотрены специальные конструктивные меры при проектировании генератора, исключающие возникновение в спинке статора вихревых токов при регулировании тока возбуждения. Одна из таких мер – изготовление спинки статора из специального материала с высоким удельным сопротивлением (сомалоя).

3. Обеспечение высокого быстродействия по контуру возбуждения планируется путем перехода от простой схемы возбудителя на базе одного силового ключа и обратного диода к полумостовой схеме возбудителя (рис. 2.2). Такая схема позволяет добиться не только быстрого нарастания, но и столь же быстрого спадания тока возбуждения путем приложения к ОВ напряжения обратной полярности через диоды.



Рис. 2.2 Полумостовая схема возбудителя (контура протекания тока возбуждения при замкнутых и разомкнутых ключах)

Материал, изложенный далее, в основном, будет касаться вариантов построения преобразователя частоты и системы управления для сети переменного тока 400 Гц.

2.2 Инвертор для трехфазной сети без нулевого провода

Большинство современных преобразователей частоты строится на базе трехфазного мостового инвертора с шестью силовыми ключами и обратными диодами. Упрощенная структура такого преобразователя показана на рис. 2.3 применительно к трехсекционной обмотке проектируемого индукторного генератора. В рамках этой структуры возможно создание сети переменного тока частотой 400 Гц без отдельного нулевого провода, т.е. исключительно для питания трехфазных потребителей. Однофазные потребители могут подключаться не на фазные 115 В, а на линейные напряжения 200 В, что является существенным ограничением этой топологии инвертора.





Число секций генератора и электрический сдвиг между ними влияют на степень пульсации напряжения в звене постоянного тока: чем больше секций, тем более качественное выпрямленное напряжение может быть получено на входе инвертора. Кроме того, переход от односекционной обмотки генератора к многосекционной обеспечивает более высокий уровень надежности: отказ одной секции генератора или одного из нескольких выпрямителей не вызывает отказа сети переменного тока 400 Гц – уменьшается только допустимая нагрузка по сети. В этом случае часть менее ответственных потребителей может быть отключена.

Система управления инверторами по рис. 2.3 детально отработана в промышленности. Для управления ключами здесь широко используются два метода – синусоидальная (центрированная) ШИМ, а также широтно-импульсная модуляция базовых векторов (векторная ШИМ). В первом случае максимальное амплитудное значение фазного напряжения не превышает половины напряжения в звене постоянного тока 0,5 U_{dc}, а во втором – величины $\frac{1}{\sqrt{3}}$ U_{dc}, т.е. 0,5774

U_{dc}. Метод векторной ШИМ имеет два существенных преимущества по сравнению с синусоидальной:

- 1. Более полное использование напряжения входного ЗПТ на 15%;
- На 30% меньшие динамические потери в силовых ключах за счет постоянной привязки одной из стоек инвертора к верхней или нижней шине звена постоянного тока на каждом периоде ШИМ.

Лучшее использование по напряжению обеспечивается за счет искусственного смещения нуля системы выходных напряжений то в сторону верхней, то в сторону нижней шины звена постоянного тока, попеременной привязки одной из фаз к верхней или нижней шине звена постоянного тока. Система трехфазных выходных напряжений оказывается как бы с *плавающей нулевой точкой*.

Естественным ограничением возможностей использования такой структуры является требование четырехпроводной сети переменного тока 400 Гц.

2.3 Инвертор с формирующим нейтраль трансформатором

Создание трехфазной сети переменного тока с отдельным нулевым проводом при использовании обычного инвертора с векторной ШИМ возможно только при подключении *формирующего нейтраль трансформатора*. Его первичная трехфазная, не имеющая нуля обмотка включается на выход инвертора, а вторичная, имеющая нулевой провод, образует, собственно, выходную четырехпроводную сеть – рис. 2.4.



Рис. 2.4 Инвертор с формирующим нейтраль трансформатором

Хотя, по такой схеме строятся авиационные преобразователи частоты [10, 11], применение такого выходного трансформатора в бортовых источниках питания является не лучшим решением ввиду его значительной массы и существенных габаритов при большой мощности. Подобная схема гораздо лучше подходит для применения в аэродромных преобразователях частоты (см. п.п. 1.2.1, 1.2.2). В этом случае выходной трансформатор выполняет дополнительно важную функцию гальванической развязки между первичным источником питания (промышленной сетью 380 В переменного тока) и потребителями электрической энергии. В нашем случае функция гальванической развязки потребителей от источника питания не требуется и решение на рис. 2.4 не рассматривается, как перспективное, по причине избыточной массы и габаритов выходного трансформатора, а вместе с ним и всего силового преобразователя.

Таким образом, требование необходимости четырехпроводной сети переменного тока 400 Гц с отдельным нулевым проводом и возможностью подключения как трехфазных, так и однофазных нагрузок, исключает применение стандартных решений на базе мостового 6-ключевого инвертора, управляемого в режиме векторной ШИМ.

2.4 Инвертор с искусственной нулевой точкой

На первый взгляд, исходная структура инвертора может быть легко модифицирована разделением конденсатора в звене постоянного тока на два и введением искусственной нулевой точки между ними. Эта точка могла бы послужить нулевым проводом для выходной четырехпроводной сети переменного тока – рис. 2.5. При этом напряжение каждой фазы будет формироваться независимо от напряжений остальных фаз путем управления силовыми ключами только одной стойки инвертора. Это можно рассматривать как дополнительное преимущество схемы – отказ одной из фаз, например, при коротком замыкании по выходу, не обязательно должен сопровождаться отключением двух остальных фаз.



Рис. 2.5 Схема инвертора с искусственной нулевой точкой

Структура инвертора по рис. 2.5 имеет ряд недостатков:

- В рамках этой структуры силовой части можно применять только метод синусоидальной ШИМ, что не позволяет воспользоваться преимуществами векторной ШИМ в части использования напряжения ЗПТ и снижения динамических потерь в ключах.
- 2. При наличии постоянной составляющей тока в одной из фаз трехфазного источника питания, например, в том случае, если один из однофазных потребителей представляет собой однополупериодный выпрямитель, возникает опасность перекоса напряжений на конденсаторах С1 и С2. Это требует не только средств контроля величин этих напряжений, но и специальных алгоритмов управления выходными фазными напряжениями с учетом разных величин напряжений для формирования положительной и отрицательной полуволн выходного фазного напряжения. Требуются также специальные аппаратные и программные меры для оперативной ликвидации этого перекоса.

Таким образом, схема с искусственной нулевой точкой между конденсаторами в звене постоянного тока требует существенных доработок аппаратной и программной части для исключения перекосов напряжений на входных конденсаторах. Это может быть, например, дополнительный уравнитель напряжений [16] (рис. 2.6), обеспечивающий при необходимости выравнивание напряжений на конденсаторах. Особое внимание в этой структуре придется уделить устойчивости системы управления.



Рис. 2.6 Уравнитель напряжений на конденсаторах звена постоянного тока

Рассмотренная структура силовой части, по мнению автора, является одной из перспективных, так как содержит минимальный набор силовых ключей с ясными алгоритмами управления. Остаются непроработанными вопросы выравнивания напряжений на входных конденсаторах с помощью уравнителя напряжений, а также устойчивость этого процесса. В случае выбора данной схемы потребуется разработка и анализ соответствующих компьютерных моделей.

Преимуществом структуры является общее звено постоянного тока, обеспечивающее как возможность прямого обмена реактивной энергией между выходными фазами преобразователя, так и возможность подключения дополнительного DC/DC-преобразователя для сети 27 В, а также возбудителя. Такое решение наиболее оптимально с точки зрения равномерной загрузки секций генератора во всех режимах работы.

2.5 Инвертор с искусственной нулевой точкой и двумя секциями генератора

Сложность выравнивания напряжений на конденсаторах в звене постоянного тока с искусственной нулевой точкой может быть преодолена за счет использования двух гальванически развязанных источников питания. В рамках разрабатываемого проекта число трехфазных секций индукторного генератора для создания сети 400 Гц может быть любым, в том числе равным двум, так как проектирование электрической машины выполняется вместе с проектированием силового преобразователя. Первая трехфазная секция генератора через свой собственный выпрямитель подключается к верхнему конденсатору звена постоянного тока, а вторая – к нижнему – рис. 2.7.



Рис. 2.7 Инвертор мостового типа с искусственной нулевой точкой и двумя гальванически развязанными входными источниками питания

Образуются два равноценных источника питания, один – для формирования положительных полуволн выходных фазных напряжений, второй – для формирования отрицательных полуволн.

2.5.1 Алгоритм управления ключами инвертора с искусственной нулевой точкой

Алгоритм управления таким инвертором достаточно прост – выходное напряжение каждой фазы формируется независимо от напряжений двух других фаз с помощью одного канала ШИМ-генератора, вырабатывающего два комплиментарных (взаимно инверсных) сигнала управления. Может использоваться как фронтовая (асимметричная), так и центрированная (симметричная) ШИМ – рис. 2.8. Центрированная ШИМ позволяет добиться меньших гармонических искажений напряжения за счет неодновременной коммутации ключей. ШИМгенераторы с необходимыми функциями имеются в большинстве специализированных микроконтроллеров Motor Control, ориентированных на управление силовой электроникой и электродвигателями, так что с выбором элементной базы для реализации системы управления проблем не возникает.



Рис. 2.8 Формирование ШИМ-сигналов управления ключами одной стойки инвертора (центрированная модуляция)

Комплиментарные сигналы управления подаются на верхний и нижний силовые ключи каждой стойки инвертора. Управление ведется *во втором импульсном режиме*, то есть к выходному LC-фильтру и нагрузке попеременно прикладывается напряжение положительной +U и отрицательной –U полярности. Это напряжение прикладывается к нагрузке независимо от знака выходного тока, что является обязательным требованием при создании качественных систем питания – рис. 2.9. Только при выполнении этого условия можно быть уверенным, что программно заданное выходное напряжение будет воспроизводиться независимо от текущего значения коэффициента мощности нагрузки, подключенной к сети.



Рис. 2.9 Наличие контура проводимости для обоих возможных состояний инвертора +U (красные) и –U (зеленые) для любого направления тока.

Обозначим мгновенное значение напряжения на верхнем конденсаторе C1 U₊, а мгновенное значение напряжения на нижнем конденсаторе C2 – U₋. На рис. 2.8 показана диаграмма управляющих сигналов верхнего и нижнего ключа стойки инвертора. Уровень сигнала управления верхним ключом – «активный высокий», т.е. сигнал «логической единицы» соответствует замкнутому состоянию ключа. Нижний ключ работает комплиментарно, с «активным низким» уровнем управляющего сигнала. Для этого случая выходное фазное напряжение может быть определено из соотношения:

$$U_{\Phi} = U_{+} \cdot \left(1 - CMP^{*}\right) - U_{-} \cdot \left(CMP^{*}\right), \qquad (2.1)$$

где относительное значение уставки сравнения CMP^{*} определяется как CMP/PERIOD. Величина периода PERIOD представляет собой значение в «тиках» (единицах счета) базового таймера, загруженное в регистр периода базового таймера.

Измеряя текущие величины напряжений на обоих конденсаторах с помощью соответствующих датчиков напряжений, можно в зависимости от этих значений и требуемого выходного напряжения точно рассчитать управляющее воздействие на каждом периоде ШИМ – уставку сравнения:

$$CMP^* = \frac{U_+ - U_{\Phi}}{U_+ + U_-}.$$
(2.2)

Если значения напряжений на входных конденсаторах U_+ и U_- одинаковы, то нулевое значение выходного напряжения достигается при относительной величине уставки сравнения 0,5, максимальное положительное выходное напряжение (равное напряжению на конденсаторах), – при значении уставки 0, а минимальное, – при значении уставки, равном 1. Следовательно, весь диапазон изменения фазных напряжений от положительного значения до отрицательного, реализуется.

2.5.2 <u>Учет «мертвого времени» в инверторах с искусственной нулевой точкой</u>

Управлять ключами стойки инвертора необходимо с защитой от сквозного тока. Во всех ШИМ-генераторах специализированных процессоров эта функция предусматривается. Диаграмма управляющих сигналов с учетом «мертвого времени» показана на рис. 2.10. Передний фронт каждого управляющего импульса задерживается на величину «мертвого времени».



Рис. 2.10 Диаграмма управляющих сигналов с учетом «мертвого времени»

Обозначим это время в «тиках» базового таймера как DT. В течение «мертвого времени» оба ключа стойки закрыты и напряжение, приложенное к выходному фильтру и нагрузке противоположно знаку выходного тока стойки (тока дросселя фильтра):

-U для положительного выходного тока i+

+ U для отрицательного выходного тока і-

С учетом знака выходного тока и относительной величины «мертвого времени» DT*=DT/PERIOD выходное фазное напряжение может быть определено так:

$$U_{\phi} = U_{+} - (U_{+} + U_{-})(CMP^{*} + DT^{*}), npu \ i > 0;$$

$$U_{\phi} = U_{+} - (U_{+} + U_{-})(CMP^{*} - DT^{*}), npu \ i < 0.$$

(2.3)

Как видно, эквивалентная скважность приложения к нагрузке положительного и отрицательного напряжений меняется в зависимости от знака выходного тока. Для того чтобы точно формировать выходное напряжение необходимо обязательно контролировать этот ток и в зависимости от его знака выполнять расчет по одной из двух приведенных выше формул.

Таким образом, расчетные формулы для определения уставки сравнения на каждом периоде ШИМ могут учитывать не только фактические значения входных напряжений на обоих конденсаторах, но и корректирующие поправки с учетом величины «мертвого времени» и текущего знака выходного тока стойки:

$$CMP^{*} = \frac{U_{+} - U_{\Phi}}{U_{+} + U_{-}} + DT^{*}, \, \partial \pi \, i > 0;$$

$$CMP^{*} = \frac{U_{+} - U_{\Phi}}{U_{+} + U_{-}} - DT^{*}, \, \partial \pi \, i < 0.$$
(2.4)

Рассмотренная выше технология точного формирования выходного фазного напряжения при помощи инвертора с искусственной нулевой точкой имеет только один недостаток – формирование напряжения выполняется во втором импульсном режиме, что по сравнению с первым импульсным режимом дает больший диапазон мгновенных пульсаций выходного напряжения.

Преимуществом рассмотренной структуры является возможность автоматического выравнивания напряжений на входных конденсаторах инвертора при возникновении постоянной составляющей в выходном фазном токе. Это может иметь место в том случае, когда один из потребителей содержит, например, однополупериодный выпрямитель. Если потребление при положительной волне выходного напряжения возрастает, то напряжение на верхнем конденсаторе уменьшается, он начинает подзаряжаться большим током от верхней секции генератора. Напротив, если потребление при отрицательной полуволне выходного напряжения уменьшается, напряжение на нижнем конденсаторе растет, а потребление тока от нижней секции генератора уменьшается. Так как обмотки генератора изолированы, то отбор мощности от верхней секции автоматически возрастает, а от нижней, – наоборот, уменьшается.

В случае выбора данной схемы необходимо дополнительное исследование этого процесса на общей компьютерной модели генератора, инвертора и нагрузки, чтобы убедиться в невозможности возникновения автоколебательных процессов или потери устойчивости в системе управления.

Итог: схема инвертора с двумя гальванически развязанными секциями генератора и выпрямителями может быть вполне конкурентоспособной. Ее существенный недостаток, как и у схемы в п. 2.4, – работа во втором импульсном режиме, что требует выходного фильтра больших габаритов и массы.

Кроме того, для выравнивания напряжений на нейтрали (общей точке входных конденсаторов), возможно, потребуется дополнительный уравнитель напряжений, аналогичный рис. 2.6, устойчивость работы которого предстоит исследовать.

В такой структуре придется для питания контура возбуждения и сети 27 В использовать отдельную секцию генератора со своим выпрямителем. Подключение этих потребителей на один из двух входных выпрямителей для сети 400 Гц приведет к заметному перекосу по нагрузке секций генератора, что нежелательно.

2.6 Силовой преобразователь с общим звеном постоянного тока и тремя фазными мостовыми инверторами

Стремление перейти от второго импульсного режима работы силовых ключей к первому импульсному режиму, когда величина мгновенных пульсаций выходного напряжения суще-

ственно снижается и появляется возможность значительно уменьшить габариты выходного фильтра и его вес, приводит к мысли об использовании трех независимых мостовых инверторов на каждую фазу. Для формирования выходной трехфазной сети переменного тока 400 Гц с отдельным нулевым проводом потребуется объединить общие точки мостовых инверторов фаз – рис. 2.11. На рисунке показана структура инвертора в предположении, что звено постоянного тока является общим и формируется одной, двумя или тремя секциями индукторного генератора со своими собственными выпрямителями.



Рис. 2.11 Структура преобразователя с общим звеном постоянного тока и тремя фазными инверторами мостового типа

Детальный анализ этого решения показывает, что оно не может быть реализовано по причине возникновения контуров сквозного тока через общий нулевой провод – рис. 2.12. Шина нейтрали N может быть одновременно подключена к верхней и нижней шине звена постоянного тока, что вызовет сквозное короткое замыкание.


Рис. 2.12 Контур сквозного короткого замыкания через нулевой провод трехфазной сети Таким образом, схема на рис. 2.11 неработоспособна и не может быть использована на

практике.

2.7 Силовой преобразователь с тремя фазными инверторами и гальванически развязанными звеньями постоянного тока

Выход из положения состоит в том, чтобы для каждого фазного мостового инвертора использовать свой собственный гальванически развязанный источник питания постоянного тока, образованный отдельной трехфазной секцией индукторного генератора и собственным выпрямителем. В этом случае объединение однофазных сетей переменного тока в общую трехфазную сеть с нулевым проводом возможно и не сопровождается эффектом короткого замыкания звена постоянного тока.

Питание контура возбуждения возможно от одного из трех выпрямителей. Но более рационально иметь отдельную секцию генератора для питания возбудителя и создания сети 27 В. При этом три секции генератора, предназначенные для питания инвертора сети 400 Гц, будут равномерно нагружены.

Эта структура принимается в качестве одной из основных и исследуется более подробно. В частности, существенным преимуществом этого решения является возможность не только обеспечить работу выходных инверторов в первом импульсном режиме, но и вдвое повысить частоту модуляции напряжения инвертора по сравнению с частотой переключения силовых ключей. Эта возможность позволяет надеяться на еще большее снижение пульсаций выходного напряжения и уменьшение габаритов выходного LC-фильтра, что является одной из важнейших задач при проектировании силового преобразователя генератора.

Полная структура инвертора для генерации сети переменного тока 115/200 В, 400 Гц вместе с контурами регулирования тока возбуждения и преобразователем для генерации сети постоянного тока напряжением 27 В показана на рис. 2.13. Она обеспечивает полностью независимое, гальванически развязанное управление по трем фазам сети 400 Гц с возможностью подключения однофазных нагрузок к одной из фаз и нулевому проводу.

Одна из основных особенностей мостового однофазного инвертора состоит в том, что его структура обеспечивает приложение к нагрузке положительного +U (рис. 2.14), отрицательного –U (рис. 2.15) и нулевого напряжения (рис. 2.16) при любом направлении выходного тока, – положительном или отрицательном. Независимость уровня напряжения (+U/0/–U) на инверторе от направления тока является обязательным условием для формирования требуемого напряжения в нагрузке во всех режимах работы.



Рис. 2.13 Генератор на базе трех мостовых инверторов с изолированными источниками питания



Рис. 2.14 Контура протекания тока при положительном выходном напряжении



Рис. 2.15 Контура протекания тока при отрицательном выходном напряжении



Рис. 2.16 Контура протекания тока при нулевом выходном напряжении

В том случае, когда ключи инвертора отключаются, формируется выходное напряжение, обратное по знаку мгновенному току $U_{\text{вых}} = -U_{dc}$ (при $i_{\text{вых}} > 0$), $U_{\text{вых}} = U_{dc}$ (при $i_{\text{вых}} < 0$) – рис. 2.17.



 Рис. 2.17 Контура протекания выходного тока при отключении инвертора

 2.7.1
 Управление инвертором во втором импульсном режиме с использованием

одного канала ШИМ-генератора на фазу

Фазное выходное напряжение может быть сформировано с использованием одного канала ШИМ-генератора с комплиментарными выходами и «диагональным» управлением силовыми ключами инвертора – рис. 2.18.



Рис. 2.18 Управление однофазным мостовым инвертором по одному каналу ШИМ

На рис. 2.19 показано, как уровень выходного напряжения инвертора меняется в зависимости от значения уставки сравнения СМР, управляющей скважностью сигнала, подаваемого на силовые ключи. Обеспечивается весь диапазон изменения выходного напряжения от +U_{dc} до -U_{dc}.

$$U_{\Phi} = \varphi_{A} - \varphi_{0} = U_{dc} \cdot \left(1 - CMP^{*}\right) - U_{dc} \cdot \left(1 - \overline{CMP^{*}}\right) =$$

$$= U_{dc} \cdot \left(1 - CMP^{*}\right) - U_{dc} \cdot CMP^{*} = U_{dc} \cdot \left(1 - 2 \cdot CMP^{*}\right)$$
(2.5)





Приведенные выше диаграммы управления силовыми ключами не учитывают необходимости защиты ключей инвертора от сквозных токов, возникающих при различных временах закрывания и открывания силовых ключей. Эта защита должна быть обязательно реализована для обеспечения гарантированной надежности работы инвертора. Вопрос ее реализации рассматривается далее.

2.7.2 Возможности реализации и влияние «мертвого времени» при «диагональ-

ном» управлении ключами

Большинство современных ШИМ-генераторов, интегрированных на кристалл специализированных микроконтроллеров типа Motor Control, имеют в своем составе дополнительный аппаратный модуль генерации «мертвого времени» для защиты ключей инверторов от сквозных токов. Принцип действия такого модуля на примере микроконтроллеров фирмы Texas Instruments TMS320F28xx показан на схеме (рис. 2.20).



Рис. 2.20 Модуль аппаратной блокировки двух исходных комплиментарных ШИМ-сигналов

Основной управляющий сигнал PWM формируется по двум событиям сравнения на нарастающей и спадающей ветви текущего состояния базового таймера. Комплиментарный сигнал /PWM получается обычным инвертированием. Далее с помощью детектора положительного и отрицательного перепада вырабатывается сигнал запуска генератора «мертвого време-

ни», который представляет собой цифровой одновибратор (реализованный на базе двоичного счетчика и компаратора), генерирующий импульс заданной продолжительности DB. С помощью двух дополнительных логических элементов (рис. 2.20) реализуется функция блокировки исходных комплиментарных сигналов PWM и /PWM на величину «мертвого времени».

Ранее в п. 2.5 была раскрыта технология программной коррекции уставки сравнения ШИМ-генератора с учетом фактического направления выходного тока и установленного программистом значения «мертвого времени». Аналогичные соотношения могут быть получены и для рассматриваемого в этом параграфе метода управления инвертором (это будет сделано для более общего случая далее, в п. 2.7.4). Одним из «побочных эффектов» аппаратного метода защиты силовых ключей от сквозного тока является небольшая асимметрия выходных комплиментарных сигналов относительно середины периода ШИМ (вследствие смещения только передних фронтов импульсов). Это приводит к эффекту исчезновения «узких импульсов», т.е. к некоторому ограничению скважности ШИМ-сигналов управления, что не является принципиальным ограничением для данной задачи, так как недостаток диапазона регулирования скважности перекрывается за счет правильного выбора выходного напряжения трехфазной секции индукторного генератора.

Вывод: Для управления инвертором сети 400 Гц достаточно трех каналов обычного ШИМ-генератора с комплиментарными выходами, защищенными встроенной системой защиты от сквозного тока. Недостатком такого решения будет невозможность повышения частоты модуляции напряжения на выходе инвертора и снижения габаритов выходного фильтра. Частота модуляции будет равна частоте ШИМ-сигналов, – не более 15-25 кГц.

2.7.3 Управление инвертором в первом импульсном режиме с авто-удвоением ча-

стоты модуляции выходного напряжения

Использование отдельного ШИМ-сигнала для каждой стойки инвертора дает возможность удвоения выходной частоты модуляции напряжения, приложенного к фильтру, при сохранении частоты переключения силовых ключей, а, следовательно, и динамических потерь, ниже максимально допустимого уровня. Кроме того, такое управление позволяет перейти от второго импульсного режима работы к первому, за счет чего дополнительно уменьшить мгновенные пульсации выходного напряжения. Целесообразно использовать эту особенность, так как удвоение частоты и уменьшение амплитуды пульсаций позволяет существенно уменьшить габариты выходного LC-фильтра.

Анализ показывает, что данная задача может быть решена исключительно в рамках симметричной (центрированной) ШИМ. Использование фронтовой модуляции, даже при наличии возможностей фазового сдвига «опорных пил» базовых таймеров не дает эффекта.

На рис. 2.21 показана схема формирования управляющих сигналов для получения эффекта удвоения частоты модуляции выходного напряжения. Нам потребуется не один, а два комплиментарных сигнала управления, защищенных по «мертвому времени», каждый из которых будет формироваться с помощью своей собственной уставки сравнения. Для обоих сигналов будет использоваться один общий базовый таймер. Такое управление легко реализуется в расширенных ШИМ-генераторах специализированных микроконтроллеров, имеющих большие возможности по настройке.



Рис. 2.21 Два управляющих ШИМ-сигнала для получения эффекта удвоения частоты модуляции выходного напряжения

На рис. 2.22 показано (без учета «мертвого времени»), что при равенстве уставок сравнения выходное напряжение равно нулю. При одновременном увеличении уставки сравнения СМР1 и уменьшении уставки сравнения СМР2 выходное напряжение становится отрицательным и возрастает по модулю при дальнейшем «расхождении» уставок. Напротив, для получения положительного выходного напряжения необходимо одновременно увеличить уставку сравнения СМР1 и уменьшить уставку сравнения СМР2.

$$U_{\Phi} = \varphi_{A} - \varphi_{0} = U_{dc} \cdot (1 - CMP1^{*}) - U_{dc} \cdot (1 - CMP2^{*}) = U_{dc} \cdot (CMP2^{*} - CMP1^{*}); \quad (2.6)$$

 $CMP2^* = 1 - CMP1^*$ (такое соотношение упростит алгоритм расчета уставок сравнения и положительно скажется на пульсациях тока в нагрузке на периоде ШИМ),

$$U_{\Phi} = U_{dc} \cdot \left(1 - 2 \cdot CMP1^*\right). \tag{2.7}$$





Как видно из рис. 2.22, инвертор будет работать в первом импульсном режиме – к фильтру и нагрузке будут прикладываться импульсы напряжения (+U, 0) или (–U, 0). При частоте переключения силовых ключей f_{кл} частота модуляции выходного напряжения удваивается – 2f_{кл}.

Еще один вопрос, который требует ответа в результате моделирования: как будет вести себя конденсатор, стоящий на входе инвертора (конденсаторы С1, С2, С3 на рис. 2.13) при значительной индуктивной нагрузке? Дело в том, что при возврате энергии в звено постоянного тока эффекта приема этой энергии в другие фазы нет, – она вся принимается входным конденсатором инвертора. Это может привести к завышению емкости конденсатора или к существенным пульсациям напряжения на нем.

2.7.4 <u>Учет влияния «мертвого времени» при управлении с авто-удвоением часто-</u>

ты модуляции выходного напряжения

Защита по «мертвому времени» должна обеспечиваться для каждой из двух стоек инвертора. Соответствующая временная диаграмма показана на рис. 2.23 для отрицательного выходного напряжения, «активного высокого» сигнала управления верхними ключами стоек и «активного низкого» сигнала управления нижними ключами.



Рис. 2.23 Временная диаграмма работы инвертора с учетом «мертвого времени» для отрицательного выходного напряжения

Видно, что эффект искажения выходного напряжения за счет «мертвого времени» как бы удваивается. Это означает, что коррекция выходного напряжения становятся настоятельно необходимой.

При положительном направлении тока в нагрузке фазное напряжение с учетом влияния «мертвого времени» выражается следующей формулой:

$$U_{\Phi} = U_{dc} \cdot \left(\left(CMP2^* - DT^* \right) - \left(CMP1^* + DT^* \right) \right) = U_{dc} \cdot \left(1 - 2 \cdot CMP1^* - 2 \cdot DT^* \right); \quad (2.8)$$

при отрицательном направлении тока:

$$U_{\Phi} = U_{dc} \cdot \left(\left(CMP2^{*} + DT^{*} \right) - \left(CMP1^{*} - DT^{*} \right) \right) = U_{dc} \cdot \left(1 - 2 \cdot CMP1^{*} + 2 \cdot DT^{*} \right).$$
(2.9)

Временная диаграмма работы инвертора в режиме удвоения частоты модуляции выходного напряжения при положительном значении выходного напряжения показана на рис. 2.24.



Рис. 2.24 Временная диаграмма работы инвертора с учетом «мертвого времени» для положительного выходного напряжения

В первом случае (рис. 2.23) на интервале «мертвого времени» при положительном направлении выходного тока к фильтру и нагрузке прикладывается отрицательное напряжение звена постоянного тока, а при отрицательном направлении тока – нулевое напряжение. Во втором случае (рис. 2.24), наоборот, при положительном направлении выходного тока – нулевое напряжение, а при отрицательном – положительное напряжение звена постоянного тока. Уставки сравнения с учетом «мертвого времени» рассчитаются по представленным далее выражени-ям:

$$CMP1^{*} = 0.5 - \frac{U_{\Phi}}{2 \cdot U_{dc}} - DT^{*}, \, \partial \pi \, i > 0;$$

$$CMP1^{*} = 0.5 - \frac{U_{\Phi}}{2 \cdot U_{dc}} + DT^{*}, \, \partial \pi \, i < 0.$$
(2.10)

2.7.5 Согласование входных и выходных напряжений инвертора напряжения

Выбор номинальных значений напряжений на выходе трехфазных секций генератора, т.е. напряжений после выпрямителя в звене постоянного тока должен производиться с учетом ряда факторов:

- 1. Коэффициента преобразования напряжения в звене постоянного тока в выходное напряжение трехфазной сети переменного тока 400 Гц. Этот коэффициент зависит от выбранной структуры инвертора и способа управления. Выше было показано, что, к сожалению, методы управления инвертором с использованием векторной ШИМ, которые в общем случае позволяют повысить коэффициент преобразования напряжения на 15%, в данном случае неприменимы. Все структуры инвертора, которые можно отнести к перспективным, будут работать при синусоидальной центрированной широтно-импульсной модуляции. При этом соотношение $U_{\Phi \text{ амп}}^{\text{max}} = 0.5 \cdot U_{dc}$ справедливо для структуры инвертора с искусственной нулевой точкой и двумя трехфазными секциями генератора (п. 2.5), а соотношение $U_{\Phi \text{ амп}}^{\text{max}} = U_{dc}$ для структуры с тремя выходными мостовыми инверторами и тремя секциями генератора (п. 2.7).
- 2. Коэффициента запаса, который необходим для учета падения напряжения в силовых ключах инвертора, дросселях выходного фильтра, подводящих проводах k_{зап}=1,05÷1,1.
- 3. Коэффициента изменения выходного напряжения генератора при изменении скорости приводного двигателя без учета авто-коррекции этого напряжения за счет регулирования тока возбуждения генератора. При максимальной скорости приводного двигателя 14400 об/мин, принятой за 100%, скорость генератора может меняться в диапазоне 105%÷50%, т.е. в диапазоне D=105/50=2,1. Следовательно, коэффициент изменения напряжения за счет изменения скорости приводного двигателя k_D=2,1.
- 4. Коэффициента компенсации (стабилизации) выходного напряжения в звене постоянного тока за счет автоматического регулирования тока возбуждения при изменении скорости вращения приводного двигателя. В идеале значение этого коэффициента должно соответствовать диапазону регулирования скорости приводного двигателя генератора, т.е. 2,1, во всем диапазоне изменения скорости выходное напряжение звена постоянного тока должно стабилизироваться. На практике значение коэффициента компенсации будет зависеть от достигнутой степени оптимизации индукторного генератора, а также от запаса, оставляемого на динамику относительно медленных процессов в контуре возбуждения генератора. Примем k_к=1,8÷1,9.

$$U_{dc} = U_{\Phi} \cdot \sqrt{2} \cdot k_{3a\pi} \cdot \frac{k_D}{k_{\kappa}}$$
(2.11)

Таким образом, напряжение в звене постоянного тока на входе инвертора должно быть в пределах 188-208 В. В этом случае, при условии качественной работы контура стабилизации напряжения, за счет изменения тока возбуждения во всем диапазоне скоростей приводного двигателя можно будет обеспечить поддержание выходного напряжения 115/200 В 400 Гц с требуемой точностью. Точно такое же напряжение должно быть на выходе каждого выпрямителя, подключенного к трехфазной секции генератора при использовании схемы инвертора по п. 2.5.

2.7.6 Алгоритм автоматической стабилизации выходного напряжения при изме-

нении входного напряжения инвертора

Как уже не раз отмечалось, напряжение в звене постоянного тока на входе инвертора может меняться по нескольким причинам:

- 1. Из-за изменения скорости генератора при изменении скорости авиационного двигателя;
- 2. Из-за изменения тока возбуждения генератора в процессе регулирования или стабилизации выходного напряжения в звене постоянного тока (во время переходных процессов);
- Из-за потерь напряжения в эквивалентном выходном сопротивлении генератора и выпрямителя при изменении нагрузки инвертора и, соответственно, генератора;
- 4. Из-за возврата реактивной энергии в конденсатор звена постоянного тока при индуктивном или емкостном характере выходной нагрузки.

Несмотря на эти изменения выходное напряжение инвертора (на нагрузке) должно оставаться стабильным. Если в качестве базового напряжения выбрать амплитудное фазное напряжение, то для вычисления скважности можно использовать выражение:

$$\gamma^* = 1 - CMP1^* = 1 - \left(\frac{1}{2} - \frac{U_{3a\partial}^*}{2U_{DC}^*}\right) = \frac{1}{2} + \frac{U_{3a\partial}^*}{2U_{DC}^*}.$$
(2.12)

Таким образом, измеряя мгновенное значение напряжения в звене постоянного тока, обратно пропорционально этому значению будем рассчитывать требуемую скважность работы ключей для каждой из фаз инвертора. Это и есть алгоритм стабилизации выходного напряжения путем изменения скважности ключей в функции текущего входного напряжения на звене постоянного тока.

2.7.7 Выбор алгоритма управления контуром возбуждения генератора. Стратегия поддержания неизменного входного напряжения инвертора.

Объявленная в заголовке этого параграфа задача является комплексной, так как связана не только с принципами построения силовой части и системы управления генератором, но и с оптимизацией его магнитной геометрии, выбором оптимального диапазона регулирования тока возбуждения и динамическими свойствами контура управления возбуждением. Самое простое решение, когда ток возбуждения генератора устанавливается равным номинальному току и далее не регулируется, является неприемлемым:

- Диапазон изменения скорости приводного авиационного двигателя достаточно велик до 2,1. Входное напряжение инвертора будет изменяться в очень широком диапазоне.
- 2. На высоких скоростях двигателя, то есть в основном рабочем режиме системы генерации напряжения 400 Гц избыток напряжения в звене постоянного тока будет практически двойным, что приведет к существенному повышению пульсаций выходного напряжения.
- 3. Более высокое напряжение ЗПТ будет сопровождаться дополнительными потерями в силовых ключах и выходном фильтре инвертора.

Рациональным является такое управление контуром возбуждения генератора, когда напряжение в звене постоянного тока при любой скорости приводного двигателя стабилизируется на уровне, близком к номинальному напряжению (около 200 В). Оно должно отклоняться от номинального только в переходных процессах не более чем на 15-20%. При этом обеспечивается минимально необходимый запас по входному напряжению инвертора, минимизируются пульсации выходного напряжения, потери в силовых ключах и выходном фильтре.

Регуляторы тока возбуждения и напряжения ЗПТ могут быть пропорциональноинтегральными или релейными. Окончательный выбор типа регуляторов производится по результатам моделирования и испытаний опытного образца генератора.

2.8 Силовой преобразователь на базе многоуровневого инвертора напряжения

Предложенная выше структура инвертора на базе трех независимых мостовых однофазных инверторов с гальванически развязанным питанием имеет много серьезных преимуществ, но и один существенный недостаток – при нагрузке с коэффициентом мощности, существенно отличающимся от единицы, возникают значительные перетоки реактивной мощности с выхода инвертора на его вход. Это может привести к существенным пульсациям входного напряжения инвертора и к необходимости значительного увеличения емкости в звене постоянного тока.

Этот эффект существенно меньше в трехфазных мостовых инверторах за счет приема реактивной мощности другой или другими фазами, минуя входной конденсатор. Однако, как было показано ранее (п.п. 2.2 – 2.5), использовать трехфазные инверторы для создания четырехпроводной сети 400 Гц невозможно без дополнительных мер, таких как формирующий нейтраль трансформатор или искусственная нулевая точка и уравнитель напряжений на конденсаторах ЗПТ. Помимо этого, трехфазные мостовые инверторы работают во втором импульсном режиме, что отрицательно сказывается на габаритах дросселей синусного фильтра. Ниже представлена одна из возможных структур инвертора напряжения, которая является компромиссным решением, – попыткой соединить преимущества трехфазного мостового инвертора с преимуществами инвертора, работающего в первом импульсном режиме – рис. 2.25. Схема представляет собой многоуровневый инвертор с независимым питанием верхнего и нижнего конденсаторов звена постоянного тока.

Как видно, инвертор требует двух гальванически развязанных источников питания постоянного тока, которые могут быть получены путем размещения в статоре индукторного генератора двух трехфазных секций. На выходах выпрямителей установлены две емкости, общая точка которых является нулевым проводом. Регулирование выходного напряжения по каждой из трех фаз может быть независимым.





2.8.1 Возможные состояния инвертора



Упрощенная схема подключения нагрузки для одной из фаз показана на рис. 2.26.

Рис. 2.26 Упрощенная схема инвертора для одной из фаз

Дополнительные диоды обеспечивают формирование требуемого выходного напряжения инвертора на уровне +U, 0 или –U при любом возможном направлении протекания выходного тока – рис. 2.27, рис. 2.28, рис. 2.29. Это обстоятельство является обязательным условием для генерации выходного напряжения на нагрузке с коэффициентом мощности, заметно отличающемся от единицы.



Рис. 2.27 Состояние инвертора, обеспечивающее выходное напряжение +U



Рис. 2.28 Состояние инвертора, обеспечивающее выходное напряжение – U



Рис. 2.29 Состояние инвертора, обеспечивающее нулевое выходное напряжение

Все остальные возможные состояния инвертора обеспечивают разные значения выходного напряжения при разных направлениях выходного тока, что является недопустимым. Так, на рис. 2.30 показано одно из возможных состояний инвертора, при котором для положительного выходного тока формируется напряжение –U, а для отрицательного +U. Это и другие возможные состояния не могут быть использованы для генерации выходного напряжения требуемого качества.



Рис. 2.30 Одно из недопустимых состояний инвертора

Таким образом, рассмотренная схема инвертора может обеспечить первый импульсный режим работы (+U,0) или (–U,0). Кроме того, в данной схеме можно вдвое повысить частоту ШИМ, сохранив при этом динамические потери в ключах на допустимом уровне. Это допустимо, т.к. каждый ключ преобразователя коммутируется только на половине периодов ШИМ.

2.8.2 Стратегия управления в первом импульсном режиме

Для управления инвертором можно использовать два независимых комплиментарных ШИМ-сигнала на фазу, подобно тому, как это делалось в инверторе с удвоением частоты модуляции выходного напряжения. При этом изменение скважности от 0 до 1 по одному каналу позволяет синтезировать выходное напряжение в пределах от 0 до $+U_{dc}$, а изменение скважности от 0 до 1 по другому каналу – в пределах от 0 до $-U_{dc}$. Возможные контура протекания тока для первого случая показаны на рис. 2.31, а для второго – на рис. 2.32.



Рис. 2.31 Генерация положительной волны выходного напряжения



Рис. 2.32 Генерация отрицательной волны выходного напряжения

На положительной полуволне выходного напряжения (рис. 2.31) в течение «мертвого времени» к нагрузке прикладывается напряжение верхнего конденсатора при отрицательном направлении тока (обозначено зеленым цветом) и нулевое напряжение – при положительном направлении тока (обозначено розовым цветом). На отрицательной полуволне (рис. 2.32) в течение «мертвого времени» к нагрузке прикладывается нулевое напряжение при отрицательном направлении тока и напряжение нижнего конденсатора со знаком «-» – при положительном направлении тока. Таким образом, защита по «мертвому времени» оказывает на выходное напряжение (при любом его знаке) влияние, обратное по знаку току в фазе.

2.8.3 Основные преимущества и недостатки

Рассмотренная структура инвертора обеспечивает сочетание двух важнейших факторов, а именно – первого импульсного режима работы и трехфазной схемы с возможностью отдачи реактивной энергии одной фазой и приемом этой энергии другой или другими фазами. Это позволяет надеяться на допустимый уровень колебаний напряжения в звене постоянного тока и на незначительный уровень пульсаций выходного напряжения. Кроме того, благодаря тому, что каждый ключ коммутируется на половине периодов ШИМ, допустимо двукратное повышение несущей частоты, что дает дополнительный выигрыш в габаритах выходного фильтра.

Алгоритм управления ключами относительно прост и реализуем.

Необходимо более тщательное исследование этой структуры инвертора на компьютерной модели для выявления особенностей ее работы.

Главным недостатком структуры является наличие дополнительных диодов, усложняющих конструкцию преобразователя.

Для выравнивания напряжений на входных конденсаторах может потребоваться дополнительный уравнитель напряжений (как на рис. 2.6), устойчивость работы которого необходимо исследовать дополнительно. Дополнительным преимуществом структуры является возможность использования общего выпрямителя, работающего на пару входных конденсаторов с нулевой точкой между ними. В этом случае обязательно необходим уравнитель напряжений.

Интересной особенностью схемы является то, что она теоретически позволяет использовать также методы векторной ШИМ для многоуровневых инверторов. В этом случае нейтраль сети 400 Гц отключается от общей точки входных конденсаторов и оказывается как бы изолированной, а для стабилизации напряжения на ней используется дополнительный DC/DCпреобразователь. Преимущества – эффективные алгоритмы управления инвертором в режиме векторной ШИМ с возможностью выравнивания напряжений на входных конденсаторах программными способами; общее звено постоянного тока, обеспечивающее равномерную загрузку секций генератора. Недостаток – отсутствие уверенности в устойчивости предлагаемой структуры, большой объем дополнительных исследований.

2.9 Силовой преобразователь матричного типа

2.9.1 Базовая структура силовой части

Преобразователи частоты с непосредственной связью (в зарубежной литературе их обычно называют циклоконвертерами) обеспечивают получение напряжения с регулируемой амплитудой и частотой непосредственно из сетевого напряжения без каких-либо промежуточных преобразований. НПЧ с принудительной коммутацией на базе полностью управляемых ключей (транзисторов или запираемых тиристоров) называют матричными преобразователями или МПЧ.

Элементом для построения матричных преобразователей является двунаправленный ключ. Обычно такой ключ состоит из двух встречно включенных транзисторов с обратными диодами (рис. 2.33), хотя есть и другие варианты его исполнения [6].



Рис. 2.33 Двунаправленный ключ МПЧ

Схема силовой части источника питания с матричной структурой показана на рис. 2.34.



Главным отличием МПЧ от двухзвенного преобразователя частоты является однократное преобразование энергии, отсутствие звена постоянного тока и, как следствие, конденсатора ЗПТ, что улучшает массогабаритные характеристики преобразователя. На практике, конденсаторы в схеме МПЧ все-таки присутствуют, просто они «перекочевали» во входные фазы преобразователя в виде фильтра (на схеме не показаны) [2, 14]. Емкости фильтра требуются для сглаживания пульсаций на несущей частоте. В роли индуктивности фильтра могут выступать индуктивности фаз генератора. Кроме того, для защиты МПЧ от перенапряжений в случае неверных коммутаций, вызванных ошибками алгоритма управления, или в случае аварийного отключения требуются дополнительные разрядные цепи, не показанные на рис. 2.34 [2]. Дело в том, что при работе преобразователя на индуктивную нагрузку невозможно просто выключить все его ключи. В этом случае не будет путей для замыкания индуктивных токов нагрузки, что приведет к возникновению перенапряжений, которые могут вывести из строя ключи преобразователя. Для обеспечения протекания токов в данном режиме и приема энергии, накопленной в индуктивностях, наиболее часто применяются схемы с диодными выпрямителями и конденсаторами [16, 22]. Один из вариантов такой схемы представлен на рис. 2.35. Резистор необходим для разряда емкости, напряжение на которой возрастает по мере приема энергии индуктивностей [2].



Рис. 2.35 Схема защиты МПЧ при аварийном отключении

2.9.2 Возможные алгоритмы управления

В процессе работы МПЧ выходные фазы подключаются к фазам сети путем замыкания одного двунаправленного ключа и размыкания другого. Порядок и длительность подключения выходных фаз МПЧ к входным определяется алгоритмом управления. Исходное и конечное состояние ключей при переключении фазы U₁ нагрузки с фазы L₁ на фазу L₂ сети показаны на рис. 2.36 (индекс «+» обозначает транзистор, пропускающий ток в положительном направлении – от сети к нагрузке).



Рис. 2.36 Коммутация двунаправленных ключей МПЧ

Основной проблемой при переключении ключей МПЧ является недопущение короткого замыкания между фазами сети и разрыва токов нагрузки. В первом случае опасно возрастает ток входных фаз, во втором – возникают перенапряжения на элементах схемы. На рис. 2.36 коммутация происходит мгновенно, в один такт. Если учесть, что время запирания транзисторов конечно, такой алгоритм приведет к возникновению двух вышеописанных опасных режимов работы. Чтобы этого избежать, применяется четырехтактная коммутация [3, 7, 22]. Способ четырехтактной коммутации основан на измерении знака выходного тока: порядок коммутации транзисторов зависит от знака тока выходной фазы; или на измерении входных напряжений: последовательность зависит от того, напряжение какой из двух фаз сети выше, подключаемой к фазе нагрузки или отключаемой от нее [6]. Проиллюстрируем принцип четырехтактной коммутации по знаку тока на рис. 2.37. Будем считать, что ток в фазе нагрузки U₁ в данный момент положителен, т.е. течет от сети в нагрузку. Вначале закрывается не проводящий в данный момент ток ключ VT₁.. На втором шаге открывается VT₂₊, так что обеспечивается неразрывность цепи для тока нагрузки. Пути для КЗ фаз сети нет, т.к. на первом шаге был закрыт VT₁.. Затем закрывается VT₁₊. На последнем шаге открывается второй транзистор двунаправленного ключа фазы L₂. Как видно, при такой последовательности коммутации нет интервалов КЗ сети и разрыва тока нагрузки.



Рис. 2.37 Принцип четырехтактной коммутации

Способ четырехтактной коммутации можно модифицировать. Например, можно динамически переключать критерий коммутации с тока на напряжение и обратно в зонах, где неточность датчиков может привести к ошибкам (интервалы, где ток фазы нагрузки близок к нулю или напряжение подключаемой и отключаемой фазы сети близки по значению) [7]. Еще одной модификацией является алгоритм трехтактной коммутации, в котором за счет контроля и тока нагрузки и напряжений фаз в один из тактов меняют свое состояние сразу два транзистора, что несколько ускоряет процесс переключения [6]. Корректность измерений токов и напряжений сказывается на правильности работы алгоритмов четырех- и трехтактной коммутации. Фильтр, сглаживающий пульсации на несущей частоте, способствует увеличению точности измерения, снижению количества ошибочных коммутаций и повышению стабильности работы МПЧ.

Алгоритмы четырех- и трехтактной коммутации, в некотором роде, аналогичны защите традиционных инверторов от сквозного тока по «мертвому времени». Они, как и «мертвое время», оказывают негативное влияние на гармонический состав выходного напряжения, для снижения которого могут применяться различные методы коррекции [7].

Для формирования управляющих воздействий на ключи МПЧ применяют как стратегию пространственно-векторного управления, так и традиционный подход, основанный на сравнении модулирующего и несущего сигналов. Традиционный подход при синусоидальном модулирующем сигнале ограничивает коэффициент использования напряжения на уровне 0,5. Некоторого повышения этого коэффициента добиваются введением в модулирующий сигнал высших гармонических составляющих [3]. Например, введение третьей гармоники позволяет повысить использование входного напряжения до 0,866 [22]. Методы, основанные на сравнении модулирующего и несущего сигналов, предполагают 6 коммутаций двунаправленных ключей на полупериоде ШИМ или 12 коммутаций на полном периоде ШИМ (коммутация на втором полупериоде происходит в обратном порядке относительно первого полупериода) [22].

Методы пространственно-векторного управления, хорошо изученные и широко применяемые для управления мостовыми инверторами, могут быть использованы и в матричных преобразователях. При таком подходе система управления оперирует не состояниями ключей, а неким набором векторов состояния преобразователя. В отличие от мостовых инверторов, где для отработки любого вектора выходного напряжения СУ оперирует двумя образующими и одним нулевым вектором, в МПЧ минимально возможным набором образующих векторов для одновременного формирования выходного напряжения и входного тока являются четыре значащих вектора и, по крайней мере, один из нулевых векторов [3]. К числу преимуществ пространственно-векторных методов управления матричными преобразователями можно отнести повышение коэффициента использования входного напряжения без перемодуляции (искажения выходных напряжений и входных токов МПЧ) до предельно возможного, 0,866, а с перемоду-

ляцией – и выше [2, 22]. В некоторых вариантах этих методов, количество коммутаций на периоде ШИМ снижается с 12 до 10 или 8 [22].

2.9.3 Основные преимущества и недостатки

Преимущество применения такого матричного ПЧ состоит в двух основных моментах:

- Возможность двунаправленного обмена энергией с сетью, то есть преобразователь, соединяя нагрузку с генератором, не вносит ограничений в направление протекания энергии. Возможен стартерный режим работы генератора.
- Возможность работы с сетью с заданным соя ф и полностью синусоидальными токами, что достигается за счет алгоритма управления ключами.

В то же время, схема имеет ряд существенных недостатков, которые не позволили ей до настоящего времени найти широкое коммерческое применение.

В матричном преобразователе из-за сложности алгоритма коммутации высокие частоты (400 Гц) реализуются с существенными искажениями формы токов и напряжений. Алгоритмы четырех- и трехтактной коммутации отклоняют фактическую длительность управляющих импульсов от расчетной, аналогично «мертвому времени» в мостовых инверторах. Учитывая высокую частоту выходного напряжения и, как следствие высокую несущую частоту, ограниченное быстродействие силовых транзисторов, а также большое число коммутаций на периоде ШИМ, можно ожидать сильного отклонения формы тока и напряжения от синусоидальной.

В случае аварийного отключения системы управления, когда все транзисторы схемы размыкаются при подключенной индуктивной нагрузке, необходимо организовать пути протекания фазных токов. Для этого на фазы преобразователя подключают выпрямитель с подключенным конденсатором. Это вкупе с малой распространенностью интегральных IGBT-модулей для построения МПЧ усложняет конструкцию такого преобразователя и может свести на нет его преимущество по массогабаритным показателям, достигаемое за счет исключения из схемы конденсатора ЗПТ.

Еще одной проблемой может явиться сложность алгоритмов управления. Вычислительных мощностей распространенных микроконтроллеров, применяемых для управления силовыми преобразователями, может не хватить для СУ МПЧ, либо разработка программноаппаратного решения может оказаться значительно более трудоемкой по сравнению с другими вариантами топологии.

Эта структура может рассматриваться в качестве перспективной только при наличии требования стартерного режима работы.

2.10 Выводы по главе

- Описана общая структура силовой части генерирующей установки и тип электрической машины, выбранной для применения в качестве генератора. Количество секций генератора и некоторые другие конструктивные параметры будут согласованы с выбранной топологией преобразователя частоты.
- Рассмотрены различные варианты топологии преобразователя частоты, описаны их преимущества, недостатки и способы управления.
- Освещен вопрос согласования выходного напряжения генератора и требуемого напряжения нагрузки.
- В качестве наиболее перспективных выбраны два варианта топологии: преобразователь частоты с тремя фазными инверторами и гальванически развязанными звеньями постоянного тока и преобразователь частоты на базе многоуровневого инвертора напряжения. Основным преимуществом обеих схем является возможность работы в первом импульсном режиме с удвоенной (от максимальной частоты коммутации ключей) частотой пульсаций напряжения на выходе инвертора. Благодаря снижению амплитуды пульсаций и повышению их частоты становится возможным существенное снижение массы выходного фильтра ПЧ. Недостатком первой схемы является невозможность обмена энергией между фазами преобразователя, что приведет к увеличению колебаний напряжений ЗПТ, а второй наличие дополнительных диодов, усложняющих конструкцию. Для этих двух вариантов топологии далее будет выполнено компьютерное моделирование.

3 Разработка компьютерных моделей для перспективных структур силового преобразователя. Анализ вариантов и выбор оптимальной структуры системы управления

3.1 Требования к качеству электроэнергии

Требования к качеству выходного напряжения определяются ГОСТР 54073-2010 [5]. Источники переменного тока должны обеспечивать установившиеся нормальные рабочие характеристики переменного тока постоянной частоты 400 Гц, установленные в табл. 3.1, при:

- небалансе нагрузок фаз до 15% номинальной мощности фазы;
- импульсно-периодической составляющей нагрузки с соsφ = 0,95 и импульсом тока до 7% номинального значения тока фазы;
- трехфазной двухполупериодной трансформаторно-выпрямительной нагрузке до 25% номинальной мощности источника переменного тока при вторичной системе постоянного тока 27 В.

N⁰	Наименование характеристики	Допустимое значе-			
		ние характеристики			
	Установившаяся характеристика:				
1	- фазное напряжение, В	От 108 до 118			
2	 небаланс напряжений, В, не более 	3			
3	- модуляция напряжения, В, не более	2,5			
4	- сдвиг фазных напряжений	От 116° до 124°			
5	 коэффициент искажения для первичных источников питания при линейной симметричной нагрузке, не более: 	0,05			
6	 коэффициент искажения для первичных и вторичных источников питания при наличии нелинейной, несимметричной и импульсно-периодической нагрузке, не более: 	0,08			
7	- спектр искажения напряжения	См. рисунок 2 в [5]			
8	 коэффициент амплитуды 	От 1,31 до 1,51			
9	- составляющая напряжения постоянного тока, В	От 0,1 до -0,1			
10	- частота, Гц	От 380 до 420			
11	- модуляция частоты, Гц	4			
Переходная характеристика:					
12	- пик напряжения, В	От -250 до +250			
13	- напряжение, В	См. рисунок 3 в [5]			
14	- частота, Гц	См. рисунок 4 в [5]			

Табл. 3.1 Нормальные рабочие характеристики систем переменного тока с постоянной частотой 400 Гц

Отметим, что время регулирования, согласно рисунку 3 в [5], не должно превышать 0,1 с или 40 периодов основной гармоники выходного напряжения.

3.1.1 Определение показателей качества системы регулирования

Показатели качества системы регулирования оцениваются, начиная со второго периода напряжения с целью исключения влияния начальных условий. При необходимости количество пропускаемых периодов может быть увеличено, если влияние начальных условий становится очевидным. Все изменения нагрузок производятся на интервалах, кратных периоду выходной частоты (несоблюдение данного правила на коротком интервале времени может привести к невыполнению требования №9 в табл. 3.1).

Короткое замыкание проверяется сопротивлением 0,1 Ом.

При попадании системы в режим токоограничения оценивается лишь работоспособность системы управления. Качество выходного напряжения не оценивается.

Для измерения параметров сети используются блоки набора SimPowerSystem/ExtraLibrary/Measurements, а именно Total Harmonic Distortion и Fourier.

Function Block Parameters: Total Harmonic Distorsion	×		
Total Harmonic Distortion (mask) (link)	^		
Measure the total harmonic distortion (THD) of a periodic instantaneous voltage or current.			
NOTE: The Measurement section of the Control and Measurements library of powerlib contains an improved version of the block.			
Parameters			
Fundamental frequency (Hz):			
400			
OK Cancel Help Apply			

Рис. 3.1 Настройки блока вычисления гармонических искажений

Блок вычисления гармонических искажений анализирует буфер выборок на интервале периода заданной частоты. Выходной сигнал лежит в диапазоне от 0 до 1.

Function Block Parameters: Fourier	×			
Fourier analyser (mask) (link)				
Fourier analysis of the input signal over a running window of one cycle of the fundamental frequency.				
NOTE: The Measurement section of the Control and Measurements library of powerlib contains an improved version of the block.				
Parameters				
Fundamental frequency f1 (Hz):				
400				
Harmonic n (0=DC; 1=fundamental; 2=2nd harm;) :				
1				
OK Cancel Help Apply				

Рис. 3.2 Настройки блока преобразования Фурье

Блок преобразования Фурье позволяет вычислять значение выбранной гармоники в окне на интервале периода заданной частоты. Кроме этого, он позволяет произвести расчет постоянной составляющей.

Для измерений, предусмотренных в ГОСТР 54073-2010 показателей, используется измерительная система для выходного напряжения, представленная на рис. 3.3.





3.1.2 Параметры модели преобразователя

Величина	Определение
Tpwm=1/20000	Период ШИМ, с
f=400	Выходная частота, Гц
Rf=0.005	Активное сопротивление дросселя выходного LC- фильтра, Ом
Lf=20	Индуктивность дросселя выходного LC-фильтра, мкГн
Cf=50	Емкость конденсатора выходного LC-фильтра, мкФ
Cdc=480	Емкость конденсатора звена постоянного тока, мкФ
Lgen=20	Индуктивность фазы генератора, мкГн
Rgen=0.01	Сопротивление фазы генератора, Ом
Tdt=2.5	«Мертвое время», мкс
Imax=170	Уставка максимально-токовой защиты, А
P=10	Номинальная выходная мощность одной фазы, кВА
Unom=115	Номинальное действующее напряжение фазы, В

Табл. 3.2 Параметры модели преобразователя

3.2 Разработка и анализ компьютерной модели инвертора на базе трех мостовых преобразователей

Схема с тремя мостами с объединенной средней точкой представлена на рис. 2.13. С целью исследования схема может быть упрощена до однофазной, так как каждый мост питается от собственного выпрямителя. Если управление каждой фазой осуществляется раздельно, то схема будет нечувствительна к небалансу нагрузок, поэтому эти опыты можно исключить.



Рис. 3.4 Схема одной фазы с выходным фильтром и нагрузкой

Если скважность управления γ будет задана для транзисторов VT1 и VT4, а VT2 и VT3 будут работать комплиментарно, то передаточная функция выходного напряжения такого инвертора от скважности γ может быть получена путем вычитания передаточных функций первой и второй стоек инвертора (см. рис. 3.5).



Рис. 3.5 Передаточная функция инвертора

Таким образом, можно изобразить структурную схему одного канала инвертора с выходным фильтром, пригодную для синтеза регуляторов системы подчиненного регулирования.

3.2.1 Выбор структуры системы регулирования

3.2.1.1 Система подчиненного регулирования

Предусмотрим в структуре регуляторы тока и напряжения. Результирующая структура представлена на рис. 3.6.



Рис. 3.6 Структура системы подчиненного регулирования

Выполним синтез регуляторов тока и напряжения, приняв за желаемую следующую передаточную функцию (настройка на технический оптимум):

$$W_{\text{жел.раз.KT}}(p) = \frac{1}{2T_{\mu} p(T_{\mu} p+1)}.$$
(3.1)

Передаточная функция объекта регулирования для контура тока в отсутствии возмущающего воздействия со стороны выходного напряжения запишется:

68

$$W_{\text{OPKT}}(\mathbf{p}) = \frac{2 \cdot \frac{U_{DC}}{R_{\phi}}}{\left(T_{\mu\mu\mu} \mathbf{p} + 1\right) \left(\frac{L_{\phi}}{R_{\phi}} \mathbf{p} + 1\right)}.$$
(3.2)

Для определения передаточной функции регулятора тока разделим желаемую передаточную функцию на функцию объекта регулирования, приняв $T_{\mu} = T_{\Pi \Pi M}$:

$$W_{\rm PT}(p) = \frac{R_{\phi}(T_{\rm III UM} p+1)\left(\frac{L_{\phi}}{R_{\phi}}p+1\right)}{2T_{\mu} p(T_{\mu} p+1)2U_{DC}} = \frac{L_{\phi}}{4T_{\mu}U_{DC}} + \frac{R_{\phi}}{4T_{\mu}U_{DC} p} = K_{\rm nPT} + \frac{K_{\rm uPT}}{p}.$$
 (3.3)

Контур напряжения синтезируется с использованием допущения, что передаточная функция контура тока соответствует желаемой разомкнутой с единичной обратной связью и может быть упрощена:

$$W_{\rm KT}(p) = \frac{1}{2T_{\mu} p(T_{\mu} p+1)+1} = \frac{1}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p+1} \approx \frac{1}{2T_{\mu} p+1}, \qquad (3.4)$$

поскольку $2T_{\mu}^2 p^2$ является очень малой величиной. Тогда передаточная функция объекта регулирования для контура напряжения будет состоять из передаточной функции замкнутого контура тока и интегратора емкости фильтра и примет вид:

$$W_{\rm OPKH}(p) = \frac{1}{(2T_{\mu} p + 1)C_{\phi} p}.$$
 (3.5)

Желаемая разомкнутая передаточная функция для контура напряжения имеет следующий вид (постоянная времени внешнего контура регулирования в 2 раза больше, чем у внутреннего, и равна $2T_{\rm u}$):

$$W_{\text{жел. раз. КH}}(\mathbf{p}) = \frac{1}{4T_{\mu} \mathbf{p} (2T_{\mu} \mathbf{p} + 1)}.$$
(3.6)

Передаточная функция регулятора напряжения определяется, как и в случае с регулятором тока, делением желаемой передаточной функции на функцию объекта регулирования:

$$W_{\rm PH}(p) = \frac{\left(2T_{\mu} p + 1\right)C_{\phi} p}{4T_{\mu} p\left(2T_{\mu} p + 1\right)} = \frac{C_{\phi}}{4T_{\mu}} = K_{\rm nPH}.$$
(3.7)

Результаты моделирования системы подчиненного регулирования представлены на рис. 3.7.

На рис. 3.7 и рис. 3.9 на верхнем графике изображены напряжения, на нижнем – токи. На верхнем синим цветом обозначено заданное фазное напряжение, а зеленым – напряжение емкости фильтра (напряжение нагрузки). На нижнем графике синим обозначено задание тока фильтра, зеленым – ток дросселя фильтра, а красным – ток нагрузки.



Рис. 3.7 Работа структуры подчиненного регулирования

По представленным графикам видно, что параметры выходного фильтра, диктующие коэффициенты регуляторов тока и напряжения, не позволяют построить систему управления классическим способом последовательной коррекции. Система требует компенсации возмущающих факторов, имеющихся в структуре. Для контура тока это выходное напряжение фильтра. В структуру системы управления, в контур тока, необходимо добавить предуправление. Предуправление может быть реализовано положительной обратной связью по выходному напряжению, но для обеспечения большей стабильности из предположения, что напряжение на выходе должно быть равно заданному значению, предуправление лучше выполнить по заданному напряжению (рис. 3.8). Величину предуправления можно рассчитать по формуле:

$$\gamma_{\rm KTHY} = 0.5 \frac{u_{\rm 3ag}}{U_{DC}}.$$
(3.8)





Рис. 3.8 Система подчиненного регулирования с предуправлением в контуре тока



Из полученных осциллограмм видно, что качество стабилизации напряжения значительно улучшилось, однако наблюдается существенное уменьшение амплитуды напряжения при росте тока нагрузки. При номинальном амплитудном токе нагрузки 123 А напряжение нагрузки равно 128 вместо положенных 162 В.

Уменьшение амплитуды выходного напряжения связано с тем, что регулятор напряжения из-за своего небольшого коэффициента выдает задание тока меньшее, чем ток нагрузки. Это приводит к тому, что регулятор тока не увеличивает управляющее воздействие с ростом нагрузки, а наоборот – уменьшает его.

Увеличение коэффициента регулятора напряжения приводит к резкому росту колебательности системы. Данный недостаток не позволяет использовать систему подчиненного регулирования в качестве базовой структуры системы управления. Аналогичных результатов следует ожидать от других схем силовой части (трехуровневый инвертор и матричный преобразователь).

3.2.1.2 Структура с релейным регулятором напряжения

Структура системы релейного регулирования выходного напряжения представлена на рис. 3.10.



Рис. 3.10 Релейная система управления

Релейный регулятор работает на частоте принятия решений 160 кГц. Каждый раз, когда приходят данные с АЦП, регулятор принимает решение о включении инвертора одной или другой диагональю в зависимости от того, какой знак рассогласования между заданием напряжения и обратной связью. Релейный регулятор также может выполнять отсечку по току. Результат моделирования системы представлен на рис. 3.11.

Если рассмотреть один период стабилизации напряжения с небольшой нагрузкой (см. рис. 3.12), то становится видно, что сильная пульсация выходного напряжения связана с колебательным характером процессов в выходном LC-фильтре, имеющим в своей структуре двойное интегрирование.

На рис. 3.11, рис. 3.12 на верхнем графике изображены напряжения: синий – заданное, зеленый – напряжение на конденсаторе фильтра, красное – напряжение на выходе инвертора. На нижнем графике зеленым цветом обозначен ток в дросселе фильтра, а красным – ток нагрузки.





Рис. 3.12 Один период выходного напряжения с релейным регулятором
Ток нагрузки (красный на нижнем графике рис. 3.12) также повторяет форму выходного напряжения. Данный способ регулирования нельзя считать подходящим из-за сильных искажений выходного напряжения.

3.2.1.3 Разомкнутая система регулирования

Разомкнутая система регулирования строится из предположения, что запаздывание и падение напряжения на выходном фильтре минимальны. Это действительно так. Все предыдущие опыты показывают, что постоянная времени фильтра настолько мала по отношению к периоду ШИМ и, соответственно, времени реакции системы управления, что не позволяет построить систему управления с классическими регуляторами.

Рассмотрим работу разомкнутой системы регулирования, структурная схема которой представлена на рис. 3.13. Задание напряжения поступает на блок вычисления скважности управления. Блок вычисления скважности базируется на структурной схеме инвертора, представленной на рис. 3.5 и вычисление производится из предположения, что в статике выходное напряжение инвертора равно выходному напряжению фильтра и заданному напряжению:

$$u_{\rm Bbix} = 2u_{DC}\gamma - u_{DC},\tag{3.9}$$

тогда при заданном напряжении $u_{3a_{7}}$:

$$\gamma = \frac{1}{2u_{DC}} u_{3a\partial} + \frac{1}{2}.$$
 (3.10)

Выход блока расчета скважностей попадает на блок инвертора. По сравнению с предыдущими структурами, где для удобства синтеза регулятора в системе подчиненного регулирования для описания инвертора использовалось инерционное звено, инвертор представлен экстраполятором нулевого порядка с периодом дискретизации равным периоду ШИМ.



Рис. 3.13 Структура разомкнутой системы управления

Работа системы питания с такой структурой представлена на рис. 3.14. По осциллограммам видно, что система поддерживает выходное напряжение достаточно качественно, синусоидальность хорошая. При увеличении нагрузки система не имеет средств токоограничения, а напряжение снижается из-за потерь на фильтре и ключах инвертора (в данный момент неидеальность инвертора не моделировалась). На рис. 3.14 – рис. 3.21 на верхнем графике изображены напряжения: синий – заданное, зеленый – напряжение на конденсаторе фильтра, красное – напряжение на выходе инвертора. На нижнем графике зеленым цветом обозначен ток в дросселе фильтра, а красным – ток нагрузки.



Рис. 3.14 Работа разомкнутой системы регулирования

Уменьшение амплитуды выходного напряжения при номинальном токе 122,6 А (амплитудное значение) допускается до уровня 108 В действующего значения или 152,7 В амплитудного. На графике рис. 3.14 видно, что амплитуда напряжения при амплитуде тока нагрузки свыше 130 А превышает 155 В при номинальной амплитуде напряжения 162 В.

Реализуем систему релейного токоограничения, которое может применяться в данной схеме при возникновении перегрузки. Система токоограничения реализуется релейным алгоритмом. Работоспособность должна сохраняться и в режиме короткого замыкания. Снятие показаний с датчика тока осуществляется на частоте 160 кГц. При повышении показания с датчика выше 150 А производится перевод инвертора в состояние нулевого напряжения. При превышении показаний датчика выше 200 А производится включение инвертора обратной полярностью. Аналогично организуется работа токоограничения при отрицательных токах с изменением знака управляющего воздействия.

Данный алгоритм вызывает асинхронное переключение силовых ключей инвертора с временем принятия решения 1/160000 секунды. При возвращении тока в диапазон от –150 до +150 А, токоограничение асинхронно снимается с возвращением управляющего воздействия, диктуемого широтно-импульсным модулятором разомкнутой системы. Результирующая структура показана на рис. 3.15.



Рис. 3.15 Структура с асинхронным релейным ограничением тока

Результаты моделирования представлены на рис. 3.16. Видно, что система регулирования переходит в режим токоограничения и выходит из него. Ток эффективно ограничивается. Однако, частота переключений транзисторов (см. рис. 3.17) достигает 50 кГц, что недопустимо. Для снижения частоты переключений в простейшем случае можно снизить частоту опроса АЦП. Помимо этого, такая высокая частота обработки АЦП (160 кГц) может оказаться нереализуема с учетом ограниченности вычислительных ресурсов микроконтроллера. Для оценки работоспособности системы при пониженном быстродействии в контуре токоограничения проведем эксперимент при частоте опроса АЦП и принятия решения регулятором тока 80 кГц (см. рис. 3.18 и рис. 3.19).



Рис. 3.16 Работа разомкнутой системы регулирования с функцией ограничения тока



Рис. 3.17 Оценка частоты переключений в режиме токоограничения



Рис. 3.18 Токоограничение с частотой сканирования АЦП 80 кГц





При частоте работы АЦП 80 кГц видно, что сильно вырос разброс тока дросселя фильтра. Кроме этого появились переключения на второй границе коридора. Следует отметить, что все

дискретные переключения транзисторов следует осуществлять из фактического состояния ключей инвертора. Так, при состоянии инвертора +U_{DC} нельзя перейти сразу в состояние –U_{DC}. Данный вопрос должен быть согласован либо на алгоритмическом уровне, либо на аппаратном.

Если проблему переключения состояний решать на аппаратном уровне, то необходимо выбрать те драйверы транзисторов, которые имеют встроенное «мертвое время». В этом случае минимальное «мертвое время» всегда будет определяться драйвером и программных ограничений на смену управляющих воздействий не требуется.

Если рассматривать алгоритмический вариант, то любые изменения состояния инвертора должны сопровождаться состоянием полного отключения инвертора, тогда ток выходного фильтра будет протекать через обратные диоды, а значит, будут созданы максимально благоприятные условия для его спадания. Кроме этого, можно всегда использовать включение инвертора с максимальным напряжением обратной полярности для ограничения тока, однако разброс в токе при ограничении от этого возрастет. Рассмотрим работу модели с таким токоограничением. Графики выходных напряжений и токов представлены на рис. 3.20 и рис. 3.21. Из формы токов и напряжений рис. 3.21 можно вычислить частоту переключения транзисторов, которая составляет 25 кГц.



Рис. 3.20 Релейное токоограничение с максимальной расфорсировкой



Рис. 3.21 Релейное токоограничение (увеличение)

Конечно, описанный алгоритм токоограничения не гарантирует, что во всех режимах работы частота коммутации не превысит 25 кГц. В наихудшем случае она может достигать половины от частоты принятия решений релейного регулятора. Опыты на рис. 3.16 – рис. 3.21 лишь показывают принципиальную применимость релейного токоограничения. Алгоритм токоограничения будет оптимизирован в процессе программной реализации системы управления с учетом параметров выбранных силовых ключей (максимальной частоты коммутации) и микроконтроллера (общее доступное процессорное время в прерывании микроконтроллера и его затраты на расчет всей системы управления).

Полученные результаты позволяют выбрать данную структуру системы управления в качестве базовой.

3.2.2 <u>Проверка качества работы системы управления, уточнение модели</u>

3.2.2.1 Модель с экстраполятором нулевого порядка в качестве инвертора

Далее (рис. 3.22 – рис. 3.34) на графиках токов и напряжений (четные рис.) будут изображены следующие величины. На верхнем – напряжения: синим – заданное, зеленым – напряжение на конденсаторе фильтра, красным – напряжение на выходе инвертора. На нижнем – зеленым цветом обозначен ток в дросселе фильтра, а красным – ток нагрузки. На графиках показателей качества (нечетные рис.) будут показаны: на верхнем – коэффициент гармонических искажений, на среднем – фазное напряжение (синим) и амплитуда первой гармоники (зеленым), на нижнем – постоянная составляющая фазного напряжения.



3.2.2.1.1 Холостой ход

Рис. 3.22 Холостой ход (напряжения и токи)



Рис. 3.23 Холостой ход (показатели качества)

Все параметры укладываются в норму.

3.2.2.1.2 Импульсная пульсирующая нагрузка (выпрямительная, 25% от номинальной мощности)



Рис. 3.24 Выпрямительная нагрузка, 25% мощности (напряжения и токи)



Рис. 3.25 Выпрямительная нагрузка, 25% мощности (показатели качества)

Нагрузка выпрямительная 25% номинальной мощности. Постоянная составляющая отсутствует. Коэффициент гармонических искажений равен 8%. Амплитуда первой гармоники 161,7 В. Все параметры в пределах допуска.



3.2.2.1.3 Наброс нагрузки с 10% до 160% и сброс до 10% (активная нагрузка)

Рис. 3.26 Наброс и сброс нагрузки 10%-160%-10% (напряжения и токи)





Результаты моделирования показывают работоспособность системы. Параметры входят в норму через один период выходной частоты, что соответствует требованиям ГОСТР 54073-2010 (рис. 3 в ГОСТР [5]).



3.2.2.1.4 Наброс нагрузки с холостого хода на 100% и сброс до холостого хода (активная нагрузка)

Рис. 3.28 Наброс 10%, 100% и 10% (напряжения и токи)



Рис. 3.29 Наброс 10%, 100% и 10% (показатели качества)

Результаты моделирования показывают, что все выходные параметры все время находятся в допустимых пределах. Постоянная составляющая для каждого периода равна нулю, коэффициент искажений на периоде не превышает 0,2%.

3.2.2.1.5 Работа при 100% нагрузки (реактивная и смешанная)

Работа при индуктивной нагрузке номинальной мощности представлена на рис. 3.30. В начальный момент времени срабатывает токоограничение. За один период выходной частоты система входит в нормальный режим работы. Все параметры укладываются в норму.



Рис. 3.30 100% индуктивной нагрузки (токи и напряжения)



Рис. 3.31 100% индуктивной нагрузки (показатели качества)

Осциллограммы при номинальной смешанной нагрузке представлены на рис. 3.32. Следует отметить, что выходящая за допуск постоянная составляющая стремится к нулю.



Рис. 3.32 Активно-индуктивная нагрузка 100% (напряжения и токи)

86



Рис. 3.33 Активно-индуктивная нагрузка 100% (показатели качества)

3.2.2.1.6 Короткое замыкание из холостого хода и возврат к холостому ходу



Рис. 3.34 Опыт короткого замыкания (напряжения и токи)

Система управления отрабатывает короткое замыкание и возвращается в рабочее состояние. Переход в режим холостого хода осуществляется с сильными резонансными колебаниями

87

в выходном фильтре, однако мгновенное значение напряжения не выходит за допуск, а процесс успокоения не превышает одного периода.

3.2.2.2 Модель с широтно-импульсной модуляцией

До этого момента инвертор был представлен в виде экстраполятора нулевого порядка с возможностью разрыва экстраполируемого сигнала релейным регулятором токоограничения. Для верификации алгоритма системы управления рационально провести исследования с более точной моделью инвертора, учитывающей широтно-импульсный характер работы силового преобразователя.

Широтно-импульсная модуляция производится по единому опорному сигналу для обоих стоек инвертора. На первую стойку подается сигнал γ , а на вторую – $(1 - \gamma)$. «Мертвое время» в опыте отсутствует. Скважность сигналов управления перезагружается два раза за период ШИМ, что дает некоторое улучшение качества выходного напряжения. Функциональная схема модели такого широтно-импульсного генератора представлена на рис. 3.35.



Рис. 3.35 Функциональная схема широтно-импульсного генератора

Проведем выборочно эксперименты:

- холостой ход;
- импульсная пульсирующая нагрузка (выпрямительная);
- наброс нагрузки (активной) с холостого хода до 100% и сброс до холостого хода;
- короткое замыкание из холостого хода и переход обратно к холостому ходу.

Осциллограммы холостого хода представлены на рис. 3.36, рис. 3.37 и рис. 3.38. Из-за широтно-импульсного характера выходного напряжения стало не видно формы выходного напряжения, поэтому на рис. 3.37 та же осциллограмма приведена без выходного напряжения инвертора. Все параметры лежат в пределах допуска. Коэффициент гармонических искажений достиг 0,75%.

Далее (рис. 3.36 – рис. 3.43) на графиках токов и напряжений будут изображены следующие величины. На верхнем – напряжения: синим – заданное, зеленым – напряжение на конденсаторе фильтра, красным – напряжение на выходе инвертора (показано только на рис. 3.36). На нижнем – зеленым цветом обозначен ток в дросселе фильтра, а красным – ток нагрузки. На графиках показателей качества будут показаны: на верхнем – коэффициент гармонических искажений, на среднем – фазное напряжение (синим) и амплитуда первой гармоники (зеленым), на нижнем – постоянная составляющая фазного напряжения.



Рис. 3.36 Холостой ход – напряжения и токи



Рис. 3.37 Холостой ход – напряжения и токи (без осциллограммы выходного напряжения инвертора)



Рис. 3.38 Показатели качества на холостом ходу

3.2.2.2.2 Импульсная пульсирующая нагрузка (выпрямительная, 25% от номинальной мощности)

Постоянная составляющая при работе на выпрямительную нагрузку отсутствует. Коэффициент гармонических искажений равен 8%. Амплитуда первой гармоники 161,7 В. Все параметры в пределах допуска (рис. 3.39, рис. 3.40).



Рис. 3.39 Выпрямительная нагрузка с ШИМ – напряжения и токи



Рис. 3.40 Показатели качества при выпрямительной нагрузке с ШИМ

3.2.2.3 Наброс нагрузки с холостого хода на 100% и сброс до холостого хода (активная нагрузка)

Наброс и сброс нагрузки активного характера также не вызывает качественных изменений формы сигнала (см. рис. 3.41 и рис. 3.42).



Рис. 3.41 Наброс нагрузки и холостой ход – напряжения и токи



Рис. 3.42 Показатели качества при набросе нагрузки и переходе на холостой ход

3.2.2.2.4 Короткое замыкание из холостого хода и возврат к холостому ходу

Режим смены холостого хода на короткое замыкание не отличается от опытов с экстраполятором нулевого порядка в качестве инвертора (см. рис. 3.43).



Рис. 3.43 Режимы холостого хода и короткого замыкания – напряжения и токи

3.2.2.3 <u>Модель с элементами SimPowerSystem</u>

Для более точного расчета режимов работы силовой части и системы управления следует перейти к уточненной физической модели, где силовой преобразователь реализован на элементах библиотеки SimPowerSystem среды Simulink пакета MATLAB. Применение данной библиотеки позволяет подробно рассмотреть процессы с учетом поведения силовых ключей, «мертвого времени» и других нелинейных режимов работы.

3.2.2.3.1 Модель объекта

Модель системы представлена на рис. 3.44. В верхней ее части расположен трехфазный источник напряжения заданной амплитуды и частоты, имеющий индуктивность фазы 20 мкГн и активное сопротивление фазы 0,01 Ом, выпрямитель и емкостной фильтр.



Рис. 3.44 Модель системы с использованием библиотеки SimPowerSystem

Схема модели источника напряжения представлена на рис. 3.45.



Рис. 3.45 Модель источника напряжения

Параметры выпрямителя приведены на рис. 3.46. Выходная емкость звена постоянного тока 480 мкФ. Амперметр и вольтметр в звене постоянного тока позволяют оценивать равномерность загрузки секции генератора.

📸 Block Par	ameters: Universal Bridge	×
Universal Bridge (mask) (link)		
This block implement a bridge of selected power electronics devices. Series RC snubber circuits are connected in parallel with each switch device. Press Help for suggested snubber values when the model is discretized. For most applications the internal inductance Lon of diodes and thyristors should be set to zero		
Parameters		
Number of bridge arms:	3	•
Snubber resistance Rs (Ohms)		
2e5		
Snubber capacitance Cs (F)		
1/100000		
Power Electronic device Diodes		
Ron (Ohms)		
1e-3		
Lon (H)		
0		
Forward voltage Vf (V)		
1		
Measurements None		
ОК	Cancel Help Appl	у

Рис. 3.46 Параметры выпрямителя

Ниже по схеме модели рис. 3.44 следует двухфазный мостовой инвертор с индуктивноемкостным выходным фильтром и нагрузкой. Индуктивность фильтра составляет 20 мкГн, активное сопротивление дросселя фильтра — 0,005 Ом, выходная емкость фильтра — 50 мкФ (согласно табл. 3.2).

Как и в упрощенных моделях, регистрируются токи фильтра и нагрузки, напряжение нагрузки. Качество выходного напряжения оценивается блоками вычисления коэффициента гармонических искажений и быстрого преобразования Фурье для выделения амплитуды и постоянной составляющей. В нижней части модели реализована система управления с релейным токоограничением. Широтно-импульсный генератор работает на частоте 20 кГц с «мертвым временем» 2,5 мкс (см. рис. 3.47).



Рис. 3.47 Структура широтно-импульсного генератора

Далее представим результаты экспериментов с приведенной моделью.

3.2.2.3.2 Холостой ход

Работа на холостом ходу представлена на графиках рис. 3.48 и рис. 3.49. Из графиков видно, что коэффициент искажений составил 8%, амплитуда первой гармоники — 160 В, постоянная составляющая отсутствует.



Рис. 3.48 Холостой ход (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)



Рис. 3.49 Холостой ход (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой гармоники, постоянная

составляющая)

Данные показатели не укладываются в установленные рамки. Основное влияние на выходные характеристики оказывает наличие «мертвого времени». Так, при величине «мертвого времени» 0,5 мкс качество формирования выходного напряжения значительно повышается (рис. 3.50 и рис. 3.51). Коэффициент искажений равен 2,5%, первая гармоника 163 В. Очевидно, что для получения приемлемых результатов с «мертвым временем» 2,5 мкс потребуется компенсация «мертвого времени».



Рис. 3.50 Холостой ход при «мертвом времени» 0,5 мкс (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)



Рис. 3.51 Холостой ход при «мертвом времени» 0,5 мкс (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой гармоники, постоянная составляющая)

3.2.2.3.3 Выпрямительная нагрузка (25% от номинальной мощности)

Из графиков рис. 3.52 и рис. 3.53 видно, что коэффициент искажений составил 9%, амплитуда первой гармоники — 148 В, постоянная составляющая отсутствует. На рис. 3.54 показана форма потребляемого от генератора тока и форма выпрямленного напряжения. Видно, что нагрузка на генератор непостоянна во времени из-за однофазного характера потребления.



Рис. 3.52 Выпрямительная нагрузка (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)



Рис. 3.53 Выпрямительная нагрузка (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой гармоники, постоянная составляющая)

101



Рис. 3.54 Выпрямительная нагрузка (напряжение звена постоянного тока, выпрямленный ток генератора) 3.2.2.3.4 Наброс нагрузки с 10% до 160% и сброс до 10% (активная нагрузка)

Наброс нагрузки до 160% приводит к срабатыванию токоограничения. В этом опыте показатели качества не оцениваются. Опыт должен показать скорость восстановления нормальной формы напряжения после снятия нагрузки. В данном случае (рис. 3.55) оказалось достаточно одного периода выходной частоты.



Рис. 3.55 Опыт наброса и снятия нагрузки 160% (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки) 3.2.2.3.5 Наброс нагрузки с холостого хода на 100% и сброс до холостого хода (активная нагрузка)

Наброс нагрузки с холостого хода до 100% представлен на рис. 3.56. Из графиков рис. 3.57 видно, что коэффициент искажений для 100% нагрузки составляет 10%, в то время как для 10% нагрузки он несколько лучше и не превышает 8%, амплитуда первой гармоники — 160 В на холостом ходу и 135 В при 100% нагрузки, постоянная составляющая отсутствует.



Рис. 3.56 Наброс номинальной нагрузки (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)



Рис. 3.57 Наброс номинальной нагрузки (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой

гармоники, постоянная составляющая)

104

Потребление от генератора носит сильный импульсный характер с удвоенной частотой от основной гармоники (см. рис. 3.58). Это может накладывать специфические требования к обмоточным данным (завышенное сечение проводников вследствие большего среднеквадратичного значения тока).



Рис. 3.58 Наброс номинальной нагрузки (напряжение звена постоянного тока, выпрямленный ток генератора)

3.2.2.3.6 Работа при 100% нагрузке (реактивная и смешанная)

При индуктивно-резистивной нагрузке с номинальным током и соs $\phi = 0,707$ коэффициент искажений составил 7%, амплитуда первой гармоники — 140 В, постоянная составляющая определяется начальным состоянием дросселя нагрузки и в пределе стремится к нулю.



Рис. 3.59 Индуктивно-резистивная нагрузка (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)



Рис. 3.60 Индуктивно-резистивная нагрузка (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой гармоники, постоянная составляющая)

106

Особенный интерес представляют графики тока и напряжения звена постоянного тока. Из-за индуктивного характера нагрузки существуют интервалы времени, когда нагрузка генерирует мощность на звено постоянного тока. Выпрямитель запирается, а напряжение конденсатора звена постоянного тока растет (см. рис. 3.61).



Рис. 3.61 Индуктивно-резистивная нагрузка (напряжение звена постоянного тока, выпрямленный ток генератора)

Для чисто индуктивной нагрузки коэффициент искажений составил 9%, амплитуда первой гармоники — 152 В, постоянная составляющая определяется начальным состоянием дросселя нагрузки и в пределе стремится к нулю.



Рис. 3.62 Индуктивная нагрузка (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)



Рис. 3.63 Индуктивная нагрузка (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой гармоники,

постоянная составляющая)

108
3.2.2.3.7 Короткое замыкание и возврат к холостому ходу

Последний опыт короткого замыкания выполняется на активное сопротивление 0,1 Ом. Восстановление напряжения происходит через один период выходной частоты.





Для улучшения качества выходного напряжения необходимо произвести компенсацию «мертвого времени». Для компенсации необходимо в зависимости от знака тока к управляющему сигналу добавить (или вычесть из него) величину скважности, равную «мертвому времени». Проведем опыты по компенсации «мертвого времени» под RL-нагрузкой и на холостом ходу.

При попытке компенсации «мертвого времени» по знаку тока дросселя фильтра наблюдается эффект искажения напряжения в момент перехода тока через ноль. Очевидно, что данный эффект возник из-за низкой индуктивности фильтра и того, что на большом количестве периодов ток дросселя меняет знак и влияние «мертвого времени» на выходное напряжение не поддается вычислению. На рис. 3.65 показаны искажения в напряжении при переходе тока через ноль, а на рис. 3.66 показана форма тока дросселя, постоянно проходящая через ноль.



Рис. 3.65 Компенсация по знаку тока (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)



Рис. 3.66 Прохождение тока через ноль (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки) Для более качественной компенсации следует ввести датчик напряжения, который будет точно измерять выходное напряжение инвертора, а затем его показания необходимо сравнить с заданием и добавить разницу в виде управляющего воздействия на следующем периоде ШИМ.

Пример алгоритмической реализации подобного датчика напряжения и компенсатора «мертвого времени» приведен на рис. 3.67. Принцип действия основан на интегрировании выходного напряжения инвертора и усреднении за период ШИМ. Показания датчика сравниваются с сигналом задания, после чего путем деления на напряжение питания инвертора (напряжение звена постоянного тока) вычисляется скважность для компенсации «мертвого времени», которая добавляется к управляющему воздействию на следующем периоде ШИМ. Т.е., зная, что на предыдущем периоде ШИМ инвертор из-за влияния «мертвого времени» выдал напряжение меньше заданного на δ_u , можно предположить, что на текущем периоде ШИМ ему нужно выдать задание больше на величину ошибки δ_u , чтобы на его выходе получить требуемое напряжение. Как и традиционный метод компенсации «мертвого времени» по знаку тока, этот подход работает хуже в области, где ток близок к нулю. Причина такого эффекта в том, что ожидаемая величина ошибки δ_u на текущем периоде ШИМ не равна измеренному значению δ_u на предыдущем периоде ШИМ.



Рис. 3.67 Структура компенсатора «мертвого времени»

Для индуктивно-резистивной нагрузки коэффициент искажений уменьшился с 7% до 4,4%. Результаты на рис. 3.68 и рис. 3.69.



Рис. 3.68 RL-нагрузка с компенсацией «мертвого времени» (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)



Рис. 3.69 RL-нагрузка с компенсацией «мертвого времени» (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой гармоники, постоянная составляющая)

Для опыта холостого хода коэффициент искажений снизился с 8% до 4,3% (см. рис. 3.70).



Рис. 3.70 Холостой ход с компенсацией «мертвого времени» (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой гармоники, постоянная составляющая)

Для опыта с выпрямительной нагрузкой коэффициент искажений снизился с 9% до 8% (см. рис. 3.71).



Рис. 3.71 Выпрямительная нагрузка с компенсацией «мертвого времени» (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой гармоники, постоянная составляющая)

3.3 Разработка и анализ компьютерной модели на базе многоуровневого инвертора

В качестве варианта силовой части и управления ею рассмотрим преобразователь с трехуровневым инвертором, изображенный на рис. 2.25. На рис. 3.72 представлена модель преобразователя с системой управления и нагрузкой для среды Simulink пакета MATLAB.





Модель отличается тем, что питание преобразователя осуществляется от двух секций генератора и двух выпрямителей, соединенных последовательно. Точка соединения выпрямителей является нулевой точкой нагрузки. Для оценки качества загрузки генератора и выпрямителей напряжение звена постоянного тока и выпрямленный ток выводятся на осциллографы. К выпрямителю подсоединены три схемы 3-уровнего инвертора напряжения. К инверторам подключена нагрузка с соответствующими измерительными приборами. Управление каждым плечом инвертора осуществляется от собственного широтно-импульсного генератора. Синусоидальный сигнал задания напряжения выдается со сдвигом на $\frac{2\pi}{3}$ друг относительно друга. Широтно-импульсный генератор представлен на рис. 3.73. Он обеспечивает необходимые сигналы управления для всех ключей стойки с требуемым «мертвым временем».





- холостой ход;
- импульсная пульсирующая нагрузка (выпрямительная);
- наброс нагрузки (активной) с 10% до 160% и сброс до 10%;
- работа с активно-индуктивной нагрузкой (100% мощности);
- короткое замыкание из холостого хода и переход обратно к холостому ходу.

Работа в режиме холостого хода представлена на рис. 3.74 и рис. 3.75. Коэффициент искажений равен 6,8%, амплитуда 160 В, постоянная составляющая отсутствует.



Рис. 3.74 Холостой ход (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)



Рис. 3.75 Холостой ход (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой гармоники, постоянная

составляющая)

Работа с выпрямительной нагрузкой представлена на рис. 3.76 – рис. 3.78. Коэффициент искажений 9,5%. Интересен эффект импульсной загрузки секций генератора. Из-за того, что фазы неравномерно подключены то к верхнему выпрямителю, то к нижнему, наблюдается сильная пульсация потребляемого тока каждой секции. Как и в схеме с индивидуальной секцией на каждый из трех мостовых инверторов, генератор следует проектировать на данный импульсный режим работы.



Рис. 3.76 Выпрямительная нагрузка (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)



Рис. 3.77 Выпрямительная нагрузка (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой



гармоники, постоянная составляющая)

Рис. 3.78 Выпрямительная нагрузка (напряжения звеньев постоянного тока и токи звеньев постоянного

Работа с перегрузкой 160% представлена на рис. 3.79. Система управления успешно ограничивает выходной ток и после снятия нагрузки возвращается в номинальный режим за один период выходной частоты.



Рис. 3.79 Наброс нагрузки 160% от номинала (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)
Работа со смешанной индуктивно-резистивной нагрузкой представлена на рис. 3.80 и рис.
3.81. Коэффициент гармонических искажений 6%, постоянная составляющая определяется начальным током RL-цепи и стремится к нулю.



Рис. 3.80 RL-нагрузка (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)



Рис. 3.81 RL-нагрузка (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой гармоники, постоянная

составляющая)



Отработка короткого замыкания и восстановление после снятия нагрузки представлены на рис. 3.82.

Рис. 3.82 Отработка короткого замыкания (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)

3.4 Выбор результирующей схемы системы управления и силовой части

3.4.1 Массогабаритные показатели различных топологий силовой части

Рассмотрим кратко влияние топологии преобразователя на его массогабаритные показатели.

Масса основных активных элементов преобразователя частоты, рассчитанного на мощность 150 кВА и построенного по схеме с тремя однофазными мостами, приведена в табл. 3.3 (данные предоставлены специалистами научной группы Острирова В.Н., в которой разрабатывается преобразователь частоты). Бо́льшую часть составляют дроссели синусного фильтра, IGBT-модули инвертора с радиаторами и конденсаторы ЗПТ.

В схеме с трехуровневым инвертором наиболее тяжелые элементы будут иметь аналогичную массу – такие же модули инвертора и дроссели синусного фильтра, сходная по массе батарея конденсаторов ЗПТ. Общая масса такого решения будет несколько выше за счет наличия дополнительных диодов и уравнителя напряжений (в случае, если он потребуется). С точки зрения массы, рационально в качестве дополнительных диодов использовать диоды третьего модуля HybridPACK2, что, с учетом радиатора, увеличит массу ПЧ на 3,8 кг.

Наименование функционального	Кол-во, шт.	Масса единицы,	Суммарная
элемента		КГ	масса, кг
6-ключевой IGBT модуль	2	2,8	5,6
HybridPACK2 с платой драйверов			
Радиатор IGBT модуля	2	1,0	2,0
HybridPACK2			
Диодный выпрямительный модуль	3	0,6	1,8
Semikron SKD 210/08 (с радиатором)			
Конденсатор сглаживающего филь-	6 (по два в парал-	0,7	4,2
тра ЗПТ В32778Ј4487К000	лель на фазу)		
Конденсатор выходного синусного	15 (по пять в па-	0,05	0,75
фильтра B32774D4226+000	раллель на фазу)		
Дроссель выходного синусного	3	2,79	8,37
фильтра 6мкГн/600А			
Датчик тока LF505-S	3	0,23	0,69
Датчик напряжения LV25-Р	3	0,05	0,15
Итого			23,6

Табл. 3.3 Масса основных элементов ПЧ мощностью 150 кВА

Для схемы с трехфазным мостовым инвертором и искусственной нулевой точкой можно использовать два таких же IGBT модуля, включенных параллельно, следовательно, масса силовых ключей будет такой же, как и в выбранном варианте. Главной проблемой такого решения являются дроссели выходного фильтра. Их индуктивность должна быть вчетверо выше, в сравнении с принятой схемой, из-за невозможности удвоения частоты модуляции напряжения на выходе инвертора и из-за работы во втором импульсном режиме. При этом масса и габариты дросселей вырастут примерно в 2-3 раза. По этой причине данная топология является менее предпочтительной, нежели ПЧ на базе трех однофазных инверторов или трехуровневого инвертора.

Конструкция МПЧ содержит 18 IGBT с обратными диодами (в единичном исполнении, т.к. интегральных модулей для матричного ПЧ на такие токи нет в продаже), защитные цепи (два трехфазных выпрямителя и конденсатор – рис. 2.35), фильтрующие конденсаторы на входных и выходных фазах. Кроме того, т.к. железо генератора не рассчитано на пульсации тока на несущей частоте, использование фаз генератора в качестве дросселей фильтра (как написано в п. 2.9.1) приведет к повышению потерь и, как следствие, снижению КПД и номинальной мощности генератора (т.к. рассеять мощность потерь более номинальной возможности нет). Для защиты генератора от высокочастотных пульсаций входной фильтр МПЧ должен быть LC-типа и иметь параметры, схожие с выходным фильтром в схеме с тремя однофазными мостами. С учетом того, что все полупроводниковые элементы требуют охлаждения, а применение компактных модулей HybridPACK 2 невозможно, данная топология не сможет обеспечить существенный выигрыш по объему и массе преобразователя в сравнении с выбранной, а, скорее всего, окажется тяжелее. Помимо этого, матричный преобразователь не отнесен к числу перспективных ввиду недостатков, описанных в п. 2.9.3.

3.4.2 <u>Преимущества и недостатки рассмотренных топологий. Выбор оптимально-</u> го варианта топологии

Результаты моделирования и анализа показывают, что наилучшей, с точки зрения массогабаритных показателей системы электроснабжения, исключая массу генератора, является схема с тремя мостовыми инверторами, питаемыми от индивидуальных выпрямителей трех секций генератора. В этой схеме работает удвоение частоты ШИМ и размеры выходного LCфильтра являются минимальными. Большее влияние «мертвого времени» можно скомпенсировать, реализовав схему аппаратного интегрирующего датчика напряжения инвертора.

Схема имеет один существенный недостаток, заключающийся в том, что каждая фаза, питаясь от своей секции генератора, создает для него пульсирующую нагрузку. Частота пульсации выпрямленного тока генератора равна удвоенной выходной частоте. А в случае с RL-нагрузкой присутствует также и генераторный режим, кратковременно запирающий выпрямитель секции и вызывающий «накачку» энергии на конденсатор звена постоянного тока.

Тем не менее, этот вариант построения силовой части генератора позволяет максимально оптимизировать силовую и управляющую электронику, выходные фильтры, обеспечивает «прозрачные» и отработанные алгоритмы управления, реализация которых на современных сигнальных микроконтроллерах не должна вызвать проблем. Этот вариант принимается в качестве основного. Отдельное исследование требуется для оценки влияния пульсирующей нагрузки секций генератора. Если это влияние не приведет к возмущениям, сопровождающимся вибрациями корпуса генератора и шумами, то этот вариант можно считать самым оптимальным.

Схема с двумя секциями, питающими через два последовательно соединенных выпрямителя трехуровневый инвертор, также не лишена недостатка неравномерной загрузки секций генератора. Вместе с тем, ее топология может быть изменена с целью получения качественной загрузки генератора. Схема выполняется с питанием от трех параллельных выпрямителей – рис. 3.83. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное для создания сети +27 В и возбудитель могут питаться от отдельной обмотки (как показано на рис. 3.83), или от того же самого звена постоянного тока. В этом случае минимизируется число секций генератора, и их загрузка становится более равномерной.

Для выравнивания напряжения на конденсаторах, которое может оказаться перекошенным из-за неоднородности нагрузки сети 400 Гц, с целью улучшения качества загрузки генератора необходимо включение в схему инвертора четвертой стойки с дросселем на среднюю точку, выполняющей функцию уравнителя напряжений. Результирующее возможное решение представлено на рис. 3.83.





Это решение также не лишено недостатков. Главный из них, – дополнительный уравнитель напряжений для выравнивания потенциала в нейтрали. Отдельное исследование требуется для оценки, как его массогабаритных показателей, так и алгоритмов обеспечения устойчивой работы. Также «минусом» структур с трехуровневым инвертором является наличие в схеме дополнительных диодов, усложняющих конструкцию преобразователя.

Еще одним, хоть и не столь серьезным, недостатком является то, что для удвоения частоты ШИМ потребуется проектирование драйверов ключей, рассчитанных на бо́льшую мощность. В данном случае это обстоятельство приводит к невозможности использования в макетном образце преобразователя готовой платы драйверов, поставляемой производителем IGBTмодулей (см. п. 4.2.1).

Вариант на рис. 3.83 предлагается вторым по значимости для практической реализации.

3.5 Конструкция генератора для выбранной топологии преобразователя

Выбранная схема силовой части предполагает питание от генератора с тремя трехфазными секциями и одной дополнительной секцией для сети постоянного тока и возбудителя. Эскиз проектируемого научной группой Русакова А.М. (кафедра ЭКАОиЭТ НИУ МЭИ) генераторного агрегата представлен на рис. 3.84.

Агрегат состоит из двух электрических машин, расположенных на одном валу. Основной двухпакетный индукторный генератор с независимым возбуждением питает преобразователь частоты, вырабатывающий переменное напряжение 115 В, 400 Гц. Дополнительный генератор с инкорпорированными магнитами предназначен для организации сети постоянного тока 27 В, в том числе для питания возбудителя.

Основной генератор имеет 18 зубцов на статоре и 6 зубцов на роторе. Число зубцов на статоре должно быть кратно девяти, т.к. для питания ПЧ необходимо 3 трехфазные секции. Зубцовая зона 18/6 выбрана по результатам расчетов, т.к. в ней отсутствуют неуравновешенные силы магнитного тяжения (в отличие от варианта 18/7), она превосходит варианты 9/6 и 36/4 по массогабаритным показателям и вариант 18/8 по частоте перемагничивания (и, как следствие, по потерям в стали), хотя и уступает последнему по пульсации момента.

Для организации сети постоянного тока 27 В можно использовать дополнительную обмотку на зубцах статора индукторной машины, но такое решение отличается от принятого (с дополнительным генератором) более высокой кратностью тока КЗ – до 10 крат от номинального значения и более. В выбранной конструкции ток КЗ отличается от номинального на 20-40% и не является аварийным для генератора. Число пар полюсов дополнительного генератора равно четырем.



Рис. 3.84 Эскиз генераторного агрегата

Ротор и статор основного генератора будут изготавливаться из специальных материалов, цельными, и не будут шихтоваться. Поэтому, вместо «пакетов» статора и ротора, можно использовать термин «модули» статора и ротора.

Схема соединения статорных обмоток основного и дополнительного генератора показана на рис. 3.85. Статорная обмотка основного генератора состоит из трех одинаковых гальванически развязанных трехфазных секций. Одна фазная обмотка состоит из четырех соединенных последовательно-параллельно зубцовых катушек: две на первом модуле и две на втором. Катушки, расположенные на одном модуле имеют согласное параллельное соединение между собой и встречное последовательное соединение с катушками другого модуля. Катушки разных модулей соединены встречно, т.к. сдвиг э.д.с. катушек в них равен 180 электрических градусов благодаря сдвигу зубцов на роторе. Фазные обмотки внутри каждой секции соединены в «звезду». Обмотка каждой фазы дополнительного генератора состоит из четырех последовательно соединенных сосредоточенных катушек. Схема соединения фаз – «звезда».





Расчетные показатели основного генератора в характерных режимах работы приведены в 5л 3 4.

табл.	3.4.

Частота вращения вала, %	50	60	80	90	100	105
Частота вращения вала, об/мин	7200	8700	11520	13000	14400	15120
Выходная мощность, кВт	22,2	75,0	120,0	150,0	150,4	180,0
КПД, %	91,7	94,9	95,6	95,3	95,8	95,2
Среднее выпрямленное напряжение, В	164	170	210	210	220	220
Средний ток ОВ, А	37,5	42,0	42,0	45,0	37,4	48,3

Табл. 3.4 Показатели основного генератора в характерных режимах работы

Постоянная времени обмотки возбуждения основного генератора составляет около 0,1 се-

кунды (при индуктивности обмотки возбуждения не более 78 мГн) и достаточно мала, чтобы

обеспечить качественный процесс регулирования выпрямленных напряжений. Столь низкая постоянная времени ОВ достигается за счет использования сомалоя в конструкции статора генератора.

Как видно из таблицы, расчетное среднее выпрямленное напряжение несколько выходит за границы определенного в п. 2.7.5 диапазона 188-208 В. При скоростях вращения вала 80% и более напряжение ЗПТ будет выходить за верхнюю границу диапазона, что приведет к небольшому увеличению пульсаций выходного напряжения инвертора. На более низких скоростях расчетного напряжения ЗПТ может не хватать для качественного регулирования выходного напряжения с учетом падения на элементах электрической цепи: ключах преобразователя, дросселе фильтра. Это несоответствие можно исправить за счет регулирования тока обмотки возбуждения. В высокоскоростных режимах можно несколько снизить ток OB, а в низкоскоростных – наоборот, поднять. Режимы работы на скоростях 50-60% от номинальной являются кратковременными, поэтому в них допустимо некоторое повышение тока возбуждения. Кроме того, при прочих равных условиях повышение стабилизируемого значения напряжения ЗПТ приводит к повышению КПД генератора.

Приведем аналогичную таблицу и для дополнительного генератора с постоянными магнитами (табл. 3.5).

,, , , , , , , , , , , , , , , , , , , ,		L	1 1		1
Частота вращения вала, %	50	60	90	100	105
Частота вращения вала, об/мин	7200	8700	13000	14400	15120
Выходная мощность, кВт	4,42	5,04	4,94	4,40	4,98
КПД, %	92,0	93,5	94,8	94,0	94,3

Табл. 3.5 Показатели дополнительного генератора в характерных режимах работы

Требуемая мощность сети постоянного тока 27 В составляет 3 кВт. Дополнительный генератор обеспечивает необходимую мощность для сети постоянного тока 27 В и для возбудителя во всех режимах работы.

По массогабаритным характеристикам проектируемый генератор сравним с современными авиационными генераторами с вращающимися выпрямителями. В частности, расчетная масса активных материалов основного генератора составляет 20,8 кг, дополнительного – 2,5 кг (полная масса агрегата будет зависеть от конструктивного исполнения). Для сравнения: масса современного генератора с вращающимися выпрямителями типа ГТ120НЖЧ12К мощностью 120 кВА составляет 32 кг [18]. Хотя «железо» машины используется хуже, чем в генераторах со знакопеременным магнитным потоком, снижения ее массы удается достичь в другом компоненте – меди – благодаря низкой кратности токов КЗ и, как следствие, меньшему допустимому сечению обмоток и проводов.

Таким образом, не смотря на присущие выбранному типу машины недостатки, она является конкурентоспособной.

3.6 Моделирование преобразователя мощностью 150 кВА под нагрузкой

Все предыдущие эксперименты ставились для преобразователя мощностью 30 кВА (по 10 кВА на фазу). Помимо него планируется изготовить и испытать генератор и преобразователь мощностью 150 кВА, поэтому проведем выборочные опыты на модели преобразователя с соответствующими параметрами. Оценим качество загрузки генератора и влияние нелинейностей инвертора (наиболее значимыми из которых является «мертвое время» и нелинейное падение напряжения на ключах, зависящее от тока, протекающего через ключ) при номинальной активно-индуктивной нагрузке.

Здесь используется схема силовой части с отдельным инвертором на каждую фазу и разомкнутая система регулирования (как в п. 3.2 для преобразователя меньшей мощности). Различия лишь в параметрах выходного фильтра и индуктивности генератора. Номинальная нагрузка составляет 75 кВА, по 25 кВА на фазу. 150 кВА – допустимая кратковременная перегрузка.

Величина	Определение		
Tpwm=1/25000	Период ШИМ, с		
f=400	Выходная частота, Гц		
Bf-0.002	Активное сопротивление дросселя выходного LC-		
KI=0:005	фильтра, Ом		
I f-6	Индуктивность дросселя выходного LC-фильтра,		
LI=0	мкГн		
Cf=100	Емкость конденсатора выходного LC-фильтра, мкФ		
Cdc=960	Емкость конденсатора звена постоянного тока, мкФ		
Lgen=90	Индуктивность фазы генератора, мкГн		
Rgen=0.002	Сопротивление фазы генератора, Ом		
Tdt=2.5	«Мертвое время», мкс		
Imax=450	Уставка максимально-токовой защиты, А		
P=25	Номинальная выходная мощность одной фазы, кВА		
Unom=115	Номинальное действующее напряжение фазы, В		

Табл. 3.6 Па	раметры м	юдели пр	реобразователя
--------------	-----------	----------	----------------

Как и в менее мощном варианте, нагрузка генератора носит импульсный характер. Напряжение ЗПТ (и выходное напряжение генератора) здесь несколько повышено, чтобы компенсировать падение на элементах цепи.



Рис. 3.86 Активно-индуктивная нагрузка (напряжение звена постоянного тока, выпрямленный ток



Рис. 3.87 Активно-индуктивная нагрузка (ток дросселя фильтра, напряжение выхода, ток нагрузки)



Выходное напряжение в разомкнутой системе довольно сильно просело. Требуется компенсация.

Рис. 3.88 Активно-индуктивная нагрузка (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой гармоники, постоянная составляющая)

Коэффициент гармонических искажений составил 12,5% (без компенсации «мертвого времени»).

Следующий опыт был произведен с компенсацией «мертвого времени» и коррекцией амплитуды в функции тока нагрузки. Компенсация «мертвого времени» выполнена на интегрирующем датчике напряжения (как в п. 3.2.3). В результате работы при мощности около 95% и $\cos \varphi = 0.9$, был получен коэффициент гармонических искажений 5,5%.



Рис. 3.89 Активно-индуктивная нагрузка с коррекцией (ток дросселя выходного фильтра (синий) и ток конденсатора выходного фильтра (зеленый), выходное напряжение, ток нагрузки)



Рис. 3.90 Активно-индуктивная нагрузка с коррекцией (ток дросселя выходного фильтра (синий) и ток конденсатора выходного фильтра (зеленый), выходное напряжение) за один период выходной частоты



Рис. 3.91 Активно-индуктивная нагрузка с коррекцией (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой гармоники, постоянная составляющая)

Приведенные далее графики позволяют оценить режимы, в которых работают элементы схемы (ключи, дроссели, конденсаторы), и могут быть полезны при расчете и выборе этих элементов.



Рис. 3.92 Активно-индуктивная нагрузка с коррекцией (напряжение звена постоянного тока,

выпрямленный ток генератора, ток конденсатора звена постоянного тока)



Рис. 3.93 Графики рис. 3.92 за один период выходной частоты



Рис. 3.94 Активно-индуктивная нагрузка с коррекцией (токи верхнего (синий) и нижнего (зеленый) ключа первой стойки; выходное напряжение; ток нагрузки (синий) и ток дросселя выходного фильтра (зеленый))



Рис. 3.95 Графики рис. 3.94 за один период выходной частоты

3.7 Компенсация гармонических искажений в инверторах с синусным фильтром

В п. 3.2.3 рассмотрена компенсация «мертвого времени» по измеренному уровню выходного напряжения инвертора, что требует специального датчика напряжения. Кроме того, «слабым местом» такого метода является работа в области близких к нулю токов дросселя фильтра.

Коррекция гармонического состава может достигаться также при помощи дополнительных элементов силовой части, таких как пассивные и активные фильтры [8, 19, 21, 34]. Такие решения имеют свои недостатки: дополнительное оборудование ухудшает массогабаритные показатели и КПД установки, привнося в нее дополнительные потери.

Предлагаемый далее алгоритм компенсации основан на анализе напряжения на выходном фильтре и введении коррекции в задание. Работу алгоритма будем оценивать на примере преобразователя мощностью 150 кВА, т.к. влияние нелинейностей инвертора на форму напряжения в нем более выражено.

Синусный фильтр имеет частоту среза порядка 1/4 от частоты ШИМ и предназначен для удаления из выходного напряжения высокочастотных пульсаций, вызванных коммутацией ключей. Компенсация гармонических искажений с частотой ниже частоты среза (например, вызванных влиянием нелинейностей инвертора) будет достигаться средствами системы управления.

Выходной LC-фильтр имеет параметры L=6 мкГн и C=100 мкФ. При таких параметрах задержка по фазе в воспроизведении напряжения на частоте 400 Гц (2513 рад/с) не превышает десятых долей градуса (см. рис. 3.96), что меньше одного периода ШИМ. Тем не менее, эксперименты подтверждают невозможность компенсации непосредственно по выходному напряжению. Для точной компенсации необходимо вводить рассчитанную коррекцию на том же периоде ШИМ, на котором производились измерения, по которым она была рассчитана. Запаздывание на отработку задания инвертором вкупе с запаздыванием в опросе АЦП и усреднении его сигнала может приводить к выдаче неправильно рассчитанного (смещенного) задания скважности. Для устранения этого эффекта и точной компенсации высших гармоник, вероятно, потребуется ввести упреждение в задание для высших гармоник.



Рис. 3.96 ЛАЧХ и ФЧХ выходного фильтра

Период ШИМ устанавливается равным 1/(400·64) сек (39,0625 мкс). Частота ШИМ – 25,6 кГц. Это позволяет разбить один период выходного сигнала на 64 участка, что удобно для выполнения преобразования Фурье.

В разложении в ряд Фурье выходного напряжения будут присутствовать только нечетные гармоники, если нагрузка будет симметрична для положительной и отрицательной полуволны.

Разложение выполняется на одном периоде выходной частоты. Выделяется первая гармоника, и ошибка в ее воспроизведении подается на регулятор амплитуды. Это может быть интегральный регулятор, который вычисляет множитель для основного задающего воздействия. Скорость регулятора настраивается так, чтобы, с одной стороны, он был достаточно быстрым для удовлетворения требований ГОСТ [5] по динамике при изменении нагрузки, а с другой, не приводил к излишней колебательности переходного процесса регулирования.

Приведем пример. Если первая гармоника на 20 Вольт меньше заданного значения, то увеличиваем сигнал задания так, чтобы на следующем периоде расчетное значение стало больше на 10 Вольт.

Остальные гармоники имеют косинусоидальную и синусоидальную составляющие. Такое их представление более рационально для данной задачи, чем в виде амплитуды и угла, так как позволяет создать раздельные регуляторы, компенсирующие эти составляющие раздельно. В случае представления в виде амплитуды и угла невозможно точно определить поведение регулятора для амплитуды, так как задание нулевой амплитуды какой-либо гармоники точно недостижимо (из-за того, что при этом невозможно точно вычислить угол вектора, и ошибка в угле может привести к росту, а не подавлению гармоники).

На рис. 3.97 представлены результаты работы компенсатора 1-ой, 3-ей и 5-ой гармоники амплитудным методом. Из-за этого 3-ая и 5-ая гармоники недокомпенсированы, тем не менее, результаты наглядно показывают принципиальную работоспособность алгоритма.



Рис. 3.97 Процесс компенсации искажений от нелинейностей инвертора (ток дросселя фильтра, напряжение выхода)

На первом периоде система работает без коррекции. На втором и далее наблюдается выправление амплитуды до заданного значения. Форма выходного напряжения также меняется с инжектированием 3-ей и 5-ой гармоник в противофазе с измеренными. Качество процесса коррекции можно отследить по рис. 3.98.



Рис. 3.98 Показатели качества системы регулирования и компенсации (коэффициент гармонических искажений, амплитуда первой гармоники, амплитуда третьей гармоники)

Коэффициент гармонических искажений выходит на 13% к концу первого периода выходной частоты. В результате компенсации к моменту времени 10 мс его значение снизилось до 5,5%, что близко к требованиям ГОСТа.

Средний график показывает изменение амплитуды первой гармоники. Процесс коррекции требует около 3-х периодов выходной частоты. Нижний график показывает изменение амплитуды 3-й гармоники в выходном напряжении. Со значения в 12 Вольт в конце первого периода амплитуда уменьшается до 4 Вольт к концу эксперимента.

Результаты экспериментов показывают работоспособность предложенного алгоритма компенсации гармонических искажений, в том числе из-за влияния нелинейностей инвертора. Он имеет некоторые преимущества перед методом, рассмотренным в п. 3.2.3, а именно: не требует наличия датчика выходного напряжения инвертора и какого-либо интегрирующего устройства с временем преобразования, равным периоду ШИМ. Подобное устройство может быть спроектировано, однако это лишний датчик и его обвязка, что отрицательно сказывается на надежности и весе всего преобразователя. Кроме того, такой алгоритм позволяет корректировать искажения гармонического состава напряжения, вызванные не только наличием «мертвого времени», но и другими факторами (в частности, падением напряжения на дросселе фильтра при нелинейной нагрузке), а значит, использовать аппаратный фильтр только для устранения коммутационных пульсаций на несущей частоте ШИМ.

3.8 Выводы по главе

- Рассмотрены различные варианты структур системы управления преобразователем частоты на модели преобразователя частоты с тремя однофазными инверторами мощностью 30 кВА. Продемонстрирована неработоспособность распространенных замкнутых систем (системы подчиненного и релейного регулирования) при данных параметрах выходного фильтра преобразователя частоты и быстродействии силовых ключей и специализированных микроконтроллеров: время реакции системы управления оказывается слишком большим по сравнению с постоянной времени выходного фильтра. Система подчиненного регулирования не обеспечивает требуемого уровня напряжения при параметрах регулятора напряжения, диктуемых выходным фильтром. При увеличении коэффициента регулятора напряжения возрастает колебательность процесса регулирования. Напряжение в системе релейного регулирования оказывается искажено из-за колебательных процессов в выходном синусном фильтре. Таким образом, из рассмотренных «привычных» систем управления работоспособной оказывается только разомкнутая. Разомкнутая СУ с релейным токоограничением используется для дальнейших экспериментов.
- Простейшая модель с экстраполятором нулевого уровня в качестве инвертора, используемая для выбора структуры системы управления, уточнена путем добавления широтноимпульсного генератора и использования блоков библиотеки SimPowerSystem. На уточненной модели ПЧ мощностью 30 кВА продемонстрировано влияние «мертвого времени» на гармонический состав выходного напряжения, обоснована необходимость его компенсации. Предложен способ компенсации влияния «мертвого времени» по измеренному на предыдущем периоде ШИМ выходному напряжению инвертора.
- Проведено моделирование ПЧ с многоуровневым инвертором в аналогичных режимах работы для сравнения и выбора результирующей топологии ПЧ.
- В результате сравнения двух перспективных вариантов топологии более предпочтительной для реализации признана схема с тремя однофазными инверторами ввиду несколько большей простоты конструкции по сравнению с трехуровневым инвертором.
- Описаны основные элементы конструкции и расчетные характеристики генератора для выбранной топологии преобразователя частоты в варианте мощности 150 кВА.
- Произведено моделирование преобразователя частоты мощностью 150 кВА выбранной топологии под нагрузкой. Падение напряжения и влияние нелинейностей инвертора в

преобразователе мощностью 150 кВА оказывается более значительным, чем в преобразователе мощностью 30 кВА.

• Метод компенсации «мертвого времени» по измеренному на предыдущем периоде ШИМ выходному напряжению инвертора требует дополнительных аппаратных средств («обвяз-ки» в канале измерения напряжения, имеющего широтно-импульсный характер). Поэтому предложен другой способ компенсации гармонических искажений: по разложению выходного напряжения ПЧ в ряд Фурье. Основная и ряд высших гармоник регулируются раздельными интегральными регуляторами. Кроме того, что этот способ не требует дополнительных аппаратных средств, он имеет еще одно преимущество: компенсируются гармонические искажения любого происхождения, в т.ч. от нелинейной нагрузки. Моделированием подтверждена работоспособность алгоритма и его перспективность для программной реализации.

4 Построение аппаратной части системы управления. Выбор типа микроконтроллера. Разработка функциональной схемы контроллера и его подключения к силовым ключам и датчикам

Аппаратная часть системы управления состоит из датчиков аналоговых величин, платы управления ключами инвертора и платы контроллера. На плате контроллера располагается микроконтроллер, выполняющий анализ поступающих данных и расчет управляющих воздействий, и необходимая обвязка: преобразователи уровней питания, интерфейсы для приема аналоговых и цифровых сигналов, ШИМ-выходы, коммуникационные интерфейсы и пр. Сигналы с датчиков после обработки поступают на АЦП микроконтроллера. Цифровые значения измеряемых величин используются в качестве обратных связей регуляторов, а так же в модулях токоограничения и защит. На плате управления ключами находятся драйверы IGBT, выполняющие функции усиления ШИМ-сигналов контроллера до уровня, требуемого для коммутации IGBT, а так же функции аппаратной защиты ключей.

Таким образом, требуется сформировать набор датчиков: определить величины, которые нужно измерять, и тип датчиков. Следует выбрать подходящие драйверы IGBT (данная задача решается специалистами научной группы Острирова В.Н., в которой разрабатывается преобразователь частоты), достаточно производительный и имеющий всю необходимую для данной задачи периферию микроконтроллер. Кроме того, надо обеспечить сопряжение вышеперечисленных элементов: предусмотреть на плате контроллера достаточное количество выходов управления силовыми транзисторами, входов приема аналоговых сигналов, входы сигналов аппаратной аварии и выходы для их сброса.

4.1 Основные технические характеристики выбранного микроконтроллера

Для реализации системы микропроцессорного управления силовым блоком генератора предлагается использовать контроллер МК 30.1 на базе микроконтроллера F28M35H52C1 серии Concerto от фирмы Texas Instruments. МК 30.1 разработан научной группой Козаченко В.Ф. (кафедра АЭП НИУ МЭИ, ООО "НПФ ВЕКТОР", г.Москва). Данный микроконтроллер обладает высокими вычислительными мощностями и развитой периферией для задач управления силовой электроникой. Микроконтроллер имеет два раздельных ядра, взаимодействующих через общую оперативную память. Ниже приведены его наиболее важные параметры.

Основное ядро ARM Cortex-M3 (32-разрядное):

- тактовая частота: до 100 МГц;
- встроенная FLASH-память: 512 кБ;
- встроенная оперативная память: 32 кБ;
- коммуникационные интерфейсы: USB, SPI (x4), CAN (x2), I2C (x2).

Ядро управления силовой электроникой TMS320C28x (32-разрядное):

- тактовая частота: до 150 МГц;
- встроенная FLASH-память: 512 кБ;
- встроенная оперативная память: 36 кБ;
- коммуникационные интерфейсы: McBSP, SPI;
- расширенные модули ШИМ: 9 (18 ШИМ-выходов);
- входы приема аппаратных аварий: 12.

Общие характеристики:

- общая оперативная память, к которой могут иметь доступ оба ядра: 64 кБ;
- встроенные АЦП: 2,88 млн. выборок/с, 2x10 каналов, 12 разрядов;
- температурный диапазон: -40..105°С. [24]

4.2 Разработка схемы подключения контроллера к силовым ключам инвертора и датчикам

Входы и выходы контроллера по формату отличаются от сигналов управления непосредственно силовыми ключами и аналоговых сигналов с датчиков. ШИМ-сигналы требуется преобразовать к уровню управления IGBT и усилить по мощности (т.к. нагрузочная способность выхода микроконтроллера недостаточна для коммутации IGBT). Аналоговые сигналы нужно обработать так, чтобы, с одной стороны, измерение корректно производилось во всем возможном диапазоне величин (не было эффекта насыщения), и, с другой стороны, был максимально использован весь диапазон АЦП микроконтроллера: максимальный цифровой код должен, с некоторым запасом, соответствовать максимально возможному значению измеряемой величины.

4.2.1 Подключение силовых транзисторов к ШИМ-выходам контроллера

Силовая часть инвертора строится на базе двух 6-ключевых IGBT-модулей HybridPACK 2 фирмы Infineon, разработанных для применения в гибридных транспортных средствах и рассчитанных на мощность 80 кВт [25]. Игольчатый радиатор в сочетании с жидкостным охлаждением позволяет уместить транзисторы и диоды, рассчитанные на большую мощность (номинальное напряжение коллектор-эмиттер 650 В, коллекторный ток 800 А [25]), в достаточно компактные габариты, что немаловажно для авиационного оборудования. Модульное исполнение IGBT упрощает монтаж и дополнительно снижает массу и размеры инвертора по сравнению с дискретными ключами.

В качестве платы управления ключами для макетного образца ПЧ используется отладочная плата HybridPACK 2 Evaluation Driver Board, поставляемая в наборе Hybrid Kit for HybridPACK 2. Кроме непосредственно управления ключами микросхемы драйверов выполня-
ют функцию аппаратной защиты ключей. Аппаратная защита срабатывает при возникновении короткого замыкания или недопустимого падения напряжения питания драйверов (в этом случае транзистор попадает из ключевого в активный режим работы и может выйти из строя вследствие повышенного тепловыделения). Через данную плату к контроллеру проходят также сигналы температуры стоек инвертора, измерение которых происходит при помощи терморезисторов, интегрированных в IGBT-модули.

Для сопряжения контроллера с платой драйверов на нем должен быть предусмотрен разъем для выдачи 6-ти ШИМ-сигналов, приема 4-х сигналов аппаратной аварии (по одному на стойку и один общий), приема аналоговых сигналов температур ключей (по одному на стойку) и выдачи дискретного сигнала сброса аппаратной аварии (для разблокировки драйверов IGBT). Формат всех дискретных сигналов, включая ШИМ, 0/+5В, для приема сигнала с датчика температуры потребуется аналоговый вход в формате 0..5В. Т.к. выбранная схема строится на двух 6ключевых модулях, необходимо разместить два таких разъема на плате контроллера.

IGBT-модули поставляются и отдельно, без платы, поэтому в дальнейшем планируется разработка платы драйверов собственного производства. Отладочные платы при максимальной нагрузке не смогут обеспечить частоту коммутации более 20 кГц по условиям нагрева (используемый для их производства материал FR4 нагревается выше допустимой температуры вблизи резисторов в цепях затворов IGBT [25]), поэтому для преобразователя мощностью 150 кВА потребуется другое решение. Кроме того, стандартная схема цепи измерения температуры ключей не обеспечивает достаточной точности измерения в диапазоне 50..110°C (рис. 4.1), поэтому данную цепь приходится модифицировать путем перепайки резисторов. Перепад напряжения на аналоговом входе контроллера в важном диапазоне между температурами 50°C и 110°C увеличивается при этом с 0.2 до 2 Вольт (рис. 4.2).



Рис. 4.1 Зависимость напряжения на аналоговом входе от температуры IGBT для стандартной схемы изме-



Рис. 4.2 Зависимость напряжения на аналоговом входе от температуры IGBT для доработанной схемы измерения

Модифицированная отладочная плата обеспечивает все необходимые функции для управления ключами макетного образца мощностью 30 кВА в процессе испытаний, поэтому на данном этапе не требуется изготовление новой платы драйверов.

Со стороны контроллера выделены все необходимые входы и выходы для управления ключами, они сведены в табл. 4.1 – табл. 4.3.

Канал ШИМ	Ключ	Разъем контроллера: обозначения	Ножка про-
		и номера контактов	цессора
PWM1A	VT9	X5: PWMWT(14)	PA6_GPIO6
PWM1B	VT10	X5: PWMWB(16)	PA7_GPIO7
PWM2A	VT5	X5: PWMVT(18)	PB0_GPIO8
PWM2B	VT6	X5: PWMVB(20)	PB1_GPIO9
PWM3A	VT1	X5: PWMUT(22)	PB2_GPIO10
PWM3B	VT2	X5: PWMUB(24)	PB3_GPIO11
PWM4A	VT11	X6: PWMWT(14)	PA0_GPIO0
PWM4B	VT12	X6: PWMWB(16)	PA1_GPIO1
PWM5A	VT7	X6: PWMVT(18)	PA2_GPIO2
PWM5B	VT8	X6: PWMVB(20)	PA3_GPIO3
PWM6A	VT3	X6: PWMUT(22)	PA4_GPIO4
PWM6B	VT4	X6: PWMUB(24)	PA5_GPIO5
PWM7A	Резерв	X12: PWM7A(1)	PJ2_GPIO58
PWM7B	Резерв	X12: PWM7B(2)	PJ3_GPIO59
PWM8A	Резерв	X12: PWM8A(3)	PJ4_GPIO60
PWM8B	Резерв	X12: PWM8B(4)	PJ5_GPIO61
PWM9A	Резерв	X12: PWM9A(5)	PJ6_GPIO62
PWM9B	Резерв	X12: PWM9B(6)	PJ7_GPIO63

Табл. 4.1 ШИМ-выходы контроллера МК 30.1

Табл. 4.2 Входы приема аппаратных аварий контроллера МК 30.1

Сигнал аварии	Ключи	Разъем контроллера: обозначения и номера контактов	Ножка процес- сора
/FLT1A	VT1, VT2	X5: /FLTU(21)	PH3_GPIO51
/FLT1B	VT5, VT6	X5: /FLTV(17)	PH2_GPIO50
/FLT2A	VT9, VT10	X5: /FLTW(13)	PC4_GPIO68
/FLT2B	VT1, VT2, VT5, VT6, VT9, VT10*	X5: /FLT(23)	PC5_GPIO69
/FLT4A	VT3, VT4	X6: /FLTU(21)	PE6_GPIO30
/FLT4B	VT7, VT8	X6: /FLTV(17)	PE7_GPIO31
/FLT5A	VT11, VT12	X6: /FLTW(13)	PB6_GPIO14
/FLT5B	VT3, VT4, VT7, VT8, VT11, VT12*	X6: /FLT(23)	PB7_GPIO15
/FLT7A	Резерв	X12: /FLT7A(9)	PG6_GPIO46
/FLT7B	Резерв	X12: /FLT7B(10)	PG2_GPIO42
/FLT8A	Резерв	X12: /FLT8A(11)	PG5_GPIO45
/FLT8B	Резерв	X12: /FLT8B(12)	PD6_GPIO22
/FLT9A	Резерв	X12: /FLT9A(13)	PE0_GPIO24
/FLT9B	Резерв	X12: /FLT9B(14)	PE1_GPIO25

* Общий сигнал аппаратной аварии 6-ключевого модуля.

Табл. 4.3 Выходы сброса аппаратных аварий контроллера МК 30.1

Сигнал сброса аварии	Ключи	Разъем контроллера: обозначения и номера контактов	Ножка процес- сора
/RF1	VT1, VT2, VT5, VT6, VT9, VT10*	X5: /RST_IN(12)	PH0_GPIO48
/RF4	VT3, VT4, VT7, VT8, VT11, VT12*	X6: /RST_IN(12)	PB5_GPIO13
/RF7	Резерв	X12: / RF7 (17)	PD4_GPIO20
/RF8	Резерв	X12: / RF8 (18)	PD7_GPIO23
/RF9	Резерв	X12: / RF9 (19)	PD5_GPIO21

* Сброс аппаратной аварии всех ключей 6-ключевого модуля.

Резервные входы и выходы предназначены для сопряжения с драйверами ключей возбудителя и DC/DC-преобразователя сети постоянного тока 27В.

4.2.2 <u>Подключение датчиков к аналоговым входам контроллера</u>

Системе управления для работы требуются значения следующих величин: выходных фазных напряжений (основная регулируемая величина), токов в дросселях выходного синусного фильтра (для работы алгоритма токоограничения), напряжений на выходах выпрямителей (для алгоритма коррекции скважности ключей инвертора при изменении напряжения ЗПТ), температур IGBT-модулей (для защиты от перегрева). Микроконтроллер должен иметь каналы для приема и обработки сигналов с датчиков этих величин.

В качестве датчиков температуры, как уже отмечалось, используются терморезисторы, интегрированные в выбранные IGBT-модули. Терморезистор включается по схеме резистивного делителя напряжения (рис. 4.3). Подобная измерительная схема собрана на плате драйверов.



Рис. 4.3 Схема измерения температуры при помощи терморезистора

Для измерения токов и напряжений применяются датчики компенсационного типа на эффекте Холла. Этот тип датчиков имеет следующие преимущества перед другими: высокую точность измерения, широкую полосу пропускания (от постоянного тока до 500 кГц), гальваническую развязку системы управления и силовой части, отсутствие ограничений на управление ключами инвертора (в отличие от шунтовых датчиков) [14]. Подключение датчиков тока и напряжения показано на рис. 4.4 и рис. 4.5 соответственно.



Рис. 4.4 Схема подключения датчика тока к контроллеру



Рис. 4.5 Схема подключения датчика напряжения к контроллеру

Фактически, датчик напряжения на эффекте Холла компенсационного типа отличается от датчика тока только коэффициентом трансформации [14]. Датчик напряжения измеряет ток, протекающий по его первичной цепи, а измеряемое напряжение преобразуется в этот ток посредством резистора R₁.

Выходной физической величиной датчиков тока и напряжения является ток, он же используется для передачи сигнала в контроллер. Токовый сигнал меньше подвержен помехам, чем потенциальный, т.к. имеет бо́льшую мощность: при некотором напряжении в цепи протекает некоторый ток, и, чтобы изменить состояние цепи, нужна помеха большей мощности.

Диапазон измерений каналов АЦП для тока и напряжения устанавливается путем выбора подходящего измерительного сопротивления. Для примера приведем расчет величины R_{изм} для датчиков фазных напряжений.

Номинальное фазное напряжение в амплитуде имеет величину ± 162 В. С учетом запаса, максимальное измеряемое напряжение должно быть не менее ± 200 В. Токоограничивающее сопротивление R₁ имеет величину 20 кОм, оно выбирается, исходя из номинального тока первичной обмотки датчика, эффективное значение которого не должно превышать 10 мА. Собственное сопротивление первичной цепи датчика – 300 Ом. Тогда ток первичной цепи датчика i_1 будет равен:

$$i_1 = \frac{u_{ax}}{R_1 + R_{\mathcal{I}H}} = \frac{\pm 200}{20 \cdot 10^3 + 300} = \pm 0,00985 \,A. \tag{4.1}$$

Коэффициент преобразования датчика равен 2,5, а ток его вторичной цепи:

$$i_{u_{3M}} = i_1 \cdot K_{\mathcal{A}H} = \pm 0,00985 \cdot 2,5 = \pm 0,0246 A.$$
 (4.2)

Напряжение на аналоговом входе контроллера должно находиться в пределах -3,3..3,3 В, исходя из этого выбираем измерительное сопротивление $R_{u_{3M}}$ равным 100 Ом. Тогда напряжение на аналоговом входе при u_{Bx} =±200 В будет равно:

$$u_{u_{3M}} = i_{u_{3M}} \cdot R_{u_{3M}} = \pm 0,0246 \cdot 100 = \pm 2,46B.$$
(4.3)

Границы диапазона измерения фазного напряжения, соответствующие *и*_{изм.max}=±3,3 В, можно рассчитать так:

$$u_{ex.max} = \frac{u_{u_{3M.max}} \cdot \left(R_1 + R_{\mathcal{I}H}\right)}{K_{\mathcal{I}H} \cdot R_{u_{3M}}} = \frac{\pm 3, 3 \cdot \left(20 \cdot 10^3 + 300\right)}{2, 5 \cdot 100} = \pm 268 B.$$
(4.4)

Аналогичным образом рассчитываются параметры измерительных цепей для остальных датчиков тока и напряжения.

Перечень аналоговых входов на разъемах контроллера представлен в табл. 4.4.

Канал АЦП	Назначение	Формат	Разъем контроллера: обозна-	Ножка процес-
			чения и номера контактов	copa
ADC0	Udc1	06,6 B	X9: Udc1(1,2), GND(3,4)	ADC1INB4
ADC1	Udc2	06,6 B	X9: Udc2(5,6), GND(7,8)	ADC1INB3
ADC2	Udc3	06,6 B	X9: Udc3(9,10), GND(11,12)	ADC1INB7
ADC3	Uw	+/- 3,3 B	X10: Uw(1,2), GND(3,4)	ADC1INB0
ADC4	Uv	+/- 3,3 B	X10: Uv(5,6), GND(7,8)	ADC1INA0
ADC5	Uu	+/- 3,3 B	X10: Uu(9,10), GND(11,12)	ADC1INA2
ADC6	Ia	+/- 3,3 B	X11: Ia(1,2), GND(3,4)	ADC1INA3
ADC7	Ib	+/- 3,3 B	X11: Ib(5,6), GND(7,8)	ADC1INA4
ADC8	Ic	+/- 3,3 B	X11: Ic(9,10), GND(11,12)	ADC2INA6
	Tempu1	06,6 B	X5: TEMP_HP2_U (10)*	
АДС9 (мультип-	Tempv1	06,6 B	X5: TEMP_HP2_V (19)*	ADC2INA7
лицируемыи)	Tempw1	06,6 B	X5: TEMP_HP2_W (15)*	
	Tempu2	06,6 B	X6: TEMP_HP2_U (10)*	
АДСТО (мультип-	Tempv2	06,6 B	X6: TEMP_HP2_V (19)*	ADC2INA3
лицируемыи)	Tempw2	06,6 B	X6: TEMP_HP2_W (15)*	
ADC11	Резерв		X14: ADC11(1), GND(3)	ADC2INB0
ADC12	Резерв		X14: ADC12(2), GND(4)	ADC2INB7
ADC13	Резерв		X14: ADC13(5), GND(7)	ADC2INB3
ADC14	Резерв		X14: ADC14(6), GND(8)	ADC2INB4
ADC15	Резерв		X14: ADC15(9), GND(11)	ADC2INA2
ADC16	Резерв		X14: ADC16(10), GND(12)	ADC2INA0
ADC17	Резерв		X14: ADC17(13), GND(15)	ADC1INA6
ADC18	Резерв		X14: ADC18(14), GND(16)	ADC1INA7
+1.65V(REF)S	Опорный			ADC2INA4

Табл. 4.4 Аналоговые входы контроллера МК 30.1

*Земля датчиков температуры (GNDA) находится на 7 контакте соответствующего разъема.

Для измерения температур используются мультиплицируемые каналы. В зависимости от состояния мультиплексора на такой канал в каждый момент поступает и оцифровывается один из трех сигналов температуры шестиключевого модуля. Т.к. температура модуля изменяется не очень быстро по сравнению с токами и напряжениями (в течение секунд), снижение частоты ее выборки в три раза не приведет к существенной потере точности, но зато позволит «сэкономить» четыре аналоговых входа.

Резервные каналы предназначены для приема сигналов с датчиков токов и напряжений DC/DC-преобразователя сети постоянного тока 27В и возбудителя, а также температуры генератора.

4.3 Выводы по главе

- Выбран контроллер для реализации системы управления на базе микроконтроллера, имеющего достаточную производительность и весь необходимый набор периферийных устройств для управления силовыми ключами.
- Обосновано использование стандартной платы драйверов IGBT-транзисторов, поставляемой производителем IGBT-модулей, для проведения испытаний макетного образца преобразователя частоты мощностью 30 кВА. Модифицирована измерительная цепь датчиков температуры ключей для повышения точности измерения в критичном диапазоне темпе-

ратур. Обоснована необходимость разработки собственной платы драйверов для преобразователя мощностью 150 кВА.

- Описан набор необходимых датчиков аналоговых величин. Описан способ подключения каждого типа датчиков к входам контроллера и способ преобразования сигнала к требуемому формату.
- Выбранный контроллер содержит достаточное количество входов и выходов для управления IGBT-модулями, а также входов приема аналоговых сигналов для управления преобразователем частоты. Предусмотрены также резервные входы и выходы для подключения к DC/DC-преобразователю сети постоянного тока 27 В и возбудителю генератора.

5 Программная реализация системы управления и ее испытания в составе макетного образца преобразователя

5.1 Реализация ядра системы управления

Для программной реализации выбрана система регулирования, показавшая наилучшие результаты при моделировании – система с коррекцией гармонических искажений по результатам разложения выходного напряжения в ряд Фурье.

Принцип действия построенной системы управления следующий. Измеряемое фазное напряжение u_{ϕ} раскладывается в ряд Фурье блоком дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Математическое описание разложения функции в ряд Фурье [9] можно представить следующей формулой:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \cos(nx) + b_n \cdot \sin(nx)),$$
(5.1)

где f(x) – исходная функция (в нашем случае – u_{ϕ}).

Коэффициенты a_n и b_n – амплитуды косинусоидальных и синусоидальных составляющих исходной функции с частотами в n раз больше основной. Чтобы скомпенсировать требуемые гармонические искажения, в качестве обратной связи системе регулирования потребуются эти амплитуды, которые можно рассчитать по следующим формулам:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) dx$$
 (5.2)

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cdot \cos(nx) dx$$
(5.3)

$$b_{n} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cdot \sin(nx) dx$$
 (5.4)

В дискретном виде, пригодном для программной реализации, формулы (5.3) и (5.4) можно переписать так:

$$U_{n.\cos} = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^{N} u_{\phi}(i) \cdot \cos(n \cdot \frac{i}{N} \cdot 2\pi)$$
(5.5)

$$U_{n.\sin} = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^{N} u_{\phi}(i) \cdot \sin(n \cdot \frac{i}{N} \cdot 2\pi)$$
(5.6)

Здесь интеграл заменяется конечной суммой из *N* произведений. В течение периода выходного напряжения производится *N*=256 измерений. Для каждой компенсируемой гармоники 256 раз (частота расчета 102,4 кГц) рассчитывается произведение ее опорной кривой в данной точке на измеренное u_{ϕ} . Опорные кривые рассчитаны заранее и заданы табличным методом с целью экономии вычислительных ресурсов микроконтроллера. Разложение производится для синусоидальной составляющей первой гармоники и для косинусоидальных и синусоидальных составляющих нечетных гармоник с третьей по девятую.

Полученные в конце периода выходного напряжения (частота расчета 400Гц) амплитуды гармоник поступают в качестве обратных связей на интегральные регуляторы напряжений (PH). Задание амплитуды первой гармоники равно ее номинальному значению, а всех высших – нулю (задача системы управления – скомпенсировать их). На выходах регуляторов получаем коэффициенты, с которыми каждая гармоника будет добавлена в общее задание напряжения инвертора $u_{\phi.3.}$. Далее опорные табличные значения всех гармоник, промасштабированные путем умножения на соответствующие коэффициенты, суммируются, формируя итоговое задание напряжения инвертора, по которому будет рассчитана скважность работы ключей γ (расчет на частоте ШИМ – 25,6 кГц). При расчете скважности производится дополнительная коррекция по напряжению ЗПТ u_{3nm} , исключающая влияние возможных колебаний u_{3nm} на $u_{d.}$.



Рис. 5.1 Структурная схема системы управления инвертором с коррекцией гармонических искажений по разложению выходного напряжения в ряд Фурье (зеленым отмечены блоки, рассчитываемые на частоте 102,4 кГц, желтым – 25,6 кГц, оранжевым – 400 Гц)

Для реализации модуля токоограничения предусмотрен релейный блок отключения инвертора. Если ток через дроссель синусного фильтра превышает уставку токоограничения, ключи блокируются. Проверка условия ограничения тока и блокировка ключей в случае его выполнения производится на частоте 102,4 кГц, т.е. 4 раза за период ШИМ, асинхронно. Это позволяет оперативно отключить инвертор, например, на первой четверти периода ШИМ, не дожидаясь его окончания, и предотвратить дальнейшее нарастание тока. Разблокировка ключей и возвращение управления ими модулю ШИМ производится синхронно – в начале следующего периода ШИМ. Таким образом, исключается ситуация, когда за 1 период ШИМ в результате срабатывания и снятия токоограничения ключи коммутируются несколько раз, превышая допустимую частоту коммутаций. Т.к. токоограничение накладывается до следующего периода ШИМ, нельзя использовать для снижения тока включение инвертора обратной полярностью (как описано в п. 3.2.1.3). Такое управление в данном случае может привести к еще большему неконтролируемому росту тока.

5.1.1 Оптимизация программного кода ядра системы управления

В процессе моделирования было отмечено, что уменьшение числа точек для преобразования Фурье с 256 до 64 (до 1 на периоде ШИМ) ведет к существенному снижению качества выходного напряжения. То есть, даже при 64 периодах ШИМ, формирующих выходную частоту, для приемлемого качества регулирования требуется анализировать данные по напряжению 4 раза за период ШИМ. При использовании 2-х точек на периоде ШИМ наблюдалось некоторое улучшение качества напряжения по сравнению с одной выборкой. Но лучшие показатели были достигнуты именно с 4-мя выборками из-за меньшей чувствительности к случайным помехам в измерениях, связанных с коммутацией силовых ключей инвертора. При частоте ядра микроконтроллера 150 МГц, частоте ШИМ 25,6 кГц и 4-кратной выборке с АЦП на расчет системы управления в процедуре обработки прерывания остается 15000000/(25600·4)=1464 такта (условие работы системы в реальном времени). Реально можно занять не более 1200 тактов, чтобы оставить время на сервисные функции системы управления (опрос «медленных» аналоговых входов, интерфейсы связи, цифровое осциллографирование и др.).

Переработка ядра системы управления с целью сокращения времени выполнения до 1200 тактов выполнялась в несколько этапов:

- замена всех тригонометрических функций заранее рассчитанными табличными значениями (опорными таблицами гармоник);
- перевод системы управления в 16-битные целые числа с накоплением сумм в 32-битных целых числах;
- реализация ядра системы на языке ассемблера, общая оптимизация кода, сокращение накладных расходов;
- оптимизация операций деления, как наиболее затратных [30].

Первая, вполне очевидная оптимизация, касалась замены всех тригонометрических функций таблицами. Это оказалось возможным, так как выходная частота выбрана кратной частоте ШИМ, и все значения функций синуса и косинуса в точности повторяются каждый период по всем фазам. Все таблицы были размещены во внутреннем ОЗУ, а не во Flash-памяти программ контроллера, чтобы снизить задержки, связанные с тактами ожидания при чтении Flash. После данного этапа система управления в числах с плавающей точкой или в 32-разрядной арифметике с фиксированной точкой и применением библиотеки IQmath выполнялась примерно за 3500 тактов, что далеко от имеющихся в наличии 1200 тактов.

Анализ кода, получаемого компилятором Си, выявил большое количество накладных расходов на работу с указателями и подготовку данных для вычислений, а также на промежуточную обработку 64-разрядных результатов умножений в IQmath. Сократить их установками оптимизации компилятора не получилось. Некоторую оптимизацию удалось провести за счет выравнивания границ данных, но до желаемого результата было далеко.

Вместе с тем, было ясно, что алгоритм в части преобразования Фурье и расчета управляющих воздействий может быть легко реализован на быстрых однотактовых командах. Алгоритм системы управления был переписан на языке ассемблера с максимальной оптимизацией под систему команд ядра C28x. Например, одно накопление для ряда Фурье теперь занимает 2 такта (см. лист. 5.1) вместо 7-ми тактов в IQmath [4]. Расчет управляющего воздействия γ по формуле (5.7) производится с использованием команды умножения с накоплением (см. лист. 5.2), что также значительно быстрее реализации в виде арифметического выражения на языке Си.

$$\gamma = \gamma_{1sin} sin_1[n] + \gamma_{3sin} sin_3[n] + \gamma_{3cos} cos_3[n] + \dots + \gamma_{9cos} cos_9[n],$$
(5.7)

где $\gamma_{k.sin}$ – амплитуда выходного сигнала синусоидальной составляющей *k*-ой гармоники, $\gamma_{k.cos}$ – амплитуда выходного сигнала косинусоидальной составляющей *k*-ой гармоники, $sin_k[n]$ – табличное значение синуса *k*-ой гармоники на *n*-ом периоде ШИМ и $cos_k[n]$ – табличное значение косинуса *k*-ой гармоники на *n*-ом периоде ШИМ.

Лист. 5.1 Пример фрагмента программы расчета сумм ряда Фурье

MOV	T, @_data_ua;загрузка значения напряжения
	;в регистр умножителя Т
MPY	ACC, T, @_data_tablesin1a;умножение на синус
	;первой гармоники, результат попадает в регистр АСС
ADDL	<pre>@_data_dsin1a, ACC;добавление результата умножения</pre>
	;к сумме в ОЗУ
MPY	ACC, T, @_data_tablesin3a
ADDL	@_data_dsin3a, ACC
MPY	ACC, T, @_data_tablecos3a
ADDL	@_data_dcos3a, ACC

Лист. 5.2 Расчет управляющего воздействия

MOVL	XAR6, #_data_usin1a;загрузка указателя адресом
	;амплитуды управляющего значения по первой гармонике,
	;остальные находятся в памяти последовательно
SPM	0;режим сдвига: не сдвигать после умножения
ZAPA	;очистка регистров Р и АСС
RPT	#9-1;9 раз выполняется следующая команда
MAC	Р, *XAR6++, 0: _data_t412sin1a;умножить амплитуды в
	;формате 4.12 на синусы и косинусы гармоник с накоплением
	;в АСС и сохранением промежуточного результата в Р
	;с увеличением адреса в указателе после каждой операции
ADDL	АСС, P< <pm;осуществляет (формат<="" td="" накопление="" последнее=""></pm;осуществляет>
8.24)	
ASR64	ACC:Р,#8;сдвиг вправо для преобразования результата
	;умножения с накоплением к формату 16.16
MOVL	<pre>@_data_uaRef, ACC ;сохраняем управляющее воздействие</pre>

В структуре присутствует операция деления на текущее напряжение звена постоянного тока. Так как в системе имеется три инвертора, каждый с индивидуальным питанием, то и операция выполняется три раза. Операция деления выполняется на микроконтроллере итерационно и один разряд результата получается за один такт. Для 16-разрядных величин это занимает около 20 тактов с учетом подготовки данных, что в разы быстрее операций деления в числах с плавающей точкой или с использованием библиотеки IQmath в микроконтроллерах данного семейства [30]. В лист. 5.3 представлен расчет скважности по формуле (5.8), в котором присутствует операция деления на напряжение ЗПТ.

$$\gamma = \frac{u_{ref} \cdot 115\sqrt{2}}{2 \cdot U_{dc}} + \frac{1}{2}$$
(5.8)

Лист. 5.3 Расчет скважности работы ключей

ZAPA	;очистка регистров Р и АСС
MOV	АН,#572;помещение в старшую часть аккумулятора
	;рассчитанного заранее и промасштабированного
	;произведения входящих в формулу констант
RPT	#16-1;деление содержимого АСС на напряжение ЗПТ
SUBCU	ACC,@_data_udcA
MOVB	АН,#0;целая часть результата отбрасывается
MOV	DP,#_data+64;присвоение указателя страницы памяти
MOV	@_data_1temp16,AL;сохранение результата деления
MOVX	TL,@_data_ltempl6;копирование результата деления
	;в младшую часть регистра множителя
MOV	Т,#0;обнуление старшей части регистра множителя
IMPYL	Р,ХТ,@_data_uaRef;умножение задания напряжения
	;на результат деления - младшая часть в регистре Р
QMPYL	ACC,XT,@_data_uaRef;умножение задания напряжения
	;на результат деления - старшая часть в регистре АСС
LSL64	ACC:P,#12;сдвиг сдвоенного регистра с результатом
	;умножения для приведения к нужному формату
ADD	AL,@_data_const1;прибавление к результату умножения
	;в регистре AL промасштабированной константы 1/2

Все эти меры, направленные на оптимизацию использования вычислительных мощностей микроконтроллера, позволили уложиться в доступные для обработки прерывания такты и обеспечить работу системы управления преобразователем в реальном времени.

5.2 Испытания макетного образца преобразователя частоты

Испытания проводились на макетном образце преобразователя мощностью 30 кВА (10 кВА на фазу) с питанием от регулируемой сети переменного тока 50 Гц. Испытания проводились по каждой фазе отдельно в виду отсутствия на данный момент генератора с тремя независимыми секциями. В нагрузку подключались сопротивления и дроссели, а в качестве нелинейной нагрузки использовался однофазный двухполупериодный выпрямитель с LC-фильтром и резисторами в нагрузке.

5.2.1 Наладка и настройка алгоритма подавления гармоник

На первом этапе ставились опыты на пониженном напряжении (задание составляло 20% от номинального) без нагрузки. В таком «безопасном режиме» отлаживался алгоритм компенсации гармонических искажений. В первом опыте система работает лишь с регулятором основ-

ной гармоники, без коррекции высших. Форму и гармонический состав выходного напряжения в этом эксперименте можно увидеть на рис. 5.2 и рис. 5.3.



Рис. 5.2 Форма напряжения без коррекции





Амплитуда выходного напряжения соответствует заданию, но в спектре видны нечетные высшие гармоники. Наиболее выражены 3-я, 5-я, 7-я, 9-я и 11-я гармоники. Далее включалась компенсация гармоник выборочно, сначала по одной, затем вместе. Соответствующие осциллограммы представлены на рис. 5.4 – рис. 5.11.







Рис. 5.5 Спектр напряжения с подавлением 3-й гармоники







Рис. 5.7 Спектр напряжения с подавлением 5-й гармоники







Рис. 5.9 Спектр напряжения с подавлением 3-й и 5-й гармоник



Рис. 5.10 Форма напряжения с подавлением 3-й, 5-й и 7-й гармоник



Рис. 5.11 Спектр напряжения с подавлением 3-й, 5-й и 7-й гармоник

Однако в следующем опыте было обнаружено, что 9-я гармоника в результате работы регуляторов вместо подавления стала наоборот увеличиваться в амплитуде. Это было вызвано задержкой, складывающейся из времени сбора и обработки данных измерений в АЦП и времени отработки задания ключами инвертора. Задержка в 2 периода ШИМ для девятой гармоники превысила 90° и составила 360°.9·2/64=101,25°, из-за чего процесс компенсации стал расходящимся. Вместо того чтобы инжектировать в задание напряжения 9-ю гармонику в противофазе с искажением напряжения от 9-й гармоники, фактически система регулирования инжектировала ее на большей части периода с тем же знаком, что и искажение. Проблему изменения знака обратной связи можно проиллюстрировать графиком рис. 5.12. На нем черным цветом показан синус без запаздывания, розовым – с запаздыванием 101,25°, а синим – знак произведения двух синусов. Как видно, на большей части периода две синусоиды имеют разный знак.



Рис. 5.12 Изменение знака обратной связи из-за запаздывания для 9-той гармоники

Проблему вначале удалось «быстро» устранить, поменяв местами опорные таблицы для косинусоидальной и синусоидальной составляющих 9-й гармоники (при накоплении суммы Фурье для синусоидальной составляющей использовались данные из таблицы косинуса и наоборот). Таким образом, фаза составляющей 9-й гармоники в задании напряжения сменила знак и оказалась сдвинута на $\pi/2$: $cos(\pi/2 - \alpha) = sin(\alpha)$, $sin(\pi/2 - \alpha) = cos(\alpha)$. При этом фазовый сдвиг между составляющей 9-й гармоники, присутствующей в измеренном напряжении и инжектированной в задание для инвертора, попал в зону сходимости алгоритма коррекции. В дальнейшем был предложен более точный способ решения. Для каждой высшей гармоники задавался тестовый сигнал – синусоидальная составляющая задавалась равной, к примеру, 20%, а косинусоидальная – 0. Из-за наличия задержки на выходе эта гармоника могла иметь и синусоидальную и косинусоидальную составляющие. Путем добавления сдвига в опорные таблицы для данной гармоники добивались, чтобы на выходе она имела только синусоидальную составляющие. 5.13.

Сиреневым цветом на рис. 5.13 обозначено выходное напряжение, голубым – амплитуда синусоидальной, а красным - косинусоидальной составляющей 9-й гармоники.



Рис. 5.13 Процесс настройки сдвига для опорных таблиц на примере 9-й гармоники

Таким образом, можно настроить систему компенсации высших гармоник для устойчивой работы с учетом запаздывания. Кроме того, чем ближе сдвиг по фазе между искажением от п-й гармоники и составляющей этой гармоники в задании к π , тем быстрее происходит процесс коррекции в случае изменения реальной величины п-й гармоники. Для быстрой генерации файлов таблиц высших гармоник с заданными сдвигами была разработана специальная программа для ПК.

5.2.2 Проверка показателей качества регулирования

После отладки программного обеспечения и подстройки опорных таблиц проводились опыты под нагрузкой при номинальной амплитуде напряжения. Здесь уже компенсировались все предусмотренные гармоники – от 3-й до 9-й.

Коэффициент гармонических искажений рассчитывался по следующей формуле:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_3^2 + U_5^2 + U_7^2 + U_9^2 + \dots}}{U_1}.$$
(5.9)

Амплитуды высших гармоник рассчитывались, исходя из диаграммы спектра напряжения. Зная разницу в децибелах (по логарифмической шкале) между основной гармоникой и n-ой, можно рассчитать амплитуду этой гармоники относительно основной, исходя из выражения:

$$\frac{U_n}{U_1} = 10^{\frac{L_1 - L_n}{20}}.$$
(5.10)

Первый эксперимент – работа при номинальной активной нагрузке. Осциллограммы представлены на рис. 5.14 и рис. 5.15.



Рис. 5.14 Напряжение нагрузки и ток дросселя фильтра (нагрузка активная, линейная).



Рис. 5.15 Спектр напряжение при линейной нагрузке

Наибольшую амплитуду при линейной нагрузке имеет 11-я гармоника (4,4 кГц), первая из некомпенсируемых, но ее амплитуда составляет менее 1% от основной (разность в 20 дБ на логарифмической шкале означает десятикратную разницу по линейной шкале), поэтому в ее компенсации нет острой необходимости. КГИ составил порядка 1%.



Рис. 5.16 Напряжение нагрузки и ток дросселя фильтра (нагрузка нелинейная)



Рис. 5.17 Спектр напряжение при нелинейной нагрузке

Наиболее тяжелым, с точки зрения гармонических искажений, оказался режим нелинейной выпрямительной нагрузки, в котором мы видим резко несинусоидальную форму тока в дросселе фильтра. Но и здесь удалось получить коэффициент гармонических искажений не более 2%, что укладывается в требования ГОСТа.

Последний эксперимент проводился для оценки реакции системы на изменение нагрузки. В данном случае проводился сброс номинальной нагрузки скачком. Как видно по рис. 5.18, вы-

бросы напряжения при снятии нагрузки имеют неопасную величину (порядка 10 В), амплитуда напряжения приходит в норму за два периода.



Рис. 5.18 Напряжение нагрузки и ток дросселя фильтра при снятии нагрузки

5.3 Модификация системы управления с использованием алгоритма самообучения для компенсации гармонических искажений

Ранее в данной работе был рассмотрен ряд вариантов системы управления преобразователем частоты. Наилучшие показатели продемонстрировала система с коррекцией гармонических искажений, вызванных влиянием нелинейностей инвертора и нелинейной нагрузки, по результатам разложения выходного напряжения в ряд Фурье. Данные о выходном напряжении, собранные на текущем периоде, используются для подстройки управляющего воздействия на следующем периоде. Такая система управления была реализована и испытана и дает хорошие результаты. Тем не менее, она имеет достаточно существенный недостаток – большой объем математических вычислений, требующий высокой степени оптимизации программного кода для реализации системы в реальном времени. Кроме того, даже оптимизированное программное обеспечение может выполняться в реальном масштабе времени только на «топовых» микроконтроллерах типа Motor Control, доступных на данный момент, что не позволяет снизить стоимость системы управления за счет выбора более дешевого микроконтроллера и снижения трудозатрат программиста-наладчика.

Альтернативное решение было предложено в результате обзора публикаций в области самообучающихся систем управления [17, 29, 32, 33]. Самообучение также подразумевает коррекцию управляющих сигналов на следующем периоде синусоидального напряжения по данным измерений текущего периода. Новая система отличается алгоритмом обработки и использования данных измерений. Здесь измеренное выходное напряжение в каждой точке (т.е., на каждом периоде ШИМ внутри периода основной гармоники) сравнивается с заданным выходным напряжением в этой же точке. Если в *i*-той точке текущего периода заданное выходное напряжение оказывается больше измеренного, то на следующем периоде нужно в этой же точке увеличить задание для инвертора и наоборот. Для этого применяется специальный регулятор, называемый в [17] периодическим интегратором или P-интегратором. В дискретном виде Pинтегратор реализуется в виде массива из 64 интеграторов, каждый из которых работает на «своем» периоде ШИМ, а на остальных 63 периодах ШИМ внутри периода основной гармоники его выход остается неизменным. На рис. 5.19 и рис. 5.20 представлены структурная схема самообучающейся системы регулирования и схема алгоритмической реализации системы с Pинтегратором, представленным в виде массива интеграторов.





Рис. 5.19 Структура самообучающейся системы регулирования на базе Р-интегратора

Рис. 5.20 Схема реализации самообучающейся системы регулирования (зеленым отмечены блоки, рассчитываемые на частоте 102,4 кГц, желтым – 25,6 кГц, оранжевым – 400 Гц)

Модели инвертора с системой управления и нагрузки представлены на рис. 5.21 и рис. 5.22 соответственно. Модель ШИМ-генератора аналогична представленной на рис. 3.47.



Рис. 5.21 Модель преобразователя частоты и системы управления (1 фаза)



Рис. 5.22 Модель нагрузки

Такой, очевидный, на первый взгляд, алгоритм оказывается в данном случае неработоспособным из-за задержки, складывающейся из времени сбора и обработки данных в канале АЦП, а также времени между моментом подачи управляющего воздействия на инвертор и отработкой им приложенного задания. Результат моделирования преобразователя с описанным алгоритмом представлен на рис. 5.23. Как видно, процесс регулирования расходящийся.



Рис. 5.23 Процесс самообучения (холостой ход). Задание напряжения инвертора, выходное напряжение, разность заданного выходного напряжения и измеренного

5.3.1 Упреждающая (последовательная) коррекция

Решить вышеописанную проблему можно внесением упреждающей коррекции путем расщепления звена запаздывания [17]. Суть алгоритмической реализации такой коррекции заключается в следующем: чтобы изменить выходное напряжение в текущей *i*-той точке на инвертор нужно подать задание из «будущей» (*i*+*n*)-ной точки. Это является возможным благодаря принципу работы P-интегратора, в котором задание на следующий период основной гармоники рассчитывается уже на текущем периоде и становится известным «заранее». Работа системы с упреждением в 2 периода ШИМ (n = 2) представлена на рис. 5.24.



Рис. 5.24 Процесс самообучения с упреждающей коррекцией (холостой ход). Задание напряжения инвертора, выходное напряжение, разность заданного выходного напряжения и измеренного

Структура системы управления с опережающей коррекцией представлена на рис. 5.25, а схема алгоритмической реализации – на рис. 5.26. Здесь Т – период основной гармоники, а T_0 – величина упреждения. В дискретном виде упреждение задается в периодах ШИМ: $T_0 = n \cdot T_{\text{ШИМ}}$.



Рис. 5.25 Структура самообучающейся системы регулирования с упреждающей коррекцией





Принцип работы системы управления достаточно прост. Заданием напряжения для инвертора на текущем k-том периоде в i-той точке служит выход интегратора под номером i+n (n – упреждение, задаваемое в периодах ШИМ). Если i+n оказывается больше 64, т.е. мы находимся в конце текущего периода, то задание берется из начала следующего периода, из точки i+n–64. Выходное напряжение в i-той точке на текущем k-том периоде вычитается из задания в i-той точке и поступает на вход i-того интегратора, который послужит заданием напряжения для инвертора уже на следующем (k+1)-ом периоде основной гармоники, в точке i-n.

Программный код S-функции, реализующий самообучающийся алгоритм, представлен в лист. 5.4. Коэффициент регулятора PIntKi и упреждение PIntAdv настраиваются в маске блока S-функции.

Лист. 5.4 Фрагмент программного кода S-функции СУ с упреждающей коррекцией

```
CurrDelta = *RealInpPtr[0]; //вход ошибки Ивых.зад-Ивых
CurrPoint++; //инкрементируем счетчик точек
CurrPoint &= 63;
                   //ограничиваем значением 64
                                                          //ток выше
if ((IfMeasured > IfLimit) || (IfMeasured < -IfLimit))
уставки - нужно токоограничение
{
    PWMAllowFlag = 0;
                       //блокируем ШИМ
    //когда работает токоограничение, не нужно считать интеграторы,
т.к. в результате блокировки ШИМ напряжение всегда будет ниже задан-
ного
}
        //ток в пределах нормы
else
{
    PWMAllowFlag = 1; //paspewaem WMM
    PInt[CurrPoint].Out = PInt[CurrPoint].Out + CurrDelta*PIntKi;
    //когда ток в норме, считаем интеграторы
}
CtrlPoint = CurrPoint+PIntAdv; //считаем, задание какой точки нужно
выдать сейчас с учетом упреждения
CtrlPoint &= 63;
                   //ограничиваем значением 64
Out port[0] = PInt[CtrlPoint].Out; //выдаем управление
```

К сожалению, самообучающаяся система регулирования с опережающей коррекцией обеспечивает устойчивую сходимость процесса саморегулирования только в области низких частот. Одновременно с быстрым схождением процесса самообучения в низкочастотной области происходит более медленное расхождение в высокочастотной. Описанный процесс наглядно показан на рис. 5.27 – рис. 5.29 (здесь смоделирован ПЧ мощностью 30 кВА с нелинейной нагрузкой).

На рис. 5.27 – рис. 5.29 и рис. 5.31 – рис. 5.34 на первом графике изображен коэффициент гармонических искажений, на втором – выходное напряжение (черным) и амплитуда первой гармоники (розовым), на третьем – задание напряжения инвертора, на четвертом – ток нагрузки.



Рис. 5.27 Расхождение процесса самообучения в ВЧ области



Рис. 5.28 Начало расхождения процесса самообучения в ВЧ области



Рис. 5.29 Прогресс расхождения процесса самообучения в ВЧ области

5.3.2 Параллельная коррекция объекта обучения в ВЧ области

Для решения проблемы расходимости в ВЧ области в [17] предлагается способ параллельной коррекции объекта управления. Для этого антипараллельно Р-интегратору включается фильтрующее звено. Структура системы управления с упреждающей коррекцией и параллельной коррекцией высокочастотных возмущений представлена на рис. 5.30.





$$W_{\phi}(\mathbf{p}) = \frac{Y(\mathbf{p})}{X(\mathbf{p})} = 1 - \frac{\left(K_{\phi} + e^{-\mathbf{p}T_{\phi}} + e^{+\mathbf{p}T_{\phi}}\right)}{\left(K_{\phi} + 2\right)}.$$
(5.11)

$$Y(p) = X(p) - X(p) \frac{K_{\phi}}{K_{\phi} + 2} - X(p) \frac{e^{-pT_{\phi}}}{K_{\phi} + 2} - X(p) \frac{e^{+pT_{\phi}}}{K_{\phi} + 2};$$
(5.12)

$$Y(p) = X(p)\frac{2}{K_{\phi}+2} - X(p)\frac{e^{-pT_{\phi}}}{K_{\phi}+2} - X(p)\frac{e^{+pT_{\phi}}}{K_{\phi}+2}.$$
(5.13)

Постоянная времени фильтра T_{ϕ} должна соответствовать периоду наиболее высокочастотных возмущений, которые могут воздействовать на систему управления и накапливаться Pинтегратором. В данном случае T_{ϕ} принимается равной периоду дискретизации P-интегратора: $T_{\phi}=T_{\text{ШИМ}}$. Таким образом, звено запаздывания $e^{-pT_{\phi}}$ и опережающее звено $e^{+pT_{\phi}}$ в дискретном виде запишутся как звено запаздывания на 1 такт z^{-1} и звено опережения на 1 такт z^{+1} соответственно. Звено опережения оказывается реализуемым благодаря принципу работы Pинтегратора аналогично упреждающей коррекции. Переводим выражение в дискретную область:

$$y[k] = \frac{2}{K_{\phi} + 2} x[k] - \frac{1}{K_{\phi} + 2} \left(x[k] \cdot z^{-1} + x[k] \cdot z^{+1} \right).$$
(5.14)

Получаем разностное уравнение фильтра:

$$y[k] = \frac{2}{K_{\phi} + 2} x[k] - \frac{1}{K_{\phi} + 2} (x[k-1] + x[k+1]).$$
(5.15)

Суть работы параллельной коррекции можно объяснить так. Без нее выход регулятора в *i*-той точке на следующем периоде основной гармоники складывается из ошибки в *i*-той точке на текущем периоде и выхода регулятора в *i*-той точке на текущем периоде. А с коррекцией выход регулятора в *i*-той точке на следующем периоде складывается из ошибки в *i*-той точке на текущем периоде, выхода регулятора в *i*-той точке на текущем периоде и выхода регулятора в *i*-той точке на текущем периоде, выхода регулятора в *i*-той точке на текущем периоде и выходов регулятора в двух соседних точках: (*i*-*n*)-ой и (*i*+*n*)-ой на текущем периоде. Причем, выходы регуляторов добавляются с весовыми коэффициентами. К примеру, при K_{ϕ} =8 весовой коэффициента K_{ϕ} зависит интенсивность коррекции: чем он выше, тем слабее апериодическая фильтрация [17]. Подходящее значение коэффициента можно установить методом подбора.

Программный код S-функции, содержащий параллельную коррекцию в ВЧ области, представлен в лист. 5.5 Коэффициент фильтра К_ф настраивается в маске блока S-функции, а коэффициенты Kf1 и Kf2 рассчитываются, исходя из него при инициализации модели. Лист. 5.5 Фрагмент программного кода S-функции СУ с упреждающей и параллельной коррекцией

```
//Функция фильтра параллельной коррекции
real T PIntFilter(real T in, real T in next, real T in prev)
{
    real T out;
    out = Kf1*in - Kf2*(in next + in prev); //Kf1 = 2/(K\phi+2), Kf2 =
1/(K\phi+2)
    return out;
}
CurrDelta = *RealInpPtr[0]; //вход ошибки Uвых.зад-Uвых
CurrPoint++; //инкрементируем счетчик точек
                  //ограничиваем значением 64
CurrPoint &= 63;
if ((IfMeasured > IfLimit) || (IfMeasured < -IfLimit)) //TOK BALLE
уставки - нужно токоограничение
{
    PWMAllowFlag = 0; //блокируем ШИМ
    //когда работает токоограничение, не нужно считать интеграторы,
т.к. в результате блокировки ШИМ напряжение всегда будет ниже задан-
ного
}
      //ток в пределах нормы
else
{
    DeltaCorrection = PIntFilter(PInt[CurrPoint].Out, PInt[CurrPoint]
+ 1].Out, PInt[CurrPoint - 1].OutPrev);
                                          //для текущей и следующей
точки выход еще не пересчитан, а для предыдущей - пересчитан, так
что для нее берем предыдущее значение выхода интегратора OutPrev
    PInt[CurrPoint].Out = PInt[CurrPoint].Out - DeltaCorrection +
CurrDelta*PIntKi; //когда ток в норме, считаем интеграторы
}
CtrlPoint = CurrPoint+PIntAdv; //считаем, задание какой точки нужно
выдать сейчас с учетом упреждения
CtrlPoint &= 63; //ограничиваем значением 64
Out port[0] = PInt[CtrlPoint].Out; //выдаем управление
```

Работу системы, дополненной параллельной коррекцией, можно оценить по рис. 5.31 – рис. 5.33. Здесь коэффициент фильтра параллельной коррекции K_{ϕ} равен 8. Как видно, система стала устойчивой в высокочастотной области, при этом, сильно не потеряв в точности обучения. Кроме того, при наличии параллельной коррекции стало возможным повысить коэффициент интегратора с 0,125 до 0,25, тем самым улучшив динамику и точность процесса регулирования (см. рис. 5.31 и рис. 5.34).



Рис. 5.31 Сходящийся процесс самообучения в ВЧ области с параллельной коррекцией (К_н=0,125)



Рис. 5.32 Работа системы с параллельной коррекцией в начале процесса моделирования



Рис. 5.33 Работа системы с параллельной коррекцией в конце процесса моделирования


Рис. 5.34 Работа системы с параллельной коррекцией и К_и=0,25

Расчет самообучающейся системы регулирования производится на каждом периоде ШИМ. При частоте тактирования микроконтроллера 150 МГц и частоте ШИМ 25,6 кГц на выполнения кода имеется не более 15000000/25600 = 5859 тактов. Как видно из лист. 5.5, программный код самообучающегося алгоритма не содержит «долгих» операций деления и по времени выполнение уложится всего в несколько десятков тактов процессора (с учетом того, что в программе для микроконтроллера некоторые операции умножения можно сократить, а некоторые заменить более быстрыми операциями побитового сдвига). Кроме того, самообучающаяся структура в отличие от структуры с преобразованием Фурье не производит математических вычислений на частоте опроса АЦП, которая в 4 раза выше частоты ШИМ, и, следовательно, доступное процессорное время там вчетверо меньше – 1464 такта. Таким образом, самообучающаяся всетоя дает внушительный выигрыш по требуемым вычислительным мощностям в сравнении с системой на базе преобразования Фурье. Более того, она позволяет компенсировать все присутствующие высшие гармоники, теоретически, с частотами до 51,2 кГц (128-я гармоника) при частоте опроса АЦП 102,4 кГц (исходя из теоремы Котельникова), а не конкретный заданный их набор.

181

5.3.3 <u>Проверка показателей качества самообучающейся системы регулирования</u> на модели

Проведем выборочные эксперименты с самообучающейся системой управления и различными видами нагрузки на примере преобразователя мощностью 150 кВА, т.к. влияние нелинейностей инвертора на амплитуду и форму напряжения в нем более выражено.



Рис. 5.35 Холостой ход – коэффициент гармонических искажений, выходное напряжение и амплитуда первой гармоники, постоянная составляющая

По рис. 5.35 видно, что амплитуда первой гармоники сразу же достигает заданного значения. Это происходит из-за того, что выходы всех интеграторов при включении преобразователя проинициализированы значениями заданной синусоиды:

$$Int[i] = 115 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot i}{64}\right). \tag{5.16}$$

На рис. 5.36 – рис. 5.39 представлены опыты с активно-индуктивной и выпрямительной нагрузкой. Система регулирования успешно справляется с компенсацией гармонических искажений и поддержанием величины первой гармоники. Амплитуда первой гармоники входит в допустимые по ГОСТ пределы (108 В действующего значения, [5]) за 15 мс, что с запасом укладывается в требования ГОСТ по динамике (100 мс, см. рисунок 3 в [5]).



Рис. 5.36 Активно-индуктивная нагрузка – ток дросселя фильтра, ток нагрузки, напряжение нагрузки



Рис. 5.37 Активно-индуктивная нагрузка – коэффициент гармонических искажений, выходное напряжение

и амплитуда первой гармоники, постоянная составляющая



Рис. 5.38 Выпрямительная нагрузка – ток дросселя фильтра, ток нагрузки, напряжение нагрузки



Рис. 5.39 Выпрямительная нагрузка – коэффициент гармонических искажений, выходное напряжение и ам-

плитуда первой гармоники, постоянная составляющая

184



По рис. 5.40 видно, что коэффициент гармонических искажений продолжает снижаться благодаря работе Р-интегратора и в установившемся режиме превосходит требования ГОСТ.

Рис. 5.40 Выпрямительная нагрузка (отдаленный вид) – коэффициент гармонических искажений, выходное напряжение и амплитуда первой гармоники, постоянная составляющая

Работу модуля токоограничения можно увидеть на опыте короткого замыкания (рис. 5.41, рис. 5.42). После исчезновения КЗ система регулирования возвращается в нормальное состояние. Отметим, что для упрощения модели и во избежание слишком долгого ее расчета, токоограничение осуществляется на частоте ШИМ. Вследствие этого возрастает разброс тока (при уставке ограничения в 750 А импульсы тока достают до отметки 1000 А) и несколько ухудшается работа регуляторов. Если просчитывать алгоритм токоограничения на частоте АЦП (4 раза на периоде ШИМ), то можно на тех периодах ШИМ, где срабатывало ограничение, не обновлять регуляторы. Благодаря этому после завершения переходных процессов или исчезновения условий, вызывающих токоограничение (короткое замыкание, перегрузка), регуляторы быстрее вернутся в нормальное состояние. В данном же случае на некоторых периодах ШИМ, где ключи не блокируются (т.к. ток спал ниже уставки после блокировки на предыдущих периодах) регуляторы продолжают интегрировать и далеко уходят от своих нормальных значений.

В [17] для снижения последействий случайных возмущений (в данном случае, кратковременных скачков нагрузки) предложен алгоритм селекции возмущений. Суть его заключается в ограничении сигнала ошибки δ на входе Р-интегратора. Целесообразность использования тако-



го алгоритма будет определена в ходе испытаний. При необходимости он может быть легко реализован программно.

Рис. 5.41 Короткое замыкание – ток дросселя фильтра, ток нагрузки, напряжение нагрузки



Рис. 5.42 Короткое замыкание – коэффициент гармонических искажений, выходное напряжение и амплитуда первой гармоники, постоянная составляющая

Точность коррекции гармонического состава модернизированной системы оказывается как минимум не ниже, а в случае нелинейной нагрузки – заметно выше, чем в системе с преобразованием Фурье при тех же условиях. Это можно объяснить тем, что самообучающийся регулятор компенсирует весь диапазон искажений, не ограничиваясь предварительно заданным набором конкретных высших гармоник. Числовые данные показателей КГИ для двух данных систем управления приведены в табл. 5.1.

Табл. 5.1 Сравнение показателей КГИ для системы управления с дискретным преобразованием Фурье и самообучающейся системы управления

Нагрузка		Система управления с дискретным			Самообучающаяся	
	Требования	преобразованием Фурье			система управления	
	ГОСТ	30 кВА,	150 кВА,	30 кВА,	30 кВА,	150 кВА,
		модель	модель	макет ПЧ	модель	модель
Линейная, 100%	5%	2,7%	3,4%	1%	2,9%	3,2%
Выпрямительная, 25%	8%	4,3%	5,3%	2%	2,8%	2,7%

Оборудование для испытания работы самообучающейся системы регулирования в составе макетного образца на данный момент недоступно. Тем не менее, результаты моделирования указывают на перспективность применения такой системы на практике. Учитывая то, что программный код алгоритма уже написан для S-функции пакета MATLAB, перенести его на микроконтроллер не представляет особых сложностей.

187

5.4 Выводы по главе

- Система управления с коррекцией гармонического состава по данным дискретного преобразования Фурье реализована программно. В данной системе поддерживается номинальная амплитуда первой гармоники, и подавляются наиболее выраженные высшие с третьей по девятую. Проведена оптимизация программного кода для обеспечения работы системы в реальном времени. Для подстройки сдвигов опорных таблиц синусов и косинусов написано специальное программное обеспечение для персонального компьютера, генерирующее заголовочные файлы данных таблиц.
- Проведены лабораторные испытания макетного образца преобразователя частоты с системой управления на базе дискретного преобразования Фурье. Достигнуты показатели качества электроэнергии, удовлетворяющие требованиям ГОСТ.
- Рассмотрена альтернативная структура системы управления на базе алгоритма самообучения для коррекции гармонического состава выходного напряжения. Обоснована целесообразность применения алгоритма самообучения к задаче управления инвертором бортовой генерирующей установки с целью экономии вычислительных ресурсов микроконтроллера и улучшения качества регулирования напряжения.
- Самообучающаяся система управления с последовательной и параллельной коррекцией реализована программно в блоке S-функции пакета MATLAB Simulink.
- Работоспособность и качество регулирования самообучающейся системы управления исследовано на компьютерной модели в пакете MATLAB Simulink. Результаты моделирования показывают перспективность применения самообучающейся системы на практике. Качество регулирования в ней оказывается несколько выше, чем в системе с дискретным преобразованием Фурье, т.к. подавляется не ограниченный ряд высших гармоник. Меньшая требовательность к вычислительным ресурсам позволит, при необходимости, добавить в программное обеспечение новые функции или реализовать систему на менее производительных микроконтроллерах.

Заключение

Основные результаты работы заключаются в следующем:

- Анализ различных вариантов топологии преобразователей частоты для системы генерирования электроэнергии на борту воздушных судов типа ПСПЧ показал, что рациональной по массогабаритным показателям является схема с тремя однофазными мостовыми инверторами, тремя независимыми звеньями постоянного тока и синусным фильтром.
- 2. Разработаны модели преобразователей частоты для выбора рациональной структуры системы управления и рациональной топологии. Продемонстрирована неработоспособность распространенных замкнутых систем управления (системы подчиненного и релейного регулирования) при заданных параметрах выходного фильтра преобразователя частоты и быстродействии силовых ключей и специализированных микроконтроллеров.
- 3. Дана оценка влияния нелинейностей инвертора на гармонический состав выходного напряжения преобразователя частоты, обоснована необходимость его компенсации по разложению выходного напряжения ПЧ в ряд Фурье. Предложена система управления преобразователем частоты с компенсацией гармонических искажений, вызванных нелинейностями инвертора и нелинейной нагрузкой. Доказано, что поддержание первой гармоники и подавление наиболее выраженных высших гармоник (нечетных, с третьей по девятую) в ней обеспечивается исключительно программными средствами.
- Разработан контроллер системы управления. Разработано и оптимизировано для работы в реальном времени программное обеспечение системы управления с коррекцией гармонического состава по данным дискретного преобразования Фурье.
- 5. Произведена наладка и настройка (с использованием разработанного вспомогательного ПО) работы системы управления с ДПФ в составе макетного образца преобразователя частоты. Лабораторными испытаниями макетного образца ПЧ мощностью 30 кВА доказано, что показатели качества вырабатываемой электроэнергии удовлетворяют требованиям ГОСТ Р 54073 2010, причем коэффициент гармонических искажений составил порядка 1% при линейной и 2% при нелинейной нагрузке (согласно требованиям ГОСТ Р 54073 2010 максимально допустимые значения КГИ составляют 5% и 8% см. требования 5 и 6 в табл. 3.1).
- 6. Предложено использование системы управления на базе алгоритма самообучения (известного, как «Repetitive control») к задаче регулирования напряжения для снижения требований к вычислительным ресурсам микроконтроллера и повышения качества вырабатываемой электроэнергии. По результатам моделирования преобразователя частоты с самообучающейся системой регулирования сделан вывод о перспективности ее применения на практике. Значение коэффициента гармонических искажений, полученное в опытах на

модели, оказывается ниже данного показателя системы управления с ДПФ в тех же условиях при гораздо меньших требованиях к производительности микроконтроллера. Программный код ядра самообучающейся системы регулирования отлажен на модели и может быть включен в состав программного обеспечения для контроллера без значительных доработок.

Библиографический список

- Аэродромные источники питания для воздушных судов АХА 2200 статические преобразователи 400 Гц/ Санкт-Петербург: ООО «АЕГЭ-АЭРО» Режим доступа: http://www.aege.ru/_temp/_upload/axa_2200_400_2012.pdf, 2012. – 2 с.
- 2. Базовые принципы проектирования матричных конверторов/ Евгений Карташев, Андрей Колпаков Силовая электроника, 2009, №5, с. 59-65.
- Векторное управление электроприводами переменного тока/ Виноградов А.Б. ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». - Иваново, 2008. – 298 с.
- Встраиваемые высокопроизводительные цифровые системы управления / А.С. Анучин, Д.И. Алямкин, А.В. Дроздов [и др.]; под ред. В.Ф. Козаченко – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 270 с.
- ГОСТ Р 54073 2010 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии. М. Стандартинформ, 2011 40с.
- 6. Двунаправленные ключи в матричных структурах преобразователей переменного тока/ Валерий Климов, Светлана Климова - Силовая электроника, 2008, №4, с. 58-61.
- Исследование и разработка преобразователя частоты матричного типа для электропривода переменного тока. Автореферат на соискание ученой степени кандидата технических наук/ Кокорин Н.В. – ФГОУ ВПО «Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова». – Чебоксары, 2010. – 19 с.
- Компенсация гармонических искажений выходного напряжения в источниках питания с синусным фильтром/ Анучин А.С., Кульманов В.И., Беляков Ю.О. – труды VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014 в двух томах, том 1, 2014 – 501с.
- 9. Математический анализ. Ч. 2. / Зорич В.А. М.: ФАЗИС; Наука, 1984. 640с.
- 10. Патент EP 0377328 B1, VSCF starter/generator systems/ Donal Eugene Baker, Jack Warren Ogden; заявитель и патентообладатель Sunstrand Corporation. номер заявки EP19890313652; заявлен 28.12.1989; опубликован 18.08.1993. 12 с.
- Патент US 20120139354 A, No break power transfer for power generating system/ Waleed M.
 Said; заявитель и патентообладатель Hamilton Sunstrand Corporation. номер заявки US 12/961,048; заявлен 6.12.2010; опубликован 7.06.2012. 11 с.
- Патент US 5387859 A, Stepped waveform VSCF system with engine start capability/ Muthu K. Murugan, Robert C. Eckenfelder, James Widdis; заявитель и патентообладатель Alliedsignal Inc. – номер заявки US 08/036,793; заявлен 25.03.1993; опубликован 7.02.1995. – 8 с

- Патент US 7050313 B2, Aircraft AC-DC converter/ Нао Huang, Victor B. Bonneau, David D. Karipides, Anthony G. Koesters; заявитель и патентообладатель Smiths Aerospace Llc. номер заявки US 10/770,532; заявлен 4.02.2004; опубликован 23.05.2006. – 19 с.
- 14. Системы управления электроприводов: учебник для вузов./ Анучин А.С. М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.
- 15. Системы электроснабжения воздушных судов: Учеб. для вузов. 2-е изд., перераб. и доп./ Синдеев И. М., Савелов А. А. М.: Транспорт, 1990. –296 с.
- 16. Современные направления развития силовых преобразователей переменного тока/ Климов В. П. – Практическая силовая электроника, 2007, №5, с. 43-51
- 17. Точные самообучающиеся электроприводы станков некруглого точения/ Никольский А.А. М.: Адвансед Солюшнз, 2016. 220 с.
- Электрооборудование летательных аппаратов: учебник для вузов. В двух томах/ под ред.
 С.А. Грузкова. М.: Издательство МЭИ, 2005 –. Том 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов/ С.А. Грузков, С.Ю. Останин, А.М. Сугробов, А.Б. Токарев, П.А. Тыричев. 2005. 568 с.
- A New Active Output Filter (AOF) for Variable Speed Constant Frequency (VSCF) Power System in Aerospace Applications/ Fahad Alhuwaishel, Ahmed Morsy, Prasad Enjeti 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015. pp. 5439-5446.
- Aircraft Systems. Mechanical, electrical, and avionics subsystem integration. Third Edition. /Ian Moir, Allan Seabridge. – John Wiley & Sons Ltd. 2008. – 504 c.
- Control and Modulation of a Multilevel Active Filtering Solution for Variable-Speed Constant-Frequency More-Electric Aircraft Grids/ Veronica Biagini, Pericle Zanchetta, Milijana Odavic, Mark Sumner, Marco Degano – IEEE Transactions on Industrial Informatics 2013, Volume: 9, Issue: 2. 2013. Pp. 600-608.
- 22. Control of matrix converters. Ph.D. thesis/ Luca Zarri, University of Bologna, 2007. 226 c.
- 23. Electrical Engineer's Reference Book. Sixteenth edition/ M.A. Laughton, D.J. Warne. Newnes. An imprint of Elsevier Science. 2003. – 1498 c.
- 24. F28M35x Concerto Microcontrollers/ Dallas, Texas 75265, USA: Texas Instruments Incorporated. Режим доступа: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/f28m35h52c.pdf, 235 c.
- 25. HybridPACK. Hybrid Kit for HybridPACK 2. Evaluation Kit for Application with Hybrid-PACK 2 Module./ 81726 Munich, Germany: Infineon Technologies AG. 2010. – 96 c.
- 26. HybridPACK 2. General Information and Mounting Instruction for HybridPACK 2 Module/81726 Munich, Germany: Infineon Technologies AG. 2009. – 19 c.
- 27. Manual AXA 2200 120 150 180 kVA/ Smedebakken 31-33 DK-5270 Odense N Denmark: ITW GSE ApS. – Режим доступа: http://itwgse.com/media/120_180_kVA.pdf, – 90 с.

- 28. Operation and Maintenance Manual with Illustrated Parts List for Series 500048A 120, 140 and 160 kVA with 600V Input Solid State Frequency Converters/ Troy, Ohio 45373 USA: Hobart Ground Power. – Режим доступа: http://support.markcpope.com/Hobart/Manuals/OM-2097.pdf, 2000. – 142 c.
- 29. Optimal Design of Repetitive Controller for Harmonic Elimination in PWM Voltage Source Inverters/ Sufen Chen, Y. M. Lai, Siew-Chong Tan, Chi K. Tse INTELEC 07 29th International Telecommunications Energy Conference, 2007. pp. 236-241.
- 30. Optimization of the division operation for real-time control systems/ Anuchin Alecksey, Kozachenko Vladimir, Kulmanov Vasiliy, Shpak Dmitry – 2015 Control and Communications (SIBCON), International Siberian Conference on 21-23 May 2015, pp. 1-4.
- 31. PoWerMaster® ADV ADVanced PWM Technology 45kVA to 180kVA Solid State Frequency Converters/ Troy, Ohio 45373 USA: Hobart Ground Power. – Режим доступа: http://www.hobartgroundpower.com/DATA%20SHEETS/Old%20Data%20Sheets/HOB211_A DV 03-01-03.PDF, 2003. – 2 c.
- 32. Repetitive control for systems with uncertain period-time/ Maarten Steinbuch Automatica 38 (2002), 2002. pp. 2103-2109.
- 33. Survey on iterative learning control, repetitive control, and run-to-run control/ Youqing Wan, Furong Gao, Francis J. Doyle III Journal of Process Control 19 (2009), 2009. pp. 1589-1600.
- 34. VSCF aircraft electric power system performance with active power filters/ A. Eid, H. El-Kishky, M. Abdel-Salam, T. El-Mohandes – 2010 42nd Southeastern Symposium on System Theory (SSST), 2010. – pp. 182-187.

Акт внедрения





Общество с ограниченной ответственностью «Научно-производственное предприятие «ЦИКЛ ПЛЮС» Адрес: 111396, г. Москва, ул. Фрязевская, д.4, стр.3 ИНН 7722006004, КПП 772001001 В Филиал «Центральный» Банка ВТБ (ПАО) г. Москва, Р/с 40702810100120000420 К/с 30101810145250000411 БИК 044525411 <u>Тел./факс</u> (495)-301-44-98. <u>Эл. noчma</u>: OstrirovVN@cycle-p.ru

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

Настоящим подтверждается, что Кульманов Василий Игоревич, работая по договору № 01 Ц/12 от 27.12.2012 между ООО "НПФ Вектор" и ООО НПП "ЦИКЛ ПЛЮС" (на основании государственного контракта между Министерством промышленности и торговли Российской Федерации и ОАО «УК «ОДК» от 25 декабря 2012 года № 12411.1400099.18.055), разработал алгоритмическое и программное обеспечение для системы силового преобразователя ПСНА, обеспечивающего управления преобразование переменного напряжения генератора плавающей частоты в трехфазное переменное напряжение стабильной частоты 400 Гц для питания бортовых электроприемников воздушных судов. В качестве аппаратной части системы управления был разработан специальный контроллер МК 30.1, с оптимизированным набором драйверов периферийных устройств для управления данным преобразователем.

На дату написания акта проведены экспериментальные исследования макетного образца ПСНА в лабораторных условиях с использованием указанного контроллера, программного обеспечения и алгоритмов управления. В ходе испытаний было проверено качество вырабатываемой электроэнергии и выявлено соответствие всех показателей требованиям ГОСТР 54073-2010 на холостом ходу, под активной нагрузкой и выпрямительной.

Главный инженер ризволственно HTRNOBAR к.т.н. ИКЛ ПЛЮС CLE + Co Ltd MOC

Корпусов Д.Е.