

радиоэлектроники

В. МЕЛЕШИН,
Д. ОВЧИННИКОВ

**Управление
транзисторными
преобразователями
электроэнергии**



ТЕХНОСФЕРА

УДК 621.3
ББК 32
М47

М47 Мелешин В.И., Овчинников Д.А.

Управление транзисторными преобразователями электроэнергии

Москва:

Техносфера, 2011. – 576 с. ISBN 978-5-94836-260-1

В книге изложены принципы управления транзисторными преобразователями электрической энергии при их работе в различных импульсных режимах. Приведены схемотехнические решения и показаны особенности работы преобразователей, широко применяемых в различных системах электропитания. Показаны последние достижения в данной области техники, позволяющие управлять преобразователями с помощью как аналоговых, так и цифровых средств.

Большое внимание уделено построению систем управления, использующих различные типы контроллеров и микроконтроллеров. Показано применение DSP-процессоров для различного рода преобразователей и приложений. Рассмотрено построение некоторых систем электропитания высокой надежности.

Книга будет полезна студентам, изучающим силовую электронику и принципы управления преобразователями, а также аспирантам и специалистам, изучающим и разрабатывающим устройства и системы преобразовательной техники.

УДК 621.3
ББК 32

© 2011, В.И. Мелешин, Д.А. Овчинников
© 2011, ЗАО «РИЦ «Техносфера»,
оригинал-макет, оформление.

ISBN 978-5-94836-260-1

СОДЕРЖАНИЕ

Список основных обозначений.....	13
Предисловие.....	14
Введение.....	17
В.1. Современное состояние и перспективы развития силовой электроники.....	17
В.2. Системы управления.....	22

ЧАСТЬ I. НЕКОТОРЫЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ И ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

ГЛАВА 1. ОДНОФАЗНЫЙ КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ (ККМ).....	26
1.1. Взаимодействие силового ключа и диода, быстродействие диода и его влияние на основные показатели устройства.....	27
1.1.1. Потери мощности в открытом ключе.....	28
1.1.2. Потери мощности в открытом диоде.....	29
1.1.3. Потери мощности при включении ключа.....	29
1.1.4. Потери мощности при выключении диода.....	30
1.2. Основы расчета дросселя ККМ.....	33
1.3. Особенности работы ККМ в широком диапазоне напряжения сети.....	38
ГЛАВА 2. ТРЕХФАЗНЫЕ КОРРЕКТОРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ.....	41
2.1. Выпрямитель на основе трехфазного инвертора.....	42
2.2. Выпрямитель Виенна.....	43
ГЛАВА 3. МОСТОВЫЕ DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ.....	47
3.1. Мостовой преобразователь с LC-фильтром.....	47
3.2. Мостовой преобразователь с удвоителем тока, несимметричный режим работы трансформатора.....	48
3.3. Двухтрансформаторный мостовой преобразователь.....	57
ГЛАВА 4. НЕСИММЕТРИЧНЫЕ ПОЛУМОСТОВЫЕ DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ.....	64
4.1. Свойства несимметричных полумостовых преобразователей.....	64
4.2. Сравнение несимметричного полумостового преобразователя с другими схемотехническими решениями.....	68
4.3. Решения, улучшающие работу несимметричного полумостового преобразователя.....	71
4.4. Экспериментальные результаты.....	75

ГЛАВА 5. DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ДРОССЕЛЕМ НА ВХОДЕ.....	77
5.1. Работа преобразователей без учета индуктивности рассеяния трансформатора.....	78
5.2. Работа преобразователей с дросселем на входе при учете индуктивности рассеяния трансформатора	80
5.3. Цепь клампа как средство обеспечения надежной работы преобразователя	81
5.4. Анализ работы преобразователя с цепью клампа.....	82
5.5. Пусковой режим	85
5.6. Преимущества DC-DC преобразователя с дросселем на входе по сравнению с другими решениями	88
5.7. Экспериментальные результаты	94

ГЛАВА 6. РЕЗОНАНСНЫЕ DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ПОДКЛЮЧЕНИЕМ НАГРУЗКИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО К РЕЗОНАНСНОМУ КОНТУРУ	98
6.1. Работа при низкой частоте переключения ($f_0 > f$)	98
6.2. Многорезонансный преобразователь	103
6.2.1. Работа при высокой частоте коммутации ($f_0 \leq f$).....	104
6.2.2. LLC-преобразователь.....	107

ЧАСТЬ II. ОСНОВЫ ТЕОРИИ УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

ГЛАВА 7. НЕПРЕРЫВНЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ	113
7.1. Реакция динамической системы на входное воздействие	113
7.1.1. Импульсная функция, ее свойства	114
7.1.2. Связь непрерывного сигнала с δ -функцией.....	115
7.2. Преобразование Лапласа.....	116
7.2.1. Свойства преобразования Лапласа.....	118
7.2.2. Обратное преобразование Лапласа.....	121
7.2.3. Передаточная функция и частотная характеристика.....	125
7.3. Структурные схемы САУ	129
7.4. Временные параметры переходного процесса	134
7.5. Частотные методы оценки свойств звеньев и систем	141
7.5.1. Амплитудно-фазовые частотные характеристики	141
7.5.2. Графическое изображение амплитудно-фазовых частотных характеристик	143
7.5.3. Частотные критерии устойчивости	146
7.6. Устройства коррекции	156
7.6.1. Оценка переходного процесса по виду ЛАХ замкнутой системы.....	156
7.6.2. Инерционное пропорционально-дифференцирующее звено	158
7.6.3. Корректирующее звено с отставанием по фазе	161
7.6.4. Пропорционально-интегрирующее звено	163

7.7. Метод корневого годографа164
 7.7.1. Свойства корневого годографа166
 7.7.2. Влияние цепей коррекции на корневой годограф системы169
 7.8. Метод пространства состояний.....171
 7.8.1. Запись уравнений по методу пространства состояний.....172
 7.8.2. Уравнения состояния в стандартной форме.....175
 7.8.3. Уравнения состояния в управляющей канонической форме (control canonical form).....179
 7.8.4. Уравнения состояния в модальной форме180
 7.8.5. Управление на основе обратных связей от переменных состояния187

ГЛАВА 8. ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ..... 190

8.1. Блок-схемы непрерывной и дискретной систем управления191
 8.2. Разностные уравнения – основа описания дискретных систем191
 8.3. Дискретная свертка.....194
 8.4. Z-преобразование и обратное Z-преобразование195
 8.4.1. Свойства Z-преобразования198
 8.4.2. Обратное Z-преобразование201
 8.5. Передаточная функция дискретной системы и ее частотная характеристика204
 8.5.1. Частотная характеристика дискретной системы206
 8.6. Передаточная функция дискретной системы: аппроксимация в s-области208
 8.6.1. Аппроксимация на основе численного интегрирования методом трапеций208
 8.6.2. Аппроксимация методом подбора нулей и полюсов (matched pole-zero method).....211
 8.7. Анализ дискретной системы212
 8.7.1. Метод дискретных эквивалентов.....213
 8.7.2. Метод прямого (непосредственного) проектирования дискретной системы216
 8.8. Метод пространства состояний для дискретных систем.....224
 8.8.1. Определение переходной матрицы состояния.....224
 8.8.2. Управляемость дискретной системы228
 8.8.3. Задание полюсов в замкнутой дискретной системе.....230

ГЛАВА 9. СИЛОВАЯ ЧАСТЬ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ КАК ЗВЕНО СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ 233

9.1. Непрерывные модели силовой части преобразователей234
 9.1.1. Линеаризация непрерывной модели силовой части преобразователя.....235
 9.2. Непрерывная линейная модель импульсного понижающего преобразователя напряжения237
 9.3. Непрерывная линейная модель повышающего импульсного регулятора напряжения240

9.4. Непрерывная линейная модель несимметричного полумостового преобразователя	242
9.5. Непрерывная линейная модель понижающего импульсного регулятора напряжения в режиме прерывистого тока дросселя.....	247
9.5.1. Получение непрерывной нелинейной модели.....	247
9.5.2. Линейная модель.....	251

ГЛАВА 10. НЕКОТОРЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ КОМПЛЕКСА МАТЛАБ ДЛЯ АНАЛИЗА И ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ..... 255

10.1. Пакет для проектирования систем управления (Control System Toolbox)	255
10.2. Пакет для обработки сигналов (Signal Processing Toolbox).....	256
10.3. Набор блоков и функций SymPowerSystems	257
10.4. Годограф Найквиста, логарифмические частотные и временные характеристики (непрерывные системы)	258
10.4.1. Построение годографа Найквиста.....	258
10.4.2. Логарифмические частотные характеристики	260
10.4.3. Временные характеристики	261
10.5. Метод корневого годографа (Root Locus), непрерывные системы.....	263
10.6. Представление моделей по методу пространства состояний.....	265
10.6.1. Преобразование из передаточной функции в модель пространства состояний и обратно	265
10.6.2. Получение матриц уравнений состояния в модальной форме.....	268
10.6.3. Применение формулы Акерманна	272
10.7. Дискретные системы	274
10.7.1. Преобразования непрерывной системы в дискретную и обратно	274
10.7.2. Частотные характеристики дискретных систем.....	278
10.7.3. Метод корневого годографа для дискретных систем.....	279
10.8. Замкнутый обратной связью преобразователь	282
10.8.1. Моделирование ИРН-1 на основе передаточной функции	282
10.8.2. Модель ИРН-1 на основе электрической схемы	283
10.8.3. Разомкнутая система управления	284
10.9. Моделирование ИРН-1 в режиме прерывистого тока	290

ЧАСТЬ III. ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

ГЛАВА 11. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ 295

11.1. Аналоговое управление	298
11.2. Смешанная система управления.....	301
11.3. Полностью цифровая система управления	302
11.4. Дополнительные возможности систем управления преобразователями при использовании микроконтроллеров	304

ГЛАВА 12. МИКРОПРОЦЕССОРЫ И ПРОГРАММИРУЕМАЯ ЛОГИКА	305
12.1. Общие сведения о микропроцессорах и микроконтроллерах	305
12.2. Внутренняя структура построения микропроцессоров и микроконтроллеров	308
12.3. Аналого-цифровой преобразователь	311
12.3.1. Обзор основных типов	311
12.3.2. Параметры АЦП	315
12.4. Широтно-импульсный модулятор	319
12.5. Цифро-аналоговый преобразователь	319
12.5.1. Типы ЦАП	320
12.5.2. Характеристики ЦАП	320
12.5.3. Примеры применения ЦАП	321
12.6. Программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС)	324
ГЛАВА 13. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О СИГНАЛЬНЫХ ПРОЦЕССОРАХ	
TEXAS INSTRUMENTS TMS320F280x	328
13.1. Общая структура сигнальных процессоров TMS320F280x	328
13.2. Среда разработки программного обеспечения Code Composer Studio	330
13.3. Структура программного обеспечения при проектировании системы управления	338
13.4. Организация единичного прерывания, принцип единичного прерывания при построении цифровой системы управления	342
13.5. Аналого-цифровой преобразователь ЦСП серии TMS320F280x	346
13.6. ШИМ-контроллер ЦСП серии TMS320F280x	349
ГЛАВА 14. ПРИМЕНЕНИЕ ФИЛЬТРОВ И ПИД-РЕГУЛЯТОРОВ ПРИ ЦИФРОВОМ УПРАВЛЕНИИ	362
14.1. Две разновидности цифровых фильтров	363
14.2. Расчет коэффициентов цифровых фильтров	364
14.3. Существенные особенности управления преобразователями при использовании цифровых фильтров	368
14.4. Квантование измеряемых сигналов на входах контроллера (шум АЦП)	369
14.4.1. Снижение шума выборкой с запасом по частоте	370
14.5. Квантование сигналов на выходе цифровой системы управления импульсным преобразователем (шум ШИМ)	371
14.6. Арифметика при обработке сигналов, квантование коэффициентов цифровых фильтров, ошибки квантования при использовании арифметики с фиксированной запятой	373
14.6.1. Арифметика при цифровой обработке сигналов	374
14.6.2. Квантование коэффициентов цифровых фильтров	378
14.6.3. Анализ точности в MATLAB с помощью блоков для моделирования систем ЦОС	382
14.7. Ошибки цифровых фильтров, вызванные округлением и переполнением	385

14.8. ПИД-регуляторы в системах управления преобразователями	386
14.8.1. Работа ПИД-регулятора с учетом насыщения	391

ЧАСТЬ IV. ПОСТРОЕНИЕ АНАЛОГОВЫХ И СМЕШАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

ГЛАВА 15. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СТАНДАРТНОГО КОНТРОЛЛЕРА	394
15.1. Исходные данные для проектирования	394
15.2. Параметры элементов силовой части	394
15.3. Подключение контроллера	395
15.4. Исходные данные для создания модели в MATLAB	397
15.5. Модель корректора коэффициента мощности в MATLAB.....	397
15.6. Корректирующие звенья по напряжению и току	400
15.7. Сравнение с экспериментальными результатами	402
ГЛАВА 16. УПРАВЛЕНИЕ DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ.....	404
16.1. Принцип управления по максимальному току	404
16.2. Особенности управления по максимальному току несимметричного полумостового преобразователя	406
16.3. Основные требования, предъявляемые к преобразователю, результаты расчета и выбора компонентов.....	410
16.4. Модель несимметричного полумостового преобразователя и расчет цепей коррекции	411
16.5. Результаты моделирования преобразователя и эксперимента	418
ГЛАВА 17. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ПРИ СМЕШАННОМ УПРАВЛЕНИИ.....	420
17.1. Защитные и сервисные функции выпрямителя	420
17.2. Слежение за сетью и управление максимальной мощностью	422
ГЛАВА 18. ЭЛЕКТРОННАЯ НЕРАСSEИВАЮЩАЯ НАГРУЗКА	
18.1. Структурные схемы построения ЭНН на основе статических преобразователей	423
18.2. Построение силовой части ЭНН	423
18.3. Управление нагрузкой	427
18.3.1. Режим запуска.....	429
18.3.2. Нормальный режим.....	430
18.4. Практическое выполнение ЭНН	431
ГЛАВА 19. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦЕПЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ В ТРАНСФОРМАТОРНОМ ПОВЫШАЮЩЕМ МОСТОВОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ – ПЕРВОЙ СТУПЕНИ ЭЛЕКТРОННОЙ НЕРАСSEИВАЮЩЕЙ НАГРУЗКИ	433

19.1. Исходные данные для проектирования, структура и параметры силовой части	433
19.2. Непрерывная линейная модель трансформаторного повышающего преобразователя	435
19.3. Разомкнутая модель управления	435
19.4. Замкнутая модель управления	442

ЧАСТЬ V. ПОСТРОЕНИЕ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

ГЛАВА 20. ТРЕХФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР

20.1. Формирование квазисинусоидального трехфазного напряжения (векторная широтно-импульсная модуляция)	444
20.2. Построение защиты по току на основе ПИД-регулятора	450
20.2.1. Модель трехфазного инвертора	452
20.2.2. ПИД-регулятор в системе управления	454
20.2.3. Замкнутая система управления ограничением тока инвертора	455
20.3. Управление трехфазным инвертором с использованием ЦСП	456
20.3.1. Программная реализация управления	456
20.3.2. Работа ШИМ, АЦП, прерывания	458
20.3.3. Описание макросов	467
20.4. Результаты испытаний инвертора	470

ГЛАВА 21. УПРАВЛЕНИЕ ОДНОФАЗНЫМ ИНВЕРТОРОМ

21.1. Построение силовой части и принципы управления ключами	472
21.2. Функции, выполняемые системой управления	473
21.3. Система управления однофазным инвертором на основе цифрового сигнального процессора	474
21.4. Параллельная работа инверторов	477
21.4.1. Использование связи по цепям управления	477
21.4.2. Независимое управление каждым инвертором	478
21.5. Моделирование – этап проектирования системы управления	481
21.6. Практическое выполнение инвертора	485

ГЛАВА 22. ПОВЫШАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С РЕЗОНАНСНЫМ DC-DC КОНВЕРТОРОМ И ЗАРЯДНЫМ УСТРОЙСТВОМ

22.1. Построение отдельных узлов силовой части преобразователя	487
22.2. Управление зарядным устройством	489
22.3. Модель системы управления ЗУ в MATLAB	490
22.3.1. Модель системы управления ЗУ по напряжению	490
22.3.2. Модель системы управления ЗУ по току защиты	494
22.3.3. Дискретная модель системы управления ЗУ	495
22.4. Модель системы управления выходом 1	498
22.4.1. Модель системы стабилизации напряжения выхода 1	498
22.4.2. Модель системы ограничения тока выхода 1	503
22.4.3. Общая модель системы управления выходом 1	505
22.5. Экспериментальные результаты	507

ГЛАВА 23. ЦИФРОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ КОРРЕКТОРОМ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ.....	509
23.1. Выбор структуры управления.....	510
23.2. Проектирование контуров цифрового управления ККМ с использованием MATLAB Simulink	513
23.2.1. Исходная модель силовой части ККМ.....	513
23.2.2. Дискретная линейная модель ККМ	515
23.2.3. Дискретная нелинейная модель ККМ	518
23.2.4. Синтез цифровой коррекции контура по выходному напряжению	523
23.2.5. Синтез цифровой коррекции контура по току дросселя	526
23.2.6. Окончательная модель ККМ и результаты моделирования	527
23.3. Вопросы применения ЦСП.....	530
23.4. Экспериментальные результаты разработки ККМ с цифровым сигнальным процессором.....	534
ГЛАВА 24. ЦИФРОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ	536
24.1. Силовая часть преобразователя	536
24.2. Особенности выбора общей структуры управления	539
24.3. Особенности широтно-импульсной модуляции при выбранном алгоритме цифрового управления.....	541
24.3.1. Непрерывная нелинейная модель НПП в MATLAB Simulink	542
24.3.2. Корректирующее звено в канале регулирования и стабилизации выходного напряжения	546
24.3.3. Коррекция в канале регулирования выходного тока.....	553
24.4. Программная реализация	555
24.5. Экспериментальные результаты	560
ГЛАВА 25. СИСТЕМА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С ЦИФРОВЫМ КОНТРОЛЛЕРОМ.....	567
ЛИТЕРАТУРА	570

СПИСОК ОСНОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АБ – аккумуляторная батарея
АЛУ – арифметико-логическое устройство
АЦП – аналого-цифровой преобразователь (ADC – analog to digital converter)
БИХ-фильтр – цифровой фильтр с бесконечной импульсной характеристикой
ИРН-1 – понижающий импульсный регулятор напряжения
ИРН-2 – повышающий импульсный регулятор напряжения
ИРН-3 – инвертирующий импульсный регулятор напряжения
КИХ-фильтр – цифровой фильтр с бесконечной импульсной характеристикой
ККМ – корректор коэффициента мощности
ЛЧХ – логарифмические частотные характеристики
МК – микроконтроллер
МПС – микропроцессорная система
НЛМ – непрерывная линейная модель
НПП – несимметричный полумостовой преобразователь
НТ – режим непрерывного тока в дросселе
ОУ – операционный усилитель
ОДУ – обыкновенные дифференциальные уравнения
ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема (CPLD – complex programmable logic device, FPGA – field-programmable gate array, PLD – programmable logic device)
ПМФ – передаточная матричная функция
ПНН – переключение при нуле напряжения (ZVS – zero voltage switching)
ППТ – преобразователь, питаемый током
ПТ – режим прерывистого тока в дросселе
ПФ – передаточная функция
РП – резонансный преобразователь
РХ – регулировочная характеристика
САУ – система автоматического управления
СУ – система управления
СЧ – силовая часть преобразователя
ТВ – транзисторный выпрямитель (устройство, содержащее ККМ и DC-DC преобразователь)
ФНЧ – фильтр нижних частот
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь (DAC – digital to analog converter)
ЦСП – цифровой сигнальный процессор (DSP – digital signal processor)
ЭНН – электронная нерассеивающая нагрузка
CCS (Code Composer Studio) – среда разработки программного обеспечения
LTI (linear time – invariant model) – линейная, инвариантная во времени модель
LSB (least significant bit) – наименьший значащий разряд

ЧАСТЬ I. НЕКОТОРЫЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ И ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

ГЛАВА I

ОДНОФАЗНЫЙ КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ (ККМ)

Коррекция коэффициента мощности (КМ) была всегда необходима для поставщиков электроэнергии. Как известно, под КМ в электротехнике понимают отношение активной мощности, потребляемой из сети, к полной мощности, отдаваемой источником:

$$\alpha = \frac{P}{S} = \frac{P}{U_{\text{вх.д}} I_{\text{вх.д}}},$$

где $U_{\text{вх.д}}$, $I_{\text{вх.д}}$ — действующие значения синусоидального напряжения и тока на входных зажимах потребителя.

Для источника электроэнергии (сети) наиболее удобный потребитель — резистор, поскольку вся мощность источника переходит в нагрузку, а КМ при этом равен единице.

Появившиеся в последние десятилетия большое количество потребителей, как правило, относящихся к электронным устройствам и являющихся нелинейными нагрузками, ухудшили качество электроэнергии, доставляемой к потребителям. В сети возрос коэффициент нелинейных искажений, нормируемый в [48], возросли отдельные гармоники тока (5, 7, 9, 11 и более высокие), влияющие на форму синусоидального напряжения и создающие высокочастотные радиопомехи. По этой причине стандартом [49] установлены нормы отдельных гармоник тока, создаваемых при работе потребителей. В нашей стране, так же как и в других странах, появились нормативные документы, определяющие необходимость получения высокого значения КМ, близкого к единице, при работе потребителя даже небольшой мощности — десятки ватт. Однофазный ККМ широко используется в блоках питания различных устройств и систем, электрическая схема его силовой части выполняется, как правило, на основе повышающего импульсного регулятора напряжения [23] и показанного на рис. 1.1.

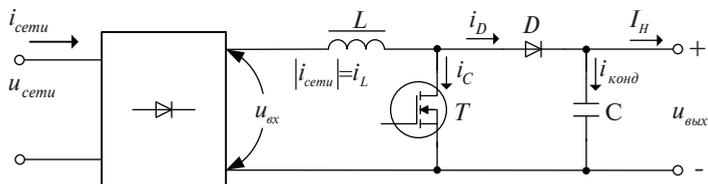


Рис.1.1. Использование повышающего импульсного регулятора в ККМ

При проектировании силовой части ККМ приходится решать несколько важных вопросов, которые еще не достаточно освещены в отечественной литературе и поэтому рассматриваются в нескольких последующих параграфах данной главы.

1.1. Взаимодействие силового ключа и диода, быстрое действие диода и его влияние на основные показатели устройства

Эффективность работы любого преобразователя энергии и, в частности ККМ, зависит от взаимодействия силового ключа (T) и диода (D). Частотные свойства современных MOSFET и диодов таковы, что при включении ключа его ток стока (i_c) нарастает практически линейно, а ток диода (i_D), уменьшаясь, не может прекратиться в момент t_1 , а продолжает изменяться в отрицательном направлении (рис. 1.2). Последнее обусловлено накопленным зарядом в базе и принципом работы диода с р-п переходом на неосновных носителях. Заметим, что в любом интервале времени работы схемы по рис. 1.1, включая и быстрый процесс, показанный на рис. 1.2, выполняется равенство:

$$i_L = i_c + i_D \tag{1.1.1}$$

Поскольку процесс включения происходит за короткое время (десять или сотни наносекунд), можно ток в дросселе в данном интервале считать постоянным ($i_L = I$). Из рис. 1.2 можно видеть, что потери на включение ключа происходят за время $t_{вкл}$, а на выключение диода за время ($t'_{вкл} - t_{вкл}$). Большое время рассасывания диода t_r приводит к росту потерь в обоих элементах.

Например, для диода типа STTA3006CW/CP, широко применяемого в однофазных ККМ, $t_r \leq 65$ нс (при $I_F = 1$ А, $dI_F/dt = -50$ А/мкс и $T = 25^\circ\text{C}$).

Рассмотрим мощности, рассеиваемые в силовом ключе и диоде ККМ. Примем несколько допущений, упрощающих анализ:

- ток в ключе и диоде соответствует только низкочастотной (сетевой) составляющей и не изменяется в течение периода коммутации;

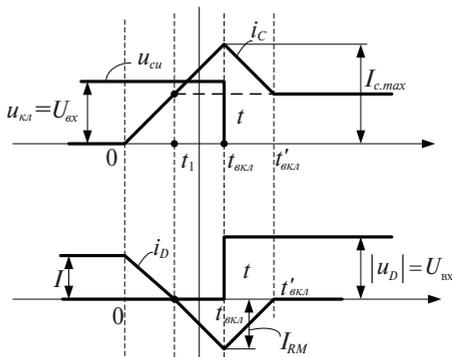


Рис.1.2. Процессы при включении силового ключа и выключении диода

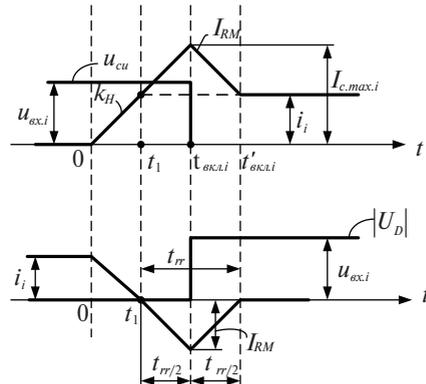


Рис.1.3. Упрощенные процессы при включении силового ключа и выключении диода в i -й период работы

- напряжения на запертых ключе и диоде не изменяются за время одного периода;
- напряжение на диоде во время его проводящего состояния определяется пороговым напряжением ($U_{пор}$) и его дифференциальным сопротивлением (r_D);
- при включении силового ключа временные интервалы $t_{вкл} - t_1$ и $t'_{вкл} - t_{вкл}$ равны половине времени рассасывания диода t_{rr} (рис. 1.3);
- время t_{rr} полагается постоянным и не зависящим от прямого тока диода и скорости спада тока при запираании;
- наклон тока ключа при его включении является постоянным ($k_H = di_C/dt$).

1.1.1. Потери мощности в открытом ключе

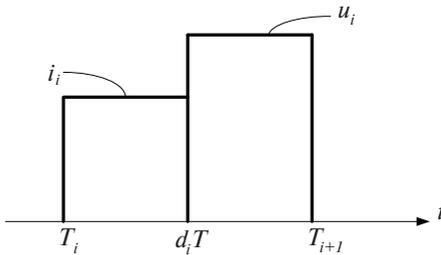


Рис.1.4. Ток в ключе и напряжение на нем в i -м периоде.

Рассмотрим ток и напряжение в ключе за время одного i -го периода (рис. 1.4).

Номер периода (i) отсчитывается от начала полупериода сети; d_i на рис. 1.4 – относительная длительность включенного ключа (коэффициент заполнения) в данном i -м периоде.

Для определения d_i используем зависимость

$$d = 1 - \frac{U_m}{U_{вых}} \sin \omega t, \quad (1.1.2)$$

где d – мгновенное значение коэффициента заполнения;

ω – круговая частота сети;

U_m – амплитудное значение напряжения сети;

$U_{вых}$ – выходное напряжение ККМ (переменная составляющая напряжения на выходе считается пренебрежимо малой).

В i -м периоде мощность, рассеиваемая в открытом ключе, в соответствии с рис. 1.4 равна:

$$\Delta P_i = \frac{1}{T} \int_{T_i}^{T_{i+1}} i_i^2 R_{ds.on} dt = \frac{i_i^2 R_{ds.on}}{T} \int_0^{d_i T} dt = i_i^2 R_{ds.on} d_i. \quad (1.1.3)$$

При выводе последнего соотношения ток i_i , проходящий через ключ в одном i -м периоде, полагался неизменным в соответствии принятыми допущениями.

Для определения общей мощности, выделяемой в ключе (за половину периода сети), необходимо учесть изменения тока i_i и коэффициента заполнения d_i , входящих в (1.1.3), во времени.

$$i_i = \sqrt{2} I_{ax.d} \sin \omega t_i, \quad (1.1.4)$$

$$d_i = 1 - \frac{U_m}{U_{вых}} \sin \omega t_i.$$

Полагая $U_m = \sqrt{2} U_{ax.d} = a U_{вых}$, имеем:

$$d_i = 1 - a \sin \omega t_i. \quad (1.1.5)$$

Теперь можно определить мощность в ключе, используя (1.1.3–1.1.5).

$$\Delta P_{кл} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\sqrt{2} I_{ex.d} \sin \omega t_i \right)^2 R_{ds.on} (1 - a \sin \omega t_i) d(\omega t_i).$$

Взяв интеграл в последнем выражении, окончательно получим

$$\Delta P_{кл} = \frac{2(3\pi - 8a)}{6\pi} I_{ex.d}^2 R_{ds.on} = \left(1 - \frac{8a}{3\pi}\right) I_{ex.d}^2 R_{ds.on}. \quad (1.1.6)$$

1.1.2. Потери мощности в открытом диоде

На рис. 1.5 показана диаграмма напряжения и тока в диоде в i -м периоде.

На рисунке u_{Di} — падение напряжения на открытом диоде за время $(1 - d_i)T$ в i -м периоде.

Мощность, теряемая в диоде за время i -го периода, определяется из выражения:

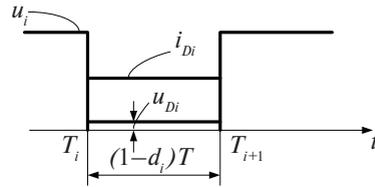


Рис.1.5. Ток в диоде и напряжение на нем в i -м периоде

$$\Delta P_{iD} = \frac{1}{T_0} \int_0^{(1-d_i)T} u_{Di} i_{Di} dt = u_{Di} i_{Di} (1 - d_i).$$

Напряжение u_{Di} :

$$u_{Di} = U_{nop} + i_{Di} r_D.$$

Используя (1.1.5), определим $(1 - d_i)$:

$$1 - d_i = a \sin \omega t_i.$$

Средняя мощность в диоде:

$$\begin{aligned} \Delta P_D &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \Delta P_{iD} d\omega t_i = \frac{a}{\pi} \int_0^{\pi} (U_{nop} + r_D \sqrt{2} I_{ex.d} \sin \omega t_i) \sqrt{2} I_{ex.d} \sin \omega t_i d(\omega t_i) = \\ &= \frac{\sqrt{2} a I_{ex.d}^2 r_D}{\pi} \left(\frac{4}{3} + \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{U_{nop}}{I_{ex.d} r_D} \right). \end{aligned} \quad (1.1.7)$$

1.1.3. Потери мощности при включении ключа

Здесь не рассматривается мощность, теряемая в ключе из-за разряда его выходной емкости. Остальные потери при включении ключа определяются с помощью рис. 1.3.

В каждом i -м периоде потери при включении равны:

$$\Delta P_{i.вкл} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{вкл.i}} \frac{i_i + \frac{k_n t_{rr}}{2}}{\frac{i_i}{k_n} + \frac{t_{rr}}{2}} t u_{ex.i} dt = \frac{t_{вкл.i}^2}{2T} \frac{u_{ex.i} \left(i_i + \frac{k_n t_{rr}}{2} \right)}{\frac{i_i}{k_n} + \frac{t_{rr}}{2}}.$$

Подставив в последнюю формулу значение $t_{вкл.i}$ из выражения для $k_{нi}$, получим:

$$t_{\text{вкл.}i} = \frac{i_i}{k_n} + \frac{t_{rr}}{2},$$

и окончательно получим:

$$\Delta P_{i,\text{вкл.}} = \frac{u_{\text{вх.}i} \left(i_i + \frac{k_n t_{rr}}{2} \right)^2}{2T k_n}.$$

Теперь можно определить мощность, теряемую в ключе при его включении,

$$\begin{aligned} \Delta P_{\text{к.л.вкл.}} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \Delta P_{i,\text{вкл.}} d(\omega t_i) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\sqrt{2} U_{\text{вх.}d} \sin(\omega t_i)}{2T k_n} \left[\sqrt{2} I_{\text{вх.}d} \sin(\omega t_i) + \frac{k_n t_{rr}}{2} \right]^2 d(\omega t_i) = \\ &= \frac{\sqrt{2} U_{\text{вх.}d} I_{\text{вх.}d}^2}{\pi k_n T} \left(\frac{4}{3} + \pi b + 2b^2 \right), \end{aligned} \quad (1.1.8)$$

$$\text{где } b = \frac{k_n t_{rr}}{2\sqrt{2} I_{\text{вх.}d}}.$$

1.1.4. Потери мощности при выключении диода

Используя рис. 1.3, запишем выражение для мощности, теряемой в диоде при его выключении за один период коммутации:

$$\Delta P_{i,d,\text{выкл.}} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{t_{rr}}{2}} u_{\text{вх.}i} \frac{2I_{RM}}{t_{rr}} t dt = \frac{1}{T} u_{\text{вх.}i} I_{RM} \frac{t_{rr}}{4},$$

где ток I_{RM} определяется из выражения $I_{RM} = \frac{k_n t_{rr}}{2}$.

Поэтому потери мощности в диоде при его выключении за один период коммутации можно записать:

$$\Delta P_{i,d,\text{выкл.}} = \frac{u_{\text{вх.}i} k_n^2 t_{rr}^2}{8T}.$$

Средняя мощность потерь в диоде при его выключении с учетом последнего соотношения равна:

$$\Delta P_{d,\text{выкл.}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{k_n t_{rr}^2}{8T} \sqrt{2} U_{\text{вх.}d} \sin(\omega t_i) d(\omega t_i) = \frac{\sqrt{2} U_{\text{вх.}d} k_n^2 t_{rr}^2}{4\pi T}. \quad (1.1.9)$$

Соотношения (1.1.6–1.1.9) позволяют оценить мощность, теряемую в электронных приборах при работе ККМ.

Пусть напряжение сети ($U_{\text{вх.}d}$) составляет 220 В, ток, отбираемый от сети, $I_{\text{вх.}d} = 10$ А, сопротивление открытого транзистора $R_{ds,on} = 0,1$ Ом, частота переключения 50 кГц, наклон тока при включении $k_n = 1 \cdot 10^8$ А/с, $t_{rr} = 100$ нс, напряжение на выходе ККМ ($U_{\text{вых}}$) 310 В, пороговое напряжение диода $U_{\text{пор}} = 0,7$ В, дифференциальное сопротивление r_D открытого диода 0,06 Ом.

Потери в открытом состоянии транзистора, расчет по (1.1.6), коэффициент a $\left(\frac{\sqrt{2} U_{\text{вх.}d}}{U_{\text{вых}}} \right)$ равен 1:

$$\Delta P_{кл} = \left(1 - \frac{8 \cdot 1}{3\pi}\right) 10^2 \cdot 0,1 = 1,5 \text{ Вт.}$$

Потери в открытом состоянии диода, соотношение (1.1.7):

$$\Delta P_D = \frac{\sqrt{2} \cdot 1 \cdot 10^2 \cdot 0,06}{\pi} \left(\frac{4}{3} + \frac{\pi \sqrt{2}}{4} \frac{0,7}{10 \cdot 0,06} \right) = 7,1 \text{ Вт.}$$

Потери в транзисторе при включении (мощность, теряемая из-за разряда его выходной емкости здесь не учитывается), формула (1.1.8):

$$b = \frac{10^8 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}{2\sqrt{2} \cdot 10} = 0,355$$

$$\Delta P_{кл.вкл} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 10^2}{\pi \cdot 10^8 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} \left(\frac{4}{3} + \pi \cdot 0,355 + 2 \cdot 0,355^2 \right) = 13,3 \text{ Вт.}$$

Потери при выключении диода, (соотношение (1.1.9):

$$\Delta P_{д.выкл} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 10^8 \cdot (100 \cdot 10^{-9})^2}{4\pi \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 1,23 \text{ Вт.}$$

Проведенные расчеты показывают, что из общей мощности 23,1 Вт, теряемой в силовых транзисторе и диоде, почти 60% составляет мощность потерь при включении ключа. Потери в открытом состоянии диода также значительны и составляют в данном примере около 30%.

Потери в открытом состоянии транзистора невелики, поскольку в данном примере напряжение сети ($U_{ex.d}$) высокое, а коэффициент a равен единице.

Достаточно малы также потери в диоде при его выключении.

Как потери при включении транзистора, так и потери при выключении диода будут возрастать вследствие обычного увеличения времени t_{rr} диодов с р-п переходом при повышении температуры кристалла. По этим причинам в ККМ работа MOSFET и диода с р-п переходом без дополнительных цепей, позволяющих уменьшить общую мощность потерь и нейтрализовать влияние времени t_{rr} диода, обычно неэффективна и может приводить к отказам в работе устройства.

Одна из наиболее распространенных схем, заметно улучшающих работу ККМ и взаимодействие ключа с диодом, показана на рис. 1.6. Схемы, подобные изображенной на рис. 1.6, называются демпфирующими, и при идеальных диодах $D1$, $D3$ и дросселе $L2$ работа схемы не сопровождается потерями. Схема позволяет устранить потери при включении транзистора (здесь не идет речь о потерях, вызванных разрядом его выходной емкости) и снизить максимальное значение

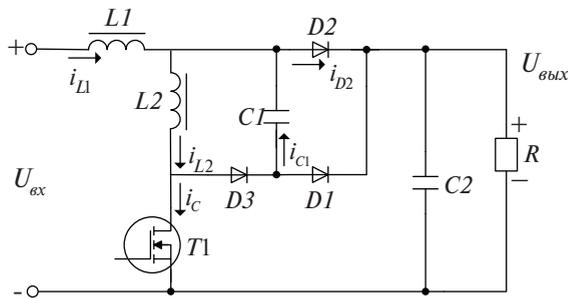


Рис.1.6. Демпфирующая цепь без потерь мощности

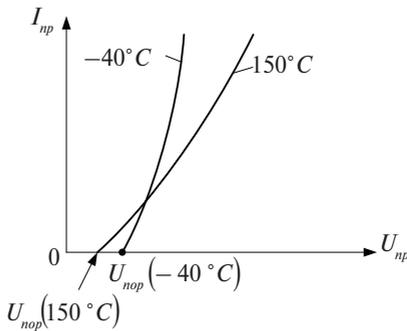


Рис. 1.7. Изменение прямого участка вольт-амперной характеристики диода Шоттки на основе карбида кремния с температурой

ние выброса тока стока. Первое объясняется тем, что скорость нарастания тока ключа задается теперь дросселем $L2$, она ниже исходной скорости нарастания тока и поэтому напряжение на ключе изменилось от высокого уровня почти до нуля при подаче отпирающего импульса на затвор. Максимальный выброс тока транзистора уменьшается вследствие замедления спада тока в диоде $D2$, а благодаря этому уменьшается по абсолютному значению ток I_{RM} диода. К сожалению, достоинства схемы на рис. 1.6 на этом заканчиваются. Потери в дополнитель-

ных диодах $D1$, $D3$ и в дросселе $L2$ оказываются сравними с прежними потерями при включении транзистора, требуется теплоотвод для диодов и, кроме того, значительно на стоимость дополнительно введенных компонентов.

Хорошие возможности улучшения работы ККМ открывают диоды Шоттки на основе карбида кремния, выпускаемые серийно различными фирмами уже несколько лет. Хотя на ранних этапах развития полупроводниковой техники карбид кремния считался малоперспективным материалом, в частности для изготовления транзисторов (для биполярных транзисторов оказалась мала подвижность носителей и связанная с ней низкая предельная частота работы [41]), современные технологии уже позволили создать диоды, работающие на основе карбида кремния и барьера Шоттки.

Изготовители данного типа диода рекомендуют его как идеальный диод для применения в ККМ. Основанием для такого утверждения является отсутствие процесса обратного восстановления (как и у обычных низковольтных диодов Шоттки), идеальное поведение в режиме переключения, отсутствие температурной зависимости на процесс переключения диода, высокая предельная рабочая температура. Прямое падение на диоде при номинальном токе составляет около 1,5 В (типовое значение), с ростом температуры пороговое напряжение понижается, а напряжение при больших токах увеличивается (рис. 1.7). Обратный ток диода возрастает при увеличении приложенного напряжения и повышении температуры, что характерно и для обычных диодов Шоттки. Емкость диода составляет несколько сотен пикофард при нулевом напряжении и несколько десятков пикофард при обратном напряжении 300–600 В.

Проведем расчет потерь в силовых приборах ККМ при использовании диода Шоттки для исходных данных предыдущего примера. Необходимо внести следующие изменения:

- время t_{rr} теперь равно нулю;
- $U_{пор} = 0,9$ В; $r_d = 0,05$ Ом.

Потери в открытом состоянии транзистора ($\Delta P_{кл}$) не изменились и по-прежнему составляют 1,5 Вт.

Потери в открытом состоянии диода, формула (1.1.7):

$$\Delta P_D = \frac{\sqrt{2} \cdot 1 \cdot 10^2 \cdot 0,05}{\pi} \left(\frac{4}{3} + \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{0,9}{10 \cdot 0,05} \right) = 7,5 \text{ Вт.}$$

Потери в транзисторе при включении, соотношение (1.1.8), (коэффициент b равен нулю):

$$\Delta P_{\text{кл.вкл}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 10^2}{\pi \cdot 10^8 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{4}{3} = 6,6 \text{ Вт.}$$

Потери при выключении диода ($\Delta P_{\text{д.выкл}}$) вследствие равенства нулю t_{rr} также равны нулю.

Суммируя все учитываемые виды потерь, получим:

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\text{кл}} + \Delta P_{\text{D}} + \Delta P_{\text{кл.вкл}} + \Delta P_{\text{д.выкл}} = 15,6 \text{ Вт.}$$

Таким образом, применение высоковольтного диода Шоттки позволило, не используя дополнительных элементов, снизить общие потери в силовых приборах на 7,5 Вт, то есть на 32,5%. В значительно более легком тепловом режиме теперь работает силовой ключ.

1.2. Основы расчета дросселя ККМ

Работа дросселя в повышающей схеме ККМ (рис. 1.1) имеет особенности, поэтому рассмотрим самые важные пункты его расчета, опустив те, которые являются достаточно простыми и очевидными.

Расчет проведем на конкретном примере, задав исходные данные:

– ККМ входит в состав транзисторного преобразователя (выпрямителя), то есть выход ККМ является входным напряжением DC-DC преобразователя;

$P_{\text{вых}} = 1500 \text{ Вт}$ (выходная мощность транзисторного выпрямителя);

$\eta = 0,9$ (КПД ККМ и DC-DC преобразователя);

$f_{\text{сети}} = 50 \text{ Гц}$;

$f = 100 \text{ кГц}$ (частота работы ключа ККМ);

$U_{\text{сети}} = 176\text{--}264 \text{ В}$;

Пулсации выходного напряжения ККМ считаем пренебрежимо малыми.

1. Определение амплитуды тока низкочастотной составляющей

$$I_a = \frac{\sqrt{2} P_{\text{вых}}}{U_{\text{сети.min}} \eta} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1500}{176 \cdot 0,9} = 13,4 \text{ А.}$$

2. Определение диапазона изменения коэффициента заполнения (d) ключа ККМ. Пределы изменения d – от 0 до 1.

Связь выходного напряжения ККМ и коэффициента d определяется соотношением:

$$U_{\text{вых}} = u_{\text{сети}} \frac{1}{1-d}, \quad (1.2.1)$$

где $u_{\text{сети}}$ – мгновенное значение выпрямленного напряжения сети.

Задав в (1.2.1) достаточно малым минимальное значение d (D_{min}) при $U_{\text{сети.max}}$, получим:

$$U_{\text{вых}} = \frac{\sqrt{2} U_{\text{сети.max}}}{1 - D_{\text{min}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 264}{1 - 0,1} = 414 \text{ В.}$$

Из соотношения (1.2.1) при $U_{\text{сети.min}}$ выразим максимальное значение d (D_{max}), соответствующее амплитуде тока I_a :

$$D_{\max} = 1 - \frac{\sqrt{2}U_{\text{сему.мин}}}{U_{\text{выс}}} = 0,4.$$

При частоте 100кГц D_{\max} соответствует длительности импульса:

$$t_{u,\max} = \frac{D_{\max}}{f} = \frac{0,4}{100 \cdot 10^3} = 4 \text{ мкс.}$$

3. Задание пульсации тока дросселя.

Размах высокочастотной составляющей тока дросселя (ΔI) задается в долях от тока I_a , определенного в п.1, и составляет 0,1–0,3 от этого значения:

$$\Delta I = 0,2I_a = 0,2 \cdot 13,4 = 2,7 \text{ А.}$$

4. Максимальное значение тока в дросселе

$$I_p = I_a + \frac{\Delta I}{2} = 13,4 + \frac{2,7}{2} = 14,75 \text{ А.}$$

5. Требуемую индуктивность дросселя (L) определим из режима, соответствующего напряжению сети $U_{\text{сему.мин}}$:

$$L = \frac{\sqrt{2}U_{\text{сему.мин}} t_{u,\max}}{\Delta I} = \frac{\sqrt{2} \cdot 176 \cdot 4 \cdot 10^{-6}}{2,7} = 368 \text{ мкГн.}$$

6. Требуемая энергия дросселя:

$$W_L = \frac{LI_p^2}{2} = 368 \cdot 10^{-6} \frac{14,75^2}{2} = 0,048 \text{ Дж.}$$

7. Выбор типоразмера сердечника.

Выберем феррит марки N87 с E-образной формой сердечника [71].

Используем соотношение, приведенное в [23]:

$$S_c S_0 = \left(\frac{2W_L \cdot 10^4}{K_\phi K_u B_m K_j} \right)^{\frac{1}{1-y}} \left[\text{см}^4 \right],$$

где $y = -0,12$;

$K_\phi = \frac{I_a}{I_\theta} \approx 1,41$; I_θ – действующее значение тока;

$K_j = 534 \text{ А/см}^2$ (для $\Delta T = 50^\circ\text{C}$); K_j – плотность тока в обмотке; ΔT – перегрев дросселя по отношению к температуре окружающей среды;

$K_u = 0,4$ – коэффициент использования окна сердечника;

$B_m = 0,33 \text{ Тл}$ – максимальное значение индукции для выбранного материала при температуре сердечника 100°C ;

S_c и S_0 – площади сечения и окна сердечника [см^2].

Производим расчет по вышеприведенной формуле для $S_c S_0$:

$$S_c S_0 = \left(\frac{2 \cdot 0,048 \cdot 10^4}{1,41 \cdot 0,4 \cdot 0,33 \cdot 534} \right)^{1,14} = 10,8 \text{ см}^4.$$

Из ряда сердечников типа E выбираем типоразмер E55/28/21, для которого $S_c = 351 \text{ мм}^2 = 3,51 \text{ см}^2$; $S_0 = 375,6 \text{ мм}^2 = 3,76 \text{ см}^2$.

Произведение $S_c S_0$ стандартного сердечника:

$$(S_c S_0)_{cm} = 3,51 \cdot 3,76 = 13,2 \text{ см}^4.$$

8. Определим отношение требуемых витков обмотки (W) к длине воздушного зазора (l_3) сердечника.

Предварительно выразим постоянную и переменную составляющие индукции.

Переменная составляющая индукции (B_-), равная половине размаха индукции (ΔB), определяется из соотношения:

$$B_- = \mu \mu_0 \frac{\Delta I W}{2 l_3}, \quad (1.2.2)$$

где μ – относительная магнитная проницаемость воздушного зазора (принимаем равной единице);

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м} – \text{ магнитная постоянная.}$$

Амплитуда «медленной» составляющей индукции, изменяющейся с частотой 100 Гц:

$$B_+ = \mu \mu_0 \frac{I_a W}{l_3}. \quad (1.2.3)$$

Сумма B_- и B_+ равна B_m – значению индукции, которое было задано при расчете $S_c S_0$ ($B_m = 0,33 \text{ Тл}$):

$$\mu \mu_0 \frac{\Delta I W}{2 l_3} + \mu \mu_0 \frac{I_a W}{l_3} = B_m.$$

Из последнего соотношения определим:

$$\frac{W}{l_3} = \frac{B_m}{4\pi \cdot 10^{-7} \left(\frac{\Delta I}{2} + I_a \right)}.$$

$$\frac{W}{l_3} = \frac{0,33}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 14,75} = 17804.$$

9. Определим требуемое число витков, используя соотношение для индуктивности:

$$W = \frac{L}{\mu \mu_0 \frac{W}{l_3} \cdot S_c} = \frac{368 \cdot 10^{-6}}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 17804 \cdot 351 \cdot 10^{-6}} = 47 \text{ в.}$$

10. Определение длины воздушного зазора:

$$l_3 = \mu \mu_0 \frac{W^2 S_c}{L} = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{47^2 \cdot 351 \cdot 10^{-6}}{368 \cdot 10^{-6}} = 2,65 \cdot 10^{-3} \text{ м} = 2,65 \text{ мм.}$$

Примем зазор $l_3 = 3 \text{ мм}$, используя две половины стандартного Е-сердечника, с зазором в центральном керне по 1,5 мм.

11. Уточнение индуктивности дросселя

$$L = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 47^2 \cdot 351 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10^{-3}} = 325 \text{ мкГн.}$$

12. Уточнение тока ΔI из-за увеличения зазора (приведение его к стандартному):

$$\Delta I = \frac{\sqrt{2}U_{\text{сету.мин}} \cdot t_{u.\text{max}}}{L} = \frac{\sqrt{2} \cdot 176 \cdot 4 \cdot 10^{-6}}{325 \cdot 10^{-6}} = 3,06 \text{ А.}$$

13. Определение B_- :

$$B_- = \mu\mu_0 \frac{\Delta IW}{2l_3} = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{3,06 \cdot 47}{2 \cdot 3 \cdot 10^{-3}} = 0,03 \text{ Тл.}$$

14. Определение B_+ :

$$B_+ = \mu\mu_0 \frac{I_a W}{l_3} = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{13,4 \cdot 47}{3 \cdot 10^{-3}} = 0,27 \text{ Тл.}$$

15. Максимальная индукция B_m :

$$B_m = B_- + B_+ = 0,03 + 0,27 = 0,3 \text{ Тл.}$$

Определение средней индукции в сердечнике

16. Потери в сердечнике изменяются в зависимости от значения мгновенного напряжения сети ($U_{\text{сету}}$) и от значения момента времени (угла) в полупериоде сетевого напряжения, поэтому важно уметь определять среднее значение индукции в сердечнике за полупериод сети для определенного уровня сетевого напряжения.

Мгновенное напряжение сети в i -й момент переключения силового транзистора может быть записано в виде:

$$u_{\text{сету.}i} = \sqrt{2}U_{\text{сету}} \sin\omega t_i. \quad (1.2.4)$$

Выходное напряжение ККМ (исходя из соотношения (1.2.1)):

$$U_{\text{вых}} = u_{\text{сету.}i} \frac{1}{1-d_i}, \quad (1.2.5)$$

$$\text{где } d_i = t_{u.i} f.$$

Можно выразить d_i из (1.2.5):

$$d_i = 1 - \frac{u_{\text{сету.}i}}{U_{\text{вых}}}.$$

Поэтому длительность импульса $t_{u.i}$ может быть записана:

$$t_{u.i} = \left(1 - \frac{u_{\text{сету.}i}}{U_{\text{вых}}}\right) T, \quad (1.2.6)$$

где $T = \frac{1}{f}$ – период переключения силового транзистора.

В каждом периоде переключений изменение индукции ΔB_i происходит в соответствии с соотношением:

$$\Delta B_i = \frac{u_{\text{сету.}i} \cdot t_{u.i}}{WS_C}. \quad (1.2.7)$$

Подставим в (1.2.7) значения $U_{\text{сету.}i}$ и $t_{u,i}$ из (1.2.4) и (1.2.6), обозначив угол ωt_i через φ_i :

$$\Delta B_i = \frac{1}{WS_C f} \sqrt{2} U_{\text{сету}} \sin \varphi_i \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{2} U_{\text{сету}} \sin \varphi_i}{U_{\text{вых}}} \right).$$

Приняв обозначения:

$$a_1 = \frac{\sqrt{2} U_{\text{сету}}}{WS_C f} \text{ и } b_1 = \frac{\sqrt{2} U_{\text{сету}}}{U_{\text{вых}}},$$

окончательно запишем выражение для ΔB_i :

$$\Delta B_i = a_1 \sin \varphi_i \cdot (1 - b_1 \sin \varphi_i). \quad (1.2.8)$$

Функция ΔB_i имеет экстремумы на интервале $0 \leq \varphi \leq \pi$. Во-первых, при $\varphi_i = \frac{\pi}{2}$ и $b_1 \leq 0,5$ имеет место максимум ($\Delta B_{\text{max.}1}$), а при $b_1 > 0,5$ – минимум. Кроме того, максимумы функции ΔB_i имеют место при углах φ_i , равных:

$$\varphi_{i1} = \arcsin\left(\frac{1}{2b_1}\right) \text{ и } \varphi_{i2} = \pi - \arcsin\left(\frac{1}{2b_1}\right).$$

При этих значениях углов значения максимумов функции ΔB_i одинаковы и равны $\Delta B_{\text{max.}2}$. Анализ показывает, что

$$\Delta B_{\text{max.}1} = \Delta B_{\text{max.}2} = \Delta B_{\text{max}} = \frac{U_{\text{вых}}}{4WS_C f} = \frac{\sqrt{2} U_{\text{сету}}^*}{2WS_C f},$$

где $U_{\text{сету}}^* = \frac{\sqrt{2} U_{\text{вых}}}{4}$ и $U_{\text{сету}}^*$ – действующее значение напряжения.

В рассматриваемом примере

$$U_{\text{сету}}^* = \frac{\sqrt{2} \cdot 414}{4} = 147 \text{ В.}$$

Определим среднее значение индукции ΔB_{cp} за полупериод напряжения сети.

Используя (1.2.7), получим:

$$\Delta B_{\text{cp}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \Delta B_i d\varphi_i = \frac{a_1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \varphi_i (1 - b_1 \sin \varphi_i) d\varphi_i = \frac{2a_1}{\pi} \left(1 - \frac{b_1 \pi}{4} \right). \quad (1.2.9)$$

Для нашего примера при $U_{\text{сету.min}} = 176 \text{ В}$ и $U_{\text{вых}} = 414 \text{ В}$ получим:

$$a_1 = \frac{\sqrt{2} U_{\text{сету}}}{WS_C f} = \frac{\sqrt{2} \cdot 176}{47 \cdot 351 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3} = 0,15;$$

$$b_1 = \frac{\sqrt{2} U_{\text{сету}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 176}{414} = 0,6.$$

Из (1.2.9):

$$\Delta B_{\text{cp}} = 2B_{\text{-cp}} = \frac{2 \cdot 0,15}{\pi} \left(1 - \frac{0,6 \pi}{4} \right) = 0,05 \text{ Тл.}$$

Аналогично можно определить ΔB_{cp} (или B_{-cp}) при других значениях сетевого напряжения.

Потери в сердечнике дросселя

Покажем расчет потерь в сердечнике для одного значения напряжения сети ($U_{сет.мин} = 176 \text{ В}$):

$$B_{-cp} = \frac{\Delta B_{cp}}{2} = 0,025 \text{ Тл.}$$

Из справочника [71] для материала N87, $B_{-cp} = 25 \text{ мТл}$ и частоты 100 кГц имеем удельные потери:

$$4 \text{ кВт/м}^3 \text{ для } 25^\circ\text{C}; 1,5 \text{ кВт/м}^3 (100^\circ\text{C}).$$

Для сердечника E55/28/21 объем двух половин (V_c) равен $43900 \text{ мм}^3 = 43900 \cdot 10^{-9} \text{ м}^3$.

Окончательно потери в сердечнике при напряжении сети 176 В оказываются равными:

для 25°C :

$$\Delta P_c = 4000 \cdot 43900 \cdot 10^{-9} = 0,18 \text{ Вт,}$$

для 100°C :

$$\Delta P_c = 1500 \cdot 43900 \cdot 10^{-9} = 0,07 \text{ Вт.}$$

Малая величина потерь объясняется малым значением переменной составляющей индукции (ее нельзя увеличивать из-за присутствия «медленной» составляющей B_{-}) и низкими значениями удельных потерь в материале N87, разработанно-го специально для работы на высоких частотах.

1.3. Особенности работы корректора коэффициента мощности в широком диапазоне напряжения сети

Изменения напряжения сети переменного тока оговорены стандартами, в частности [48], в которых указываются уровни перенапряжений, провалов напряжения, а также пределы медленных (статических) изменений.

Было бы хорошо, если бы ККМ мог работать при предельно широких изменениях напряжения сети. В частности, стандарты в США и Японии предусматривают номинальное напряжение сети 110 В (60 Гц), а в Европе и других странах 220 В (50 Гц). По этой причине разрабатываются ККМ на так называемую «широкую» сеть, в которой изменения напряжения происходят от 85 до 264 В.

При этом ККМ частично снижает свои характеристики, например, его удельная мощность (в размерности Вт/дм³) становится заметно меньше той, что достижима при обычной сети.

При проектировании ККМ обычно возникает несколько вопросов, требующих решения и относящихся к возможному диапазону изменения напряжения сети.

Например, повторяющееся перенапряжение в сети, составляющее 1,4–1,5 $U_{ном}$, при длительности несколько десятков миллисекунд снижает надежность работаю-

щих выходных конденсаторов, силового ключа и диода. В схеме управления ККМ должны быть поэтому предусмотрены меры, выключающие силовой транзистор при напряжении сети (действующее значение), например, 300 В.

Кратковременные провалы до нуля напряжения сети в некоторых случаях (когда в системе электропитания не используется аккумуляторная батарея) должны компенсироваться увеличенной емкостью на выходе ККМ. Время, в течение которого напряжение на выходных конденсаторах не должно опуститься ниже определенного уровня, обычно составляет один период сети.

Предположим, что при проектировании ККМ ставится задача обеспечить номинальную мощность на выходе ККМ, если напряжение сети снижается от 220 до 85 В. К каким последствиям приведет выполнение этого требования?

Ток, отбираемый от сети, возрастает при снижении сетевого напряжения в соответствии с соотношением:

$$I_{\text{ex.}\delta} = \frac{P_{\text{вых}}}{U_{\text{ex.}\delta} \eta},$$

где $P_{\text{вых}}$ — активная мощность на выходе ККМ, η — КПД корректора.

Согласно (1.1.6) при минимальном напряжении сети ($U_{\text{ex.}\delta} = U_{\text{сети.}\min}$) потери в открытом состоянии ключа будут максимальными:

$$P_{\text{кл}} = \left(1 - \frac{8\sqrt{2}U_{\text{сети.}\min}}{U_{\text{вых}} \cdot 3\pi}\right) I_{\text{ex.}\delta, \max}^2 R_{\text{ds.on}}, \quad (1.3.1)$$

где $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение ККМ.

Используем (1.3.1) для определения степени возрастания потерь в ключе, приняв исходные данные: $P_{\text{вых}} = 1600$ Вт; $\eta = 0,96$; $U_{\text{сети.}\max} = 264$ В; $U_{\text{сети.}\min} = 85$ В; $U_{\text{вых}} = 414$ В.

Предварительно определим входные токи ККМ при $U_{\text{сети.}\max}$ и $U_{\text{сети.}\min}$, считая для упрощения КПД η постоянным:

$$I_{\text{ex.}\delta, \min} = \frac{P_{\text{вых}}}{U_{\text{сети.}\max} \eta} = \frac{1600}{264 \cdot 0,96} = 6,3 \text{ А.}$$

$$I_{\text{ex.}\delta, \max} = \frac{1600}{85 \cdot 0,96} = 19,6 \text{ А.}$$

Расчет согласно (1.3.1) отношения потерь в открытом состоянии ключа при $U_{\text{ex.}\min}$ и $U_{\text{ex.}\max}$ показывает следующий результат:

$$\frac{\Delta P_{\text{кл.}85}}{\Delta P_{\text{кл.}264}} = \frac{1 - \frac{8\sqrt{2}U_{\text{сети.}\min}}{U_{\text{вых}} \cdot 3\pi}}{1 - \frac{8\sqrt{2}U_{\text{сети.}\max}}{U_{\text{вых}} \cdot 3\pi}} \cdot \left(\frac{I_{\text{ex.}\delta, \max}}{I_{\text{ex.}\delta, \min}}\right)^2 = \frac{1 - \frac{8\sqrt{2} \cdot 85}{414 \cdot 3\pi}}{1 - \frac{8\sqrt{2} \cdot 264}{414 \cdot 3\pi}} \cdot \left(\frac{19,6}{6,3}\right)^2 = 31.$$

Потери в ключе за время его открытого состояния возрастают более чем в 30 раз при переходе работы ККМ от напряжения сети 264В к напряжению 85 В. Если сравнить потери в открытом ключе при $U_{\text{сети}} = 176$ В (220 В-20%) и $U_{\text{сети}} = 85$ В, то возрастание потерь будет не столь большим, но все равно останется значительным:

$$\frac{\Delta P_{к.л.85}}{\Delta P_{к.л.176}} = 6,6.$$

Поэтому работа при полной мощности ККМ и напряжении сети 85 В потребу-ет либо увеличения поверхности теплопроводящего радиатора более чем в 6 раз, либо параллельного включения большого числа транзисторов MOSFET, либо при-менения более дорогих транзисторов с существенно меньшим значением сопро-тивления $R_{ds.on}$. В любом случае принятие решения о работе ККМ с полной мощ-ностью до напряжения сети 85 В приводит к удорожанию устройства и снижению его удельной мощности.

Кроме того, при уменьшении $U_{сети}$ требуется большая энергия дросселя W_L , что означает переход к большему типоразмеру сердечника. Следовательно, возрастание стоимости и размеров ККМ произойдет еще более резко.

Возможен другой подход к проектированию, если напряжение сети на непро-должительное время резко снижается (например, от 220 В до 110 В или даже 85 В), но бесперебойность работы системы электропитания обеспечивается на выходе DC–DC преобразователя, включаемого за ККМ, аккумуляторной батареей (АБ).

В этих случаях можно спроектировать транзисторный выпрямитель (ТВ) с из-меняемой выходной мощностью, зависящей от напряжения сети.

Одно из возможных семейств выходных характеристик ТВ показано на рис. 1.8, где можно видеть два характерных участка: участок стабилизации напряже-ния и участок стабилизации тока.

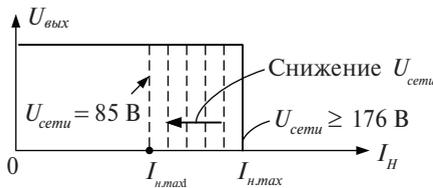


Рис.1.8. Семейство выходных характеристик транзисторного выпрямителя с выходной мощностью, зависящей от $U_{сети}$

любом соотношении с номинальной выходной мощностью ($U_{вых} I_{H,max}$), например, 30 или 50% от $P_{вых,ном}$. Мощность, требуемая от ККМ, также плавно снижается при понижении напряжения сети ниже 176 В, достигая минимального значения при $U_{сети} = 85 В$.

Изменение предельной мощности ТВ, адаптивной к изменению сетевого напряжения, производится системой управления.

Характеристика при $U_{сети} \geq 176 В$ показана жирными линиями, а при снижении напряжения ниже 176 В – пунктирными. Плавному снижению сетевого напряжения соответствует перемещение участка стабилизации тока влево, который при напряжении сети 85В будет поддерживать постоянный ток $I_{H,max}'$.

Уровень предельной выходной мощ-ности ТВ при напряжении сети 85 В ($U_{вых} I_{H,max}'$) может быть установлен в лю-

ГЛАВА 2

ТРЕХФАЗНЫЕ КОРРЕКТОРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Улучшение коэффициента мощности является необходимым и актуальным не только для однофазных, но в не меньшей степени и для трехфазных сетей. Трехфазные выпрямители, работающие, как правило, с большим уровнем мощности в нагрузке, не должны ухудшать качество электроэнергии, поставляемой потребителю. Поэтому, в первую очередь, от них требуется формирование синусоидального тока в каждой фазе.

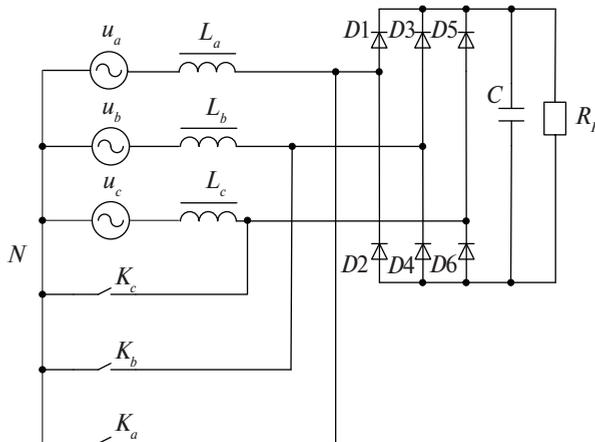


Рис. 2.1. Трехфазный мостовой выпрямитель с коррекцией коэффициента мощности с тремя ключами, подсоединенными к фазам источника и дросселям

Известно большое количество схемных решений, позволяющих получить синусоидальную форму тока, отбираемого от сети. Не рассматривая схемы с тиристорами, низкочастотными трансформаторами, а также гальванической развязкой между входом и выходом, остановимся на основных принципах, позволяющих создавать выпрямители с большой удельной мощностью, близким к единице коэффициентом мощности и низким содержанием гармоник в потребляемом токе. Идея построения современных трехфазных выпрямителей с коррекцией коэффициента мощности (ТВ ККМ) заключается в использовании полностью управляемых ключей, подсоединенных к каждой фазе сети. На рис. 2.1 показана схема, содержащая трехфазный мостовой диодный выпрямитель, ключи K_a , K_b , K_c и дроссели в фазах L_a , L_b , L_c .

Полностью управляемый ключ в цепи переменного тока может, например, выполняться на основе IGBT или MOSFET и однофазного диодного моста (рис. 2.2).

Возможно несколько способов управления ключами.

Например, каждый из ключей в схеме рис. 2.1 включается в момент перехода напряжения фазы в положительном направлении через ноль.

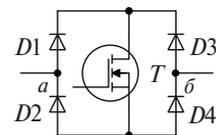


Рис. 2.2. Полностью управляемый ключ в цепи переменного тока

Достоинствами выпрямителя на рис. 2.1 являются относительная простота схемы, высокий КПД и низкая стоимость. Размеры дросселей определяются выбранной стратегией управления схемы, в частности, частотой работы ключей.

ТВ ККМ по схеме рис. 2.1 имеет значительные недостатки, основные из них заключаются в следующем:

- требуется подсоединение ключей к нейтральному проводу, вследствие чего через него проходит пульсирующий ток;
- подсоединение ключей к дросселям данной схемы вызывает перенапряжение на них в момент отключения.

Перенапряжение может быть уменьшено демпфирующей цепью, но надежность схемы при этом снижается, а потери возрастают.

В силу упомянутых недостатков продолжались поиски более совершенных топологий трехфазных выпрямителей, которые будут рассмотрены в данной главе.

2.1. Выпрямитель на основе трехфазного инвертора

ТВ ККМ (или AC–DC конвертеры, как их называют в зарубежной литературе) при использовании ШИМ-управления ключами отличаются заметными преимуществами перед обычными выпрямителям, обеспечивая единичный коэффициент мощности в каждой фазе, возможность создания двунаправленного потока энергии, низкий уровень гармоник тока, создаваемых в сети, малые пульсации выходного напряжения, малые размеры реактивных элементов как на входе, так и на выходе выпрямителя.

Схема на основе трехфазного инвертора, обладающая лучшими свойствами по сравнению с рассмотренной выше, показана на рис. 2.3.

Каждый ключ выполняется на основе IGBT или MOSFET. Выпрямитель, показанный на рис. 2.3, может работать в инверторном режиме в системе привода переменного тока.

Требование единичного КМ в трехфазной системе (U_a, U_b, U_c) означает, что напряжение и ток смещены в каждой фазе на нулевой или достаточно малый угол φ . Этого можно достичь, определенным образом переключая транзисторы в схеме. Чем выше частота их переключения по сравнению с частотой сети, тем меньше оказывается угол φ . Кроме того, индуктивность дросселей, подключенных к каждой фазе, снижается при прочих равных условиях (например, при одинаковом содержании гармоник тока) при возрастании частоты переключения. С другой стороны, высокая частота переключения может оказаться неприемлемой из-за динамических свойств ключей и понижения КПД выпрямителя.

Частота переключения более 3 кГц вполне приемлема для современных мощных и высоковольтных IGBT и достаточна для работы с сетью 50 Гц. Если же частота переключения выбрана около 1 кГц, по-

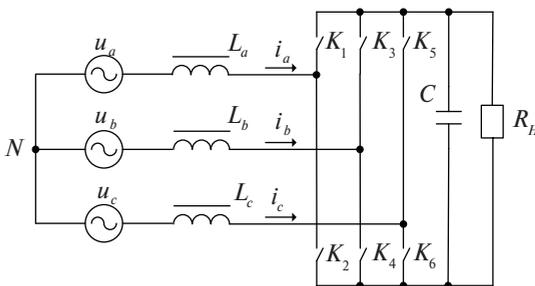


Рис. 2.3. Трехфазный выпрямитель на основе трехфазного инвертора

требуется специальное устройство фазовой компенсации в системе управления выпрямителем, которое минимизирует угол φ .

Векторное ШИМ-управление (space vector PWM), реализуемое с помощью микроконтроллеров (МК) или цифровых сигнальных процессоров (ЦСП), широко используется в выпрямительных и инверторных системах. Вполне применимо оно и для ТВ ККМ, схема которого показана на рис. 2.3.

2.2. Выпрямитель Виенна

Выпрямитель, показанный на рис. 2.3, требует применения ключей, напряжение на которых в запертом состоянии равно выходному. В ряде случаев это является недостатком, поскольку требуются транзисторы с высоким допустимым напряжением. Поэтому были предложены схемные решения, направленные на устранение данного недостатка, некоторые из которых рассматриваются в этом разделе.

Показанная на рис. 2.4 схема ТВ ККМ и предложенная в [109] является хронологически первой, послужившей основой выпрямителей с двумя последовательно включенными конденсаторами, подсоединенными к нагрузке. В каждой фазе используются по два транзистора и два диода ($D1...D6$), образующие обычный мостовой выпрямитель. Кроме того, три последовательно включенные пары диодов $D7-D12$ предназначены для создания однонаправленного тока через транзисторы. Управление ключами для получения синусоидального тока в фазах может выполняться различными способами, но применение ЦСП позволяет осуществить векторное ШИМ-управление и в этом случае.

Схему, показанную на рис. 2.5, принято называть Виенна (Vienna) выпрямителем, поскольку именно так, в честь города Вены, решили назвать ее авторы, впервые опубликовавшие ее в [78].

Каждый из ключей K_a , K_b и K_c выполняется на одном транзисторе и четырех диодах, как показано на рис. 2.2.

Рассмотрим один из самых простых методов управления, при котором обязательно применение микроконтроллера или ЦСП (метод является низкочастот-

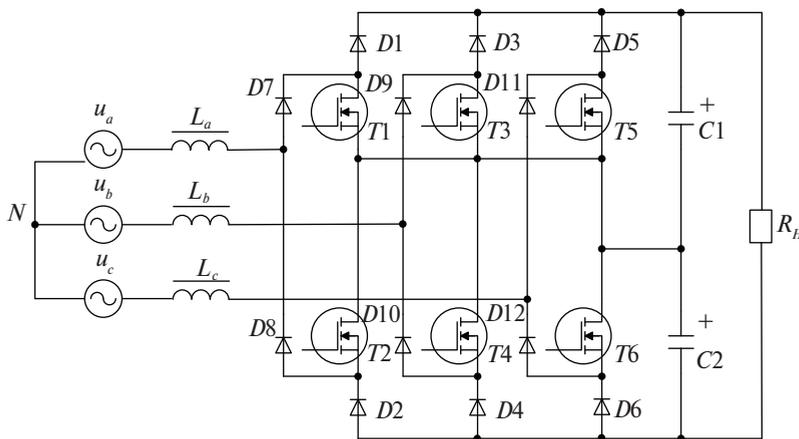


Рис. 2.4. Трехфазный выпрямитель с двумя последовательно включенными конденсаторами на выходе

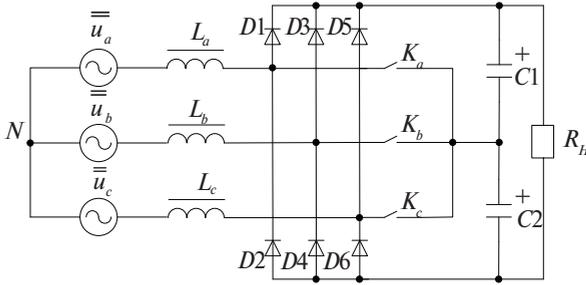


Рис. 2.5. Виенна выпрямитель

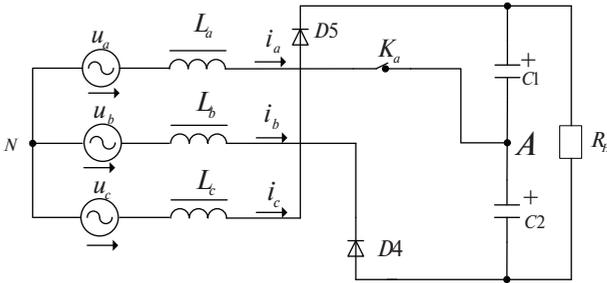


Рис. 2.6. Схема замещения Виенна выпрямителя, соответствующая состоянию перехода напряжения u_a через ноль в положительном направлении

напряжения можно пренебречь, считая это напряжение постоянным и равным $U_{\text{вых}}$. В точке «А» схемы выходное напряжение делится пополам. С учетом этого и принимая равными индуктивности дросселей в фазах, составим два независимых уравнения по 2-му закону Кирхгофа.

$$-u_a + L \frac{di_a}{dt} + \frac{U_{\text{вых}}}{2} - L \frac{di_b}{dt} + u_b = 0, \quad (2.2.1)$$

$$-u_b + L \frac{di_b}{dt} - U_{\text{вых}} - L \frac{di_c}{dt} + u_c = 0. \quad (2.2.2)$$

Уравнения (2.2.1) и (2.2.2) содержат три неизвестных – производные фазных токов.

Третье уравнение получается в результате дифференцирования уравнения, составленного для узла N рис. 2.6 по 1-му закону Кирхгофа.

$$L \frac{di_a}{dt} + L \frac{di_b}{dt} + L \frac{di_c}{dt} = 0 \quad (2.2.3)$$

Решая систему уравнений (2.2.1)–(2.2.3), определим напряжение на дросселе фазы a в данном интервале:

$$L \frac{di_a}{dt} = \frac{2u_a - u_b - u_c}{3} = \frac{2\sqrt{2}U_\phi \sin \omega t - \sqrt{2}U_\phi \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \sqrt{2}U_\phi \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)}{3} =$$

ным). Каждый из ключей отпирается на определенную длительность (угол), начиная от перехода через ноль соответствующей фазы напряжения.

Допустим, этот угол составляет $\pi/6$. Если рассматривать переход через ноль в положительном направлении напряжения фазы a , включенными оказываются диоды $D4, D5$ и ключ K_a . Схема замещения для данного интервала показана на рис. 2.6. Стрелками показаны положительные направления напряжений и токов в фазах. Емкости конденсаторов $C1$ и $C2$ принимаются достаточно большими, поэтому при анализе пульсациями выходного на-

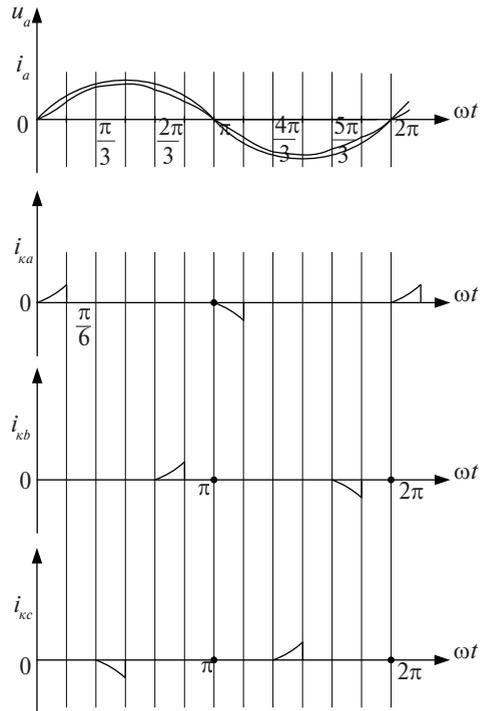
$$= \sqrt{2}U_\phi \sin \omega t = \frac{\sqrt{2}U_\lambda}{\sqrt{3}} \sin \omega t. \quad (2.2.4)$$

В последнем выражении U_ϕ и U_λ – действующие значения фазного и линейного напряжений.

Из (2.2.4) после интегрирования определим:

$$i_a = \frac{\sqrt{2}U_\lambda}{\sqrt{3}\omega L} (1 - \cos \omega t). \quad (2.2.5)$$

Полученное соотношение показывает, что ток фазы a возрастает в положительном направлении с нуля и точно также происходит изменение тока в ключе K_a . Токи в фазах b и c в рассматриваемом интервале зависят также от напряжения $U_{\text{вых}}$. При угле $\pi/6$ происходит выключение K_a , и поведение схемы в следующем интервале будет таким же, как в диодном выпрямителе с дросселями, то есть продолжается прохождение тока в каждой фазе. В следующем интервале, начиная с угла $\pi/3$, проводит ток ключ K_c (рис. 2.5), но теперь будут проводить ток диоды $D1$ и $D4$. На рис. 2.7 показаны временные диаграммы фазного напряжения u_a , фазного тока i_a и токов через ключи K_a , K_b и K_c . Напряжение на запертом ключе (в точках a , b на рис. 2.2) может иметь положительный или отрицательный знак в зависимости от направления прохождения тока в фазе, а абсолютное значение этого напряжения равно $U_{\text{вых}}/2$. Последнее можно увидеть из следующего приме-



ра. Допустим, ключ K_a закрывается (в момент $\pi/6$), что приводит к отпирианию диода $D1$ для возможности прохождения тока фазы a . Из рис. 2.5 следует, что к запертому ключу K_a приложено напряжение на конденсаторе $C1$, равное $U_{\text{вых}}/2$. При открытом диоде $D2$ к ключу K_a будет приложено напряжение на конденсаторе $C2$, также равное $U_{\text{вых}}/2$. Знак напряжения на запертом ключе K_a будет теперь противоположен первоначальному.

Схема моделирования в среде MATLAB Simulink показана на рис. 2.8, а результаты моделирования Виенна выпрямителя – на рис. 2.9. Исходные данные при моделировании были следующие: $U_\lambda = 380$ В; $P_{\text{вых}} = 7$ кВт; $U_{\text{вых}} = 530$ В; $f = 50$ Гц; $L_a = L_b = L_c = 12$ мГн.

На рис. 2.9 показаны фазные напряжения u_a и ток i_a , а на рис. 2.10, a и 2.10, b ток ключа K_a и выходное напряжение, пульсирующее с частотой $6f$ (f – частота сети).

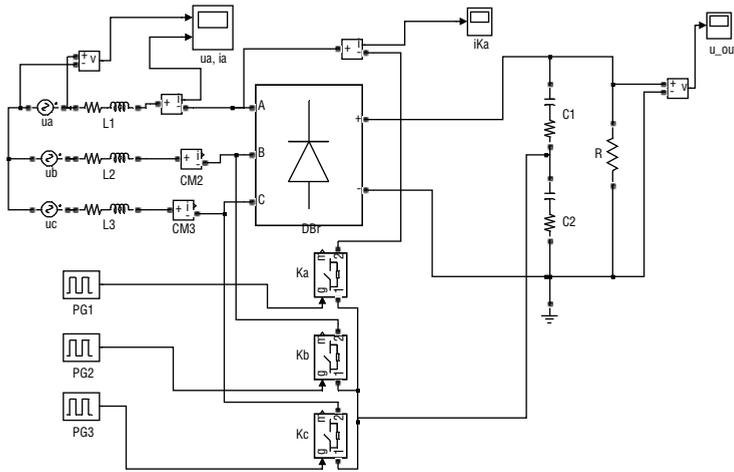


Рис. 2.8. Схема моделирования Виенна выпрямителя

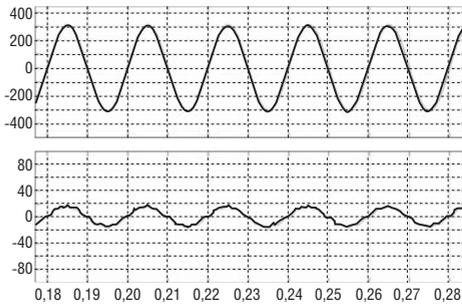


Рис. 2.9. Напряжение и ток фазы выпрямителя

Для стабилизации выходного напряжения можно использовать изменения угла проводимости каждого ключа: для снижения напряжения $U_{\text{вых}}$ необходимо уменьшать этот угол, а для увеличения — увеличивать.

Описанную здесь систему управления можно выполнить без применения микроконтроллеров, и то, что схема управления получается при этом простой и дешевой, является ее преимуществом.

Хотя при полной нагрузке коэффициент мощности достигает 0,99, нужно учитывать большое количество гармоник, в том числе и низкочастотных, в фазном токе. Дроссели, работающие на частоте сети, требуются с достаточно большой индуктивностью. Тем не менее, их стоимость можно уменьшить, если в качестве сердечников применить дешевое электротехническое железо с высокой индукцией насыщения.

Можно видеть, что в схеме в рис. 2.5 требуется вдвое меньше ключей, чем в схеме рис. 2.4. Однако при этом каждый ключ в схеме Виенна выпрямителя должен нести вдвое больший ток. КПД и коэффициент мощности обеих схем примерно одинаковы при одних и тех же методах управления.

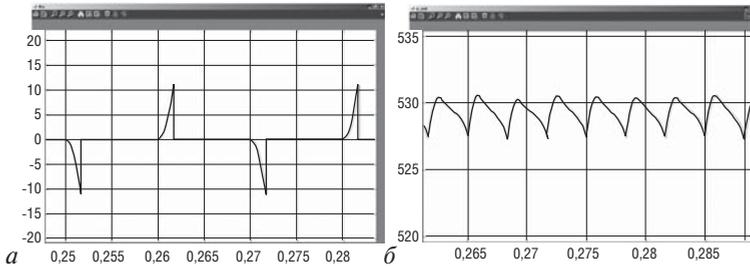


Рис. 2.10. а. Ток в ключе выпрямителя; б. Выходное напряжение выпрямителя.

ГЛАВА 3

МОСТОВЫЕ DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Класс преобразователей, которые позволяют получить постоянное выходное напряжение при входном постоянном, принято называть DC–DC преобразователями. При достаточно высоком входном напряжении (> 200 В) и выходной мощности более 1 кВт широко используется мостовая схема с фазовым управлением (другое ее название – с фазовым сдвигом – phase shift). Мостовая схема с четырьмя ключами и первичной обмоткой трансформатора в диагонали обеспечивает резонансный перезаряд выходной емкости ключа, что позволяет значительно снизить потери в нем на переключение [23].

Данный режим работы ключей принято называть мягким переключением, другой термин – переключение при нуле напряжения (ПНН). Существует несколько разновидностей мостовой схемы, каждая имеет свои отличительные особенности и может быть применена для определенных технических требований.

В данной главе рассматриваются три наиболее известные мостовые схемы с фазовым управлением и подчеркиваются особенности, достоинства и недостатки каждой из них.

3.1. Мостовой преобразователь с LC-фильтром

Преобразователь, рассматриваемый в данном разделе, используется очень широко для самых различных областей применения. Его схема, показанная на рис. 3.1, появилась первой в ряду мостовых схем с фазовым управлением. Схема на рис.3.1 показана без некоторых элементов, улучшающих работу, но качественно не влияющих на ее принцип действия. Показанная схема может работать и при обычном ШИМ-управлении ключами, которое пока не рассматривается.

В схеме рис. 3.1, работающей как все мостовые схемы с фазовым сдвигом симметрично, каждый полупериод работы ($T/2$) разделяется на интервал импульса (t_u) и паузы ($T/2 - t_u$). В импульсе ток через диагональ проходит либо через транзисторы $T1, T4$, либо через $T2, T3$. В паузе открыты (замкнуты) горизонтально расположенные на схеме транзисторы – либо $T1$ и $T3$ (в одном полупериоде), либо $T2, T4$ (в другом). При переключении стоек транзисторов – вертикально

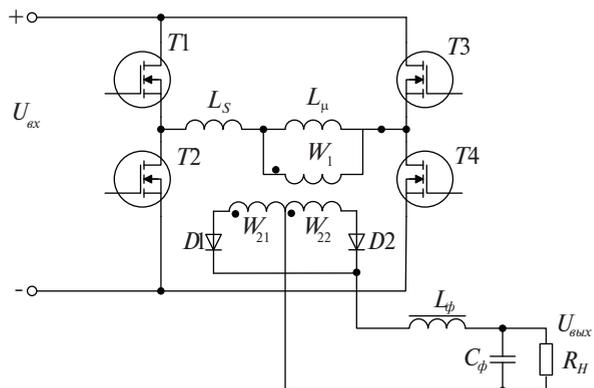


Рис. 3.1. Мостовой преобразователь с LC-фильтром

расположенных ключей на схеме – в управлении предусматривается небольшая временная пауза, предназначенная для резонансного перезаряда выходных емкостей транзисторов. Тем самым достигается включение ранее запертого транзистора при нуле напряжения. Перезаряд выходных емкостей производится энергией, накопленной в индуктивности L_s , для этого ток в индуктивности «сохраняется», проходя во время паузы через горизонтально расположенные ключи. Поэтому от индуктивности L_s требуется энергия $L_s I^2 / 2$ (I – ток через L_s к началу коммутации ключей), достаточная для перезаряда указанных емкостей.

Сердечники трансформатора T_p и выходного дросселя, как правило, различные. Трансформатор, работающий на частотах десятки кГц, может использовать кольцевой или разрезной сердечник из аморфного железа, или феррит. Сердечник дросселя L_ϕ может выполняться из материала Cool Mu, MO – пермаллоя, феррита или аморфного железа. Конструктивно желательно выполнить и трансформатор и дроссель с использованием низкопрофильных сердечников, что позволит весь преобразователь выполнить с минимальной высотой. Последнее обеспечит повышенную удельную мощность преобразователя. При больших токах в нагрузке конструкция дросселя L_ϕ будет препятствовать снижению высоты преобразователя и, следовательно, препятствовать его миниатюризации.

Кроме того, выполнение трансформатора и выходного дросселя, как конструктивно разных элементов, может рассматриваться как известный недостаток схемы рис. 3.1. По этим причинам находят применение другие мостовые схемы с мягким переключением.

3.2. Мостовой преобразователь с удвоителем тока, несимметричный режим работы трансформатора

На рис. 3.2 показана схема мостового преобразователя с выпрямителем на основе удвоителя тока. Предполагается, что в схеме реализуется фазовое управление, при котором напряжение на обмотках трансформатора T_p появляется при отпириании

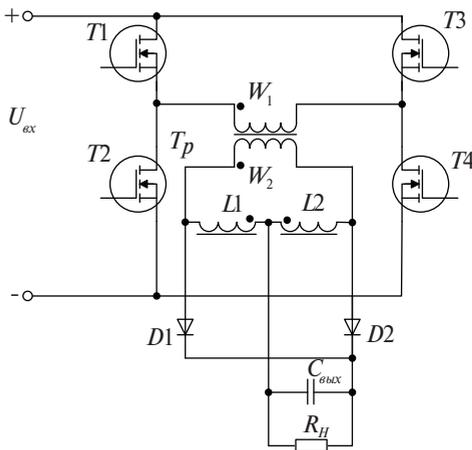


Рис. 3.2. Мостовой преобразователь с удвоителем тока

диагонально расположенных транзисторов $T1, T4$ или $T2, T3$ – это интервал импульса ($t_{п}$). В паузе ($t_{п}$) открываются поочередно в каждом полупериоде либо верхние транзисторы ($T1, T3$), либо нижние – $T2, T4$.

Напряжения на обмотках трансформатора в паузе равны нулю, при этом проводят ток оба выходных диода. При одинаковых сопротивлениях обмоток дросселей и одинаковых параметрах обеих половин схемы токи в каждом дросселе $L1$ и $L2$ равны половине тока нагрузки.

Мягкое переключение обеспечивается индуктивностью рассеяния трансформатора или, если необходимо, дополнительной индуктивностью,

подключаемой последовательно с обмоткой W_1 .

Выпрямитель с удвоителем тока находит все большее применение в устройствах большой мощности вследствие простой конструкции трансформатора, не имеющего среднего вывода вторичной обмотки, пониженного тока в этой обмотке, меньшей индуктивности рассеяния, а также лучшей технологичности изготовления дросселей, в каждом из которых ток в два раза меньше тока нагрузки.

Получим регулировочную характеристику (РХ) схемы, принимая обычные в таком случае допущения об идеальности входящих в нее элементов. Пульсациями выходного напряжения пренебрегаем, считая выходное напряжение равным $U_{\text{вых}}$. Используем диаграмму напряжения на обмотках трансформатора (рис. 3.3). Коэффициент трансформации n принимаем равным отношению витков обмоток ($n = W_2/W_1$).

В интервале $t_{И1}$ (открыты транзисторы $T1, T4$ и диод $D1$) имеем напряжения на обмотках трансформатора и дросселей (полагаем напряжение на соответствующей обмотке положительным, если положительный потенциал у начала обмотки, обозначенной точкой):

$$u_{W1И1} = U_{\text{ex}}; u_{W2И1} = nU_{\text{ex}};$$

$$u_{L1И1} = -U_{\text{вых}}; u_{L2И1} = u_{W2И1} + u_{L1И1} = nU_{\text{ex}} - U_{\text{вых}}.$$

В первом за период интервале паузы открыты диоды $D1$ и $D2$:

$$u_{L1П1} = u_{L2П1} = -U_{\text{вых}}.$$

Во втором полупериоде, когда открыты транзисторы $T2, T3$ и диод $D2$, то есть в интервале $t_{И2}$:

$$u_{W1И2} = -U_{\text{ex}}; u_{W2И2} = -nU_{\text{ex}};$$

$$u_{L2И2} = -U_{\text{вых}}; u_{L1И2} = nU_{\text{ex}} - U_{\text{вых}}.$$

Во втором интервале паузы ($t_{П2}$), как и в первом, открыты оба диода:

$$u_{L2П2} = u_{L1П2} = -U_{\text{вых}}.$$

Составим уравнение вольт-секундного баланса в периодическом (установившемся) режиме для любого из дросселей, полагая $t_{И} = t_{И1} = t_{И2}$ и $t_{П} = t_{П1} = t_{П2}$:

$$(nU_{\text{ex}} - U_{\text{вых}})t_{И} - U_{\text{вых}}(2t_{П} + t_{И}) = 0.$$

Определяя коэффициент заполнения импульсов в периодическом режиме как $D = 2 \cdot t_{И} / T$, получим РХ преобразователя:

$$U_{\text{вых}} = \frac{nU_{\text{ex}}D}{2}. \quad (3.2.1)$$

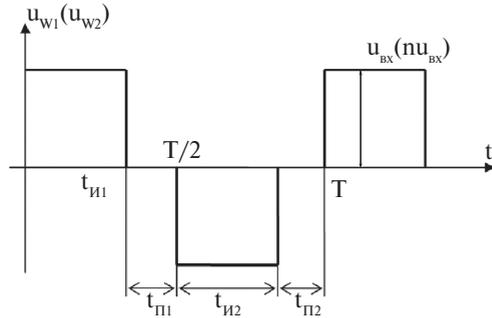


Рис. 3.3. Диаграмма напряжения на обмотках трансформатора в мостовой схеме с фазовым управлением