



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова»



УТВЕРЖДАЮ
Директор ИЭиАС
В.Р. Храмшин

26.01.2022 г.

РАБОЧАЯ ПРОГРАММА ДИСЦИПЛИНЫ (МОДУЛЯ)

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Направление подготовки (специальность)
11.03.04 Электроника и микроэлектроника

Направленность (профиль/специализация) программы
Проектирование и программирование систем Интернета вещей

Уровень высшего образования - бакалавриат

Форма обучения
очная

Институт/ факультет	Институт энергетики и автоматизированных систем
Кафедра	Электроники и микроэлектроники
Курс	4
Семестр	7

Магнитогорск
2022 год

Рабочая программа составлена на основе ФГОС ВО - магистратура по направлению подготовки 11.04.04 Электроника и наноэлектроника (приказ Минобрнауки России от 22.09.2017 г. № 959)

Рабочая программа рассмотрена и одобрена на заседании кафедры Электроники и микроэлектроники

19.01.2022 г. протокол № 5

Зав. кафедрой  Д.Ю. Усатый

Рабочая программа одобрена методической комиссией ИЭиАС
26.01.2022 г. протокол № 5

Председатель  В.Р. Храмшин

Рабочая программа составлена:

профессор кафедры ЭиМЭ, д-р техн. наук  М.Ю. Петушков

Рецензент:

директор СЦ ООО "ТЕХНОАП Инжиниринг", канд. техн. наук

 Е.С. Суспицын

Лист актуализации рабочей программы

Рабочая программа пересмотрена, обсуждена и одобрена для реализации в 2023 - 2024 учебном году на заседании кафедры Электроники и микроэлектроники

Протокол от _____ 20__ г. № ____
Зав. кафедрой _____ Д.Ю. Усатый

Рабочая программа пересмотрена, обсуждена и одобрена для реализации в 2024 - 2025 учебном году на заседании кафедры Электроники и микроэлектроники

Протокол от _____ 20__ г. № ____
Зав. кафедрой _____ Д.Ю. Усатый

Рабочая программа пересмотрена, обсуждена и одобрена для реализации в 2025 - 2026 учебном году на заседании кафедры Электроники и микроэлектроники

Протокол от _____ 20__ г. № ____
Зав. кафедрой _____ Д.Ю. Усатый

Рабочая программа пересмотрена, обсуждена и одобрена для реализации в 2026 - 2027 учебном году на заседании кафедры Электроники и микроэлектроники

Протокол от _____ 20__ г. № ____
Зав. кафедрой _____ Д.Ю. Усатый

1 Цели освоения дисциплины (модуля)

Задачей курса " Энергетическая электроника" является изучение свойств и характеристик различных видов преобразователей электрической энергии большой мощности, а также теоретически обоснованных общих методов практического выбора, расчета и управления тиристорных преобразователей, используемых в различных областях современного автоматизированного производства, особенности эксплуатации и сервисного обслуживания преобразователей.

2 Место дисциплины (модуля) в структуре образовательной программы

Дисциплина Энергетическая электроника входит в часть учебного плана формируемую участниками образовательных отношений образовательной программы.

Для изучения дисциплины необходимы знания (умения, владения), сформированные в результате изучения дисциплин/ практик:

Физические основы электроники

Материалы и элементы электронной техники

Основы преобразовательной техники

Знания (умения, владения), полученные при изучении данной дисциплины будут необходимы для изучения дисциплин/практик:

Подготовка к сдаче и сдача государственного экзамена

Выполнение и защита выпускной квалификационной работы

Методы и средства диагностирования

Проектная деятельность

3 Компетенции обучающегося, формируемые в результате освоения дисциплины (модуля) и планируемые результаты обучения

В результате освоения дисциплины (модуля) «Энергетическая электроника» обучающийся должен обладать следующими компетенциями:

Код индикатора	Индикатор достижения компетенции
ПК-5 Способен организовать профилактическую работу электронного оборудования	
ПК-5.1	Разрабатывает мероприятия по планированию порядка и последовательности проведения профилактических работ на электронном оборудовании
ПК-5.2	Контролирует полноту и качество проведения профилактических работ на электронном оборудовании

4.1 Двухтактные преобразователи с трансформаторным разделением цепей (типа 2р). Простейшие схемы	7	6	2		6		устный опрос	ПК-5.1
Итого по разделу		6	2		6			
5. ПРИМЕРЫ ПРАКТИЧЕСКИХ РАБОТОК								
5.1 Автономный ключевой стабилизатор мощностью 2,8 квт с двухтактным шим-преобразователем постоянного напряжения	7	4	2				устный опрос	ПК-5.2
5.2 Стабилизирующий ОПНП (ИВЭП-3)		2	3		6		устный опрос	ПК-5.2
Итого по разделу		6	5		6			
6. Понимание техники шума и его влияние на преобразователь								
6.1 Количественная оценка выбросов	7	2			6		устный опрос	ПК-5.2
6.2 Сравнение форм волны модуляции на модели		2			6		устный опрос	ПК-5.2
6.3 Коррекция коэффициента мощности (PFC) в источниках питания		2			5		устный опрос	ПК-5.2
Итого по разделу		6			17			
Итого за семестр		38	19		49		зао	
Итого по дисциплине		38	19		49		зачет с оценкой	

5 Образовательные технологии

Анализ дефиниций понятия «технология обучения» позволил мне в качестве исходной при изучении курса определить педагогическую технологию как совокупность способов и приемов, а также форм взаимосвязанной деятельности субъектов образовательного процесса, обеспечивающую эффективность функционирования педагогической системы и гарантированное достижение поставленных педагогических целей. При этом мною рассматривается информационная технология как технологический подход, т.е. мною применяются такие основные понятия ИТ, как информация, технология, новые информационные технологии, информационные, компьютерные, образовательные, и педагогические технологии, опираясь на техническую составляющую ИТ, то есть в основе лежат программно-технические средства.

6 Учебно-методическое обеспечение самостоятельной работы обучающихся

Представлено в приложении 1.

7 Оценочные средства для проведения промежуточной аттестации

Представлены в приложении 2.

8 Учебно-методическое и информационное обеспечение дисциплины (модуля)

а) Основная литература:

1. Петушков М.Ю. Преобразователи постоянного напряжения. Учебное пособие / Москва, 2022. Сер. 76 Высшее образование (2-е изд., пер. и доп) <https://urait.ru/bcode/496807>

2. Петушков М.Ю. Автономные инверторы. Учебное пособие / Москва, 2022. Сер. 76 Высшее образование (2-е изд.) : <https://urait.ru/bcode/497165>

3. Розанов Ю.К., Силовая электроника : учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк - М. : Издательский дом МЭИ, 2016. - ISBN 978-5-383-01023-5 - Текст : электронный // ЭБС "Консультант студента" : [сайт]. - URL : <http://www.studentlibrary.ru/book/ISBN9785383010235.html>

4. Мэк Р., Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению / Мэк Р. - М. : ДМК Пресс, 2016. - 272 с. (Силовая электроника) - ISBN 978-5-94120-172-3 - Текст : электронный // ЭБС "Консультант студента" : [сайт]. - URL : <http://www.studentlibrary.ru/book/ISBN9785941201723.html>

б) Дополнительная литература:

1. Силовая электроника: учебное пособие / А.В. Родыгин. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2017. - 72 с. - ISBN 978-5-7782-3289-1. Текст : электронный // ЭБС "Консультант студента" : [сайт]. - URL : <http://www.studentlibrary.ru/book/ISBN9785778232891>

2. Воронин П.А., Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / Воронин П.А. - М. : ДМК Пресс, 2015. - 382 с. - ISBN 978-5-97060-266-9 - Текст : электронный // ЭБС "Консультант студента" : [сайт]. - URL : <http://www.studentlibrary.ru/book/ISBN85970602669.html>

3. Белоус А.И., Полупроводниковая силовая электроника / Белоус А.И., Ефименко С.А., Турцевич А.С. - М. : Техносфера, 2013. - 12 с. - ISBN 978-5-94836-367-7 - Текст : электронный // ЭБС "Консультант студента" : [сайт]. - URL : <http://www.studentlibrary.ru/book/ISBN9785948363677.html>

4. Прохоров, В. А. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии : учебное пособие / В.А. Прохоров. — Москва : ИНФРА-М, 2021. — 315 с. — (Высшее образование: Бакалавриат). — DOI 10.12737/1019082. - ISBN

978-5-16-015168-7. - Текст : электронный. - URL:
<https://znanium.com/catalog/product/1019082>

5. Ладенко, Н. В. Выпрямительные устройства в силовой электронике : учебное пособие / Н. В. Ладенко. - Москва : Вологда : Инфра-Инженерия, 2019. - 168 с. : ил., табл. - ISBN 978-5-9729-0382-5. - Текст : электронный. - URL:
<https://znanium.com/catalog/product/1167701>

6. Петушков М.Ю. Преобразователи постоянного напряжения: Учебное пособие. Магнитогорск: МГТУ, 2005. 62с.

7. Федоров О.В., Сарваров А.С., Петушков М.Ю. Электромагнитная совместимость пусковых устройств для электроприводов переменного тока с питающей сетью. Научные труды Винницкого национального технического университета. 2015. № 4. С. 18-21.

в) Методические указания:

1. Петушков М.Ю. Методические указания к лабораторным работам по дисциплине «Основы преобразовательной техники» для студентов специальности 210100. Петушков М.Ю., Валяева А.М., Завьялов Е.А. Изд-во Магнитогорск. гос.техн.ун-та им. Г.И.Носова, 2014. 42с.

2. Автономные преобразователи; практикум\ М.Ю. Петушков. Магнитогорск; Изд-во Магнитогорскую гос. техн. ун-та им.Г.И.Носова, 2021. 51с.

г) Программное обеспечение и Интернет-ресурсы:

Программное обеспечение

Наименование ПО	№ договора	Срок действия лицензии
MS Office 2007 Professional	№ 135 от 17.09.2007	бессрочно
NI MultiSim Education	К-68-08 от 29.05.2008	бессрочно

Профессиональные базы данных и информационные справочные системы

Название курса	Ссылка
Международная реферативная и полнотекстовая справочная база	http://scopus.com
Международная база полнотекстовых журналов Springer Journals	http://link.springer.com/
Электронные ресурсы библиотеки МГТУ им. Г.И. Носова	https://magtu.informsystema.ru/Marc.html?locale=ru

9 Материально-техническое обеспечение дисциплины (модуля)

Материально-техническое обеспечение дисциплины включает:

Материально-техническое обеспечение дисциплины включает:
Лекционная аудитория ауд. 458 Мультимедийные средства хранения, передачи и представления информации

Лаборатория преобразовательной техники и программированных технических средств №360 Лабораторные стенды с комплектом лабораторных работ

-Преобразовательная техника ПТ-2.

-Автономные преобразователи.

Компьютерные классы Центра информационных технологий ФГБОУ ВПО «МГТУ» и специализированная ауд.343 Персональные компьютеры, объединенные в локальные сети с выходом в Internet, оснащенные современными программно-методическими комплексами для решения задач в области преобразовательной техники Multisim 11.1(EWB 5.12)

Приложение 1

6. Учебно-методическое обеспечение самостоятельной работы обучающихся

При проведении дисциплины предусмотрено выполнение устных и письменных контрольных работ (по индивидуальным вариантам), проверка графических работ – еженедельно, выполнение зачетных работ.

Самостоятельная работа предусматривает:

- подготовку к практическим занятиям и лабораторным работам, просмотр необходимых разделов в конспектах, учебных пособиях и методических указаниях;
- исправление грубых ошибок, замечаний, обводку и оформление чертежей.

Самостоятельная работа в ходе аудиторных занятий предполагает: изучение и повторение теоретического материала по темам лекций (по конспектам и учебной литературе, методическим указаниям), решение задач, выполнение индивидуальных графических работ.

Самостоятельная работа под контролем преподавателя предполагает подготовку конспектов и выполнение необходимых расчетов по разделам дисциплины, решение и проверка преподавателем задач, графических работ, работа с методической литературой.

Внеаудиторная самостоятельная работа студентов предполагает подготовку к практическим занятиям, подготовку к контрольным работам, выполнение практических заданий (графических работ), изучение необходимых разделов в конспектах, учебных пособиях и методических указаниях; работа со справочной литературой, исправление ошибок, замечаний, оформление чертежей; работу с компьютерными графическими пакетами и электронными учебниками.

По данной дисциплине предусмотрены различные виды контроля результатов обучения: текущий контроль (еженедельная проверка выполнения заданий и работы с учебной литературой), периодический контроль (контрольные работы, задачи и графические работы) по каждой теме дисциплины, итоговый контроль в виде зачета с оценкой в каждом семестре.

К разделу 1. 1. К какому виду преобразователей относятся преобразователи типа 1?

- а) только повышающий
- б) только понижающий
- в) повышающе – понижающий

2. К какому виду преобразователей относятся преобразователи типа 2?

- а) только повышающий
- б) только понижающий
- в) повышающе – понижающий

3. К какому виду преобразователей относятся преобразователи типа 3?

- а) только повышающий
- б) только понижающий
- в) повышающе – понижающий

4. Почему преобразователи с индексами А и Б применяют редко?

- а) большие массогабаритные показатели
- б) сложность в управлении
- в) большое количество элементов

5. Использование в катушки индуктивности двух обмоток в схеме 1С1Б

приводит

к

- а) повышению КПД
- б) повышению напряжения на выходе
- в) понижению напряжения на выходе

6. Какие функции выполняет многообмоточный дроссель в преобразователях типа 3?

- а) гальванического разделения цепей
- б) создание многоканального выхода
- в) разделительного трансформатора

7. В двухтактных преобразователях всегда присутствует

- а) разделительный трансформатор
- б) силовой трансформатор
- в) вспомогательный трансформатор

к разделу 2.

1. Какое из допущений не применяется в расчетах преобразователей

- а) потери мощности во всех элементах схемы не равны нулю;
- б) напряжение пульсаций на конденсаторах фильтра максимально;
- в) фронты переключения транзистора равны нулю.

2. К чему приводят пульсации тока дросселя?

- а) увеличению потерь;
- б) увеличению токов на всех элементах;
- в) увеличению напряжения на всех элементах.

3. Коэффициент нагрузки характеризует

- а) относительное значение индуктивности дросселя;
- б) величину нагрузки;

в) влияние частоты на работу преобразователя.

4. При каком значении коэффициента нагрузки возникает режим прерывистых токов?

- а) $\beta=1$;
- б) $\beta \geq 1$;
- в) $\beta \leq 1$.

5. В режиме прерывистых токов дросселя ($\beta^* < 1$) для сохранения тех же уровней $U_{\text{нак}}$ и $U_{\text{рас}}$ необходимо

- а) уменьшить длительности интервалов накопления и расхода энергии;
- б) уменьшить длительность интервала накопления и увеличить интервал расхода энергии;
- в) увеличить длительность интервалов накопления и уменьшить интервал расхода энергии.

6. К чему приводит уменьшение нижней границы входного напряжения?

- а) уменьшению выходной мощности;
- б) увеличению тока на силовых элементах;
- в) увеличению напряжения на силовых элементах.

7. Под расчетной мощностью транзисторов и конденсаторов понимается

- а) произведение напряжений и токов на этих элементах в открытом состоянии
- б) произведения напряжений и токов на этих элементах в закрытом состоянии;
- в) произведение максимума напряжения на максимум тока, максимумы взяты из разных режимов.

8. Увеличение коэффициента нагрузки вызывает

а) уменьшение тока транзистора и конденсатора;

б) увеличению индуктивности

в) увеличению габаритных размеров дросселя.

9. Почему нельзя включать преобразователь без нагрузки?

а) происходит увеличение потребляемого тока;

б) преобразователь теряет регулировочную способность;

в) происходит увеличение выходного напряжения.

10. Исходя из каких параметров выбирают рабочий диапазон изменения коэффициента нагрузки

а) изменения тока транзистора;

б) изменения тока конденсатора;

в) расчетной мощности дросселя.

К разделу 3.

1. Для одноктных преобразователей во входную цепь включают $L_{\text{вх}}$ для :

а) снижения пульсаций входного напряжения;

б) обеспечения непрерывности потребляемого тока;

в) получения прерывистого тока.

2. Схема 1С1 всегда

а) понижающая;

б) повышающая;

в) повышающе-понижающая.

3. Схемы с двухобмоточным дросселем применяют

а) для повышения напряжения при низковольтном питании;

б) для понижения напряжения при повышенном напряжении питания;

в) для уменьшения тока через ключ.

4. Выполнение дросселя двухобмоточным приводит

а) увеличению габаритных размеров

б) появлению прямоугольной составляющей тока выходного конденсатора;

в) нелинейным регулировочным характеристикам.

5. В комбинированной схеме если ключ Т1 управляется в функции тока нагрузки, а Т2 в функции напряжения, то регулировочная характеристика

а) линейна;

б) не линейна;

в) прямоугольная.

6. В преобразователи с промежуточным трансформатором для получения многоканального выхода достаточно:

а) подключить несколько нагрузок;

б) подключить нагрузки через отдельную вторичную обмотку и выпрямительные

диоды;

в) подключить нагрузки через конденсаторы.

7. Недостатком схем с промежуточным трансформатором является

а) увеличение габаритных размеров трансформатора;

б) наличие тока подмагничивания;

в) увеличение токов диода и заряда конденсатора.

8. В схеме Кука трансформатор работает

а) на переменном токе;

б) имеет треугольную составляющую;

в) с током подмагничивания.

9. Массогабаритные размеры в схеме Кука уменьшены за счет

а) применения сердечника трансформатора без зазора;

б) нагрузка имеет большой внутренний импеданс;

в) увеличение частоты коммутации ключа.

10. Для преобразователей с входным трансформатором характерно

а) возврат энергии в сеть или нагрузку;

б) перемангничивание сердечника;

в) наличие дополнительного диода.

11. Для схем с входным трансформатором напряжение на ключе имеет

а) пониженное значение;

б) не превышает напряжение питания;

в) повышенное значение.

12. Обмотка возврата служит для

а) увеличения напряжения на выходе;

б) перемангничивания сердечника трансформатора;

в) увеличения габаритных размеров трансформатора.

13. Схемы с выходным трансформатором
 - а) имеют преимущества перед лучшими схемами с входным трансформатором;
 - б) не имеют такого преимущества;
 - в) схемы равнозначны.
14. Двухтактные преобразователи отличаются друг от друга
 - а) местом включения дросселя;
 - б) алгоритмом переключения ключей;
 - в) выходным выпрямителем.
15. Благодаря включению дросселя в первичную цепь трансформатора схема типа 2P2 имеет преимущества по сравнению со схемой типа 2P1 в следующем:
 - а) в возможности ее выполнения с любым числом выходных каналов без добавления магнитных элементов;
 - б) в отсутствии проблемы защиты транзисторов от сквозных токов при переключении транзисторов и при несимметричном перемагничивании (одностороннем насыщении) сердечника трансформатора;
 - в) в меньших динамических потерях при выключении транзистора.

К разделу 4.

1. Почему частоты ниже 20 кГц не применяют в преобразователях
 - а) в сердечнике повышенные потери;
 - б) акустические шумы в сердечнике;
 - в) увеличение габаритных размеров сердечника.
2. Демпферная цепь предназначена для
 - а) защиту ключа при включении;
 - б) защиту ключа при выключении;
 - в) защиту ключа как при включении, так и выключении.
3. Для снижения индуктивности рассеяния обмоток трансформатора
 - а) первичную и вторичные обмотки чередуют и равномерно распределяют на магнитопроводе;
 - б) обмотки располагают одну над другой;
 - в) обмотки на магнитопроводе расположены рядом.
4. Сердечники из кремнистой стали применимы там где
 - а) незначительная выходная частота;
 - б) высокочастотное переключение ключей;
 - в) высокие массогабаритные показатели.
5. Оптимальное значение индуктивности последовательного дросселя определяется таким, образом,
 - а) чтобы ток коллектора транзистора достигал своего максимального значения одновременно со снижением напряжения на транзисторе до нуля;
 - б) чтобы ток коллектора транзистора достигал своего минимального значения одновременно со снижением напряжения на транзисторе до нуля;
 - в) чтобы ток коллектора транзистора достигал своего максимального значения одновременно с повышением напряжения на транзисторе до максимального значения.
6. Линейный стабилизатор напряжения применяют
 - а) для получения напряжения с малыми пульсациями;
 - б) для стабилизации выходного напряжения при изменении напряжения питания;
 - в) для стабилизации выходного напряжения при изменении величины нагрузки.
7. Для чего необходима схема первоначального запуска
 - а) снять остаточные напряжения на конденсаторах;
 - б) для обеспечения работы схемы управления;
 - в) заряда конденсаторов выходного фильтра.
8. Чтобы сгенерировать регулируемое выходное напряжение, ключ должен
 - а) включиться
 - б) выключиться
 - в) начать переключение
9. В режиме прерывистого тока (DCM), энергия, накапливаемая в катушке индуктивности в течение интервала включения ключа, равна
 - а) нулю
 - б) только энергии, требуемой нагрузкой для одного переключения цикла, плюс сумма от потерь на конденсаторе

в) максимальна

10. Какие параметры схемы определяют в каком режиме работать преобразователю, прерывистом или непрерывном?

а) входное напряжение

б) выходное напряжение

в) частота переключения и значение индуктивности

11. Обмотка катушки индуктивности должна иметь сопротивление для ограничения мощности рассеивания и избежать перегрева

а) высокое

б) низкое

в) очень высокое

12. По каким параметрам выбирают МОП-транзистор

а) по току

б) по напряжению

в) по коммутационным потерям

13. При выключении ключа происходит в обратно ходовом преобразователе

а) энергии во вторичную обмотку

б) энергия, накопленная в трансформаторе, передается, в нагрузку

в) накопленная энергия достигает нуля

14. Индуктивность рассеяния катушки индуктивности не зависит

а) геометрия обмотки

б) количество витков

в) сердечника, и его материала

15. Скин-эффект

а) ток, протекающий по проводнику концентрируется вблизи поверхности проводника

б) распределение тока в каждом проводнике изменяется под действием переменного магнитного поля друг друга

в) соседние проводники пропускают ток в противоположном направлении, то ток концентрируется

к разделу 5.

1. Технология, называемая сглаживанием частот с распределенным спектром (SSFD), при которой частота переключения

а) смещается в пределах ограниченного диапазона примерно до номинальной заданной величины

б) смещается в пределах ограниченного диапазона примерно до минимально заданной величины

в) смещается в пределах ограниченного диапазона примерно до максимально заданной величины

2. Электромагнитные шумы это

а) воздействие одной части оборудования на работу другого посредством электромагнитной передачи энергии

б) воздействие сетевого оборудования на устройство

в) воздействие электромагнитного, α - и β - излучений

3. Электромагнитная совместимость (EMC)

а) воздействие сетевого оборудования на устройство

б) отсутствие электромагнитных шумов

в) воздействие от системы электропитания

4. Частотное разрешение - это способность анализатора спектра

а) разделять две входные синусоиды на разные отклики

б) вычислить сумму и разность продуктов плюс два исходных сигнала

в) продукт смешивания

5. Средний детектор это

а) детектор определяющий взвешивания частоты повторения спектральной составляющей

б) низкочастотный фильтр

в) выполняющий сканирование с пиковой скоростью

6. При периодическом сигнале мощность излучения будет концентрироваться

а) на частоте переключения

б) на боковых полосах

в) на пиковой амплитуде

7. LISN - это фильтр

- а) фильтр ВЧ-сигналов
- б) радиочастотных помех
- в) низких частот

К разделу 1. 1. К какому виду преобразователей относятся преобразователи типа 1?

- а) только повышающий
- б) только понижающий
- в) повышающе – понижающий

2. К какому виду преобразователей относятся преобразователи типа 2?

- а) только повышающий
- б) только понижающий
- в) повышающе – понижающий

3. К какому виду преобразователей относятся преобразователи типа 3?

- а) только повышающий
- б) только понижающий
- в) повышающе – понижающий

4. Почему преобразователи с индексами А и Б применяют редко?

- а) большие массогабаритные показатели
- б) сложность в управлении
- в) большое количество элементов

5. Использование в катушки индуктивности двух обмоток в схеме 1С1Б

приводит

к

- а) повышению КПД
- б) повышению напряжения на выходе
- в) понижению напряжения на выходе

6. Какие функции выполняет многообмоточный дроссель в преобразователях типа 3?

- а) гальванического разделения цепей
- б) создание многоканального выхода
- в) разделительного трансформатора

7. В двухтактных преобразователях всегда присутствует

- а) разделительный трансформатор
- б) силовой трансформатор
- в) вспомогательный трансформатор

к разделу 2.

2. Какое из допущений не применяется в расчетах преобразователей

- а) потери мощности во всех элементах схемы не равны нулю;
- б) напряжение пульсаций на конденсаторах фильтра максимально;
- в) фронты переключения транзистора равны нулю.

2. К чему приводят пульсации тока дросселя?

- а) увеличению потерь;
- б) увеличению токов на всех элементах;
- в) увеличению напряжения на всех элементах.

3. Коэффициент нагрузки характеризует

- а) относительное значение индуктивности дросселя;
- б) величину нагрузки;

в) влияние частоты на работу преобразователя.

4. При каком значении коэффициента нагрузки возникает режим прерывистых токов?

- а) $\beta=1$;
- б) $\beta \geq 1$;
- в) $\beta \leq 1$.

5. В режиме прерывистых токов дросселя ($\beta < 1$) для сохранения тех же уровней $U_{Lнак}$ и $U_{Lрас}$ необходимо

- а) уменьшить длительности интервалов накопления и расхода энергии;
- б) уменьшить длительность интервала накопления и увеличить интервал расхода энергии;
- в) увеличить длительность интервалов накопления и уменьшить интервал расхода энергии.

6. К чему приводит уменьшение нижней границы входного напряжения?

- а) уменьшению выходной мощности;
- б) увеличению тока на силовых элементах;
- в) увеличению напряжения на силовых элементах.

7. Под расчетной мощностью транзисторов и конденсаторов понимается

- а) произведение напряжений и токов на этих элементах в открытом состоянии

- б) произведения напряжений и токов на этих элементах в закратом состоянии;
- в) произведение максимума напряжения на максимум тока, максимумы взяты из разных режимов.

8. Увеличение коэффициента нагрузки вызывает

- а) уменьшение тока транзистора и конденсатора;
- б) увеличению индуктивности
- в) увеличению габаритных размеров дросселя.

9. Почему нельзя включать преобразователь без нагрузки?

- а) происходит увеличение потребляемого тока;
- б) преобразователь теряет регулировочную способность;
- в) происходит увеличение выходного напряжения.

10. Исходя из каких параметров выбирают рабочий диапазон изменения коэффициента нагрузки

- а) имения тока транзистора;
- б) изменения тока конденсатора;
- в) расчетной мощности дросселя.

К разделу 3.

2. Для однотактных преобразователей во входную цепь включают $L_{вст}$ для :

- а) снижения пульсаций входного напряжения;
- б) обеспечения непрерывности потребляемого тока;
- в) получения прерывистого тока.

2. Схема 1С1 всегда

а) понижающая;

- б) повышающая;
- в) повышающее-понижающая.

3. Схемы с двухобмоточным дросселем применяют

- а) для повышения напряжения при низковольтном питании;
- б) для понижения напряжения при повышенном напряжении питания;
- в) для уменьшения тока через ключ.

4. Выполнение дросселя двухобмоточным приводит

- а) увеличению габаритных размеров
- б) появлению прямоугольной составляющей тока выходного конденсатора;
- в) нелинейным регулировочным характеристикам.

5. В комбинированной схеме если ключ Т1 управляется в функции тока нагрузки, а Т2 в функции напряжения, то регулировочная характеристика

- а) линейна;
- б) не линейна;
- в) прямоугольная.

6. В преобразователи с промежуточным трансформатором для получения многоканального выхода достаточно:

- а) подключить несколько нагрузок;
- б) подключить нагрузки через отдельную вторичную обмотку и выпрямительные

диоды;

- в) подключить нагрузки через конденсаторы.

7. Недостатком схем с промежуточным трансформатором является

- а) увеличение габаритных размеров трансформатора;
- б) наличие тока подмагничивания;
- в) увеличение токов диода и заряда конденсатора.

8. В схеме Кука трансформатор работает

- а) на переменном токе;
- б) имеет треугольную составляющую;
- в) с током подмагничивания.

9. Массогабаритные размеры в схеме Кука уменьшены за счет

- а) применения сердечника трансформатора без зазора;
- б) нагрузка имеет большой внутренний импеданс;
- в) увеличение частоты коммутации ключа.

10. Для преобразователей с входным трансформатором характерно

- а) возврат энергии в сеть или нагрузку;
- б) перемангничивание сердечника;
- в) наличие дополнительного диода.

11. Для схем с входным трансформатором напряжение на ключе имеет

- а) пониженное значение;
- б) не превышает напряжение питания;
- в) повышенное значение.

12. Обмотка возврата служит для
 - а) увеличения напряжения на выходе;
 - б) перемагничивания сердечника трансформатора;
 - в) увеличения габаритных размеров трансформатора.
13. Схемы с выходным трансформатором
 - а) имеют преимущества перед лучшими схемами с входным трансформатором;
 - б) не имеют такого преимущества;
 - в) схемы равнозначны.
14. Двухтактные преобразователи отличаются друг от друга
 - а) местом включения дросселя;
 - б) алгоритмом переключения ключей;
 - в) выходным выпрямителем.
15. Благодаря включению дросселя в первичную цепь трансформатора схема типа 2P2 имеет преимущества по сравнению со схемой типа 2P1 в следующем:
 - а) в возможности ее выполнения с любым числом выходных каналов без добавления магнитных элементов;
 - б) в отсутствии проблемы защиты транзисторов от сквозных токов при переключении транзисторов и при несимметричном перемагничивании (одностороннем насыщении) сердечника трансформатора;
 - в) в меньших динамических потерях при выключении транзистора.

К разделу 4.

3. Почему частоты ниже 20 кГц не применяют в преобразователях
 - а) в сердечнике повышенные потери;
 - б) **акустические шумы в сердечнике;**
 - в) увеличение габаритных размеров сердечника.
4. Демпферная цепь предназначена для
 - а) защиту ключа при включении;
 - б) защиту ключа при выключении;
 - в) **защиту ключа как при включении, так и выключении.**
3. Для снижения индуктивности рассеяния обмоток трансформатора
 - а) **первичную и вторичные обмотки чередуют и равномерно распределяют на магнитопроводе;**
 - б) обмотки располагают одну над другой;
 - в) обмотки на магнитопроводе расположены рядом.
4. Сердечники из кремнистой стали применимы там где
 - а) незначительная выходная частота;
 - б) **высокочастотное переключение ключей;**
 - в) высокие массогабаритные показатели.
5. Оптимальное значение индуктивности последовательного дросселя определяется таким, образом,
 - а) **чтобы ток коллектора транзистора достигал своего максимального значения одновременно со снижением напряжения на транзисторе до нуля;**
 - б) чтобы ток коллектора транзистора достигал своего минимального значения одновременно со снижением напряжения на транзисторе до нуля;
 - в) чтобы ток коллектора транзистора достигал своего максимального значения одновременно с повышением напряжения на транзисторе до максимального значения.
6. Линейный стабилизатор напряжения применяют
 - а) для получения напряжения с малыми пульсациями;
 - б) для стабилизации выходного напряжения при изменении напряжения питания;
 - в) **для стабилизации выходного напряжения при изменении величины нагрузки.**
7. Для чего необходима схема первоначального запуска
 - а) **снять остаточные напряжения на конденсаторах;**
 - б) для обеспечения работы схемы управления;
 - в) заряда конденсаторов выходного фильтра.
8. Чтобы сгенерировать регулируемое выходное напряжение, ключ должен
 - а) включиться
 - б) выключиться
 - в) **начать переключение**
9. В режиме прерывистого тока (DCM), энергия, накапливаемая в катушке индуктивности в течение интервала включения ключа, равна

- а) нулю
- б) только энергии, требуемой нагрузкой для одного переключения цикла, плюс сумма от потерь на конденсаторе
- в) максимальна

10. Какие параметры схемы определяют в каком режиме работать преобразователю, прерывистом или непрерывном?

- а) входное напряжение
- б) выходное напряжение
- в) частота переключения и значение индуктивности

11. Обмотка катушки индуктивности должна иметь сопротивление для ограничения мощности рассеивания и избежать перегрева

- а) высокое
- б) низкое
- в) очень высокое

12. По каким параметрам выбирают МОП-транзистор

- а) по току
- б) по напряжению
- в) по коммутационным потерям

13. При выключении ключа происходит в обратном ходовом преобразователе

- а) энергии во вторичную обмотку
- б) энергия, накопленная в трансформаторе, передается, в нагрузку
- в) накопленная энергия достигает нуля

14. Индуктивность рассеяния катушки индуктивности не зависит

- а) геометрия обмотки
- б) количество витков
- в) сердечника, и его материала

15. Скин-эффект

- а) ток, протекающий по проводнику концентрируется вблизи поверхности проводника
- б) распределение тока в каждом проводнике изменяется под действием переменного магнитного поля друг друга

в) соседние проводники пропускают ток в противоположном направлении, то ток концентрируется

к разделу 5.

1. Технология, называемая сглаживанием частот с распределенным спектром (SSFD), при которой частота переключения

- а) смещается в пределах ограниченного диапазона примерно до номинальной заданной величины
- б) смещается в пределах ограниченного диапазона примерно до минимально заданной величины
- в) смещается в пределах ограниченного диапазона примерно до максимально заданной величины

2. Электромагнитные шумы это

- а) воздействие одной части оборудования на работу другого посредством электромагнитной передачи энергии
- б) воздействие сетевого оборудования на устройство
- в) воздействие электромагнитного, α - и β - излучений

3. Электромагнитная совместимость (EMC)

- а) воздействие сетевого оборудования на устройство
- б) отсутствие электромагнитных шумов
- в) воздействие от системы электропитания

4. Частотное разрешение - это способность анализатора спектра

- а) разделять две входные синусоиды на разные отклики
- б) вычислить сумму и разность продуктов плюс два исходных сигнала
- в) продукт смешивания

5. Средний детектор это

- а) детектор определяющий взвешивания частоты повторения спектральной составляющей
- б) низкочастотный фильтр
- в) выполняющий сканирование с пиковой скоростью

6. При периодическом сигнале мощность излучения будет концентрироваться

- а) на частоте переключения
 - б) на боковых полосах
 - в) на пиковой амплитуде
7. LISN - это фильтр
- а) фильтр ВЧ-сигналов
 - б) радиочастотных помех
 - в) низких частот

К разделу 1. 1. К какому виду преобразователей относятся преобразователи типа 1?

- а) только повышающий
 - б) только понижающий
 - в) повышающе – понижающий
2. К какому виду преобразователей относятся преобразователи типа 2?
- а) только повышающий
 - б) только понижающий
 - в) повышающе – понижающий
3. К какому виду преобразователей относятся преобразователи типа 3?
- а) только повышающий
 - б) только понижающий
 - в) повышающе – понижающий
4. Почему преобразователи с индексами А и Б применяют редко?
- а) большие массогабаритные показатели
 - б) сложность в управлении
 - в) большое количество элементов
5. Использование в катушки индуктивности двух обмоток в схеме 1С1Б

приводит

к

- а) повышению КПД
 - б) повышению напряжения на выходе
 - в) понижению напряжения на выходе
6. Какие функции выполняет многообмоточный дроссель в преобразователях типа 3?
- а) гальванического разделения цепей
 - б) создание многоканального выхода
 - в) разделительного трансформатора
7. В двухтактных преобразователях всегда присутствует
- а) разделительный трансформатор
 - б) силовой трансформатор
 - в) вспомогательный трансформатор

к разделу 2.

3. Какое из допущений не применяется в расчетах преобразователей
- а) потери мощности во всех элементах схемы не равны нулю;
 - б) напряжение пульсаций на конденсаторах фильтра максимально;
 - в) фронты переключения транзистора равны нулю.
2. К чему приводят пульсации тока дросселя?
- а) увеличению потерь;
 - б) увеличению токов на всех элементах;
 - в) увеличению напряжения на всех элементах.
3. Коэффициент нагрузки характеризует
- а) относительное значение индуктивности дросселя;
 - б) величину нагрузки;
- в) влияние частоты на работу преобразователя.
4. При каком значении коэффициента нагрузки возникает режим прерывистых токов?
- а) $\beta=1$;
 - б) $\beta \geq 1$;
 - в) $\beta \leq 1$.
5. В режиме прерывистых токов дросселя ($\beta^* < 1$) для сохранения тех же уровней $U_{Lнак}$ и $U_{Lрас}$ необходимо
- а) уменьшить длительности интервалов накопления и расхода энергии;
 - б) уменьшить длительность интервала накопления и увеличить интервал расхода энергии;
 - в) увеличить длительность интервалов накопления и уменьшить интервал расхода энергии.
6. К чему приводит уменьшение нижней границы входного напряжения?
- а) уменьшению выходной мощности;

- б) увеличению тока на силовых элементах;
 - в) увеличению напряжения на силовых элементах.
7. Под расчетной мощностью транзисторов и конденсаторов понимается
- а) произведение напряжений и токов на этих элементах в открытом состоянии
 - б) произведения напряжений и токов на этих элементах в закрытом состоянии;
 - в) произведение максимума напряжения на максимум тока, максимумы взяты из разных режимов.
8. Увеличение коэффициента нагрузки вызывает
- а) уменьшение тока транзистора и конденсатора;
 - б) увеличению индуктивности
 - в) увеличению габаритных размеров дросселя.
9. Почему нельзя включать преобразователь без нагрузки?
- а) происходит увеличение потребляемого тока;
 - б) преобразователь теряет регулировочную способность;
 - в) происходит увеличение выходного напряжения.
10. Исходя из каких параметров выбирают рабочий диапазон изменения коэффициента нагрузки
- а) изменения тока транзистора;
 - б) изменения тока конденсатора;
 - в) расчетной мощности дросселя.

К разделу 3.

3. Для однотактных преобразователей во входную цепь включают $L_{\text{вх}}$ для :
- а) снижения пульсаций входного напряжения;
 - б) обеспечения непрерывности потребляемого тока;
 - в) получения прерывистого тока.
2. Схема IC1 всегда
- а) понижающая;
 - б) повышающая;
 - в) повышающе-понижающая.
3. Схемы с двухобмоточным дросселем применяют
- а) для повышения напряжения при низковольтном питании;
 - б) для понижения напряжения при повышенном напряжении питания;
 - в) для уменьшения тока через ключ.
4. Выполнение дросселя двухобмоточным приводит
- а) увеличению габаритных размеров
 - б) появлению прямоугольной составляющей тока выходного конденсатора;
 - в) нелинейным регулировочным характеристикам.
5. В комбинированной схеме если ключ T1 управляется в функции тока нагрузки, а T2 в функции напряжения, то регулировочная характеристика
- а) линейна;
 - б) не линейна;
 - в) прямоугольная.
6. В преобразователи с промежуточным трансформатором для получения многоканального выхода достаточно:
- а) подключить несколько нагрузок;
 - б) подключить нагрузки через отдельную вторичную обмотку и выпрямительные диоды;
 - в) подключить нагрузки через конденсаторы.
7. Недостатком схем с промежуточным трансформатором является
- а) увеличение габаритных размеров трансформатора;
 - б) наличие тока подмагничивания;
 - в) увеличение токов диода и заряда конденсатора.
8. В схеме Кука трансформатор работает
- а) на переменном токе;
 - б) имеет треугольную составляющую;
 - в) с током подмагничивания.
9. Массогабаритные размеры в схеме Кука уменьшены за счет
- а) применения сердечника трансформатора без зазора;
 - б) нагрузка имеет большой внутренний импеданс;
 - в) увеличение частоты коммутации ключа.
10. Для преобразователей с входным трансформатором характерно
- а) возврат энергии в сеть или нагрузку;
 - б) перемагничивание сердечника;
 - в) наличие дополнительного диода.

11. Для схем с входным трансформатором напряжение на ключе имеет
 - а) пониженное значение;
 - б) не превышает напряжение питания;
 - в) повышенное значение.
12. Обмотка возврата служит для
 - а) увеличения напряжения на выходе;
 - б) перемативания сердечника трансформатора;
 - в) увеличения габаритных размеров трансформатора.
13. Схемы с выходным трансформатором
 - а) имеют преимущества перед лучшими схемами с входным трансформатором;
 - б) не имеют такого преимущества;
 - в) схемы равнозначны.
14. Двухтактные преобразователи отличаются друг от друга
 - а) местом включения дросселя;
 - б) алгоритмом переключения ключей;
 - в) выходным выпрямителем.
15. Благодаря включению дросселя в первичную цепь трансформатора схема типа 2P2 имеет преимущества по сравнению со схемой типа 2P1 в следующем:
 - а) в возможности ее выполнения с любым числом выходных каналов без добавления магнитных элементов;
 - б) в отсутствии проблемы защиты транзисторов от сквозных токов при переключении транзисторов и при несимметричном перемативании (одностороннем насыщении) сердечника трансформатора;
 - в) в меньших динамических потерях при выключении транзистора.

К разделу 4.

5. Почему частоты ниже 20 кГц не применяют в преобразователях
 - а) в сердечнике повышенные потери;
 - б) акустические шумы в сердечнике;
 - в) увеличение габаритных размеров сердечника.
6. Демпферная цепь предназначена для
 - а) защиту ключа при включении;
 - б) защиту ключа при выключении;
 - в) защиту ключа как при включении, так и выключении.
3. Для снижения индуктивности рассеяния обмоток трансформатора
 - а) первичную и вторичные обмотки чередуют и равномерно распределяют на магнитопроводе;
 - б) обмотки располагают одну над другой;
 - в) обмотки на магнитопроводе расположены рядом.
4. Сердечники из кремнистой стали применимы там где
 - а) незначительная выходная частота;
 - б) высокочастотное переключение ключей;
 - в) высокие массогабаритные показатели.
5. Оптимальное значение индуктивности последовательного дросселя определяется таким, образом,
 - а) чтобы ток коллектора транзистора достигал своего максимального значения одновременно со снижением напряжения на транзисторе до нуля;
 - б) чтобы ток коллектора транзистора достигал своего минимального значения одновременно со снижением напряжения на транзисторе до нуля;
 - в) чтобы ток коллектора транзистора достигал своего максимального значения одновременно с повышением напряжения на транзисторе до максимального значения.
6. Линейный стабилизатор напряжения применяют
 - а) для получения напряжения с малыми пульсациями;
 - б) для стабилизации выходного напряжения при изменении напряжения питания;
 - в) для стабилизации выходного напряжения при изменении величины нагрузки.
7. Для чего необходима схема первоначального запуска
 - а) снять остаточные напряжения на конденсаторах;
 - б) для обеспечения работы схемы управления;
 - в) заряда конденсаторов выходного фильтра.
8. Чтобы сгенерировать регулируемое выходное напряжение, ключ должен
 - а) включиться

- б) выключится
 - в) **начать переключение**
9. В режиме прерывистого тока (DCM), энергия, накапливаемая в катушке индуктивности в течение интервала включения ключа, равна
- а) нулю
 - б) **только энергии, требуемой нагрузкой для одного переключения цикла, плюс сумма от потерь на конденсаторе**
 - в) максимальна
10. Какие параметры схемы определяют в каком режиме работать преобразователю, прерывистом или непрерывном?
- а) входное напряжение
 - б) **выходное напряжение**
 - в) **частота переключения и значение индуктивности**
11. Обмотка катушки индуктивности должна иметь сопротивление для ограничения мощности рассеивания и избежать перегрева
- а) высокое
 - б) **низкое**
 - в) очень высокое
12. По каким параметрам выбирают МОП-транзистор
- а) по току
 - б) по напряжению
 - в) **по коммутационным потерям**
13. При выключении ключа происходит в обратно ходовом преобразователе
- а) **энергии во вторичную обмотку**
 - б) энергия, накопленная в трансформаторе, передается, в нагрузку
 - в) накопленная энергия достигает нуля
14. Индуктивность рассеяния катушки индуктивности не зависит
- а) геометрия обмотки
 - б) количество витков
 - в) **сердечника, и его материала**
15. Скин-эффект
- а) **ток, протекающий по проводнику концентрируется вблизи поверхности проводника**
 - б) распределение тока в каждом проводнике изменяется под действием переменного магнитного поля друг друга
- в) соседние проводники пропускают ток в противоположном направлении, то ток концентрируется

к разделу 5.

1. Технология, называемая сглаживанием частот с распределенным спектром (SSFD), при которой частота переключения
 - а) смещается в пределах ограниченного диапазона примерно до номинальной заданной величины
 - б) смещается в пределах ограниченного диапазона примерно до минимально заданной величины
 - в) смещается в пределах ограниченного диапазона примерно до максимально заданной величины
2. Электромагнитные шумы это
 - а) воздействие одной части оборудования на работу другого посредством электромагнитной передачи энергии
 - б) воздействие сетевого оборудования на устройство
 - в) воздействие электромагнитного, α - и β - излучений
3. Электромагнитная совместимость (EMC)
 - а) воздействие сетевого оборудования на устройство
 - б) отсутствие электромагнитных шумов
 - в) воздействие от системы электропитания
4. Частотное разрешение - это способность анализатора спектра
 - а) разделять две входные синусоиды на разные отклики
 - б) вычислить сумму и разность продуктов плюс два исходных сигнала
 - в) продукт смешивания
5. Средний детектор это

- а) детектор определяющий взвешивания частоты повторения спектральной составляющей
- б) низкочастотный фильтр
- в) выполняющий сканирование с пиковой скоростью
- 6. При периодическом сигнале мощность излучения будет концентрироваться
 - а) на частоте переключения
 - б) на боковых полосах
 - в) на пиковой амплитуде
- 7. LISN - это фильтр
 - а) фильтр ВЧ-сигналов
 - б) радиочастотных помех
 - в) низких частот

Приложение 2

7. Оценочные средства для проведения промежуточной аттестации

Промежуточная аттестация имеет целью определить степень достижения запланированных результатов обучения по дисциплине (модулю) за определенный период обучения (семестр) и может проводиться в форме зачета, зачета с оценкой, экзамена, защиты курсового проекта (работы).

Данный раздел состоит их двух пунктов:

- а) Планируемые результаты обучения и оценочные средства для проведения промежуточной аттестации.
- б) Порядок проведения промежуточной аттестации, показатели и критерии оценивания.

а) Планируемые результаты обучения и оценочные средства для проведения промежуточной аттестации:

Код индикатора	Индикатор достижения компетенции	Оценочные средства
ОПК-5: Способен организовать профилактическую работу электронного оборудования		
ОПК -5.1	Разрабатывает мероприятия по планированию порядка и последовательности проведения профилактических работ на электронном оборудовании	<p>К разделу 1. 1.К какому виду преобразователей относятся преобразователи типа 1?</p> <ul style="list-style-type: none"> а) только повышающий б) только понижающий в) повышающе – понижающий <p>2. К какому виду преобразователей относятся преобразователи типа 2?</p> <ul style="list-style-type: none"> а) только повышающий б) только понижающий в) повышающе – понижающий <p>3. К какому виду преобразователей относятся преобразователи типа 3?</p> <ul style="list-style-type: none"> а) только повышающий б) только понижающий в) повышающе – понижающий <p>4. Почему преобразователи с индексами А и Б применяют редко?</p> <ul style="list-style-type: none"> а) большие массогабаритные показатели б) сложность в управлении в) большое количество элементов <p>5. Использование в катушки индуктивности двух обмоток в схеме 1С1Б приводит к</p>

Код индикатора	Индикатор достижения компетенции	Оценочные средства
		<p>а) повышению КПД б) повышению напряжения на выходе в) понижению напряжения на выходе</p> <p>6. Какие функции выполняет многообмоточный дроссель в преобразователях типа 3? а) гальванического разделения цепей б) создание многоканального выхода в) разделительного трансформатора</p> <p>7. В двухтактных преобразователях всегда присутствует а) разделительный трансформатор б) силовой трансформатор в) вспомогательный трансформатор</p> <p>к разделу 2.</p> <p>1. Какое из допущений не применяется в расчетах преобразователей а) потери мощности во всех элементах схемы не равны нулю; б) напряжение пульсаций на конденсаторах фильтра максимально; в) фронты переключения транзистора равны нулю.</p> <p>2. К чему приводят пульсации тока дросселя? а) увеличению потерь; б) увеличению токов на всех элементах; в) увеличению напряжения на всех элементах.</p> <p>3. Коэффициент нагрузки характеризует а) относительное значение индуктивности дросселя; б) величину нагрузки; в) влияние частоты на работу преобразователя.</p> <p>4. При каком значении коэффициента нагрузки возникает режим прерывистых токов? а) $\beta=1$; б) $\beta \geq 1$; в) $\beta \leq 1$.</p> <p>5. В режиме прерывистых токов дросселя ($\beta^* < 1$) для сохранения тех же уровней $U_{Lнак}$ и $U_{Lрас}$ необходимо а) уменьшить длительности интервалов накопления и расхода энергии; б) уменьшить длительность интервала накопления и увеличить интервал расхода энергии; в) увеличить длительность интервалов накопления и уменьшить интервал расхода энергии.</p> <p>6. К чему приводит уменьшение нижней границы входного напряжения? а) уменьшению выходной мощности; б) увеличению тока на силовых элементах; в) увеличению напряжения на силовых элементах.</p> <p>7. Под расчетной мощностью транзисторов и конденсаторов понимается а) произведение напряжений и токов на этих элементах в открытом состоянии б) произведения напряжений и токов на этих элементах в закратом состоянии; в) произведение максимума напряжения на</p>

Код индикатора	Индикатор достижения компетенции	Оценочные средства
		<p>максимум тока, максимумы взяты из разных режимов.</p> <p>8. Увеличение коэффициента нагрузки вызывает</p> <p>а) уменьшение тока транзистора и конденсатора;</p> <p>б) увеличению индуктивности</p> <p>в) увеличению габаритных размеров дросселя.</p> <p>9. Почему нельзя включать преобразователь без нагрузки?</p> <p>а) происходит увеличение потребляемого тока;</p> <p>б) преобразователь теряет регулировочную способность;</p> <p>в) происходит увеличение выходного напряжения.</p> <p>10. Исходя из каких параметров выбирают рабочий диапазон изменения коэффициента нагрузки</p> <p>а) имени тока транзистора;</p> <p>б) изменения тока конденсатора;</p> <p>в) расчетной мощности дросселя.</p>
ОПК -5.2	Контролирует полноту и качество проведения профилактических работ на электронном оборудовании	<p>К разделу 3.</p> <p>4. Для однотактных преобразователей во входную цепь включают $L_{\text{вх}}$ для :</p> <p>а) снижения пульсаций входного напряжения;</p> <p>б) обеспечения непрерывности потребляемого тока;</p> <p>в) получения прерывистого тока.</p> <p>2. Схема 1С1 всегда</p> <p>а) понижающая;</p> <p>б) повышающая;</p> <p>в) повышающее-понижающая.</p> <p>3. Схемы с двухобмоточным дросселем применяют</p> <p>а) для повышения напряжения при низковольтном питании;</p> <p>б) для понижения напряжения при повышенном напряжении питания;</p> <p>в) для уменьшения тока через ключ.</p> <p>4. Выполнение дросселя двухобмоточным приводит</p> <p>а) увеличению габаритных размеров</p> <p>б) появлению прямоугольной составляющей тока выходного конденсатора;</p> <p>в) нелинейным регулировочным характеристикам.</p> <p>5. В комбинированной схеме если ключ Т1 управляется в функции тока нагрузки, а Т2 в функции напряжения, то регулировочная характеристика</p> <p>а) линейна;</p> <p>б) не линейна;</p> <p>в) прямоугольная.</p> <p>6. В преобразователи с промежуточным трансформатором для получения многоканального выхода достаточно:</p> <p>а) подключить несколько нагрузок;</p> <p>б) подключить нагрузки через отдельную вторичную обмотку и выпрямительные диоды;</p> <p>в) подключить нагрузки через конденсаторы.</p> <p>7. Недостатком схем с промежуточным</p>

Код индикатора	Индикатор достижения компетенции	Оценочные средства
		<p>трансформатором является</p> <ul style="list-style-type: none"> а) увеличение габаритных размеров трансформатора; б) наличие тока подмагничивания; в) увеличение токов диода и заряда конденсатора. <p>8. В схеме Кука трансформатор работает</p> <ul style="list-style-type: none"> а) на переменном токе; б) имеет треугольную составляющую; в) с током подмагничивания. <p>9. Массогабаритные размеры в схеме Кука уменьшены за счет</p> <ul style="list-style-type: none"> а) применения сердечника трансформатора без зазора; б) нагрузка имеет большой внутренний импеданс; в) увеличение частоты коммутации ключа. <p>10. Для преобразователей с входным трансформатором характерно</p> <ul style="list-style-type: none"> а) возврат энергии в сеть или нагрузку; б) перемангничивание сердечника; в) наличие дополнительного диода. <p>11. Для схем с входным трансформатором напряжение на ключе имеет</p> <ul style="list-style-type: none"> а) пониженное значение; б) не превышает напряжение питания; в) повышенное значение. <p>12. Обмотка возврата служит для</p> <ul style="list-style-type: none"> а) увеличения напряжения на выходе; б) перемангничивания сердечника трансформатора; в) увеличения габаритных размеров трансформатора. <p>13. Схемы с выходным трансформатором</p> <ul style="list-style-type: none"> а) имеют преимущества перед лучшими схемами с входным трансформатором; б) не имеют такого преимущества; в) схемы равнозначны. <p>14. Двухтактные преобразователи отличаются друг от друга</p> <ul style="list-style-type: none"> а) местом включения дросселя; б) алгоритмом переключения ключей; в) выходным выпрямителем. <p>15. Благодаря включению дросселя в первичную цепь трансформатора схема типа 2P2 имеет преимущества по сравнению со схемой типа 2P1 в следующем:</p> <ul style="list-style-type: none"> а) в возможности ее выполнения с любым числом выходных каналов без добавления магнитных элементов; б) в отсутствии проблемы защиты транзисторов от сквозных токов при переключении транзисторов и при несимметричном перемангничивании (одностороннем насыщении) сердечника трансформатора; в) в меньших динамических потерях при выключении транзистора.

Код индикатора	Индикатор достижения компетенции	Оценочные средства
		<p>К разделу 4.</p> <ol style="list-style-type: none"> 7. Почему частоты ниже 20 кГц не применяют в преобразователях <ol style="list-style-type: none"> а) в сердечнике повышенные потери; б) акустические шумы в сердечнике; в) увеличение габаритных размеров сердечника. 8. Демпферная цепь предназначена для <ol style="list-style-type: none"> а) защиту ключа при включении; б) защиту ключа при выключении; в) защиту ключа как при включении, так и выключении. 3. Для снижения индуктивности рассеяния обмоток трансформатора <ol style="list-style-type: none"> а) первичную и вторичные обмотки чередуют и равномерно распределяют на магнитопроводе; б) обмотки располагают одну над другой; в) обмотки на магнитопроводе расположены рядом. 4. Сердечники из кремнистой стали применимы там где <ol style="list-style-type: none"> а) незначительная выходная частота; б) высокочастотное переключение ключей; в) высокие массогабаритные показатели. 5. Оптимальное значение индуктивности последовательного дросселя определяется таким, образом, <ol style="list-style-type: none"> а) чтобы ток коллектора транзистора достигал своего максимального значения одновременно со снижением напряжения на транзисторе до нуля; б) чтобы ток коллектора транзистора достигал своего минимального значения одновременно со снижением напряжения на транзисторе до нуля; в) чтобы ток коллектора транзистора достигал своего максимального значения одновременно с повышением напряжения на транзисторе до максимального значения. 6. Линейный стабилизатор напряжения применяют <ol style="list-style-type: none"> а) для получения напряжения с малыми пульсациями; б) для стабилизации выходного напряжения при изменении напряжения питания; в) для стабилизации выходного напряжения при изменении величины нагрузки. 7. Для чего необходима схема первоначального запуска <ol style="list-style-type: none"> а) снять остаточные напряжения на конденсаторах; б) для обеспечения работы схемы управления; в) заряда конденсаторов выходного фильтра. 8. Чтобы сгенерировать регулируемое выходное напряжение, ключ должен <ol style="list-style-type: none"> а) включится б) выключится в) начать переключение

Код индикатора	Индикатор достижения компетенции	Оценочные средства
		<p>9. В режиме прерывистого тока (DCM), энергия, накапливаемая в катушке индуктивности в течение интервала включения ключа, равна</p> <p>а) нулю б) только энергии, требуемой нагрузкой для одного переключения в) максимальна</p> <p>10. Какие параметры схемы определяют в каком режиме работать преобразователю, прерывистом или непрерывном?</p> <p>а) входное напряжение б) выходное напряжение в) частота переключения и значение индуктивности</p> <p>11. Обмотка катушки индуктивности должна иметь сопротивление для ограничения мощности рассеивания и избежать перегрева</p> <p>а) высокое б) низкое в) очень высокое</p> <p>12. По каким параметрам выбирают МОП-транзистор</p> <p>а) по току б) по напряжению в) по коммутационным потерям</p> <p>13. При выключении ключа происходит в обратном ходовом преобразователе</p> <p>а) энергии во вторичную обмотку б) энергия, накопленная в трансформаторе, передается, в нагрузку в) накопленная энергия достигает нуля</p> <p>14. Индуктивность рассеяния катушки индуктивности не зависит</p> <p>а) геометрия обмотки б) количество витков в) сердечника, и его материала</p> <p>15. Скин-эффект</p> <p>а) ток, протекающий по проводнику концентрируется вблизи поверхности проводника б) распределение тока в каждом проводнике изменяется под действием переменного магнитного поля друг друга в) соседние проводники пропускают ток в противоположном направлении, то ток концентрируется</p>

б) Порядок проведения промежуточной аттестации, показатели и критерии оценивания:

Промежуточная аттестация по дисциплине «Начертательная геометрия и компьютерная графика» включает теоретические вопросы, позволяющие оценить уровень усвоения обучающимися знаний, и практические задания, выявляющие степень сформированности умений и владений, проводится в зачета с оценкой.

Методические указания для подготовки к зачету с оценкой: для подготовки к зачету с оценкой студент должен освоить все изучаемые темы, в том числе и отведенные для самостоятельного изучения, выполнить и сдать все графические листы и выполнить все контрольные работы.

Показатели и критерии оценивания зачета с оценкой:

– на оценку **«отлично»** (5 баллов) – обучающийся демонстрирует высокий уровень сформированности компетенций, всестороннее, систематическое и глубокое знание учебного материала, свободно выполняет практические задания, свободно оперирует знаниями, умениями, применяет их в ситуациях повышенной сложности.

– на оценку **«хорошо»** (4 балла) – обучающийся демонстрирует средний уровень сформированности компетенций: основные знания, умения освоены, но допускаются незначительные ошибки, неточности, затруднения при аналитических операциях, переносе знаний и умений на новые, нестандартные ситуации.

– на оценку **«удовлетворительно»** (3 балла) – обучающийся демонстрирует пороговый уровень сформированности компетенций: в ходе контрольных мероприятий допускаются ошибки, проявляется отсутствие отдельных знаний, умений, навыков, обучающийся испытывает значительные затруднения при оперировании знаниями и умениями при их переносе на новые ситуации.

– на оценку **«не зачтено»** (2 балла) – обучающийся демонстрирует знания не более 20% теоретического материала, допускает существенные ошибки, не может показать интеллектуальные навыки решения простых задач.

1. Классификация автономных инверторов

1.1. Основные определения

Инвертором в преобразовательной технике принято называть статический преобразователь постоянного тока в переменный, основанный на использовании управляемых вентилях.

Автономным (или независимым) инвертором называется преобразователь постоянного тока в переменный, в приемной сети которого нет источников активной энергии той же частоты (например, синхронных генераторов), т. е. это инвертор, работающий на автономную нагрузку.

Другим видам инвертора является зависимый инвертор (или инвертор, ведомый сетью), под которым понимается преобразователь постоянного тока в переменный, отдающий энергию в сеть, в которой уже имеются источники энергии той же частоты. Коммутация тока в таких инверторах происходит под действием генерируемого этими источниками переменного напряжения.

При анализе зависимых инверторов обычно предполагают, что мощность источников энергии в приемной сети во много раз больше мощности, отдаваемой инвертором. В этом случае частота, величина и форма кривой напряжения на выходных зажимах зависимого инвертора заданы и не зависят от работы самого инвертора. В этом и заключается основное различие между зависимым и независимым инверторами, поскольку частота, величина и форма кривой на выходе автономного инвертора определяются режимом работы последнего.

На практике возможны и промежуточные случаи, когда мощность источников энергии переменного тока в приемной сети, на которую работает инвертор, сравнима с мощностью самого инвертора. При этом инвертор будет влиять на параметры напряжения в приемной сети, но это влияние будет меньше, чем в случае идеального автономного инвертора.

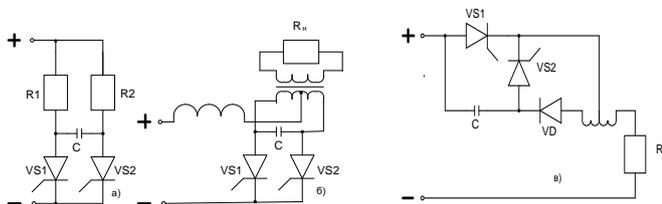
По способу управления автономные инверторы (АИ) делятся на: 1) самовозбуждаемые (или иначе самоуправляемые), в которых отпирающие импульсы, подаваемые на управляющие электроды вентиля, формируются схемой управления из выходного переменного напряжения (т. е. такие АИ вместе с системой управления и нагрузкой образуют замкнутую автоколебательную систему) и 2) инверторы с внешним возбуждением (управлением), в которых в состав системы управления входит задающий генератор переменного напряжения той или иной формы (синусоида, прямоугольники, короткие импульсы и т.п.). Автономные инверторы с внешним возбуждением являются более гибкими с точки зрения регулирования или стабилизации рабочей частоты, так как у них она целиком определяется задающим генератором и совершенно не зависит от параметров нагрузки и напряжения питания силовой части инвертора. Поэтому такие АИ более целесообразно использовать в установках вентиляльного электропривода и в автономных системах электроснабжения. Преимуществом само-возбуждаемых АИ является простота системы управления и возможность автоматического изменения рабочей частоты при изменении параметров нагрузки, имеющей резонансный характер; такие АИ поэтому используются в некоторых установках индукционного нагрева металлов. В отношении схемы силовой части оба названных вида АИ практически не отличаются.

В настоящее время известно большое число различных схем силовой части АИ, отличающихся своими нагрузочными характеристиками, формой кривой выходного напряжения, числом фаз на выходе, способом соединения вентиля и условиями их работы и др. Однако основной особенностью каждой из известных схем, во многом определяющей эти и другие характеристики АИ, является способ осуществления коммутации тока, т. е. способ перевода тока с одного вентиля на другой.

При мощности выше нескольких сот ватт транзисторы находят ограниченное применение, и АИ строятся с использованием вентиля с неполной управляемостью (тиристоров).

1.2. Способы запираания вентиля с неполной управляемостью

Возможные способы запираания вентиля, обладающих неполной управляемостью, можно разделить на следующие шесть групп:



1. Запираание вентиля за счет подключения к нему

Рис.1.1. Подключение коммутирующего конденсатора параллельно рабочему тиристор.

параллельно предварительно заряженного конденсатора.

Показанные на рис. 1.1 схемы этого типа отличаются друг от друга только способом заряда коммутирующего конденсатора и включением нагрузки. В схемах, показанных на рис. 1.1,а и б, конденсатор С заряжается при протекании тока через один из вентиляй, например VS1 с такой полярностью, что при включении второго вентиля VS2 он запирает VS1 создавая между его анодом и катодом отрицательное напряжение. В схеме рис. 1.1,а полезной нагрузкой может быть одно из сопротивлений или оба. В первом случае устройство может использоваться как прерыватель постоянного тока, при этом второе сопротивление R₂ служит только для заряда конденсатора и может быть взято относительно большим; соответственно и тиристор VS2 при этом может быть выбран на меньший ток, чем VS1. Во втором случае схема рис.1.1,а работает как двухпозиционное реле, переключая ток с одной нагрузки R₁ на другую R₂. В схеме на рис.1.1,б, широко известной под названием «параллельный инвертор», нагрузка R_н включена через трансформатор, благодаря чему при поочередном переключении тиристоров VS1 и VS2 через нагрузку протекает переменный ток без постоянной составляющей. На рис.1.1,в показана другая схема прерывателя постоянного тока; здесь конденсатор С заряжается через диод VD от вторичной обмотки автотрансформатора при открытом основном вентиле VS1. Для запирания VS1 и отключения нагрузки R_н необходимо включить вспомогательный вентиль VS2.

2. Запирание вентиля за счет спада к нулю его анодного тока, имеющего колебательный характер в результате включения последовательно с вентилем LC-контура (рис.1.2). В качестве индуктивности L последовательного колебательного контура в схеме рис.1.2 может использоваться индуктивность нагрузки или специально включенный коммутирующий дроссель.

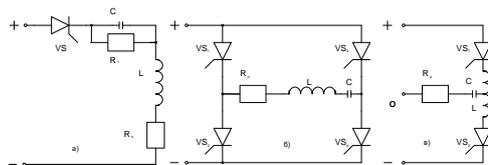


Рис.1.2. Подключение последовательного колебательного RLC-контра для запираания тиристора

Сопротивление R₁ необходимо для разряда конденсатора С в промежутках между интервалами проводимости. На рис. 1.2,б,в показаны два варианта «последовательного инвертора» (мостовая и «полумостовая» схемы), в которых коммутирующий конденсатор С периодически перезаряжается при поочередном отпирании вентиляй. В схемах, использующих этот способ запираания, нагрузка входит в состав колебательного контура и потому весьма сильно влияет на угол коммутации. В частности, в режимах, близких к холостому ходу, коммутация невозможна.

3. Запирание вентиля в момент спада к нулю его анодного тока, имеющего колебательный характер в результате подключения параллельно к вентилю LC-контра (рис.1.3). На рис.1.3,а конденсатор С заряжается, когда тиристор VS заперт. При отпирании VS конденсатор перезаряжается через индуктивность L и через полпериода собственной частоты $\omega_0 = \sqrt{LC}$ его полярность изменяется на обратную.

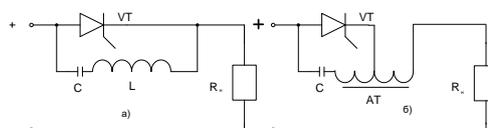


Рис.1.3. Запирание тиристора за счет линейного и нелинейного колебательного LC-контура, параллельного тиристоры.

Начинается второй полупериод колебаний и нарастающий ток перезаряда конденсатора протекает через вентиль навстречу току нагрузки, в результате вентиль запирается в момент, когда суммарный ток через него становится равным нулю. К данной группе относятся схемы, предложенные Морганом, в которых сердечник дросселя L (рис.1.3,а) или автотрансформатора АТ (рис. 1.3,б) выполнены из материала с резким насыщением, вследствие чего при тех же размерах этих индуктивных элементов и конденсатора длительность открытого состояния вентиля значительно увеличивается. В схемах данной группы нагрузка включена непосредственно последовательно с тиристором. Нагрузочная характеристика обычно получается весьма жесткой, а время открытого состояния тиристора, определяемое параметрами колебательного контура, не зависит от параметров нагрузки.

Для регулировки длительности интервала открытого состояния вентиля можно ввести в схемы этой группы дополнительные управляемые или неуправляемые вентили, позволяющие изменять момент начала перезаряда конденсатора, или применить подмагничивание насыщающегося дросселя постоянным током, позволяющее изменять начальное значение магнитной индукции.

4. Запирание вентиля за счет включения последовательно с ним конденсатора, предварительно заряженного с необходимой полярностью. Обычно такой конденсатор подключается с помощью вспомогательного тиристора VS_2 параллельно к индуктивности, присоединенной последовательно с выключаемым тиристором VS_1 и

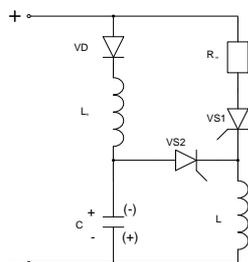


Рис.1.4. Схема закрытия тиристора путем подключения заряженного конденсатора последовательно с помощью второго тиристора

нагрузкой (рис.1.4). Для заряда конденсатора служат дроссель L и диод VD (либо еще один вспомогательный тиристор, что позволяет регулировать момент начала заряда), в схемах этого типа цепь заряда коммутирующего конденсатора отделена от цепи тока нагрузки, причем в случае необходимости заряд может производиться от отдельного источника питания. Это позволяет в широких пределах регулировать длительность открытого состояния основного тиристора

(практически до нуля), а также выключать его при перегрузках по току.

5. Запирание вентиля за счет энергии отдельных источников, подключаемых к ним параллельно или последовательно. Так, например, проводящий тиристор можно запереть, если подключить параллельно ему с помощью транзистора или вспомогательного маломощного тиристора источник постоянного напряжения плюсом к катоду (рис.1.5,а). Проводящий вентиль можно запирает с помощью трансформатора, вторичная обмотка которого включена последовательно в анодную цепь, а на первичную от отдельного генератора ГИ подаются кратковременные импульсы соответствующей полярности (рис.1.5,б). Энергия, необходимая для

запирания тиристоров в подобных схемах, весьма невелика, а момент запирания можно легко изменять с помощью любой из известных схем фазового управления. В многофазных схемах можно

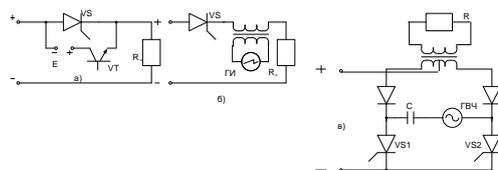


Рис.1.5. Схемы с запиранием тиристора за счет энергии отдельных источников

осуществить запирание ранее проводившего вентиля в момент отпирания следующего автоматически, для чего их анодные цепи необходимо связать с помощью трансформаторов тока (иногда насыщающихся) или напряжения. Примером может служить схема последовательного инвертора (см. рис.1.2,в), в особенности в режиме «принудительной» коммутации, когда вентили работают с перекрытием и открывшийся последующий вентиль способствует запиранию предыдущего. К этой же группе может быть отнесена и так называемая высокочастотная коммутация. Простейшая схема инвертора с таким способом коммутации показана на рис. 1.5,в. Вентили VS1 и VS2 работают попеременно, и когда один из них заперт, цепь для тока высокой частоты, источником которой является генератор ГВЧ, разомкнута. Когда второй вентиль отпирается, ток высокой частоты накладывается на ток ранее проводившего вентиля и, если мощность ГВЧ достаточна и полупериод этой частоты больше времени восстановления управляемости вентиля, последний запирается. Конденсатор С небольшой емкости предотвращает протекание через ГВЧ переменного тока с частотой, равной рабочей частоте инвертора.

6. К последней группе относится способ коммутации,

имеющий место в выпрямителях и в ведомых сеть инверторах. В этих схемах перевод тока с одного вентиля на другой осуществляется под действием переменного напряжения сети (играющей роль источника энергии в случае выпрямителя и нагрузки в случае инвертора). Так, если у вентилях соединены вместе катоды, то потенциал анода у отпираемого вентиля выше, чем у предыдущего, вентиля, проводящего ток; при соединенных вместе катодах вентилях потенциал катода у отпираемого вентиля оказывается за счет переменного напряжения сети ниже, чем у ранее открытого.

Рассмотренные способы запирания вентилях могут применяться не только в схемах инверторов и преобразователей частоты, но и в регуляторах постоянного тока импульсного действия, «бесконтактных» реле, контакторах постоянного и переменного тока, различного рода формирователях импульсов и других устройствах.

1.3. СОВРЕМЕННЫЕ И ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ПРИБОРЫ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

На сегодня среди всех типов приборов силовой электроники доминируют два типа: полевые и биполярные транзисторы с изолированным затвором (MOSFET и IGBT) и интегрированные структуры на их основе – силовые интегральные схемы и гибридные модули. Традиционные приборы, с которых начиналась силовая электроника: тиристоры (SCR), включая запираемые (GTO), биполярные транзисторы (BPT), в последние годы все больше и больше вытесняются приборами с полевым управлением и в ближайшее время будут находить применение только в областях, где параметр «коммутируемая мощность/цена» является определяющим: для BPT – ключевые источники питания (SMPS), для SCR и триаков - бытовая аппаратура.

Выпрямительные диоды

Предельные характеристики на сегодняшний день для выпрямительных диодов составляют 10 кВ/8 кА. Совершенно очевидно, что выпрямительные диоды будут занимать существенную часть в большинстве силовых электронных систем также и в будущем. И хотя это достаточно проработанный класс приборов силовой электроники, их развитие будет непрерывно продолжаться.

Быстровосстанавливающиеся диоды

В последние годы замедлился быстрый прогресс улучшения характеристик быстровосстанавливающихся диодов (на базе кремния). Текущее состояние и возможности быстровосстанавливающихся диодов (БВД) определяют «канавочные» (траншейные – trench) структуры, ячеистые pin-диоды Шоттки, технологии облучения для уменьшения времени жизни и регулирования эффективности эмиттера. Предельное блокирующее напряжение для БВД составляет 6,5 кВ, в ближайшее время ожидается появление БВД на 8 кВ. Быстровосстанавливающиеся диоды, произведенные из других материалов, существуют уже несколько лет. Диоды из арсенида галлия (GaAs) заняли свою специфическую нишу на рынке и будут оставаться там. Силовые диоды из карбида кремния (SiC) только выходят на рынок, но могут стать доминирующими для высокочастотных (и высокотемпературных) применений, если будут решены проблемы получения исходного материала. В настоящее время на рынке есть SiC диоды (Шоттки) на напряжения до 1200 В и токи до 20 А. В ближайшее время ожидается промышленное производство SiC-БВД на 2500 В/100 А, а к концу десятилетия – 5 кВ/200 А. К концу десятилетия возможно также появления БВД на основе GaN и алмазных пленок.

Тиристоры

Подобно выпрямительным диодам тиристоры являются хорошо отработанными приборами и продолжают непрерывно совершенствоваться и развиваться -новые технологии внутренних соединений: низкотемпературная пайка, электроактивная пассивация, подобная DLC (Diamond-like-Carbon), что позволит поднять рабочую температуру T_j и повысить термоциклоустойчивость. Однако определяющее значение тиристорам, доминировавшим в 60-х – 80-х годах прошлого столетия будет медленно уменьшаться. Опотиристоры (LTT), запираемые тиристоры (GTO) и коммутируемые по затвору запираемые тиристоры (GCT, IGCT) являются производными тиристорных технологий и находят применение в мегаваттном диапазоне мощностей. В настоящее время для LTT достигнуты предельные параметры 8 кВ/4 кА, для GCT – 4,5 кВ. К 2006 году планируется производство GCT на 8 кВ, к 2011 году – на 10 кВ. Будет развиваться и совершенствоваться технология IGCT – объединение на одной пластине GCT с обратным диодом в таблеточных корпусах с плавающими прижимными контактами, конструктивно объединенных с платой управления (драйвером). В будущем класс тиристорам все же будут частично заменен и возможно полностью вытеснен высоковольтными IGBT. Тиристоры в комбинации с MOSFET структурами, такими как MCT, MTO и EST, все же не нашли широкого применения. Их будущее зависит от развития технологий, подобных технологии прямого сращивания пластин (wafer bonding). В настоящее время они нашли частичное применение в схемах с мягкой коммутацией.

Полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET)

Полевые транзисторы играют важную роль в диапазоне малых и средних мощностей. Сопротивление в открытом состоянии низковольтных MOSFET (до 200 В) было уменьшено за последние годы более чем в 10 раз (каждые два года снижается на 50 %). Это было достигнуто оптимизацией геометрии ячейки и использования технологии утопленного канала (trench-gate technology). Плотность упаковки современных низковольтных MOSFET достигает в настоящее время 100 млн. элементарных ячеек на квадратный дюйм. Для низковольтного диапазона напряжений можно предсказать непрерывное развитие MOSFET для снижения статических потерь и повышения стойкости.

Для высоковольтных MOSFET реальной революцией была технология создания суперперехода, реализованная Infineon Technology в семействе высоковольтных MOSFET – CoolMOS™. Поэтому высоковольтные MOSFET будут иметь все большее и большее значение в диапазоне напряжений от 500 до 1200 В. Разрабатываются полевые транзисторы, управляемые рп-переходом (VJFET) на базе карбида кремния (SiC). Также имеется потенциал для использования в качестве быстрых и стойких высоковольтных ключей каскодных соединений SiC - MOSFET с низковольтными кремниевыми MOSFET.

Биполярные транзисторы

Биполярные Дарлингтон-транзисторы, достигнув предельных параметров 1400В /200 А (на чип) и широко применявшиеся последние два десятилетия прошлого столетия, будут постепенно вытесняться и заменяться биполярными транзисторами с изолированным затвором (IGBT). Блокирующее напряжение – сейчас до 6500 В – увеличится до 8000 В. Технология утопленного канала (trench-gate), развитая в настоящее время для IGBT на 600 и 1200 В распространится на все классы напряжений. Уменьшение потерь достигается использованием буферных слоев и тонких пластин.

Для маломощных и высоковольтных (1200 В) применений, включая силовые интегральные схемы, совершенствуются «горизонтальные» (lateral) IGBT, предельные коммутационные характеристики, которые могут обеспечить коммутацию 1200 В/5 А. Для мощных установок разработана модификация IGBT - биполярный транзистор с изолированным затвором с увеличенной инжекцией (**IEGT** – Injection Enhanced Gate Transistor), который объединяет преимущества IGBT по малой мощности управления, малым коммутационным потерям и широкой области безопасной работы (недостаток – высокое прямое падение напряжения из-за малой инжекции зарядов из эмиттера) с преимуществами GTO по низкому прямому падению напряжения (высокая инжекция зарядов из анода и катода). Фирма Toshiba Semiconductors производит в пластмассовых корпусах 140x190мм с AlSiC-основанием 6 типов модулей: 1200 А/1700 В; 400, 800 и 1200 А/3300 В; 600 А/650 В и 5 типов в герметичных метало-керамических корпусах прижимной конструкции: 1000 А/2500 В (Ø75мм); 1200 А/330 В (Ø85мм); 1200 А (Ø85мм), 1500 А, 2100 А (Ø125мм)/4500 В. IECT-модули прижимной конструкции предназначены для применения в энергетике (высоковольтные линии передачи постоянного тока, статические компенсаторы реактивной мощности), сверхмощных промышленных электроприводах, а также для высокоскоростного электрифицированного транспорта. IECT-модули паянной конструкции рекомендуются для применения в промышленных электроприводах.

Совершенствование новых поколений силовых полупроводниковых приборов (в основном классов MOSFET и IGBT) будет основываться на следующих возможных **ключевых технологиях**:

- технология тонких пластин (thin wafer technology);

для приборов силовой электроники до 1200 В применяются кремниевые пластины диаметром 150 мм (включая и эпитаксиальные) толщиной 100 мкм. К 2006 году станет возможным использование 150 мм пластин

толщиной 60 мкм., а к концу десятилетия – пластин диаметром 200 мм с такими толщинами.

- технология суперпереходов;

для создания высококачественных переходов широко используются технологии ионной имплантации, утопленных каналов (trench-gate) и т.п. В последующие годы они будут совершенствоваться с целью сокращения стоимости конечных приборов.

- технология кремния на изоляторе (SOI);

предназначена в основном для диапазона малых мощностей, для создания силовых интегральных схем, включая интеллектуальные и высоковольтные.

- применение новых полупроводниковых материалов;

возможно промышленное применение кремниевых пластин диаметром до 200 мм, полученных методом безтигельной зонной плавки.

Основная идея развития приборов силовой электроники заключается в переходе от использования **дискретных компонентов к силовым электронным системам.**

Монолитная интеграция объединяет на одном кристалле силовые ключи, драйверы и схемы диагностики и защиты. В настоящее время реализована для блокирующих напряжений до 500 В и токов до 5 А. Этот диапазон мощностей будет расширяться медленно. Причина заключается в том, что не экономично получать мощные высоковольтные и сильноточные ключи в едином технологическом процессе с созданием низковольтных цифровых и аналоговых элементов управляющей части монолитного прибора.

Гибридная интеграция получила большее развитие и проходит 4 уровня (этапа):

- модуль;
- интеллектуальный модуль (IPM);
- интеллектуальная подсистема;
- интеллектуальная силовая электронная система.

Примерами системной интеграции 1 уровня является многочисленная серия одно- и двух ключевых модулей с изолированным медным или AlSiC-основанием на максимальные параметры 1200 А/3300 В – 3600 А/1200 В, напряжением изоляции до 9,6 кВ, размерами до 150x250 мм²; шестиключевых IGBT-модулей (EcoPak, LoPak3, 4, 5 и SKiM4, 5) с изолированным медным основанием или без него (с непосредственным прижимом Al₂O₃ или ALN DCB-керамики на охладитель) на токи до 300 А, на ключ и напряжения 600, 1200 и 1700 В; серия модулей PIM на токи от 10 до 100 А и напряжения 600 и 1200 В, содержащих мостовые диодные выпрямители и IGBT-трехфазные мосты.

На рис. 1.6 приведен пример современной конструкции многоключевого модуля, имеющего стандартные габаритно-присоединительные размеры ((EcoPak, LoPak3) и максимально гибкие возможности внутренней схемотехники.

Примерами интеграции 2 уровня могут служить IPM, производимые фирмами Mitsubishi, Fuji, Hitachi, в которых наряду с мостовым трехфазным инвертором могут содержаться транзистор и диод схемы торможения, а также схемы управления и защит.



Рис.1.6. Конструкция многоключевого модуля

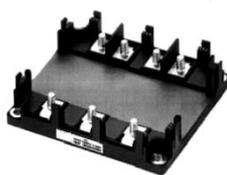
Примером интеграции 3 уровня может служить серия интегральных интеллектуальных силовых систем SKiiP (рис. 1.7), производимая фирмой Semikron для напряжений 600, 1200 и 1700 В и токов до 2400 А на ключ. Серия включает двух-, четыре-, шестиключевые схемы (плюс чоппер), имеет встроенные драйверы, датчики напряжения и схемы защиты от перенапряжений на шине постоянного тока, смонтированы на охладитель с воздушным или жидкостным охлаждением, имеют гальваническую трансформаторную или оптоволоконную развязку.



Рис.1.7. Серия интегральных интеллектуальных силовых систем

Важной проблемой при системной интеграции является стандартизация силовых систем на каждом уровне, сопряжение сигналов управления и датчиков (интерфейса). Так на уровне силовых модулей такими признанными международными стандартами являются корпуса, габаритно-присоединительные размеры и схемотехника многоключевых модулей Ecosopak (LoPak3) - Eures, Semikron, Ixys, Powerex и др., LoPak4 и LoPak5 фирмы ABB Semiconductors или SKiM4 и SKiM5 фирмы Semikron (рис. 1.8).

Рис.1.8. Многоключевой модуль



Использование многоключевых модулей серии SKiM или LoPak вместе с драйверами в едином конструктиве превращает их по существу в интеллектуальный силовой модуль (IPM) второго уровня интеграции. В схемах драйверов также стандартными являются уровни входных управляющих сигналов, степень гальванической развязки, ряды импульсных выходных токов для управления IGBT, уровни сигналов датчиков (температуры, напряжения, тока), перечень функций защиты (от перегрузки по току, включая к/з в реальном времени, перенапряжений, перегрева, неключевого режима работы транзистора, отказа в источнике питания собственных нужд драйвера).

Модули серии Eсоpо широко применяются разработчиками в преобразователях частоты электроприводов переменного тока мощностью в десятки кВт.

Модули LoPak4 (рис. 1.8) и LoPak5, имеют предельные характеристики: 6х300 А/1200 В и 6х225 А/1700 В в шестиключевом исполнении и 2х675 А/1700В и 2х900 А/1200 В в двухключевом (полумостовом). Они выпускаются в двух вариантах: с медным основанием и без основания с прямым контактом DCB-керамики модуля на охладитель (Semikron). Модули имеют низкую паразитную индуктивность как внутренних выводов, та и внешних шин в шестиключевом и двухключевом применениях. Внешние силовые шины устанавливаются на болты силового модуля и прикручиваются гайками. Управляющие контакты соединяются пружинными контактами с печатной платой драйвера, конструктивно и схемотехнически

сопряженной с силовым модулем и легко устанавливаемой над модулем на стойки с защелками. На рис.1.9 приведен модуль серии SKiM5 с драйвером SKH5.

Легкое запараллеливание ключей в модуле и модулей в целом позволяет использовать всего три типа модулей серии LoPak для инверторов мощностью от 50кВА до 1МВА.

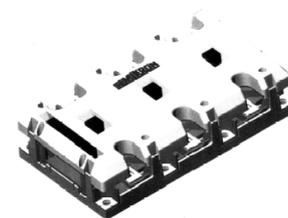


Рис. 1.9. Модуль серии SKiM5 с драйвером SKH5

Интеллектуальные силовые IGBT-модули

Самым большим рынком для приборов силовой электроники является электропривод. Так как силовая схема и часть системы управления (драйверы, датчики, схемы диагностики и защит) являются одинаковыми для большинства применений, естественным было желание объединить эти элементы в единый конструктив - интеллектуальный силовой модуль. Появление МОП-управляемых приборов, требующих малых мощностей управления, а также высокая стойкость IGBT к перегрузкам и легкость управления ими в аварийных режимах позволили объединить в едином корпусе и силовую часть преобразователя и схемы драйверов, диагностики и защит.

Силовая часть интеллектуального модуля изготавливается как и стандартные модули паянной конструкции с изолированным основанием. Здесь также используются описанные выше технологические приемы, позволяющие повысить надежность и термоциклоустойчивость модулей, снизить паразитные индуктивности выводов. Интеллектуальная часть модуля размещается на «втором этаже», на многослойной печатной плате, установленной над DCB-платами с силовыми полупроводниковыми чипами (рис. 1.10).

По такой технологии фирмами Fuji, Mitsubishi, Toshiba выпускается целая гамма интеллектуальных силовых модулей (IPM- Intelligent Power Modules) на 300 А/1200 В в двухключевом исполнении и 100 А/1200 В (одного ключа) в шести- и семи - ключевом

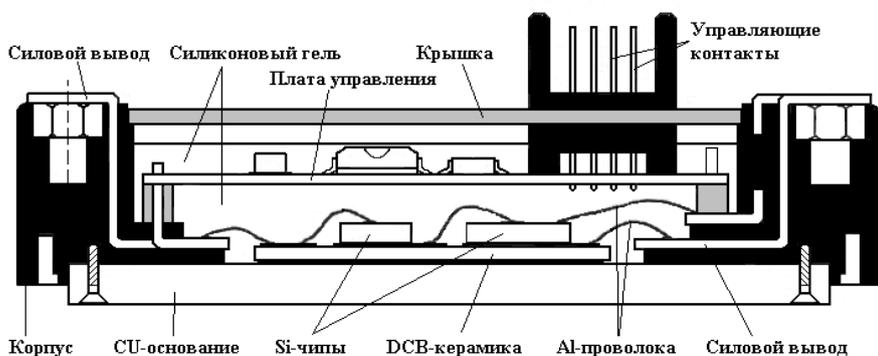


Рис. 1.10. Структура интеллектуального силового модуля.

исполнении. Функциональная схема таких модулей приведена на рис. 1.11. В качестве схем драйверов применяются высоковольтные силовые интегральные схемы, обеспечивающие кроме формирования импульсов управления на затворы IGBT (5) также функции защиты силовых ключей от перегрузок по току (OC

–Over Current) – (6), включая короткое замыкание (SC – Short Current) – (7), защиту от перегрева (OT – Over Temperature) – (9), от аварии (недопустимого понижения) напряжения питания драйверов (UV – Under Voltage) – (8). В отдельных IPM добавлены: гальваническая развязка управляющих сигналов (3), источники питания драйверов (2). В следующих поколениях планируется включать в состав IPM также и контроллер управления (1).

Технологии корпусирования силовых приборов являются такой же важной проблемой как и создание чипов. Без корпусирования невозможно подключить силовой полупроводниковый прибор к источнику энергии и к нагрузке, невозможно подать сигнал управления и отвести выделяющееся тепло (напомним, что с поверхности полупроводникового кристалла необходимо отводить тепло в 10-40 раз

большее, чем выделяет кухонная электропечь на максимальной мощности нагрева). Кроме того, надежность работы прибора зависит от качества и технологий корпусирования полупроводниковых чипов. Поэтому и в настоящее время и в

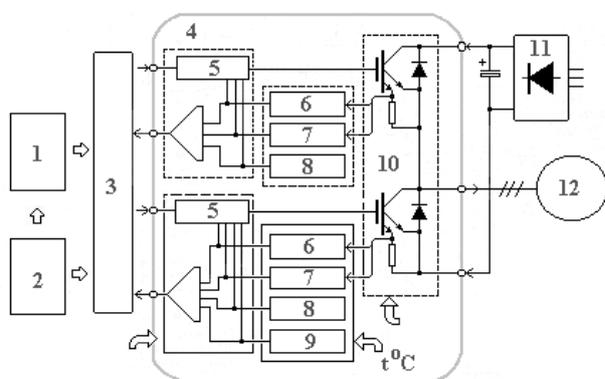


Рис. 1.11. Функциональная схема интеллектуального силового модуля.

будущем разработка и применение новых материалов и технологий корпусирования будут определять будущее развитие приборов силовой электроники.

В первые годы создания приборов силовой электроники использовалось огромное разнообразие материалов, спаянных или сваренных вместе, несмотря на различие в коэффициентах теплового расширения (КТР), что не могло обеспечить высокую надежность и термоциклоустойчивость полупроводниковых приборов паянной конструкции и конструкции с ультразвуковой разваркой Al-проволокой силовых и управляющих контактов на Si-чип. В современных приборах силовой электроники эти недостатки устранены применением новых технологий соединения материалов, имеющих сопряженные с кремнием КТР:

- матричный композиционный материал AlSiC (вместо меди или алюминия);
- Al₂O₃ или AlN DCB- (Direct Copper Bonding) или AMB-(Active Metal Brazing) керамика;
- технология прижимного контакта металлизированной керамики непосредственно на охладитель (исключение паянного слоя), реализованная фирмой Semikron в SKiiP и SKiM технологиях;
- исключение паянных и сварных соединений в модулях прижимной конструкции (Press Pack Technology), обеспечивающих наивысшую надежность энерготермоциклоустойчивости (практически неограниченную).

На сегодня алюминий является самым распространенным материалом, используемым для **отвода тепла** (охладитель). Для специальных применений с очень большими тепловыми потоками используются и будут использоваться медные охладители и тепловые трубы. В течение ближайших десяти лет ожидается создание

новых материалов для охладителей с высокой теплопроводностью, имеющих совмещенный КТР с изолирующей подложкой или основанием силового прибора, дешевых в производстве. Методы эффективного отвода тепла, хорошо известные сегодня, но не получившие широкого распространения, например, охлаждение напылением и распылением, в будущем могут найти более широкое применение. Однако самый большой вклад (более 50%) в общее тепловое сопротивление между чипом и охлаждающей средой вносят теплопроводящие пасты. Необходимо как минимум в 10 раз увеличить теплопроводности паст для таких применений, однако пока неизвестно как. Другой путь для повышения эффективности охлаждения – отказ от теплопроводящих паст и использование прямого паянного соединения изолирующей AlN DCB-подложки с охладителем из AlSiC.

1.4. Классификация автономных инверторов (АИ)

Поскольку способ коммутации тока и тип коммутирующего устройства во многом определяют особенности той или иной схемы автономного инвертора, в основу классификации таких инверторов удобно положить рассмотренные выше способы запираания вентиляей.

При этом могут быть выделены следующие виды схем АИ:

1. Автономные инверторы параллельного типа (или параллельные инверторы). Название обусловлено не только тем, что коммутирующий конденсатор подключается параллельно запираемому вентилю, но и тем, что в схемах этого типа конденсатор в течение всего или значительной части периода рабочей частоты оказывается подключенным параллельно нагрузке (см. рис.1.1,а и б). При индуктивном характере нагрузки инвертора для обеспечения баланса реактивной энергии в цепи инвертор - нагрузка может использоваться либо коммутирующий конденсатор либо источник постоянного питающего напряжения, если инвертор снабжен выпрямителем обратного тока. В соответствии с этим параллельные инверторы можно разделить на:

- а) параллельные инверторы с полной емкостью и
- б) параллельные инверторы с ограниченной емкостью.

2. Автономные инверторы последовательного типа (или последовательные инверторы). В схемах этого типа запираание вентиляей происходит в основном за счет колебательного характера цепи нагрузки (способ 2), причем проводящий вентиль, коммутирующие дроссель и конденсатор и нагрузка включены последовательно (см. рис.1. 2,б и в).

3. Автономные инверторы с включением коммутирующего конденсатора через реактор, обеспечивающий заряд этого конденсатора током, пропорциональным току нагрузки. По своему принципу действия такие АИ имеют много общего с последовательными инверторами. Простейшая схема такого инвертора показана на рис.1.12,а. Необходимым элементом здесь является двухобмоточный реактор-делитель тока РДТ, в обеих обмотках которого при достаточно большой индуктивности ток непрерывен и равен половине тока, потребляемого инвертором от источника питания. Таким образом, коммутирующий конденсатор С заряжается током, пропорциональным величине тока нагрузки. Когда открыт вентиль VS1 конденсатор С заряжается с показанной на рис.1.12,а полярностью током, протекающим по правой полуобмотке РДТ. При включении VS2 напряжение конденсатора оказывается приложенным к обеим первичным обмоткам инверторного трансформатора ИТ и к вентилю VS1 в обратном направлении. При активно-индуктивной нагрузке оба вентиля некоторое время проводят ток одновременно (интервал коммутации), а затем, когда ток в нагрузке изменит свое направление, вентиль VS1 запирается.

Рассмотренная схема инвертора построена не том же принципе, на котором основана известная выпрямительная схема с искусственной коммутацией для улучшения коэффициента мощности, которая также может быть использована в качестве АИ. На этом же принципе основаны АИ с коммутирующими

конденсаторами, работающими на частоте, кратной выходной частоте инвертора. Примером подобного АИ является схема, показанная на рис.1.12,б, где конденсатор C_k работает с утроенной частотой.

Автономные инверторы данной группы имеют ряд положительных черт, свойственных последовательным инверторам, и в то же время характеризуются относительно хорошим использованием коммутирующего конденсатора.

4. Автономные инверторы с двухступенчатой коммутацией, осуществляемой путем перевода тока с основного рабочего вентиля, который необходимо запереть, на вспомогательный, а затем с последнего на очередной основной. Такой перевод тока с вентиля на вентиль осуществляется с помощью коммутирующих конденсаторов, причем запираение каждого тиристора (как основного, так вспомогательного) обычно производится в момент включения следующего вентиля, подключающего параллельно или последовательно к ранее проводившему предварительно заряженный конденсатор (п.1.2, способы 1 и 4).

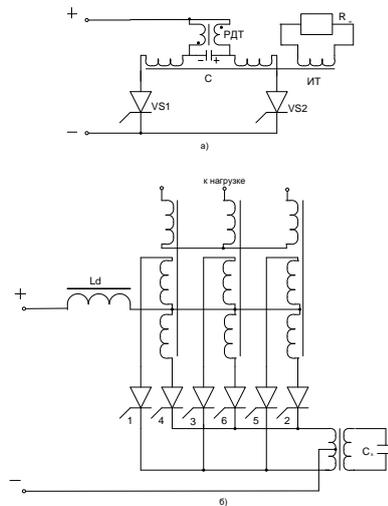


Рис.1.12. Инверторы с подключением коммутирующего конденсатора через реактор

Наличие вспомогательных вентиляй позволяет в большей или меньшей степени отделить коммутирующие конденсаторы от контура тока нагрузки, так что процесс коммутации в таких инверторах относительно мало зависит от величины и характера нагрузки (в противоположность параллельным и последовательным АИ, где коммутирующие конденсаторы органически являются составным элементом контура, обтекаемого током нагрузки, что создает нежелательную зависимость величины выходного напряжения от параметров нагрузки инвертора). Возможность изменения длительности интервала проводимости основных вентиляй (за счет сдвига во времени моментов отпираия вспомогательных вентиляй относительно моментов отпираия главных) позволяет совместить инвертор с регулятором выходного напряжения, что является другим важным преимуществом АИ с двухступенчатой коммутацией тока.

Группа АИ с двухступенчатой коммутацией характеризуется весьма большим разнообразием схем, отличающихся количеством и способом включения коммутирующих и зарядных элементов, способом регулирования выходного напряжения и т. д.

5. Автономные инверторы с «феррит-конденсаторной» коммутацией, осуществляемой с помощью цепочки из конденсатора и дросселя с насыщающимся сердечником, подключенной параллельно вентилю (п.1.2, способ 3).

6. Автономные инверторы с импульсной либо высокочастотной коммутацией осуществляемой за счет энергии отдельных источников (п.1.2, способ 4).

Необходимо отметить, что существуют схемы, обладающие одновременно признаками разных групп. Так, например, известна схема последовательно-параллельного инвертора, в которой конденсаторы включены по следовательно и параллельно с нагрузкой. В некоторых схемах АИ при различных режимах используются разные способы коммутации вентиляей. Наконец, известны составные схемы, состоящие по сути, дела из нескольких отдельных инверторов или преобразователей; примером может служить АИ с промежуточным звеном высокой частоты, состоящий из собственно автономного инвертора того или иного типа и преобразователя частоты с непосредственной связью, осуществляющего понижение более высокой частоты с выхода инвертора (часто с одновременным преобразованием однофазной системы в трехфазную).

Из числа названных выше видов АИ наибольшей известностью пользуются параллельный с полной емкостью и последовательный инверторы, изученные и описанные в литературе наиболее полно.

1.4. Инверторы тока и инверторы напряжения

Все названные в п.1.3 типы АИ, независимо от способа коммутации, могут быть разделены на две большие группы: а) инверторы тока и б) инверторы напряжения.

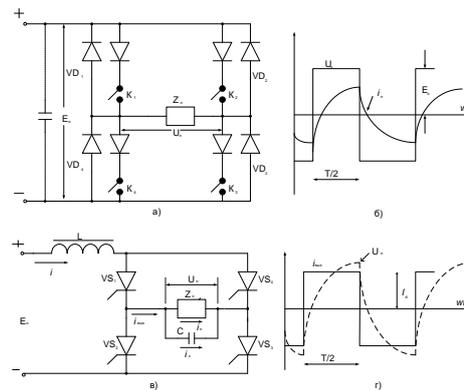


Рис. 1.13. а) однофазная мостовая схема инвертора напряжения, на ключах K_1 - K_4 и обратных вентилей VD_1 - VD_4 ; б) графики тока и напряжения на выходе инвертора напряжения при активно-индуктивной нагрузке; в) однофазная мостовая схема инвертора тока; г) графики тока и напряжения на выходе инвертора тока при активно-индуктивной нагрузке.

Преобразовать постоянное напряжение в переменное наиболее просто можно с помощью вентиляей с полной управляемостью, например тиристоров, запираемых по управляющему электроду. Эти приборы можно уподобить ключам с последовательно включенными диодами для получения односторонней проводимости. На рис. 1.13,а показана схема такого инвертора (в однофазном мостовом варианте), в данном случае ключи K_1 - K_4 включаясь и выключаясь попарно (сначала K_1 и K_3 , затем K_2 и K_4 периодически переключают постоянное напряжение питания E_0 и напряжение U_n , на зажимах нагрузки Z_n имеет прямоугольную форму. Подобный инвертор получил название инвертора напряжения.

С помощью тиристоров обычного типа, не имеющих полной управляемости, инвертор напряжения, строго говоря, построить нельзя. Однако с той или иной степенью приближения такой инвертор можно получить, если

каждый из тиристорov снабдить коммутирующим устройством, обеспечивающим его запираение в нужный момент времени. Так, рассмотренные ранее схемы рис. 1.1,а и в; 1.3,а и б; 1. 5,а и б могут быть включены в каждое плечо моста на рис. 1.13,а вместо ключей.

При активно-индуктивной нагрузке, когда моменты перехода через нуль выходного напряжения U_n и тока I_n , не совпадают (рис. 1.13,б), параллельно управляемым вентилям в инверторе надо включить «обратные» неуправляемые вентили VD_1 - VD_4 . За счет э.д.с. самоиндукции, наводимой в индуктивности нагрузки протекающим через нее током, эти вентили оказываются открытыми на тех интервалах, когда ток и напряжение нагрузки имеют противоположные знаки. При этом обеспечивается периодический обмен энергии между индуктивностью цепи нагрузки и накопителем, имеющимся в цепи постоянного тока достаточно большой емкости, включенным параллельно входным зажимам инвертора (пунктир на рис. 1.13,а). Такой конденсатор особенно необходим при питании АИ от выпрямителя; при питании от машины постоянного тока или от аккумуляторной батареи такой конденсатор нужен для уменьшения внутреннего сопротивления источника питания для переменной составляющей результирующего входного тока, причем в случае аккумуляторной батареи емкость C обычно может быть весьма небольшой.

Работа инвертора напряжения при активно-емкостной нагрузке, как правило, оказывается невозможной, поскольку при этом в моменты включения вентилях получаются недопустимые броски тока.

Поскольку в инверторах напряжения на зажимах нагрузки действует непосредственно напряжение питания, внешняя (нагрузочная) характеристика $U_n=f(I_n)$ у таких инверторов получается достаточно жесткой (линия 1 на рис. 1.14).

Нагрузочные свойства инвертора напряжения, в частности возможность работы при перегрузке и в режимах, близких к короткому замыканию, определяются

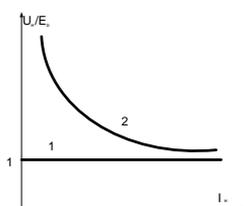


Рис.1.14. Внешние (нагрузочные) характеристики инвертора напряжения (1) и инвертора тока (2).

коммутирующей способностью полностью управляемых вентилях (величиной предельного отключаемого тока). При использовании в инверторе напряжения вентилях с неполной управляемостью перегрузочная способность определяется принятым способом коммутации и параметрами коммутирующих элементов.

Инвертор тока получает из схемы рис.1.13,а при добавлении параллельно нагрузке коммутирующего конденсатора C и в цепь постоянного тока последовательно коммутирующего и сглаживающего дросселя L при этом получается общеизвестная схема параллельного и (рис. 1.13,в), который обычно строится с использованием вентилях с неполной управляемостью (тиратронов, тиристорov). В таком АИ при достаточно большой индуктивности L вентили переключаются постоянный ток $i=I_d$, потребляемый от источника питания. Суммарный выходной ток $i_{\text{вых}}=i_n+i_c$ (поскольку конденсатор C можно считать относящимся к цепи нагрузки) имеет прямоугольную форму (рис.1.13,г).

Конденсатор C выполняет в инверторе тока следующие функции: во-первых, он обеспечивает при отпирании очередного вентиля (или в схеме рис. 1.13,в очередной пары вентилях) в запираение ранее проводившего вентиля (вентилей), во-вторых, он поддерживает на аноде закрывшегося вентиля (вентилей) в течение

некоторого времени отрицательное напряжение, необходимое для восстановления управляемости и в-третьих, он является источником реактивной мощности, потребляемой активно-индуктивной нагрузкой.

Поскольку сдвиг в сторону отставания момента перехода через нуль анодного напряжения закрывшегося вентиля (и, следовательно, выходного напряжения) относительно момента коммутации вентиля связан в АИ, как и в ведомом сеть инверторе, с потреблением самим инвертором реактивной мощности, можно сказать, что конденсатор С является источником реактивной мощности, потребляемой не только нагрузкой, но и инвертором. Считая выходное напряжение инвертора тока приближенно синусоидальным, указанный сдвиг можно, как и в инверторе, ведомом сеть, характеризовать углом опережения отпирания β . В силу того, что в рассматриваемом параллельном инверторе коммутация вентиля происходит практически мгновенно, угол при данной частоте целиком определяет время выключения.

Внешняя (нагрузочная) характеристика инвертора тока имеет падающий характер (кривая 2 на рис.1.14). Значительный рост выходного напряжения при уменьшении нагрузки обусловлен следующими двумя условиями:

1) условием равенства среднего за половину периода значения выходного напряжения и напряжения питания

(что справедливо для инвертора без потерь):

$$\frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_n dt = E_0;$$

2) условием периодичности, требующим, чтобы значения напряжения на конденсаторе U_c (которое в схеме рис. 1.13,а равно напряжению на нагрузке U_n) в начале и в конце каждого полупериода были равны по величине и противоположны по знаку:

$$U_{c(t=0)} = -U_{c(t=T/2)}.$$

По мере уменьшения нагрузки, когда напряжения U_c и U_n приобретают все более и более треугольную форму и эквивалентный угол β увеличивается (см. рис.1.15,а-в), одновременное выполнение обоих условий требует все большего и большего увеличения амплитудного U_{nm} , а следовательно, и действующего значения U_n выходного напряжения.

При больших напряжениях перезаряд конденсатора от $U_{c(t=0)}$ до $U_{c(t=T/2)} = -U_{c(t=0)}$ должен производиться значительным током, в связи с этим при разгрузке инвертора его входной ток I_d растет, что затрудняет коммутацию и увеличивает потери мощности в схеме. В пределе при $Z_n \rightarrow \infty$ получаем $U_n \rightarrow \infty$ и $I_n \rightarrow \infty$, и коммутация оказывается невозможной.

При больших нагрузках инвертора тока кривая выходного напряжения приобретает почти прямоугольную форму (рис.1.15,а) и действующее значение выходного напряжения приближается к E_0 . При этом время выключения $t_{\text{выкл}} = \beta/\omega$ уменьшается и, когда оно становится меньше времени восстановления управляемости вентиля, происходит срыв инвертирования.

Выпишем для сопоставления наиболее характерные особенности инверторов напряжения и инверторов тока (см. табл. 1.1). Идеальные инверторы тока и инверторы напряжения являются предельными случаями. Практические схемы АИ в большей или меньшей степени приближаются к понятию, идеального инвертора тока или инвертора напряжения, зависимости от способа коммутации тока, соотношения параметров, режима работы и и т. д. Так, параллельной инвертор с полной коммутирующей емкостью может служить типичным примером инвертора тока. Некоторые схемы параллельных инверторов с ограниченной коммутирующей

емкостью, многие схемы АИ с двухступенчатой коммутацией, АИ с «феррит-конденсаторной» коммутацией, с импульсной или высокочастотной коммутацией и др. работают в режимах, близких к инвертору напряжения.

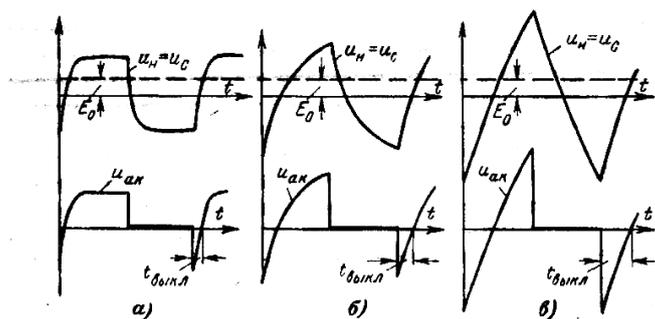


Рис.1.15. Кривые выходного напряжения u_n (сверху) и напряжение на вентиле u_a (внизу) в однофазном инверторе тока при большой (а), средней (б) и малой (б) нагрузке.

Таблица 1.1.

инверторы напряжения	инверторы тока
1. выходное напряжение имеет прямоугольную форму и неизменную величину, а кривая тока зависит от характера нагрузки	1. выходной ток, складывающийся из тока нагрузки и тока коммутирующего конденсатора, имеет прямоугольную форму, а напряжение (как форма кривой, так и величина) зависит от параметров нагрузки
2. источник питания работает в режиме генератора эдс, для чего на практике он должен быть зашунтирован достаточно большим конденсатором	2. источник питания работает в режиме генератора тока, для чего последовательно с ним должен быть включен достаточно большой дроссель
3. при активно-индуктивной нагрузке для обеспечения баланса реактивной энергии необходим обратный выпрямитель	3. при активно-индуктивной внешней нагрузке баланс реактивной энергии обеспечивается благодаря наличию коммутирующего конденсатора, так что результирующая (полная) нагрузка должна иметь активно-емкостный характер
4. нагрузочная характеристика $U_n=f(I_n)$ идет горизонтально	4. нагрузочная характеристика мягкая
5. инвертор выполняется с использованием полностью управляемых вентилей либо при использовании вентилей с неполным управлением они должны быть снабжены дополнительными коммутирующими устройствами	5. в инверторе могут быть использованы вентили с неполным управлением
6. в режимах холостого хода работа инвертора возможна. При перегрузках и, в частности, в режимах, близких к короткому замыканию, работа инвертора затруднена и возможность таких режимов определяется	6. в режимах, близких к холостому ходу, работа инвертора невозможна из-за затрудненного перезаряда конденсатора, а в режимах, близких к короткому замыканию, затруднена из-за недостаточного времени на

КОММУТАЦИОННЫМИ СВОЙСТВАМИ ВЕНТИЛЕЙ	ВОССТАНОВЛЕНИЕ СВОЙСТВ ВЕНТИЛЕЙ	ЗАПИРАЮЩИХ
--	------------------------------------	------------

1.6. Требования к автономным инверторам

К АИ, работающему в той или иной установке, могут предъявляться следующие основные требования:

1. Возможность регулирования в необходимых пределах рабочей частоты, что нужно в первую очередь в установках вентильного привода переменного тока. При этом желательно, чтобы не требовались изменения в силовой части схемы АИ (например, изменения емкости коммутирующих конденсаторов).

2. Возможность регулирования в достаточно широких пределах соотношения между питающим постоянным напряжением E_0 и выходным переменным напряжением U_n . Это позволяет при изменении питающего напряжения (например, при понижении напряжения за счет разряда питающего аккумулятора) поддерживать стабильным выходное напряжение или, наоборот, при неизменном входном напряжении регулировать величину выходного напряжения в соответствии с необходимым режимом работы потребителя (например, в случае частотного запуска или частотного регулирования скорости асинхронного двигателя, питаемого от АИ).

3. Стабильность выходного напряжения при изменении величины и коэффициента мощности нагрузки.

4. Отсутствие срывов инвертирования при возможных перегрузках, а в некоторых случаях и при коротких замыканиях в нагрузки.

5. Возможность работы в режиме холостого хода.

6. Возможность получения достаточно близкой к синусоиде формы кривой напряжения на выходе, что позволяет упростить конструкцию сглаживающего фильтра.

7. Отсутствие самораскачивания при наличии в составе нагрузки асинхронных или синхронных двигателей.

8. Достаточно малая несимметрия по фазам выходного напряжения при несимметричной нагрузке (в трехфазных инверторах).

9. Простота, малое число элементов и в том числе полупроводниковых вентилей и обусловленная этим высокая надежность.

10. Достаточно высокий к. п. д.

К этим требованиям в ряде специальных случаев могут добавляться и другие, например: изменение порядка следования фаз с целью реверса питаемого от АИ двигателя, возможность рекуперативного торможения последнего и др.

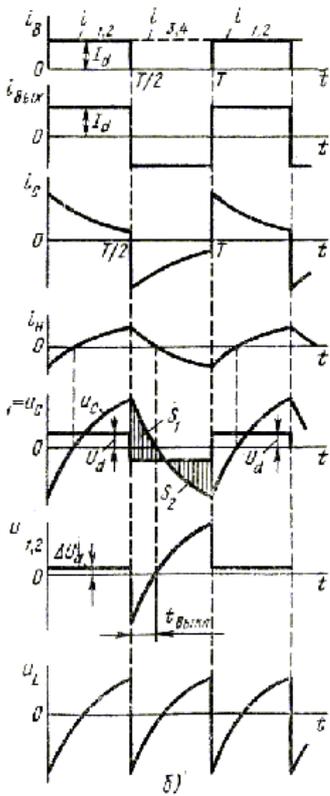
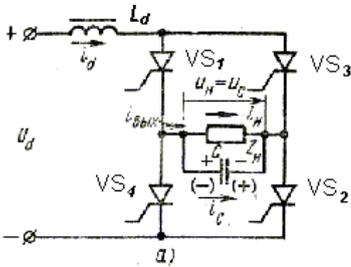
Поскольку не все из этих требований в равной мере удовлетворяются в различных типах схем АИ, при выборе схемы часто приходится идти на компромисс. К числу наиболее важных требований, часто определяющих выбор той или иной схемы, обычно относятся требование стабильности выходного напряжения и возможность его регулирования в определенном диапазоне.

2. Инверторы тока

2.1. Однофазный параллельный инвертор тока

На рис. 2.1,а приведена принципиальная схема однофазного параллельного мостового инвертора тока. Тиристоры отпираются попарно (VS_1 и VS_2 , VS_3 и VS_4 с относительным фазовым сдвигом, равным 180°). Во входной цепи включен дроссель L_d , индуктивность которого достаточно велика (в пределе $L_d = \infty$), благодаря чему входной ток i_d идеально сглажен, а ток через тиристоры имеет прямоугольную форму (рис. 2.1,б). При отпирании тиристоров VS_1 , VS_2 ток i_d , равный в течение полупериода выходной частоты току $i_{вых}$ разветвляется по двум ветвям: ток i_n , протекает через нагрузку, а ток i_c - через конденсатор C , заряжая его с полярностью, указанной на рисунке без скобок. Через полупериод выходной частоты отпираются тиристоры VS_3 , VS_4 и конденсатор C оказывается закороченным всеми тиристорами. При этом ток разряда конденсатора, протекая на встречу рабочему току тиристоров VS_1 и VS_2 уменьшает его до нуля практически мгновенно, так как сопротивление в контуре разряда конденсатора через тиристоры мало, а индуктивности рассеяния обмоток трансформатора (если последний имеется) находятся вне этого контура. Быстрое нарастание тока в тиристорах, которые отпираются, может вывести их из строя вследствие превышения допустимой величины di_a/dt . Поэтому в анодные цепи тиристоров на практике вводят дроссели, ограничивающие допустимую для конкретного типа тиристоров величину нарастания анодного тока.

После спада анодного тока тиристоров VS_1 , VS_2 до нуля к ним прикладывается обратное напряжение, определяемое напряжением на коммутирующем конденсаторе C . При запираии тиристоров VS_1 , VS_2 конденсатор C перезаряжается от источника питания через тиристоры VS_3 , VS_4 приобретая противоположную полярность (на рисунке указана в скобках). Отметим, что при отпирании очередной пары тиристоров одновременно с разрядом конденсатора по контуру открытых тиристоров происходит также его разряд на нагрузку. При этом часть энергии конденсатора переходит в энергию индуктивностей контура, а другая часть рассеивается в его активных сопротивлениях. При отпирании тиристоров VS_1 и VS_2 процесс повторяется.



В любой момент времени суммарный ток на выходе инвертора при принятом допущении ($L_d \rightarrow \infty$) равен $i_{вых} = i_n + i_c = i_d = const$, но его направление изменяется через каждый полупериод на противоположное (рис.2.1, б). В течение времени $t_{выкл}$ напряжение на конденсаторе ($u_c = u_n$) совпадает по направлению с прежним, ток нагрузки сохраняет свое прежнее направление за счет разряда конденсатора на нагрузку, а ток коммутирующего конденсатора i_c с момента коммутации изменяет направление на противоположное. Таким образом, ток конденсатора i_c после коммутации имеет максимальное значение и уменьшается по мере его перезаряда, а ток нагрузки

i_n постепенно спадает до нуля и, реверсируя, совпадает по направлению с током i_c .

Дроссель L_d выполняет функцию фильтра высших гармонических составляющих напряжений, так как к нему в любой момент времени

прикладывается разность между неизменным напряжением источника питания и пульсирующим напряжением на входе инвертора (называемым противо-э.д.с. инвертора).

Выходное напряжение инвертора повторяет по форме напряжение на конденсаторе и представляет собой в каждый полупериод сумму двух составляющих: постоянной, равной напряжению источника питания, и переменной, возникающей за счет реактивной мощности конденсатора. Поскольку за полупериод выходной частоты реактивная мощность равна нулю, заштрихованные площадки S_1 и S_2 (рис. 2.1, б), характеризующие интегральные значения переменной составляющей, равны между собой. Среднее значение выходного напряжения за полупериод равно напряжению источника питания U_d .

Напряжение на тиристорах VS_1, VS_2 ($U_{1,2}$ на рис. 2.1, б) после коммутации изменяется от отрицательного значения к положительному.

Рис. 2.1. Однофазный мостовой параллельный инвертор тока:

а-схема; б-временные диаграммы токов и напряжений

В течение времени $t_{\text{выкл}}$ на тиристорах VS_1 и VS_2 поддерживается отрицательное напряжение и они восстанавливают запирающие свойства.

Если $t_{\text{выкл}} > t_{\text{вост}}$, то с восстановлением положительного анодного напряжения тиристоры VS_1 и VS_2 (рис.2.1,б) останутся запертыми вплоть до прихода следующего отпирающего импульса. Если же этого времени окажется недостаточно, то указанные тиристоры вновь откроются и произойдет срыв инвертирования.

Коммутирующий конденсатор может быть включен параллельно первичной или вторичной обмотке трансформатора, если такой имеется.

В зависимости от соотношения величин индуктивности входного дросселя L_d , сопротивления нагрузки Z_n , частоты выходного напряжения f и емкости коммутирующего конденсатора C возможны три режима работы параллельного инвертора: 1) входной ток I_d непрерывен и идеально сглажен; 2) входной ток I_d непрерывен, но имеет пульсации; 3) входной ток I_d прерывистый.

Для расчета инвертора воспользуемся эквивалентной схемой, справедливой в течение полупериода выходной частоты и полученной в предположении, что активное сопротивление дросселя и прямое падение напряжения на тиристорах равны нулю, а нагрузка чисто активная (рис. 2.2).

Так как индуктивность дросселя L_d бесконечно велика, ток I_d потребляемый от источника питания, постоянен. Для схемы рис. 2.2 можно записать следующую систему уравнений (если пренебречь начальными условиями):

$$\begin{aligned} i_d = I_d = i_n + i_c = const, \\ i_c = C \frac{du_c}{dt}, \\ i_n = u_n / r_n. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Решая эту систему относительно напряжения и в операторной форме, получаем:

$$U_n(p) = \frac{I_d}{pC(p + \frac{1}{Cr_n})}.$$

данная функция имеет два полюса: $p_1=0$ и $p_2=-1/(Cr_n)$. Оригинал находим с помощью обратного преобразования Лапласа:

$$U_n(p) = \frac{F_1(p)}{F_2(p)} = \sum_{q=1}^{\infty} \frac{F_1(p_q)}{F_2(p_q)} e^{p_q t} = A_1 + A_2 e^{-\frac{t}{Cr_n}} = u_n(t). \quad (2.2)$$

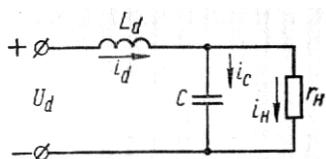


Рис. 2.2. Эквивалентная схема инвертора тока

Для нахождения коэффициентов A_1 и A_2 воспользуемся следующими условиями:

1) напряжение на нагрузке изменяется по периодической кривой, вследствие чего его значения при коммутациях равны по величине и противоположны по знаку:

$$u_n \Big|_{t=0} = -u_n \Big|_{t=T/2};$$

2) среднее значение напряжения на дросселе L_d в установившемся режиме равно нулю:

$$\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (U_d - u_n) dt = 0.$$

С учетом этих условий определим значения коэффициентов A_1 и A_2 :

$$A_1 = \frac{U_d \frac{T}{4} (1 + e^{-\frac{T}{2T_n}})}{\frac{T}{4} (1 + e^{-\frac{T}{2T_n}}) - T_n (1 - e^{-\frac{T}{2T_n}})},$$

$$A_2 = \frac{-U_d \frac{T}{2}}{\frac{T}{4} (1 + e^{-\frac{T}{2T_n}}) - T_n (1 - e^{-\frac{T}{2T_n}})},$$

где $T_n = Cr_n$.

Подставляя значения коэффициентов A_1 и A_2 в формулу (2.2) получаем выражение для мгновенного значения напряжения на нагрузке

$$u_n(t) = \frac{U_d(1 + e^{-\frac{T}{2T_n}} - 2e^{-\frac{t}{T_n}})}{(1 + e^{-\frac{T}{2T_n}}) - \frac{4T_n}{T}(1 - e^{-\frac{T}{2T_n}})}, \quad (2.3)$$

из которого видно, что напряжение на нагрузке изменяется по экспоненциальному закону. С уменьшением нагрузки кривая тока i_c приближается к прямоугольной форме, а напряжение на конденсаторе и нагрузке согласно уравнения (2.1)— к треугольной, так как $du_c/dt = I_d/C = \text{const}$ (рис. 2.3, а). Таким образом, при режимах, близких к режиму холостого хода, конденсатор заряжается практически постоянным током. Напряжение на конденсаторе возрастает примерно по линейному закону и его амплитуда может во много раз превышать напряжение U_d , что приводит к выходу из строя тиристорных инверторов.

При увеличении нагрузки напряжение на нагрузке и конденсаторе падает (рис. 2.3, б), так как при этом уменьшается зарядный ток конденсатора и увеличивается его разрядный ток через нагрузку. В результате коммутационная способность конденсатора снижается вследствие уменьшения запасаемой в конденсаторе энергии. Форма выходного напряжения приближается к прямоугольной (рис. 2.3, в).

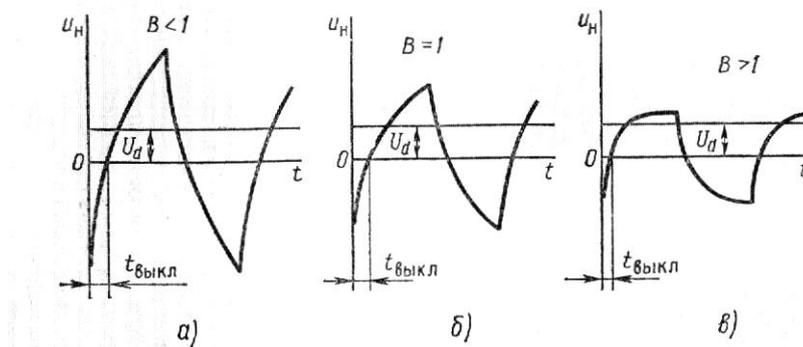


Рис.2.3. Формы напряжения на нагрузке однофазного инвертора тока

По известному напряжению на нагрузке можно определить значения токов нагрузки, конденсатора и источника питания:

$$i_n(t) = \frac{u_n(t)}{r_n} = \frac{U_d}{r_n} \frac{(1 + e^{-\frac{T}{2T_n}} - 2e^{-\frac{t}{T_n}})}{(1 + e^{-\frac{T}{2T_n}}) - \frac{4T_n}{T}(1 - e^{-\frac{T}{2T_n}})},$$

$$i_c(t) = \frac{U_d}{r_n} \frac{e^{-\frac{t}{T_n}}}{(1 + e^{-\frac{T}{2T_n}}) - \frac{4T_n}{T}(1 - e^{-\frac{T}{2T_n}})},$$

$$I_d = \frac{U_d}{r_n} \frac{1 + e^{-\frac{T}{2T_n}}}{(1 + e^{-\frac{T}{2T_n}}) - \frac{4T_n}{T}(1 - e^{-\frac{T}{2T_n}})}.$$

Из рис. 2.1, б видно, что момент коммутации, т. е. момент прохождения инвертируемого тока $i_{\text{вых}} = i_n + i_c$ через нуль, опережает напряжение на нагрузке на время необходимое тиристорам для восстановления своих управляющих свойств. В течение этого времени (времени запираания) к тиристорам, ранее проводившим ток,

прикладывается отрицательное напряжение. Время запираания можно определить из выражения (2.3), приравнявая его нулю:

$$u_H(t) \Big|_{t=t_{\text{выкл}}} = \frac{U_d \left(1 + e^{-\frac{T}{2T_H}} - 2e^{-\frac{t_{\text{выкл}}}{T_H}}\right)}{\left(1 + e^{-\frac{T}{2T_H}}\right) - \frac{4T_H}{T} \left(1 - e^{-\frac{T}{2T_H}}\right)} = 0. \quad (2.4)$$

Решая уравнение (2.4) относительно $t_{\text{выкл}}$, получаем:

$$t_{\text{выкл}} = T_H \ln \frac{2}{1 + e^{-\frac{T}{2T_H}}}. \quad (2.5)$$

Из выражения (2.5) видно, что время запираания увеличивается с увеличением сопротивления нагрузки и емкости коммутирующего конденсатора.

Рассматривая параллельное соединение коммутирующего конденсатора C и резистора Z_H как общую нагрузку, нетрудно видеть, что инвертор тока может работать лишь на общую емкостную нагрузку, когда выходной ток инвертора $i_{\text{вых}}$ опережает напряжение u_H , на выходе инвертора. В этом случае к тиристорам, которые до коммутации проводили ток, прикладывается обратное напряжение. Время действия обратного напряжения на тиристорах должно быть достаточным для восстановления их запирающих свойств, т. е. $t_{\text{выкл}} > t_{\text{вост}}$

или $\beta \geq \delta$, где $\beta = \omega t_{\text{выкл}}$, $\delta = \omega t_{\text{вост}}$, где ω - угловая выходная частота инвертора. Приведенное условие выполняется благодаря наличию угла опережения (запираания) β тока $i_{\text{вых}}$, потребляемого нагрузкой и конденсатором, и напряжения u_H . Угол β создается за счет тока i_C коммутирующего конденсатора.

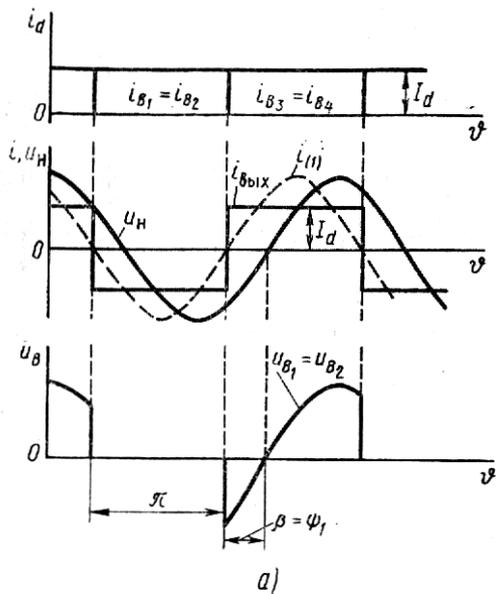
Анализ работы инвертора на активно-индуктивную нагрузку можно провести так же, как и для инвертора при чисто активной нагрузке. Однако зависимости для тока и напряжения получаются сложными, а расчет - громоздким и трудным.

На практике, особенно при анализе многофазных инверторов, очень часто ограничиваются лишь учетом основной гармоники токов и напряжений. При этом характеристики, найденные методом основной гармоники, пригодны для инженерных расчетов, так как мало отличаются от характеристик, полученных путем решения дифференциальных уравнений (расхождение не превышает 10- 15 %). Анализ инвертора методом основной гармоники проведем при следующих допущениях: напряжение на выходе инвертора синусоидально, инвертируемый ток идеально сглажен ($L_d \rightarrow \infty$), активными потерями в элементах инвертора пренебрегаем, коммутация тока с тиристора на тиристор мгновенная.

Учитывая, что кривая инвертируемого тока имеет прямоугольную форму (рис. 2.4,а), действующее значение его первой гармоники определим из выражения

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \int_0^{2\pi} i_{\text{вых}} \sin \alpha d\alpha = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} I_d \sin \alpha d\alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d. \quad (2.6)$$

Пренебрегая потерями в инверторе и учитывая, что при принятых допущениях угол опережения $\beta = \psi_{(1)}$ равен углу сдвига фаз между инвертированным напряжением u_H и первой гармоникой инвертированного тока $i_{(1)}$ (рис. 2.4, а), получим, что активная мощность, потребляемая от источника питания, равна активной инвертированной мощности: $P_d = P_H$, т. е.



$$U_d I_d = U_H I \cos \beta = U_H I \cos \beta. \quad (2.7)$$

Из выражений (2.7) и (2.6) находим, что

$$U_H = \frac{U_d}{k_u \cos \beta}, \quad (2.8)$$

где $k_u = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9$ - коэффициент, зависящий от схемы инвертора.

Если нагрузка подключается через инверторный трансформатор, выражение (2.8) приобретает вид - $U_H = \frac{U_d}{k_u \cos \beta}$, где $n = \omega_2/\omega_1$ - коэффициент трансформации инверторного трансформатора.

Угол опережения β зависит от соотношения реактивной и активной мощностей инвертора.

Рис.2.4. Временные диаграммы однофазного параллельного инвертора тока (а) и его временная диаграмма (б)

Учитывая только первую гармонику, с помощью векторной

диаграммы рис.2.4, б найдем, что

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Q_u}{P_u} = \frac{Q_C - Q_H}{P_H} = \frac{I_C - I_H \sin \varphi}{I_H \cos \varphi}, \quad (2.9)$$

где $Q_C = U_H I_C = (\omega C/n^2) U_H^2$ - реактивная мощность конденсатора; $Q_H = U_H I_H \sin \varphi$; $P_H = U_H I_H \cos \varphi$ - соответственно реактивная и активная мощности нагрузки; $\cos \varphi$ - коэффициент мощности нагрузки; φ - угол сдвига фаз между первыми гармониками напряжения и тока в нагрузке.

Для описания процессов в нагрузке введем понятие коэффициента нагрузки, которое определяется как отношение полной мощности нагрузки к реактивной мощности коммутирующих конденсаторов:

$$B = \frac{S_H}{Q_C} = \frac{X_C}{Z_H} = \frac{n^2}{\omega C Z_H}, \quad (2.10)$$

здесь $n = \omega_2/\omega_1$ - коэффициент трансформации инверторного трансформатора (для однофазного инвертора со средней точкой $n = \omega_2/2\omega_1$); $B_a = B \cos \varphi$; $B_p = B \sin \varphi$ - коэффициенты активной и реактивной нагрузок.

Из выражений (2.8) - (2.10) получаем уравнение внешней характеристики параллельного инвертора тока:

$$\frac{k_u U_H}{n U_d} = \frac{1}{\cos \varphi} = \sqrt{\left[\frac{1 - B \sin \varphi}{B \cos \varphi} \right]^2 + 1} = \sqrt{\left(\frac{\omega C}{n^2 Y_H \cos \varphi} - \operatorname{tg} \varphi \right)^2 + 1}. \quad (2.11)$$

В инверторе без потерь входная и выходная мощности равны, т. е.

$$U_d I_d = U_H I_H \cos \varphi. \quad (2.12)$$

Из выражений (2.11) и (2.12) можно найти зависимости входного тока параллельного инвертора от параметров нагрузки, рабочей частоты и емкости коммутирующего конденсатора (входную характеристику):

$$\frac{k_u^2 I_d}{n^2 U_d} \cdot \frac{1}{\omega C} = B \cos \varphi \left[\left(\frac{1 - B \sin \varphi}{B \cos \varphi} \right)^2 + 1 \right] \quad (2.13)$$

На рис. 2.5, а и б приведены внешние (выходные) и входные характеристики параллельного инвертора, построенные по выражениям (2.11) и (2.13). Отличительной особенностью внешних характеристик является крутой спад в области малых значений B_a . Рост напряжения u_n , при уменьшении B_a объясняется тем, что при холостом ходе и идеальных элементах инвертора в нем не расходуется энергия. При каждой коммутации тиристоров от источника питания потребляется дополнительная энергия на перезаряд конденсатора, которая накапливается в магнитном поле дросселя L_d и электрическом поле коммутирующего конденсатора C . Так как между дросселем L_d и конденсатором C происходит непрерывный обмен энергией, амплитуда напряжения на конденсаторе, а следовательно, и на тиристорах все время возрастает, что приводит к пробое тиристоров и срыву инвертирования.

При возрастании B_a , т. е. уменьшении Z_n , уменьшается время разряда конденсатора на нагрузку, снижается напряжение на нагрузке и уменьшается угол опережения.

Таким образом, параллельный инвертор тока нормально работает только в определенном диапазоне изменения коэффициента нагрузки: при малых значениях B_a возникает опасность появления перенапряжений, при больших значениях B_a угол опережения становится недостаточным и происходит срыв инвертирования.

При уменьшении коэффициента мощности нагрузки без одновременного увеличения емкости коммутирующего конденсатора может произойти срыв инвертирования, так как индуктивность нагрузки

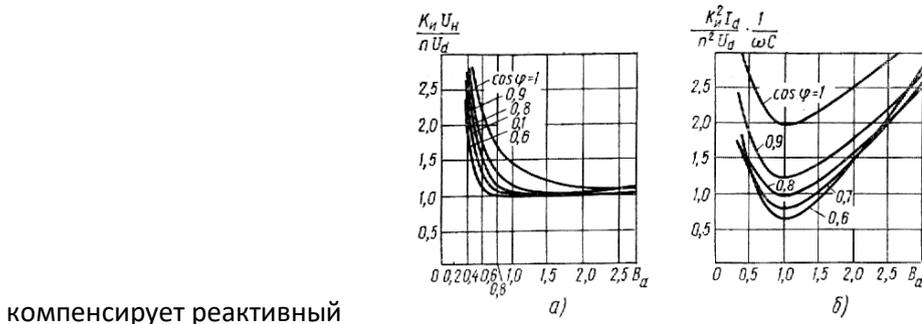


Рис. 2.5. Внешние (а) и входные (б) характеристики параллельного инвертора тока

ток коммутирующего конденсатора и тем самым уменьшает время записания $t_{\text{выкл}}$. При работе инвертора на активно-индуктивную изменяющуюся нагрузку в случае увеличения коэффициента мощности нагрузки при неизменной емкости коммутирующего конденсатора резко возрастает выходное напряжение, что может привести к недопустимым перенапряжениям, обусловленным избыточной реактивной мощностью коммутирующих конденсаторов.

Входные характеристики параллельного инвертора тока имеют две ветви: левую (нисходящую) и правую (восходящую). При $B_a = 1$ имеем минимальные значения входного тока, а с приближением к режимам холостого хода и короткого замыкания входной ток стремится к бесконечности. С ростом нагрузки ($B_a > 1$) увеличивается входной ток инвертора, так как при этом увеличивается ток, отдаваемый в нагрузку. Входной ток в этом случае почти пропорционален B_a поскольку напряжение на нагрузке изменяется мало. При $B_a < 1$ резко возрастает напряжение на выходе инвертора, что приводит к увеличению входного тока. Поэтому в этой области значений

В_а увеличение сопротивления Z_H оказывает меньшее влияние, чем повышение напряжения U_d ; в результате ток I_d и мощность, потребляемые от источника, возрастают.

При работе инвертора на активно-индуктивную внешнюю нагрузку последняя должна быть скомпенсирована емкостью конденсатора, включаемого параллельно нагрузке, или коммутирующего, так, чтобы общая

реакция цепи была емкостной. Коммутирующий конденсатор при этом выбирают из условия компенсации реактивной мощности нагрузки и обеспечения устойчивой коммутации тока, т. е.

$$Q_C = U_H I_H (tg \delta \cos \varphi + \sin \varphi) \quad (2.14)$$

Из выражения (2.14) видно, что при данной величине Q_C и низкой рабочей частоте инвертора емкость коммутирующего конденсатора $C = Q_C n^2 / (\omega U_H^2)$ получается значительной. Для уменьшения этой емкости в инвертор вводят отсекающие диоды, включаемые между нагрузкой и коммутирующим конденсатором.

На рис. 2.6, а представлена схема однофазного параллельного инвертора тока со средней точкой, содержащего отсекающие диоды VD_1 и VD_2 .

При работе инвертора на активно-индуктивную нагрузку, когда зарядный ток конденсатора $i_C = C(du_C/dt) = i_1$ в течение полупериода переходит через нуль (рис. 2.6, б), что соответствует его частичному разряду, отсекающие диоды отделяют конденсатор от нагрузки (момент времени t_1). При этом заряд конденсатора прекращается раньше, чем заканчивается полупериод, и напряжение на конденсаторе остается постоянным (рис. 2.6, б), так как VD_1 и VD_2 препятствуют разряду конденсатора на нагрузку. При низких частотах конденсатор отключается отсекающими диодами на большую часть полупериода, что позволяет уменьшить емкость коммутирующего конденсатора по сравнению с инвертором без отсекающих диодов. Наличие отсекающих диодов приводит к повышению напряжения на нагрузке по сравнению с обычным инвертором, а следовательно, и к изменению кривой напряжения на тиристорах (U_B), что в свою очередь вызывает увеличение времени $t_{выкл}$.

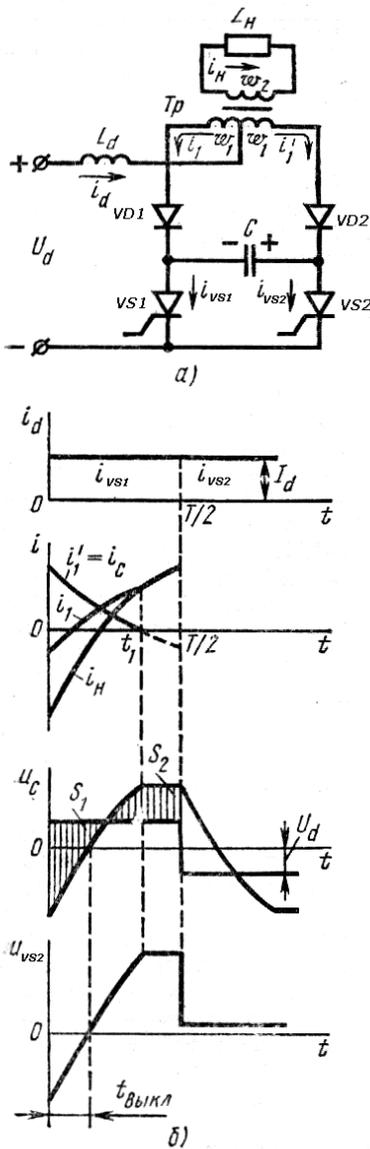


Рис. 2.6. Однофазный параллельный инвертор тока со средней точкой и отсекающими диодами: а – схема; б – временные диаграммы токов и напряжений

2.2. Трехфазный параллельный инвертор тока

На рис. 2.7 приведены схемы трехфазного мостового параллельного инвертора тока без отсекающих диодов (а) и с отсекающими диодами (в).

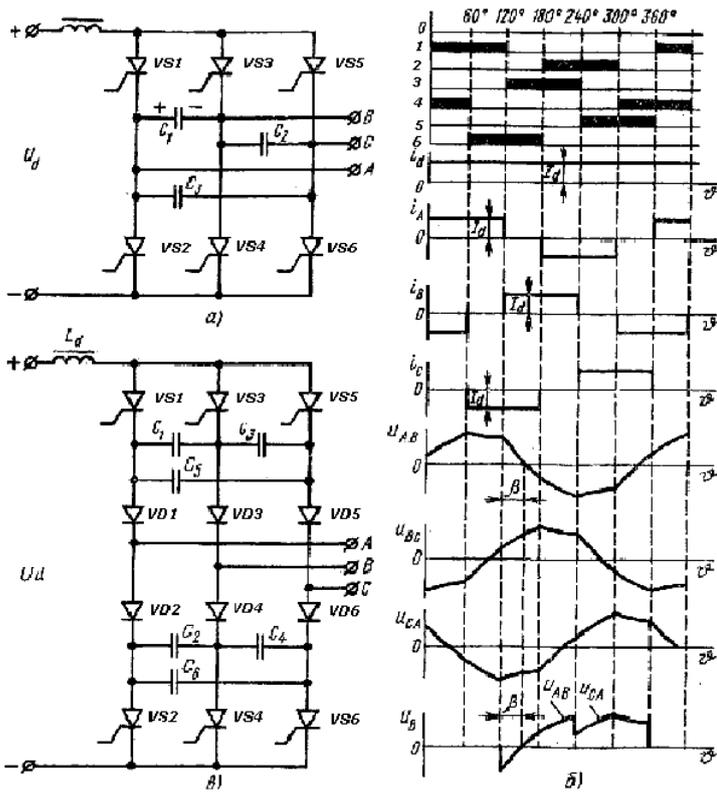


Рис. 2.7. Трехфазный мостовой параллельный инвертор тока:

а, в - схемы; б - временные диаграммы токов и напряжений

Принцип работы трехфазных инверторов аналогичен принципу работы однофазных инверторов (см. рис. 2.1, а, 2.6, а); Порядок работы тиристоров в инверторе такой же, как и в трехфазно мостовом выпрямителе (VS_1 - VS_4 , VS_1 - VS_6 , VS_3 - VS_6 , VS_3 - VS_2 , VS_5 - VS_2 , VS_5 - VS_4 , ...). В связи с тем что каждый тиристор (например, VS_1) работает 1/6 часть периода в паре с одним тиристором (VS_4), а 1/6 часть периода в паре с другим тиристором (VS_6), на управляющий электрод каждого тиристора подаются либо два узких импульса, следующих через 60° , либо один широкий импульс длительностью более 60° . Этим обеспечивается одновременная работа двух тиристоров: одного в анодной и одного в катодной группе. Коммутация в инверторе осуществляется с помощью коммутирующих конденсаторов C_1 - C_3 соединенных в треугольник (как показано на. рис. 2.7, а, в). или в звезду. Конденсаторы, как и в однофазном инверторе, должны обеспечивать компенсацию реактивной мощности нагрузки и создание необходимого угла опережения β . В инверторах осуществляется межвентильная коммутация, т. е. запираение каждого тиристора происходит при отпирании следующего по порядку работы тиристора другой фазы, но этой же группы. Например, для запираения тиристора VS_1 отпирается тиристор VS_3 и за счет разрядного тока конденсатора C_1 протекающего навстречу анодному току тиристора VS_1 тиристор запирается практически мгновенно в момент равенства этих токов (конденсатор C_1 приобрел указанную на рисунке полярность на интервале одновременной работы тиристоров VS_1 и VS_4). К тиристоры VS_1 прикладывается обратное напряжение, равное напряжению на конденсаторе C_1 и он восстанавливает свои запирающие свойства.

Если пренебречь индуктивностью рассеяния обмоток выходного трансформатора и учесть, что инвертированный ток каждой фазы имеет форму, показанную на рис. 2.7, б ($L_d \rightarrow \infty$), то действующее значение первой гармоники тока будет равно $I_{(1)} = \sqrt{6} I_d / \pi$.

При отсутствии потерь в инверторе получается равенство входной и инвертированной мощностей: $P_d = P_u$ т. е. $U_d I_d = 3 U_{нф} I_{(1)} \cos \beta$, где $U_{нф}$ - фазное напряжение.

Подставляя в это выражение значение тока $I_{(1)}$, находим: $U_{нф} = \frac{U_d}{k_u \cos \beta}$,

где $k_u = 2,34$ - коэффициент, зависящий от схемы инвертора (для трёхфазного инвертора со средней точкой $k_u = 1,17$).

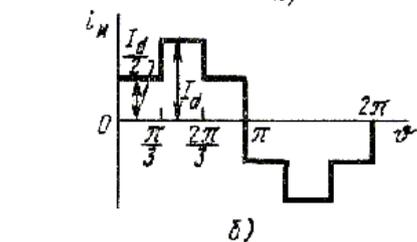
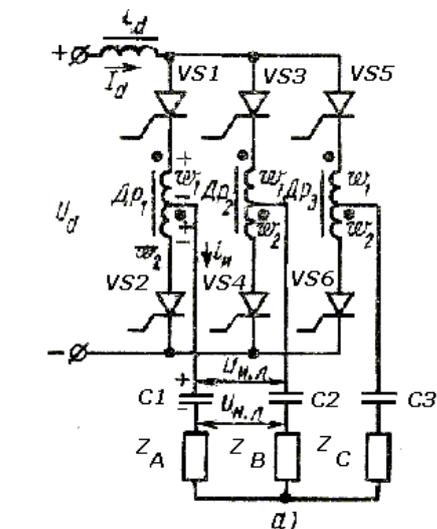
Входные и внешние (выходные) характеристики инвертора определяются соответственно выражениями (2.13) и (2.11).

Кривая выходного напряжения в трехфазном мостовом инверторе имеет форму, более близкую к синусоидальной, чем в однофазном инверторе. В кривой выходного напряжения отсутствуют третья и кратные ей гармоники. Содержание высших гармоник в кривой выходного напряжения можно определить из выражения $q = 6k \pm 1$, где q - номер гармоники; $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ - ряд целых чисел.

Для предотвращения разряда коммутирующ конденсаторов на нагрузку в инвертор вводят отсекающие диоды (рис.2.7.в).

2.3. Трёхфазный последовательный инвертор тока

В последовательном инверторе тока коммутация тока тиристоров осуществляется с помощью LC-цепей. В трёхфазном последовательном инверторе тока (рис. 2.8, а) при $L_d \rightarrow \infty$ длительность открытого состояния тиристоров равна 180° . При этом всегда открыты три тиристора (индуктивностью рассеяния обмоток выходного трансформатора пренебрегаем): один в анодной и два в катодной группе. При этом сумма токов тиристоров анодной группы в любой момент



времени равна суммарному току катодной группы. Порядок переключения тиристоров в инверторе следующий: в VS_1 - VS_4 - VS_5 , VS_1 - VS_4 - VS_6 , VS_1 - VS_3 - VS_6 , VS_2 - VS_3 - VS_6 , VS_2 - VS_3 - VS_5 , VS_2 - VS_4 - VS_5 , VS_1 - VS_4 - VS_5 т.д. При открытых тиристорах VS_1 - VS_4 - VS_5 происходит заряд коммутирующих конденсаторов C_1 , C_3 , через обмотки ω_1 дросселей Dr_1 , Dr_3 и разряд конденсатора C_2 через обмотку ω_2 дросселя Dr_2 . Инвертированный ток i_n , имеет форму, показанную на рис. 2.8, б. Коммутирующее устройство, состоящее, например для фазы А, из дросселя Dr_1 и конденсатора C_1 служит для попеременного запираания тиристоров VS_1 и VS_2 , относящихся к одной фазе инвертора (инвертор с пофазной коммутацией). Коммутирующие дроссели имеют коэффициент связи между обмотками ω_1 и ω_2 , равный единице ($\omega_1 = \omega_2$).

Рис. 2.8. Трёхфазный последовательный инвертор тока: а-схема, б-форма инвертируемого тока

Для запираания тиристора VS_1 отпирается тиристор VS_2 . При этом конденсатор C_1 заряженный с указанной на рис. 2.8, а полярностью, разряжается через обмотку ω_2 дросселя Dr_1 . В обмотке ω_1 дросселя Dr_1 наводится э. д. с., обеспечивающая запираание тиристора VS_1 (полярность наводимых э. д. с. указана на рисунке).

Так же, как и для параллельного инвертора тока, с помощью метода основной гармоники можно определить характеристики последовательного инвертора тока.

Действующее значение первой гармоники инвертируемого тока i_u (рис. 2.8,6) $I_u = \frac{3}{\pi\sqrt{2}} I_d$.

При отсутствии потерь в инверторе имеем равенство входной и инвертированной мощностей: $P_d = P_u$ т. е. $U_d I_d = 3 U_{нф} I_u \cos \beta$. Подставляя в полученное выражение значение тока I_u , находим $U_{нф} = \frac{U_d}{k_u \cos \beta}$, где $k_u = \frac{9}{\pi\sqrt{2}}$ - коэффициент схемы.

Тангенс угла сдвига фаз между инвертированным напряжением $U_{нф}$ и током нагрузки I_u определяют как отношение реактивной мощности конденсаторов и нагрузки к активной мощности нагрузки:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Q_C - Q_{нф}}{P_{нф}} = \frac{B - \sin \varphi}{\cos \varphi}, \quad (2.15)$$

где $Q_C = I^2 / (\omega C)$ - реактивная мощность конденсатора; $Q_{нф} = U_{нф}^2 Y_n \sin \varphi$ - реактивная мощность нагрузки (на фазу); $P_{нф} = U_{нф}^2 Y_n \cos \varphi$ - активная мощность нагрузки (на фазу); $B = 1 / (Z_n \omega C)$ - коэффициент нагрузки; $I_u = I_n = U_{нф} Y_n$.

Из выражения (2.15) находим зависимость инвертированного напряжения от коэффициента нагрузки B и угла опережения β :

$$\frac{k_u U_{нф}}{n U_d} = \frac{1}{\cos \beta} = \sqrt{\left[\frac{B - \sin \varphi}{\cos \varphi} \right]^2 + 1}. \quad (2.16)$$

Уравнение внешней характеристики последовательного инвертора тока:

$$\frac{k_u U_{нф}}{U_d} = \frac{1}{\cos \varphi}. \quad (2.17)$$

Видно, что внешняя характеристика последовательного инвертора жесткая, так как выходное напряжение не зависит от значений Z_n , C , ω , а зависит только от коэффициента мощности нагрузки.

При больших значениях B и малых $\cos \varphi$, как видно из выражения (2.16), инвертор может стать неработоспособным за счет возрастания инвертированного напряжения $U_{нф}$, а следовательно, напряжения на тиристорах и конденсаторах.

Последовательный инвертор тока по своим свойствам противоположен параллельному: у параллельного инвертора коммутация нарушается при перегрузках, а у последовательного — при малых нагрузках.

2.4. Трехфазный последовательно-параллельный инвертор тока

Коммутирующие конденсаторы в трехфазном последовательно-параллельном инверторе тока (рис. 2.9, а) включены как последовательно с нагрузкой (C_1), так и параллельно ей (C_2).

При анализе процессов в этом инверторе используем те же допущения, что и для параллельного инвертора. Инвертированное напряжение в последовательно-параллельном инверторе тока так же, как в параллельном инверторе, связано с (напряжением источника питания соотношением (2.8):

$$\frac{U_{нф}}{U_d} = \frac{1}{k_u \cos \varphi}. \quad (2.19)$$

Тангенс угла сдвига фаз между инвертированным током $I_{и}$, и напряжением на нагрузке $U_{нф}$ определяется отношением реактивных мощностей параллельных конденсаторов и нагрузки к активной мощности нагрузки:

$$\operatorname{tg} \phi_n = \frac{Q_{C_2 \phi} - Q_{нф}}{P_{нф}} = \frac{3\omega C_2}{n^2 Y_n \cos \varphi} - \operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{B \cos \varphi} - \operatorname{tg} \varphi, \quad (2.20)$$

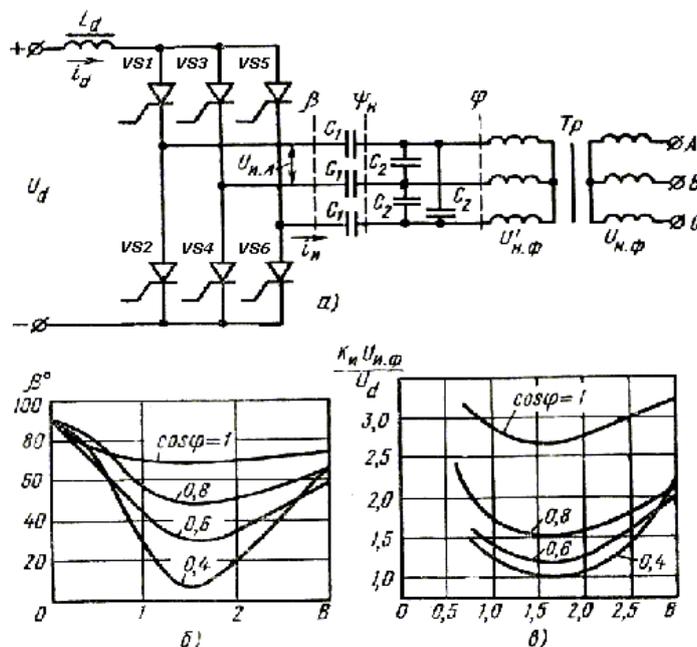
где $Q_{C_2 \phi} = 3U_{нф}^2 \omega C_2 / n^2$ - реактивная мощность параллельных конденсаторов; $Q_{нф} = U_{нф}^2 Y_n \sin \varphi$ - реактивная мощность нагрузки (на фазу); $P_{н.ф} = U_{нф}^2 Y_n \cos \varphi$ - активная мощность нагрузки (на фазу); $n = U_{нф} / U_{нф}'$ - коэффициент трансформации; $B = Y_n n^2 / 3\omega C_2$ - коэффициент нагрузки.

Аналогично можно найти тангенс угла сдвига фаз инвертированного напряжения $u_{и}$ относительно основной гармоники инвертированного тока $I_{u(1)}$:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Q_{C_2 \phi} - Q_{нф} + Q_{C_1 \phi}}{P_{нф}} = \operatorname{tg} \phi_n + \frac{n^2 Y_n \cos \varphi}{\omega C_1} (1 + \operatorname{tg}^2 \phi_n) = \quad (2.21)$$

$$\left(1 + \frac{3C_2}{C_1}\right) \frac{1}{B \cos \varphi} + \frac{3C_2}{C_1} \frac{B}{\cos \varphi} - \left(1 + 2 \frac{3C_2}{C_1}\right) \operatorname{tg} \varphi,$$

где $Q_{C_1 \phi} = I_u^2 / (\omega C_1) = U_{нф}^2 Y_n \frac{\cos^2 \varphi}{\cos^2 \phi_n} \frac{n^2}{\omega C_1}$; $I_u = n U_{нф} Y_n \frac{\cos \varphi}{\cos \phi_n}$ (находят из условия неизменности активных мощностей до



параллельных конденсаторов C_2 и на

Рис. 2.9. Трехфазный последовательно-параллельный инвертор тока: а— схема; б, в— зависимости угла опережения и инвертированного напряжения от коэффициента нагрузки

Зависимость напряжения на нагрузке u_n от напряжения на выходе инвертора $u_{и}$ можно определить из условия равенства активных мощностей до конденсаторов C_1 и после них: $3P_u=3P_{нф}$, т. е.

$$3U_{иф} I_{и} \cos\beta = 3U_{нф} I_{н} \cos\psi_n / n \quad (2.22)$$

Из выражения (2.22) находим, что

$$\frac{U_{нф}}{U_{иф}} = \frac{n \cos\beta}{\cos\psi_n}. \quad (2.23)$$

Используя соотношения (2.23) и (2.19), получаем уравнение внешней характеристики последовательно-параллельного инвертора тока:

$$\frac{k_{и} U_{нф}}{n U_d} = \frac{1}{\cos\psi_n} = \sqrt{\left(\frac{3\omega C_2}{n^2 Y_n \cos\varphi} - \operatorname{tg}\varphi\right)^2 + 1}. \quad (2.24)$$

Сравнивая выражения (2.24) и (2.11), видим, что внешние характеристики последовательно-параллельного и параллельного инверторов тока одинаковы, т. е. последовательно включенные конденсаторы C_1 не оказывают влияния на действующее значение напряжения на нагрузке и угол ψ_n . Последовательно включенные конденсаторы C_1 оказывают влияние на угол опережения и инвертированное напряжение.

На рис. 2.9, б, в приведены зависимости угла опережения и действующего значения инвертированного напряжения $U_{иф}$, построенные по выражениям (2.21) и (2.19).

Преимуществом последовательно-параллельного инвертора тока является малая зависимость выходного напряжения от параметров нагрузки: при $B=0,8-3,2$ и $\cos\varphi=0,6-0,8$ выходное напряжение изменяется в пределах $\pm(10-15)\%$.

2.5. Регулирование и стабилизация выходного напряжения инверторов тока

Регулирование выходного напряжения либо его стабилизацию при изменении параметров нагрузки инвертора или напряжения питания можно осуществить с помощью:

- управляемого выпрямителя;
- импульсного преобразователя постоянного напряжения;
- импульсного преобразователя переменного напряжения;
- регулирования изменением частоты инвертора;
- обратного выпрямителя;
- индуктивно-тиристорного регулятора;
- сложения напряжений двух или нескольких инверторов;
- широтно-импульсного регулирования с помощью тиристоров инвертора.

Управляемый выпрямитель является наиболее простым и эффективным устройством для регулирования напряжений. Он позволяет получить большой диапазон регулирования без использования дополнительных силовых элементов. Однако при глубоком регулировании выходного напряжения с помощью управляемого выпрямителя существенно снижается коэффициент мощности со стороны питающей сети и для сглаживания пульсаций требуется фильтр с большим коэффициентом фильтрации, ухудшающий массогабаритные и динамические показатели преобразователя.

Импульсный преобразователь постоянного напряжения применяют, когда первичный источник питания является нерегулируемым (аккумуляторная батарея, не управляемый выпрямитель). При этом число

силовых элементов получается большим, чем в управляемом выпрямителе. Однако следует учитывать, что: рабочая частота импульсного преобразователя

может быть выбрана выше частоты первой гармоники выпрямленного напряжения при питании выпрямителя от сети (это может заметно снизить габариты сглаживающего фильтра и улучшить быстродействие системы); импульсный преобразователь может выполнять функции быстродействующего выключателя при перегрузках в срывах инвертирования; коэффициент мощности преобразователя со стороны питающей сети значительно улучшается (при наличии неуправляемого выпрямителя). Недостаток импульсного преобразователя заключается в том, что он должен быть рассчитан на полную мощность нагрузки. Недостатком способов регулирования напряжения по цепи постоянного тока является то, что при изменении напряжения питания в широких пределах затруднена работа схем искусственной коммутации тиристоров.

Импульсный преобразователь переменного напряжения, включенный на выходе инвертора тока, позволяет регулировать напряжение на нагрузке в широких пределах. При этом регулирование переменного напряжения на нагрузке осуществляется либо тиристорным преобразователем переменного напряжения с естественной или искусственной коммутацией, либо изменением коэффициента трансформации выходного трансформатора с помощью тиристорных ключей переменного тока. Данному способу регулирования присущи все недостатки тиристорных преобразователей переменного напряжения.

Регулирование выходного напряжения инвертора тока можно осуществлять *изменением выходной частоты инвертора*, что приводит к компенсации изменения эквивалентного сопротивления нагрузки. При этом не требуются дополнительные силовые элементы. Из выражения (2.11) видно, что при неизменных величинах Z_n и C выходное напряжение инвертора является функцией выходной частоты. При чисто активной нагрузке ($\phi=0$) из выражения (2.11) получаем:

$$\frac{k_u U_n}{n U_d} = \sqrt{\frac{1}{B^2} + 1} = \sqrt{4\pi^2 f^2 C^2 r_n^2 + 1}.$$

Данному способу присущи ограниченный диапазон регулирования; при изменении входного напряжения затруднена возможность поддержания заданного режима работы инвертора; изменение выходной частоты в широких пределах допустимо лишь для некоторых потребителей.

Из выражения (2.11) видно, что выходное напряжение инвертора тока зависит от активной и реактивной мощностей, потребляемых от инвертора, т. е. от $\cos\phi$. Эту зависимость можно использовать для стабилизации выходного напряжения при $U_d = \text{var}$ с помощью *обратного выпрямителя* (диоды VD_1 - VD_4 на рис. 2.10, а). Обратный выпрямитель подсоединяют к отпайкам выходного трансформатора (собирают по той же схеме, что и инвертор) и включают встречно напряжению источника питания. Дроссели $L_{дв}$ в цепи обратного выпрямителя обеспечивают режим непрерывного тока $i_{дв}$. При $U_{дв} < U_d$ обратный выпрямитель заперт ($U_{дв} = k_n U_n n_0$ - выходное напряжение выпрямителя; $U_n = U_n/n$ - напряжение на нагрузке, приведенное к первичной обмотке трансформатора; $n_0 = \omega_2/\omega_1$ - коэффициент отпайки; $n_{0\max} = \cos\delta_{\min}$; $\delta_{\min} = k_3 \omega t_{\text{восст}}$; $k_3 = 1,2-1,5$ — коэффициент запаса; $n = \omega_n/\omega_1$ - коэффициент трансформации). При разгрузке инвертора действующее значение напряжения U_n в соответствии с внешней характеристикой (рис. 2.10, б) возрастает и обратный

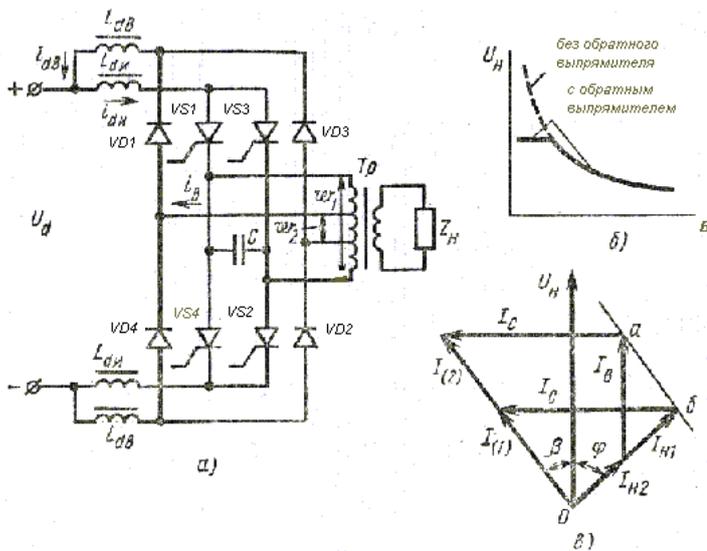


Рис. 2.10. Однофазный инвертор тока с обратным выпрямителем:

а - схема; б - внешняя характеристика; в — векторная диаграмма

выпрямитель откроется, когда приведенное неравенство превратится в равенство. Дальнейшее уменьшение коэффициента нагрузки B почти не вызывает увеличения напряжения U_n вследствие роста входного тока выпрямителя, представляющего по отношению к инвертору активную нагрузку. На рис. 2.10, в приведена векторная диаграмма токов и напряжений для схемы рис. 2.10, а при двух значениях тока нагрузки (I_{H1} и I_{H2}). При изменении параметров нагрузки изменяются ток обратного выпрямителя I_b выходной ток инвертора $I_{1(2)}$, а ток коммутирующего конденсатора I_c , угол β и напряжение U_n остаются постоянными до тех пор, пока обратный выпрямитель открыт, т. е. пока $U_{dв} > U_d$.

Входной ток обратного выпрямителя можно определить из уравнений составленных по векторной диаграмме:

$$I_{H2} \cos \varphi + I_b = I_{(2)} \cos \beta$$

$$I_c - I_{H2} \sin \varphi = I_{(2)} \sin \beta$$

откуда

$$I_b = I_c \operatorname{ctg} \beta - I_{H2} (\sin \varphi \operatorname{ctg} \beta + \cos \varphi).$$

Если в качестве вентилей обратного выпрямителя применить тиристоры, то выходное напряжение U_n при $U_d = \text{const}$ можно плавно изменять, изменяя угол управления α управляемого выпрямителя. При изменении входного напряжения инвертора U_d путем изменения угла управления α можно поддерживать постоянным выходное напряжение U_n .

При этом обратный выпрямитель будет представлять по отношению к инвертору активно-индуктивную нагрузку, так как входной ток обратного выпрямителя i_b будет отставать по фазе от напряжения U_n на угол α . В этом режиме обратный выпрямитель потребляет от инвертора реактивный ток, компенсирующий избыточный ток конденсатора, и активный ток, создающий дополнительную нагрузку инвертора. Для получения наиболее выгодных соотношений между реактивной и активной составляющими тока выпрямителя угол управления α необходимо увеличивать. Данное условие выполняется, если обратный выпрямитель подключен на напряжение, большее U_n т. е. необходимо, чтобы $n_0 > 1$. В этом случае $\cos \alpha = \cos \beta / n_0$

Недостатком данного способа регулирования (стабилизации) выходного напряжения инвертора является большая установленная мощность основных элементов инвертора, так как при уменьшении коэффициента нагрузки B (разгрузка инвертора) ток через вентили обратного выпрямителя значительно увеличивается.

Регулирование (стабилизация) выходного напряжения с помощью *индуктивно-тиристорного регулятора* (рис. 2.11,а), состоящего из тиристоров VS_7 - VS_{11} и дросселей L , включенных параллельно нагрузке, заключается в том, что при изменении величины эквивалентной индуктивности $L_{\text{экв}}$, вводимой в преобразователь параллельно нагрузке изменяется угол сдвига фаз β между инвертируемым током $I_{\text{и}}$ и выходным напряжением инвертора $U_{\text{и}}$. При принятых допущениях тангенс угла β определяется выражением

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Q_u}{P_u} = \frac{Q_C - Q_L - Q_H}{P_u} = \omega C r_n \left(1 - \frac{1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi}}{\omega^2 LC} \right) - \frac{r_n}{\omega L_n}, \quad (2.25)$$

где $Q_C = 3U_{\text{нл}}^2 \omega C$ - реактивная мощность коммутирующих конденсаторов; $Q_L = 3U_{\text{нл}}^2 / \omega L_n$ - реактивная мощность нагрузки; $P_u = 3U_{\text{нл}}^2 / r_n$ - активная мощность нагрузки; $U_{\text{нл}}$ - действующее значение линейного напряжения на нагрузке; $Q_L = 3U_{\text{нл}}^2 I_{L(1)} = \frac{3U_{\text{нл}}^2}{X_L} \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi} \right)$ - реактивная мощность индуктивно-тиристорного регулятора;

$I_{L(1)} = \frac{U_{\text{нл}}}{X_L} \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi} \right)$ - действующее значение пер-

вой гармоники тока дросселей L ; α - угол управления тиристорами VS_7 - VS_{12} отсчитываемый от точки максимума линейного напряжения ($\alpha = 0 - \alpha/2$).

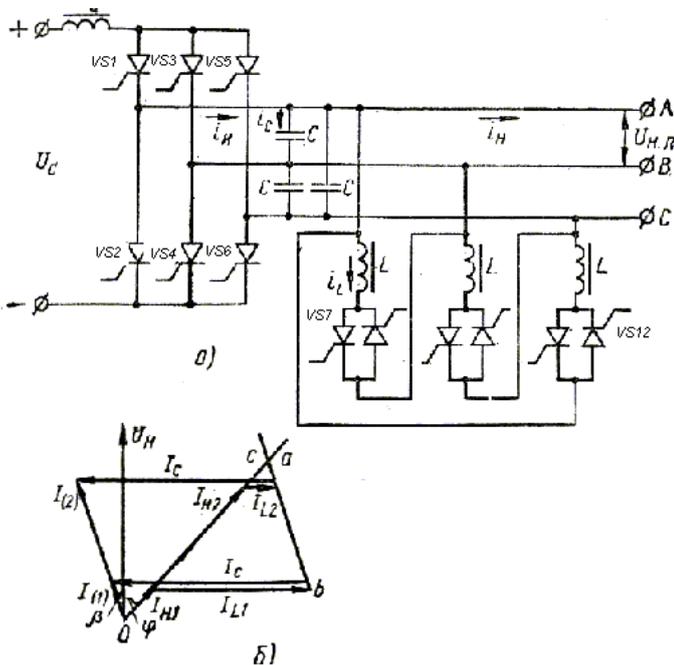


Рис. 2.11. Трехфазный параллельный инвертор тока с индуктивно-тиристорным регулятором: а- схема; б- векторная диаграмма

Из выражения (2.25) видно, что дроссели L можно рассматривать как переменные индуктивные сопротивления с эквивалентной индуктивностью, изменяющейся с изменением угла α :

$$L_{\text{экс}} = \frac{1}{1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi}}. \quad (2.26)$$

Параметры элементов регулятора (дросселей L и тиристоров VS₇-VS₁₂) определяются максимальной реактивной мощностью, которую он должен потреблять от инвертора. Максимальная реактивная мощность потребляется при минимальном угле управления α тиристорами VS₇-VS₁₂ т. е. при неизменном коэффициенте мощности нагрузки cosφ ток I_L дросселей L наибольший в режиме холостого хода инвертора. Это необходимо для компенсации избыточного тока I_C коммутирующих конденсаторов (рис. 2.11, б). При номинальной нагрузке ток I_L близок к нулю. Данный способ регулирования (стабилизации) выходного напряжения эффективен, так как избыточный ток I_C компенсируется током I_L в месте его возникновения и поэтому тиристоры инвертора не перегружаются током.

Емкость коммутирующих конденсаторов должна быть достаточной для чтобы обеспечить режим работы инвертора, при котором инвертор и нагрузка потребляют максимальную реактивную мощность. В этом режиме индуктивно- тиристорный регулятор должен иметь минимальную реактивную мощность (Q_L=0 и L_{экс}=∞), а нагрузка - потреблять максимальную мощность. Такой режим будет иметь место при максимальном значении угла опережения β, которое определяется при U_d=U_{dmin}.

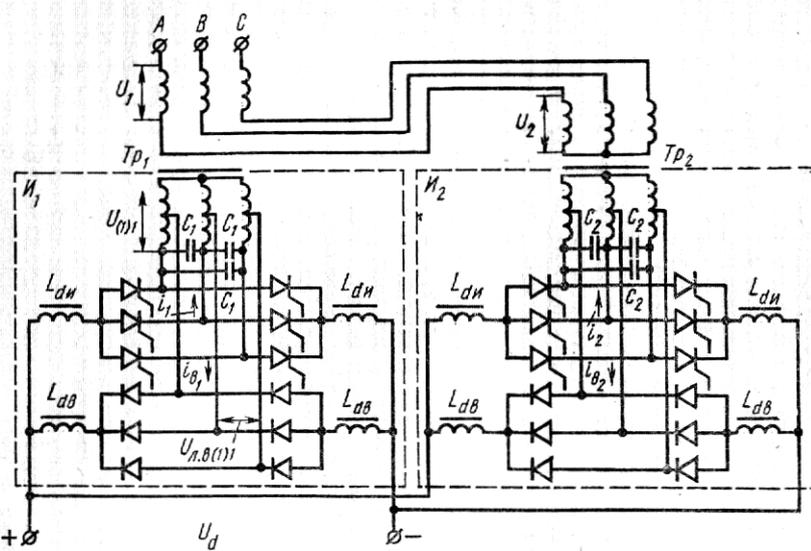
Недостатком рассмотренного способа регулирования (стабилизации) выходного напряжения является наличие дополнительных силовых элементов (дросселей L и тиристоров VS₇-VS₁₂, а также увеличение емкости (мощности) коммутирующих конденсаторов.

В трехфазном преобразователе со сложением выходных напряжений двух инверторов (рис. 2.12) два параллельных инвертора тока I₁, I₂ (инверторные блоки) соединены по цепи постоянного тока параллельно, а по цепи переменного тока — последовательно.

Для стабилизации выходного напряжения каждого из инверторов последние снабжены обратными выпрямителями. Величину выходного напряжения U_и можно изменять путем изменения угла сдвига фаз ψ (рис. 2.12) между напряжениями U₁ и U₂. Это достигается путем изменения угла сдвига ψ между управляющими импульсами обоих инверторов. Напряжения на вторичных обмотках выходных трансформаторов равны, т. е. |U₁|=|U₂|.

На рис. 2.13 приведена векторная диаграмма рассматриваемого трехфазного преобразователя с учетом принятых допущений. Нижняя часть диаграммы относится к инвертору И₁, верхняя— к инвертору И₂. Выходной ток обратных выпрямителей обеспечивается непрерывным за счет дросселей L_{дв}. При этом обратный выпрямитель должен создавать на выходе напряжение, равное напряжению источника питания U_d :

$$U_d = k_u n_0 U_{(1)1}, \quad U_{\theta(1)1} = n_0 U_{(1)1} = U_d / k_u \quad (2.27)$$



где $U_{e(1)1}$ - расчетное напряжение выпрямителя (основная гармоника).

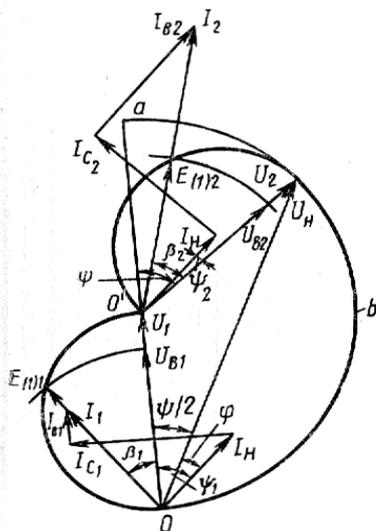
Рис.2.12. Схема трехфазного преобразователя со сложением выходных напряжений двух инверторов

При одинаковых схемах инвертора и обратного выпрямителя расчетное напряжение выпрямителя $U_{e(1)1}$ равно расчетной э.д.с. инвертора $E_{(1)1}$ (действующее значение расчетной э.д.с. представляет собой активную составляющую основной гармоники выходного напряжения инвертора $U_{(1)1}$ т. е. $E_{(1)1} = U_d/k_u = U_{(1)1} \cos \beta$. Угол β_1 определяем из круговой диаграммы, сделав засечку радиусом $E_{(1)1}$ на левой полуокружности [значение $U_{e(1)1}$ находим по выражению (2.27)]. Вектор расчетного тока инвертора I_1 совпадает по направлению с вектором $E_{(1)1}$. Во вторичных обмотках трансформаторов протекает одинаковый ток нагрузки I_H . Расчетный ток инвертора I_1 складывается из тока нагрузки I_H , тока коммутирующих конденсаторов I_C и тока обратного выпрямителя I_{B1} .

Ток первого инвертора $I_1 = I_H + I_{C1} + I_{B1}$.

Ток второго инвертора $I_2 = I_H + I_{C2} + I_{B2}$.

Поскольку выходные напряжения инверторных блоков равны: $|U_1| = |U_2|$ токи I_{C1} и I_{C2} , также равны по абсолютной величине. Действующее значение напряжения на нагрузке $U_H = 2U_1 \cos(\psi/2)$.



Как видно из последнего выражения, преобразователь со сложением выходных напряжений двух инверторов позволяет плавно регулировать выходное напряжение от двойного значения выходного напряжения инвертора до нуля. К недостаткам относятся: необходимость установки обратных выпрямителей на каждом инверторе; значительная перегрузка по току тиристоров отдельных инверторов и обратных

выпрямителей в процессе регулирования напряжений; наличие выходных трансформаторов.

Рис. 2.13. Векторная диаграмма к схеме рис. 2.12

Сущность *широтно-импульсного регулирования* выходного напряжения инвертора тока с помощью *тиристоров инвертора* заключается в следующем. На интервале $0-\alpha$ на инвертор подается часть напряжения источника питания или нулевое (рис. 2.14, а, б), а на интервале $\alpha-\pi$ - все напряжение питания. Плавно изменяя продолжительность первого интервала от 0 до α , можно плавно регулировать выходное напряжение и мощность инвертора.

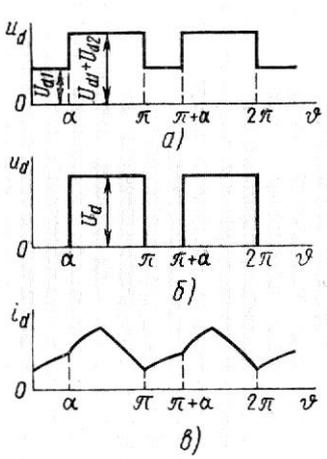


Рис. 2.14. Формы напряжения, подаваемого на инвертор тока при широтно-импульсном регулировании выходного напряжения (а, б) и кривая входного тока (в)

На рис.2.15.а приведена схема однофазного последовательно-параллельного инвертора тока с двумя дополнительными тиристорами VS_5, VS_6 позволяющая производить широтно-импульсное регулирование выходного напряжения. Фильтровые конденсаторы $C_{\phi 1} = C_{\phi 2}$ делят входное напряжение U_d пополам. Сглаживающий дроссель L_d , обеспечивающий непрерывный входной ток инвертора, включен между фильтровыми конденсаторами.

В установившемся режиме инвертор работает таким образом. На интервале $0-\alpha$ (см. рис. 2.15, а,в) открыты тиристоры VS_6 и VS_2 . Ток протекает по цепи $+C_{\phi 1}-L_d-VS_6-$ нагрузка (точки а-б)- $VS_2-(-C_{\phi 2})$. При этом напряжение, подаваемое на инвертор, равно $U_{d1}=U_d/2$.

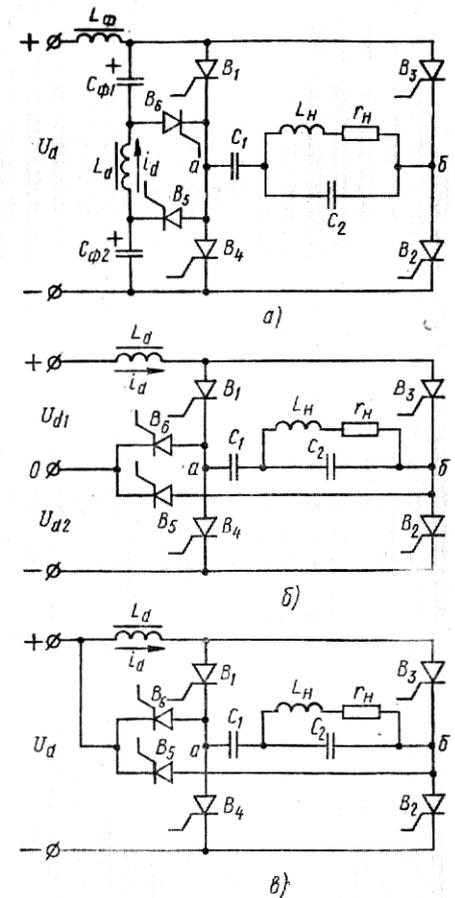


Рис.2.15. Схемы однофазных последовательно-параллельных инверторов тока, осуществляющих широтно-импульсное регулирование выходного напряжения

Запирание тиристора VS_6 происходит при отпирании тиристора VS_1 в момент времени $u=\alpha$ под действием обратного напряжения $U_d/2$ с конденсатора $C_{\phi 1}$. При отпирании тиристора VS_1 ток протекает по цепи $C_{\phi 1}$ - VS_1 -(а-б)- VS_2 - $C_{\phi 2}$ - L_d - $C_{\phi 1}$.

Очевидно, на втором интервале α - π преобразуется все напряжение источника питания $U_d = U_{d1} + U_{d2}$. В следующий полупериод отпираются тиристоры VS_3 и VS_5 (преобразуется напряжение $U_d/2$ конденсатора $C_{\phi 1}$), а затем- тиристоры VS_3 и VS_4 (тиристор VS_5 запирается) и преобразуется все напряжение источника питания U_d .

Для нормальной работы инвертора необходимо, чтобы напряжение $U_{аб}$ в моменты коммутации ($0, \pi, 2\pi, \dots$) было больше $U_d/2$: $U_{аб}(0) = U_{обр} > U_d/2$.

Преимуществом данного инвертора является то, что при широких пределах регулирования выходного напряжения (теоретически от номинального до половины номинального) обеспечивается надежная коммутация всех тиристоров. Недостатком инвертора является необходимость в фильтровом дросселе L_d , который шунтирует входной дроссель на интервале α - π .

Если имеются два источника питания U_{d1} и U_{d2} , то можно применить схему рис. 2.15, б. Принцип работы этого инвертора аналогичен рассмотренному выше. Соотношения между напряжениями U_{d1} и U_{d2} могут быть произвольными.

При $U_{d1}=0$ схема рис. 2.15,б превращается в схему рис. 2.15, в. В установившемся режиме на интервале 0 - α открыты тиристоры VS_1 и VS_5 . Ток протекает по цепи L_d - VS_1 -(а-б)- VS_5 - L_d за счет электромагнитной энергии, запасенной в дросселе L_d . На этом интервале энергия от источника питания не потребляется и приложенное напряжение равно нулю (см. рис. 2.14, б, в). В момент времени $u=\alpha$ отпирается тиристор VS_2 (вспомогательный тиристор VS_5 запирается обратным напряжением U_d) и инвертор работает как обыкновенный мостовой инвертор. В следующий полупериод отпираются тиристоры VS_6 и VS_3 , а затем тиристор VS_4 . При отпирании тиристоров VS_3 и VS_6 тиристор VS_1 запирается обратным напряжением $U_{аб} = U_{обр}$, приложенным к нему через тиристор VS_3 , а тиристор VS_2 – напряжением $U_{аб}$, приложенным через тиристор VS_6 и источник питания U_d . Очевидно, нормальная работа инвертора возможна, если $U_{аб}(0) = U_{обр} > U_d$. Это неравенство определяет границы регулирования выходного напряжения инвертора.

Рассмотренный инвертор прост и имеет широкий диапазон регулирования выходного напряжения.

3. Порядок выполнения лабораторной работы исследование трехфазных инверторов тока

В лабораторной работе предлагается исследовать трехфазные инверторы тока согласно варианта таблицы 3.1.

Исходными данными являются напряжение питания инвертора $U_d=220$ В, выходная частота инвертора $f=N*100/2$, где N – последняя цифра года поступления.

В пакете Electronic Work Bench любой из версий собрать согласно заданного варианта силовую часть инвертора. В качестве сигнала управлениями вентилями можно применить блок управления рис.3.1. Для каждого из вентиляй необходим индивидуальный блок управления отличающийся фазовым сдвигом в источнике питания и частотой управления вентилями.

Таблица 3.1.

Исходные данные лабораторной работы

тип инвертора	параллельный	последовательный	последовательно-параллельный	выходной ток $I_{н(1)}$, А
номер варианта	1	2	3	10
	4	5	6	50
	7	8	9	100
	10	11	12	200
	13	14	15	250

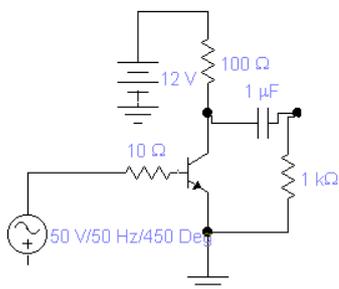


Рис. 3.1. Блок управления вентилями

1. Определить порядок работы вентиляй, записать его.
2. Построить входную характеристику инвертора при $\cos \phi=0,6; 0,8; 1,0$. Сравнить теоретические расчеты с данными полученными на модели. Результаты занести в таблицу отчета (на пример в таблицу 3.2.)

Таблица 3.2.

Таблица отчета

№	1	2	3	4	5	6	7	8
---	---	---	---	---	---	---	---	---

модель								
расчет								

3. Построить выходную характеристику инвертора при $\cos \phi = 0,6; 0,8; 1,0$. Сравнить теоретические расчеты с данными полученными на модели. Результаты занести в таблицу отчета.
4. Определить диапазон изменения величины нагрузки по п.2 и п.3.
5. При имитационном моделировании зарисовать осциллограммы напряжения: на входном дросселе L_d , на вентиле VS_1 , на нагрузке и ток нагрузки.

Контрольные вопросы

1. Каковы основные особенности автономных инверторов тока (АИТ), автономных инверторов напряжения (АИН) и резонансных инверторов?
2. Каковы способы запираания вентиляей?
3. Поясните на рисунке временные диаграммы токов и напряжений однофазного и трехфазного АИТ.
4. Объясните ход входных и выходных характеристик АИТ.
5. Сравните выходные характеристики параллельного, последовательного и последовательно-параллельного АИТ и объясните их различие.
6. Определите среднее значение входного тока, тока вентилях, напряжения на входе мостового АИТ и емкость коммутирующего конденсатора однофазного мостового АИТ ($U_n=380$ В, $I_n=10$ А, $f=50$ Гц, $\cos\phi=0,5$).
7. Каковы способы регулирования выходного напряжения АИТ.
8. Объясните принцип работы АИТ с обратным выпрямителем и индуктивно-тиристорным преобразователем.

4. Резонансные инверторы

4.1.Параллельный резонансный инвертор. Схема параллельного резонансного инвертора совпадает со схемой и параллельного инвертора тока, однако индуктивность дросселя L_d в резонансном инверторе имеет значительно меньшую величину.

При отпирании тиристоров VS_1 и VS_2 момент времени $u=0$ на рис.4.1, а коммутирующий конденсатор C заряжается от источника постоянного напряжения U_d . Параметров элементов инвертора выбирают таким образом, чтобы заряд конденсатора происходил по колебательному закону и ток тиристоров спадал к нулю (момент времени u_1) раньше момента отпирания следующей пары тиристоров (момент времени u_2). На интервале $u_1- u_2$ ни один из тиристоров не проводит ток и входной ток i_d равен нулю. Напряжение на тиристорах VS_1 и VS_2 при этом равно полуразности напряжения источника питания U_d и напряжения коммутирующего конденсатора U_c . Напряжение U_c на интервале $u_1- u_2$ должно превышать U_d , чтобы напряжение на тиристорах VS_1 и VS_2 в течение этого интервала оставалось отрицательным.

В момент времени u_2 отпираются тиристоры VS_3 и VS_4 и к тиристорам VS_1 и VS_2 прикладывается напряжение U_c . Конденсатор перезаряжается и напряжение на тиристорах VS_1 и VS_2 изменяет полярность. Угол запираания тиристоров β состоит из двух составляющих: угла непроводимости тиристоров инвертора β_1 и собственно угла запираания β_2 . В момент времени u_3 ток через тиристоры VS_3 и VS_4 прекращается и напряжение на коммутирующем конденсаторе изменяется по такому же закону, что и на интервале $u_1- u_2$. При отпирании тиристоров VS_1 и VS_2 (момент времени u_4) цикл работы инвертора повторяется. В режиме прерывистого входного тока напряжение на нагрузке, коммутирующем конденсаторе и тиристорах зависит только от

параметров нагрузки, рабочей частоты, емкости коммутирующего конденсатора, но также от угла проводимости тиристоров.

Если параметры инвертора выбраны неудачно, то напряжение U_c на интервале u_1 - u_2 может оказаться меньше U_d и полярность напряжения на выключившихся тиристорах становится положительной (рис. 4.1, б). При этом угол запираания существенно уменьшается, что может привести к опрокидыванию инвертора.

Анализ процессов в параллельном резонансном инверторе так же, как и в инверторе тока, можно провести методом основной гармоники. Характер основных зависимостей в обоих инверторах примерно одинаков. Однако в резонансном

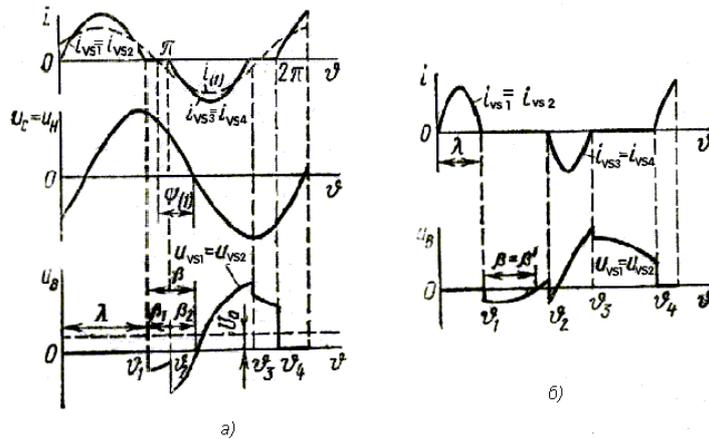


Рис. 4.1. Временные диаграммы токов и напряжений однофазного параллельного резонансного инвертора:

а - режим без перехода напряжения на тиристоре в область положительных значений на интервале непроводимости тиристоров; б - режим с переходом напряжения на тиристоре в область положительных значений на интервале непроводимости тиристоров

инверторе скорость нарастания тока тиристоров сравнительно мала, так как форма импульса тока синусоидальна и поэтому не требуется специальных устройств для ограничения di/dt . Поэтому резонансный инвертор может быть использован при более высокой выходной частоте. Кроме того, в резонансном инверторе можно получить большие значения углов запираания.

Для резонансного инвертора предпочтительнее нагрузка, изменяющаяся в не значительных пределах, поскольку при изменении параметров нагрузки можно от обычного режима перейти к режиму с уменьшенным углом запираания β (рис.4.1, б).

4.2. Последовательный резонансный инвертор с открытым входом. На рис. 4.2, а представлена схема последовательного одноячейкового резонансного инвертора. Принцип ее работы заключается в следующем. При подаче управляющего импульса на тиристор VS_1 последний отпирается и конденсатор C начинает заряжаться от источника постоянного напряжения таким образом, что его верхняя обкладка получает положительный потенциал. В следующий полупериод отпирается тиристор VS_2 и конденсатор C разряжается по цепи R_n - L_2 . Таким образом, через нагрузку протекает переменный ток.

Параметры элементов инвертора обычно выбирают таким образом, чтобы ток тиристора в течение всего межкоммутационного промежутка изменялся по колебательному закону.

Различают три режима работы последовательного инвертора: естественной коммутации, граничный и принудительной коммутации.

В режиме естественной коммутации тиристоров (рис. 4.3, а) ток открытого тиристора спадает до нуля раньше, чем отпирается следующий по порядку работы тиристор (собственная угловая частота инвертора ω_0 в этом режиме выше выходной частоты ω). В граничном режиме ток открытого тиристора (рис. 4.3,б) спадает до нуля в момент отпирающего следующего по порядку работы тиристора $\omega_0 = \omega$. В режиме принудительной коммутации тиристоров (рис. 4.3, в) ток открытого тиристора в момент коммутации отличен от нуля $\omega_0 < \omega$.

При расчете инвертора пользуются его эквивалентной схемой (см. рис. 4.2,б), справедливой в течение полупериода выходной частоты

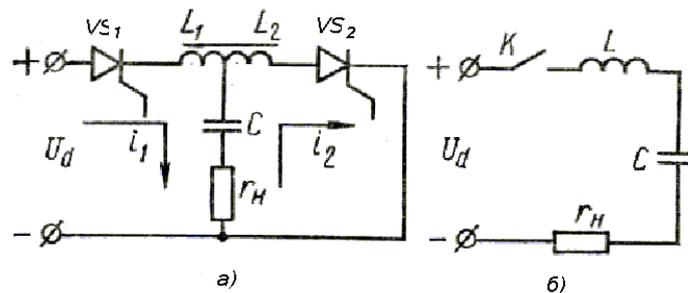


Рис. 4.27. Схема последовательного одноячейкового резонансного инвертора с открытым входом без обратных диодов (а); расчетная схема (б)

Схема получена в предположении, что активные сопротивления дросселя, конденсатора и прямое падение напряжения на тиристорах равны нулю.

Анализ инвертора проведем для случая активной нагрузки. Для первого полупериода ($0 < t < T/2$) уравнение равновесия записывается в виде

$$U_d = r_n i_1 + L \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C} \int i_1 dt, \quad (4.1)$$

где $L=L_1=L_2$.

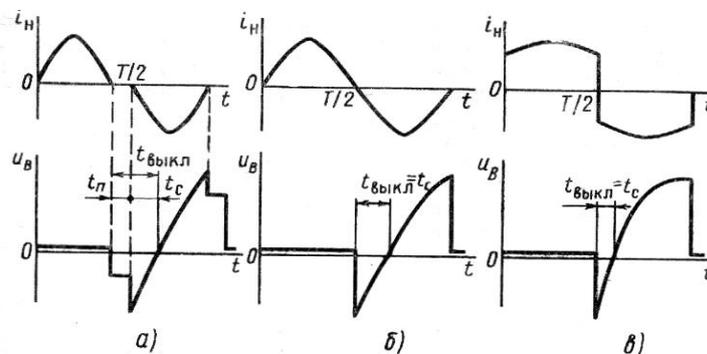


Рис. 4.3. Формы тока нагрузки и напряжения на тиристоре последовательного одноячейкового резонансного инвертора с открытым входом без обратных диодов при различных соотношениях собственной угловой частоты инвертора и выходной частоты

При нулевых начальных условиях уравнение (4.1) в операторной форме имеет вид

$$\frac{U_d}{p} = r_n I_1(p) + pL I_1(p) + \frac{1}{pC} I_1(p).$$

Решая последнее уравнение относительно тока $I_1(p)$, находим его изображение:

$$I_1(p) = \frac{U_d}{L(p^2 + \frac{r_n}{L}p + \frac{1}{LC})}.$$

При решении данного уравнения возможны три режима в зависимости от соотношения параметров цепи, так как корнями уравнения являются

$$p_{1,2} = -\frac{r_n}{2L} \pm \sqrt{\frac{r_n^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} = -\delta \pm \sqrt{\alpha} = -\delta \pm \beta:$$

- 1) $\alpha > 0$ - аperiodический режим;
- 2) $\alpha = 0$ - граничный режим;
- 3) $\alpha < 0$ - колебательный режим.

Оригинал тока находим по теореме разложения:

$$i_1(t) = \frac{U_d}{2\beta L} e^{-\delta t} (e^{\beta t} - e^{-\beta t}) = \frac{U_d}{\beta L} e^{-\delta t} \text{sh}(\beta t) \quad (4.2)$$

где $\text{sh } \beta = 1/2 (e^\beta - e^{-\beta})$.

Для нормальной работы инвертора необходимо, чтобы в момент коммутации тиристоры напряжение на коммутирующем дросселе было больше напряжения источника питания ($u_L > U_d$), что возможно только при колебательном режиме работы цепи, т. е. выражение (4.2) нуждается в преобразовании. Учитывая, что в этом режиме $\beta = j\omega_0$ ($\omega_0 = \sqrt{1/(LC) - r_n^2/(4L^2)}$) – собственная частота инвертора и $\text{sh } j\omega_0 = j \sin \omega_0 t$, уравнение (4.2) можно привести к виду

$$i_1(t) = \frac{U_d}{\omega_0 L} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t. \quad (4.3)$$

При начальных условиях, отличных от нулевых, учитывая, что ток нагрузки становится равным нулю до окончания полупериода, т. е. $i_1(0) = 0$, выражение (4.3) можно записать таким образом:

$$i_1(t) = \frac{U_d - U_{C(0)}}{\omega_0 L} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t \quad (4.4)$$

Напряжение на коммутирующем дросселе

$$u_L(t) = L \frac{di_1}{dt} = [U_d - U_{C(0)}] e^{-\delta t} [\cos \omega_0 t - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t]. \quad (4.5)$$

Напряжение на конденсаторе определяем из выражения (4.1):

$$u_C(t) = U_d - [U_d - U_{C(0)}] e^{-\delta t} [\cos \omega_0 t + \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t] \quad (4.6)$$

для второго полупериода, когда тиристор VS_2 открыт, а тиристор VS_1 заперт ($T/2 \leq t \leq T$), токи и напряжения можно найти из выражений (4.4)- (4.6):

$$i_2(t) = -\frac{U_{C(T/2)}}{\omega_0 L} e^{-\delta(t-T/2)} \sin \omega_0(t-T/2), \quad (4.7)$$

$$u_L(t) = U_{C(T/2)} e^{-\delta(t-T/2)} [\cos \omega_0(t-T/2) - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0(t-T/2)]. \quad (4.8)$$

$$u_c(t) = U_{C(T/2)} e^{-\delta(t-T/2)} [\cos \omega_0(t-T/2) + \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0(t-T/2)]. \quad (4.9)$$

Для случая, когда собственная угловая частота инвертора равна рабочей частоте инвертора ($\omega = \omega_0 = 2\pi/T$), т. е. когда ток в конце каждого полупериода равен нулю, начальными условиями будут

$$u_c(t=T/2) = -u_c(t=T).$$

Подставляя $t=T/2$ в выражение (4.6) и $t=T$ в выражение (4.9), а затем объединяя их, получаем:

$$U_c(0) = \frac{U_d(1+e^{\frac{\delta T}{2}})}{1-e^{\delta T}} = U_d A \quad (4.10)$$

где $A = \frac{1+e^{\frac{\delta T}{2}}}{1-e^{\delta T}} = \frac{1}{1-e^{-\frac{\delta T}{2}}}$,

$$U_c\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{U_d(1+e^{-\frac{\delta T}{2}})}{1-e^{-\delta T}} = U_d B, \quad (4.11)$$

где $B = \frac{1+e^{-\frac{\delta T}{2}}}{1-e^{-\delta T}} = \frac{1}{1-e^{-\frac{\delta T}{2}}}$.

При подстановке выражений (4.10) и (4.11) в (4.4)- (4.9) получим значения токов и напряжений в установившемся режиме на интервале $0 \leq t \leq T/2$

$$i_1(t) = \frac{U_d B}{\omega_0 L} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t. \quad (4.12)$$

$$u_L(t) = U_d B e^{-\delta t} [\cos \omega_0 t - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t]. \quad (4.13)$$

$$u_c(t) = U_d - U_d B e^{-\delta t} [\cos \omega_0 t + \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t] \quad (4.14)$$

на интервале $T/2 \leq t \leq T$

$$i_2(t) = -\frac{U_d B}{\omega_0 L} e^{-\delta(t-T/2)} \sin \omega_0(t-T/2), \quad (4.15)$$

$$u_L(t) = -U_d B e^{-\delta(t-T/2)} [\cos \omega_0(t-T/2) - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0(t-T/2)]. \quad (4.16)$$

$$u_c(t) = U_d B e^{-\delta(t-T/2)} [\cos \omega_0(t-T/2) + \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0(t-T/2)]. \quad (4.17)$$

Если коэффициент связи между половинами катушки дросселя равен единице, то напряжение между анодом и катодом тиристоров

$$u_B(t) = U_d - 2u_L(t) = U_d [1 - 2B e^{-\delta t} (\cos \omega_0 t - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t)]. \quad (4.18)$$

Время, необходимое тиристорам для восстановления его запирающих свойств, можно определить из выражения (4.18), приравняв его нулю:

$$\frac{1}{2B} = e^{-\delta t_{\text{выкл}}} (\cos \omega_0 t_{\text{выкл}} - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t_{\text{выкл}}) \quad (4.19)$$

Действующее значение выходного напряжения инвертора в граничном режиме ($\omega = \omega_0$)

$$U_{\text{нзр}} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u_n^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (r_n i_n)^2 dt} = 0,4 U_d \frac{B}{D} \sqrt{\frac{\delta}{2\omega_0} (1 - e^{\delta T})}, \quad (4.20)$$

где $D = \sqrt{\frac{\omega_0^2 + \delta^2}{\omega_0^2}}$.

Действующее значение выходного напряжения инвертора в режиме естественной коммутации ($\omega_0 > \omega$)

$$U_n = U_{\text{нзр}} \sqrt{m}, \quad (4.21)$$

где $m = \omega / \omega_0$.

Из выражений (4.20) и (4.21) видно, что выходное напряжение инвертора слабо зависит от величины сопротивления нагрузки и для поддержания неизменным выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки необходимо изменять частоту управляющих импульсов.

При расчете последовательного одноячейкового резонансного инвертора с открытым входом, работающего на активно-индуктивную нагрузку, можно использовать все приведенные ранее зависимости, но вместо индуктивности L следует брать сумму $L_n + L_1$. При этом необходимо учитывать, что собственная угловая частота ω_0 определяется суммарной индуктивностью $L = L_n + L_1$, а напряжение на дросселе распределяется между L_n и L_1 пропорционально этим индуктивностям. Напряжение между анодом и катодом тиристоров находят с учетом напряжения только на индуктивности коммутирующего дросселя:

$$u_B(t) = U_d - 2u_K(t) = U_d - 2u_L(t) \frac{L_1}{L_1 + L_n}. \quad (4.22)$$

Время, предоставляемое тиристорам для восстановления своих запирающих свойств, определяют из выражения (4.19) с использованием соотношения (4.22):

$$\frac{L_1 + L_n}{2BL_1} = e^{-\delta t_{\text{выкл}}} (\cos \omega_0 t_{\text{выкл}} - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t_{\text{выкл}}) \quad (4.23)$$

Поскольку $Z_n = r_n / \cos \phi$, уравнение внешней характеристики инвертора при активно-индуктивной нагрузке может быть записано в виде

$$U_n(\varphi) = U_{нзр} \sqrt{m} / \cos \varphi,$$

т. е. выходное напряжение возрастает с уменьшением $\cos \varphi$.

Из рассмотрения зависимостей, полученных для последовательного одноячейкового резонансного инвертора, видно, что при уменьшении активного сопротивления нагрузки возрастает входной ток инвертора, напряжение на конденсаторе и тиристорах, а также время запирания $t_{\text{выкл}}$ предоставляемое тиристором для восстановления управляемости. При увеличении сопротивления нагрузки время запирания $t_{\text{выкл}}$ резко уменьшается, т. е. последовательный инвертор в режиме холостого хода неработоспособен.

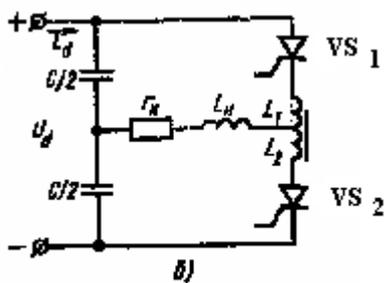
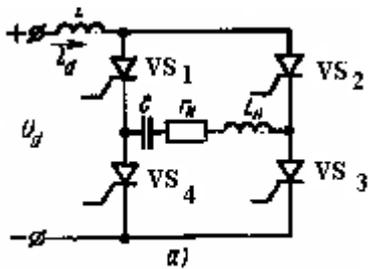
Последовательный инвертор, так же как и параллельный инвертор, может работать только в определенном диапазоне изменения сопротивления нагрузки r_n , однако влияние этого сопротивления в обоих инверторах противоположное: уменьшение r_n в последовательном инверторе вызывает такое же воздействие на режим работы, как увеличение r_n в параллельном инверторе, т. е. короткое замыкание последовательного инвертора не отличается от холостого хода параллельного инвертора.

Последовательные инверторы с открытым входом без обратных диодов могут быть выполнены также по мостовой (рис. 4.4, а) и полумостовой — двухтактной (рис. 4.4, б) схемам.

В мостовом и полумостовом инверторах ток от источника питания потребляется в течение обоих полупериодов, а в одноконтурном инверторе — в течение одного полупериода. В мостовом и одноконтурном инверторах входной ток является одновременно током нагрузки. В полумостовом инверторе ток нагрузки представляет собой сумму токов двух конденсаторов одинаковой емкости, включенных в плечи полумоста.

В рассмотренных последовательных инверторах нагрузка включена в цепь инвертированного тока и выходная частота равна частоте управления.

Последовательные инверторы можно выполнять и по многофазным схемам с трансформаторным (рис. 4.5, а) и бестрансформаторным (рис. 4.5, б) выходами. Возможны два варианта инверторов: 1) с нейтральным проводом, соединяющим нулевую точку нагрузки с отрицательным зажимом, либо средней точкой



источника; 2) без нейтрального провода; при этом нагрузка может быть соединена в звезду или в треугольник. Так же, как в трехфазном мостовом параллельном инверторе, в трехфазном последовательном инверторе на управляющий электрод каждого тиристора один раз за период подаются два следующих друг за другом через 60° управляющих импульса. Это обеспечивает запуск и работу инвертора, так как всегда одновременно открыты, по крайней мере, по одному тиристоры из нечетной и четной групп.

В инверторе без нейтрального провода при любом соотношении частот ω и ω_0 одновременно открыты не менее двух тиристоров.

Рис.4.4. Схемы последовательных одноячейковых инверторов с открытым входом:

а) – мостовая схема, б) – полумостовая.

При $\omega = \omega_0$ продолжительность открытого состояния тиристоров составляет 180° и одновременно открыты три тиристора: два нечетных и один четный или два четных и один нечетный (рис 4.6). При $\omega_0 > (2/3)\omega$ продолжительность открытого состояния тиристоров становится меньше 120° , поэтому одновременно открыты два тиристора — четный и нечетный (если пренебречь углом коммутации тока).

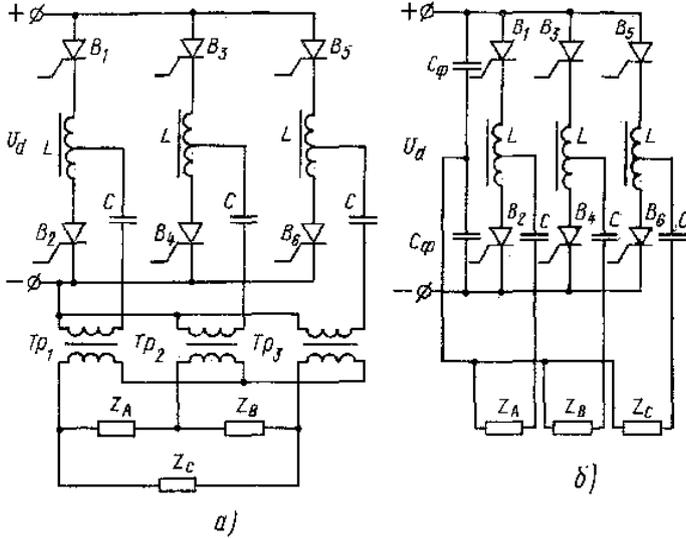


Рис.4.5. Трехфазные последовательные инверторы с открытым входом
 а) с трансформаторным выходом; б) с бестрансформаторным выходом.

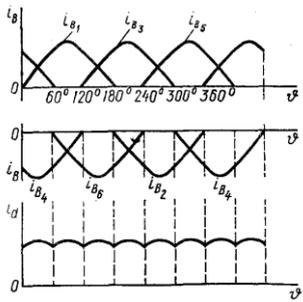


Рис.4.6. Временные диаграммы токов трехфазного последовательного параллельного

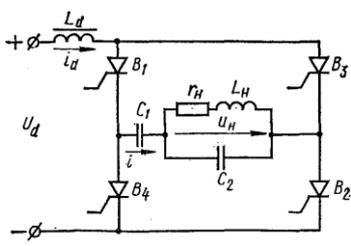


Рис. 4.7. Схема однофазного мостового последовательного инвертора с открытым входом

4.3. Последовательно-параллельный резонансный инвертор с открытым входом. На рис. 4.7 приведена схема однофазного мостового последовательно-параллельного резонансного инвертора с открытым входом. В нем в отличие от инвертора тока индуктивность дросселя намного меньше и входной ток i_d прерывистый. Поэтому ток через открытые тиристоры (например, VS_1, VS_2 на рис. 4.8, а) спадает до нуля раньше, чем отпирается следующая пара тиристоров (VS_3, VS_4).

При анализе инвертора примем следующие допущения: элементы инвертора идеальные; внутреннее сопротивление источника питания равно нулю; напряжение на нагрузке U_n синусоидальное; импульс инвертированного тока имеет синусоидальную форму:

$$i(\vartheta) = I_{\max} \sin\left(\frac{\pi}{\lambda}\vartheta\right), \text{ где } I_{\max} - \text{максимальное значение импульса тока; } \lambda = \pi\omega/\omega_k \text{ длительность импульса тока;}$$

$\omega_k = \omega_0 \sqrt{1 - (r_n^2 C_2)/L_n} = (\sqrt{Q^2 - 1})/(Q\sqrt{L_n C_2})$ - резонансная частота реального параллельного контура $r_n L_n C_2$ ($r_n \neq 0$),
 $Q = \sqrt{L_n/C_2}/r_n$ - добротность параллельного контура; $\omega = \omega t$; $\omega_0 = 1/\sqrt{L_n C_n}$ - резонансная частота идеального параллельного контур ($r_n = 0$).

Среднее значение тока источника питания

$$I_d = \frac{2}{\pi} \int_0^{\lambda} i_d d\vartheta = \frac{2\lambda}{\pi^2} I_{\max} \cdot \quad (4.24)$$

Амплитуда первой гармоники инвертированного тока

$$I_{(1)m} = \frac{I_{\max} \left(\frac{4}{\pi} \cos \frac{\lambda}{2}\right)}{\frac{\pi}{\lambda} - \frac{\lambda}{\pi}} \cdot \quad (4.25)$$

Максимальное прямое напряжение на тиристорах

$$U_{np.m} \approx U_{C_{1\max}} + \sqrt{2}U_n \cdot$$

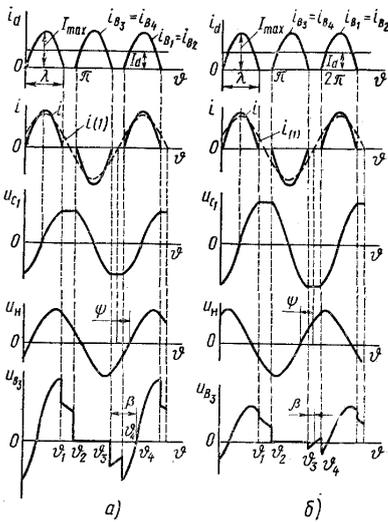
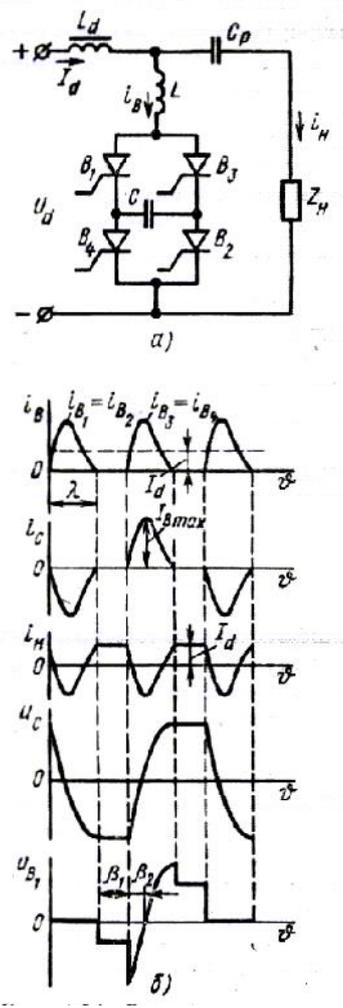


Рис.4.8. Временные диаграммы токов и напряжений последовательно-параллельного резонансного инвертора с открытым входом при емкостной (а) и индуктивной (б) реакциях параллельного контура.

4.4. Однофазный резонансный инвертор с закрытым входом. В инверторах с закрытым входом имеется две группы конденсаторов: разделительные и коммутирующие (в простейших инверторах коммутирующий конденсатор выполняет также роль разделительного, и через нагрузку постоянный ток не протекает).

На рис. 4.9, а представлена схема однофазного инвертора с закрытым входом. Конденсатор C_p включенный последовательно с нагрузкой, является разделительным, а конденсатор C — коммутирующим. Емкость разделительного конденсатора обычно значительно больше емкости коммутирующего конденсатора. Рассмотрим принцип работы идеального инвертора, когда потерь нет, и дросселя L_d и емкость разделительного конденсатора C_p бесконечно больше, т. е. $I_d = \text{const}$, а на конденсаторе C_p отсутствует переменная составляющая напряжения. При запертых тиристорах от источника питания через нагрузку протекает ток I_d (рис. 4.9,б). При отпирании тиристоров VS_1, VS_2 образуется контур, состоящий из конденсатора C , дросселя L и нагрузки Z_n , по которому протекает ток i_B . Эквивалентная схема контура, в котором возникает ток тиристорной ячейки i_B такая же, как и для инвертора с открытым входом. При этом напряжение питания контура представляет собой сумму двух напряжений: напряжения на разделительном конденсаторе C_p , равного U_d и напряжения на нагрузке r_n обусловленного протеканием по нему входного тока. Из временных диаграмм рис. 4.9,б видно что в инверторе ток нагрузки i_n несинусоидален и равен $i_n = I_d - i_B$. Выходная частота инвертора вдвое выше частоты одной тиристорной ячейки, так как одному и тому же направлению тока в цепи нагрузки соответствует разное на направление тока в цепи коммутирующего конденсатора.



При определении основных соотношений будем полагать, что импульс тока ячейки имеет синусоидальную форму:

$$i_B = I_{B\max} \sin \frac{\pi}{\lambda} \vartheta,$$

где $\lambda = \pi \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{2\pi F}{\sqrt{4F - D^2}}$;

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{(L + L_n)C} - \frac{r_n^2}{4(L + L_n)^2}}$$
; ω — частота управления, которая для данного инвертора вдвое ниже выходной;

$$F = \omega^2(L + L_n)C; D = \omega C r_n.$$

Рис.4.9.

Постоянная составляющая входного тока тиристорной ячейки, равная входному току инвертора определяется выражением

$$I_B = I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\lambda} i_B d\vartheta = \frac{2\lambda}{\pi^2} I_{B\max} \approx 0,2\lambda I_{B\max}.$$

Действующее значение тока нагрузки

$$I_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\lambda} i_n^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\lambda} (i_B - I_d)^2 d\vartheta} = I_{B\max} \sqrt{\frac{\lambda}{2\pi}} \sqrt{1 - 0,25\lambda}.$$

Максимальное значение тока тиристорной ячейки можно определить, используя равенство активных мощностей — потребляемой от источника и выделяемой в нагрузке (в инверторе без потерь $U_d I_d = r_n I_n^2$), а также выражения для токов I_d и I_n :

$$I_{B\max} = \frac{4}{\pi(1-0,25\lambda)} * \frac{U_d}{r_n}$$

Максимальное значение напряжения на коммутирующем конденсаторе

$$U_{C\max} = \frac{\lambda}{\pi} \frac{I_{B\max}}{\omega C}$$

Действующее значение напряжения на нагрузке

$$U_n = \sqrt{U_{на}^2 + U_{нр}^2} = \sqrt{(r_n I_n)^2 + \frac{1}{\pi} \int_0^\lambda (\frac{\pi}{\lambda} I_{B\max} \omega L_n) \cos^2 \frac{\pi}{\lambda} g = 0,5 U_d \sqrt{\frac{\lambda}{1-0,25\lambda}} \sqrt{1 + \frac{[\frac{\pi}{\lambda} * \frac{F}{D} (1-G)]^2}{1-0,25\lambda}}$$

где $U_{на}$, $U_{нр}$ — соответственно активная и реактивная составляющие напряжения на нагрузке; $G=L/(L+L_n)=1-D \operatorname{tg}\phi/F$.

Полученные входные и выходные характеристики резонансного инвертора с закрытым входом качественно имеют такой же вид, как и характеристики последовательного резонансного инвертора с открытым входом. Отметим, что при одинаковых параметрах элементов обоих инверторов напряжения и токи в инверторе с закрытым входом больше, так как напряжение, прикладываемое к контуру, $U_d = \frac{U_d}{1-0,25\lambda}$.

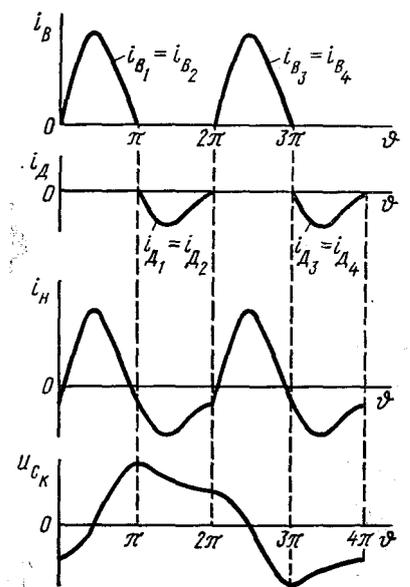
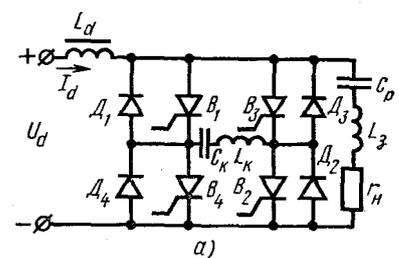
При уменьшении сопротивления нагрузки, так же как и в последовательном инверторе с открытым входом, токи и напряжения на реактивных элементах инвертора и тиристорах, а также собственный угол запираания β_2 резко возрастают ($\beta_2 \rightarrow 90^\circ$). При $Z_n \rightarrow \infty$ инвертор превращается в параллельный инвертор тока в режиме холостого хода и в нем возникают значительные перенапряжения, а $\beta_2 \rightarrow 90^\circ$.

Преимуществом инвертора является возможность поддержания достаточно большого угла запираания при изменении параметров нагрузки в широких пределах. Основным недостатком этого инвертора по сравнению с инвертором с открытым входом является более высокое напряжение, прикладываемое к тиристорам и реактивным элементам.

4.5. Однофазный мостовой инвертор с закрытым входом и обратными диодами. Введение обратных диодов в резонансный инвертор с закрытым входом изменяет режим его работы.

На рис. 4.10 а приведена схема однофазного мостового инвертора; в одну диагональ моста через разделительный конденсатор C_p и защитный дроссель L_3 включена нагрузка r_n , а в другую - колебательный контур $C_k L_k$. При $L_d \rightarrow \infty$ входной ток инвертора $I_d = \text{const}$ и напряжение на конденсаторе C_p равно напряжению источника питания U_d . При отпирании тиристоров VS_1, VS_2 происходит заряд коммутирующего конденсатора C_k по цепи $C_p - VS_1 - C_k - L_k - VS_2 - r_n - L_3 - C_p$ (рис. 4.10, а).

Как только напряжение на конденсаторе станет больше напряжения источника питания и ток через тиристоры VS_1, VS_2 спадет до нуля (параметры элементов инвертора подобраны таким образом, что процесс



имеет колебательный характер), последние запираются. При этом отпираются обратные диоды VD_1, VD_2 и коммутирующий конденсатор C_k разряжа-

ется на нагрузку до тех пор, пока напряжение U_{Ck} не станет меньше напряжения U_d . В течение времени, когда ток проводят

Рис. 4.10. Однофазный мостовой резонансный инвертор с

закрытым входом и обратными диодами:

а — схема; б — временные диаграммы токов и напряжений

диоды VD_1, VD_2 тиристоры VS_1 и VS_2 восстанавливают свои запирающие свойства. В момент времени $u=2\pi$ отпираются тиристоры VS_3, VS_4 и процесс повторяется. Из временных диаграмм рис. 4.10,б видно, что в течение одного цикла работы тиристоров ток нагрузки имеет два полных периода, т. е. в инверторе происходит удвоение частоты. Благодаря разделительному конденсатору C_p , не пропускающему постоянную составляющую тока, ток нагрузки i_n имеет форму, близкую к синусоидальной, хотя токи тиристоров и обратных диодов не равны между собой (ток $I_{cp\ VS}$ больше тока $I_{cp\ VD}$ на величину входного тока инвертора I_d). Разделительный конденсатор C_p в процессе работы инвертора непрерывно заряжается постоянным током I_d и периодически разряжается током через тиристоры.

Для схемы рис. 4.10, а можно составить следующие уравнения:

$$\frac{U_{Ck0} + U_d - pL_3 I_d}{p} = I_{Ck}(p) \left(pL_k + \frac{1}{pC_k} \right) + I_n(p)(r_n + pL_3),$$

$$I_{Ck}(p) = \frac{I_d}{p} + I_n(p),$$

где U_{Ck0} — начальное напряжение на коммутирующем конденсаторе; $I_{Ck}(p)$, $I_n(p)$ - изображения тока через коммутирующий конденсатор и тиристоры, а также тока нагрузки.

Решая приведенные уравнения относительно $I_{Ck}(p)$ получаем:

$$I_{Ck}(p) = \frac{U_{Ck0} + U_d + r_n I_d}{L \left(p^2 + \frac{r_n}{L} p + \frac{1}{LC_k} \right)}$$

где $L=L_3+L_k$.

Для нормальной работы инвертора необходимо, чтобы ток тиристоров проходил через нулевое значение и напряжение на коммутирующем конденсаторе C_k было больше напряжения источника питания U_d , что возможно только при колебательном режиме работы инвертора. Поэтому ток коммутирующего конденсатора определяют выражением:

$$i_{Ck}(t) = \frac{U}{\omega_0 L} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t,$$

где $U= U_{Ck0}+U_d+r_n I_d$.

Напряжение на коммутирующем конденсаторе

$$u_{Ck}(t) = \frac{1}{C_k} \int_0^t i_{Ck} dt + A = -U_d e^{-\delta t} \left(\cos \omega_0 t + \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right) + A \quad (4.26)$$

Постоянную интегрирования А находим из выражения (4.26) с учетом того, что при $t=0$ $u_{Ck} = U_{Ck0}$:
 $A = U_d + r_n I_d$.

Отсюда

$$u_{Ck}(t) = U_d + r_n I_d - U_d e^{-\delta t} \left(\cos \omega_0 t + \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right) \quad (4.27)$$

Ток нагрузки

$$i_n(t) = -I_d + \frac{U_d}{\omega_0 L} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t$$

Уравнения для токов i_{Ck} и i_n справедливы в течение полного периода колебательного процесса, например когда открыты тиристоры VS_1, VS_2 , а затем обратные диоды VD_1, VD_2 .

Напряжение на полной индуктивности контура

$$u_L(t) = L \frac{di_C}{dt} = U e^{-\delta t} \left(\cos \omega_0 t - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right) \quad (4.28)$$

Напряжение на дросселях L_3 и L_k распределяется пропорционально их индуктивностям:

$$u_{L_3}(t) = \frac{L_3}{L} U e^{-\delta t} \left(\cos \omega_0 t - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right)$$

$$u_{L_k}(t) = \frac{L_k}{L} U e^{-\delta t} \left(\cos \omega_0 t - \frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right)$$

Напряжение между анодом и катодом неработающего тиристора (напряжение на вентиле в закрытом состоянии):

$$u_{VS}(t) = u_{Ck}(t) + u_{Lk}(t) = U_d + r_n I_d - U e^{-\delta t} \left[(1 - K_L) \cos \omega_0 t + \frac{\delta}{\omega_0} (1 - K_L) \sin \omega_0 t \right]$$

где $K_L = L_k/L$ - коэффициент распределения индуктивностей в инверторе.

Так как обратное напряжение на тиристоре имеется только при работе шунтирующего его обратного диода и равно падению напряжения на диоде, угол запирания $\beta = \pi/\omega_0$, т. е. 180° .

При небольших индуктивностях коммутирующего дросселя L_k наблюдается режим повторного отпирания обратных диодов. Возникает режим, при котором ток протекает через тиристоры и обратные диоды в противоположных плечах инвертора (например, VS_1, VS_2 и VD_3, VD_4); это приводит к циркуляции тока на этом интервале между реактивными элементами внутри тиристорной ячейки, минуя нагрузку, что снижает мощность инвертора. Это объясняется тем, что в момент отпирания тиристоров VS_1, VS_2 к суммарной индуктивности L прикладывается напряжение, равное согласно выражению (4.28) и $u_L(t=0) = U_d + U_{Ck0} + r_n I_d$ и распределяемое между дросселями L_k и L_3 пропорционально их индуктивностям.

Если при этом $L_k/L < U_{Ck0}/U$, то напряжение на дросселе L_k , направленное встречно напряжению на конденсаторе C_k , оказывается меньше и в течение некоторого промежутка времени при отпирании тиристоров

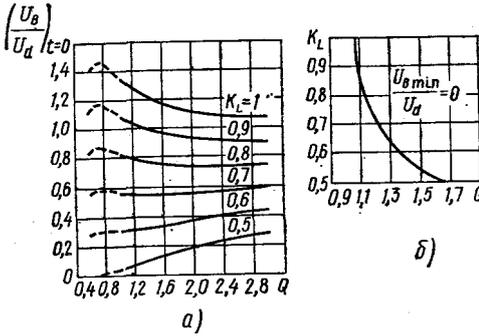
VS₁, VS₂ конденсатор C_к разряжается через обратные диоды VD₃, VD₄ на дроссель L_к, минуя нагрузку. На повышенных частотах амплитуда этого тока и его производная di/dt могут оказаться выше допустимых величин.

Рис.4.11. Зависимости начального напряжения на тиристорах (а) и критических значений K_L (б) от добротности контура Q.

Во избежание циркуляционного тока коэффициент распределения индуктивности K_L должен быть не ниже критического значения K_{Lкр}. При отпирании очередной пары тиристоров происходит нарастание с высокой скоростью прямого напряжения на противофазных тиристорах, что может привести к их самопроизвольному отпиранию. Амплитуду первоначального скачка прямого напряжения можно снизить, уменьшая K_L (при этом K_L ≥ K_{Lкр}). На рис. 4.11 приведены зависимости начального напряжения на тиристорах (а) и критических значений K_L (б) от добротности контура Q = ω₀ / (2δ). При номинальной добротности контура Q = 1,25 K_L ≥ 0,7. Если добротность контура Q = 0,8-1,4, то U_{Вmax} / U_d = 1,62.

Входной ток инвертора

$$I_d = \frac{2U_d}{\pi\omega_0 L} B(2g - 1) \sin 2\alpha,$$



где $g = 1 / (1 - e^{-\pi \frac{\delta}{\omega_0}})$ — коэффициент раскачки; $\sin \alpha = \omega_0 / \omega_1$;

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_k}}; B = \frac{1}{1 + (2g - 1)^2 \frac{2}{\pi} (2g - 1) \sin 2\alpha}$$

Действующее значение тока нагрузки

$$I_n = I_d \sqrt{\frac{2\pi g^2}{(2g - 1) \sin 2\alpha} \left(\frac{1}{\sin 2} - 1 \right)}$$

Скорость нарастания тока через тиристоры

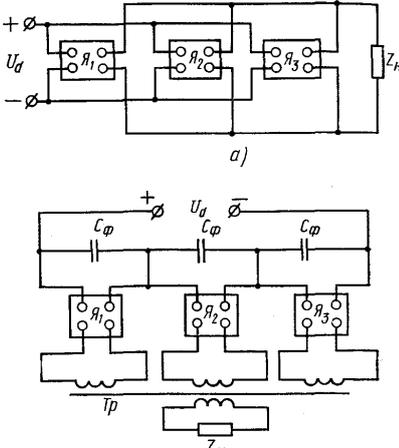
$$\left(\frac{di_{Ck}}{dt} \right)_{t=0} = \frac{U}{L} \frac{\omega_0 I_m}{\sin \alpha} e^{\alpha g}$$

Здесь $ctg \alpha = \frac{\delta}{\omega_0} = \frac{r_n}{2L\omega_0}$; $I_m = \frac{U}{L\omega_0} e^{-\alpha g} \sin \alpha$.

Входная мощность инвертора

$$P_d = U_d I_d \frac{2U_d^2 (2g - 1) B \sin \alpha}{\pi\omega_1 L}$$

При C_p ≥ C_к реактивная мощность превышает мощность нагрузки. снижения реактивной мощности конденсатор с выполняет роль не коммутирующего конденсатора и



конденсатора C_к в 4—5 раз Поэтому на практике для заметного выбирают C_p ≈ (3- 5) C_к. При этом только разделительного, но и полная коммутирующая емкость

равна $C_k C_p / (C_k + C_p)$.

Рис.4.12. Схемы многоячейковых инверторов с включением нагрузки в выходные цепи тиристорных ячеек: параллельное (а) и последовательное (б) соединение входных тиристорных ячеек

В этом случае углы проводимости тиристоров оказываются больше углов проводимости обратных диодов, т. е. $\lambda_{VS} > \lambda_{VD}$. Это связано с тем, что на интервалах проводимости обратных диодов возрастает напряжение на разделительном конденсаторе C_p под действием тока I_d .

Основными преимуществами данного инвертора являются: сохранение работоспособности при изменении сопротивления нагрузки в широких пределах—от холостого хода до короткого замыкания; малая зависимость угла запираия и напряжения на тиристорах от сопротивления нагрузки; удвоение выходной частоты.

Обратное напряжение на тиристорах на интервале восстановления управляемости близко к нулю (равно падению напряжения на открытом диоде), что является недостатком рассмотренного инвертора.

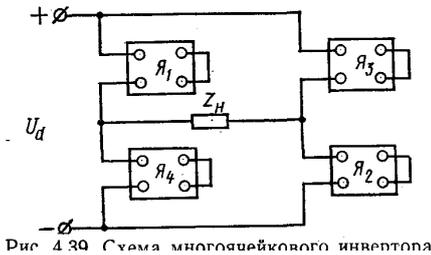
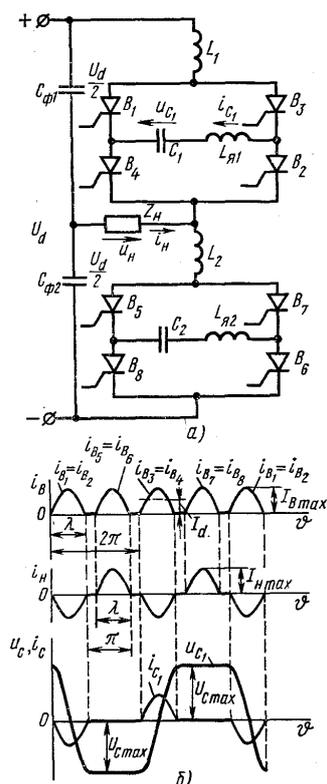


Рис. 4.13. Схема многоячейкового инвертора

Рис. 4.13. Схема многоячейкового инвертора с включением нагрузки во входные цепи тиристорных ячеек



4.6. Многоячейковые инверторы. Многоячейковые резонансные инверторы применяют тогда, когда необходимо получить выходную частоту, превышающую предельную частоту одноячейкового инвертора, или значительную выходную мощность без последовательного и параллельного соединения тиристоров. В первом случае ячейки отпираются поочередно, во втором - одновременно. Рассмотрим многоячейковые инверторы с повышением предельной частоты. Нагрузка инвертора однофазная. Многоячейковые инверторы могут быть с бестрансформаторным выходом, а нагрузку включают либо в выходные (рис. 4.12), либо во входные (рис. 4.13) цепи тиристорных ячеек. В последнем случае выходные цепи тиристорных ячеек закорачивают.

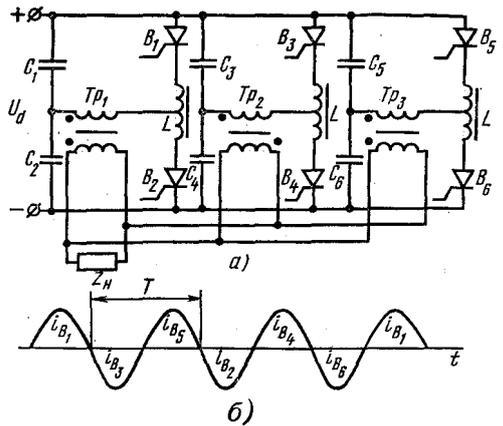
Многоячейковые инверторы с открытым входом, выполненные по различным схемам, имеют примерно одинаковый принцип работы (рис. 4.14,а).

Рис. 4.14. Двухъячейковый инвертор с соединением входных цепей мостовых ячеек по полумостовой схеме и нагрузкой во входной цепи ячеек : а -схема; б-временные диаграммы токов и напряжений

Рассмотрим принцип работы двухъячейкового инвертора с соединением входных цепей мостовых ячеек по полумостовой схеме (рис. 4.14, а), считая, что емкости конденсаторов входного фильтра $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$ бесконечно большие и делят входное напряжение пополам. Тиристоры каждой ячейки инвертора открываются попарно: VS_1, VS_2 ; VS_5, VS_6 ; VS_3, VS_4 ; VS_7, VS_8 . Нагрузка инвертора включена во входную цепь тиристорных ячеек. Из временных диаграмм токов и напряжений (рис. 4.14,б), поясняющих работу инвертора, видно, что интервалу времени между моментами отпирания обеих пар тиристоров (например, VS_1, VS_2 и VS_3, VS_4 одной и той же ячейки соответствует

один период тока нагрузки i_n и полупериод тока коммутирующего конденсатора i_{c1} , т. е. $\omega=2\omega_0$.

На рис. 4.15, а приведена схема многоячейкового инвертора с открытым входом без обратных диодов и нагрузкой в выходной цепи тиристорных ячеек. Порядок переключения тиристоров ячеек и временная диаграмма тока в нагрузке приведены на рис. 4.15,б для случая $\omega=\omega_0$.



3. Построить выходную характеристику инвертора при $\cos \phi=0,6; 0,8; 1,0$. Сравнить теоретические расчеты с данными полученными на модели. Результаты занести в таблицу отчета.
4. Определить диапазон изменения величины нагрузки по п.2 и п.3.
5. При имитационном моделировании зарисовать осциллограммы напряжения: на вентиле VS₁, на нагрузке и ток нагрузки.

6. Инверторы напряжения

6.1. Инверторы напряжения на полностью управляемых вентилях

При рассмотрении инверторов напряжения будем полагать, что: вентили (тиристоры и транзисторы) являются идеальными ключами; время переключения вентиляей равно нулю; внутреннее сопротивление источника питания, обладающего двусторонней проводимостью, равно нулю; активное и индуктивное сопротивления подводящих проводов равны нулю.

Однофазный мостовой инвертор напряжения. Рассмотрим схему однофазного мостового инвертора (рис. 6.1, а) с активно-индуктивной нагрузкой при угле проводимости тиристоров $\lambda=\pi$. Предположим, что в первый полупериод ($0 \leq u \leq u_2$) (рис. 6.1, б) тиристоры VS₁, VS₂ открыты и нагрузка оказывается подключенной к источнику питания U_d (путь тока показан сплошной линией). В момент времени $u=u_2$ тиристоры VS₁ и VS₂, VS₃ и VS₄ переключаются. Так как нагрузка имеет активно-индуктивный характер, в первый момент после переключения ($u_2 \leq u \leq u_3$) за счет э. д. с. самоиндукции ток в нагрузке сохраняет свое прежнее направление, а полярность тока в цепи источника питания и напряжения на нагрузке изменяется. Запасенная в нагрузке энергия возвращается в источник питания. Из рис. 6.1,б видно, что на интервале ($u_2 \leq u \leq u_3$) ток нагрузки протекает через обратные диоды VD₃, VD₄ момент времени $u=u_3$ ток нагрузки спадает до нуля, диоды VD₃, VD₄ обесточиваются и ток i_n протекает через открытые тиристоры VS₃, VS₄. От источника питания снова начинает потребляться энергия. В момент времени $u=u_4$ происходит очередное переключение тиристоров VS₁ и VS₂, VS₃ и VS₄ и ток нагрузки на интервале ($u_4 \leq u \leq u_5$) протекает через обратные диоды VD₁, VD₂, а затем через тиристоры VS₁, VS₂.

Вывод основных расчетных соотношений для однофазного мостового инвертора произведем, используя метод отдельных составляющих.

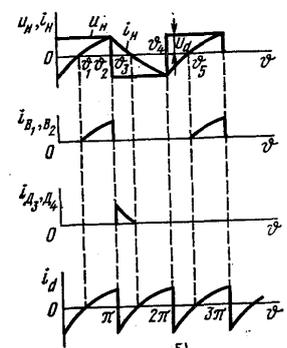
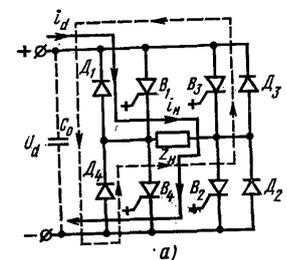
Известно, что если оригинал $f(t)$ есть периодическая функция с периодом T , то соответствующим изображением будет

$$F(p) = \frac{1}{1 - e^{-pT}} \int_0^T e^{-pt} f(t) dt = \frac{F_1(p)}{1 - e^{-pT}}$$

Для однофазного мостового инвертора изображение эквивалентной э. д. с. (рис. 6.1.,б)

$$U_n(p) = \frac{1}{1 - e^{-pT}} \int_0^{T/2} U_d e^{-pt} dt = \frac{U_d}{1 - e^{-pT}} \left[\frac{1 - e^{-pT/2}}{-p} \right] = \frac{U_d}{p} \frac{1 - e^{-pT/2}}{1 - e^{-pT}}$$

Изображение тока нагрузки



$$I_n(p) = \frac{U_n(p)}{Z_n(p)} = \frac{U_d}{p} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{2}p}}{(1 + e^{-\frac{T}{2}p})(r_n + pL_n)},$$

где $Z_n = r_n + pL_n$.

Рис. 6.1. Схема (а) и временные диаграммы токов и напряжений (б) однофазного мостового инвертора напряжения

Свободный ток

$$i_{ce}(t) = \operatorname{Re} s_{p_1 = -r_n/L_n} \frac{U_d}{p} \frac{1 - e^{-\frac{T}{2}p}}{(1 + e^{-\frac{T}{2}p})(r_n + pL_n)} e^{pt} = -\frac{U_d}{r_n} \frac{1 - e^{-\frac{r_n T}{2L_n} p}}{1 + e^{-\frac{r_n T}{2L_n} p}} e^{-\frac{r_n}{L_n} t}.$$

Переходный ток в течение первого полупериода

$$i_{nep}(t) = \operatorname{Re} s_{p_1=0} \frac{U_d}{p(r_n + pL_n)} e^{pt} + \operatorname{Re} s_{p_2 = -r_n/L_n} \frac{U_d}{p(r_n + pL_n)} e^{pt} = \frac{U_d}{r_n} (1 - e^{-(r_n/L_n)t}).$$

Искомый установившийся ток

$$i_n(t) = i_{nep}(t) - i_{ce}(t) = \frac{U_d}{r_n} \left(1 - \frac{2e^{-\frac{r_n}{L_n} t}}{1 + e^{-\frac{r_n T}{L_n}}} \right), \quad (6.1)$$

или

$$i_n(\vartheta) = I_0 \left(1 - \frac{2e^{-k\vartheta}}{1 + e^{-k\pi}} \right) = I_0 \left(1 - \frac{2e^{-k\vartheta}}{1 + a^3} \right)$$

где $I_0 = U_d/r_n$ — базисный ток; $k = r_n/(\omega L_n)$ — параметр нагрузки; $\vartheta \in t$ — переменный временной угол; $a = e^{-\frac{k\pi}{3}}$.

Основные характеристики цепей нагрузки и источника питания, а также полупроводниковых приборов, входящих в инвертор, целесообразно определять при различных параметрах цепи нагрузки k .

Действующее значение напряжения на нагрузке

$$U_n = U_d \quad (6.2)$$

Действующее значение тока нагрузки

$$I_n = \sqrt{\frac{1}{2\pi\tau_0} \int_0^{2\pi} i_n^2(\vartheta) d\vartheta} = I_0 \sqrt{1 - \frac{2}{k} \frac{a^3 - 1}{a^3 + 1}} \quad (6.3)$$

Максимальное значение тока нагрузки можно определить из выражения (6.1), полагая $\vartheta = \pi$:

$$I_{\max} = I_0 \frac{1 - a^3}{1 + a^3}. \quad (6.4)$$

Для определения средних и действующих значений токов вентилях необходимо найти момент прохождения тока нагрузки через нуль (точка $u_1=\sigma$ на рис. 6.1,б). Из выражения (6. 1), Приравняв нулю i_n находим:

$$\sigma = \frac{1}{k} \ln \frac{2}{1+a^3} \quad (6.5)$$

Среднее значение тока обратных диодов

$$I_{ceVD} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\sigma} i_n(\vartheta) d\vartheta = \frac{I_0}{2\pi} \left[\frac{1-a^3}{k(1+a^3)} - \sigma \right]. \quad (6.6)$$

Среднее значение тока управляемых вентилях

$$I_{ceVS} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_n(\vartheta) d\vartheta = \frac{I_0}{2\pi} \left[\pi - \sigma - \frac{1-a^3}{k(1+a^3)} \right]. \quad (6.7)$$

Среднее значение тока источника питания

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_n(\vartheta) d\vartheta = 2(I_{ceVS} - I_{ceVD}) = I_0 \left[1 + \frac{2(a^3-1)}{\pi k(1+a^3)} \right] \quad (6.8)$$

Активная мощность нагрузки определяется мощностью, потребляемой от источника питания:

$$P_n = U_d I_d = U_d I_0 \left[1 + \frac{2(a^3-1)}{\pi k(1+a^3)} \right]. \quad (6.9)$$

Полная мощность нагрузки

$$S_n = U_n I_n = U_d I_0 \sqrt{1 + \frac{2(a^3-1)}{\pi k(1+a^3)}}. \quad (6.10)$$

Коэффициент мощности нагрузки

$$\chi_n = \frac{P_n}{S_n} = \sqrt{1 + \frac{2(a^3-1)}{\pi k(1+a^3)}} \quad (6.11)$$

В связи с тем что в качестве источника постоянного напряжения инвертора обычно используется выпрямитель, обладающей односторонней проводимостью, к выходным зажимам инвертора подключают конденсатор C_0 . Через конденсатор замыкается ток, обусловленный запасенной в нагрузке электромагнитной энергией, что позволяет избежать возможных перенапряжений на управляемых вентилях при переключениях.

6.2. Инверторы напряжения на тиристорах

Трехфазный мостовой инвертор напряжения с межвентильной коммутацией (рис. 6.2). Угол проводимости тиристоров инвертора составляет $2\pi/3$, а порядок их переключения следующий $VS_1- VS_6- VS_3- VS_2- VS_5- VS_4- VS_1$ Коммутация тиристоров происходит таким образом. Предположим, что открыты тиристоры VS_1 и VS_6 , а конденсаторы C_1-C_6 заряжены с полярность, указанной на рисунке без скобок. Для запираания тиристора VS_1 отпирается тиристор VS_3 , в результате чего образуется контур $VS_1-C_1- VS_3$; за счет тока разряда конденсатора C_1 тиристор VS_1 запирается практически мгновенно, и на нем поддерживается отрицательное напряжение в течение

времени разряда конденсатора C_1 по контуру VS_3 - C_1 - VD_7 - VD_{11} - L_1 - VS_3 до нуля. В связи с тем что в инверторе остается открытым тиристор другой фазы, это приводит к образованию контура перезаряда коммутирующих конденсаторов через этот тиристор. Так при отпирании тиристора VS_3 и запираении тиристора VS_1 кроме контура VS_3 - C_1 - VD_7 - VD_{11} - L_1 - VS_3 образуется контур U_d - L_1 - VS_3 - C_3 - VD_{11} - VD_{12} - VS_6 - L_2 - U_d .

Напряжение на коммутирующих конденсаторах инвертора примерно равно напряжению источника питания U_d . В этом инверторе коммутирующий конденсатор подключен параллельно нагрузке только в моменты перезаряда. При высоких частотах (свыше 400 Гц) влияние отсекающих диодов (VD_7 - VD_{12}) уменьшается. Это обусловлено тем, что время перезаряда конденсаторов становится соизмеримым с периодом переменного напряжения на выходе инвертора. Кроме того, при окончании коммутации

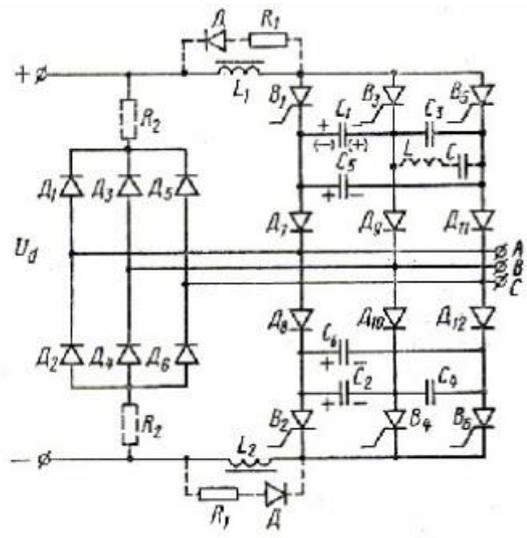


Рис. 6.2. Схема трехфазного мостового инвертора напряжения с межвентильной коммутацией

тока коммутирующий дроссель L_1 (L_2) оказывается замкнутым через вентили. Например, при переводе тока с тиристора VS_1 на тиристор VS_3 коммутирующие дроссели будут замкнуты: верхний дроссель (L_1) замыкается через вентили VD_9 - VD_3 - VS_3 , а нижний (L_2) – через вентили VD_{12} - VS_6 - VD_6 . Инвертор на идеальных элементах оказывается неработоспособным. Это объясняется тем, что коммутационном периоде ток в дросселях L_1 и L_2 несколько возрастает за счет тока перезаряда конденсаторов. Поскольку после этого интервала дроссели будут замкнуты вентилями, к началу следующей коммутации ток в дросселе не изменится. В следующий период коммутации ток опять несколько возрастает и т. д., что приводит к непрерывному возрастанию тока в дросселях. А так как этот ток определяется скоростью перезаряда коммутирующих конденсаторов, то при большом токе для восстановления запирающих свойств тиристорov остается мало времени и инвертор опрокидывается.

С повышением рабочей частоты инвертора возрастает скорость накопления электромагнитной энергии в дросселях, что приводит к увеличению потерь, а следовательно, к снижению к. п. д. инвертора. Улучшить работу инвертора можно за счет введения цепей, предотвращающих накопление электромагнитной энергии в дросселях. Такие цепи показаны на рис. 6.2 пунктиром (или резисторы R_2 или диоды VD и резисторы R_1).

Повысить к. п. д. инвертора можно, если коммутирующий дроссель вывести из цепи постоянного тока и включить последовательно с конденсатором (на рис. 6.2 показана пунктиром одна из цепей). В этом случае электромагнитная энергия в дросселях не накапливается, так как через них протекает переменный ток. Однако в

таким инверторе наблюдаются большие скорости нарастания напряжения на тиристорах и повышение напряжения на коммутирующих конденсаторах, а значит, и на тиристорах, с ростом тока нагрузки.

Если инвертор имеет выходной трансформатор, то для устранения накопления электромагнитной энергии обратные диоды следует подключать к отпайкам выходного трансформатора, что позволяет осуществить возврат накопленной энергии в период перезаряда конденсаторов в источник питания и тем самым повысить к. п. д. инвертора. При этом в контур, например L_1 - VS_3 - VD_9 - VD_3 , вводят противо эдс., равную $U_d n / (1-n)$, где $n = \omega_2 / \omega_1$ ($n=0,1 \dots 0,2$).

Так как длительность открытого состояния тиристоров равна $2\pi/3$, то форма выходного напряжения зависит от коэффициента мощности нагрузки.

Трехфазный мостовой инвертор напряжения с пофазной коммутацией. На рис. 6.3 представлена схема трехфазного мостового инвертора с пофазной одноступенчатой коммутацией (инвертор Мак-Маррея). Для коммутации тиристоров используются двухобмоточные дроссели, каждая из обмоток которых имеет индуктивность L , и конденсаторы $C_1 - C_6$. Коммутация тиристоров отличается от коммутации тиристоров в предыдущем инверторе и осуществляется между тиристорами VS_1 - VS_2 , VS_3 - VS_4 , VS_5 - VS_6 . Угол проводимости тиристоров составляет $\lambda = \pi$, т. е. форма выходного напряжения не зависит от коэффициента мощности нагрузки.

Принцип работы инвертора рассмотрим на примере одной фазы. Предположим, что в некоторый момент времени открыт тиристор VS_1 . Тиристор VS_2 и обратные диоды VD_1 и VD_2 не проводят ток. Так как падением напряжения на дросселе и тиристоре VS_1 пренебрегаем, то напряжение на конденсаторе C_1 в этот момент будет равно нулю, а на конденсаторе $C_2 - U_d$. Тиристор VS_1 запирается при отпирании тиристора VS_2 . При этом к нижней обмотке дросселя прикладывается напряжение $u_{c2} = U_d$, а в верхней его обмотке индуцируется э.д.с., равная U_d (если взаимная индуктивность $M=1$), которая через конденсатор C_1 прикладывается к тиристору VS_1 в обратном направлении. Тиристор VS_1 запирается, а ток нагрузки протекает через конденсатор C_1 . В течение времени, пока конденсатор C_1 заряжается, а конденсатор C_2 разряжается, к тиристору VS_1 приложено обратное напряжение и он восстанавливает свои запирающие свойства. При разряде конденсатора C_2 до нуля и заряде конденсатора C_1 до напряжения U_d протекание тока через конденсаторы прекращается, а ток нагрузки (нагрузка активно-индуктивная) и ток дросселя замыкаются через обратные диоды, причем энергия, запасенная в дросселе, будет циркулировать в контуре L - VS_2 - VD_2 - L . Таким образом, в инверторе наблюдается накопление избыточной энергии в коммутирующих дросселях. Интенсивность накопления этой энергии возрастает с повышением выходной частоты и, следовательно, увеличиваются потери в инверторе, выполненном на реальных элементах. Улучшить энергетические показатели инвертора можно, подключив обратные диоды к отпайкам выходного трансформатора. Преимуществами инвертора являются хорошая форма выходного напряжения и низкое напряжение на тиристорах ($U_{VS_{ш}} = U_d$).

На рис. 6.4 приведена схема трехфазного мостового инвертора напряжения с пофазной двухступенчатой коммутацией и дросселем в цепи постоянного тока, для коммутации тока рабочих тиристоров $VS_1 - VS_6$ применены коммутирующие тиристоры $VS_7 - VS_{12}$.

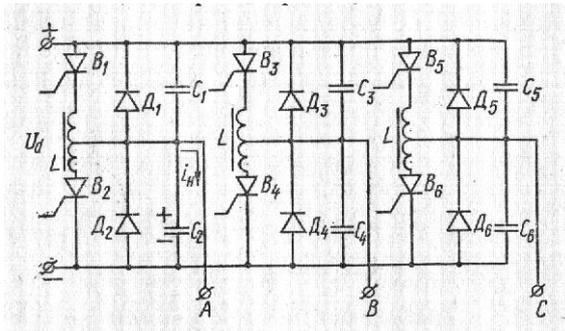


Рис.6.3. Схема трехфазного мостового инвертора напряжения с пофазной одноступенчатой коммутацией

Процесс коммутации в инверторе рассмотрим только для тиристоров фазы А. Процессы в других группах тиристоров аналогичны. Предположим, что открыт рабочий тиристор VS_1 , конденсатор C_1 заряжен с полярностью, указанной на рисунке без скобок. Для запираания тиристора VS_1 отпирается тиристор VS_7 и под действием разрядного тока конденсатора C_1 тиристор VS_1 запирается, ток нагрузки переходит в цепь $VS_7 - C_1$, а на тиристоре VS_1 поддерживается отрицательное напряжение в течение времени разряда конденсатора по контуру $C_1 - VD_1 - L - VS_7 - C_1$. При этом напряжение в фазе А сохраняет свои величину и полярность, так как через обратный диод VD_1 резистор Z_A подключен к источнику U_d . В конце перезаряда ($i=0$) конденсатор C_1 будет иметь полярность, указанную на рисунке в скобках, и тиристор VS_7 заперется. Ток фазы i_A будет замыкаться через обратный диод VD_2 , спадая до нуля, и при реверсировании перейдет в тиристор VS_2 (отпирание диода VD_2 происходит в момент времени, соответствующий $u_c = U_d$). В связи с тем, что перезаряд конденсатора происходит через дроссели L , обладающие начальным запасом энергии, напряжение на конденсаторах превышает напряжение источника питания. Так как в определенные моменты времени в инверторе создается

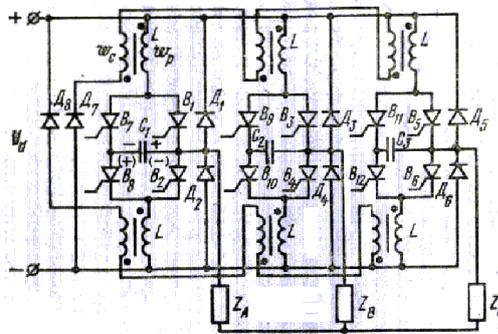


Рис.6.4. Схема трехфазного мостового инвертора напряжения с пофазной двухступенчатой коммутацией

короткозамкнутый контур коммутирующего дросселя (например, при запираании тиристора VS_1 — короткозамкнутый контур нижнего коммутирующего дросселя $L - VD_2 - VS_2$), то на высоких частотах требуется энергопоглотитель, предотвращающий накопление электромагнитной энергии в коммутирующем контуре. В данном инверторе энергопоглотитель состоит из дополнительной обмотки на коммутирующем дросселе и диодов VD_7, VD_8 и обеспечивает возврат энергии коммутирующих дросселей в источник питания. Коэффициент трансформации $n = \omega_p / \omega_c = U_d / \Delta U$ (где ω_p, ω_c — число витков соответственно рабочей обмотки и обмотки сброса; ΔU — сумма падения напряжения на рабочем тиристоре и обратном диоде) получается высоким. Так как в отдельные моменты времени на коммутирующем дросселе может быть напряжение $U_d/2$, вследствие большого коэффициента трансформации к диодам VD_7 и VD_8 могут прикладываться значительные обратные напряжения. Поэтому такой энергопоглотитель можно использовать для инверторов с относительно низким напряжением питания ($U_d = 50-100В$).

Рассмотренный инвертор находит применение в преобразователях частоты с широтно-импульсным и амплитудным регулированием выходного напряжения. Он имеет ряд преимуществ: а) хорошую перегрузочную способность, т. е. малый спад коммутационной способности с увеличением тока нагрузки; б) обратное напряжение прикладывается к тиристору на всем интервале восстановления его запирающих свойств; в) плавное нарастание тока через рабочие тиристоры при переходе тока с обратных диодов и при срыве инвертирования.

Основным недостатком инвертора является значительная установленная мощность коммутирующих дросселей в цепи рабочих тиристоров.

В инверторе, схема которого показана на рис. 6.5, коммутирующие дроссели вынесены из силовой цепи в цепь конденсаторов. Коммутационные процессы рассмотрим, например, для тиристоров фазы С. Предположим, что ток нагрузки протекает через тиристор V_5 и коммутирующий конденсатор C заряжен с полярностью, указанной на рисунке без скобок. Для запирания рабочего тиристора V_5 отпирается коммутирующий тиристор V_{11} . Так как последовательно с конденсатором включен дроссель L , ток нагрузки, имеющий в этот момент времени значение $I_{н0}$, переходит в контур $V_{11} - L - C$ не мгновенно, а по мере вытеснения его из тиристора V_5 . Как только ток коммутирующего контура становится равным току через рабочий тиристор V_5 последний запирается и отпирается обратный диод D_5 . При этом $i_c > I_{н0}$ и напряжение на тиристоре V_5 равно нулю (в реальных инверторах к тиристору приложено небольшое отрицательное напряжение, равное падению напряжения на обратном диоде). Конденсатор перезаряжается током i_c часть которого, равная $I_{н0}$ протекает по контуру $C - Z_n - V_2 (V_4) - V_{11} - L - C$, а остальная часть ($i_c - I_{н0}$) замыкается через обратный диод D_5 . Таким образом, напряжение на нагрузке сохраняет свои величину и полярность, так как фаза С нагрузки через обратный диод D_5 и тиристор $V_2 (V_4)$ подключена к источнику питания U_d . При $i_c = I_{н0}$ обратный диод D_5 запирается и конденсатор заряжается постоянным током $I_{н0}$ по контуру $V_{11} - L - C - Z_n - V_2 (V_4) - U_d - V_{11}$. При $u_c = U_d$ отпирается обратный диод D_6 , и энергия, запасенная в дросселе, отдается в конденсатор. При этом продолжается заряд конденсатора по контуру $L - C - D_6 - U_d - V_{11} - L$ до тех пор, пока $i_c = I_c > 0$. С момента запираания тиристора V_5 и до момента запираания обратного диода D_5 напряжение на тиристоре V_5 равно нулю. За это время тиристор восстанавливает свои запирающие свойства.

Данный инвертор значительно менее устойчив к изменениям нагрузки, чем инвертор, выполненный по схеме рис. 4.66.

В рассматриваемом инверторе при увеличении тока нагрузки повышается напряжение на конденсаторе. Для ограничения амплитуды колебания напряжения на конденсаторе могут быть использованы диодно-резисторные цепи сброса избыточной энергии из коммутирующего контура (на рисунке показаны пунктиром). После окончания процесса коммутации, связанного с запираанием, например тиристора V_5 , коммутирующий конденсатор C , заряженный до напряжения, превышающего напряжение U_d разряжается по контуру $C - L - R - D_7 - U_d - D_6 - C$ до напряжения U_d . Разрядный резистор R придает разряду конденсатора аperiodический характер, что необходимо для того, чтобы конденсатор не разрядился до напряжения, меньшего U_d .

Для установления начального напряжения на конденсаторе при пуске инвертора и обеспечения работоспособности его в режиме холостого хода (когда отсутствует часть необходимой для коммутации энергии, определяемой током нагрузки) применяют цепи заряда и подзаряда конденсатора от источника питания.

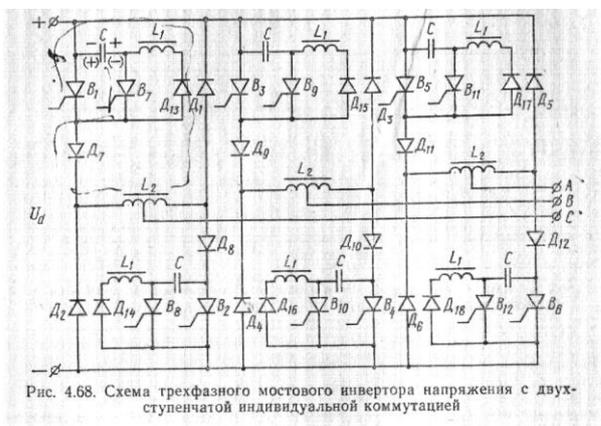


Рис. 4.68. Схема трехфазного мостового инвертора напряжения с двухступенчатой индивидуальной коммутацией

Контур зарядки и подзарядки создаются накрест лежащими рабочими (V_5, V_6) и зарядными (V_{13}, V_{14}) тиристорами. Резистор R обеспечивает аperiodический характер процессов зарядки и подзарядки, что позволяет поддерживать напряжение на конденсаторе перед коммутацией неизменным и равным U_d во всех режимах работы инвертора.

Основные преимущества инвертора с дросселем в цепи конденсатора: а) не большая установленная мощность коммутирующих дросселей, так как они вынесены из силовой цепи; б) прямые напряжения на рабочих тиристорах ненамного превышают напряжение источника питания; в) отсутствие короткозамкнутых контуров; г) плавное нарастание тока в коммутирующих тиристорах и спад тока в силовых тиристорах.

Недостатками инвертора являются: а) малая перегрузочная способность; б) близкое к нулю обратное напряжение на рабочих тиристорах на интервале восстановления их запирающих свойств, что приводит к увеличению реального времени восстановления в 2—5 раз. Для получения отрицательного напряжения на рабочем тиристоре на интервале его восстановления в цепь обратных диодов можно включить дроссель; в) высокая скорость нарастания прямого напряжения после запираания тиристором.

Трехфазный мостовой инвертор напряжения с индивидуальной коммутацией. Такие инверторы по своим свойствам наиболее близки к инверторам на полностью управляемых вентилях. Особенностью инвертора, выполненного по схеме рис. 4.68, является то, что каждый рабочий тиристор $V_1 - V_6$ имеет специальное коммутирующее устройство, состоящее из дросселя L_1 , конденсатора C , тиристоров V_7-V_{12} и диодов $D_{13}-D_{18}$. Инвертор работает следующим образом. Для запираения, например, рабочего тиристора V_1 отпирается коммутирующий тиристор V_7 и под действием разрядного тока конденсатора тиристор V_1 запирается. Ток нагрузки переходит на тиристор V_7 , а конденсатор перезаряжается по контуру $C-V_7-D_7-L_2-D_1-C$. После того как конденсатор зарядится до напряжения, равного напряжению источника питания (полярность указана на рисунке в скобках), тиристор V_7 запирается, а ток нагрузки переходит на обратный диод D_2 , что обеспечивает обмен реактивной энергией между фазами C и B . Энергия, запасенная в дросселе L_2 в момент коммутации, возвращается через обратные диоды D_1 и D_2 в источник питания. Поэтому в данном инверторе необходимость в энергопоглотителе отпадает. Диоды $D_7 - D_{12}$, предотвращают разряд коммутирующих конденсаторов на нагрузку.

После коммутации полярность на конденсаторе (указана на рисунке в скобках) такова, что следующая коммутация не может быть осуществлена. Изменение полярности на конденсаторе происходит таким образом. При очередном отпирании рабочего тиристора V_1 , образуется контур $C-V_1-D_{13}-L_1$. Поскольку активное сопротивление контура мало, происходит колебательный процесс в результате которого конденсатор перезаряжается (полярность указана без скобок). Напряжение, до которого зарядится конденсатор, зависит от добротности контура и приблизительно равно первоначальному напряжению.

Для нормальной работы инвертора требуется предварительная подготовка его к пуску, т. е. вначале следует зарядить коммутирующие конденсаторы.

Трехфазный инвертор напряжения с групповой коммутацией. На рис. 4.69 представлена схема трехфазного мостового инвертора напряжения с двухступенчатой последовательной коммутацией. Анодная (V_1, V_3, V_5) и катодная (V_2, V_4, V_6) группы рабочих тиристоров имеют свои отдельные групповые коммутирующие контуры C_1, L_1, V_7 и C_2, L_1, V_8 . Диоды D_7, D_8 и дроссели L_2 предназначены для заряда коммутирующих конденсаторов C_1 и C_2 . Для нормальной работы инвертора необходимо, чтобы зарядные дроссели имели индуктивность, намного превышающую индуктивность коммутирующих дросселей, т. е. $L_2 \gg L_1$.

Для запираения тиристоров анодной группы отпирается коммутирующий тиристор V_7 и к коммутирующему дросселю L_1 прикладывается импульс напряжения при перезаряде конденсатора C_1 , а к тиристорам V_1, V_3, V_5 - импульс обратного напряжения, запирающий открытый тиристор. Аналогично происходит запираение рабочих тиристоров катодной группы. Контур перезаряда коммутирующих конденсаторов на интервале коммутации отделен от цепи нагрузки запертым рабочим тиристором и ток нагрузки не участвует в перезаряде конденсатора.

Коммутирующие конденсаторы могут заряжаться не от основного источника питания, а от вспомогательных источников коммутирующего напряжения $U_{н1}, U_{н2}$ (рис. 4.70). Так же как и в предыдущей схеме, для нормальной работы

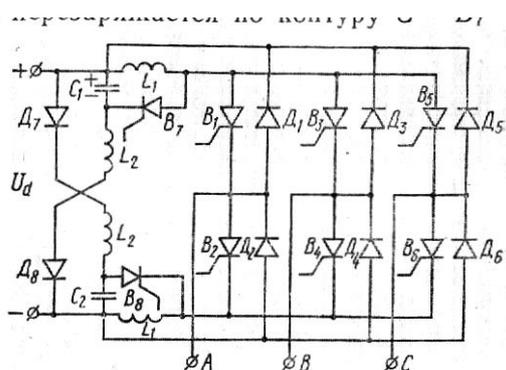


Рис. 4.69. Схема трехфазного мостового инвертора напряжения с двухступенчатой групповой коммутацией

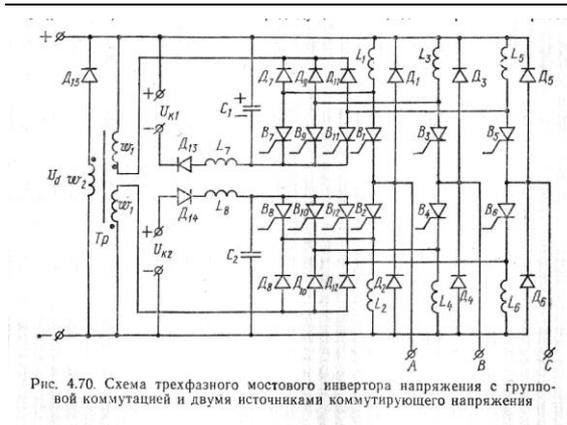


Рис. 4.70. Схема трехфазного мостового инвертора напряжения с групповой коммутацией и двумя источниками коммутирующего напряжения

инвертора необходимо, чтобы зарядные дроссели L_7 L_8 имели индуктивность, превышающую индуктивность коммутирующих дросселей $L_1 - L_6$ на один-два порядка. Величину их выбирают из условия обеспечения заряда конденсатора до напряжения U_{co} к моменту отпирания очередного коммутирующего тиристора. Инвертор имеет два коммутирующих контура, предназначенных для коммутации рабочих тиристоров анодной и катодной групп. Учитывая, что в коммутирующем контуре наблюдается накопление энергии, коммутирующие дроссели $L_1 - L_6$ снабжают цепями сброса (отвода) избыточной энергии в источник питания. Эти цепи состоят из общего трансформатора сброса Tr , первичные обмотки которого подсоединены с помощью диодов D_7 - D_{12} к коммутирующим дросселям. Использование трансформатора для сброса избыточной энергии из коммутирующего контура позволяет упростить конструкцию коммутирующих дросселей. При этом они имеют по одной обмотке и могут быть выполнены без сердечников.

Коммутация тока, например, рабочего тиристора V_1 , осуществляется при отпирании коммутирующего тиристора V_7 . При этом образуется контур $C_1 - L_1 - V_7 - C_1$ перезаряда конденсатора, заряженного до напряжения U_{co} с полярностью, указанной на рисунке. Тиристор V_1 запирается и к нему прикладывается обратное напряжение $U_{co} - U_d$, действующее в течение времени $t_{выкл}$ пока напряжение U_c не уменьшится до U_d . При уменьшении напряжения U_c до $U_{н1}$ отпирается диод D_{13} и образуется контур из двух дросселей L_7 и L_1 , в котором ток I_k нарастает медленно, так как $L_7 \gg L_1$. Когда ток через коммутирующий тиристор V_7 становится равным нулю ($i_{B7} = i_k - i_c = 0$, где i_c — ток перезаряда конденсатора по контуру $C_1 - L_1 - V_7 - C_1$ тиристор запирается, а конденсатор заряжается от источника $U_{н1}$ по цепи $U_{н1} - C_1 - L_7 - D_{13} - U_{н1}$. После запираения коммутирующего тиристора V_7 ток коммутирующего дросселя L_1 переходит в диод D_7 и обмотку ω_1 трансформатора сброса, и избыток энергии коммутации возвращается в источник питания.

Инверторы данного типа могут быть выполнены и с одним источником ком- мутирующего напряжения (рис. 4.71). В приведенной схеме для коммутации тока рабочих тиристоров анодной и катодной групп применены соответственно коммутирующие тиристоры V_7 и V_8 . Для предотвращения накопления избыточной энергии в дросселях L_1, L_2 , особенно на повышенных частотах, в инвертор введены цепи (резисторы R_1 R_2 и диоды D_7 D_8), шунтирующие дроссели.

Трехфазный инвертор напряжения с общей коммутацией. Коммутация рабочих тиристоров в схеме рис. 4.72 производится с помощью специального коммутирующего устройства, состоящего из дросселей L_1 и L_2 тиристоров $V_7 - V_{10}$ и коммутирующего конденсатора C . Инвертор работает следующим образом.

Предположим, что открыты рабочие тиристоры V_1 и V_4 . Для запираения рабочего тиристора V_1 отпираются коммутирующие тиристоры V_7 V_{10} и конденсатор C начинает разряжаться по контуру $C - V_{10} - D_2 - D_1 - L_1 - V_7 - C$. К дросселю L_1 прикладывается напряжение $U_{co} > U_d$ и тиристор V_1 запирается. После запираения тиристора V_1 конденсатор начинает перезаряжаться от источника питания по контуру $U_d - L_1 - V_7 - C - V_{10} - U_d$. Перезаряд коммутирующего конденсатора будет происходить от напряжения U_{co} до напряжения, превышающего $-U_{co}$, так как в контур входит источник питания; кроме того, дроссель перед началом коммутации обладает энергией $L_1 I_{н0}^2/2$, которая переходит в конденсатор, т. е. имеет место процесс накопления энергии в коммутирующем контуре. Для устранения накопления энергии в дросселях L_1 и L_2 служит устройство сброса, состоящее из дополнительных обмоток ω_2 и диодов D_7 и D_8 . Устройство сброса фиксирует напряжение на конденсаторе, отдавая избыточную энергию дросселя в источник постоянного тока. Напряжение на конденсаторе U_{co} всегда больше напряжения U_d , что необходимо учитывать при рассмотрении принципа работы устройства сброса. При перезаряде конденсатора до напряжения $-U_{co}$ ток в коммутирующем конденсаторе

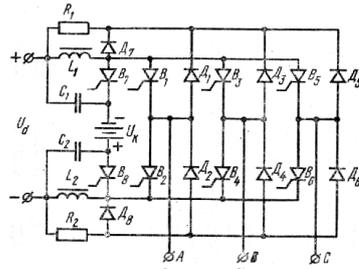


Рис. 4.71. Схема трехфазного мостового инвертора напряжения с групповой коммутацией и одним источником коммутирующего напряжения

$$|U_{C \max}| = \frac{1 - n_c}{n_c} U_d$$

где $n_c = \omega_2 / \omega_1$ — коэффициент трансформации между рабочей и дополнительной обмотками.

Оптимальным следует считать $n_c = 2$. Тогда, с учетом индуктивности рассеяния обмоток ω_2 и ω_1 и активных сопротивлений коммутирующего контура можно считать $U_{C \max} = (1,65 - 1,85) U_d$.

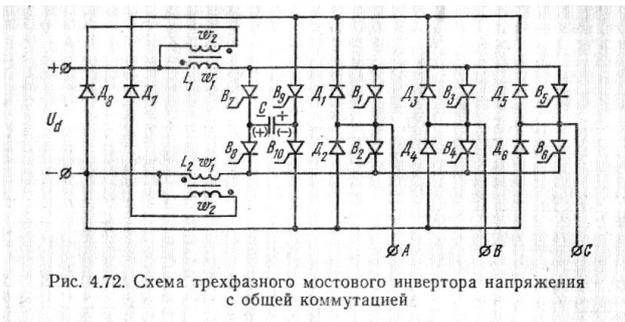


Рис. 4.72. Схема трехфазного мостового инвертора напряжения с общей коммутацией

При отпирании диода D_8 (D_7) напряжение на рабочей обмотке дросселя L_1 не может превысить значение U_d / n_c , а напряжение на конденсаторе — значение $(1 - n_c) U_d / n_c$ и ток i_L переходит из рабочей обмотки в магнитно-связанную с ней дополнительную обмотку (обмотку сброса). При этом тиристоры V_7 и V_{10} запираются. Ток i_L при запираии тиристоров V_7 и V_{10} под действием противо-э. д. с. источника питания начинает спадать, замыкаясь через диод D_8 . Для запираия рабочего тиристора V_4 отпираются тиристоры V_8 V_9 и процесс повторяется.

Для рассматриваемого типа инверторов характерен многократный (шестикратный) заряд и разряд конденсатора C за период. В связи с этим такие инверторы применяют на сравнительно низких частотах. Коммутирующий конденсатор C в данном инверторе используется эффективно.

Уменьшить число коммутирующих тиристоров можно, используя среднюю точку источника питания (рис. 4.73). Для запираия тиристоров анодной и катодной групп служат соответственно коммутирующие тиристоры V_7 , V_8 . При отпирании тиристора V_7 , (конденсатор при этом заряжен в результате предыдущей работы схемы до напряжения, превышающего $U_d/2$, с полярностью, указанной на рисунке без скобок) к тиристорам анодной группы прикладывается обратное напряжение $U_{co} - U_d/2$ по контуру $V_7 - C - C_2 - D_2$ (D_4 D_6). Конденсатор C перезаряжается по контуру $C - C_1 - L_1 - V_7 - C$. К концу перезаряда конденсатор зарядится до напряжения, большего начального, и после нескольких циклов перезаряда напряжение на конденсаторе может оказаться значительно больше напряжения источника питания (напряжение на конденсаторе ограничивается добротностью контура конденсатор — дроссель). Для ограничения напряжения на коммутирующем конденсаторе в инверторе применены диоды D_7 D_8 и дополнительные обмотки (обмотки сброса) на коммутирующих дросселях L_1 , L_2 . Через цепи сброса энергия, запасенная в магнитном поле коммутирующих дросселей, отдается в источник питания и нарастание напряжения на коммутирующем конденсаторе прекращается. При этом напряжение

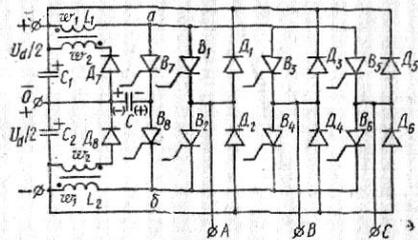


Рис. 4.73. Схема трехфазного мостового инвертора напряжения с общей коммутацией и средней точкой источника питания

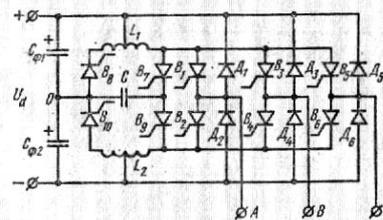


Рис. 4.74. Схема трехфазного мостового инвертора напряжения с общей коммутацией и сбрасывающими тиристорами

на обмотке ω_1 дросселя составляет $U_d/2 n_c$, а на коммутирующем конденсаторе — $(1 + n_c) U_d/2 n_c$.

На рис. 4.74 в качестве вентилей сбрасывающей цепи инвертора применены тиристоры B_8, B_{10} . Управляющий импульс на тиристор $B_8 (B_{10})$ подается с некоторым запаздыванием по отношению к управляющему импульсу тиристора $B_7 (B_9)$. Для ограничения напряжения на коммутирующем конденсаторе в конце его перезаряда отпирается тиристор $B_8 (B_{10})$ и часть запасенной энергии в дросселе $L_1 (L_2)$ отдается в источник питания. Изменяя момент отпирания тиристоров B_8, B_{10} можно: а) поддерживать напряжение на коммутирующем конденсаторе на максимально возможном уровне независимо от величины входного напряжения; б) регулировать напряжение на конденсаторе, обеспечивая постоянный угол запираания рабочих тиристоров при изменении частоты и тока нагрузки.

К недостаткам схемы следует отнести сложность системы управления инвертором.

Для работы инвертора на повышенных частотах можно использовать коммутирующий контур с ускоренным (форсированным) перезарядом конденсатора. На рис. 4.75,а приведена схема инвертора, к основному (коммутирующему) контуру которого добавлен контур ускоренного (форсированного) перезаряда конденсатора.

Элементами основного контура соответственно анодной и катодной групп являются коммутирующий дроссель $Dp_1, (Dp_4)$ коммутирующий тиристор $B_7, (B_8)$ и конденсатор C , а элементами форсирующего контура — дроссель $Dp_2 (Dp_3)$, индуктивность которого значительно меньше индуктивности дросселя $Dp_1 (Dp_4)$ $L_k = (5-10) L_f$ и дополнительный тиристор $B_9 (B_{10})$. Коммутирующие и форсирующие дроссели снабжены цепями сброса избыточной энергии из коммутирующего контура. Эти цепи состоят из обмоток сброса ω_2 на коммутирующих и форсирующих дросселях и диодов D_7-D_{10} .

Принцип работы коммутирующего контура заключается в следующем. Для запираания тиристора B_1 в момент времени t_1 (рис. 4.75, б) подается сигнал на отпирание коммутирующего тиристора B_7 . Напряжение конденсатора C через конденсатор C_2 и диоды D_1, D_2 прикладывается к обмотке ω_1 дросселя Dp_1 и тиристор B_1 запирается, а конденсатор C перезарядается по контуру $C - C_1 - Dp_1 - B_7 - C$. Тиристор B_9 отпирается после коммутирующего тиристора B_7 с задержкой, равной или большей расчетного времени восстановления запирающих свойств рабочего тиристора ($t_2 - t_1 > t_{восст}$). Начиная с момента отпирания тиристора B_9 (момент времени t_2) перезаряд конденсатора происходит по контурам $C - C_1 - Dp_1 - B_7 - C$ и $C - C_1 - Dp_2 - B_9 - C$ с угловой частотой $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{экв} C}$, где $L_{экв} = L_k L_f / (L_k + L_f)$. Общая продолжительность процесса перезаряда конденсатора в инверторе значительно (в 5-10 раз) меньше, чем при отсутствии форсирующего контура (кривая, показанная на рис. 4.75, б пунктиром). Форма импульса напряжения на конденсаторе слабо зависит от тока $I_{н0}$ и напряжения U_d .

При $n_c=2$ максимальное напряжение на тиристорах в прямом направлении $U_{прmax}=(1,4-1,6) U_d$, а в обратном — $U_{обр}=(0,4-0,6) U_d$. Максимальное обратное напряжение на диодах сброса $U_{обр,д}=(3,3-3,7) U_d$, а максимальное напряжение на коммутирующем конденсаторе $U_{с max}=(0,9-1,1) U_d$.

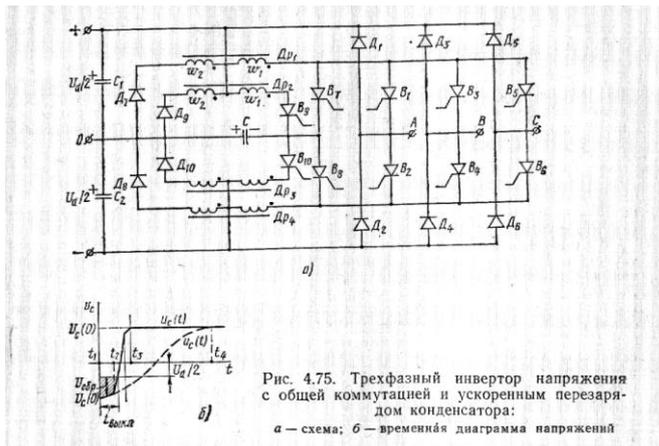


Рис. 4.75. Трехфазный инвертор напряжения с общей коммутацией и ускоренным перезарядом конденсатора:
а — схема; б — временная диаграмма напряжений

Трехфазный инвертор напряжения с межфазной коммутацией.

В инверторе с межфазной коммутацией. (рис. 4.76) каждый коммутирующий конденсатор предназначен для запираания двух тиристоров разных фаз (C_1 - тиристоров $V_1 V_4$; C_2 - тиристоров $V_3 V_6$; C_3 - для тиристоров $V_5 V_2$). Принцип работы инвертора следующий.

Предположим, что открыты тиристоры $V_1 V_4 V_5$. Конденсатор C_1 при этом заряжен с полярностью, указанной на рисунке без скобок, для запираания тиристора V_1 отпирается тиристор V_7 . К тиристору V_1 прикладывается обратное напряжение, равное $U_{co} - U_d/2$, через диод Δ_2 и тиристор V_7 , а конденсатор перезаряжается по контуру $C_1-C_4-DP_1-V_7-C_1$. После окончания процесса перезаряда полярность напряжения на конденсаторе C_1 изменяется на обратную (на рисунке указана в скобках), что необходимо для запираания тиристора V_4 .

При $n_c=2$ максимальное напряжение на тиристорах в прямом направлении $U_{пр\max}=(1,35 - 1,5) U_d$, а в обратном — $U_{обр}=(0,3 - 0,5) U_d$. Максимальное обратное напряжение на диодах сброса $U_{обрД}=(3,2 - 3,5) U_d$ а максимальное напряжение на коммути

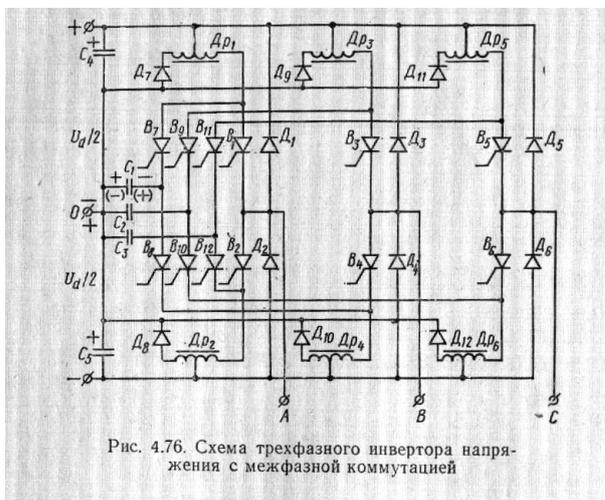


Рис. 4.76. Схема трехфазного инвертора напряжения с межфазной коммутацией

рующих конденсаторах $U_{с\max}=(0,85 - 1,0) U_d$. Межфазная коммутация легко обеспечивает двукратное запираение каждого рабочего тиристора в течение полупериода, что позволяет производить широтно-импульсное регулирование выходного напряжения.

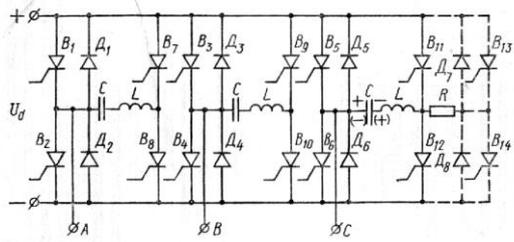


Рис. 4.67. Схема трехфазного мостового инвертора напряжения с пофазной двухступенчатой коммутацией и дросселем в цепи конденсатора