

Министерство общего и профессионального образования Российской Федерации
НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Г. С. ЗИНОВЬЕВ

ОСНОВЫ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

ЧАСТЬ 1

Учебник

НОВОСИБИРСК
2001

Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. Ч.1. – 199 с.

ISBN 5-7782-0264-4

Настоящий учебник предназначен (при двух уровнях глубины изложения материала) для студентов факультетов ФЭН, ЭМФ, не являющихся «специалистами» по силовой электронике, но изучающих курсы различных названий по использованию устройств силовой электроники в электроэнергетических, электромеханических, электротехнических системах. Разделы учебника, выделенные **рубленным шрифтом**, предназначены (также при двух уровнях глубины изложения) для дополнительного, более глубокого изучения курса, что позволяет использовать его и как учебное пособие для студентов специальности «Промэлектроника» РЭФ, которые готовятся «как специалисты» по силовой электронике. Таким образом, в предлагаемом издании реализован принцип «четыре в одном». Добавленные в отдельные разделы обзоры научно-технической литературы по соответствующим разделам курса позволяют рекомендовать пособие как информационное издание и для магистрантов и аспирантов.

Ил. 73, табл. 3, библиогр. назв. 50

Рецензенты д-р техн. наук, проф. *В. З. Манусов*,
проф. *Е. А. Подъяков*

Работа выполнена на кафедре промэлектроники

ISBN 5-7782-0264-4

© Зиновьев Г. С., 1999 г.

© Новосибирский государственный
технический университет, 1999 г.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	6
1. Научно-технические и методические основы исследования устройств силовой электроники	11
1.1. Методология системного подхода к анализу устройств силовой электроники	11
1.2. Энергетические показатели качества преобразования энергии в вентильных преобразователях	15
1.2.1. Энергетические показатели качества электромагнитных процессов ...	15
1.2.2. Энергетические показатели качества использования элементов устройства и устройства в целом	17
1.3. Элементная база вентильных преобразователей	21
1.3.1. Силовые полупроводниковые приборы	21
1.3.1.1. Вентили с неполным управлением	22
1.3.1.2. Вентили с полным управлением	26
1.3.1.2.1. Запираемые тиристоры	26
1.3.1.2.2. Транзисторы	27
1.3.2. Трансформаторы и реакторы	32
1.3.3. Конденсаторы	34
1.4. Виды преобразователей электрической энергии	35
1.5. Методы расчета энергетических показателей	40
1.5.1. Математические модели вентильных преобразователей	40
1.5.2. Методы расчета энергетических показателей преобразователей	41
1.5.2.1. Интегральный метод	41
1.5.2.2. Спектральный метод	42
1.5.2.3. Прямой метод	43
1.5.2.3.1. Метод АДУ1	44
1.5.2.3.2. Метод АДУ2	50
1.5.2.3.3. Метод АДУ(1)	53
1.5.2.3.4. Методы АДУМ1, АДУМ2, АДУМ(1)	55
1.5.2.3.5. Заключительные замечания	57
Вопросы к главе 1	58

Упражнения к главе 1	59
2. Теория преобразования переменного тока в постоянный при идеальных параметрах преобразователя.....	60
2.1. Выпрямитель как система. Основные определения и обозначения	60
2.2. Механизм преобразования переменного тока в выпрямленный в базовой ячейке ДТ/ОТ	65
2.3. Двухфазный выпрямитель однофазного тока ($m_1 = 1, m_2 = 2, q = 1$)	70
2.4. Выпрямитель однофазного тока по мостовой схеме ($m_1 = m_2 = 1, q = 2$)	79
2.5. Выпрямитель трехфазного тока со схемой соединения обмоток трансформатора треугольник - звезда с нулевым выводом ($m_1 = m_2 = 3, q = 1$) ...	81
2.6. Выпрямитель трехфазного тока со схемой соединения обмоток трансформатора звезда - зигзаг с нулем ($m_1 = m_2 = 3, q = 1$)	89
2.7. Шестифазный выпрямитель трехфазного тока с соединением вторичных обмоток трансформатора звезда - обратная звезда с уравнивающим реактором ($m_1 = 3, m_2 = 2 \times 3, q = 1$)	93
2.8. Выпрямитель трехфазного тока по мостовой схеме ($m_1 = m_2 = 3, q = 2$)..	101
2.9. Управляемые выпрямители. Регулировочная характеристика	105
Вопросы к главе 2	109
Упражнения к главе 2	110
3. Теория преобразования переменного тока в постоянный (с рекуперацией) с учетом реальных параметров элементов преобразователя	111
3.1. Процесс коммутации в управляемом выпрямителе с реальным трансформатором. Внешняя характеристика	111
3.2. Теория работы выпрямителя на противоЭДС при конечном значении индуктивности L_d	119
3.2.1. Режим прерывистого тока ($\lambda < 2\pi/qm_2$)	120
3.2.2. Режим предельно-непрерывного тока ($\lambda = 2\pi/qm_2$)	123
3.2.3. Режим непрерывного тока ($\lambda > 2\pi/qm_2$)	123
3.3. Работа выпрямителя с конденсаторным сглаживающим фильтром	126
3.4. Обращение направления потока активной мощности в вентильном преобразователе с противоЭДС в звене постоянного тока - режим зависимо-го инвертирования	127
3.4.1. Зависимый инвертор однофазного тока ($m_1=1, m_2=2, q=1$)	129
3.4.2. Зависимый инвертор трехфазного тока ($m_1=3, m_2=3, q=1$).....	136
3.5.* Общая зависимость первичного тока выпрямителя от анодного и выпрямленного токов (закон Чернышева)	138
3.6. Спектры первичных токов трансформаторов выпрямителей и зависимых инверторов	142
3.7. Спектры выпрямленного и инвертируемого напряжений вентильного преобразователя	146
3.8. * Оптимизация числа вторичных фаз трансформатора выпрямителя. Эквивалентные многофазные схемы выпрямления	149

3.9. * Влияние коммутации на действующие значения токов трансформатора и его типовую мощность	154
3.10. КПД и коэффициент мощности вентильного преобразователя в режиме выпрямления и зависимого инвертирования	156
3.10.1. Коэффициент полезного действия	156
3.10.2. Коэффициент мощности	158
3.11. Выпрямители на полностью управляемых вентилях	160
3.11.1. Выпрямитель с опережающим фазовым регулированием	161
3.11.2. Выпрямитель с широтно-импульсным регулированием выпрямленного напряжения	162
3.11.3. Выпрямитель с принудительным формированием кривой тока, потребляемого из питающей сети	165
3.12. Реверсивный вентильный преобразователь (реверсивный выпрямитель)	169
3.13. Электромагнитная совместимость вентильного преобразователя с питающей сетью	173
Вопросы к главе 3	179
Упражнения к главе 3	180
4. Модельный пример электрического проектирования выпрямителя	182
4.1. Выбор схемы выпрямителя (этап структурного синтеза)	182
4.2. Расчет параметров элементов схемы управляемого выпрямителя (этап параметрического синтеза)	186
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	192
ЛИТЕРАТУРА	194
ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ	197

ПРЕДИСЛОВИЕ

Здравствуй, племя
младое, незнакомое.

А. С. Пушкин

В электроэнергетике существуют два вида источников электрической энергии: переменного тока и постоянного тока. Подавляющая часть электрической энергии для сетей общего пользования вырабатывается трехфазными синхронными генераторами со стандартным уровнем напряжения (различным в разных странах) и частоты (50 Гц в России, Западной Европе и др., 60 Гц в США и Канаде, половине стран Центральной и Южной Америки и др.). В автономных системах электроснабжения используют для производства электрической энергии асинхронные генераторы, а в отдельных случаях специальные электрические машины, как правило, с повышенной частотой напряжения, обычно 400, 800, 1200 Гц и выше.

Первичными источниками электрической энергии постоянного тока являются генераторы постоянного тока, аккумуляторы, солнечные элементы, тепловые элементы, МГД-генераторы.

В соответствии с двумя видами источников существуют и два вида потребителей электрической энергии: потребители переменного тока (однофазные и многофазные) и потребители постоянного или пульсирующего однонаправленного тока.

Множество различных потребителей требует в общем случае возможности использовать электрическую энергию с нестандартными параметрами (регулируемым напряжением, нестандартной частотой, различным числом фаз, другим, чем в источнике рода тока). Поэтому для наиболее эффективного использования электрической энергии, генерируемой с постоянными параметрами, необходимы преобразователи электрической энергии между источником и потребителем. В развитых странах мира сегодня уже до 40 % всей вырабатываемой электроэнергии подвергается преобразованию перед использованием. Такую ситуацию в чем-то можно сравнить с ситуацией в хлебопечении, где из муки двух зерновых культур – пшеницы и ржи – выпекают сотни различных видов хлебобулочных изделий, позволяющих пользователям выбирать тот продукт, который им наиболее оптимален по цене, вкусу, назначению, состоянию здоровья.

Повсеместное распространение различного электрооборудования и электромеханизмов, оснащенных разнообразными устройствами сило-

вой электроники, порождает две проблемы для учебного процесса по дисциплине «Силовая электроника». Во-первых, необходимы учебники, ориентированные на будущих инженерно-технических работников электроэнергетических и электротехнических специальностей, которые будут эксплуатировать устройства силовой электроники или даже проектировать электрооборудование, в состав которого входят такие готовые промышленные устройства. Два вида задач: задачи эксплуатации в системе и указанные задачи проектирования – требуют двух различных уровней подготовки у инженерно-технических работников, не являющихся специалистами по силовой электронике, что вызывает необходимость соответствующего дифференцирования учебного материала.

Во-вторых, необходимы учебники по основам силовой электроники, ориентированные на подготовку специалистов именно по разработке и исследованию самих таких устройств. Здесь также видны два вида задач: задачи разработки (более инженерного плана) и задачи исследования новых режимов и устройств (более научного плана). Это тоже требует двух различных уровней изложения учебного материала. Таким образом, просматривается необходимость дифференцированного четырехуровневого структурирования дисциплины «Силовая электроника». Сложившаяся практика издания учебной литературы по этой дисциплине является, по сути, бинарной: «для неспециалистов» и «для специалистов».

Учебной литературы «для неспециалистов» совсем немного, и большая ее часть написана на уровне десятилетней давности [1–6], а в НЭТИ (НГТУ) впервые курс «Промэлектроника» был поставлен еще раньше [7], что для такой интенсивно развивающейся отрасли, как силовая электроника, – очень давний срок. Достаточно сказать, что такие высокоэффективные новые полупроводниковые приборы, как GTO-тиристоры, IGBT-транзисторы, «интеллектуальные модули», микропроцессорные контроллеры, а также и новые технические решения устройств силовой электроники на них в учебную литературу по общему курсу «Силовая электроника» практически еще не попали.

Современной учебной литературы «для специалистов» по силовой электронике практически сегодня в России нет, так как изданные книги в СССР с грифами учебников и учебных пособий [8–12] и справочники [13–15] отстают от сегодняшних проблем силовой электроники еще дальше, чем книги «для неспециалистов». Частично несовременность учебной литературы центральных издательств компенсирова-

лась недостающей информацией по отдельным вопросам силовой электроники из научных изданий монографического характера (см. библиографические списки в указанной учебной литературе), но и здесь в последнее десятилетие из-за известного общего «провала» практически нечего использовать для учебных целей.

Автором неоднократно предпринимались определенные шаги на региональном уровне по изданию учебной [16–20] и научной [21] литературы, поддержанной компьютерными моделями устройств силовой электроники в рамках лабораторных работ [22–24] и баз данных [25]. Ряд учебных пособий и методических руководств к практическим и лабораторным занятиям был написан коллегами кафедры промэлектроники, работающими по отдельным дисциплинам цикла «Силовая электроника» [26–34]. Но сегодня этих изданий также недостаточно для решения рассматриваемой проблемы. К тому же для категории обучающихся, условно определяемых здесь как «неспециалисты» по силовой электронике, учебные пособия даже на региональном уровне кафедрой не издавалось.

Таким образом, очевидно наличие актуальной проблемы обеспечения современной учебной литературой по дисциплине «Силовая электроника».

Концептуальной основой инверсного подхода к изложению учебного материала, заключенного в парадигме учебник «для неспециалистов», учебное пособие «для специалистов», является то положение, что глубина его определяется принятой степенью точности математической модели изучаемых систем. Начав с элементарных идеализированных моделей, легко получить простые аналитические соотношения, прозрачные по содержательному смыслу, для базовых изучаемых систем, знание которых необходимо и для неспециалистов, и для специалистов. Затем последовательно по мере усложнения математической модели рассматриваются более углубленные теории изучаемой системы. На этом пути от общего простого до специального сложного каждый обучающийся достигнет своей вершины. При этом для каждого уровня формальной учебной аттестации из четырех указанных выше необходимо отметить минимально допустимые высоты восхождения.

Использованный подход (четыре уровня подготовки обучающихся в одном учебном издании – «четыре в одном») имеет следующие условные разграничения между уровнями. Материал «для неспециалистов» набран обычным шрифтом, материал «для специалистов» выделен шрифтом рубленым. Для первого уровня подготовки «неспециа-

листов» из приведенных аналитических соотношений необходимо знать только те, которые отмечены жирными номерами формул, а для второго уровня – иметь представление и об остальных соотношениях.

Для третьего уровня подготовки («специалисты» инженерного профиля) необходимо освоить материал всего пособия с умением его использования, кроме, может быть, разделов, отмеченных звездочками. Для четвертого уровня подготовки («специалист» научно-исследовательского профиля) дополнительно необходимо освоить разделы теории, контрольные вопросы и упражнения, отмеченные звездочками, а также ознакомиться с тем специальным материалом, на который имеются библиографические ссылки по ходу изложения. Отбор материала для учебника и его изложение сделаны на основе ГОСов (государственных образовательных стандартов) соответствующих специальностей. Если ранжировать изучающих предмет по единой шкале, то на первом уровне изучения требуется «иметь представление» о предмете, на втором – «знать» его, на третьем – «уметь» его применять, на четвертом – «владеть» материалом.

Структура настоящего издания такова. В первой главе дана концепция анализа устройств силовой электроники. Методология системного анализа кратко изложена в разделе 1.1, подробно см. [35] и опыт применения к вентильным преобразователям в [19]. Основные критерии качества электромагнитных процессов и устройств приведены в разделе 1.2. Набор элементов базовых ячеек приведен в разделе 1.3, а сами базовые ячейки вентильных преобразователей, на которые может быть разделена любая сложная преобразовательная система, – в разделе 1.4. Методы расчета показателей качества с более подробным описанием прямого метода расчета рассмотрены в разделе 1.5. Это общая методология для системного исследования вентильных преобразователей, излагаемых в остальных разделах учебника.

В главах 2 и 3 сделан системный анализ выпрямителя и зависимого инвертора, т. е. систем для преобразования переменного тока в постоянный и, наоборот, постоянного тока в переменный. В разделе 2.1 процедура анализа конкретизирована для выпрямителя, а вся глава 2 посвящена анализу базовых схем выпрямителей, выполненных на идеальных элементах. Глава 3 посвящена анализу процессов в обобщенном вентильном преобразователе с естественной коммутацией (выпрямителе и зависимом инверторе) с учетом реальных параметров схемы, т. е. нацелена на получение общих закономерностей управляе-

мого выпрямления и обратного ему процесса – зависимого инвертирования.

Нумерация рисунков и формул внутри главы трехпозиционная, включающая номер главы, номер раздела и номер рисунка или формулы соответственно. Технические термины силовой электроники, собранные в предметном указателе в конце книги, выделены в тексте курсивом.

Автор, являющийся поклонником поэзии А. С. Пушкина, помня к тому же слова Н. В. Гоголя: «...Пушкин есть явление чрезвычайное и, может быть, единственное явление русского духа: это русский человек в его развитии, в каком он, может быть, явится через двести лет.», в год 200-летнего юбилея со дня рождения поэта не мог по-своему не откликнуться на это событие. Свидетельством тому – строки его поэзии, взятые в качестве эпиграфов к соответствующим разделам учебника.

Учитывая первый опыт подобного построения учебника, автор с благодарностью рассмотрит все замечания и предложения и наиболее конструктивные из них учтет с указанием на первоисточник в последующих книгах, если этот подход себя оправдает и повлечет за собой переиздания. Применительно к данному изданию автор выражает благодарность аспиранту М. Ганину, магистранту М.Фролову и особенно студенту И. Проскуруину за помощь в оформлении многочисленных рисунков пособия, а старшему лаборанту Л. А. Ларичевой – за высокопрофессиональную печать с рукописи.

Во второй части пособия с подобных позиций будет выполнен анализ всех остальных видов базовых ячеек. Третья часть будет посвящена сложным преобразовательным системам, состоящим из композиции базовых ячеек.

1. НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИССЛЕДОВАНИЯ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Цели нет передо мною
Сердце пусто, празден ум...

О, сколько нам открытий чудных
Готовит просвещения дух...

А. С. Пушкин

1.1. МЕТОДОЛОГИЯ СИСТЕМНОГО ПОДХОДА К АНАЛИЗУ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Задачи изучения основ силовой электроники прежде всего опираются на анализ базовых типов этих устройств, т. е. на установление свойств устройств в функции их параметров. Классическая методология обучения индуктивного характера предполагает при этом движение от частного к общему, от простого к сложному. Но по мере усложнения изучаемых устройств появляется необходимость регуляризации «здорового смысла» при анализе, позволяющей проводить однотипное по подходу и эффективное по результату исследование любых сложных устройств заданного назначения. Такой подход к исследованию, интенсивно развиваемый в предшествующие несколько десятилетий, получил название *системного подхода*. Он характеризуется следующими признаками:

1) установлением границ исследуемой системы заданного назначения как целого, т. е. выделением системы из окружающей ее среды, рассматриваемой как подсистема;

2) определением целей системы, критериев качества ее функционирования и методов их расчета;

3) декомпозицией системы на составные части или подсистемы, которые на более низком уровне иерархии тоже рассматриваются как подсистемы, точно так же, как сама исследуемая система является частью надсистемы;

4) изучением системы во всех требуемых целевым назначением аспектах с учетом всех значимых связей как между частями системы одного уровня, так и между различными уровнями.

Прежний классический, досистемный подход к исследованию основывался на том, что свойства целого (системы) в большей степени определяются свойствами составляющих его элементов (подсистем). Сис-

темный же подход основывается на другой парадигме: система не детерминируется однозначно совокупностью элементов и не сводится к ним, а, наоборот, элементы детерминируются целым, в рамках которого они и получают свое функциональное назначение; при этом у системы в целом появляются новые свойства, отсутствующие у ее элементов.

Применительно к изучаемым в курсе устройствам силовой электроники указанные четыре принципа системного подхода заключаются в следующем.

Во-первых, рассматривается не само по себе устройство преобразования электрической энергии из одного вида в другой, а в совокупности с источником питания на входе и нагрузкой (потребителем) на выходе. Эта триада и составляет систему для исследования. Кроме того, выявляются все виды полупроводниковых устройств преобразования электрической энергии в соответствии с их назначением.

Во-вторых, определяется необходимый набор критериев качества создания и функционирования устройств силовой электроники (в рамках данного курса для энергетиков – энергетических критериев качества устройств и их режимов работы) и рассматриваются существующие методы их расчета.

В-третьих, производится декомпозиция устройств силовой электроники для упрощения анализа на функциональном и структурном уровнях. В общем случае любое преобразовательное устройство должно реализовать совокупность следующих функциональных операций:

- собственно преобразования рода тока;
- регулирования параметров преобразованной энергии (постоянной составляющей в цепях постоянного тока, первой гармоники в цепях переменного тока);
- согласования уровней напряжения источника питания и нагрузки преобразователя;
- потенциальной изоляции (при необходимости) источника питания и нагрузки;
- электромагнитной совместимости преобразователя с источником питания и нагрузкой.

Первые две операции в устройствах силовой электроники реализуются посредством полупроводниковых управляемых вентилях, следующие две – посредством трансформатора на входе, внутри или на выходе устройства, а последняя операция – с помощью пассивных (LC) или активных (управляемая генерация напряжения или тока требуемой формы) фильтров.

Структурная декомпозиция устройств силовой электроники будет выполняться на двух уровнях. На верхнем уровне сложная преобразовательная система разделяется на совокупность элементарных базовых ячеек, характеризующихся однократностью преобразования вида электрической энергии (например, переменный ток – постоянный ток). На нижнем уровне элементарные базовые преобразователи рассматриваются как совокупность трансформатора, вентильного комплекта, фильтров, системы управления.

В-четвертых, принцип системного подхода к исследованию устройств силовой электроники в соответствии с целевым назначением курса будет реализовываться здесь только в энергетическом аспекте. При этом будет три уровня анализа электромагнитных процессов в исследуемых устройствах в соответствии с тремя **уровнями допущений** при анализе.

- При первом уровне анализа все элементы преобразователя – идеальные (без потерь), питающая сеть – источник бесконечной мощности (тоже без потерь внутри источника), нагрузка также идеализирована. Процедура анализа элементарна.

- При втором уровне анализа учитываются реальные параметры элементов преобразовательного устройства и питающей сети, нагрузка преобразователя остается идеализированной. Процедура анализа остается простой и аналитической.

- При третьем уровне анализа все элементы триады: питающая сеть – преобразователь – нагрузка замещаются моделями с реальными параметрами элементов. Процедура анализа заметно усложняется, и не всегда возможно обойтись без средств вычислительной техники.

Такой подход позволяет наращивать мощность анализа по мере роста понимания курса и углубления исследования, обеспечивая в то же время вложенность результатов низких уровней анализа как частных случаев в результаты более высоких уровней анализа. Это, в свою очередь, позволяет просто проследить влияние учета реальных параметров отдельных элементов системы на характеристики системы.

В соответствии с этой процедурой системного подхода построено и изложение материала, схематически показанное в табл. 1.1.1. Последовательность прохождения курса определяется содержанием ячеек таблицы, сканируемой по строкам слева направо.

В соответствии с четырьмя приведенными выше этапами системного анализа в третьей колонке таблицы представлены эти действия применительно к изучаемым объектам – устройствам силовой элек-

троники. Во второй колонке таблицы представлена та требуемая предварительная информация, на которую опираются эти действия. В четвертой колонке таблицы представлены получаемые результаты от обучающих действий на соответствующем этапе системного анализа, усвоение которых проверяется контрольными вопросами и упражнениями по каждой главе. Контрольные вопросы и упражнения, отмеченные звездочками, имеют повышенную трудность и предназначены, как правило, «для специалистов» по силовой электронике (третий и четвертые уровни изложения материала, в соответствии с условной квалификацией обучающихся, приведенной в предисловии).

Таблица 1.1.1

Номер этапа	Характеристика этапа			
	Требуемые знания на этапах	Содержание этапов системного анализа	Результаты анализа на этапе	Контроль обучения
1	Методология системного анализа	Формулирование проблемы	Общий облик целедостигающей системы, ее подсистем	Контрольные вопросы, упражнения
2	Системы критериев качества процессов и устройств и методы их расчета	Декомпозиция системы, цели и анализ критериев их достижения	Дерево целей, выбранные критерии	Контрольные вопросы, упражнения
3	Иерархия математических моделей элементов. Процедуры анализа	Определение набора базовых ячеек систем преобразования и их анализ	Свойства базовых ячеек. Рекомендации по их применению	Контрольные вопросы, упражнения
4	Методы математического моделирования сложных систем	Композиция свойств системы из свойств ячеек	Свойства целостной системы. Рекомендации по композиции	Контрольные вопросы, упражнения, пример расчета

1.2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Энергетическая эффективность преобразования электрической энергии в устройствах силовой электроники характеризуется энергетическими показателями электромагнитных элементов и устройства в целом, определение которых и составляет **цель этого раздела**.

1.2.1. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ

Важнейшими из этих показателей являются следующие.

1. Коэффициенты преобразования устройства по напряжению и току соответственно

$$K_{\text{н.п}} = \frac{U_{\text{в.п.}}}{U_{\text{вх.п}}}, \quad K_{\text{т.п}} = \frac{I_{\text{в.п.}}}{I_{\text{вх.п}}} \quad (1.2.1)$$

Они определяются в режимах, соответствующих максимально возможному напряжению на выходе преобразователя, т. е. при отсутствии его регулирования, для полезных составляющих напряжения и тока. В цепях переменного тока полезными составляющими, переносящими активную мощность, являются как правило, первые гармоники напряжения и тока, а в цепях постоянного тока – средние значения напряжения и тока.

2. Коэффициент искажения тока (аналогично и для напряжения)

$$v_I = \frac{I_{(1)}}{I}, \quad (1.2.2)$$

где $I_{(1)}$ – действующее значение первой гармоники тока, I – действующее значение тока.

3. Коэффициент гармоник тока (коэффициент несинусоидальности $K_{\text{нс}}$)

$$K_{\text{г.т}} = \frac{I_{\text{в.г.}}}{I}, \quad (1.2.3)$$

где $I_{\text{в.г.}}$ – действующее значение высших гармоник тока (отличных от первой гармоники).

Эти два коэффициента очевидным образом связаны между собой.

$$v_I = \frac{I_{(1)}}{I} = \frac{I_{(1)}}{\sqrt{I_{(1)}^2 + I_{\text{в.г.}}^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{I_{\text{в.г.}}}{I_{(1)}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + K_{\text{г.т}}^2}}, \quad (1.2.4)$$

откуда

$$K_{Г.Т} = \sqrt{\frac{1}{v_I^2} - 1} \quad (1.2.5)$$

4. Коэффициент сдвига тока относительно напряжения по первой гармонике.

$$\cos \varphi_{(1)} = \frac{P_{(1)}}{\sqrt{P_{(1)}^2 + Q_{(1)}^2}}, \quad (1.2.6)$$

где $P_{(1)}$ – активная мощность в цепи, создаваемая первыми гармониками напряжения и тока;

$Q_{(1)}$ – реактивная мощность сдвига в цепи, создаваемая первыми гармониками напряжения и тока.

5. Коэффициент мощности

$$\chi = \frac{P}{S}, \quad (1.2.7)$$

где P – активная мощность;

S – полная мощность.

В случае цепи с синусоидальным напряжением и несинусоидальным током

$$\chi = \frac{P_{(1)}}{S} = \frac{EI_{(1)} \cos \varphi_{(1)}}{EI} = v_I \cos \varphi_{(1)}. \quad (1.2.8)$$

6. Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}. \quad (1.2.9)$$

В случае идеализированного преобразователя в рамках первого уровня анализа (отсутствие потерь мощности в элементах преобразователя) из (1.8) следует соотношение между коэффициентами сдвига тока входной и выходной цепей преобразователя.

$$\begin{aligned} P_{\text{ВЫХ}} &= P_{\text{ВХ}}, & U_{(1)\text{ВЫХ}} I_{(1)\text{ВЫХ}} \cos \varphi_{(1)\text{ВЫХ}} &= U_{(1)\text{ВХ}} I_{(1)\text{ВХ}} \cos \varphi_{(1)\text{ВХ}}, \\ \cos \varphi_{(1)\text{ВХ}} &= K_{\text{Н.П}} K_{\text{Т.П}} \cos \varphi_{(1)\text{ВЫХ}}. \end{aligned} \quad (1.2.10)$$

7. Энергетический коэффициент полезного действия

$$\eta_{\text{Э}} = \frac{P_{\text{вых}}}{S_{\text{вх}}} = \frac{P_{\text{вх}}}{S_{\text{вх}}} \cdot \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \chi \eta. \quad (1.2.11)$$

8. Коэффициент пульсаций для цепей постоянного тока

$$K_{\text{П}} = \frac{X_{\text{max}}}{X_{\text{ср}}}, \quad (1.2.12)$$

где X_{max} – амплитуда данной (обычно первой) гармонической составляющей напряжения (тока),

$X_{\text{ср}}$ – среднее значение напряжения (тока).

Расширение традиционной системы показателей качества процессов будет сделано в разделе 1.5.3. введением *интегральных коэффициентов гармоник*.

В тех случаях, когда с помощью вентильного преобразователя создается автономная система электроснабжения (борт судна, самолета, наземного транспортного средства), набор показателей качества электроэнергии и их числовые значения определяются соответствующими государственными и отраслевыми стандартами, аналогично тому, как качество электрической энергии в электрических сетях общего пользования должно соответствовать государственному стандарту ГОСТ 13109-87.

Для расчета энергетических показателей процессов необходимо знать:

- действующие значения первых гармоник напряжения и тока цепи и угол сдвига между ними;
- действующие значения напряжения и тока;
- действующие значения высших гармоник напряжения и тока;
- активную и реактивную мощности цепи.

Их можно рассчитать одним из трех методов: 1) интегральным, 2) спектральным, 3) прямым (см. раздел 1.5).

1.2.2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ УСТРОЙСТВА И УСТРОЙСТВА В ЦЕЛОМ

За энергетические показатели качества использования элементов преобразовательного устройства рационально принять их относительные (к активной мощности нагрузки) установленные (типовые) мощности.

Установленная мощность двухобмоточного трансформатора рассчитывается как половина суммы произведений действующих значений напряжения (определяет сечение магнитопровода заданного вида и число витков обмотки) и тока (определяет сечение провода обмотки) для каждой обмотки

$$S_T^* = \frac{S_T}{P_H} = \frac{U_1 I_1 + U_2 I_2}{2P_H}. \quad (1.2.13)$$

Установленная мощность реактора в цепи переменного тока рассчитывается, как и мощность трансформатора, с коэффициентом 0,5 из-за наличия только одной обмотки

$$S_L^* = \frac{S_L}{P_H} = \frac{1}{2} \frac{U_L I_L}{P_H} \quad (1.2.14)$$

Реактор в цепи постоянного тока характеризуется уже запасенной энергией при заданной частоте и уровне пульсаций тока

$$W = LI^2.$$

Установленная (реактивная) мощность конденсатора в цепи синусоидального напряжения (по отношению к активной мощности цепи) рассчитывается как произведение действующих значений напряжения и тока конденсатора, а при наличии высших гармоник в токе величина их ограничивается в зависимости от их частоты.

$$Q_C^* = \frac{Q_C}{P_H} = \frac{U_C I_C}{P_H}. \quad (1.2.15)$$

Конденсатор в цепи постоянного напряжения характеризуется запасенной энергией CU^2 при заданном уровне и частоте пульсаций напряжения (уровне высших гармоник напряжения).

$$W_c = CU^2$$

Для соотнесения энергетических показателей элементов цепи переменного тока, выраженных в единицах мощности, с энергетическими показателями элементов цепи постоянного тока, выраженными в единицах энергии, можно использовать их условное приведение. Для

этого или первые показатели необходимо поделить на круговую частоту переменного напряжения ω или вторые показатели умножить на эту частоту.

Установленная мощность неполностью управляемых клапанов (тиристоров) определяется так:

$$S_B = nI_a U_{b \max},$$

где n – число клапанов.

Установленная мощность полностью управляемых клапанов определяется уже не через среднее значение анодного тока клапана I_a , а через максимальное:

$$S_B = nI_{a \max} U_{b \max}.$$

По рассчитанным установленным мощностям элементов и известному их конструктивному исполнению можно определить удельные весовые, габаритные, стоимостные показатели и удельные показатели потерь активной мощности в элементах.

О с н о в н ы е

1. Показатель удельной массы устройства [кг/кВА]

$$M_s = \frac{M}{S}, \quad (1.2.16)$$

где M – масса устройства, кг

S – установленная (полная) мощность, кВА.

2. Показатель удельного объема устройства [дм³/кВА]

$$V_s = \frac{V}{S}, \quad (1.2.17)$$

где V – объем устройства, дм³.

Показатель удельной стоимости устройства [у.е./кВА]

$$C_s = \frac{C}{S}, \quad (1.2.18)$$

где C – стоимость устройства, у.е.

По этим показателям могут быть вычислены:

показатель удельного веса устройства [кГ/дм³]

$$M_V = \frac{M}{V} = \frac{M_S}{V_S}, \quad (1.2.19)$$

показатель стоимости единицы массы [у.е./кГ]

$$C_M = \frac{C}{M} = \frac{C_S}{M_S} \quad (1.2.20)$$

показатель стоимости единицы объема [у.е./дм³]

$$C_V = \frac{C}{V} = \frac{C_S}{V_S} \quad (1.2.21)$$

Д о п о л н и т е л ь н ы е

Показатель удельных потерь в единице объема [Вт/дм³]

$$\Delta P_V = \frac{\Delta P}{V} \quad (1.2.22)$$

Показатель удельных потерь в единице массы [Вт/кГ]

$$\Delta P_M = \frac{\Delta P}{M} \quad (1.2.23)$$

Показатели удельных потерь на единицу мощности (полной или реактивной) [Вт/кВА] или [Вт/кВАр]:

– для реактивных элементов в цепях переменного тока

$$\Delta P_S = \frac{\Delta P}{S} \quad \text{или} \quad \Delta P_Q = \frac{\Delta P}{Q}; \quad (1.2.24)$$

– для реактивных элементов в цепях постоянного тока.

$$\Delta P_W = \frac{\Delta P}{W}. \quad (1.2.25)$$

Удельные показатели связаны между собой следующими очевидными соотношениями:

$$\Delta P_M = \frac{\Delta P_S}{M_S}, \quad (1.2.26)$$

$$V_S = \frac{M_S}{M_V}, \quad (1.2.27)$$

$$\Delta P_V = \Delta P_M M_V = \frac{\Delta P_S M_V}{M_S}. \quad (1.2.28)$$

Наличие трех уравнений связи между показателями свидетельствует о том, что из шести перечисленных показателей только три являются независимыми, а три других могут быть вычислены по приведенным уравнениям связи.

Числовые значения удельных показателей для российской элементной базы силовой электроники (вентили, трансформаторы, реакторы, конденсаторы) приведены в пособии [25]. Оценку массогабаритных и стоимостных показателей устройства можно сделать еще на стадии расчета электромагнитных параметров элементов схемы преобразователя, зная значения удельных конструктивных показателей элементов. Другой путь получения этих показателей – расчет их по конструктивным данным готовых преобразовательных агрегатов, приведенных в справочниках [13, 36, 37].

1.3. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Целью данного раздела является знакомство с электрическими параметрами элементов силовой электроники, из которых, в соответствии с принципиальной схемой вентиляльного преобразователя, конструируются конкретные устройства силовой электроники.

1.3.1. СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Все рассмотренные преобразователи, изучаемые в курсе «Основы силовой электроники», выполняются на силовых полупроводниковых вентилях: неуправляемых (диодах) и управляемых (тиристоры, транзисторы). Управляемые вентили разделяются на два класса:

- 1) вентили с неполным управлением;

2) вентили с полным управлением.

1.3.1.1. Вентили с неполным управлением

Вентили с неполным управлением характеризуются тем, что переход их из состояния «выключено» в состояние «включено» возможен путем хотя бы кратковременного воздействия маломощным сигналом по цепи управления при условии наличия на вентиле прямого напряжения, т. е. напряжения такой полярности, при которой вентиль может пропускать ток через себя. Переход же вентиля из состояния «включено» в состояние «выключено», т. е. запираение вентиля и прекращение протекания прямого тока через него, возможно только при смене полярности напряжения на вентиле (обратное напряжение) по силовой цепи, а не в результате воздействия по цепи управления. Таким образом, *неполная управляемость* означает, что вентиль можно включить воздействием по цепи управления, но невозможно выключить воздействием по управлению, а требуется сменить полярность напряжения на вентиле на обратную.

Вентили с полным управлением характеризуются тем, что как включение, так и выключение (запираение) их возможно путем воздействия маломощными сигналами по цепи управления при наличии на вентиле прямого напряжения.

Главными представителями неполностью управляемых вентилях являются *тиристоры* – четырехслойные $p-n-p-n$ – полупроводниковые приборы с анодом А (крайняя p -область), катодом К (крайняя n -область) и управляющим электродом УЭ (внутренняя область) и *симисторы* – пятислойные $p-n-p-n-p$ – полупроводниковые приборы, которые можно представить в виде комбинации двух встречно-параллельно включенных четырехслойных (тиристорных) $p-n-p-n$ – структур. На рис. 1.3.1 приведены схемное обозначение тиристора и его вольт-амперная характеристика. На рис. 1.3.2 показаны схемное обозначение симистора (*симметричного тиристора, триака*) и его вольт-амперная характеристика.

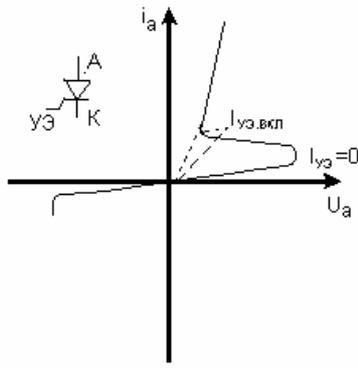


Рис. 1.3.1

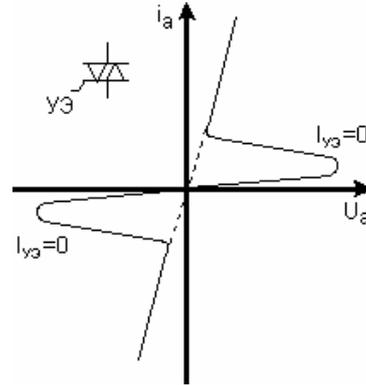


Рис. 1.3.2

Основными параметрами тиристоров, определяющими возможности их использования в различных конкретных схемах преобразователей, являются следующие:

- *среднее значение анодного тока тиристора I_a* , по которому он маркируется заводом-изготовителем исходя из уровня допустимых потерь активной мощности (выделения тепла) в вентиле при прохождении прямого тока. Испытательный ток вентиля при их производстве имеет вид полуволны синусоиды в каждом периоде сетевого напряжения (50 Гц). При этом *коэффициент амплитуды* такого тока $K_a = \pi$ (отношение амплитуды тока к среднему значению), *коэффициент формы* $K_\phi = \pi/2$ (отношение действующего значения тока к среднему). Тиристоры выпускаются на средний ток от 1 А до нескольких тысяч ампер;

- *ток удержания $I_{уд}$* , минимальное значение прямого тока тиристора в случае отсутствия управления, когда тиристор еще остается проводящим. При снижении анодного тока ниже этого значения тиристор переходит в закрытое состояние;

- *максимально допустимое прямое и обратное напряжения U_{max}* на вентиле, которое он должен выдерживать без пробоя. Маркируется в виде класса вентиля по напряжению (бывают вентиля от 1 до 50 классов), умножение которого на 100 определяет максимально допустимое напряжение;

- *время восстановления управляющих свойств тиристора $t_{\text{в}}$* , которое определяется как минимально необходимая продолжительность приложения к вентилю обратного напряжения (при его выключении) после прохождения прямого тока, в течение которого он восстанавливает свои запирающие свойства и к нему снова можно приложить максимальное прямое напряжение. Современные тиристоры имеют времена восстановления примерно от десяти микросекунд (для высокочастотных тиристоров) до двухсот микросекунд (для низкочастотных тиристоров);

- *заряд восстановления тиристора $Q_{\text{в}}$* , полный заряд (накопленный в вентиле при прохождении прямого тока), вытекающий из вентиля при переходе его из состояния проводимости прямого тока в состояние появления на вентиле обратного напряжения;

- *амплитуда обратного тока вентиля I_{bmax}* , обусловленного выводом заряда восстановления $Q_{\text{в}}$ из вентиля в момент спада до нуля прямого тока вентиля (при выключении) с определенной скоростью di/dt :

$$I_{\text{bmax}} = \sqrt{2Q_{\text{в}} \left(-\frac{di}{dt} \right)}; \quad (1.3.1)$$

- *предельная скорость нарастания прямого напряжения на вентиле*, при превышении которой возможно включение тиристора в прямом направлении даже при отсутствии управления из-за появления сигнала-помехи в цепи его управляющего электрода, «просачивающегося» через паразитную емкость между ним и анодом тиристора. Обычно эта скорость ограничена от ста до тысячи вольт в микросекунду для различных типов тиристоров;

- *предельная скорость нарастания прямого тока тиристора при его включении*, связанная с неоднородным распределением тока по площади p - n перехода тиристора, что может привести к локальному повреждению (прожиганию) p - n перехода. Обычно эта величина ограничивается изготовителем на уровне от нескольких десятков до нескольких сотен ампер в микросекунду;

- *предельная частота импульсов прямого тока вентиля*, до которой вентиль может работать без снижения допустимого среднего значения анодного тока. Для низкочастотных тиристоров и диодов эта величина равна 400 Гц, для высокочастотных – до 10...20 кГц;

- *время включения $t_{\text{вкл}}$ и время выключения $t_{\text{выкл}}$* полупроводникового вентиля характеризуют соответственно время перехода вентиля

из выключенного состояния во включенное и из включенного состояния в выключенное;

- *параметры сигнала управления в цепи управляющего электрода тиристора*, обеспечивающие его надежное включение: *напряжение управления* U_{y3} (несколько вольт), *ток управления* I_{y3} (доли ампера), *скорость нарастания тока управления* dI_{y3}/dt (1–2 А/мксек), *минимальная длительность импульса управления* (20...100 мксек). При этом мощность сигнала управления в тысячи раз меньше мощности, переключаемой тиристором в анодной цепи;

- *напряжение отсечки спрямленной вольт-амперной характеристики вентиля в прямом направлении* ΔU_0 и его *динамическое сопротивление* $R_{дин}$. На рис. 1.3.3 показаны реальная нелинейная и кусочно-линейная модельная (упрощенная) вольт-амперные характеристики вентиля в прямом направлении. Значение напряжения отсечки для кремниевых вентилях равно около 1 В, значение динамического сопротивления обратно пропорционально номинальному среднему значению анодного тока вентиля I_a и меняется в диапазоне от долей ома для маломощных тиристоров до тысячных долей ома для мощных тиристоров, имея порядок $1/I_a$ [Ом].

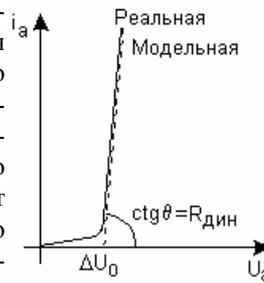


Рис. 1.3.3

Эти параметры определяют потери активной мощности в вентиле при прохождении прямого тока, что вызывает разогрев полупроводниковой структуры;

- *тепловое сопротивление вентиля* характеризует его способность отводить тепло от места его выделения, т. е. *p-n* перехода, и определяется как отношение перепада температуры между двумя средами ΔT на единицу рассеиваемой в вентиле мощности ΔP_v [град/Вт]. Значимы прежде всего три тепловых сопротивления вентиля: *p-n* переход – корпус вентиля $R_{пк}$, *p-n* переход – охладитель $R_{по}$, *p-n* переход – окружающая среда $R_{нс}$. Разным способом охлаждения вентиля соответствуют разные тепловые сопротивления, через которые определяется предельная мощность потерь в вентиле (предельное среднее значение анодного тока вентиля), исходя из максимально допустимой температуры *p-n* перехода (для кремниевых диодов – 150 °С, для кремниевых тиристоров – 110...120 °С);

• *защитный показатель* $\int i^2 dt$ есть значение временного интеграла от квадрата ударного прямого тока, появляющегося при аварии, при превышении которого вентиль разрушается. В соответствии с этим показателем, чем больше значение аварийного прямого тока через вентиль, тем меньше должна быть его длительность.

1.3.1.2. Вентили с полным управлением

Вентили с полным управлением характеризуются тем, что их можно отпереть и запереть при наличии на них прямого напряжения воздействием только по цепи управления.

Основными представителями вентилях с полным управлением являются *запираемые (двухоперационные) тиристоры 3Т* (в зарубежном обозначении GTO – Gate Turn Off) и силовые транзисторы (*биполярные, полевые и комбинированные*, так называемые *биполярные транзисторы с изолированным затвором*, обозначаемые IGBT – Isolated Gate Bipolar Transistor).

1.3.1.2.1. Запираемые тиристоры

Запираемые (двухоперационные) тиристоры отличаются от обычных (однооперационных) тиристоров тем, что их можно запереть подачей короткого, но мощного импульса тока обратной полярности, в цепь управляющего электрода тиристора. Большая величина этого импульса тока определяется тем, что коэффициент усиления по току при запираии тиристора невысок, обычно не более 4–5. Поэтому для запираемого тиристора важно не среднее значение прямого тока, а его максимальное (мгновенное) значение, по которому и маркируются запираемые тиристоры. Достигнутые предельные параметры запираемых тиристоров за рубежом: по прямому току до 2,5 кА, на напряжении – до 4 кВ, по частоте переключения – до 1 кГц, по коэффициенту усиления по току выключения – до 3–5. Условное обозначение GTO-тиристора показано на рис. 1.3.4, а.

В последние годы GTO-тиристоры были модифицированы и создан новый тип прибора – *тиристор, коммутуруемый по управляющему электроду* (GCT - Gate Commutated Thyristor или IGCT - Integrated Gate Commutated Thyristor). В них за счет того, что весь ток включе-

ния/выключения коммутируется через управляющий электрод, почти

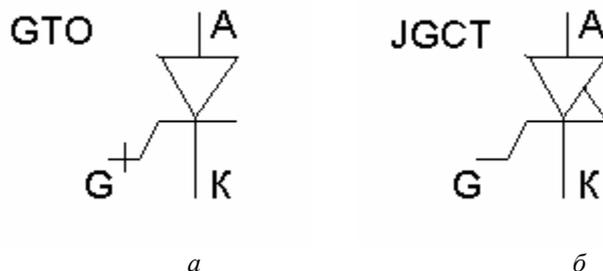


Рис. 1.3.4

на порядок сокращаются времена коммутации, а значит, и коммутационные потери. Это позволило сегодня уже создать IGCT на 3 кА, 3,5 кВ. При этом для этого тиристора в отличие от GTO-тиристора, не требуется применения *снабберов* – специальных внешних цепей, формирующих траекторию рабочей точки при выключении тиристора. В простейшем случае это конденсатор, ограничивающий скорость нарастания прямого напряжения на тиристоре при его выключении. Последовательно с конденсатором включается небольшое активное сопротивление для ограничения тока конденсатора. Условное обозначение IGCT-тиристора показано на рис.1.3.4, б.

Продолжаются также разработки запираемых тиристорov с полевым управлением (без потребления тока) - МСТ (MOS Controlled Thyristor), которые в связи с простотой управления потеснят GTO-тиристоры при условии сопоставимости их предельных электрических параметров.

1.3.1.2.2. Транзисторы

Принципиальным отличием транзисторов от запираемых и обычных тиристорov, включаемых и выключаемых короткими импульсами управления, является то, что в них необходимо наличие сигнала управления на все время прохождения через транзистор прямого тока. Предельные электрические параметры транзистора, определяющие возможности его применения в устройствах силовой электроники, зависят от типа транзистора.

Биполярные транзисторы (ВРТ). Эти транзисторы представляют собой трехслойные полупроводниковые структуры $p-n-p$ и $n-p-n$ типов, в которых имеется два $p-n$ перехода: база – эмиттер и база – коллектор.

Биполярный транзистор позволяет за счет изменения тока базы $p-n$ перехода база – эмиттер, смещенного в прямом направлении, управлять в десятки раз большим током, текущим через выходной переход база – коллектор, смещенный в обратном направлении. Так как обратное напряжение на коллекторном (выходном) переходе может быть также в десятки раз больше прямого напряжения на входном переходе база – эмиттер, то получается и большое усиление в транзисторе по напряжению, а значит, очень большое (в сотни и тысячи раз) усиление по мощности.

Условное обозначение и выходные ВАХ биполярного транзистора представлены в строке 1 табл. 1.3.1.

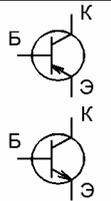
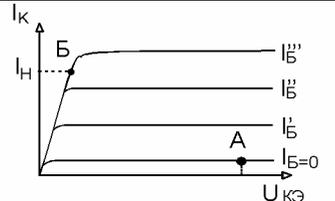
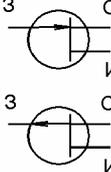
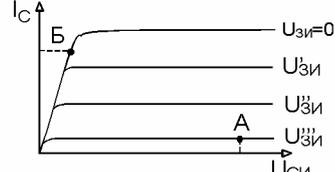
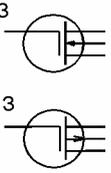
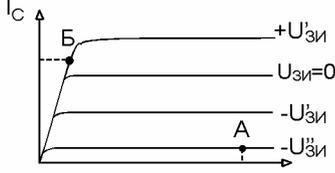
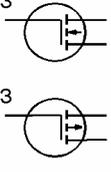
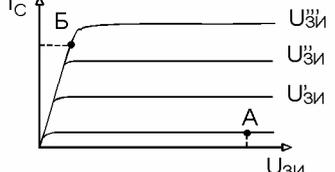
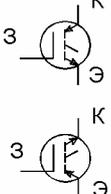
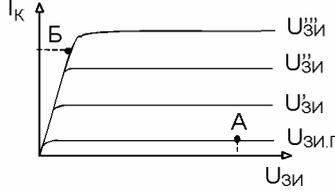
Эта возможность транзистора при работе в ключевом (как тиристор) режиме позволяет использовать его в устройствах силовой электроники для управления потоками энергии с целью их преобразования. Ключевой режим работы транзистора обеспечивается соответствующим управлением. В закрытом состоянии транзистора ток базы делается равным нулю (точка А на выходных характеристиках), т. е. ключ разомкнут; при этом пренебрегаем малым неуправляемым током коллектора на нижней ВАХ. В открытом состоянии транзистора ток базы устанавливается не меньше такого уровня i_b^m , чтобы рабочая точка транзистора с заданной внешней цепью величиной тока нагрузки i_n была в положении Б, соответствующем наименьшему возможному напряжению на транзисторе при этом токе, для уменьшения потерь мощности в транзисторе.

Промышленность выпускает силовые биполярные транзисторы на токи до сотен ампер с напряжением в сотни вольт и с максимальными частотами переключения при этом до единиц килогерц. Основные недостатки биполярных транзисторов связаны с заметными затратами мощности на управление (управление током по базе) и с недостаточным быстродействием, определяющим скорость перехода рабочей точки транзистора из положения А в положение Б и обратно.

Полевые транзисторы. В отличие от биполярных транзисторов, работающих с двумя типами носителей тока – электронами и дырками, полевые транзисторы используют один (униполярный) тип носителей тока. Проводимость канала между истоком и стоком (определенные аналоги эмиттера и коллектора биполярного транзистора) модулирует-

ся с помощью электрического поля, прикладываемого с каналу в поперечном направлении с помощью третьего электрода – затвора (управляющего электрода). Канал может быть двух типов: *n*-типа или *p*-типа.

Т а б л и ц а 1.3.1

№ п.п.	Тип транзистора	Атрибуты	
		Обозначения	Выходная ВАХ
1	Биполярные р-р-р п-р-п		
2	Полевые (FET) р-п переходом канал n-типа канал p-типа		
3	Полевой МДП (MOS) - типа (с изолированным затвором) Со встроенным каналом n-типа p-типа		
	С индуцированным каналом n-типа p-типа		
4	Комбинированный (IGBT - транзистор) канал n - типа канал p - типа		

Условные обозначения полевых транзисторов с затвором в виде обратно смещенного p - n перехода и их выходные вольт-амперные характеристики (для канала n -типа) приведены в строке 2 табл. 1.3.1. Теперь уже управляющим параметром для выходных характеристик является напряжение на затворе (на входе транзистора), а не ток входа, как у биполярных транзисторов. Входная цепь полевого транзистора очень высокоомная и практически не потребляет ток, т. е. управление полевым транзистором происходит без затраты мощности. У полевого транзистора с каналом p -типа аналогичные свойства и характеристики, только у последних необходимо изменить полярности напряжений на стоке и затворе (относительно истока) на обратные.

Вторая разновидность полевых транзисторов – *транзисторы с изолированным затвором*. В этих транзисторах затвор отделен от канала тонкой диэлектрической пленкой и поэтому во входной цепи транзистора тока нет даже теоретически. Кроме того, такое отделение затвора от канала позволяет выполнять канал в двух вариантах: в виде встроенного (конструктивного) или в виде индуцированного (наведенного при протекании тока) канала p -типа или n -типа. Условные обозначения таких транзисторов и выходные характеристики для канала n -типа приведены в строке 3 табл. 1.3.1. За рубежом эти транзисторы называются *MOSFET* или *FET транзисторами* (Metall - Oxide - Semiconductor - Field - Effect Transistor), что соответствует нашему обозначению МОП (МДП) транзистор (металл – окисел – полупроводник), где металл означает электрод затвора, окисел означает диэлектрик, отделяющий затвор от полупроводникового канала между истоком и стоком.

Основные достоинства полевых транзисторов – отсутствие затрат мощности на управление и высокое быстродействие в результате переноса тока в них носителями одного знака (основными носителями), в отличие от биполярных транзисторов, где ток в средней части прибора (базе) в основном переносится медленными неосновными носителями. Но по предельным значениям выходного напряжения и тока полевые транзисторы заметно уступают биполярным, что определяет нишу их использования в низковольтных устройствах силовой электроники с

высокими частотами процессов преобразования электрической энергии.

Комбинированные транзисторы. В последние годы появился комбинированный прибор, объединяющий конструктивно полевой транзистор с изолированным затвором (на входе) и биполярный транзистор (на выходе) и названный *биполярным транзистором с изолированным затвором* (БТИЗ) или *транзистором IGBT* (Isolated Gate Bipolar Transistor). Он имеет высокое входное сопротивление и не требует мощности на управление, как полевой транзистор. Параметры выходного напряжения и тока у него такие же, как у биполярного транзистора, т. е. значительно выше, чем у полевого. В соответствии с четырьмя типами полевых транзисторов с изолированным затвором возможны четыре типа IGBT транзисторов, условные обозначения которых и выходные вольт-амперные характеристики для транзистора с индуцированным каналом *n*-типа приведены в строке 4 табл. 1.3.1.

В настоящее время за рубежом выпускаются IGBT-транзисторы четвертого поколения с выходными токами до 1200 А и напряжением до 3500 В.

Особенностью всех типов транзисторов по сравнению с другим их «конкурентом» среди вентилях с полным управлением – ГТО тиристором является то, что транзисторам необходим на входе сигнал управления на все время протекания тока в выходной цепи прибора. Причем некоторые типы транзисторов, как это видно из выходных вольт-амперных характеристик в табл. 1.3.1, требуют наличия в цепи управления еще и источника постоянного напряжения для обеспечения запирающего транзистора в точках А соответствующей (нижней) вольт-амперной характеристики.

Для ГТО-тириستоров необходимы импульсы управления противоположной полярности в моменты отпирающего и запирающего прибора.

Области предпочтительного использования различных типов полупроводниковых вентилях в 1980–1990 гг и в 2000 г. представлены на диаграммах рис. 1.3.5 (по данным Chip News 1999, N1).

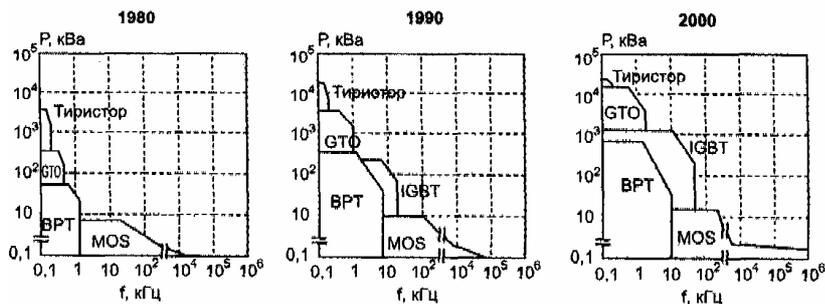


Рис. 1.3.5

Дальнейшим развитием полупроводниковой элементной базы устройств силовой электроники явилось создание в одном полупроводниковом кристалле или в одной гибридной конструкции, т. е. модуле, целых фрагментов устройств силовой электроники. Это или совокупность нескольких силовых полупроводниковых приборов, объединенных в схему типового устройства (силовая интегральная схема - СИС), или силовой элемент с устройством управления и защиты (Smart, Intelligent – интеллектуальная схема). Примеры таких модулей будут рассмотрены в соответствующих разделах.

Силовые полупроводниковые приборы, давшие жизнь новой электротехнической отрасли – полупроводниковой силовой электронике, являются главным элементом в базовых ячейках преобразователей электрической энергии. Для расширения возможностей ячеек преобразования, улучшения качества преобразования электрической энергии и обеспечения электромагнитной совместимости преобразователей с питающей сетью базовые ячейки по необходимости снабжаются дополнительными элементами – трансформаторами, реакторами, конденсаторами.

1.3.2. ТРАНСФОРМАТОРЫ И РЕАКТОРЫ

В отличие от широкой номенклатуры силовых полупроводниковых приборов, насчитывающей многие тысячи разновидностей, отличающихся типом и параметрами, номенклатура трансформаторов промышленного изготовления для полупроводниковых преобразователей значительно скромнее. Это связано с ограниченным рядом значений промышленных напряжений как для сетей электроснабжения, так и для типовых потребителей

электрической энергии. В свою очередь, это определяет необходимость выпуска силовых трансформаторов с фиксированными коэффициентами трансформации, которые в составе преобразователя определенного типа со своим коэффициентом преобразования по напряжению обеспечивают передачу преобразованной энергии с уровня напряжения питающей сети на уровень напряжения потребителя. В бывшем СССР это привело к тому, что фактически были унифицированы преобразовательные трансформаторы только для одного класса преобразователей – выпрямителей (и зависимых инверторов). Трансформаторы для других типов преобразователей, работающие при нестандартной частоте 50 Гц, нестандартной форме напряжения (несинусоидальной), с нестандартным коэффициентом трансформации, проектировались и выпускались обычно там же, где и преобразователь в целом. Поэтому они унифицировались на уровне предприятия, а не отрасли.

Справочные данные по унифицированным преобразовательным трансформаторам (для выпрямителей напряжения с частотой 50 Гц) приведены в работах [25,27,36,37]. Эти показатели меняются в зависимости от мощности трансформатора, уменьшаясь с ростом мощности, и для трансформаторов типа ТСП мощностью 10...200 кВА чаще всего будут

$$M_S = 10 \div 5 \text{ кг/кВА}, \quad M_V = 4 \div 2 \text{ дм}^3/\text{кВА}.$$

КПД преобразовательных трансформаторов этого диапазона мощности равен 0,96...0,98.

Реакторы в вентильных преобразователях используют для токоограничения, фильтрации в цепях переменного тока и сглаживания тока в цепях постоянного тока. В случае выполнения вентильного преобразователя без входного трансформатора на входе преобразователя устанавливаются токоограничительные реакторы, призванные ограничить токи при замыкании в нагрузке преобразователя или внутри него. Полная мощность этого реактора S_{op} определяет как бы эквивалентное напряжение короткого замыкания гипотетического входного трансформатора с типовой мощностью S_T :

$$U_k \% = \frac{S_{op}}{S_T} 100 \% . \quad (1.3.3)$$

Здесь удельные показатели в связи с малой мощностью токоограничительных реакторов типа РТСТ (1...7 кВА) значительно хуже, чем у трансформаторов:

$$M_S = 25 \div 20 \text{ кГ/кВА}, \quad M_V = 50 \div 35 \text{ дм}^3/\text{кВА}.$$

Для сглаживающих реакторов типа СРОС, работающих в цепях постоянного тока с малой относительной величиной пульсаций тока (магнитного потока в магнитопроводе), удельные показатели значительно лучше и равны для мощностей реакторов 10...200 кВА

$$M_S = 3,5 \div 1,5 \text{ кГ/кВА}, \quad M_V = 1,7 \div 0,7 \text{ дм}^3/\text{кВА}.$$

1.3.3. КОНДЕНСАТОРЫ

В соответствии с двумя видами электрической энергии (переменный ток и постоянный ток) конденсаторы также различаются по назначению. Для цепей переменного тока предназначаются «косинусные» (компенсирующие) конденсаторы, вырабатывающие в источнике реактивной мощности (ИРМ) реактивный ток, опережающий синусоидальное напряжение на четверть периода, и фильтровые конденсаторы, предназначенные для фильтрации (ослабления) высших гармоник, присутствующих в цепях с преобразователями. Для цепей постоянного тока предназначаются полярные конденсаторы (обычно электролитические), призванные сглаживать пульсации постоянного напряжения.

Реальные массогабаритные показатели конденсаторов существенно зависят, помимо конструктивно-технологических особенностей, еще и от параметров режима электрической цепи, в которой они будут использованы. Режим определяет уровень потерь активной мощности в них, а значит, и степень допустимой электрической загрузки их в зависимости от частоты и формы напряжения (тока) цепи.

Как известно, потери мощности в конденсаторе пропорциональны тангенсу угла диэлектрических потерь $\text{tg } \delta$. Тогда в случае несинусоидального напряжения на конденсаторе результирующие потери на основании метода наложения режимов по отдельным гармоникам будут

$$\Delta P_c = C_{\Sigma 1} \sum_{n=1}^{\infty} n U_{(n)}^2 \operatorname{tg} \delta_{(n)} . \quad (1.3.4)$$

Обычно в справочниках по конденсаторам приводится зависимость $\operatorname{tg} \delta_{(n)}$ от частоты, что позволяет рассчитать потери при работе конденсатора в цепи синусоидального тока известной частоты и в цепи несинусоидального тока. С ростом частоты расчетные потери в обоих случаях нарастают, что потребует снижения напряжения на конденсаторе для ограничения роста потерь. Это, в свою очередь, приведет к снижению реальных значений удельных массогабаритных показателей конденсатора. Здесь приведены для примера значения показателей для ряда видов неполярных и полярных конденсаторов. Для отечественных конденсаторов типа МБГТ на $f = 50$ Гц показатель удельной массы $0,15 \text{ дм}^3/\text{Дж}$, для конденсаторов типа К72-11 на 500 Гц – $0,6 \text{ дм}^3/\text{кВАР}$, для электролитических конденсаторов типа К50-27 этот показатель уже $0,002 \dots 0,005 \text{ дм}^3/\text{Дж}$. Через показатель удельного веса конденсаторов, типично равного около $2 \text{ кг}/\text{дм}^3$, можно определить показатели удельной массы конденсаторов. Зарубежные конденсаторы имеют на 1–2 порядка лучшие показатели.

1.4. ВИДЫ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

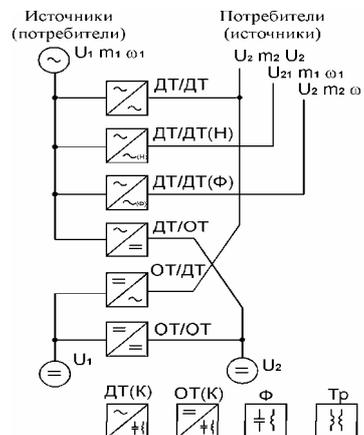
Целью данного раздела является знакомство с существующим набором базовых преобразовательных ячеек и силовых интерфейсных ячеек, обеспечивающих электромагнитное совмещение базовых преобразовательных ячеек с питающей сетью и нагрузкой.

Все возможные виды преобразователей электрической энергии из одного вида (определяемого генерирующей стороной) в другой (определяемый потребляемой стороной) схематически показаны на рис. 1.4.1.

Это конечное множество видов преобразователей состоит из следующих базовых ячеек.

- Преобразователи переменного (двунаправленного) тока в постоянный (однонаправленный) ток, называемые *выпрямителями*, которые

35



удобно обозначить ДТ/ОТ, аналогично принятому сокращению в англоязычной литературе AC-DC (Alternative Current - Direct Current, т. е. переменный ток – постоянный ток).

- Преобразователи переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты, возможно и с другим числом фаз, называемые *преобразователями частоты*, которые обозначим ДТ/ДТ, аналогично зарубежному техническому обозначению AC-AC. Рис. 1.4.1

- Преобразователи переменного тока с одним числом фаз в переменный ток той же частоты с другим числом фаз, называемые *преобразователями числа фаз* и являющиеся, по сути, частным случаем предыдущего типа преобразователей и поэтому обозначаемые в дальнейшем ДТ/ДТ(Ф).

- Преобразователи переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты, отличающейся в фиксированное число фаз M от исходной частоты, называемые *умножителями частоты*, также являющиеся другим частным случаем преобразователя частоты и поэтому обозначаемые в дальнейшем ДТ/ДТ(Ч).

- Преобразователи переменного напряжения в регулируемое переменное напряжение той же частоты, называемые *регуляторами переменного напряжения* и обозначаемые ДТ/ДТ(Н).

- Преобразователи постоянного тока в переменный, называемые *инверторами*, которые обозначим ОТ/ДТ аналогично их зарубежному коду DC-AC.

- Преобразователи постоянного тока в постоянный, называемые *регуляторами постоянного тока* (электронными «трансформаторами»), которые обозначим ОТ/ОТ аналогично соответствующему зарубежному сокращению DC-DC.

- Регулируемые *источники реактивной (неактивной) мощности*, обозначаемые ИРМ, позволяющие вводить в систему электроснабжения дополнительные (к реактивным мощностям потребителей) реактивные мощности сдвига ИРМ(С), искажения ИРМ(И), несимметрии ИРМ(Н) с целью компенсации соответствующих мощностей некачественных потребителей и улучшения таким образом качества электроэнергии в системе электроснабжения. Возможны два варианта подключения ИРМ к сети: к узлу (поперечная компенсация за счет задания дополнительного тока в узле сети (ИРМТ)) и между узлами (продольная компенсация за счет задания дополнительного напряжения между узлами сети (ИРМН)). В зависимости от вида, способа включения и

алгоритма управления ИРМ может выполнять функции компенсатора реактивной мощности сдвига, регулятора напряжения в узле, *активного фильтра* (путем введения в сеть воздействия со спектром, обратным спектру возмущения нормального режима сети).

Полное преобразовательное устройство содержит, помимо базовой ячейки, при наличии цепей переменного тока еще входной или выходной трансформатор (ячейка Т), а также обычно входной и выходной фильтры (ячейки Ф, рис. 1.4.1).

Трансформатор предназначен, во-первых, для согласования требуемого уровня выходного напряжения базовой ячейки с заданным уровнем напряжения питающей сети, во-вторых, для возможности увеличения числа фаз переменного напряжения на вторичной стороне трансформатора, в-третьих, для создания гальванической (кондуктивной) изоляции цепей входа и выхода преобразователя. Последнее обстоятельство, обеспечивая беспроводную связь (только через электромагнитное поле трансформатора) входных и выходных цепей преобразователя, исключает возможность опасного попадания напряжения со стороны, имеющей более высокий потенциал, на сторону, имеющую более низкий потенциал при отключении трансформатора на одной из сторон.

Преобразование электрической энергии в базовых ячейках осуществляется с помощью резко нелинейных элементов – вентиляей, которые могут находиться только в одном из двух состояний – включенном (проводящем) или выключенном (запертом). В результате как потребление энергии ячейкой из питающей сети, так и передача ее на выходе ячейки потребителю происходит дискретно, что приводит к снижению качества преобразуемой и преобразованной электроэнергии. Для ослабления и сглаживания последствий дискретности процесса преобразования энергии предназначены фильтры на входе и выходе вентиляльной ячейки. Другими словами, эти фильтры обеспечивают электромагнитную совместимость преобразовательной ячейки с питающей сетью и нагрузкой. Под *электромагнитной совместимостью* в электротехнике понимается способность различных электротехнических устройств, связанных сетями электроснабжения и электrorаспределения, одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации при наличии непреднамеренных помех в этих сетях и не создавать недопустимых электромагнитных помех в сети другим устройствам, присоединенным к этой сети. Образно говоря, ситуация схожа с человеческой совместимостью многих жильцов коммунальной

квартиры на общей кухне, вынужденных пользоваться общими коммунальными услугами, не создавая недопустимых помех друг другу.

Все рассмотренные базовые ячейки характеризуются однократностью преобразования электрической энергии и обладают определенным набором свойств, которые будут рассмотрены далее в соответствующих разделах. Для расширения или модификации свойств преобразователей электроэнергии их можно конструировать из базовых ячеек как из набора конструктора, создавая уже базовые структуры, характеризующиеся многократным (обычно двух-, трехкратным) преобразованием вида электроэнергии на ее пути от входа до выхода преобразователя. Например, преобразовать переменный ток в регулируемый постоянный можно не только с помощью базовой ячейки ДТ/ОТ, но и в следующих составных структурах (ячейки трансформатора и фильтров здесь опущены):

- ДТ/ДТ(Н)-ДТ/ОТ (сначала регулирование величины переменного напряжения, затем выпрямление без регулирования);
- ДТ/ОТ-ОТ/ОТ (сначала выпрямление без регулирования, затем регулирование постоянного напряжения);
- ДТ/ОТ-ОТ/ДТ-ДТ/ОТ (сначала выпрямление без регулирования, затем преобразование в переменное напряжение высокой частоты с регулированием напряжения, затем снова выпрямление без регулирования) и т.д.

Свойства таких составных преобразовательных структур выводятся из совокупности свойств базовых ячеек, как это будет показано в третьей части книги.

Собственно процесс преобразования рода электрического тока осуществляется в вентильной ячейке, являющей собой определенную структуру из вентиляй. При допустимой на первой стадии анализа идеализации вентиля ключом его функция коммутировать напряжение и ток может быть описана периодической разрывной единичной функцией Ψ_v , называемой *коммутационной функцией* вентиля и показанной на рис. 1.4.2. Включенному (проводящему) состоянию вентиля соответствует уровень единичного значения функции, выключенному (запертому) состоянию – уровень нуля. При этом соответствующая переменная y (напряжение, ток, мгновенная

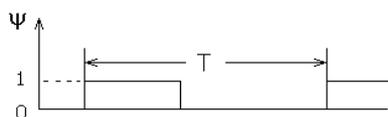


Рис. 1.4.2

функцией Ψ_v , называемой *коммутационной функцией* вентиля и показанной на рис. 1.4.2. Включенному (проводящему) состоянию вентиля соответствует уровень единичного значения функции, выключенному (запертому) состоянию – уровень нуля. При этом соответствующая переменная y (напряжение, ток, мгновенная

мощность) за ключом выражается очевидным образом через ту же переменную u до ключа, т. е.

$$y = u \cdot \Psi_v = u (\Psi_0 + \Psi_{(1)} + \Psi_{\text{вг}}) = u\Psi_0 + u\Psi_{(1)} + u\Psi_{\text{вг}} \quad (1.4.1)$$

Здесь Ψ_0 – постоянная составляющая коммутационной функции;

$\Psi_{\text{вг}}$ – высшие гармоники коммутационной функции при разложении ее в ряд Фурье.

Если входная переменная u гармоническая функция (напряжение сети), то в компоненте $u\Psi_{(1)}$ уже будет содержаться постоянная составляющая, свидетельствующая о произошедшем преобразовании рода тока из переменного в постоянный выходной с пульсациями (составляющие $u\Psi_0$, $u\Psi_{\text{вг}}$ и переменный компонент составляющей $u\Psi_{(1)}$). Регулированием фазы, относительной длительности и в общем случае частоты импульсов коммутационной функции можно изменять постоянную или полезную переменную составляющую преобразованного рода тока. В конечном счете это преобразование и регулирование параметров преобразованной энергии сводится к модуляции моментов включения и выключения вентилей.

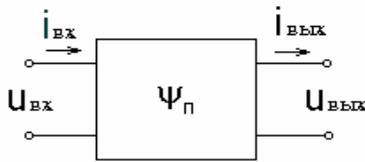


рис. 4.3

Из коммутационных функций вентилях при их известном соединении в структуру можно определить *коммутационную функцию вентильного комплекта* преобразователя Ψ_n , связывающую входные и выходные напряжения и токи вентильного комплекта рассматриваемого как четырехполюсник в соответствии с рис. 1.4.3

При подключении такого четырехполюсника к источнику ЭДС уравнения связи имеют вид

$$U_{\text{вых}} = \Psi_n u_{\text{вх}}, \quad (1.4.2)$$

$$i_{\text{вх}} = \Psi_n i_{\text{вых}},$$

а при подключении к источнику тока

$$i_{\text{вых}} = \Psi_n i_{\text{вх}}, \quad (1.4.3)$$

$$u_{\text{вх}} = \Psi_{\text{п}} u_{\text{вых}}$$

При многофазном входе или выходе вентиляльного комплекта преобразователя его однолинейная математическая модель (1.4.2) или (1.4.3) соответствующим образом наращивается.

Таким образом, все базовые структуры преобразования электрической энергии имеют однотипные идеализированные математические модели, различаясь только видом коммутационной функции преобразователя, определяющей род и качество преобразования электрической энергии.

1.5. МЕТОДЫ РАСЧЕТА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ

Целью данного раздела является сравнительное изучение трех существующих подходов к расчету энергетических параметров вентиляльных преобразователей.

1.5.1. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Вид математической модели вентиляльного преобразователя существенно определяет выбор способа расчета электромагнитных процессов в нем. Способ расчета, в свою очередь, определяет трудоемкость расчета, объем и вид полученного результата. Поэтому выбор математических моделей вентилялей и преобразователя и способа расчета процессов в преобразователе необходимо делать согласованно.

Периодическая коммутация вентилялей в преобразователе при модели вентиля в виде ключа приводит к двум видам математических моделей преобразователя. Если на входе вентиляльного преобразователя используются модели идеальных источников ЭДС и тока, а внутри вентиляльного комплекта нет пассивных элементов электрической цепи (сопротивлений, конденсаторов, реакторов), то вентиляльный преобразователь совместно с входным источником замещается источником напряжения или тока разрывной формы в соответствии с первыми уравнениями систем (1.4.2) и (1.4.3). Тогда процессы в нагрузке описываются дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами и разрывной правой частью. Если на входе или внутри вентиляльного преобразователя есть пассивные элементы (например, эле-

менты фильтров), то процессы в нагрузке и во входных цепях преобразователя описываются дифференциальными уравнениями с переменными периодическими (разрывными) коэффициентами. В случае такого вида моделей анализ процессов в преобразователе существенно усложняется [20, 38].

Для обеих форм указанных математических моделей вентильных преобразователей применимы следующие три метода расчета энергетических показателей преобразователей:

- 1) интегральный;
- 2) спектральный;
- 3) прямой.

1.5.2. МЕТОДЫ РАСЧЕТА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

1.5.2.1. Интегральный метод

В *интегральном* методе расчета относительных энергетических показателей все абсолютные величины, которые входят в определение показателей, выражаются в форме определенных интегралов от соответствующих токов, напряжений и их комбинаций. Это действующие значения токов и напряжений

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}, \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}. \quad (1.5.1)$$

Это *активная* мощность

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt, \quad (1.5.2)$$

реактивная мощность сдвига (при синусоидальной форме напряжения или тока)

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T u \frac{di}{dt} dt = -\frac{1}{T} \int_0^T i \frac{du}{dt} dt, \quad (1.5.3)$$

полная мощность

$$S = U \cdot I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} . \quad (1.5.4)$$

Для углубленной характеристики несинусоидальных энергопроцессов можно привлечь еще массу других *парциальных составляющих полной мощности*, общее выражение для которых в интегральной форме имеет вид [20, 21, 39].

$$M_j = \frac{C_j}{T} \int_0^T N_j \{u\} L_j \{i\} dt . \quad (1.5.5)$$

Здесь вид операторов преобразования напряжения $N_j \langle u \rangle$ и тока $L_j \langle i \rangle$ определяет и вид той или иной парциальной составляющей M_j полной мощности S .

Для вычисления всех указанных интегралов необходимо знать законы изменения мгновенных значений соответствующих переменных. Они могут быть найдены только из решения дифференциальных уравнений, составленных для той электрической цепи, в которой определяются энергетические показатели. Это обстоятельство определяет потребительские *свойства интегрального метода*.

1. Метод универсален, так как дифференциальные уравнения всегда можно решить, не аналитически, так численно.

2. При отсутствии аналитического решения дифференциального уравнения сам метод расчета энергетических показателей тоже становится численным. Это не позволяет провести общее исследование в аналитической форме зависимости энергетических показателей от параметров электрической цепи.

3. При высоком порядке дифференциальных уравнений (выше 2–3) и наличии на периоде множества точек нарушения непрерывности функций, вызванных скачкообразным переключением вентиля, метод становится очень трудоемким и доступен лишь для ЭВМ.

1.5.2.2. Спектральный метод

В *спектральном методе расчета* относительных энергетических показателей все абсолютные величины, которые входят в определение показателей, выражаются в форме бесконечных рядов, которые полу-

чаются из рядов Фурье (спектров) соответствующих токов и напряжений. Так, действующие значения напряжений и токов в соответствии с формулой Парсеваля из теории рядов Фурье

$$I = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{(k)}^2}, \quad U = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_{(k)}^2}, \quad (1.5.6)$$

где $I(k)$, $U(k)$ – гармоники k -го порядка тока и напряжения соответственно.

Активная мощность

$$P = \sum_{k=1}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \cos \varphi_{(k)} \quad (1.5.7)$$

Реактивная мощность Боденю (сдвига) при несинусоидальных напряжениях и токах

$$Q_B = \sum_{k=1}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \sin \varphi_{(k)}. \quad (1.5.8)$$

Полная мощность

$$S = UI = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_{(k)}^2} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{(k)}^2}. \quad (1.5.9)$$

Для вычисления всех указанных величин необходимо знать спектры напряжения и тока в электрической цепи. Спектр напряжения находится по известной форме кривой напряжения разложением ее в ряд Фурье. Спектр тока цепи рассчитывается через спектр напряжения и найденные по схеме цепи полные сопротивления цепи по каждой гармонике спектра. Эта процедура определяет потребительские **свойства спектрального метода**.

1. Метод не требует составления и решения дифференциальных уравнений, что освобождает от соответствующих затрат времени.

2. Энергетические показатели представляются выражениями, содержащими бесконечные ряды. Практическое усечение ряда всегда вносит погрешность в расчет, которую оценить нелегко.

3. Параметры цепи входят в каждый член ряда, что затрудняет исследование в аналитической форме степени влияния отдельных параметров цепи на каждый энергетический показатель, делая процедуру расчета по сути численной.

1.5.2.3. Прямой метод

Прямой метод – метод алгебраизации дифференциальных уравнений. Под прямыми методами расчета энергетических показателей в цепях с несинусоидальными напряжениями и токами понимают методы, не требующие ни нахождения мгновенных значений тока (как в интегральном методе), ни нахождения его спектра (как в спектральном методе). В версии прямого метода, излагаемого здесь, названного методом алгебраизации дифференциальных уравнений (АДУ) [21], расчетные формулы для энергетических показателей выводятся прямо через коэффициенты дифференциального уравнения и параметры приложенного напряжения. В качестве таких параметров используется набор *интегральных коэффициентов гармоник напряжения*, являющихся расширением определения традиционного коэффициента гармоник напряжения, как показано ниже.

Процедуру расчета методом АДУ рассмотрим на примерах расчета цепей первого и второго порядка, к которым сводятся математические модели большинства изучаемых в курсе базовых ячеек преобразователей. При этом сам метод АДУ можно применять для расчета:

- действующего значения несинусоидального тока (метод АДУ1);
- действующего значения высших гармоник тока (метод АДУ2);
- первой гармоники тока (метод АДУ(1));
- мощностей, создаваемых всей кривой тока (метод АДУМ1), ее высокочастотной составляющей (метод АДУМ2), ее первой гармоникой (метод АДУМ(1)).

1.5.2.3.1. Метод АДУ1

Рассматриваемая ниже процедура вывода прямым методом конечных формул для расчета действующего значения тока в цепи с преобразователем важна для потенциальных разработчиков новых методов расчета, но не требуется для пользователей этими формулами. Для пользователей достаточно иметь готовые расчетные соотношения, которые получаются в итоге применения метода.

Процедура алгебраизации дифференциального уравнения состоит из следующих шагов.

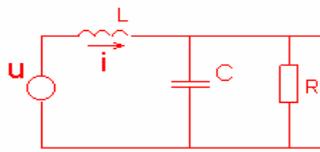


Рис. 1.5.1

Составление эквивалентной электрической схемы замещения преобразователя, в которой преобразователь представляется источником напряжения (тока) заданной несинусоидальной формы. Для преобразователя с LC-фильтром и активной нагрузкой R эта схема представлена на рис. 1.5.1.

2. Получение дифференциального уравнения для интересующей переменной, здесь – ток нагрузки, с помощью, например, символического метода.

$$I(p) = \frac{U(p)}{pL + \frac{R + \frac{1}{pC}}{R + \frac{1}{pC}}} \cdot \frac{R \frac{1}{pC}}{R + \frac{1}{pC}} \cdot \frac{1}{R} = \frac{U(p)}{p^2 LCR + pL + R}$$

или при $p = \frac{d}{dt}$, $LCR \frac{d^2 i}{dt^2} + L \frac{di}{dt} + Ri = u$. (1.5.10)

Обобщая дифференциальное уравнение для цепи второго порядка любой конфигурации, будем иметь

$$a_2 \frac{d^2 i}{dt^2} + a_1 \frac{di}{dt} + a_0 i = b_2 \frac{d^2 u}{dt^2} + b_1 \frac{du}{dt} + b_0 u. \quad (1.5.11)$$

Для рассматриваемой цепи

$$a_2 = LCR, \quad a_1 = L, \quad a_0 = R, \quad b_2 = b_1 = 0, \quad b_0 = 1.$$

3. Преобразование дифференциального уравнения ДУ в интегральное уравнение ИУ путем его интегрирования столько раз, каков порядок дифференциального уравнения (здесь два раза). При записи интегрального уравнения используем символику

(1.5.15)

В общей теории метода АДУ показано [21], что средние значения от произведения интегрированных различное число раз переменных периодических функций (здесь – токов) подчиняются следующему производящему соотношению:

$$\frac{1}{T} \int_0^T \bar{i}^{(q_1)} \bar{i}^{(q_2)} dt = \begin{cases} 0 & \text{при } (q_1+q_2) - \text{нечетном} \\ \pm \left| \bar{i}^{\left(\frac{q_1+q_2}{2}\right)} \right|^2 & \text{при } (q_1+q_2) - \text{четном} \end{cases} \quad (1.5.16)$$

Знак плюс берется в случаях, когда разница показателей q_1 и q_2 кратна четырем, а знак минус – когда разница показателей q_1 и q_2 кратна двум.

С учетом этого, четвертый и пятый интегралы в (1.5.15) будут равны нулю, а интегральное уравнение, преобразованное в алгебраическое, примет вид:

$$a_2^2 I^2 + (a_1^2 - 2a_2 a_0) (\bar{i})^2 + a_0^2 (\bar{i}^{(2)})^2 = b_2^2 U^2 + (b_1^2 - 2b_2 b_0) (\bar{U})^2 + b_0^2 (\bar{U}^{(2)})^2, \quad (1.5.17)$$

где в правой части уравнения использованы обозначения для действующих значений интегралов напряжения, аналогичные обозначениям в левой части:

$$(\bar{U})^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (\bar{u})^2 dt, \quad (1.5.18)$$

$$(\bar{U}^{(2)})^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (\bar{u}^{(2)})^2 dt \quad (1.5.19)$$

и в общем случае

$$(\bar{U}^{(q)})^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (\bar{u}^{(q)})^2 dt. \quad (1.5.20)$$

5. Доопределение алгебраического уравнения (1.5.17), содержащего три неизвестных (I , \bar{I} , $\bar{I}^{(2)}$), двумя дополнительными уравнениями для получения разрешимой системы алгебраических уравнений относительно действующего значения тока I . Недостающие алгебраические уравнения получаются в рамках первого уровня приближения $N = 1$ при допущении, что

$$\bar{i} \approx \bar{i}_{(1)}, \quad \bar{I} \approx \bar{I}_{(1)} = \frac{I_{(1)}}{\omega}, \quad (1.5.21)$$

$$\bar{i}^{(2)} \approx \bar{i}_{(1)}^{(2)}, \quad \bar{I}^{(2)} \approx \bar{I}_{(1)}^{(2)} = \frac{I_{(1)}}{\omega^2}. \quad (1.5.22)$$

Это допущение физически обосновано тем, что интегрирование переменной несинусоидальной функции приводит к улучшению степени синусоидальности проинтегрированного сигнала, так как при интегрировании все k -е гармоники уменьшаются в k раз по отношению к первой гармонике. Другими словами, математическая операция интегрирования искаженной синусоиды технически означает ее фильтрацию, приводящую к улучшению сигнал/шум (первая гармоника/высшие гармоники). В случае искаженных токов первый уровень приближения при расчете может оказаться недостаточным и тогда решение строится для более высоких уровней приближения [21].

6. Решение полученной системы алгебраических уравнений (1.5.17), (1.5.21), (1.5.22), с учетом того, что нахождение первой гармоники тока $I_{(1)}$ не представляет проблемы и может быть выполнено также методом АДУ(1). Перед записью решения необходимо преобразовать величины \bar{U} , $\bar{U}^{(2)}$ в более наглядную форму, очевидную из следующих выражений.

$$U = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_{(k)}^2} = U_{(1)} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{U_{(1)}} \right)^2} = U_{(1)} \sqrt{1 + K_{\Gamma}^2} \quad (1.5.23)$$

или в общем случае

$$\begin{aligned}\bar{U} &= \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (\bar{U}^{(k)})^2} = \frac{U_{(1)}}{\omega} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{kU_{(1)}} \right)^2} = \frac{U_{(1)}}{\omega} \sqrt{1 + (\bar{K}_{\Gamma})^2}, \\ \bar{U}^{(2)} &= \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (\bar{U}^{(2)(k)})^2} = \frac{U_{(1)}}{\omega^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{k^2 U_{(1)}} \right)^2} = \frac{U_{(1)}}{\omega^2} \sqrt{1 + (\bar{K}_{\Gamma}^{(2)})^2}, \\ \bar{U}^{(q)} &= \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (\bar{U}^{(q)(k)})^2} = \frac{U_{(1)}}{\omega^q} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{k^q U_{(1)}} \right)^2} = \frac{U_{(1)}}{\omega^q} \sqrt{1 + (\bar{K}_{\Gamma}^{(q)})^2},\end{aligned}\tag{1.5.24}$$

где $\bar{K}_{\Gamma}^{(q)} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{U_{(1)} k^q} \right)^2}$ – интегральный коэффициент гармоник

q -го порядка. Он отличается от обычного коэффициента гармоник K_{Γ} , принятого в электротехнике, тем, что производит взвешенное (по номеру гармоники) суммирование гармоник, что позволяет как бы смоделировать действие амплитудно-частотной характеристики идеализированной электрической цепи соответствующего порядка и на этой основе спрогнозировать качество тока в цепи без расчета самого тока, как будет видно из дальнейшего.

Аналогично вводится и *дифференциальный коэффициент гармоник напряжения q -го порядка*, если формально отрицательным значениям q придать смысл уже не операции интегрирования сигнала, а операции дифференцирования. Будем использовать для этого случая и второе обозначение (с галочкой), более узкое (только для операции дифференцирования), но и более удобное (в этих случаях).

$$\bar{u}^{(-q)} = \check{u}^{(q)} = \frac{d^q u}{dt^q},$$

$$\bar{U}^{(q)} = \bar{U}^{(-q)} = \omega^q U_{(1)} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{U_{(1)}} k^q \right)^2} = \omega^q U_{(1)} \sqrt{1 + \left(\bar{K}_{\Gamma}^{(q)} \right)^2},$$

(1.5.25)

где $\bar{K}_{\Gamma}^{(q)} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(k)}}{U_{(1)}} k^q \right)^2}$ – дифференциальный коэффициент гармоник q -го порядка.

Здесь суммирование усиленных в k^q раз соответствующих гармоник также характеризует их подчеркивание в идеализированной дифференцирующей цепи q -го порядка.

Формула для расчета действующего значения тока в рассматриваемой цепи второго порядка при действии несинусоидального напряжения произвольной, но известной формы в рамках первого уровня приближения имеет вид (исходя из (1.5.17) с учетом (1.5.24) и того, что для конкретной рассмотренной схемы на рис. 1.5.1 – коэффициенты

$b_2 = b_1 = 0$)

$$I^2 = \frac{U_{(1)}^2}{a_2^2} \left\{ \frac{b_0^2 \left[1 + \left(\bar{K}_{\Gamma}^{(2)} \right)^2 \right]^2}{\omega^4} - (a_1^2 - 2a_2 a_0) \frac{I_{(1)}^2}{U_{(1)}^2 \omega^2} - a_0^2 \frac{I_{(1)}^2}{U_{(1)}^2 \omega^4} \right\}.$$

(1.5.26)

При этом параметры электрической цепи (C, L, R) «скрыты» в коэффициентах дифференциального уравнения ($a_2, a_1, a_0, b_2, b_1, b_0$), а параметры несинусоидального напряжения представлены набором $U_{(1)}, K_{\Gamma}, \bar{K}_{\Gamma}, \bar{K}_{\Gamma}^2$. Для рассмотренной схемы на рис. 1.5.1 обнаружена зависимость действующего значения тока только от двух параметров напряжения – $U_{(1)}$ и \bar{K}_{Γ}^2 . Таким образом, действительно, интегральный коэффициент гармоник напряжения второго порядка определяет здесь сразу качество тока, без нахождения самого тока или его спектра.

Вывод общего соотношения для расчета электрической цепи произвольного порядка при любом уровне приближения дан в [21].

1.5.2.3.2. Метод АДУ2

В процессе расчета действующего значения тока I по методу АДУ1 требуется и расчет действующего значения первой гармоники тока $I_{(1)}$. Но при найденном значении $I_{(1)}$ действующее значение тока можно получить и из соотношения

$$I = \sqrt{I_{(1)}^2 + I_{\text{ВГ}}^2}, \quad (1.5.27)$$

где $I_{\text{ВГ}}$ – действующее значение той части кривой тока, которая обусловлена наличием высших гармоник в нем (искажения синусоиды). Метод АДУ2 дает возможность рассчитывать значения тока $I_{\text{ВГ}}$, при этом формулы для этого компонента тока получаются значительно проще формул для расчета всего тока I , так как из этих формул исключаются члены, ответственные за определение $I_{(1)}$.

Процедура алгебраизации дифференциальных уравнений для высокочастотной составляющей тока $i_{\text{ВГ}}$ аналогична рассмотренной выше процедуре для всего тока i . Так как в линейной схеме замещения возможны декомпозиция процесса и применение метода наложения, то

$$i = i_{(1)} + i_{\text{ВГ}} \quad (1.5.28)$$

1. Составление эквивалентной электрической схемы замещения для высших гармоник рис. 1.5.1. В случае линейной нагрузки с постоянными параметрами эта схема замещения имеет ту же топологию, что исходная схема замещения для всего процесса на рис. 1.5.1. В случае линейной нагрузки с переменными параметрами, как это, например, имеет место при эквивалентировании схемой асинхронного двигателя, схема замещения для высших гармоник будет отличаться топологией и параметрами [21].

2. Получение дифференциального уравнения для высоко-частотной составляющей интересующей переменной, здесь $i_{\text{ВГ}}$. В общем случае системы второго порядка, по аналогии с (1.5.11), будем иметь

$$a_2 \frac{d^2 i_{\text{ВГ}}}{dt^2} + a_1 \frac{di_{\text{ВГ}}}{dt} + a_0 i_{\text{ВГ}} = b_2 \frac{d^2 u_{\text{ВГ}}}{dt^2} + b_1 \frac{du_{\text{ВГ}}}{dt} + b_0 u_{\text{ВГ}}. \quad (1.5.29)$$

3. Преобразование дифференциального уравнения в интегральное его двойным интегрированием.

$$a_2 i_{\text{ВГ}} + a_1 \bar{i}_{\text{ВГ}} + a_0 \bar{i}_{\text{ВГ}}^{(2)} = b_2 u_{\text{ВГ}} + b_1 \bar{u}_{\text{ВГ}} + b_0 \bar{u}_{\text{ВГ}}^{(2)}. \quad (1.5.30)$$

4. Преобразование интегрального уравнения в алгебраическое в соответствии с оператором (1.5.14). Опять, в силу идентичности с точностью до обозначений левой и правой частей уравнения (1.5.29), рассмотрим подробно процедуру алгебраизации только левой части, а результат для правой части запишем по аналогии.

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T (a_2 i_{\text{ВГ}} + a_1 \bar{i}_{\text{ВГ}} + a_0 \bar{i}_{\text{ВГ}}^{(2)})^2 dt &= \frac{a_2^2}{T} \int_0^T i_{\text{ВГ}}^2 dt + \frac{a_1^2}{T} \int_0^T (\bar{i}_{\text{ВГ}})^2 dt + \frac{a_0^2}{T} \int_0^T (\bar{i}_{\text{ВГ}}^{(2)})^2 dt + \\ &+ \frac{2a_2 a_1}{T} \int_0^T i_{\text{ВГ}} \bar{i}_{\text{ВГ}} dt + \frac{2a_1 a_0}{T} \int_0^T \bar{i}_{\text{ВГ}} \bar{i}_{\text{ВГ}}^{(2)} dt + \frac{2a_2 a_0}{T} \int_0^T i_{\text{ВГ}} \bar{i}_{\text{ВГ}}^{(2)} dt. \end{aligned} \quad (1.5.31)$$

С учетом производящего соотношения (1.5.16), примененного к левой (1.5.31) и правой частям алгебраического уравнения, получим

$$\begin{aligned} a_2^2 i_{\text{ВГ}}^2 + (a_1^2 - 2a_2 a_0) (\bar{i}_{\text{ВГ}})^2 + a_0^2 (\bar{i}_{\text{ВГ}}^{(2)})^2 &= \\ = b_2^2 u_{\text{ВГ}}^2 + (b_1^2 - 2b_2 b_0) (\bar{u}_{\text{ВГ}})^2 + b_0^2 (\bar{u}_{\text{ВГ}}^{(2)})^2. \end{aligned} \quad (1.5.32)$$

5. Доопределение алгебраического уравнения (1.5.32), содержащего три неизвестных $I_{\text{ВГ}}$, $I_{\text{ВГ}}^{(2)}$, двумя дополнительными уравнениями. Исходя из тех же физических посылок, что и при доопределении в методе АДУ1 на основании (1.5.21) и (1.5.22) получаем

$$i = i_{(1)} + \bar{i}_{\text{ВГ}} \approx \bar{i}_{(1)}, \quad \bar{i}_{\text{ВГ}} = 0, \quad \bar{I}_{\text{ВГ}} = 0, \quad (1.5.33)$$

$$\bar{i}^{(2)} = \bar{i}_{(1)}^{(2)} + \bar{i}_{\text{ВГ}}^{(2)} \approx \bar{i}_{(1)}^{(2)}, \quad \bar{i}_{\text{ВГ}}^{(2)} = 0, \quad \bar{I}_{\text{ВГ}}^{(2)} = 0. \quad (1.5.34)$$

6. Решение полученной системы трех алгебраических уравнений. В результате имеем следующую формулу для расчета действующего значения высокочастотной составляющей тока:

$$I_{\text{ВГ}}^2 = \frac{1}{a_2^2} \left[b_2 U_{\text{ВГ}}^2 + (b_1^2 - 2b_2 b_0) (\bar{U}_{\text{ВГ}})^2 + b_0^2 (\bar{U}_{\text{ВГ}}^{(2)})^2 \right] =$$

$$= \frac{U_{(1)}^2}{a_2^2} \left[b_2 K_{\Gamma}^2 + (b_1^2 - 2b_2 b_0) \left(\frac{\bar{K}_{\Gamma}}{\omega} \right)^2 + b_0^2 \left(\frac{\bar{K}_{\Gamma}^{(2)}}{\omega^2} \right)^2 \right]. \quad (1.5.35)$$

Из сравнения этой формулы с формулой (1.5.26) метода АДУ1 видно ее упрощение, которое будет еще существеннее для рассматриваемой схемы, где $b_2 = b_1 = 0$, $b_0 = 1$, что дает

$$I_{\text{ВГ}} = \frac{U_{(1)}}{a_2 \omega^2} (\bar{K}_{\Gamma}^{(2)}), \quad (1.5.36)$$

т. е. степень искажения **тока** в активной нагрузке с фильтром второго порядка прямо пропорциональна интегральному коэффициенту гармоник **напряжения** второго порядка. Приведенный результат еще раз иллюстрирует возможность новых показателей качества несинусоидального напряжения (тока) – интегральных коэффициентов гармоник напряжения (тока) высших порядков, которые прямо определяют качество тока (напряжения) в цепях соответствующих порядков без анализа процессов в цепи. Таким образом, система классических показателей качества процессов, представленная в разделе 1.2.1, должна быть дополнена этими новыми.

Решения, полученные в методах АДУ1 и АДУ2, являются асимптотически приближенными, точность которых зависит от точности сделанных допущений на стадии доопределения алгебраических уравнений и нарастает с увеличением уровня приближения. В большинстве устройств силовой электроники характер электромагнитных переменных таков, что обычно бывает достаточно только первого уровня приближения для получения инженерной погрешности расчета в 10 ... 20 %.

1.5.2.3.3. Метод АДУ(1)

Расчет процессов в цепях с вентильными преобразователями по первой гармонике не только необходим для методов АДУ1 и АДУ2, но и имеет самостоятельное значение для расчета синусоидальных процессов. Его также можно выполнить в рамках единой методологии алгебраизации дифференциальных уравнений – в методе АДУ(1). Процедура алгебраизации дифференциального уравнения для первой гармоники

$$a_2 \frac{d^2 i_{(1)}}{dt^2} + a_1 \frac{di_{(1)}}{dt} + a_0 i_{(1)} = b_2 \frac{d^2 u_{(1)}}{dt^2} + b_1 \frac{du_{(1)}}{dt} + b_0 u_{(1)} \quad (1.5.37)$$

остаётся прежней и приводит к следующему очевидному результату:

$$a_2 I_{(1)}^2 + (a_1^2 - 2a_2 a_0) (\bar{I}_{(1)})^2 + a_0^2 (\bar{I}_{(1)}^{(2)})^2 = b_2 U_{(1)}^2 + (b_1^2 - 2b_2 b_0) (\bar{U}_{(1)})^2 + b_0^2 (\bar{U}_{(1)}^{(2)})^2. \quad (1.5.38)$$

С учетом (1.5.21) и (1.5.22) и аналогично

$$\bar{U}_{(1)} = \frac{U_{(1)}}{\omega}, \quad \bar{U}_{(1)}^{(2)} = \frac{U_{(1)}}{\omega^2}$$

из уравнения (1.5.38) получаем формулу для расчета действующего значения первой гармоники тока через первую гармонику напряжения и коэффициенты дифференциального уравнения

$$I_{(1)}^2 = U_{(1)}^2 \frac{b_2^2 + (b_1^2 - 2b_2b_0) \frac{1}{\omega^2} + \frac{b_0^2}{\omega^4}}{a_2^2 + (a_1^2 - 2a_2a_0) \frac{1}{\omega^2} + \frac{a_0^2}{\omega^4}}. \quad (1.5.39)$$

При этом из (1.5.39) очевидно выражение для модуля (в квадрате) полного сопротивления цепи по первой гармонике $Z_{(1)}$ или любой k -й гармонике, если заменить ω на $k\omega$:

$$Z_{(1)}^2 = \frac{a_2^2 + \frac{a_1^2 - 2a_2a_0}{\omega^2} + \frac{a_0^2}{\omega^4}}{b_2^2 + \frac{b_1^2 - 2b_2ba_0}{\omega^2} + \frac{b_0^2}{\omega^4}}. \quad (1.5.40)$$

Если в методах АДУ1 и АДУ2 полученные решения являлись приближенными, то здесь решение будет точным, так как никаких допущений на стадии доопределения алгебраических уравнений не делалось.

В том случае, если помимо модуля первой гармоники тока требуется знать и ее фазу, то изменится четвертый этап процедуры алгебраизации, причем он выполняется теперь дважды. В процессе первого преобразования оператор преобразования нацелен на получение первого алгебраического уравнения с действующим значением косинусной составляющей первой гармоники $J_{(i) \cos}$ ряда Фурье, т. е.

$$\frac{2}{\sqrt{2} T} \int_0^T (ИУ) \cos \omega t dt = AY_1. \quad (1.5.41)$$

В процессе второго преобразования оператор преобразования нацелен уже на получение второго алгебраического уравнения с действующим значением синусной составляющей первой гармоники $J_{(i) \sin}$ ряда Фурье, т. е.

$$\frac{2}{\sqrt{2} T} \int_0^T (ИУ) \sin \omega t dt = AY_2. \quad (1.5.42)$$

По найденным из решения двух алгебраических уравнений составляющим $J_{(1)\cos}$ и $J_{(1)\sin}$ первой гармоники тока определяются ее фазовый угол

$$\varphi = \arctg \frac{I_{(1)\cos}}{I_{(1)\sin}} \quad (1.5.43)$$

и результирующее действующее значение первой гармоники тока

$$I_{(1)} = \sqrt{I_{(1)\sin}^2 + I_{(1)\cos}^2} \quad (1.5.44)$$

1.5.2.3.4. Методы АДУМ1, АДУМ2, АДУМ(1)

В разделе 1.2 было установлено, что для определения энергетических показателей качества преобразования энергии в устройствах силовой электроники помимо вычисления действующих и средних значений различных переменных необходимо определение еще различных мощностей. Последнее также можно сделать в версиях методов алгебраизации дифференциальных уравнений для мощностей – в методах АДУМ1, АДУМ2, АДУМ(1). Смысл цифр в названиях этих методов такой же, как смысл цифр в названиях методов АДУ1, АДУ2, АДУ(1).

Процедура перехода от алгебраических уравнений к формулам для искомых мощностей остается прежней, как и в методах АДУ, за исключением этапа 4 преобразования интегрального уравнения в алгебраическое. Здесь меняется вид оператора преобразования в соответствии с общим интегральным определением парциальной составляющей полной мощности по (1.5.5).

Ограничимся здесь кратким рассмотрением метода АДУМ2. Тогда в случае той же схемы замещения на рис. 1.5.1 для определения активной мощности по высшим гармоникам, отбираемой от источника напряжения u , необходимо иметь дифференциальное уравнение для высших гармоник тока этого источника $i_{\text{ИВГ}}$. Это уравнение получается также с помощью символического метода, как и уравнение (1.5.10), и имеет вид

$$LC \frac{d^2 i_{u.B\Gamma}}{dt^2} + L \frac{di_{u.B\Gamma}}{dt} + Ri_{u.B\Gamma} = RC \frac{du_{B\Gamma}}{dt} + u_{B\Gamma}. \quad (1.5.45)$$

Переход к общей форме дифференциального уравнения цепи второго порядка (1.5.11) здесь обеспечивается при

$$a_2 = LC, a_1 = L, a_0 = R_1 \quad b_2 = 0, b_1 = RC, b_0 = 1.$$

Интегральное уравнение, полученное из общей формы дифференциального уравнения

$$a_2 \bar{i}_{u.B\Gamma} + a_1 \bar{i}'_{u.B\Gamma} + a_0 \bar{i}''_{u.B\Gamma} = b_1 \bar{u}_{B\Gamma} + b_0 \bar{u}''_{B\Gamma}, \quad (1.5.46)$$

преобразуется в алгебраическое относительно активной мощности источника тока. Для этого уравнение (1.5.46) умножается слева и справа на высокочастотную составляющую напряжения источника и результат усредняется (в соответствии с интегральным определением активной мощности по (1.5.2)), т. е.

$$\frac{1}{T} \int_0^T (\text{ИУ}) u_{B\Gamma} dt \Rightarrow AU, \quad (1.5.47)$$

что приводит к следующему соотношению:

$$\begin{aligned} \frac{a_2}{T} \int_0^T i_{u.B\Gamma} u_{B\Gamma} dt + \frac{a_1}{T} \int_0^T \bar{i}'_{u.B\Gamma} u_{B\Gamma} dt + \frac{a_0}{T} \int_0^T \bar{i}''_{u.B\Gamma} u_{B\Gamma} dt = \\ = \frac{b_1}{T} \int_0^T \bar{u}_{B\Gamma} u_{B\Gamma} dt + \frac{b_0}{T} \int_0^T \bar{u}''_{B\Gamma} u_{B\Gamma} dt. \end{aligned} \quad (1.5.48)$$

При доопределении в рамках первого уровня приближения было обоснованно принято (1.5.33) и (1.5.34).

Тогда из уравнения (1.5.48) получаем

$$P_{u.B\Gamma} = -\frac{b_0}{a_2} (\bar{u}_{B\Gamma})^2 = -\frac{b_0}{a_2} \frac{U_{(1)}^2 (\bar{K}_\Gamma)^2}{\omega^2} = -\frac{1}{RLC} \frac{U_{(1)}^2 (\bar{K}_\Gamma)^2}{\omega^2} \quad (1.5.49)$$

Дополнительный отбор мощности от источника здесь пропорционален квадрату интегрального коэффициента гармоник напряжения первого порядка входного источника.

1.5.2.3.5. Заключительные замечания

1. Методы алгебраизации дифференциальных уравнений, исключая трудоемкую и редко возможную в аналитической форме процедуру нахождения мгновенных значений переменных, позволяют прямо по коэффициентам исходного дифференциального уравнения установить формулу для расчета действующего значения тока и требуемой мощности в цепи с несинусоидальным напряжением.

2. Методы являются асимптотически приближенными, их точность (и сложность) нарастает по мере роста уровня приближения. Расчет действующих значений токов и значений мощностей несинусоидальных процессов предпочтительнее (по трудоемкости и точности) делать в рамках второй версии метода и построения общего решения в соответствии с (1.5.27) для тока и $M = M_{(1)} + M_{b2}$ для мощностей. Повышение точности происходит здесь за счет того, что составляющие решения по первой гармонике ($I_{(1)}$, $M_{(1)}$) определяют прямыми методами точно, и именно они обычно являются доминирующими компонентами в общем решении.

Разделение процедуры расчета характеристик устройств силовой электроники, работающих с несинусоидальными токами, оправдано и в методическом плане. Обычно сначала выполняется эскизный расчет энергетических процессов по гладким составляющим (первым гармоникам – в цепях переменного тока и средним значениям – в цепях постоянного тока), определяющий начальный облик устройства. Далее рассчитываются процессы по высшим гармоникам, характеризующие качество преобразуемой и преобразованной энергии. И затем корректируются характеристики энергопроцессов по гладким составляющим с учетом дополнительного влияния искажений по высшим гармоникам.

3. Рассмотренная форма математической модели электрической цепи в виде дифференциального уравнения n -го порядка позволяет за один круг расчета определить энергетическую характеристику одной переменной. Использование математической модели электрической цепи в форме системы дифференциальных уравнений первого порядка позволяет с помощью матричных преобразований за один круг расчета определить энергетические характеристики сразу всех переменных состояния цепи, при этом математическая модель цепи может иметь и переменные коэффициенты [20].

ВОПРОСЫ К ГЛАВЕ 1

Порой опять гармонией упьюсь,
Над вымыслом слезами обольюсь.

А. С. Пушкин

1. Что является системообразующим фактором для множества элементов ?
2. Какова процедура системного анализа технических систем ?
3. В чем принципиальное отличие свойств системы от совокупности свойств элементов, ее образующих ?
4. Каким набором множеств формально определяется система ?
5. Какие известны виды задач исследования систем ?
6. Перечислите энергетические критерии качества электромагнитных процессов.
7. Перечислите энергетические критерии качества устройства преобразования электрической энергии на полупроводниковых вентилях.
8. Перечислите критерии качества конструкции вентиляльного преобразователя.
9. Чем отличаются полностью управляемые вентили от неполностью управляемых ?
10. Какими параметрами по току характеризуется вентиль с неполным управлением ?
11. Какими параметрами по напряжению характеризуется вентиль с неполным управлением ?
12. Какими параметрами характеризуются динамические свойства вентиля с неполным управлением ?
13. Какой параметр запираемого тиристора характеризует его способность к выключению ?
14. Перечислите типы силовых транзисторов.
15. Каковы преимущества IGBT-транзисторов перед MOSFET-транзисторами ?
16. Перечислите основные типы вентиляльных преобразователей.
17. Что такое коммутационная функция вентиля ?
18. Что такое коммутационная функция вентиляльного комплекта преобразователя ?
19. Перечислите методы анализа энергетических критериев.
20. Каковы достоинства и недостатки интегрального метода анализа ?

21. Каковы достоинства и недостатки спектрального метода анализа ?
22. Каковы достоинства и недостатки метода прямой алгебраизации дифференциальных уравнений ?
23. Какова процедура расчета в методе АДУ1 ?
24. Какова процедура расчета в методе АДУ2 ?
25. Какова процедура расчета в методе АДУ(1)?
26. Какова процедура расчета в методе АДУМ1 ?
27. Какова процедура расчета в методе АДУМ(1) ?

УПРАЖНЕНИЯ К ГЛАВЕ 1

И пальцы просятся к перу,
Перо к бумаге ...

А.С. Пушкин

- 1.* Рассчитать коэффициент гармоник и коэффициент искажения для функции в виде меандра.
- 2.* Рассчитать коэффициент гармоник и коэффициент искажения для функции в виде модуля синусоиды.
3. Преобразовательное устройство имеет удельные конструктивные показатели $M_s = 5$ кг/кВА и $V_s = 3$ дм³/кВА. Определить показатель удельного веса устройства M_v .
4. Преобразовательное устройство с мощностью выхода $P = 400$ кВт имеет КПД 0,9, входной коэффициент мощности 0,8. Вес преобразователя 300 кг, объем 200 дм³. Определить все удельные показатели преобразователя.
- 5.* Вывести формулу для коэффициента гармоник тока в последовательной RL -цепи при воздействии переменного несинусоидального напряжения любой формы.
- 6.* Вывести формулу для коэффициента искажения тока в последовательной RL -цепи при воздействии функции вида модуля синусоиды

Y – множество выходных переменных (энергетические выходы, сигнальные выходы для связи с подсистемой, воздействия на окружающую среду (электромагнитное, тепловое и т.п.)).

В зависимости от целей исследования возможны четыре постановки **задачи исследования вентильного преобразователя**.

1. *Задача анализа*. Заданы структура и параметры системы и ее входные переменные, т. е. S, V, P . Необходимо найти внутренние и выходные переменные системы, что позволяет по результатам сформулировать свойства данного преобразователя. Это первая и основная задача при изучении вентильных преобразователей. Эта задача всегда разрешима.

2. *Задача оптимизации*. Заданы структура, входные и выходные переменные, то есть S, V, Y . Необходимо определить множество параметров элементов P , обеспечивающих экстремальность каких-либо целей Z при заданных ограничениях на множество внутренних переменных X_{lim} . Эту задачу еще называют задачей параметрической оптимизации, и ее разрешимость определяется размерностью задачи («проклятие размерности» в сложных системах). Задача возникает при проектировании или модернизации известных (заданных) схем преобразователей и обычно допускает точное или приближенное решение.

3. *Задача синтеза*. Заданы множества входных и выходных переменных, т. е. V, Y или только множество выходных переменных Y . Необходимо определить структуру, множество параметров элементов и множество внутренних переменных, т. е. S, P, X (в первом случае и дополнительно еще V – во втором случае). Процедура решения полностью не формализована и наряду с математическими операциями содержит эвристические приемы, что делает решение неоднозначным. Самое трудное здесь – определение структуры системы, требующей наличия своего опыта, интуиции и советов экспертов. Проблема важна для разработки систем автоматизированного проектирования вентильных преобразователей, для генерации новых схем преобразователей.

4. *Задача идентификации*. Заданы множества входных и выходных переменных, т. е. V, Y . Требуется определить структуру и параметры системы S и P , рассматриваемой как «черный ящик». Это задача структурной и параметрической идентификации. Задача структурной идентификации в общем случае не решена. Если структура системы задана, то задача определения множества параметров превращается в задачу параметрической идентификации, т. е. определение внутренних параметров системы, что позволяет по результатам измерения вход-

ных и выходных переменных «черного ящика» находить его внутренние параметры, т. е. делать «черный ящик» прозрачным («белым»). В общем случае структура выпрямителя на уровне элементарных ячеек показана на блок-схеме рис. 2.2.1.

Помимо базисной ячейки ДТ/ОТ, где, собственно, и осуществляется преобразование переменного тока в однонаправленный (выпрямленный), имеются ячейка Т

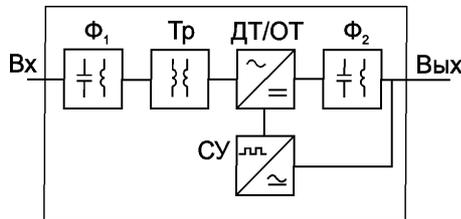


Рис. 2.2.1

входного трансформатора, ячейки входного Φ_1 и выходного Φ_2 фильтров и ячейка СУ системы управления вентилями ячейки ДТ/ОТ, на входы которой по необходимости поступают сигналы с датчиков напряжений и токов выхода и входа выпрямителя.

Целевым назначением выпрямителей в данной главе будет преобразование переменного напряжения в постоянное нерегулируемое с помощью базовых ячеек выпрямления на идеальных элементах. В конце главы будет показана общая возможность регулирования постоянного напряжения во всех базовых ячейках выпрямления.

Общая структура выпрямителя $\{S\}$ задана в этом разделе с помощью блок-схемы, в последующих разделах структуры конкретных базовых ячеек будут представлены принципиальными схемами ячеек. Структуры систем управления управляемых выпрямителей будут представлены блок-схемами в части 2 учебника.

Множество значений параметров элементов силовой схемы $\{PP\}$ в рамках этой главы состоит только из двух значений параметров элементов: ноль и бесконечность, так как на этой стадии анализа все элементы схемы приняты идеальными. Множество параметров элементов системы управления $\{CP\}$ будет также задано в части 2.

Для заданий множеств входных, внутренних и выходных переменных $\{V, X, Y\}$ предварительно условимся о системе обозначений в выпрямителе.

При анализе электромагнитных процессов в выпрямителе будет использована следующая система обозначений переменных. Все мгновенные значения ЭДС, напряжений и токов обозначаются строчными буквами e, u, i , а интегральные значения этих переменных (действующую

щие, средние, экстремальные) обозначаются прописными буквами E , U , I . Все переменные, относящиеся к питающей сети, входному фильтру и первичной обмотке трансформатора, обозначаются с индексом 1 (u_1 , i_1), переменные, относящиеся ко вторичной стороне трансформатора, обозначаются с индексом 2 (u_2 , i_2), переменные, относящиеся к звену выпрямленного тока, обозначаются с индексом d (u_d , i_d) (от английского слова *digest* – постоянный, так как система обозначений в теории выпрямления пришла к нам еще в 30–40-х годах из англоязычной литературы). Число фаз переменного тока обозначается через m , частота переменного напряжения f и $\omega = 2\pi f$. Мощности обозначаются как S – полная мощность, P – активная мощность, $s = ui$ – мгновенная мощность, Q – реактивная мощность, вычисляется как геометрическая невязка между полной и активной мощностями $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$.

Множество входных воздействий неуправляемого выпрямителя определяется множеством фазных напряжений питающей сети. Множество внутренних переменных выпрямителя определяется токами и напряжениями обмоток трансформатора, токами и напряжениями вентиля, токами и напряжениями элементов входных и выходных фильтров выпрямителя.

Различают два типа базовых ячеек выпрямления: *однополупериодные* и *двухполупериодные*. Однополупериодные схемы используют для выпрямления (отбора мощности из сети переменного тока) только одну полуволну переменного напряжения из двух в каждом его периоде. Двухполупериодные схемы используют для выпрямления обе полуволны в каждом периоде входного переменного напряжения. Условные обозначения для этих схем соответственно $q = 1$ и $q = 2$. Для характеристики числа используемых полувольт входного многофазного переменного напряжения за его период вводится *пульсность* выпрямителя $p = qm_2$, определяющая также число пульсаций выпрямленного напряжения за период напряжения питания.

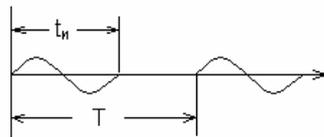


Рис. 2.1.2

С целью исключения из расчетных соотношений для выпрямителя частоты напряжения питающей сети ω_1 и придания этим соотношениям универсального характера вводится *безразмерное время* $\vartheta = \omega_1 t$. Тогда формулы для расчета

действующих значений F_d и средних F_{cp} значений функций $f(t)$ получают вид

$$F_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{\omega T} \int_0^{\omega T} f^2(\vartheta) d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f^2(\vartheta) d\vartheta}, \quad (2.1.2)$$

$$F_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{1}{\omega T} \int_0^{\omega T} f(\vartheta) d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\vartheta) d\vartheta. \quad (2.1.3)$$

Особенностью всех электромагнитных переменных в вентильном преобразователе является их кусочно-непрерывный характер, часто с нулевыми паузами, вследствие дискретности работы вентилях. В этом случае, если при мысленном исключении из такой функции нулевых пауз она превращается в типовую функцию с известными для нее действующим $F_{д.и}$ и средним $F_{ср.и}$ значениями, формулы (2.1.2) и (2.1.3), с учетом обозначений рис. 2.1.2, превращаются путем очевидных преобразований в простые соотношения

$$F_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt \frac{t_{и}}{t_{и}}} = \sqrt{\frac{t_{и}}{T} \frac{1}{t_{и}} \int_0^{t_{и}} f^2(t) dt} = \frac{F_{д.и}}{\sqrt{q_0}}, \quad (2.1.4)$$

$$F_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \frac{t_{и}}{t_{и}} = \frac{1}{t_{и}} \int_0^{t_{и}} f(t) dt = \frac{F_{ср.и}}{q_0}, \quad (2.1.5)$$

где $q_0 = \frac{T}{t_{и}}$ – *скважность импульсной функции*.

Выпрямитель, выполненный на неуправляемых вентилях, называется *неуправляемым выпрямителем* и предназначен для получения постоянного напряжения неизменной величины. Выпрямитель, выполненный на управляемых вентилях, называется *управляемым выпрямителем* и предназначен для получения регулируемого и (или) стабилизированного постоянного напряжения.

2.2. МЕХАНИЗМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ВЫПРЯМЛЕННЫЙ В БАЗОВОЙ ЯЧЕЙКЕ ДТ/ОТ

Целью этого раздела является знакомство с общим механизмом преобразования переменного (двунаправленного) тока в однонаправленный пульсирующий (постоянный) посредством одних вентилей без использования других элементов схемы, что позволит в чистом виде показать специфику этого рода преобразования энергии.

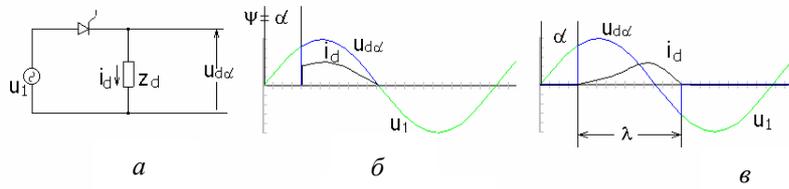


Рис. 2.2.1

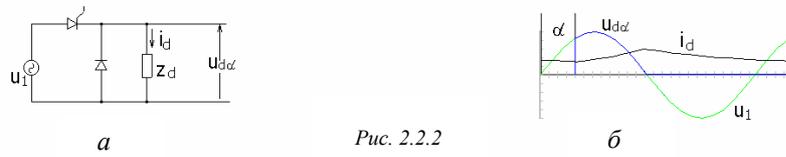


Рис. 2.2.2

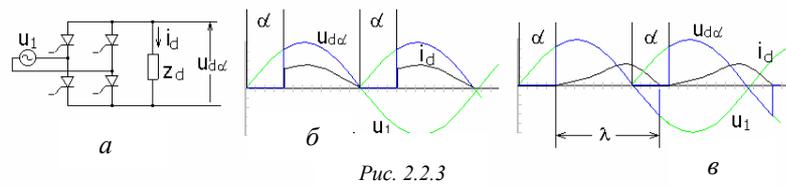


Рис. 2.2.3

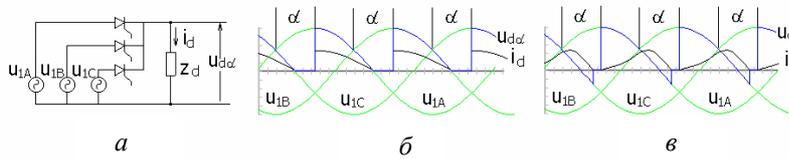


Рис. 2.2.4

Схема простейшей (одновентильной) базовой ячейки однополупериодного управляемого выпрямления однофазного тока показана на рис. 2.2.1, *а*, временные диаграммы выпрямленного напряжения u_d и выпрямленного тока i_d приведены на рис. 2.2.1, *б* для случая чисто активной нагрузки, а на рис. 2.2.1, *в* – для активно-индуктивной нагрузки.

Индуктивность в цепи выпрямленного тока L_d может складываться как из собственной индуктивности нагрузки (обмотки), так и из индуктивности фильтра для сглаживания пульсаций выпрямленного тока и в дальнейшем не разделяться на составные части. Из-за ее наличия ток в нагрузке продолжает протекать и после смены знака питающего напряжения против него за счет энергии, накопленной в магнитном поле индуктивности L_d , пока она не израсходуется в сопротивлении нагрузки R_d и частично не возвратится в питающую сеть.

Характерно, что выпрямленный ток имеет прерывистый характер, т. е. импульсы тока разделены нулевыми паузами. *Прерывистый выпрямленный ток* выпрямителя, как будет видно из дальнейшего анализа, приводит к искажению всех основных характеристик выпрямителя и, как правило, является нежелательным. Для сокращения области его существования или его полного устранения необходимо:

- применение *нулевого вентиля* V_0 , как показано на рис. 2.2.2, *а*;
- увеличение полупериодности выпрямления с $q = 1$, как это имеет место в рассмотренных случаях, до $q = 2$ (замена так называемых нулевых схем выпрямления или схем с выводом нулевой точки источника, как их еще называют, на мостовые), как показано на рис. 2.2.3, *а*;
- увеличение числа фаз переменного напряжения выпрямителя, как на рис. 2.2.4, *а*;
- увеличение постоянной времени нагрузки за счет роста индуктивности фильтра L_d .

В схеме с нулевым вентилем V_0 он вступает в работу при смене полярности напряжения питания и проводит ток нагрузки в течение интервала Т2 за счет энергии, запасенной в магнитном поле индуктивности фильтра L_d .

В схеме мостового выпрямления в положительную полуволну питающего напряжения проводят вентили 1, 2, а в отрицательную – вентили 3, 4, поэтому частота импульсов выпрямленного тока при двухполупериодном выпрямлении удваивается по сравнению с однополупериодным, представленным на рис. 2.2.1, *а*.

Дальнейшее увеличение частоты пульсаций выпрямленного тока до $f_n = qm_2 f_1$ обеспечивается при увеличении числа фаз питающего напряжения, как это видно из рис. 2.2.4 для трехфазной питающей сети. При этом уменьшаются и пульсации выпрямленного напряжения, которые оцениваются коэффициентом пульсаций напряжения K_n .

Так как режим прерывистого выпрямленного тока является не очень качественным для потребителя, то необходимо определить его границы в пространстве параметров выпрямителя, т. е. в функции R_d , L_d , α , m .

Очевидно, что в этом режиме вентили работают независимо друг от друга, поэтому дифференциальное уравнение для выпрямленного тока при одном проводящем вентиле будет иметь вид (при идеальном вентиле)

$$X_d \frac{did}{d\vartheta} + id \cdot R_d = e_2 = \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta, \quad (2.2.1)$$

так как

$$L_d \frac{did}{dt} \frac{\omega}{\omega} = \omega L_d \frac{did}{d(\omega t)} = X_d \frac{did}{d\vartheta}.$$

Его решение

$$id = id_{np} + id_{cb} = \frac{\sqrt{2} E_2}{Z_d} \sin(\vartheta - \varphi) + A_1 e^{-\frac{\vartheta - \psi}{\omega \tau}}, \quad (2.2.2)$$

где $Z_d = \sqrt{X_d^2 + R_d^2}$, $\varphi = \arctg \frac{X_d}{R_d}$, $\omega \tau = \frac{X_d}{R_d}$.

Постоянная интегрирования A_1 определяется (по 2.2.2) из начального условия $i_d = 0$ при $\vartheta = \psi$.

$$A_1 = -\frac{\sqrt{2} E_2}{Z_d} \sin(\psi - \varphi). \quad (2.2.3)$$

Тогда решение (2.2.2) примет вид

$$id = \frac{\sqrt{2} E_2}{Z_d} \left[\sin(\vartheta - \varphi) + \sin(\psi - \varphi) e^{-\frac{\vartheta - \psi}{\omega \tau}} \right]. \quad (2.2.4)$$

Из (2.2.4) получается уравнение для длительности протекания тока вентиля λ , если в нем положить $i_d = 0$ при $\vartheta = \psi + \lambda$:

$$\sin(\psi + \lambda - \varphi) + e^{-\frac{\lambda}{\omega\tau}} \sin(\psi - \varphi) = 0. \quad (2.2.5)$$

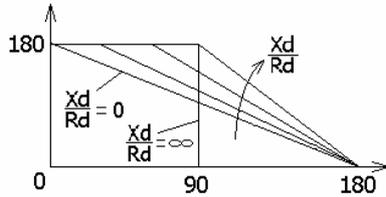


Рис. 2.2.5

Это уравнение трансцендентно относительно λ , поэтому его решение численным способом дают графики зависимости $\lambda = f(\psi, X_d/R_d)$, представленные на рис. 2.2.5.

Связь угла регулирования α , отсчитываемого от точки естественного зажигания (точки пересечения положительных полувольт питающего напряжения), с углом вступления вентиля в работу ψ , отсчитываемым от нуля питающего напряжения, очевидно из рис. 2.2.4:

$$\psi = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{qm} + \alpha. \quad (2.2.6)$$

Для режима непрерывного выпрямленного тока постоянная интегрирования A_1 в (2.2.1) определяется из условия установившегося режима

$$id \Big|_{\vartheta=\psi} = id \Big|_{\vartheta+\frac{2\pi}{qm}=\psi}. \quad (2.2.7)$$

Тогда решение (2.6) примет вид

$$i_d = \frac{\sqrt{2} E_2}{Z_d} \left[\sin(\vartheta - \varphi) + \frac{\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{qm} - \varphi\right) - \sin(\psi - \varphi)}{1 - e^{-\frac{2\pi}{qm\omega\tau}}} \cdot e^{-\frac{\vartheta - \varphi}{\omega\tau}} \right]. \quad (2.2.8)$$

Исходя из механизма выпрямления переменного напряжения, подтвержденного полученными аналитическими решениями для выпрямленного тока в прерывистом (2.2.4) и непрерывном (2.2.8) режимах, следуют **выводы**:

1. Выпрямитель, как источник постоянного тока, помимо режима непрерывного тока, характерного для традиционных источников постоянного тока (аккумуляторы, генераторы постоянного тока), имеет еще и специфический режим прерывистого тока даже при стационарной нагрузке.

2. В режиме прерывистого выпрямленного тока индуктивность L_d в цепи нагрузки влияет не только на величину пульсаций выпрямленного тока, но и на его среднее значение.

3. В режиме непрерывного выпрямленного тока индуктивность L_d в цепи нагрузки влияет только на величину пульсаций тока, но не влияет на его постоянную составляющую, т. е. его среднее значение.

4. При одном и том же значении L_d пульсации выпрямленного тока в непрерывном режиме уменьшаются с уменьшением R_d , т. е. с ростом среднего значения тока, а значит, и мощности выпрямителя. Поэтому использование индуктивного фильтра для сглаживания выпрямленного тока в мощных выпрямителях (с малым значением R_d) является практически единственным приемлемым способом. Свойства емкостного сглаживающего фильтра (для выпрямленного напряжения) будут рассмотрены в разделе 3.3.5.

5. Дополнение вентильных ячеек входными трансформаторами существенно изменяет характер электромагнитных процессов на входе выпрямителя, поэтому далее рассматриваются базовые ячейки выпрямителей в условиях одинаковых допущений для возможности сравнения их между собой и определения рациональных областей применения каждой из них. Эти **допущения следующие**:

- трансформатор идеальный, т. е. характеризуется только одним параметром – коэффициентом трансформации $K_T = U_1/U_2$;

- вентили идеальные, т. е. они заменяются ключами, имеющими нулевое сопротивление в состоянии «включено» и бесконечное сопротивление (разрыв цепи) в состоянии «выключено», в результате снимается учет влияния параметров конкретного вентиля на параметры выпрямленного тока;

- входной фильтр отсутствует, выходной фильтр идеальный, т. е. при индуктивном фильтре $L_d (X_d) = \infty$, выпрямленный ток пульсаций не содержит, в результате снимается учет влияния параметров конкретного фильтра на параметры выпрямленного тока.

Использование указанных допущений в математической модели выпрямителя позволяет обойтись без сложных соотношений между переменными, порождаемых использованием аппарата дифференциальных уравнений, как это было показано выше. Кроме того, неучет реальных параметров элементов выпрямителя позволяет в чистом виде выявить свойства собственно процесса преобразования переменного тока в постоянный. Полученные на этом этапе анализа простые расчетные соотношения для элементов выпрямителя в последующем, на втором этапе анализа выпрямителя с учетом реальных параметров элементов выпрямителя, будут только скорректированы, а не аннулированы.

2.3. ДВУХФАЗНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ОДНОФАЗНОГО ТОКА ($m_1 = 1, m_2 = 2, q = 1$)

Одни и те же схемы выпрямления не всегда одинаково (и корректно) называются в разных источниках, поэтому приводится формальный код схемы. Из него следует, что входной трансформатор преобразует однофазное напряжение питающей сети в двухфазное, которое и выпрямляется в однополупериодной схеме выпрямления, показанной на рис. 2.3.1.

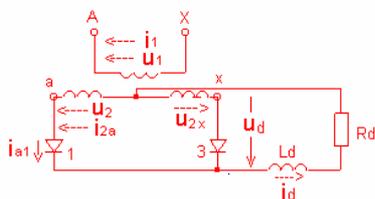


Рис. 2.3.1

Целью анализа выпрямителя является установление его свойств. При этом анализ схемы выполняется в два этапа. На первом этапе делается качественный анализ электромагнитных процессов в схеме с помощью временных диаграмм мгновенных значений для напряжений и токов. На втором

этапе по этим диаграммам проводится количественный анализ, позволяющий получить расчетные соотношения для всех элементов схемы и на их основании сделать выводы о свойствах и рекомендуемой области применения выпрямителя.

Временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя при отсутствии регулирования ($\alpha = 0$) показаны на рис. 2.3.2.

На первой диаграмме представлены двухфазные напряжения вторичных обмоток трансформатора u_{2a} , u_{2x} и ток в одной вторичной обмотке, методика построения которого поясняется ниже после построения диаграмм анодных токов вентилей.

Правило определения проводящего вентиля в катодной группе вентилей (вентилей, соединенных ка-

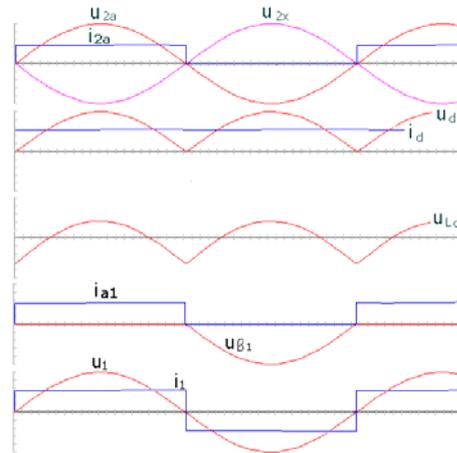


Рис. 2.3.2

тодами) таково: проводит ток тот вентиль, потенциал анода которого наиболее положителен. Вентили катодной группы обозначаются нечетными цифрами. На второй временной диаграмме представлены кривые выпрямленного напряжения u_d и выпрямленного тока i_d при сделанном допущении идеального фильтра $X_d = \infty$. Кривая выпрямленного напряжения повторяет кривые вторичных напряжений по интервалам проводимости соответствующих вентилей. Выпрямленный ток пульсаций не содержит, и его мгновенные значения совпадают с его средним значением I_d . На третьей диаграмме представлена кривая напряжения на сглаживающем реакторе, который в идеальном случае воспринимает всю пульсацию (переменную составляющую) выпрямленного напряжения. На четвертой диаграмме показаны анодный ток первого вентиля i_{a1} и обратное напряжение на нем u_{b1} . При проводящем вентиле 3, когда u_{2x} положительна, через него к вентилю 1 прикладывается межфазное напряжение $u_{2a} - u_{2x}$, т. е. двойное значение амплитуды фазного напряжения u_2 . Из этой диаграммы становится очевидным приведенное выше правило определения проводящего вен-

тиля в катодной группе: когда анодное напряжение вентиля не является наиболее положительным, к нему приложено обратное напряжение и он не может проводить ток. С другой стороны, когда вентиль проводит ток, то при сделанном допущении об идеальности вентиля прямое падение напряжения на нем отсутствует.

Зная анодные токи вентиля, теперь можно построить токи во вторичных обмотках трансформатора. Так как ко вторичной обмотке с напряжением u_{2a} подсоединен один вентиль 1, то форма тока в обмотке совпадает с формой анодного тока вентиля, т. е. $i_{2a} = i_{a1}$, что и представлено на первой временной диаграмме. Аналогично определяется форма вторичного тока в обмотке с напряжением u_{2x} , т. е. $i_{2x} = i_{a3}$, который, очевидно, аналогичен форме вторичного тока i_{2a} , но сдвинут во времени на половину периода напряжения питающей сети. И, наконец, по известным формам токов во вторичных обмотках трансформатора на пятой временной диаграмме построены кривая тока в первичной обмотке i_1 идеального трансформатора и кривая напряжения первичной обмотки u_1 , с которой синфазно напряжение u_{2a} вторичной обмотки трансформатора в соответствии с выбранными положительными направлениями напряжений обмоток, обозначенными стрелками. Методика построения первичного тока следует из уравнений для МДС обмоток трансформатора, связанных законом Кирхгофа для магнитных цепей:

$$i_1 w_1 = i_{2a} w_2 - i_{2x} w_2$$

или

$$i_1 = (i_{2a} - i_{2x}) \frac{w_2}{w_1} = \frac{i_{2a} - i_{2x}}{K_T}, \quad (2.3.1)$$

где w_1 , w_2 – число витков первичной и вторичной обмоток соответственно.

В данной схеме ток первичной обмотки равен алгебраической сумме токов вторичных обмоток, взятых с коэффициентом трансформации K_T .

Необходимо отметить **характерную особенность** однополупериодной схемы выпрямления – **однонаправленность токов** во вторичных обмотках трансформатора, что свидетельствует о наличии в них постоянных составляющих. Но так как магнитная система (сердечник из трансформаторной стали) однофазного трансформатора является одноконтурной, то в результирующем магнитном потоке в сердечнике

постоянного подмагничивания не будет, так как токи в двух вторичных обмотках направлены встречно.

По результатам качественного анализа электромагнитных процессов в исследуемом выпрямителе можно отметить еще следующие **особенности использования трансформатора** в ней. Во-первых, различие форм токов во вторичной и первичной обмотках трансформатора и, во-вторых, их несинусоидальный характер. Первая особенность связана с наличием вентилей во вторичных обмотках трансформатора, в то время как в первичной обмотке, непосредственно подключенной к источнику переменного напряжения, протекает чисто переменный ток. Вторая особенность связана с тем, что вентильная ячейка для цепи синусоидального напряжения представляет резко нелинейную нагрузку, форма тока в которой существенно зависит от вида этой нелинейности.

Второй этап анализа выпрямителя является математическим. Здесь, во-первых, необходимо получить энергетические показатели качества элементов устройства, т. е. расчетные соотношения для определения параметров трансформатора, вентилей, фильтра через параметры звена постоянного тока, которые при проектировании являются заданными. Во-вторых, необходимо рассчитать энергетические показатели качества процессов на входе и выходе выпрямителя. **Методика анализа** при первом уровне допущений – допущений об идеальности элементов схемы – состоит из следующих **пятнадцати шагов**.

1. Устанавливается связь между средним значением выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя U_{d0} с действующим значением напряжения вторичной обмотки трансформатора из соответствующей временной диаграммы на рис. 2.3.2.

$$U_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_d d\vartheta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} u_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0.9U_2, \quad (2.3.2)$$

откуда

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{K_E} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} = 1.11U_{d0}.$$

2. Вычисляется среднее значение анодного тока вентилей I_a

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_d d\vartheta = \frac{I_d}{2}. \quad (2.3.3)$$

3. Вычисляется действующее значение анодного тока вентиля $I_{a.d}$

$$I_{a.d} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}. \quad (2.3.4)$$

Коэффициент формы анодного тока вентиля

$$K_{\Phi} = \frac{I_{a.d}}{I_a} = \sqrt{2}. \quad (2.3.5)$$

4. Вычисляется максимальное значение анодного тока вентиля

$$I_{a.max} = I_d. \quad (2.3.6)$$

Коэффициент амплитуды анодного тока

$$K_a = I_{a.max}/I_a = 2. \quad (2.3.7)$$

5. Вычисляется максимальная величина обратного напряжения на вентиле по отношению к U_{d0}

$$U_{b.max}^* = \frac{U_{b.max}}{U_{d0}} = \frac{2U_{2.max}}{U_{d0}} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{U_{d0}} = \pi. \quad (2.3.8)$$

6. Вычисляется установленная мощность вентиля с неполным управлением (тиристоры)

$$S_{b1}^* = \frac{S_{b1}}{P_{d0}} = \frac{nU_{b.max}I_a}{P_{d0}} = \pi, \quad (2.3.9)$$

с полным управлением (транзисторы, запираемые тиристоры)

$$S_{b2}^* = \frac{S_{b2}}{P_{d0}} = \frac{nU_{b.max}I_{a.max}}{P_{d0}} = 2\pi. \quad (2.3.10)$$

7. Вычисляется действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = I_{a.d} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}. \quad (2.3.11)$$

8. Вычисляется действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора

$$I_1 = \frac{I_d}{K_T}, \quad (2.3.12)$$

определяется коэффициент преобразования выпрямителя по току

$$K_{пт}^1 = \frac{I_d}{I_1} = K_T. \quad (2.3.13)$$

9. Вычисляется полная мощность вторичных обмоток трансформатора

$$S_2 = 2U_2 I_2 = 2 \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2} P_{d0}, \quad S_2^* = \frac{S_2}{P_{d0}} = \frac{\pi}{2}, \quad (2.3.14)$$

где P_{d0} – активная мощность на выходе неуправляемого выпрямителя.

10. Вычисляется полная мощность первичных обмоток трансформатора

$$S_1 = U_1 I_1 = K_T \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} \frac{I_d}{K_T} = 1.11 P_{d0}, \quad S_1^* = \frac{S_1}{P_{d0}} = 1.11. \quad (2.3.15)$$

11. Вычисляется типовая установленная мощность трансформатора (имеющего разные полные мощности обмоток), определяемая в этом случае как

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1.11 + 1.57}{2} P_{d0} = 1.34 P_{d0}, \quad S_T^* = \frac{S_T}{P_{d0}} = 1.34. \quad (2.3.16)$$

12. Оцениваются требуемая величина сглаживающего реактора L_d в звене постоянного тока и его условная установленная мощность.

Здесь приходится отступить от принятого на этом уровне анализа допущения об идеальности сглаживания выпрямленного тока, ($L_d = \infty$)

для возможности оценки затрат на реактор. С инженерной точностью можно считать выпрямленный ток практически постоянным при наличии гармоник в токе (пульсаций тока) на уровне нескольких процентов от среднего значения тока.

При задании коэффициента гармоник выпрямленного тока $K_{гТ}$ для расчета необходимой индуктивности реактора используем метод АДУ2. Полагаем, что вся пульсация выпрямленного напряжения прикладывается к фильтру (реактору), тогда дифференциальное уравнение для высокочастотной составляющей тока получает вид

$$L_d \frac{di_{d.вГ}}{dt} = u_{d.вГ}.$$

После его алгебраизации

$$I_{d.вГ} = \frac{1}{L_d} \bar{U}_{d.вГ} = \frac{U_{d0} \bar{K}_Г}{\omega L_d}, \quad (2.3.17)$$

где *интегральный коэффициент гармоник напряжения в звене постоянного тока*

$$\bar{K}_Г = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{U_{d(k)}}{U_{d0}} \right)^2}. \quad (2.3.18)$$

Коэффициент гармоник выпрямленного тока с учетом (2.3.17)

$$K_{гТ} = \frac{I_{d.вГ}}{I_d} = \frac{U_{d0}}{I_d} \frac{\bar{K}_Г}{\omega L_d}. \quad (3.19)$$

Обратно, необходимая индуктивность реактора

$$L_d = \frac{U_{d0}}{I_d} \frac{\bar{K}_Г}{K_{гТ} \omega}. \quad (2.3.20)$$

Тогда максимальное значение энергии сглаживающего реактора равно

$$W_L = L_d I_d^2 = \frac{P_{d0}}{\omega} \frac{\bar{K}_r}{K_{гТ}}. \quad (2.3.21)$$

Для обеспечения возможности сопоставления затрат на сглаживающий реактор, работающий в цепи постоянного тока, с затратами на фильтровый реактор, работающий в цепи переменного тока (как и трансформатор), введем условную установленную мощность реактора. Под ней будем понимать реактивную мощность этого реактора, равную полной мощности (активной мощности в идеальном реакторе нет), которую бы он имел с данным током и индуктивностью в цепи переменного тока. Из электротехники известно, что реактивную мощность реактора можно выразить как произведение угловой частоты ω и максимального значения энергии реактора, что приводит с учетом (3.21) к такому результату:

$$S_{г.L}^* = \frac{S_{г.L}}{P_{d0}} = Q_L^* = \frac{\omega W_L}{P_{d0}} = \frac{\bar{K}_r}{K_{гТ}}. \quad (2.3.22)$$

Для выпрямителя с $qm_2 = 2$, $\bar{K}_r = 0,24$.

Конечно, условия работы магнитопровода сглаживающего реактора более легкие, чем у магнитопровода фильтрового реактора, так как переменная составляющая магнитного потока у них, обусловленная только пульсациями выпрямленного тока, составляет всего несколько процентов от постоянной составляющей потока. Именно поэтому определенная приведенным выше способом установленная мощность сглаживающего реактора названа условной и используется только при сравнении различных схем выпрямления по условным затратам на сглаживающие реакторы.

При задании коэффициента пульсаций выпрямленного тока $K_{гТ}$ нетрудно показать, что условная установленная мощность реактора

$$S_{г.L}^* = \frac{\omega W_L}{P_{d0}} = \frac{K_{п}}{K_{гТ}}, \quad (2.3.23)$$

т. е. определяется отношением коэффициентов пульсаций выпрямленного напряжения $K_{п}$ и выпрямленного тока $K_{гТ}$. Здесь $K_{п} = 0,67$.

13. Вычисляется входной коэффициент мощности выпрямителя

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = v_I = \frac{1}{S_1^*} = 0.9, \text{ так как } \cos \varphi_{1(1)} = 1, \quad (2.3.24)$$

что дает для $K_{гт} = 0,48$.

14. Вычисляется коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению (по гладким составляющим)

$$K_{пн} = \frac{U_{d0}}{U_1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} K_{гт}. \quad (2.3.25)$$

15. Вычисляется коэффициент преобразования выпрямителя по току (по гладким составляющим)

$$K_{пт} = \frac{I_d}{I_{1(1)}} = \frac{I_d}{v_I I_1} = \frac{K_{гт}}{v_I} = 1.11 K_{гт}. \quad (2.3.26)$$

Иногда определяют коэффициент преобразования выпрямителя по току как

$$K'_{пт} = \frac{I_d}{I_1} = K_{гт} = v_I K_{пт}. \quad (2.3.27)$$

По вычисленным значениям I_a ($I_{a,\max}$), $U_{b,\max}$ по справочнику выбирается тип вентиля. По вычисленным значениям U_2 , I_2 , I_1 , S_T по справочнику выбирается готовый трансформатор, а при его отсутствии – по этим данным выдается задание на проектирование трансформатора. По значению индуктивности сглаживающего реактора и по току в нем подбирается готовый реактор или проектируется новый.

По результатам второго этапа анализа выпрямителя можно сделать следующие **выводы**.

- Выпрямитель характеризуется плохим использованием трансформатора, так как $S_T^* > 1$ на 34 %. Это обусловлено плохими формами токов в обмотках трансформатора, особенно во вторичных из-за однополупериодности выпрямления.

- Выпрямитель характеризуется плохим использованием вентиля по обратному напряжению, которое в π раз больше требуемого выпрямленного.

- Выпрямитель характеризуется плохим качеством выпрямленного напряжения (пульсации сравнимы с постоянной составляющей выпрямленного напряжения).

- Низкий входной коэффициент мощности выпрямителя.

Обычно выпрямители однофазного тока при $U_1 = 220$ В применяют до мощностей $P_{d0} \approx 3 \dots 5$ кВт и при выпрямленном напряжении примерно до 300 В для данной схемы при условии доступности вентиля с рабочим напряжением не выше 15 класса.

2.4. ВЫПРЯМИТЕЛЬ ОДНОФАЗНОГО ТОКА ПО МОСТОВОЙ СХЕМЕ ($m_1 = m_2 = 1, q = 2$)

Схема выпрямителя показана на рис. 2.4.1.

Вентильный мост содержит две группы вентиляей – катодную (нечетные вентили) и анодную (четные вентили). В мостовой схеме ток проводят одновременно два вентиля – один из катодной группы и один из анодной. Правило определения проводящего вентиля в катодной группе сформулировано в предыдущем разделе. **Правило определения проводящего вентиля в анодной группе** – проводит тот вентиль, потенциал катода которого наиболее отрицателен.

Задача анализа является той же, что и предыдущей базовой схемы, т. е. определение свойств схемы и на этой основе выработка рекомендаций по области применения выпрямителя. Методика анализа также аналогичная, т. е. сначала качественный анализ электромагнитных процессов с помощью временных диаграмм, а на втором этапе – количественный анализ с целью получения расчетных соотношений.

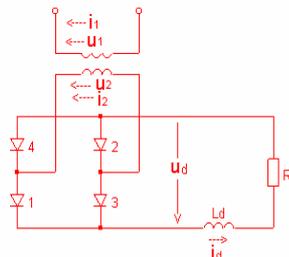


Рис. 2.4.1

Временные диаграммы напряжений и токов схемы приведены на рис. 2.4.2 в той же последовательности, что и для предыдущей схемы.

Методика их построения также прежняя. Отличия в диаграммах касаются только величины

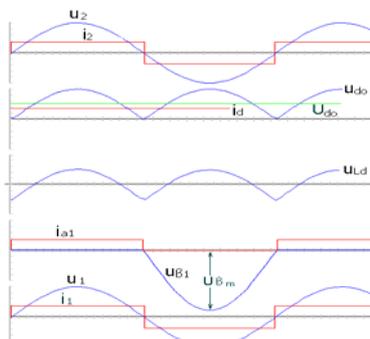


Рис. 2.4.2

обратного напряжения на вентиле и формы тока во вторичной обмотке трансформатора. При проводящих вентилях 3, 4 моста к вентилю I прикладывается в обратном направлении напряжение вторичной обмотки трансформатора u_2 . Форма тока во вторичной обмотке трансформатора определяется суммой токов вентилях, присоединенных к этой обмотке, например, I из катодной группы и 4 из анодной группы. Наличие тока в обмотке и в положительную и в отрицательную полуволну напряжения свидетельствует о двухполупериодности процесса выпрямления и вследствие этого отсутствии постоянной составляющей во вторичном токе.

Аналогия большинства диаграмм в этой и в предыдущей схемах обеспечивает и аналогию соответствующих расчетных соотношений. Приведенные ниже отличия расчетных соотношений обусловлены указанным отличием двух временных диаграмм – кривой обратного напряжения и вторичного тока трансформатора. Максимальная величина обратного напряжения на вентиле здесь

$$U_{\text{в.т}}^* = \frac{U_{\text{в.т}}}{U_{d_0}} = \frac{\sqrt{2} U_2}{E_{d_0}} = \frac{\sqrt{2}}{U_{d_0}} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d_0} = \frac{\pi}{2}.$$

Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора определяется так :

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_d^2 d\vartheta} = I_d.$$

С учетом этого изменяется полная мощность вторичных обмоток трансформатора

$$S_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d_0} I_d = 1,11 P_{d_0} \quad S_2^* = 1,11.$$

Вследствие этого типовая мощность трансформатора

$$S_{\text{T}} = S_2 = S_1 = 1,11 P_{d_0} \quad S_{\text{T}}^* = 1,11.$$

Все остальные энергетические показатели здесь такие же, как в предыдущей схеме.

Таким образом, использование большого подобия процессов в данной и предыдущих схемах выпрямления позволило сэкономить не только бумагу и время, но и мышление.

По результатам анализа можно сделать следующие **выводы**:

- использование трансформатора в двухполупериодной схеме выпрямления лучше, чем в однополупериодной из-за лучшей (более близкой к синусоиде) кривой вторичного тока трансформатора;
- использование вентилей по обратному напряжению в мостовой схеме в два раза лучше, чем в нулевой схеме выпрямления (схеме с выводом нулевой точки трансформатора);
- качество выпрямленного напряжения в рассматриваемой и предыдущей схемах выпрямления одинаково, так как они имеют одинаковую пульсность $p=qm_2 = 2$;
- недостатком мостовой схемы является протекание выпрямленного тока через два последовательно включенных вентиля, что приводит к двойным потерям напряжения и мощности в вентилях с реальными параметрами, заметно снижая КПД выпрямителя при низких значениях выпрямленного напряжения.

Таким образом, на основании сформулированных свойств мостовой схемы выпрямления следует заключение о том, что эта схема предпочтительнее нулевой схемы при средних значениях выпрямленного напряжения и бесспорно рациональна при высоких значениях выпрямленного напряжения (за пределами рекомендаций по использованию нулевой схемы выпрямления).

2.5. ВЫПРЯМИТЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА СО СХЕМОЙ СОЕДИНЕНИЯ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРА ТРЕУГОЛЬНИК – ЗВЕЗДА С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ ($m_1 = m_2 = 3, q = 1$)

Общие замечания по выпрямлению трехфазного тока. При активных мощностях нагрузки P_{d_0} более 3...5 кВт токи на входе выпрямителя однофазного тока превышают предельно допустимые для бытовых потребителей значения 16...25 А (для промышленных однофазных потребителей эти пределы могут быть несколько больше, в зависимости от сети). В этих случаях для получения постоянного тока необходимо питание выпрямителя от трехфазной сети. При этом появляется множество схем выпрямления в зависимости от способа соединения первичных и вторичных обмоток входного трансформатора вы-

прямителя (треугольник, звезда, зигзаг, двойной зигзаг) изучение двух вариантов которых и составляет **цели в этом и следующем разделах.**

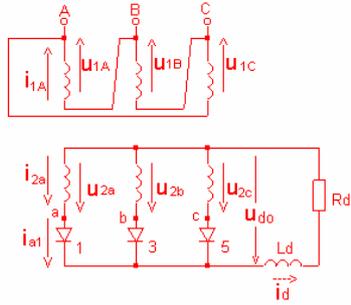


рис. 5.1

Первый вариант однополупериодного выпрямителя трехфазного тока, требующий соединения вторичных обмоток трансформатора в звезду для получения общего нулевого провода и первичных обмоток – в треугольник, необходимость чего показана ниже, приведен на рис. 2.5.1.

Цель анализа этой базовой схемы выпрямления остается прежней – выявление ее свойств. Методика анализа та же: сначала качественный анализ электромагнитных процессов с помощью

временны *Рис. 2.5.1* ков и напряжений, а на втором этапе – количественный анализ для получения расчетных соотношений и определения по ним свойств данного выпрямителя. Допущения при анализе те же самые, что и у однофазных выпрямителей.

Временные диаграммы характерных напряжений и токов выпрямителя представлены на рис. 2.5.2 в той же последовательности, что и для предыдущих схем. На первой диаграмме показана трехфазная система напряжений вторичных обмоток трансформатора u_{2a} , u_{2b} , u_{2c} и размечены интервалы проводящего состояния вентилей катодной группы, определенные в соответствии со сформулированным выше правилом проводимости вентилей катодной группы. Точки пересечения положительных полуволн вторичных напряжений, начиная с которых на вентилях появляется прямое напряжение, называют *точками естественного зажигания* (термин введен еще в дополупроводниковую эпоху газоразрядных

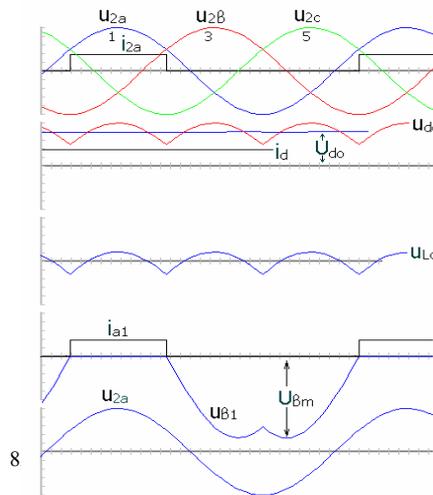


Рис. 2.5.2

вентилей, когда их вступление в работу происходило за счет «зажигания» разряда в них). Необходимо обратить внимание на то, что при числе фаз вторичных напряжений три и более точки естественного зажигания и точки перехода вторичных напряжений через нулевые значения не совпадают, поэтому отсчет задержки вступления вентилей в работу относительно соответствующих нулей вторичных напряжений был обозначен углом ψ на рис. 2.2.4, а отсчет задержки вступления вентилей в работу относительно точек естественного зажигания в управляемых выпрямителях обозначается углом α .

На второй диаграмме построены кривая выпрямленного напряжения u_{d0} , как совокупность участков вторичных напряжений по интервалам проводимости вентилей и кривая выпрямленного тока i_d для случая $X_d = \infty$. На третьей диаграмме приведена форма напряжения на сглаживающем реакторе, воспринимающем переменную составляющую (пульсации) выпрямленного напряжения. На четвертой диаграмме показаны диаграмма анодного тока первого вентиля i_{a1} и кривая обратного напряжения на нем u_{b1} . Последняя определяется как разница мгновенных значений напряжения на аноде вентиля (u_{2a}) и выпрямленного напряжения u_{d0} , отсчитанных относительно общей (нулевой) точки вторичных обмоток трансформатора. Анодный ток вентиля равен выпрямленному току на интервале проводимости одного вентиля. Очевидно, что в данной схеме ток во вторичной обмотке трансформатора i_{2a} повторяет форму анодного тока вентиля i_{a1} , соединенного последовательно с обмоткой, что и отражено на первой диаграмме. Опять обращает на себя внимание однонаправленный характер тока во вторичной обмотке, т. е. присутствие в нем как бы постоянной составляющей $I_{2(=)}$, численно равной среднему значению этого тока, т. е. среднему значению анодного тока вентиля I_a . С учетом этого ток во вторичной обмотке трансформатора условно можно разложить на сумму постоянной составляющей $I_{2(=)}$ и переменной (оставшейся после вычитания $I_{2(=)}$) составляющей $i_{2(\sim)}$

$$i_2 = i_{2(\sim)} + I_{2(=)}. \quad (2.5.1)$$

На основе этого разложения можно сформулировать здесь **эмпирическое правило построения первичного тока трансформатора** по найденному вторичному току (пренебрегая по-прежнему током намагничивания трансформатора). Так как в первичную обмотку из вторичной может трансформироваться только переменная составляющая то-

ка, то, вычтя из кривой вторичного тока постоянную составляющую и учтя коэффициент трансформации, получим

$$i_1 = \frac{i_2 - I_{2(=)}}{K_T}. \quad (2.5.2)$$

Необходимо отметить, что строгое математическое выражение для первичного тока трансформатора здесь также можно получить из уравнений для намагничивающих сил, составленных по второму закону Кирхгофа для магнитных цепей, аналогично тому, как это было сделано в разделе 2.3 и в общем виде будет сделано в разделе 3.5.

На пятой временной диаграмме построены кривая напряжения первичной обмотки трансформатора и кривая первичного тока в этой обмотке, расположенной на стержне фазы *A* магнитопровода трансформатора.

Из-за наличия постоянной составляющей в токе вторичных обмоток трансформатора в каждом из трех стержней магнитопровода трехфазного трансформатора возникает нескомпенсированный *однонаправленный поток вынужденного подмагничивания трансформатора*. Это явление приводит к соответствующему смещению $B_{\text{подм}}$ исходного положения рабочей точки на кривой намагничивания магнитопровода, ограничивая тем самым допустимый диапазон изменения индукции магнитопровода до значений $\Delta B = B_{\text{нас}} - B_{\text{подм}}$, меньших значений индукции, соответствующей порогу насыщения $B_{\text{нас}}$. В результате для сохранения переменной составляющей потока на прежнем уровне, требуемом заданным напряжением на первичных обмотках, необходимо пропорционально увеличивать сечение магнитопровода, т. е. его массу и габариты (здесь это увеличение будет равно 1/3 в соответствии с тем, что постоянная составляющая потока равна трети от амплитуды результирующего потока).

Суммарные затраты на трансформатор (здесь понимаем под «затратами» или стоимость меди и магнитопровода или их массу, или их габаритные размеры в конструкции), при условии эквивалентности затрат на медь и магнитопровод в суммарных затратах, возрастут в этих условиях на 1/3·2, т. е. на 16,5 %. С учетом условности эквивалентности указанных составляющих затрат можно говорить об увеличении в этом случае типовой мощности трансформатора на 16,5 %, так как использо-

ванная типовая методика ее расчета не учитывает вынужденного подмагничивания трансформатора однонаправленным потоком.

Можно также качественно рассмотреть и вопрос о схеме соединения первичных обмоток трансформатора. Если сделать подобный же анализ электромагнитных процессов в трансформаторе при соединении его первичных обмоток в звезду, то можно показать, что при наличии во вторичных токах гармоник, кратных трем (режимы с $X_d \neq \infty$), в магнитопроводе трансформатора дополнительно возникают еще и переменные потоки вынужденного подмагничивания от этих гармоник, так как в первичных обмотках не будет этих гармоник из-за отсутствия пути протекания для них. Поэтому первичные обмотки соединены в треугольник, который образует контур для протекания гармоник, кратных трем, что компенсирует потоки от этих гармоник во вторичных токах, тем самым устраняя вынужденное подмагничивание магнитопровода этими гармониками [8].

Теперь можно провести этап количественного анализа процессов в выпрямителе. Задача, допущения и методика анализа такие же, как и в расчете выпрямителей однофазного тока, что позволяет сопоставлять результаты, полученные в одинаковых условиях. Те же **пятнадцать пунктов расчета** имеют здесь следующее содержание.

1. Среднее значение выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя U_{d_0}

$$U_{d_0} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \sqrt{2} U_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17U_2, \quad (2.5.3)$$

откуда

$$U_2 = \frac{U_{d_0}}{1,17} = 0,84U_{d_0}. \quad (2.5.4)$$

Заметим, что начало отсчета времени при записи исходного расчетного интеграла выбирается только из соображений простоты вычисления и на результат вычисления не влияет.

2. Среднее значение анодного тока вентиля

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d d\vartheta = \frac{I_d}{3}. \quad (2.5.5)$$

3. Действующее значение анодного тока вентиля

$$I_{a.d} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \quad (2.5.6)$$

Коэффициент формы

$$K_\Phi = \frac{I_{a.d}}{I_a} = \sqrt{3}. \quad (2.5.7)$$

4. Амплитудное значение анодного тока

$$I_{a \max} = I_d. \quad (2.5.8)$$

Коэффициент амплитуды

$$K_a = \frac{I_{a \max}}{I_a} = 3. \quad (2.5.9)$$

5. Максимальная величина обратного напряжения на вентиле

$$U_{b \max}^* = \frac{U_{b \max}}{U_{d_0}} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} U_2}{U_{d_0}} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} 2\pi}{3\sqrt{6}} = \frac{2\pi}{3} = 2,09. \quad (2.5.10)$$

6. Установленная мощность вентиля:

– с неполным управлением

$$S_{b_1}^* = \frac{S_b}{P_{d_0}} = n \frac{U_{b \max} I_a}{P_{d_0}} = 3 \frac{2\pi \cdot U_{d_0} I_d}{3 \cdot 3} = \frac{2\pi}{3}, \quad (2.5.11)$$

– с полным управлением

$$S_{b_2}^* = S_{b_1}^* K_a = 3 \frac{2\pi}{3} = 2\pi. \quad (2.5.12)$$

7. Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = I_{ад} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (2.5.13)$$

8. Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi/3} \left(\frac{2}{3} \frac{I_d}{K_T} \right)^2 d\vartheta + \int_{2\pi/3}^{2\pi} \left(-\frac{1}{3} \frac{I_d}{K_T} \right)^2 d\vartheta \right]} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{I_d}{K_T} \quad (2.5.14)$$

9. Полная мощность вторичных обмоток

$$S_2 = 3U_2 I_2 = \frac{3 \cdot 2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d0} \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} P_{d0} = 1,48 P_{d0}. \quad (2.5.15)$$

10. Полная мощность первичных обмоток трансформатора

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3 K_T U_2 \frac{\sqrt{2} I_d}{3 K_T} = 3 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d0} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} I_d = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} P_{d0} = 1,21 P_{d0}. \quad (2.5.16)$$

11. Типовая мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,21 + 1,48}{2} P_{d0} = 1,345 P_{d0} \quad S_T^* = 1,345. \quad (2.5.17)$$

Эта расчетная величина не учитывает вынужденного подмагничивания трансформатора однонаправленным потоком. С учетом сделанных выше качественных оценок влияния однонаправленного потока вынужденного подмагничивания

$$S_{ТВ}^* = 1,165 S_T^* = 1,57. \quad (2.5.18)$$

12. Индуктивность сглаживающего реактора оценивается также по формуле (2.3.19), а его относительная условная установленная мощность – по формуле (2.3.21) или (2.3.22). Здесь

$$\bar{K}_r = 0,06, \quad K_{\Pi} = 0,25. \quad (2.5.19)$$

13. Входной коэффициент мощности по аналогии с (2.3.23)

$$X = v_I = \frac{1}{S_1^*} = \frac{1}{1,21} = 0,79. \quad (2.5.20)$$

14. Коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению

$$K_{\Pi\Pi} = \frac{U_{d0}}{U_1} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} K_T = 1,17 K_T. \quad (2.5.21)$$

15. Коэффициенты преобразования выпрямителя по току

$$K_{\Pi T} = \frac{K_T}{v_I} = 1,21 K_T \quad K'_{\Pi T} = \frac{K_T}{\sqrt{2}}. \quad (2.5.22)$$

Рассмотренную схему однополупериодного выпрямления трехфазного тока **сопоставим** с проанализированной выше схемой однополупериодного выпрямителя однофазного тока ($m_1=1, m_2=2, q=1$).

1. В рассмотренной схеме произошло дополнительное по сравнению с противопоставляемой схемой ухудшение использования трансформатора по типовой мощности $S_{\text{ТВ}}^*$ из-за наличия подмагничивания магнитопровода трансформатора постоянным потоком.

2. Использование вентиля по обратному напряжению в рассмотренной схеме в 1,5 раза лучше, чем в противопоставляемой. Это соответственно снизило и установленную мощность вентиля с неполным управлением.

3. Качество выпрямленного напряжения в рассмотренной схеме выше в 4 раза по критерию \bar{K}_r и в 2,5 раза по критерию K_{Π} , чем в противопоставляемой схеме. Это связано с увеличением пульсности выпрямления в 1,5 раза (с $qm_2 = 2$ до $qm_2 = 3$), т. е. с возрастанием частоты пульсаций и с уменьшением амплитуды пульсаций почти в 2 раза. Видно, что суждения о качестве выпрямленного напряжения по распространенному критерию K_{Π} недостаточно, так как он не учитывает частоту пульсаций напряжения, также влияющую на качество выпрямленного тока. Критерий \bar{K}_r учитывает и частоту пульсаций, поэтому он прямо определяет качество выпрямленного тока и условную установленную мощность сглаживающего реактора.

4. Входной коэффициент мощности здесь заметно ниже, чем в противопоставляемой схеме, что, как будет показано в разделе 3.13, означает большее обратное негативное влияние выпрямителя на питающую сеть.

Итак, с учетом этих свойств схемы она имеет ограниченное самостоятельное применение (только при низких значениях выпрямленного напряжения с невысоким качеством), но является составной частью более сложных и более качественных выпрямителей (см. раздел 2.7).

2.6. ВЫПРЯМИТЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА СО СХемой СОЕДИНЕНИЯ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРА ЗВЕЗДА - ЗИГЗАГ С НУЛЕМ ($m_1 = m_2 = 3, q = 1$)

Ухудшение использования трансформатора в предыдущей схеме однополупериодного выпрямления, связанное с наличием нескомпенсированных однонаправленных потоков вынужденного намагничивания в каждом стержне магнитопровода, создаваемых постоянными составляющими токов вторичных обмоток трансформатора, может быть устранено. **Механизм устранения вынужденного однонаправленного подмагничивания** достаточно очевиден – расположить на каждом стержне трансформатора по две вторичные обмотки, однонаправленные токи которых направить встречно. В двухфазном выпрямителе однофазного тока это получалось естественным путем за счет преобразования в трансформаторе однофазного напряжения в двухфазное с помощью двух вторичных обмоток трансформатора. В однополупериодном выпрямителе трехфазного тока это требует наличия второй системы вторичных обмоток трансформатора. Различные варианты связи этих систем обмоток между собой и с вентилями порождают различные схемы выпрямителей трехфазного тока с компенсированными однонаправленными потоками вынужденного намагничивания. Специальное соединение (зигзагом) этих систем обмоток между собой дает схему, рассматриваемую в этом разделе. Соединение второй системы обмоток, включенной противофазно первой системе, со второй группой вентиляей, с последующим параллельным или последовательным соединением этих комплексов из обмоток и групп вентиляей дает соответственно схему выпрямления с уравнивающим реактором, рассматриваемую в следующем разделе, и каскадную схему выпрямления [8], в чистом виде в новых разработках уже не применяемую.

Схема однополупериодного выпрямителя трехфазного тока с соединением двух систем вторичных обмоток трансформатора в зигзаг

показана на рис. 2.6.1. **Цель анализа** новой схемы остается прежней – выявление свойств схемы в рамках тех же допущений для определения областей ее возможного использования.

Определенное интеллектуальное напряжение, связанное с началом анализа каждой новой схемы выпрямления, можно ослабить, если постараться увидеть в новой схеме прообраз уже известной схемы. Векторная диаграмма для результирующих вторичных напряжений U_{20} трансформатора, показана на рис. 2.6.2. С этих позиций сопоставим

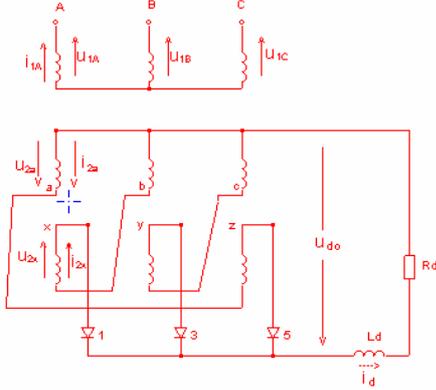


Рис. 2.6.1

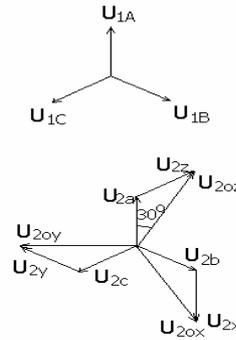


Рис. 2.6.2

системы переменных напряжений на вторичной стороне трансформаторов, подлежащих выпрямлению, в предыдущей и в рассматриваемой схемах выпрямителей.

Из диаграммы следует, что здесь также выпрямляется звезда трехфазных напряжений, векторы которой только больше векторов напряжений обмоток в $\sqrt{3}$ раз и повернуты на 150° в сторону отставания относительно анодных напряжений вентилей предыдущей схемы.

Значит, анализ электромагнитных процессов в этой схеме можно начать с построения временных диаграмм этих результирующих трехфазных вторичных напряжений u_{20a} , u_{20b} , u_{20c} , как это показано на рис. 2.6.3 на первой диа-

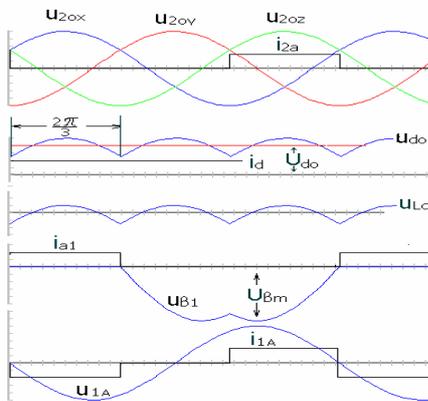


Рис. 2.6.3

грамме. Вторая диаграмма с выпрямленным напряжением и током, третья диаграмма с напряжением на сглаживающем реакторе, четвертая диаграмма с анодным током вентиля и обратным напряжением на нем качественно подобны соответствующим диаграммам предыдущей схемы выпрямления. На пятой диаграмме показано первичное напряжение фазы A , опережающее результирующее вторичное напряжение U_{20x} на 150° , как это видно из векторной диаграммы на рис. 2.8.2.

Ток в первичной обмотке фазы A i_{1A} можно построить по тому эмпирическому правилу (2.5.2), которое было использовано при построении первичного тока в предыдущей схеме, применяя его к двум вторичным обмоткам a и x , расположенным на том же стержне магнитопровода трансформатора, что дает здесь

$$i_{1A} = \frac{i_{2a} - i_{2x}}{K_T} = \frac{i_{a5} - i_{a1}}{K_T}. \quad (2.6.1)$$

Строгое обоснование кривой первичного тока можно получить из решения уравнений, составленных по второму закону Кирхгофа для замкнутых магнитных цепей. Два таких уравнения получим для контура из стержней $A-B$ и $A-C$, обходя их против часовой стрелки, третье уравнение – для первичных токов

$$\begin{vmatrix} -1 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{vmatrix} = \frac{W_2}{W_1} \begin{vmatrix} -2 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{a1} \\ i_{a3} \\ i_{a5} \end{vmatrix} \quad (2.6.2)$$

Решение этой системы уравнений (см. раздел 3.5) даст здесь для первичного тока тот же результат, что и эмпирическое правило.

Этап количественного анализа процессов в рассматриваемой схеме дает идентичные результаты для тех элементов, которые имеют одинаковые временные диаграммы с предыдущей схемой (цепь выпрямленного напряжения, сглаживающий дроссель, вентили), отличаясь только для трансформатора.

Среднее значение выпрямленного напряжения выражается через U_2 :

$$U_{d_0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_{20} = 1,17 U_{20}, \quad U_{20} = \sqrt{3} U_2,$$

Действующее значение первичного тока, вычисленное по (1.1.3), будет

$$I_1 = \frac{I_d}{K_T} \sqrt{\frac{2}{3}}.$$

Полная мощность шести вторичных обмоток трансформатора

$$S_2 = 6 U_2 I_2 = 6 \frac{2\pi U_{d_0}}{3\sqrt{6}\sqrt{3}} \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{4\pi}{3\sqrt{6}} P_{d_0} = 1,71 P_{d_0}, \quad S_2^* = 1,71.$$

Полная мощность первичных обмоток трансформатора

$$S_1^* = \frac{3U_1 I_1}{P_{d_0}} = \frac{3K_T U_2 I_d}{P_{d_0}} \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} = 1,21.$$

Коэффициент искажения входного тока выпрямителя

$$\nu_J = \frac{1}{S_1^*} = 0,827.$$

Коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению

$$K_{\text{пн}} = \frac{E_{d_0}}{E_1} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \sqrt{3} K_T = 1,17 \sqrt{3} K_T.$$

Коэффициент преобразования выпрямителя по току

$$K_{\text{пт}} = \frac{I_d}{I_{1(1)}} = \frac{I_d}{I_1 \nu_J} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} K_T = 1,48 K_T,$$

$$K'_{\text{пт}} = \frac{I_d}{I_1} = \sqrt{\frac{3}{2}} K_T = 1,225 K_T.$$

В итоге подобие электромагнитных процессов и расчетных соотношений в обеих однополупериодных схемах выпрямления трехфазного тока делает близкими и области их применения. Соединение вто-

ричных обмоток в зигзаг обеспечивает лучшее использование трансформатора по магнитопроводу из-за отсутствия его однонаправленного подмагничивания. Но геометрическое (не арифметическое) суммирование напряжений вторичных обмоток в результирующем напряжении ухудшает использование трансформатора по меди обмоток. Практика показала, что при $I_d > 85 \dots 120$ А трансформатор получается меньше в рассмотренной схеме выпрямления, а при токах, менее указанных, трансформатор меньше в предыдущей схеме выпрямления.

**2.7. ШЕСТИФАЗНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА
С СОЕДИНЕНИЕМ ВТОРИЧНЫХ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРА
ЗВЕЗДА - ОБРАТНАЯ ЗВЕЗДА С УРАВНИТЕЛЬНЫМ РЕАКТОРОМ
($m_1 = 3, m_2 = 2 \times 3, q = 1$)**

Рассматриваемый выпрямитель (рис. 2.7.1) образован как бы из двух трехфазных однополупериодных выпрямителей, включенных на параллельную работу по выходу через уравнительный реактор.

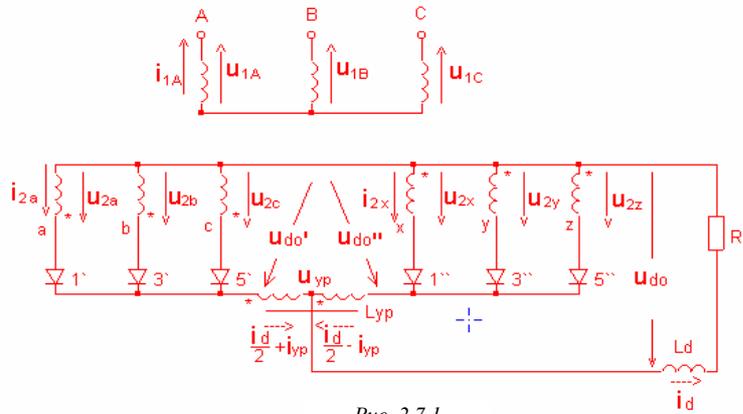


Рис. 2.7.1

Для обеспечения компенсации однонаправленных потоков вынужденного намагничивания две звезды вторичных напряжений трансформатора образованы противофазными напряжениями обмоток u_{2a} и u_{2x} , u_{2b} и u_{2y} , u_{2c} и u_{2z} , расположенных попарно на соответствующих трех стержнях магнитопровода. Это достигнуто объединением в нулевой точке одной звезды начал обмоток, а в нулевой точке второй звезды – концов обмоток. При этом, несмотря на однонаправленность токов в каждой паре обмоток, расположенных на соответствующих стержнях магнитопровода, результирующий магнитный поток каждого

стержня не содержит постоянной составляющей, т. е. вынужденное подмагничивание однонаправленным потоком отсутствует. За этот симбиоз двух трехфазных групп выпрямления данную схему еще называют *двойной трехфазной*.

Задача анализа выпрямителя остается прежней: получить расчетные соотношения для элементов схемы и на основе сопоставления их с аналогичными соотношениями для ранее проанализированных схем выпрямления наметить возможные области применения схемы.

Особенностью анализа этой схемы является наличие двух режимов работы:

- двойного трехфазного выпрямления, являющегося основным;
- шестифазного однополупериодного выпрямления, возникающего при малых нагрузках, близких к холостому ходу.

Особое внимание в выполненном ниже анализе уделено, естественно, основному режиму работы – двойному трехфазному, когда две половинки схемы работают как бы независимо друг от друга. В конце этого анализа обращено внимание на характерную практическую специфику режима шестифазного выпрямления – повышение напряжения на выходе выпрямителя на 15 % по сравнению с режимом двойного трехфазного выпрямления.

Предваряет количественный анализ, как обычно, качественный анализ электромагнитных процессов с помощью временных диаграмм, показанных на рис. 2.7.2.

На первой диаграмме построены две трехфазные системы вторичных напряжений для двух систем вторичных обмоток, являющихся противофазными, а именно системы из u_{2a}, u_{2b}, u_{2c} и u_{2x}, u_{2y}, u_{2z} . Здесь же приведены диаграммы токов i_{2a} и i_{2x} во вторичных обмотках a и x трансформатора, расположенных на одном стержне магнитопровода. Они, как будет видно из дальнейшего, повторяют анодные токи вентилей I' и I'' .

На второй диаграмме с теми же двумя системами вторичных напряжений размече-

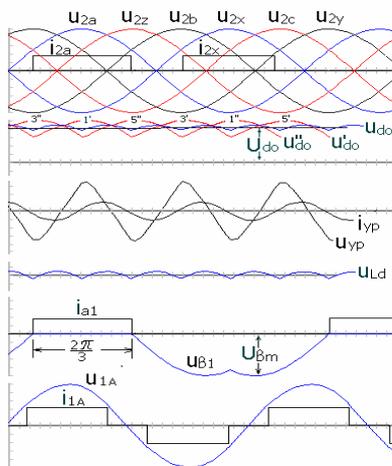


Рис. 2.7.2

ны интервалы проводящего состояния вентиля в двух катодных группах по известному правилу для катодной группы. Огибающая положительных полуволн напряжений первой трехфазной системы дает кривую выпрямленного напряжения u'_{d_0} левой половины схемы, а аналогичная огибающая второй трехфазной системы – кривую выпрямленного напряжения u''_{d_0} правой половины схемы. Хотя средние значения выпрямленных напряжений обеих половинок схемы одинаковы, мгновенные значения выпрямленных напряжений различны из-за сдвига их пульсаций на половину периода пульсаций, как это видно из диаграммы. Различие пульсаций у двух трехфазных выпрямителей требует включения их на параллельную работу через реактор, называемый уравнительным. Этот реактор, во-первых, воспринимает разницу пульсаций в выпрямленных напряжениях и ограничивает уравнительный ток между трехфазными выпрямителями и, во-вторых, позволяет получить на нагрузке, подключаемой к средней точке уравнительного реактора, напряжение u_d , равное (по методу наложения) полусумме выпрямленных напряжений каждой половинки схемы. Из-за указанного сдвига их пульсаций на половину своего периода напряжение на нагрузке имеет шестикратную, т. е. удвоенную частоту пульсаций, и $p = qm_2 = 6$. Кривые выпрямленного тока i_d при допущении идеальности фильтра ($X_d = \infty$) пульсаций не содержат.

На третьей диаграмме приведена кривая уравнительного напряжения $u_{ур}$, равная разнице выпрямленных напряжений левой и правой половинок выпрямителя. Форма уравнительного тока, протекающего в контуре, образованном выпрямленными напряжениями двух половинок схемы, минуя нагрузку, определяется интегралом от уравнительного напряжения. Так как интегрирование несинусоидальной кривой, как было показано в разделе 1.3.3, означает ослабление в результирующей кривой высших гармоник, то при построении уравнительного тока принято, что он имеет синусоидальную форму и сдвинут на четверть периода в сторону отставания от выпрямленного напряжения. Обычно индуктивность уравнительного реактора выбирают из условия ограничения (бесполезного для нагрузки и паразитного для трансформатора) уравнительного тока на уровне 1–2 % от номинального значения выпрямленного тока. На третьей временной диаграмме уравнительный ток показан большей величины, так как он не заметен на

уровне выпрямленного тока на диаграммах анодного и вторичного токов.

На четвертой временной диаграмме приведена кривая анодного тока вентиля I без учета пульсации от уравнильного тока (вследствие ее малости), налагающейся на половину от выпрямленного тока, разделившегося пополам в двух ветвях уравнильного реактора. При этом деление выпрямленного тока в динамике поддерживается за счет напряжения взаимоиндукции уравнильного реактора. Здесь же приведена кривая обратного напряжения на вентиле той же формы, что и у предыдущих выпрямителей трехфазного тока.

После определения формы анодных токов вентиля строятся на первой диаграмме токи во вторичных обмотках трансформатора, которые в однополупериодных схемах выпрямления совпадают с соответствующими анодными токами.

На пятой диаграмме показана форма напряжения на первичной обмотке фазы A трансформатора и кривая тока в этой обмотке i_{1A} . Его можно построить по эмпирическому алгоритму формулы (2.5.2), примененной к двум вторичным токам i_{2a} и i_{2x} одной фазы. При этом пульсации во вторичных токах от уравнильного тока в первичном токе не проявляются, так как эти пульсации в двух указанных вторичных токах противофазны и в результирующем магнитном потоке стержня магнитопровода отсутствуют.

Расчетные соотношения для основного режима работы выпрямителя – режима двойного трехфазного выпрямления получаются с помощью построенных временных диаграмм токов и напряжений в прежней пятнадцатистаговой процедуре анализа.

1. Среднее значение выпрямленного напряжения в этой схеме такое же, как и у половинок схемы, так как среднее значение напряжения на уравнильном реакторе равно нулю, т. е.

$$U_{d_0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2.$$

2. Среднее значение анодного тока вентиля

$$I_a = \frac{I_d}{2 \cdot 3} = \frac{I_d}{6}.$$

3. Действующее значение анодного тока вентиля, вычисляемое также через скважность по (1.1.3):

$$I_{ад} = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} \quad K_{\phi} = \frac{I_{ад}}{I_a} = \sqrt{3}.$$

4. Максимальное значение анодного тока

$$I_{a \max} = \frac{I_d}{2} \quad K_a = \frac{I_{a \max}}{I_a} = 3.$$

5. Максимальная величина обратного напряжения на вентиле

$$U_{в \max} = \sqrt{2} \sqrt{3} E_2 = \frac{2\pi}{3} U_{d0} \quad U_{в \max}^* = \frac{2\pi}{3}.$$

6. Установленная мощность вентиля с неполным управлением

$$S_{B1}^* = \frac{S_b}{P_{d0}} = n \frac{U_{в \max} I_a}{P_{d0}} = 6 \frac{2\pi}{3} \frac{1}{6} = \frac{2\pi}{3},$$

с полным управлением

$$S_{B2}^* = n \frac{U_{в \max} I_{a \max}}{P_{d0}} = 6 \frac{2\pi}{3} \frac{1}{2} = 2\pi.$$

7. Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = I_{ад} = \frac{I_d}{2\sqrt{3}}.$$

8. Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора в соответствии с (1.1.3) будет

$$I_1 = \frac{I_d}{2K_T} \sqrt{\frac{2}{3}}.$$

9. Полная мощность шести вторичных обмоток трансформатора

$$S_2 = 6U_2 I_2 = 6 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d0} \frac{I_d}{2\sqrt{3}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} P_{d0}, S_2^* = 1,48.$$

10. Полная мощность трех первичных обмоток трансформатора

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3 K_T \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d0} \frac{I_d}{2 K_T} \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{\pi}{3} P_{d0}, S_1^* = 1,045.$$

11. Типовая или установленная мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,26 P_{d0} \quad S_T^* = 1,26.$$

По сравнению с предыдущими схемами трехфазных выпрямителей здесь еще появился дополнительный элемент – уравнивающий реактор, работающий на тройной частоте (150 Гц) напряжения. Так как реактор, как и трансформатор, – электромагнитное устройство, только с одной обмоткой, то затраты на него определяются величиной его установленной мощности, которую можно добавить к установленной мощности трансформатора при сравнении различных схем выпрямителей. Показано [8], что установленная мощность реактора, работающего на частоте 150 Гц и приведенная к частоте работы трансформатора, т. е. 50 Гц, будет

$$S_{yp} = 0,07 P_{d0}, \quad S_{yp}^* = 0,07.$$

12. Индуктивность сглаживающего реактора определяется по соотношению (2.3.19) в зависимости от требований к качеству выпрямленного тока. Условная установленная мощность сглаживающего реактора вычисляется по (2.3.21) или (2.3.22), при этом с учетом шестикратности частоты пульсаций выпрямленного напряжения

$$\bar{K}_r = 0,0067, \quad K_n = 5,7 \% = 0,057.$$

13. Входной коэффициент мощности выпрямителя

$$\chi = \frac{1}{S_1^*} 0,955.$$

14. Коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению, очевидно, аналогичен его значению для трехфазного однополупериодного выпрямителя с соединением вторичных обмоток в звезду

$$K_{\text{пн}} = \frac{U_{d0}}{U_1} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} K_T = 1,17 K_T.$$

15. Коэффициент преобразования выпрямителя по току в два раза выше из-за параллельного соединения двух половинок схемы

$$K_{\text{пт}} = \frac{I_d}{I_{1(l)}} = 2 \sqrt{\frac{3}{2}} K_T \cdot \frac{\pi}{3} = 2,56 K_T, \quad K'_{\text{пт}} = \frac{I_d}{I_{1(l)}} = 2,45 K_T$$

На основании полученных результатов расчета и сравнения их с результатами расчета двух предыдущих схем трехфазных выпрямителей можно сделать следующие **выводы**:

1. Рассматриваемая схема имеет лучшее использование трансформатора по типовой мощности, чем в противопоставляемых схемах.

2. Использование вентиля по обратному напряжению и по установленной мощности во всех трех схемах однополупериодного выпрямления одинаковое. Особенностью данной схемы является в два раза большее значение коэффициента преобразования схемы по току и в два раза большее отношение среднего значения выпрямленного тока к среднему значению анодного тока вентиля.

3. Качество выпрямленного напряжения здесь существенно выше, чем в предыдущих схемах, из-за уменьшения его амплитуды пульсаций (характеризуется показателем $K_{\text{п}}$) и увеличения в два раза частоты пульсаций с трехкратной до шестикратной. Оба этих обстоятельства суммарно характеризуются показателем \bar{K}_T , который в 9 раз меньше по сравнению с трехпульсными выпрямителями. Это означает, что индуктивность сглаживающего дросселя и его установленная мощность будут также в это число раз меньше.

Входной коэффициент мощности выпрямителя наивысший среди всех рассмотренных выпрямителей:

$$\chi = v_I = \frac{1}{S_1^*} = 0,955,$$

т. е. качество входного тока в энергетическом (а не геометрическом) плане достаточно близко к синусоидальному, у которого $v_I = 1$. Действительно, коэффициент гармоник входного тока

$$K_{ГГ} = \frac{I_{вГ}}{I_{(1)}} = \sqrt{\frac{1}{v_I^2} - 1} = 0,3.$$

т. е. доля действующего значения высших гармоник тока равна 30 % от первой гармоники.

Теперь перейдем к рассмотрению **специфики второго режима – режима шестифазного однополупериодного выпрямления**. При малых значениях выпрямленного тока становится невозможным создать требуемый ток намагничивания уравнивающего реактора для обеспечения его работы именно как уравнивающего. При этом вентили начинают вступать в работу в точках естественного зажигания шестифазной звезды вторичных напряжений, объединенной из левой и правой систем трехфазных звезд. Кривой выпрямленного напряжения теперь становится огибающая положительных полуволн шестифазной системы напряжений, среднее значение которого

$$U_{d_0} = \sqrt{2} U_2 \frac{m_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2} = U_2 \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} U_2 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 1,35 U_2.$$

По сравнению с режимом двойного трехфазного выпрямления напряжение на выходе выпрямителя возрастает на 15 %.

Из остальных расчетных соотношений ввиду малости загрузки выпрямителя током значима только изменившаяся величина максимального обратного напряжения на вентиле, которая теперь равна удвоенному значению амплитуды вторичного напряжения

$$U_{в\max} = 2\sqrt{2} U_2 = 2\sqrt{2} \cdot \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d_0} = \frac{4\pi}{3\sqrt{3}} U_{d_0} = 2,42 U_{d_0},$$

двух нулевых схем выпрямления, расщепив вторичные обмотки трансформатора, как показано на рис. 2.8.1, б. Одна нулевая схема образована катодной группой вентилей (плюс) и нулевой точкой вторичных обмоток трансформатора, соединенных в звезду (минус). Вторая нулевая схема образована анодной группой вентилей (минус) и опять нулевой точкой тех же вторичных обмоток трансформатора (плюс).

Цель анализа остается прежней, как и во всех базовых схемах выпрямления: изучить свойства схемы и по ним определить рациональные области ее применения. Методика двухэтапного анализа также остается прежней.

На рис. 2.8.2 показаны временные диаграммы напряжений и токов

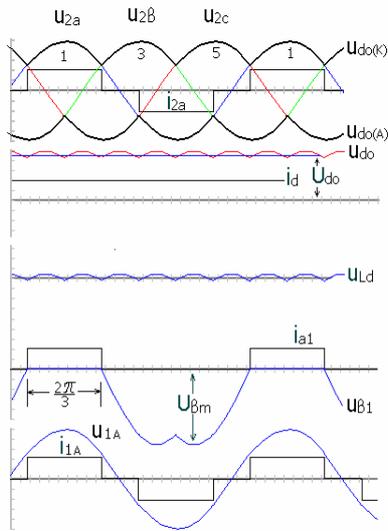


рис. 8.2

напряже *Рис. 2.8.2* которых пульсации сдвинуты на половину своего τ импульсную кривую выпрямленного напряжения u_{d0} . В отличие от нулевых схем выпрямителей, где выпрямляются фазные напряжения, в мостовой схеме, как видно из диаграммы, выпрямляются межфазные, т. е. линейные напряжения.

схемы. На первой диаграмме представлена трехфазная система напряжений вторичных обмоток трансформатора. Здесь же размечены интервалы проводимости вентилей катодной и анодной группы вентилей, а также приведены кривые выпрямленных напряжений этих групп $u_{d(k)}$, $u_{d(a)}$ относительно нулевой точки вторичных обмоток.

Видно, что в любой момент времени работает один вентиль из катодной группы и один из анодной.

На второй диаграмме представлены кривые выпрямленного напряжения u_d и выпрямленного тока i_d . Сложение двух трехпульсных выпрямленных

На третьей диаграмме приведена кривая напряжения на сглаживающем реакторе u_{Ld} .

На четвертой диаграмме приведены кривая анодного тока вентиля и кривая обратного напряжения на нем, построенные по той же методике, что и в нулевых схемах. Зная форму анодных токов вентиля, теперь можно построить токи во всех вторичных обмотках трансформатора. Так, ток во вторичной обмотке фазы a трансформатора i_{2a} равен алгебраической сумме (с учетом их направления) анодных токов i_{a1} и i_{a4} , протекающих по обмотке соответственно в положительную и отрицательную полувольты вторичного напряжения в согласии с определением двухполупериодного выпрямления, как показано на первой диаграмме.

На пятой диаграмме приведены кривые напряжения первичной обмотки фазы A u_{1A} , задаваемого сетью, и тока этой же обмотки i_{1A} . Ток во вторичной обмотке трансформатора чисто переменный (без постоянной составляющей), он трансформируется с той же формой в первичную обмотку. Строгое обоснование этого результата опять можно сделать с помощью составления уравнений для намагничивающих сил трансформатора по второму закону Кирхгофа для магнитных цепей.

Пользуясь соответствующими аналогиями процессов в данном и в ранее рассмотренном выпрямителе трехфазного тока, нетрудно получить необходимые расчетные соотношения в прежней пятнадцатизаговой процедуре расчета.

1. Среднее значение выпрямленного напряжения в мостовой схеме в два раза больше, чем в нулевой, т. е.

$$U_{d0} = 2 \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 = 2,34 U_2.$$

2, 3, 4. Среднее, действующее и максимальное значения тока вентиля такое же, как в нулевой схеме, т. е.

$$I_a = \frac{I_d}{3}, \quad I_{ад} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}, \quad I_{a \max} = I_d.$$

5. Но относительная величина максимального обратного напряжения на вентиле здесь в два раза меньше (из-за возрастания в два раза выпрямленного напряжения)

$$U_{в\max}^* = \frac{U_{d\max}}{U_{d_0}} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} U_2 \pi}{3 \sqrt{6} U_2} = \frac{\pi}{3} = 1,045.$$

6. Установленная мощность вентиляей
– с неполным управлением

$$S_{в_1}^* = n \frac{I_a U_{в\max}}{P_{d_0}} = 6 \frac{I_d \pi U_{d_0}}{3 \cdot 3 P_{d_0}} = \frac{2\pi}{3},$$

– с полным управлением

$$S_{в_2}^* = n \frac{I_a \max U_{в\max}}{P_{d_0}} = 6 \frac{I_d \pi U_{d_0}}{3 P_{d_0}} = 2\pi.$$

7, 8. Одинаковая форма токов в первичных и вторичных обмотках трансформатора (с точностью до K_T) означает и подобие расчетных соотношений для действующих значений этих токов, с учетом (1.1.3.):

$$I_1 = \frac{I_2}{K_T} = \frac{I_d}{K_T} \sqrt{\frac{2}{3}}.$$

9, 10, 11. Тожественность форм напряжений на первичной и вторичной сторонах трансформатора и форм токов в них означает равенство полных мощностей обмоток первичной и вторичной стороны, т. е.

$$S_2^* = S_1^* = S_T^* = \frac{3U_2 I_2}{P_{d_0}} = 3 \frac{\pi \sqrt{2}}{3 \sqrt{6} \sqrt{3}} = \frac{\pi}{3} = 1,045.$$

12. Качество выпрямленного напряжения здесь такое же, как и в предыдущей шестипульсной схеме выпрямления с уравнительным реактором, т. е.

$$\bar{K}_T = 0.0067, \quad K_n = 0.057.$$

13. Входной коэффициент мощности выпрямителя здесь также высок

$$\chi = \frac{1}{S_1^*} = 0,955.$$

14. Коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению здесь в два раза выше

$$K_{\text{пн}} = \frac{U_{d0}}{U_1} = 2,34 K_T.$$

15. Коэффициент преобразования выпрямителя по току

$$K_{\text{пт}} = \frac{I_d}{I_{1(1)}} = \sqrt{\frac{3}{2}} K_T \frac{\pi}{3} = 1,282 K_T,$$

$$K'_{\text{пт}} = \frac{I_d}{I_1} = 1,225 K_T.$$

На основании проведенного формального анализа можно сделать следующие **выводы**, сравнивая полученные результаты с результатами анализа рассмотренных ранее выпрямителей трехфазного тока.

- Мостовая схема выпрямления трехфазного тока имеет наилучшее использование установленной мощности трансформатора среди всех схем.

- Качество выходного напряжения и входного тока выпрямителя здесь такое же, как и у шестипульсной схемы с уравнительным реактором.

- Использование вентиля по обратному напряжению в двухполупериодной (мостовой) схеме выпрямления в два раза лучше, чем во всех однополупериодных (нулевых) схемах выпрямления трехфазного тока, что аналогично ситуации с однополупериодными и двухполупериодными схемами выпрямления однофазного тока.

- Спецификой мостовой схемы являются протекание выпрямленного тока через два последовательно включенных вентиля и вследствие этого двойные потери напряжения и мощности по сравнению с однополупериодными схемами выпрямления.

Таким образом, совокупность достоинств трехфазной мостовой схемы выпрямления делает ее **прима-схемой** среди всех схем выпрямления и обеспечивает ей преимущественное применение, кроме случаев с малыми значениями выпрямленного напряжения и очень большими значениями выпрямленного тока.

Результирующая таблица свойств базовых схем выпрямителей приведена в разделе 4.1.

2.9. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ. РЕГУЛИРОВОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Управляемый выпрямитель – это схема базового выпрямителя, выполненный на управляемых вентилях. Возможны два способа регулирования среднего значения выпрямленного напряжения в выпрямителях на неполностью управляемых вентилях: фазовое регулирование, релейное регулирование.

2.9.1. ФАЗОВОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ

При *фазовом регулировании* изменение угла регулирования α управляемых вентилях в базовых схемах выпрямления дает возможность регулирования среднего значения выпрямленного напряжения. **Целью нашего анализа** здесь и является нахождение зависимости среднего значения выпрямленного напряжения от параметров управления.

Кривая выпрямленного напряжения в общем случае m_2 -фазного выпрямителя показана на первой диаграмме рис. 2.9.1, диаграмма анодного тока вентиля и обратного напряжения на нем приведена на второй диаграмме.

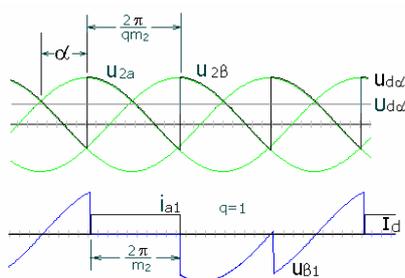


Рис. 2.9.1

Из анализа этих диаграмм на качественном уровне следует, что достоинство управляемого выпрямителя, связанное с возможностью регулирования выходного напряжения, сопровождается тремя **неблагоприятными обстоятельствами**.

1. Регулирование среднего значения выпрямленного напряжения достигается за счет деформации (искажения) формы мгновенной кривой выпрямленного напряжения, т. е. связано с ухудшением качества выпрямленного напряжения (количественное увеличение K_n и \bar{K}_r будет показано в разделе 3.7) и как следствие приводит к увеличению индуктивности сглаживающего реактора.

2. Увеличение угла регулирования α при снижении выпрямленного напряжения сопровождается таким же увеличением сдвига анодного

тока относительно переменного напряжения на входе выпрямителя. Аналогично смещаются по фазе и токи обмоток трансформатора, которые при построении определялись через анодные токи вентилях. А отстающие по фазе токи относительно напряжения (как и отстающие в обществе от лидеров люди) снижают свою полную «работоспособность», так как при этом снижается в функции косинуса угла сдвига передаваемая активная мощность в соответствии с (1.3.7). Оценка влияния регулирования на входной коэффициент мощности будет дана в разделе 3.3.10.

3. После приложения к вентилю обратного напряжения, в течение которого он должен восстановить свои управляющие свойства, к вентилю прикладывается прямое напряжение. При этом напряжении вентиль должен оставаться закрытым до момента подачи на его управляющий электрод сигнала на включение вентиля.

Определим теперь количественную зависимость среднего значения выпрямленного напряжения идеального выпрямителя $U_{d\alpha 0}$ от угла регулирования α , которая называется *регулирующей характеристикой* управляемого выпрямителя. В соответствии с диаграммой $u_{d\alpha}$ на рис. 2.9.1 имеем

$$U_{d\alpha 0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{qm_2}}^{\frac{\pi}{qm_2}} \sqrt{2} U_2 \cos \vartheta \, d\vartheta = U_2 \frac{\sin \frac{\pi}{qm_2}}{\frac{\pi}{qm_2}} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha ,$$

где
$$U_2' = \begin{cases} U_2 & \text{при } q = 1, \\ \sqrt{3} U_2 & \text{при } q = 2. \end{cases} \quad (2.9.1)$$

Отношение среднего значения выпрямленного напряжения управляемого выпрямителя к среднему значению выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя называется *степенью регулирования выпрямленного напряжения* и обозначается C_p . Тогда уравнение регулировочной характеристики в относительных единицах имеет вид

$$C_p = \frac{U_{d\alpha 0}}{U_{d0}} = \cos \alpha . \quad (2.9.2)$$

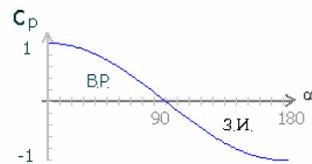


рис. 9.2

График этой зависимости показан на рис. 2.9.2.

При $0 < \alpha < 90^\circ$ имеет место выпрямительный режим работы схемы на идеальных элементах, при $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ – р
 Рис. 2.9.2 го инвертирования, который будет рассмотрен в разделе 5.5.4.

2.9.2. РЕЛЕЙНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ

Второй способ регулирования среднего значения напряжения на выходе выпрямителя обеспечивается *релейным (циклическим) алгоритмом управления*. При этом напряжение на выходе выпрямителя за период управления (период цикла) принимает два значения: максимальное выпрямленное (при $\alpha = 0$) или нулевое значение, как показано на временной диаграмме рис. 2.9.3 для двухпульсного выпрямителя. В случае выполнения выпрямителя по однополупериодной (нулевой) схеме выпрямления нулевое значение выпрямленного напряжения при сохранении возможности протекания в нагрузке неизменного выпрямленного тока ($X_d = \infty$) обеспечивается добавлением на выход выпрямителя нулевого вентиля, аналогично показанному на рис. 1.2.1, а. В случае выполнения выпрямителя по двухполупериодной (мостовой) схеме функцию нулевого вентиля выполняют два последовательных вентиля одного плеча мостовой схемы.

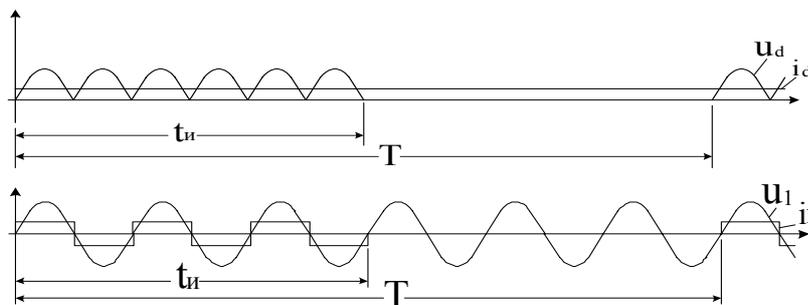


Рис. 2.9.3

Среднее значение выпрямленного напряжения регулируется при этом изменением соотношения длительности наличия напряжения на нагрузке с длительностью периода T (цикла). Уравнение регулировочной характеристики здесь очевидным способом выражается через скважность [см. (1.1.4)]

$$C_p = \frac{t_u}{T}, \quad (2.9.3)$$

и степень регулирования выпрямленного напряжения является линейной функцией управления.

По сравнению с рассмотренным выше фазовым способом регулирования выпрямленного напряжения релейный способ имеет то преимущество, что входной ток выпрямителя всегда находится в фазе с напряжением сети и реактивная мощность сдвига выпрямителя равна нулю. Вследствие этого повышается и входной коэффициент мощности, который теперь будет равен с учетом (2.9.3)

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = \frac{E_{d\alpha} I_d}{m_1 U_1 I_1} = \frac{C_p E_{d0} I_d}{m_1 U_1 \frac{I_d}{K_T} \sqrt{\frac{t_u}{T}}} = \frac{K_T K_{п.н}}{m_1} \sqrt{C_p}. \quad (2.9.4)$$

Недостатком этого способа управления является появление *субгармоник* (гармоник более низкой частоты, чем обычные) в выпрямленном напряжении и первичном токе, что обусловлено существенным увеличением периода всех электромагнитных процессов в схеме с $T_{1/p}$ для выпрямленного напряжения и T_1 – для входного тока до периода цикла T , который обычно значительно больше периода сетевого напряжения T_1 . Для сохранения при этом малых пульсаций в выпрямленном токе электромагнитная постоянная цепи нагрузки (с фильтром) должна быть, в свою очередь, существенно больше периода цикла T .

Таким образом, релейное управление, как более простое, применимо, когда нагрузкой выпрямителя являются обмотки электромагнитов, электрических машин, имеющие соответствующую электромагнитную инерционность.

ВОПРОСЫ К ГЛАВЕ 2

Порой опять гармонией упьюсь,
Над вымыслом слезами обольюсь...

А. С. Пушкин

1. Какие элементы содержит блок-схема управляемого выпрямителя?
2. Какой режим работы выпрямителя называется режимом прерывистого тока нагрузки?
3. Какими мерами можно уменьшить зону прерывистых токов в выпрямителе?

4. Чем отличаются двухполупериодные схемы выпрямления от однополупериодных?
5. В какой схеме выпрямления однофазного напряжения лучше используются вентили:
 - по обратному напряжению,
 - по анодному току?
6. Как обстоит дело с наличием вынужденного подмагничивания сердечника трансформатора однонаправленным потоком в выпрямителях однофазного напряжения?
7. По какому критерию разграничиваются зоны применения выпрямителей трехфазного тока со схемами соединения обмоток Δ/λ_0 и λ/Z_0 ?
8. Как обстоит дело с наличием подмагничивания сердечника трансформатора однонаправленным потоком в шестипульсных выпрямителях трехфазного тока?
9. Как обстоит дело с наличием подмагничивания сердечника трансформатора однонаправленным потоком в трехпульсных выпрямителях трехфазного тока?
10. Когда рационально применение выпрямителя трехфазного тока с уравнивающим реактором ?
11. Когда рационально применение трехфазной мостовой схемы выпрямления ?
12. От какого момента времени отсчитывается угол регулирования α и почему ?
13. Какие новые качества присущи управляемому выпрямителю по сравнению с неуправляемым ?
14. Что определяет регулировочная характеристика управляемого выпрямителя? В каком диапазоне надо изменять угол регулирования α для изменения выпрямленного напряжения от максимального до нуля?
15. В чем отличие релейного способа регулирования выпрямленного напряжения от фазового?

УПРАЖНЕНИЯ К ГЛАВЕ 2

И пальцы просятся к перу,
Перо к бумаге ...

А.С. Пушкин

1. Рассчитать параметры диодов в однофазной мостовой бестрансформаторной схеме выпрямления при $X_d = \infty$ и $R_d = 20$ Ом.
2. Рассчитать параметры диодов в однофазной мостовой бестрансформаторной схеме выпрямления при $X_d = 0$ и $R_d = 20$ Ом.
3. Построить кривую входного тока выпрямителя по п. 2 и рассчитать его входной коэффициент мощности.
4. По какой схеме необходимо выполнить выпрямитель с $U_{d0} = 500$ В и $R_d = 100$ Ом? Какова будет типовая мощность трансформатора при $X_d = \infty$ и $X_d = 0$?
- 5.* Построить кривую выпрямленного напряжения трехпульсного выпрямителя с $X_d = \infty$ при невключении (обрыве) одного диода и определить среднее значение напряжения.
6. Построить кривую тока, потребляемого трехпульсным выпрямителем из сети при соединении обмоток трансформатора Δ/λ_0 .
- 7.* Рассчитать коэффициент гармоник выпрямленного напряжения шестипульсного выпрямителя.
- 8.* Рассчитать величину первой гармоники уравнивающего напряжения по отношению к среднему значению выпрямленного напряжения в схеме с уравнивающим реактором.
9. Рассчитать коэффициент искажения выпрямленного напряжения управляемого двухпульсного выпрямителя.
10. Рассчитать значение угла регулирования управляемого выпрямителя для снижения напряжения в 10 раз.
- 11.* Рассчитать коэффициент искажения тока однофазной сети при релейном регулировании выпрямленного напряжения.

3. ТЕОРИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПОСТОЯННЫЙ С УЧЕТОМ РЕАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Прошла любовь,
Явилась муза
И прояснила темный ум.

А. С. Пушкин

3.1. ПРОЦЕСС КОММУТАЦИИ В УПРАВЛЯЕМОМ ВЫПРЯМИТЕЛЕ С РЕАЛЬНЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ. ВНЕШНЯЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

В выпрямителях на идеальных элементах, рассмотренных в предыдущей главе, процесс коммутации тока, т. е. переход тока из фазы трансформатора с вентилем, заканчивающим работу, в фазу трансформатора с вентилем, вступающим в работу, осуществлялся мгновенно, что сопровождалось скачком тока. В реальных цепях всегда имеется индуктивность (внесенная или собственная), в которой невозможны скачки тока, а значит, невозможна и мгновенная коммутация. Очевидно, реальный трансформатор будет заметно влиять на коммутацию своими реактивными сопротивлениями, что здесь и является **задачей нашего анализа.**

Известная Т-образная схема замещения трансформатора представлена на рис. 3.1.1.

В отличие от энергетиков, которые приводят параметры трансформатора к первичной, т. е. сетевой обмотке, в преобразовательной технике необходимо приведение параметров схемы замещения ко вторичной стороне.

Это связано с обратным направлением в построении электромагнитных процессов в трансформаторе выпрямителя: сначала, как было показано, строятся токи во вторичных обмотках трансформатора, а только затем – в первичных.

Прямое использование полной схемы замещения трансформатора с тремя индуктивностями в расчетной модели выпрямителя настолько увеличит сложность анализа (как это видно из раздела 1.2.1, где сделан учет всего одной индуктивности), что в аналитическом виде расчет станет практически невозможным. Поэтому необходимо разумное, в соответствии с целями анализа, упрощение схемы замещения. Профессиональное **искусство специалиста** как раз и состоит в способности разумного упрощения математической модели задачи, сам же расчет после этого носит в основном технический характер и с привлечением средств вычислительной техники становится доступным всем. А вот само упрощение основано на четком понимании физики процессов, разделении их на значимые и малозначимые для целей анализа.

Процесс коммутации тока в трансформаторе выпрямителя сопровождается отключением и подключением вторичных обмоток трансформатора к нагрузке, первичные обмотки трансформатора все время остаются подключенными к питающей сети. Значит, изменения основ-

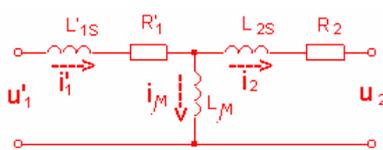


Рис. 3.1.1

ного магнитного потока в трансформаторе при коммутации практически не происходит, да и сама величина намагничивающего тока мощного трансформатора i_{μ} составляет несколько процентов от тока, обусловленного нагрузкой. Поэтому индуктивность намагничивания L_{μ} из схемы замещения можно на этом этапе устранить. В результате первого шага упрощения приходим к схеме замещения с одной индуктивностью L_a , равной сумме индуктивностей рассеивания приведенной первичной и вторичной обмоток трансформатора, и одним активным сопротивлением R , также равным сумме активных сопротивлений приведенной первичной и вторичной обмоток. Индуктивность рассеивания трансформатора, приведенную ко вторичной (анодной) стороне трансформатора выпрямителя, называют *анодной индуктивностью*.

Необходимость второго шага в упрощении расчетной схемы замещения трансформатора связана с тем обстоятельством, что расчетные соотношения в LR -цепи с вентилем, как видно из результатов раздела 1.2.1, имеют трансцендентный характер, что не позволяет получить конечных аналитических соотношений. Поэтому, зная из опыта, что реактивное сопротивление рассеивания трансформаторов средней и большой мощности в 3...5 раз больше активного сопротивления обмоток, последним можно пренебречь. Поскольку влияние L_a на выпрямленное напряжение через коммутацию имеет место на уровне нескольких процентов, влияние R_a тогда будет на уровне одного процента и сделанное второе упрощение также обосновано.

Таким образом, оценку влияния реального трансформатора РТ на процесс коммутации токов в выпрямителе сделаем путем замены реального трансформатора на совокупность идеального трансформатора ИТ (как в прежней модели гл. 2) и суммарной индуктивности рассеивания обмоток, приведенной ко вторичной стороне (L_a), как показано на рис. 3.1.2



Рис. 3.1.2

На рис. 3.1.3 приведена схема управляемого выпрямителя, у которого реальность трансформатора учтена включением реактивных сопротивлений $X_a = \omega L_a$ во вторичные обмотки трансформатора. Вентили и сглаживающий дроссель пока по-прежнему считаем идеальными, чтобы выяснить влияние в чистом виде одного нового элемента – X_a . Очевидно, что теперь при включении очередного вентиля, например 3, ток в нем будет нарастать с конечной скоростью, а в вентиле 1, выходящем из работы, ток будет спадать тоже с конечной скоростью.

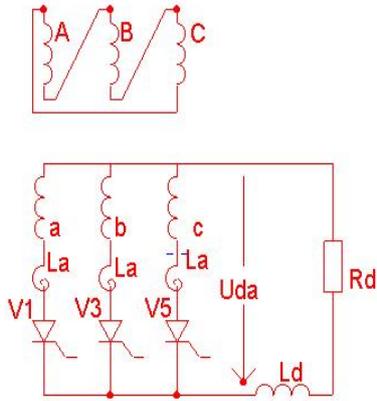


Рис. 3.1.3

Значит, на время коммутации из напряжения фазы U_{2b} , ее X_a , вентиля 3, вентиля 1, напряжения фазы U_{2a} и ее X_a образуется контур коммутации. В общем случае контур коммутации – это замкнутый контур, образованный ветвью с вентилем, вступающим в работу, и ветвью с вентилем, выходящим из работы. В контуре коммутации обязательно наличие источника (коммутационного) напряжения. Если им является напряжение питающей сети (или приемной сети, в случае зависимо-

мого инвертора, см. раздел 3.3.4), то такая коммутация называется *естественной коммутацией*. Дифференциальное уравнение для тока в контуре коммутации i_k имеет вид:

$$2X_a \frac{di_k}{d\theta} = u_{2a} - u_{2b} \quad (3.1.1)$$

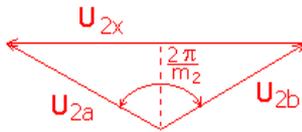


Рис. 3.1.4

Вектор межфазного напряжения $U_{2к}$ в m_2 -фазной системе, под действием которого идет коммутационный процесс, определяется в соответствии с векторной диаграммой на рис. 3.1.4

Тогда решение уравнения (3.1.1) для тока коммутации, совпадающего с

анодным током вентиля, вступающего в работу, имеет вид, при условии помещения начала отсчета времени в точку естественного зажигания:

$$i_{\kappa} = i_{a3} = \frac{1}{X_a} \int \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m_2} \sin \vartheta d\vartheta = -\frac{\sqrt{2} U_2}{X_a} \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \vartheta + C_1. \quad (3.1.2)$$

Постоянная интегрирования C_1 определяется из начального условия $i_{a3} = 0$ при $\vartheta = \alpha$, т. е.

$$C_1 = \frac{\sqrt{2} U_2}{X_a} \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \alpha. \quad (3.1.3)$$

С учетом ее решение (3.1.2) примет вид

$$i_{a3} = \frac{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}{X_a} (\cos \alpha - \cos \vartheta). \quad (3.1.4)$$

Длительность процесса коммутации определяется из условия достижения ток вентиля 3, вступающего в работу, тока I_d , при этом ток вентиля, выходящего из работы, спадает до нуля, так как при идеальном фильтре

$$i_{a1} + i_{a3} = i_d = I_d \quad (3.1.5)$$

и контур коммутации разомкнется. Интервал (относительного) времени, в течение которого в контуре коммутации ток проводят оба вентиля, участвующие в коммутации, называется *углом коммутации* и обозначается γ . Условие $i_{a3} = I_d$ при $\vartheta = \alpha + \gamma$ подставляется в уравнение (3.1.4)

$$I_d = \frac{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}{X_a} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)], \quad (3.1.6)$$

и отсюда получается формула для расчета угла коммутации γ

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{I_d X_a}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m_2}} \right] - \alpha. \quad (3.1.7)$$

Таким образом, определены законы изменения токов вентиля, вступающего в работу (3.1.4), и вентиля, выходящего из работы (3.1.5), на интервале коммутации и длительность интервала γ . Характер изменения мгновенного значения выпрямленного напряжения на интервале коммутации $u_{d\gamma}$, когда ток проводят две фазы трансформатора, здесь u_{2a} и u_{2b} , находим по методу наложения, полагая цепь нагрузки источником тока I_d , тогда

$$u_{d\gamma} = \frac{u_{2a} + u_{2b}}{2}. \quad (3.1.8)$$

Выпрямленное напряжение на интервале γ строится как полусумма фазных напряжений трансформатора, участвующих в коммутации.

На рис. 3.1.5 показаны временные диаграммы выпрямленного напряжения $u_{d\alpha}$ и анодных токов вентилей с учетом коммутации.

Характерно, что на внекоммутационном интервале, т. е. на интервале с одним проводящим вентилем, мгновенная кривая выпрямленного напряжения идет по кривой вторичного напряжения трансформатора, несмотря на наличие в анодной цепи вентиля индуктивности L_a . Напряжение самоиндукции на ней от протекания тока i_d при этом равно нулю, так как производная идеально сглаженного выпрямленного тока также равна нулю.

Из диаграммы выпрямленного напряжения видно, что реальная коммутация токов привела к потере в площади кривой выпрямленного напряжения на величину коммутационного падения напряжения Δu_x , заштрихованного на диаграмме. Потеря площади означает уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения, которое теперь

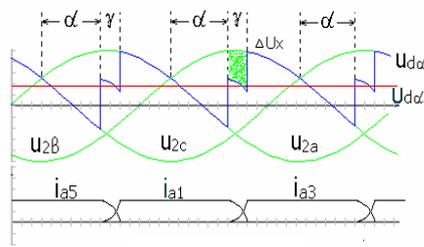


Рис. 3.1.5

становится зависящим от величины угла коммутации γ , а значит, по (3.1.7) и от среднего значения выпрямленного тока при постоянном угле регулирования α . Эта зависимость $U_{d\alpha} = f(I_d)\alpha = \text{const}$ называется *внешней характеристикой выпрямителя*. (Слово внешняя – мнемоническая подсказка местонахождения цепи нагрузки, внешне подключаемой к выпрямителю.) Уравнение внешней характеристики выпрямителя записывается из очевидного соображения: напряжение на выходе выпрямителя при наличии нагрузки равно разности напряжения его холостого хода $U_{d\alpha 0}$ и падения напряжения в выпрямителе от коммутации ΔU_x при появлении тока нагрузки, т. е.

$$U_{d\alpha} = U_{d\alpha 0} - \Delta U_x = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_x, \quad (3.1.9)$$

где ΔU_x – среднее значение коммутационного падения напряжения, которое равно в общем случае

$$\begin{aligned} \Delta U_x &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \Delta u_x d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} X_a \frac{di_{a3}}{d\vartheta} d\vartheta = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{I_d} x_a di_{a3} = \frac{X_a I_d}{2\pi}. \end{aligned} \quad (3.1.10)$$

После подстановки (3.1.10) в (3.1.9) получаем в явной форме уравнение внешней характеристики выпрямителя с учетом коммутации

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - I_d \frac{X_a}{2\pi}. \quad (3.1.11)$$

Характерно, что внешние характеристики, являющиеся прямыми линиями, идут параллельно для различных значений угла регулирования α , так как коммутационное

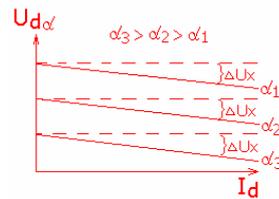


рис. 1.5

падение напряжения ΔU_x от него не зависит. Графики внешних характеристик показаны на рис. 3.1.6.

Другой характерный результат состоит в том, индуктивности L_a через процесс коммутации на среднее напряжение формально аналогично влиянию эквивалентного коммутации внутреннего квазиактивного сопротивления $R_{в.э}$:

$$R_{в.э} = \frac{X_a}{2\pi qm_2} \quad (3.1.12)$$

Это позволяет представить выпрямитель по выходу схемой замещения, содержащей генератор постоянного напряжения величиной $U_{d0} \cos \alpha$ и последовательно включенного с ним квазиактивного сопротивления $R_{в.э}$, как показано на рис. 3.1.7.

Сопротивление названо квазиактивным потому, что несмотря на наличие падения напряжения на нем, равного ΔU_x , потерь активной мощности в нем нет, как нет ее и в самом коммутационном процессе, обусловленном реактивностью L_a .

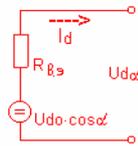


рис. 1.6

Рис. 3.1.7

В то же время полученный результат (3.1.12) подсказывает нам, что действительно имеющиеся активные сопротивления в контуре протекания тока внутри выпрямителя до внешних зажимов окажут на выпрямленное напряжение такое же влияние, как и квазиактивное внутреннее сопротивление $R_{в.э}$.

Это позволяет объединить в суммарное внутреннее сопротивление выпрямителя $R_{в}$ активные сопротивления обмоток трансформатора, приведенные ко вторичной стороне, $R'_1 + R_2$, динамическое сопротивление вентиля в прямом направлении $R_{дин}$, активное сопротивление обмотки сглаживающего реактора выходного фильтра R_{ϕ} , т. е.

$$R_{в} = R_{в.э} + R'_1 + R_2 + R_{дин} + R_{\phi} \quad (3.1.13)$$

С учетом этого обобщенное уравнение внешней характеристики получает вид

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - I_d \left(\frac{X_a}{2\pi} + R'_1 + R_2 + R_{\text{дин}} + R_{\text{ф}} \right) - q\Delta U_0. \quad (3.1.14)$$

Здесь последнее слагаемое учитывает второй параметр реального вентилля в проводящем состоянии – напряжение отсечки прямой вольт-амперной характеристики ΔU_0 .

Для электроэнергетиков более привычным является такой параметр трансформатора, как напряжение его короткого замыкания $U_{1к}\%$, а не индуктивное сопротивление рассеивания трансформатора, приведенное ко вторичной стороне X_a . Эти два параметра связываются очевидным способом

$$X_a = \frac{X_{1к}}{X_T^2} = \frac{U_{1к}}{I_{1Н}} \frac{U_{к}\%}{100} = \omega L_a. \quad (3.1.15)$$

Таким образом, на втором этапе анализа – анализе выпрямителя с реальными элементами – учтены реальные параметры трансформатора, вентиллей, выходного фильтра (кроме допущения $L_d = \infty$), которые, углубив результаты первого этапа анализа с идеальными элементами, расширили границы применения теории до задач практики. Осталось снять последнее допущение и выяснить влияние конечного значения индуктивности в цепи нагрузки L_d прежде всего на две основные для пользователя характеристики выпрямителя, а именно на его внешнюю и регулировочную характеристики. Это и будет сделано в следующем разделе.

3.2. ТЕОРИЯ РАБОТЫ ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА ПРОТИВОЭДС ПРИ КОНЕЧНОМ ЗНАЧЕНИИ ИНДУКТИВНОСТИ L_d .

Работа выпрямителя на противоЭДС в цепи нагрузки является самой частой моделью реальных нагрузок. Такими нагрузками, содержащими противоЭДС, являются:

1) якорная цепь машины постоянного тока, содержащая в схеме замещения кроме RL -параметров якорной обмотки еще и ЭДС вращения машины;

- 2) аккумуляторы, замещаемые источником ЭДС с малым активным внутренним сопротивлением;
- 3) гальванические ванны в химическом и металлургическом производстве, имеющие встречную ЭДС раствора или расплава;
- 4) электрические дуги сварки, газоразрядных приборов освещения, плазменных установок и т.п.

Условно к этому режиму можно отнести даже работу выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку (обмотки возбуждения электрических машин, обмотки реле и т.д.) на этапе спада тока в обмотке (гашение поля обмотки). При этом энергия магнитного поля обмотки возвращается (рекуперировать) в питающую сеть. Выпрямитель имеет также свою собственную внутреннюю противоЭДС, в соответствии с (3.1.14) равную $q\Delta U_0$, которая оказывает значительное влияние на выпрямленный ток при малых величинах выпрямленного напряжения (низковольтные выпрямители или зарегулированные до малых напряжений выпрямители с высоким номинальным выпрямленным напряжением).

Модельная схема управляемого выпрямителя, охватывающая все указанные случаи, имеет вид, показанный на рис. 3.2.1.

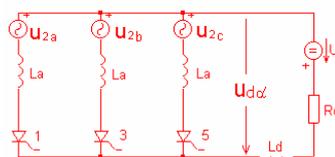


Рис. 3.2.1

Задачей данного раздела является изучение влияния конечного значения индуктивности в цепи нагрузки L_d на две основные характеристики выпрямителя: внешнюю и регулировочную. При необходимости результат анализа электромагнитных процессов в этой модели можно распространить и на изучение влияния конечного значения L_d на процессы в других цепях, помимо выходной, по той методике, которая была использована выше при анализе базовых ячеек выпрямления.

Конечное значение индуктивности в цепи нагрузки может приводить к появлению **качественно нового режима работы выпрямителя** – режима *прерывистого выпрямленного тока*, как это было отмечено в разделе 2.2. Поэтому последовательно проведем анализ для режимов прерывистого тока, граничного предельно-непрерывного тока, непрерывного тока.

3.2.1. РЕЖИМ ПРЕРЫВИСТОГО ТОКА ($\lambda < 2\pi/qm_2$)

Воспользуемся временными диаграммами рис. 3.2.2 для этапа качественного анализа, на которых построены кривые выпрямленного напряжения и выпрямленного тока.

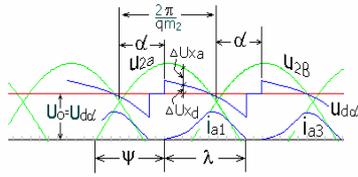


рис. 2.2

Рис. 3.2.2. Значения α и λ зависят от друг друга, поэтому схема замещения любого выпрямителя на интервале проводящего состояния вентиля имеет вид, показанный на рис. 3.2.3.

Здесь в сопротивление R_d можно объединить при необходимости все внутренние активные сопротивления выпрямителя, входящие в (3.1.13). Аналогично, в противо-ЭДС нагрузки можно объединить напряжения отсечки прямой вольт-амперной характеристики проводящих вентилях $q\Delta U_0$. Индуктивность рассеивания трансформатора L_a входит с множителем q , так как при $m_2=3$, $q=2$ ток течет по двум фазам трансформатора.

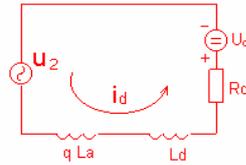


Рис. 3.2.3

Как было показано в разделе 2.2.2, в режиме прерывистого выпрямленного тока в RL -нагрузке длительность протекания тока λ определяется из решения трансцендентного уравнения, что означает и невозможность получения аналитического выражения для среднего значения выпрямленного тока. Это, в свою очередь, означает отсутствие замкнутого аналитического выражения для внешней характеристики выпрямителя. Анализ работы выпрямителя для такого самого общего случая сделан в работах А. А. Булгакова [40] и С. В. Захаревича. [41] и довольно сложен. Поэтому ограничимся здесь случаем без активного сопротивления в цепи выпрямленного тока ($R_d = 0$). В таком случае внешнюю характеристику можно получить уже в виде уравнений в параметрической форме, т. е.

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha} &= f_1(\alpha, \lambda), \\
 I_d &= f_2(\alpha, \lambda).
 \end{aligned}
 \tag{3.2.1}$$

Тогда, задаваясь значениями $\lambda_j < 2\pi/qm_2$, можно вычислять по (3.2.1) соответствующие им значения $U_{d\alpha_j}$, I_{d_j} при $\alpha = \text{const}$ и получать таким образом точки внешней характеристики.

Сначала определим среднее значение выпрямленного напряжения, интегрируя кривую его мгновенного значения за время протекания тока λ (во время бестоковой паузы мгновенные значения выпрямленного напряжения и противоЭДС совпадают, а значит, совпадают и их средние значения на интервале паузы) в соответствии с диаграммой на рис. 3.2.2

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha} &= \frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda u_{d\alpha} d\vartheta = \frac{1}{\lambda} \int (u_2 - u_{x_a}) d\vartheta = \frac{1}{\lambda} \int_\psi^{\psi+\lambda} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \\
 &= \frac{\sqrt{2} U_2}{\lambda} [\cos \psi - \cos(\psi + \lambda)] = f_1(\alpha, \lambda),
 \end{aligned}
 \tag{3.2.2}$$

где $\psi = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{qm_2} + \alpha$ – угол вступления вентиля в работу, отсчитанный относительно нуля вторичного напряжения, куда здесь помещено начало отсчета времени.

Так как среднее значение выпрямленного напряжения уравновешивается средним значением противоЭДС, то из (3.2.2) следует

$$U_0 = U_{d\alpha} = \frac{\sqrt{2} U_2}{\lambda} [\cos \psi - \cos(\psi + \lambda)] = f_1(\alpha, \lambda). \tag{3.2.3}$$

Для расчета среднего значения выпрямленного тока необходимо знать выражение для мгновенного значения этого тока, которое находится как решение дифференциального уравнения для тока, имеющего в соответствии с расчетной схемой замещения (рис. 3.2.3) следующий вид:

$$(qX_a + X_d) \frac{di_d}{d\vartheta} + i_d R_d = u_2 - U_0. \quad (3.2.4)$$

Прямое интегрирование этого уравнения при $R_d = 0$ дает

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U_2^3}{qX_a + X_d} [-\cos \vartheta - \tau \vartheta] + C_1, \quad (3.2.5)$$

где $\tau = \frac{U_0}{\sqrt{2} U_2'}$ – относительное значение противоЭДС,

$$а \quad U_2' = \begin{cases} U_2 & m_2 = 3, \quad q = 1, \\ \sqrt{3} U_2 & m_2 = 3, \quad q = 2. \end{cases}$$

Постоянная интегрирования определяется из начального условия: $i_d = 0$ при $\vartheta = \psi$

$$C_1 = \frac{\sqrt{2} U_2^3}{qX_a + X_d} [\tau \psi + \cos \psi].$$

Тогда решение (3.2.5) примет вид

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U_2'}{q X_a + X_d} [\cos \psi - \cos \vartheta + \tau(\psi + \vartheta)]. \quad (3.2.6)$$

Из уравнения (3.2.6) находится среднее значение выпрямленного тока

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\lambda i_d d\vartheta = \frac{\sqrt{2} U_2' q m_2}{(qX_a + X_d) 2\pi} \int_\psi^{\psi+\lambda} [\cos \vartheta - \cos(-\psi_0 + \alpha) + \tau(\psi - \vartheta)] d\vartheta =$$

$$= \frac{\sqrt{2} U_2' q m_2}{(qX_a + X_d) 2\pi} \left[\sin(\psi + \lambda) - \sin \psi + \cos \psi - \tau \frac{\lambda^2}{2} \right] = f_2'(\alpha, \lambda, \tau).$$

(3.2.7)

Если подставить в (3.2.7) значение τ , определяемое из (3.2.3), то получим в явном виде зависимость

$$I_d = f'_2(\alpha, \lambda, \tau) = f'_2(\alpha, \lambda, f_1(\alpha, \lambda)) = f_2(\alpha, \lambda). \quad (3.2.8)$$

Обычно ограничиваются для выпрямленного тока зависимостью (3.2.7).

3.2.2. РЕЖИМ ПРЕДЕЛЬНО-НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА ($\lambda=2\pi/qm_2$)

Соотношения для средних значений выпрямленного напряжения и выпрямленного тока указанного граничного режима получаются соответственно из (3.2.2) и (3.2.7) с учетом (3.2.3) при подстановке в них $\lambda=2\pi/qm_2$

$$U_{d\alpha.r} = \sqrt{2} U'_2 \frac{qm_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{qm_2} \cos \alpha = B \cos \alpha, \quad (3.2.9)$$

$$I_{d\alpha.r} = \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi}{qm_2} \left(1 - \frac{\pi}{qm_2} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{qm_2} \right) \sin \alpha = A \sin \alpha. \quad (3.2.10)$$

Соотношения (3.2.9) и (3.2.10) определяют уравнение дуги эллипса в параметрической форме на графике внешних характеристик рис. 3.2.4 и разделяют зоны непрерывного и прерывистого выпрямленного тока.

3.2.3. РЕЖИМ НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА ($\lambda > 2\pi/qm_2$)

В режиме непрерывного выпрямленного тока его период состоит из двух подынтервалов: внекоммутационного и коммутационного. Во внекоммутационном интервале ток проводит один вентиль (в однополупериодных схемах выпрямления), в коммутационном – два вентиля. Число дифференциальных уравнений для тока уже становится в три раза больше (три уравнения), чем в режиме прерывистого тока, что приводит к такому усложнению формул, что они становятся громоздкими и трудоемкими для инженерных расчетов. Поэтому здесь можно использовать приближенную методику построения внешней характеристики, если значения X_d заметно превышают значения X_a . Более точная, но более сложная методика приведена в [8]. Это обычно выполняется, так как значение реактанса сглаживающего дросселя выбирают из условия получения пульсаций выпрямленного тока на уровне нескольких процентов от его среднего значения. С инженерной точностью в этом случае пульсациями выпрямленного тока можно пренеб-

речь, т. е. считать его идеально сглаженным, как при $X_d = \infty$. Тогда противоЭДС в цепи нагрузки можно заменить на эквивалентное активное сопротивление нагрузки R_{d3} :

$$R_{d3} = \frac{U_0}{I_d}, \quad (3.2.11)$$

протекая по которому, выпрямленный ток создает на нем такое же постоянное падение напряжения, как U_0 . Режим работы выпрямителя в статике при этом не изменится, т. е. выпрямитель этой подмены нагрузки «не почувствует».

Уравнение же для внешней характеристики выпрямителя с активно-индуктивной нагрузкой при $X_d = \infty$ было получено в разделе 3.1.1 в форме (3.1.11) и в более общей модели выпрямителя – в форме (3.1.14). Графики результирующих внешних характеристик выпрямителя,

нагруженного на противоЭДС, приведены на рис. 3.2.4.

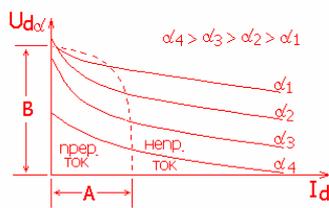


Рис. 3.2.4

Показателен крутой спад характеристик в области прерывистого выпрямленного тока. Это обусловлено резкой зависимостью длительности протекания тока λ при изменении противоЭДС и ограничении величины импульса тока реактансами X_a и X_d . В режиме непрерывного тока ограничение величины выпрямленного тока определяется процессом коммутации, в котором участвует только реактанс X_a .

Еще **одной особенностью** работы выпрямителя на противоЭДС в случае конечного значения X_d является возможность появления режима работы с *вынужденным углом регулирования* α_v .

В этом случае вентиль вступает в работу не с углом регулирования α , задаваемым по каналу управления, а с *вынужденным углом регулирования* α_v , определяемым моментом появления прямого напряжения на вентиле, как это иллюстрирует временная диаграмма на рис. 3.2.5.

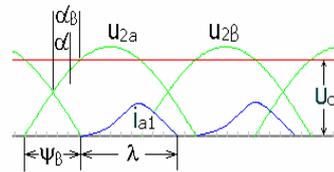


Рис. 3.2.5

Значение угла ψ_v (α_v) определяется соотношением вторичного напряжения трансформатора и противоЭДС нагрузки.

$$\psi_B = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{qm_2} + \alpha_B = \arcsin \frac{U_0}{\sqrt{2}U_2}. \quad (3.2.12)$$

В этих случаях, если $\alpha_B > \alpha$, в формулах для расчета внешней характеристики необходимо заменять α на α_B .

Таким образом, конечное значение индуктивности сглаживающего реактора в цепи выпрямленного тока приводит к появлению режима прерывистого тока нагрузки, вызывающего:

- существенное нелинейное искажение внешней характеристики выпрямителя, что ухудшает свойства выпрямителя как элемента системы автоматического управления;
- резкое ухудшение качества выпрямленного тока, имеющего в этом режиме большое превышение амплитуды импульсов тока над его средним значением (полезной составляющей), что увеличивает потери активной мощности;
- заметное снижение входного коэффициента мощности выпрямителя в зоне малых λ (по сравнению с $\lambda=2\pi/qm_2$) (подробнее в разделе 3.3.10);
- увеличение быстродействия регулирования выпрямленного тока до одного периода его пульсаций, в то время как в режиме непрерывного тока скорость его изменения определяется электромагнитной постоянной времени цепи нагрузки (здесь – сглаживающего реактора).

Второй задачей исследования, поставленной в начале этого раздела, является изучение влияния конечного значения X_d на регулировочные характеристики выпрямителя. Формально зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла регулирования α можно проследить для режима прерывистого тока по уравнению (3.2.3). Очевидна зависимость выпрямленного напряжения не только от α , но и от длительности λ протекания импульсов выпрямленного тока. Таким образом, положение регулировочной характеристики становится зависящим от режима в цепи выпрямленного тока, т. е. регулировочные характеристики также искажаются за счет неоднозначности их положения от угла регулирования α .

В целом режим прерывистого тока, ухудшая все основные характеристики выпрямителя (кроме быстродействия, которое, наоборот, улучшается), является неблагоприятным режимом работы выпрямителя-

ля. Сократить зону прерывистых токов можно увеличением значения индуктивности сглаживающего реактора, увеличением эквивалентного числа фаз выпрямляемого напряжения (qm_2) и ограничением максимального значения угла регулирования α .

3.3. РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ С КОНДЕНСАТОРНЫМ СГЛАЖИВАЮЩИМ ФИЛЬТРОМ

Индуктивный сглаживающий фильтр L_d , включаемый последовательно с нагрузкой в цепи выпрямленного тока, оказывает сглаживающее влияние в основном на выпрямленный ток, в то время как выпрямленное напряжение U_d по-прежнему остается пульсирующим. В случаях, когда нагрузка, представляемая в расчетной модели постоянным или переменным активным сопротивлением R_d , требует постоянного напряжения, необходимо использовать сглаживающий конденсатор C_d , включенный параллельно в цепи нагрузки, как показано на рис. 3.3.1 на примере выпрямителя однофазного тока. Упрощенный анализ влияния емкости конденсатора на выпрямленное напряжение является **целью этого раздела**.

Реальность параметров трансформатора в соответствии с результатами раздела 3.1 отражена добавлением во вторую обмотку идеального трансформатора индуктивности рассеивания L_a , приведенной ко вторичной стороне, т. е. L_a это не внешний элемент схемы, а параметр схемы замещения трансформатора. Только при отсутствии входного трансформатора потребуется включение соответствующего реактора на входе.

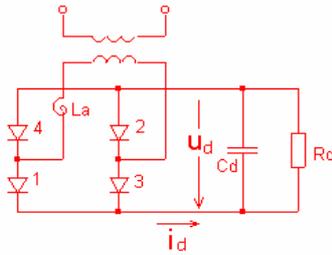


Рис. 3.3.1

Если постоянная времени цепи нагрузки $\tau_d = C_d R_d$ достаточно велика и пульсациями напряжения на емкости C_d можно пренебречь, то режим работы

этой схемы становится подобным режиму работы выпрямителя на противоЭДС, рассмотренному в предыдущем разделе. Оценим требуемое значение емкости сглаживающего конденсатора в зависимости от мощности нагрузки P_d :

$$P_d = \frac{U_d^2}{R_d}. \quad (3.3.1)$$

Потребуем, чтобы постоянная времени цепи нагрузки была много больше периода пульсаций выпрямленного напряжения

$$\tau_d = C_d R_d = C_d \frac{U_d^2}{P_d} \gg \frac{T_1}{qm_2} = \frac{0,02}{qm_2}, \quad (3.3.2)$$

отсюда

$$C_d \gg \frac{0,02}{qm_2} \frac{P_d}{U_d^2}. \quad (3.3.3)$$

Например, в неуправляемом выпрямителе сетевого напряжения 220 В с бестрансформаторным входом среднее значение выпрямленного напряжения будет близко к амплитуде напряжения сети (при малых нагрузках), т. е. примерно 300 В. Тогда из (3.3.3), беря десятикратное превышение постоянной времени над периодом пульсаций, получаем

$$C_d = 0,11 \cdot 10^{-6} P_d \quad [\Phi]. \quad (3.3.4)$$

Таким образом, большие требуемые значения емкости сглаживающего конденсатора обычно ограничивают мощность однофазных выпрямителей с таким фильтром на маломощном уровне порядка единиц киловатт. Индуктивный сглаживающий фильтр L_d становится рациональным, наоборот, при малых значениях R_d , имеющих место уже в мощных выпрямителях с питанием от трехфазной сети (при $P_d > 3 \dots 5$ кВт). В промежуточном диапазоне мощностей выпрямителей (от сотен ватт до $3 \dots 5$ кВт) используют комбинированные типы $L_d C_d$ – фильтров на выходе выпрямителя, которые выполняются по Г-, П- и Т-образным схемам [10, 11].

С другой стороны, в выпрямителях малой мощности (десятки ватт) в схеме замещения трансформатора активные сопротивления обмоток доминируют над реактивными сопротивлениями индуктивностей рассеивания обмоток. Для этого случая анализ работы выпрямителя на активную нагрузку с конденсаторным фильтром сделан в работе [11].

3.4. ОБРАЩЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ ПОТОКА АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В ВЕНТИЛЬНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ С ПРОТИВОЭДС В ЗВЕНЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА - РЕЖИМ ЗАВИСИМОГО ИНВЕРТИРОВАНИЯ

Рассмотренные устройства преобразования переменного тока в постоянный характеризуются передачей активной мощности из питаю-

щей сети переменного тока в цепь постоянного тока – цепь нагрузки. Вместе с тем в таких устройствах возможны ситуации, когда требуется рекуперация энергии из цепи постоянного тока в цепь переменного тока. В электроэнергетике это имеет место в передачах электроэнергии постоянным током. Подобная ситуация возникает и в тех случаях, когда выпрямительное устройство питает якорную цепь машины постоянного тока в системе электропривода какого-либо транспортного средства или грузоподъемного механизма. Тогда при движении транспорта под уклон или грузоподъемного механизма вниз (с грузом) машина постоянного тока переходит из двигательного режима работы в генераторный режим за счет механической энергии, подводимой к ней от исполнительного механизма. Эту энергию можно полезно использовать, преобразовав ее в электрическую и возвратив через (реверсивный) вентильный преобразователь в сеть переменного тока (см. раздел 3.12). В преобразователе при этом происходит изменение направления потока активной мощности на обратное, называемое инвертированием. А процесс преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока при наличии сети переменного тока, созданной каким-то другим источником энергии переменного тока, называют *зависимым инвертированием*. Изучение этого процесса в зависимых инверторах однофазного и трехфазного тока является целью **настоящего раздела**.

Очевидно, что изменение направления потока активной мощности в звене постоянного тока при сохранении неизменным направления тока в силу наличия вентилей возможно только за счет изменения полярности напряжения в звене постоянного тока. Это достижимо, в соответствии с уравнением регулировочной характеристики управляемого вентильного преобразователя (2.9.2) при углах регулирования $\alpha > 90^\circ$. При этом сдвинется кривая тока в первичной обмотке трансформатора, а значит, и его первая гармоника, на угол $\varphi_{1(1)} = \alpha$. Тогда в соответствии с (1.3.1) при $\varphi_{1(1)} > 90^\circ$ изменится и знак активной мощности в цепи переменного тока вентильного преобразователя, т. е. действительно будет происходить отдача мощности в сеть переменного тока, а не ее потребление из сети, как было в случае режима управляемого выпрямления.

Обратим внимание на то, что теперь вместо термина управляемый выпрямитель используется термин *вентильный преобразователь*, ибо речь пошла о двух возможных режимах работы одного и того же устройства – режиме управляемого выпрямления и режиме зависимого

инвертирования. В тех же случаях, когда режим зависимого инвертирования является единственным (длительным), такое устройство преобразования постоянного напряжения в переменное, частота, форма и величина которого определена другой существующей сетью, называют *зависимым инвертором* или *инвертором, ведомым сетью*.

Назначение зависимого инвертора в этом случае сводится к поставке дополнительной активной мощности в существующую систему переменного напряжения.

Другой ситуацией, приводящей к кратковременному появлению режима зависимого инвертирования в рассматриваемом вентильном преобразователе, является его работа на какие-либо обмотки магнитных систем (обмотки возбуждения электрических машин, обмотки электромагнитов, обмотки сверхпроводниковых накопителей). В тех случаях, когда требуется быстро и эффективно вывести накопленную энергию из обмоток путем сброса тока в них, необходимо изменить на обратную полярность напряжения на обмотке, что также обеспечивается в вентильном преобразователе увеличением угла регулирования α до 90° . В момент спада тока до нуля режим зависимого инвертирования естественно прекратится, так как исчезнет источник временной энергии в звене постоянного тока.

Рассмотренные ситуации показывают, что выпрямители и зависимые инверторы имеют одинаковые принципиальные схемы преобразования, но зависимые инверторы не могут быть выполнены на неуправляемых вентилях.

С учетом этого достаточно рассмотреть режим зависимого инвертирования для одной схемы однофазного вентильного преобразователя и одной схемы трехфазного вентильного преобразователя.

3.4.1. ЗАВИСИМЫЙ ИНВЕРТОР ОДНОФАЗНОГО ТОКА ($m_1=1, m_2=2, q=1$)

Необходимо сразу заметить, что названия первичных и вторичных обмоток трансформатора в вентильном преобразователе сохраняются независимо от его режима работы для устранения путаницы с их нумерацией при изменении направления потока активной мощности через трансформатор.

Схема зависимого инвертора показана на рис. 3.4.1. Реальный трансформатор, как показано в разделе 2.9, представлен в виде совокупности идеального трансформатора и индуктивностей рассеивания обмоток L_a , приведенных ко вторичной стороне.

В отличие от работы выпрямителя на внешней противоЭДС в звене постоянного напряжения, в инверторе полярность внешней ЭДС в этом звене изменена на обратную. Это одно из **двух условий**, как было

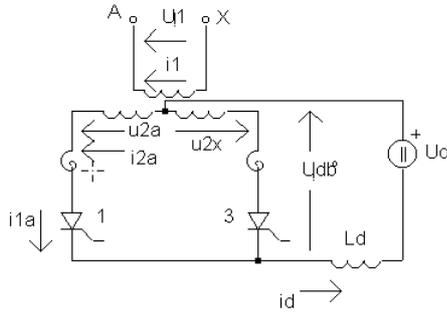


Рис. 3.4.1

показано выше на качественном уровне, для **перевода управляемого выпрямителя, работающего на противоЭДС, в режим зависимого инвертора**. Второе условие состоит в том, чтобы угол регулирования α был больше 90° .

Задачей анализа здесь является получение основных характеристик инвертора. Для расчета характеристик зависимого инвертора удобнее вместо угла α пользоваться углом регулирования β , дополняющим угол α до 180° , т. е.

$$\alpha + \beta = 180^\circ. \quad (3.4.1)$$

Это делает все зависимости характеристик от угла β в инверторе подобными зависимостям соответствующих характеристик от угла α в выпрямителе.

Для более наглядного представления особенностей электромагнитных процессов в зависимом инверторе по сравнению с управляемым выпрямителем, нагруженным на противоЭДС, на рис. 3.4.2 приведены временные диаграммы и для режима выпрямления (рис. 3.4.2, а) и для режима зависимого инвертирования (рис. 3.4.2, б).

Методика построения временных диаграмм та же, что и при выпрямительном режиме работы в рамках допущения $X_d = \infty$. Для инверторного режима характерны **две особенности** временных диаграмм.

Во-первых, значительно меньшая длительность интервала приложения к вентилю обратного напряжения :

$$\delta = \beta - \gamma \geq \delta_v, \quad (3.4.2)$$

которая должна быть больше паспортного *времени восстановления управляющих свойств вентиля с неполным управлением* (тиристоры)

δ_b . Это обстоятельство ограничивает минимально возможное значение угла регулирования β в инверторном режиме величиной

$$\beta_{\min} = \gamma_{\max} + \delta_b, \quad (3.4.3)$$

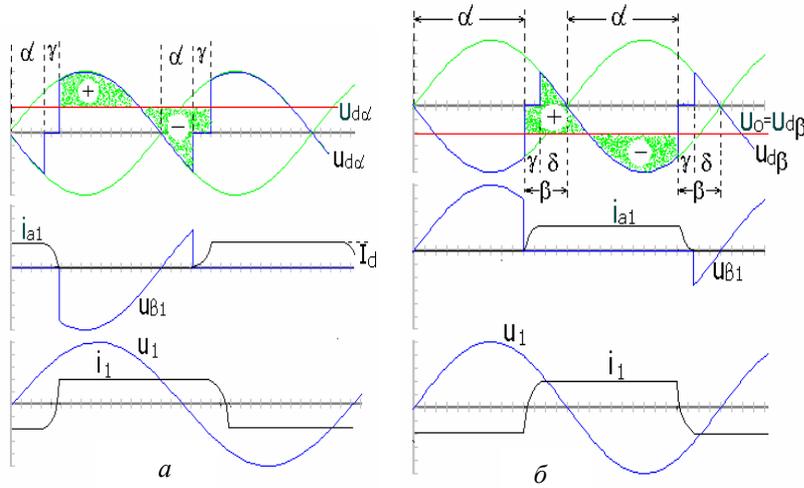


Рис. 3.4.2

В выпрямителе минимальная величина угла регулирования α может быть равна нулю. Значит, максимально возможная активная мощность вентильного преобразователя в выпрямительном режиме всегда будет больше максимально возможной активной мощности в инверторном режиме.

Во-вторых, закон изменения анодных токов вентилей на интервалах коммутации в инверторном режиме в соответствии с (3.1.4) при $\alpha > \pi/2$ и $\vartheta > \pi/2$ таков: теперь на интервале нарастания ток имеет выпуклый характер, на интервале спада – вогнутый характер, т. е. обратный характеру изменения в выпрямительном режиме.

Формальный анализ инверторного режима работы вентильного преобразователя удобнее, как будет видно из дальнейшего, сделать в обратной, по сравнению с выпрямительным режимом, последовательности. Здесь сначала получим уравнения основных характеристик инвертора – входной, регулировочной и ограничительной, а затем, ис-

пользуя их, выясним особенности расчетных соотношений для элементов схемы вентиляльного преобразователя.

Входная характеристика. Входом преобразователя в режиме зависимого инвертирования является цепь постоянного тока, поэтому здесь значима зависимость среднего значения инвертируемого напряжения U_{dx} от среднего значения инвертируемого тока I_d при постоянном угле регулирования β , называемая *входной характеристикой зависимого инвертора*. Формально ее уравнение получается из уравнения внешней характеристики управляемого выпрямителя, нагруженного на противоЭДС (3.1.19) при замене в ней α на β по (3.4.2):

$$U_{d\beta} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_x = -(U_{d0} \cos \beta + \Delta U_x). \quad (3.4.4)$$

Знак минус у напряжения $U_{d\beta}$ подтверждает смену полярности напряжения в звене постоянного тока у инвертора по сравнению с выпрямителем. Смена знака здесь у среднего значения коммутационного падения напряжения ΔU_x свидетельствует о том, что входные характеристики инвертора поднимаются с ростом тока с таким же наклоном, с каким падают внешние характеристики выпрямителя. Графики входных характеристик приведены на рис. 3.4.3.

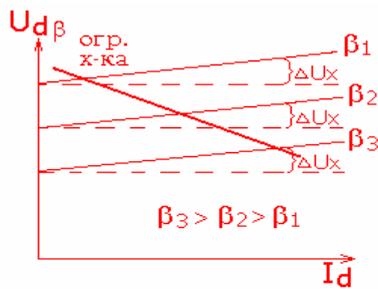


Рис. 3.4.3

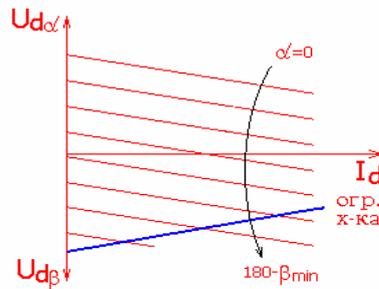


Рис. 3.4.4

В том случае, если вентиляльный преобразователь поочередно работает в выпрямительном и инверторном режимах, то их внешние и регулировочные характеристики изображаются на совместном графике соответственно в первом и четвертом квадрантах, как показано на рис. 3.4.4.

Регулировочная характеристика. Регулировочная характеристика зависимого инвертора получается из регулировочной характеристики управляемого выпрямителя (2.9.1) заменой α на β по (3.4.1) для режима $I_d = 0$:

$$U_{d\beta} = U_{d0} \cos \alpha = -U_{d0} \cos \beta. \quad (3.4.5)$$

Знак минус свидетельствует об обратной полярности напряжения в звене постоянного тока у зависимого инвертора по сравнению с управляемым выпрямителем. График совместной регулировочной характеристики для обоих режимов показан на рис. 2.9.2.

Ограничительная характеристика. *Характеристика*, присущая только зависимому инвертору, *называемая ограничительной*, определяет зависимость максимально допустимого среднего значения инвертируемого напряжения от максимально допустимого среднего значения инвертируемого тока. Эти ограничения на инвертируемые напряжение и ток обусловлены ограничением на значение допустимого тока инвертора $I_{d\max}$, определяющего максимально допустимый угол коммутации γ_{\max} при заданном угле регулирования β в соответствии с (3.4.2)

$$\gamma_{\max} = \beta - \delta_v. \quad (3.4.6)$$

Чем больше угол регулирования β , тем больше допустимый угол коммутации, а значит, и инвертируемый ток, нанося значения которого на соответствующие этому углу β входные характеристики (т. е. определяя при этом $U_{d\beta \max}$), можно через полученные точки провести ограничительную характеристику.

Формальное уравнение ограничительной характеристики становится очевидным, если взглянуть на временную диаграмму инвертируемого напряжения $u_{d\beta}$ на рис. 3.4.2, б из-под оси времени в обратном направлении. С позиций такого рассмотрения кривая $u_{d\beta}$ подобна кривой $u_{d\alpha}$ рис. 3.4.2, а, если считать за угол регулирования α угол δ_v , а за сумму углов $\alpha + \gamma$ угол β . Уравнение ограничительной характеристики получается из уравнения внешней характеристики управляемого выпрямителя при угле управления, равном δ_v , график которой положен на семейство входных характеристик инвертора на рис. 3.4.3 и соответствует уравнению

$$U_{d\beta_{\max}} = U_{d0} \cos \delta - \Delta U_x = U_{d0} \cos \delta - \frac{X_a}{\pi} I_{d \max} . \quad (3.4.7)$$

Рабочей областью зависимого инвертора является область под ограничительной характеристикой. Выше этой характеристики расположена область “опрокидывания” инвертора. При перегрузке по току время, отводимое на восстановление управляющих свойств вентиля, оказывается меньше требуемого, и вентиль снова начнет проводить ток с момента появления на нем прямого напряжения, т. е. с углом регулирования $\alpha = 0$, как видно из временной диаграммы для обратного напряжения на вентиле на рис. 3.4.2, б. Полярность кривой напряжения вентильного преобразователя $U_{d\beta}$ «перевернется» на обратную, как у неуправляемого выпрямителя, и его напряжение окажется включенным согласно с напряжением внешнего источника. Это отражено в схемах замещения по средним значениям переменных в цепи постоянного тока для нормального режима работы зависимого инвертора (рис. 3.4.5, а) и режима его опрокидывания (рис. 3.4.5, б).

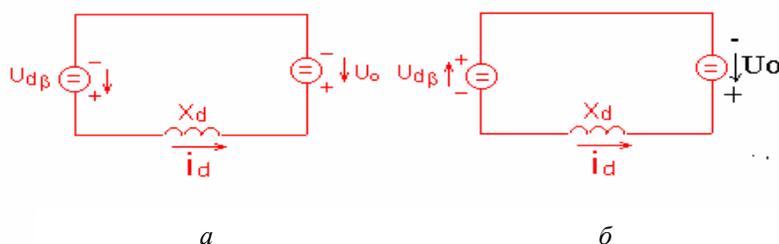


Рис. 3.4.5

Возникает большой аварийный ток, ограничиваемый только малыми активными сопротивлениями потерь элементов схемы.

При конечном значении индуктивности сглаживающего реактора L_d в зависимом инверторе все характеристики инвертора могут быть получены из соответствующих характеристик управляемого выпрямителя, нагруженного на противоЭДС (см. раздел 3.2) при замене в них α на $180 - \beta$ и знака у противоЭДС в цепи постоянного напряжения с U_0 на $-U_0$.

Особенности расчетных соотношений для элементов инвертора. Методика расчета зависимого инвертора аналогична методике расчета выпрямителя с той только особенностью, что минимальный угол регулирования в инверторном режиме β_{\min} не может быть равен нулю, в то время как расчетный режим выпрямителя делался выше при $\alpha = 0$.

Величина β_{\min} и действующее значение вторичного напряжения трансформатора U_2 взаимно зависимы, поэтому их определение необходимо сделать из совместного решения двух уравнений с этими переменными – уравнений (3.4.7) и (3.1.6). Из уравнения (3.4.7) определяется величина U_{d0} , а значит, и величина U_2 :

$$U_{d0} = \frac{U_{d\beta_{\max}} + \Delta U_x}{\cos \delta_B} \quad (3.4.8)$$

и

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{K'_U} = \frac{U_{d\beta_{\max}} + \Delta U_x}{K'_U \cos \delta_B}, \quad \text{где } K'_U = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}. \quad (3.4.9)$$

Из уравнения (3.1.6) с учетом замены $\alpha = 180 - \beta$

$$I_d = \frac{\sqrt{2}\sqrt{2}}{X_a} [\cos \delta_B - \cos \beta] \quad (3.4.10)$$

определяется величина $\cos \beta_{\min}$ для $I_{d \max}$ с учетом (4.9):

$$\cos \beta_{\min} = \cos \delta_B \left(1 - \frac{X_a I_{d \max}}{\sqrt{2}\sqrt{2}} \right). \quad (3.4.11)$$

В результате сделанного первого шага в пятнадцатишаговой процедуре (которая здесь не повторяется) расчета вентильного преобразователя как в выпрямительном режиме (см. раздел 2.3), так и в инверторном режиме определено значение U_2 , а значит, и K'_U , необходимые для последующих шагов расчета. При этом получающиеся соотношения для $U_{b \max}^*, K_1, S_2^*, S_1^*, S_T^*, S_b^*, S_{T.L}^*, \chi, K_{пт}$ будут зависеть от времени восстановления управляющих свойств вентиля δ_b и приведенной индуктивности рассеивания трансформатора L_a или определяемой ею

величины напряжения короткого замыкания трансформатора $U_k \%$, более привычного параметра для энергетиков. При малых значениях δ_b и $U_k \%$, гарантирующих малость β_{\min} , все указанные расчетные показатели для зависимого инвертора будут близки к их соответствующим значениям для выпрямителя. Поэтому рекомендации по областям применения базовых ячеек вентильных преобразователей при работе в выпрямительном режиме будут справедливы и для инверторного режима.

3.4.2 ЗАВИСИМЫЙ ИНВЕРТОР ТРЕХФАЗНОГО ТОКА ($m_1=3, m_2=3, q=1$)

Схема трехфазного мостового зависимого инвертора с учетом параметра L_a реального трансформатора показана на рис. 3.4.6, а временные диаграммы при допущении $X_d = \infty$ – на рис. 3.4.7.

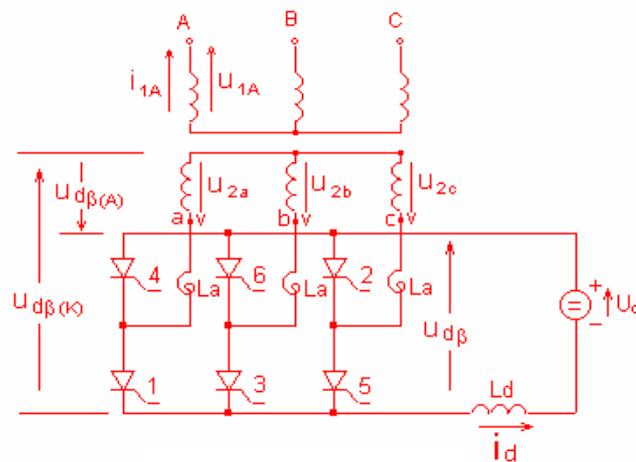


Рис. 3.4.6

При малых значениях углов регулирования β в инверторном режиме углы вступления вентилей в работу α близки к 180° , и с учетом этого построены все временные диаграммы по той же методике, что и для управляемого выпрямителя (см. раздел 3.2).

Для получения расчетных соотношений для данного зависимого инвертора по типовой пятнадцатиступовой процедуре опять на первом шаге расчета определяются U_2 по (3.4.9) при $K'_U = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}$ и β_{\min} из уравнения для инвертируемого тока I_d . Для трехфазной мостовой схемы уравнение для тока $I_{d\max}$ имеет вид

$$I_{d\max} = \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}U_2}{2X_a} \sin \frac{\pi}{3} [\cos \delta_B - \cos \beta_{\min}], \quad (3.4.12)$$

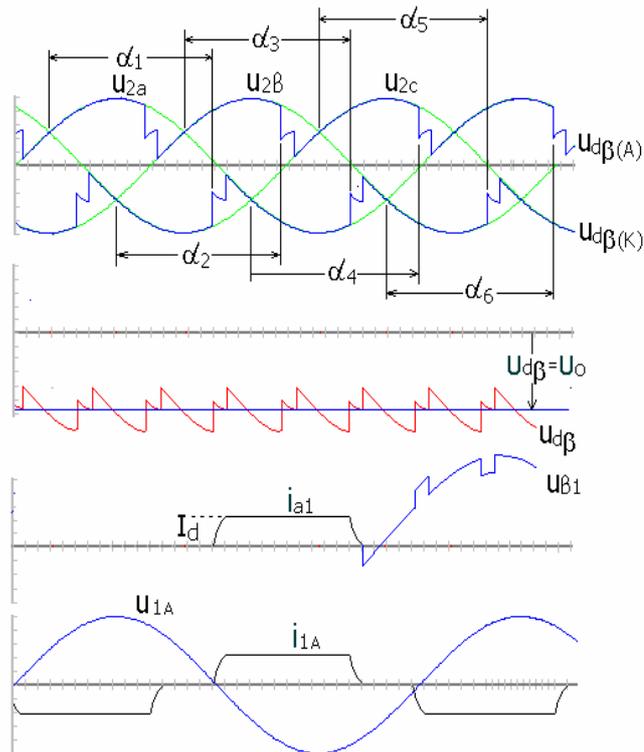


Рис. 3.4.7

откуда находится величина $\cos \beta_{\min}$

$$\cos \beta_{\min} = \cos \delta_{\text{в}} \left(1 - \frac{X_{\text{а}} I_{\text{д max}} \cdot 2}{\sqrt{2} \sqrt{3} U_2} \right). \quad (3.4.13)$$

С учетом замечаний, сделанных в конце предыдущего раздела 3.4.1, и свойств трехфазной мостовой схемы выпрямления, отмеченных в разделе 2.7, **можно заключить**, что и для режима зависимого инвертора данная схема является наилучшей из всех базовых схем вентильных преобразователей.