

И. Л. КАГАНОВ
профессор, доктор технических наук

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ИОННЫЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
(ОСНОВЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ)

ЧАСТЬ ТРЕТЬЯ
ЦЕПИ ПИТАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ
ИОННЫХ ПРИБОРОВ

*Допущено Главным управлением
политехнических и машиностроительных вузов
Министерства высшего образования СССР
в качестве учебника для энергетических
и электротехнических высших учебных заведений
и факультетов*



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1956 ЛЕНИНГРАД

К 121

В данной книге, являющейся третьей частью книги «Основы промышленной электроники», изложена теория схем питания выпрямителей, инверторов и преобразователей частоты, в которых используются ионные вентили, а также рассматриваются схемы сеточного управления этими приборами.

Книга является учебником для студентов вузов специальностей «промышленная электроника» и «электронные приборы» и может служить пособием при изучении курса «Основы электроники» на всех электротехнических специальностях, а также руководством для инженеров, работающих в области промышленной электроники.

Каганов Израиль Львович

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
Часть III

Редактор **И. В. Аятик**

Технич. редактор **Л. Я. Медведев и Л. М. Фриджин**

Сдано в набор 26/X 1956 г.

Подписано к печати 18/XII 1956 г.

Бумага 60x82¹/₁₆

бум. л. 16,5

п. л. 33,0

Уч.-изд. л. 37,2

T-11851.

Заказ № 1572

Тираж 15 000 экз.

Цена в переплете № 5 14 р. 05 к., в переплете № 7 14 р. 55 к.

Типография Госэнергонздата, Москва, Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящей книгой завершается издание пособий по группе учебных дисциплин для специальности «Промышленная электроника», объединенных под общим названием «Основы промышленной электроники».

Внутренней связью для такого объединения служила кристаллизация в общий курс тех сведений, которые нужны главным образом тому отряду инженеров-электриков, который специализируется в области промышленной электроники и призван решать творческие задачи по широкому и многообразному внедрению электроники в промышленность и энергосистемы.

Рамки такого внедрения с каждым годом растут. Наряду с электронными и ионными приборами интенсивно развивается применение полупроводников в самых различных по своему назначению устройствах промышленной электроники.

Естественно, что объем сведений по полупроводниковой технике, помещенный в первой части книги, является в настоящее время уже совершенно недостаточным. В учебных планах специальности «Промышленная электроника» изучение самих полупроводниковых приборов (их физических свойств, характеристик и конструкций), а также их применения в промышленности выделено в настоящее время в самостоятельную учебную дисциплину.

Так же как и первые две части книги, настоящая, третья ее часть призвана служить в первую очередь в качестве учебника по одноименному курсу для студентов специальности «Промышленная электроника». Решением этой задачи и определялось содержание книги и ее программное построение.

Для того чтобы вместе с тем расширить рамки использования книги в качестве учебного пособия и для других специальностей электротехнических и энергетических вузов, порядок изложения материала в пределах каждой из глав принят таким, что он открывает возможность пользования отдельными параграфами, не изучая материала главы в целом. При выборе основных вопросов, которые рассматриваются в первых параграфах каждой из глав, учитывались прежде всего запросы таких специальностей, как: «Электрические станции и системы», «Электроснабже-

ние промышленных предприятий» и «электрификации транспорта».

В известной мере книга может служить пособием и для инженеров, которые уже работают по названным специальностям и которые в связи с быстро нарастающим применением электронных, пентодных и полупроводниковых приборов в промышленности не могли получить нужной подготовки по электронике в стенах вуза.

Под углом зрения не только апробации научных основ построения книги, но и ее соответствия решению названной выше методической задачи коллектив кафедры «Промышленная электроника» Московского энергетического института рецензировал каждую из глав рукописи книги. Критический разбор отдельных положений помог автору учесть тот опыт, который имеется у преподавателей кафедры, ведущих занятия по электронике на различных специальностях внутри института и вне его, в частности, в системе заочного обучения.

Автор приносит свою благодарность товарищам по коллективу, принимавшим участие в рецензировании и обсуждении отдельных глав книги.

Особенно большую и творческую помощь оказал автору при подготовке рукописи к печати ассистент кафедры И. В. Антик, которому автор выражает большую благодарность.

Автор благодарит также доктора техн. наук М. А. Чернышева за принятие на себя труда по рецензированию книги и ряд ценных замечаний.

Автор

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
Глава первая	
Неуправляемые выпрямители однофазного тока	
1-1. Классификация выпрямителей по числу фаз. Учет индуктивности обмоток трансформатора и падения напряжения в вентильях	9
1-2. Однофазное (однополупериодное) выпрямление тока при наличии шунтирующего вентилья в цепи нагрузки	18
1-3. Двухфазное выпрямление в схеме с нулевым выводом при активно-индуктивной нагрузке	25
1-4. Двухфазное выпрямление в схеме с нулевым выводом при активной нагрузке	36
1-5. Двухфазное выпрямление в схеме с нулевым выводом при нагрузке на встречную э. д. с.	43
а) Режим при $X_d = 0$	44
б) Режим при $X_d = \infty$	48
в) Режим при конечном значении X_d	50
г) Сопоставление влияния на режим выпрямления тока вторичных и первичных индуктивностей	58
1-6. Двухфазное выпрямление в схеме с нулевым выводом при неполной компенсации н. с. на стержнях трансформатора	60
1-7. Однофазное (двухполупериодное) выпрямление тока при помощи мостовой схемы	69
1-8. Применение автотрансформатора в схемах выпрямления однофазного тока	76
1-9. Высшие гармонические в кривых выпрямленного и переменного токов	79
1-10. Пример расчета двухфазного выпрямителя, работающего на встречную э. д. с.	87
Глава вторая	
Неуправляемые выпрямители трехфазного тока	
2-1. Выбор числа вторичных фаз и схемы соединения обмоток трансформаторов, питающих выпрямители трехфазного тока	91
2-2. Трех- и m -фазное выпрямление тока в схемах с нулевым выводом при $X_d = \infty$	99
2-3. Трех- и m -фазное выпрямление тока в схемах с нулевым выводом при активной нагрузке	110
2-4. Трехфазное выпрямление тока в мостовой и каскадной схемах	113
2-5. Пример расчета трехфазного выпрямителя	120

2-6. Шестифазное выпрямление тока в схеме треугольник — шестифазная звезда	124
2-7. Шестифазное выпрямление тока в схеме звезда — двойной зигзаг	127
2-8. Шестифазное выпрямление тока в схеме с уравнительным реактором	131
2-9. Пример расчета шестифазного выпрямителя	144
2-10. Параллельное включение вентилях через анодные делители. Шестифазные 12-вентильные выпрямители	146
2-11. 12-фазные схемы выпрямления тока	151
а) Собственно 12-фазная схема с вторичными зигзагами и тремя уравнительными реакторами	152
б) Эквивалентная 12-фазная схема с вторичными звездами и двумя уравнительными реакторами	156
в) 12-фазная схема с двумя трехфазными мостами	160
2-12. Общая зависимость первичного тока от вторичного и выпрямленного токов	162
2-13. Влияние коммутации на действующие значения вторичных и первичных токов и типовую мощность трансформатора	167
2-14. Гармонические в кривой выпрямленного напряжения	171
2-15. Состав гармонических в кривой первичного тока	174
2-16. Коэффициент мощности и коэффициент полезного действия выпрямителя	181

Глава третья

Системы управления ионными приборами

3-1. Методы сеточного управления и классификация систем	185
3-2. Фазовое управление при помощи синусоидального напряжения	191
3-3. Импульсная электромеханическая система управления	196
3-4. Импульсные электронные системы сеточного управления	197
а) Схема управления при регулируемых по фазе прямоугольных импульсах	198
б) Схема управления при переменной амплитуде и частоте питающего напряжения	199
3-5. Импульсная электронно-ионная система управления в преобразователях переменной частоты	202
3-6. Импульсная электромагнитная схема с пик-трансформаторами	203
3-7. Импульсная электромагнитная система с пик-дресселями	215
3-8. Импульсные электромагнитные системы с пик-генераторами	222
3-9. Схемы зажигания и управления игнитронов	227

Глава четвертая

Управляемые выпрямители

4-1. Влияние сеточного управления на режим работы выпрямителей	233
4-2. Однофазное (однополупериодное) выпрямление тока	234
а) Нагрузка активно-индуктивная	234
б) Нагрузка на встречную э. д. с	239
4-3. Двухфазное выпрямление тока по схеме с нулевым выводом	244
а) Активная нагрузка	244
б) Активно-индуктивная нагрузка	245
4-4. Двухфазное выпрямление тока по схеме с нулевым анодом и ступенчатым регулированием	255
4-5. Однофазное (двухполупериодное) выпрямление тока при помощи мостовой схемы	260
а) Активно-индуктивная нагрузка	261
б) Нагрузка на встречную э. д. с	263

4-6. Регулирование однофазного тока в схемах с встречно-параллельно включенными вентилями	271
4-7. Трехфазное выпрямление тока по схеме с нулевым выводом при активно-индуктивной нагрузке	279
4-8. Трехфазное выпрямление тока по схеме с нулевым выводом при нагрузке на встречную э. д. с	290
4-9. Трехфазное выпрямление тока по мостовой схеме при активно-индуктивной нагрузке	302
а) Нагрузка активная	302
б) Активно-индуктивная нагрузка	306
4-10. Трехфазное выпрямление тока при помощи мостовой схемы при нагрузке на встречную э. д. с	312
4-11. Шестифазное выпрямление тока по схеме с уравнительным реактором	321
4-12. Гармонические в кривых выпрямленного напряжения и первичного тока	333
4-13. Коэффициент мощности. Расчетная мощность трансформатора	337
4-14. Улучшение коэффициента мощности в управляемых выпрямителях	345
а) Схемы с нулевым и дополнительными анодами	346
б) Схемы с искусственной доп. коммутацией тока	348

Глава пятая

Инвертирование тока и преобразование частоты

5-1. Переход от выпрямительного режима к инверторному	364
5-2. Зависимый инвертор однофазного тока	367
5-3. Зависимый инвертор трехфазного тока	375
а) Режим при $X_d = 0$	378
б) Режим при $X_d = \infty$	381
в) Режим при конечном значении X_d	384
5-4. Входная и ограничительная характеристики инвертора. Влияние колебаний напряжения в сети переменного тока на предельный ток нагрузки	388
5-5. Независимый инвертор однофазного тока	397
5-6. Кривые выходного напряжения и тока независимого инвертора	400
5-7. Граничные частоты независимого инвертора и пути их повышения	407
5-8. Входная и выходная характеристики независимого инвертора	411
5-9. Инвертирование по трехфазной мостовой схеме и его применение в системах передачи энергии постоянным током	413
5-10. Инвертирование тока по схеме с уравнительным реактором и его применение на тяговых установках	421
5-11. Двустороннее преобразование тока и его применение в ионном электроприводе постоянного тока	433
5-12. Улучшение коэффициента мощности зависимых инверторов	438
5-13. Зависимые преобразователи частоты	444
5-14. Независимые преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока	449
5-15. Преобразователи частоты с непосредственной связью	453
5-16. Преобразование частоты в системе ионного привода переменного тока	457
а) Преобразователь частоты в цепи статора	458
б) Преобразователь частоты в цепи ротора	460
в) Вентильные двигатели	461
5-17. Преобразование частоты в сварочных устройствах	462
5-18. Преобразователи постоянного тока	465

Глава шестая

Полные внешние характеристики выпрямителей и токи при аварийных режимах

6-1. Зависимость характеристик выпрямителей от числа одновременно работающих анодов и распределения индуктивности между обмотками трансформатора	467
6-2. Полная внешняя характеристика выпрямителя при схеме трехфазного зигзага	470
6-3. Полная внешняя характеристика выпрямителя при трехфазной мостовой схеме и схеме с уравнительным реактором	477
6-4. Полная внешняя характеристика выпрямителя при эквивалентной двенадцатифазной схеме	487
6-5. Токи при коротких замыканиях в выпрямителях	496
6-6. Токи при обратных зажиганиях в выпрямителях	503
6-7. Токи при обратном зажигании и выпадении инвертора из режима	514
Литература	521
Алфавитный указатель	525

ГЛАВА ПЕРВАЯ

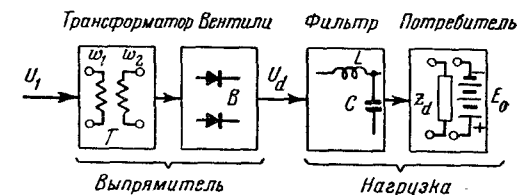
НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ОДНОФАЗНОГО ТОКА

1-1. КЛАССИФИКАЦИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ПО ЧИСЛУ ФАЗ.
УЧЕТ ИНДУКТИВНОСТИ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРА
И ПАДЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ В ВЕНТИЛЯХ

Основными звеньями выпрямительного устройства вентиляного типа, как было показано в первых главах первой части книги и вновь иллюстрируется блок-схемой на фиг. 1-1, являются: 1) трансформатор T ; 2) комплект вентилях B ; 3) сглаживающий фильтр; 4) нагрузка Z_d ,

в состав которой нередко входит и встречающаяся э. д. с. E_0 . К выпрямителю в собственном смысле этого слова относятся два первых звена: трансформатор и вентили, а третье звено, если даже оно существует как автономное, может быть при анализе режима работы выпрямителя объединено с четвертым звеном под общим названием — нагрузка.

В маломощных выпрямителях в качестве вентилях применяются обычно, как мы видели в гл. 2 и 3 первой части книги, электронные или полупроводниковые приборы. Последние получили также применение и в выпрямительных устройствах на средние и даже большие мощности. Все же основным типом вентилях, применяемых на среднюю мощность (до нескольких десятков киловатт), являются ионные приборы с накаливаемым катодом (газотроны и тиратроны), а на большую мощность (в несколько десятков и сотен тысяч киловатт) — вентили с ртутным катодом (экзитроны и игнитроны). Преобразователи тока с ионными вентилями получили название ионных преобразователей. Частным видом их являются ионные выпрямители.



Фиг. 1-1. Блок-схема выпрямительного устройства.

на среднюю и большую мощность, так же как и другие электротехнические установки на такую мощность, присоединяются преимущественно к сети трехфазного тока, но есть ряд выпрямительных устройств, которые питаются и от сети однофазного тока. Таковы, например, выпрямительные устройства, устанавливаемые на подвижном составе электрических железных дорог однофазного тока, выпрямители, питающие тиристорный электропривод средней мощности, некоторые типы сварочных устройств и т. д.

Выпрямители, преобразующие трехфазный ток в постоянный независимо от числа фаз, при помощи которого такое преобразование производится (число фаз вторичных обмоток трансформатора), являются выпрямителями трехфазного тока, точно так же как выпрямители, преобразующие однофазный ток в постоянный (независимо от числа вторичных фаз), являются выпрямителями однофазного тока. Число вторичных фаз трансформатора определяет систему, при помощи которой достигается преобразование, и в частности выпрямление тока.

В соответствии с таким классификационным признаком выпрямители однофазного тока могут быть однофазными (однополупериодными и двухполупериодными) и двухфазными (двухполупериодными). Выпрямители трехфазного тока могут быть трехфазными, шестифазными и с большим числом фаз, кратным трем.

Среди выпрямителей однофазного тока, рассматриваемых в настоящей главе, наибольшее практическое применение получили: а) двухфазные (двухполупериодные) выпрямители, выполняемые по схеме с нулевым выводом, и б) однофазные (двухполупериодные) выпрямители, выполняемые по мостовой схеме.

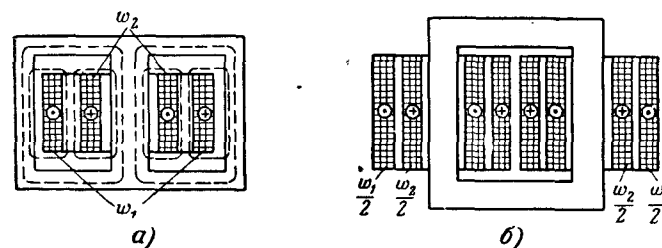
Режим работы выпрямителей и их рабочие характеристики в очень большой степени зависят от вида нагрузки, а также от схемы и конструктивного исполнения трансформатора, поскольку последние определяют величину индуктивных сопротивлений обмоток трансформатора. Величина этих сопротивлений, которая не учитывалась при анализе маломощных трансформаторов в первых главах первой части книги, оказывает решающее влияние на режим работы выпрямителей средней и большой мощности.

При помощи индуктивных сопротивлений здесь, так же как это вообще принято в теории трансформаторов и электрических машин, учитываются те э. д. с., которые наводятся в обмотках магнитными потоками рассеяния. Эти э. д. с. пропорциональны токам, создающим магнитные потоки рассеяния, поскольку последние проходят целиком либо частично по воздуху.

Электродвижущие силы, наводимые в обмотках главным потоком, замыкающимся целиком по стальному сердечнику трансформатора, учитываются непосредственно по фазным э. д. с., по-

являющимся во вторичных и первичных обмотках трансформатора.

Надлежащий учет индуктивных сопротивлений обмоток трансформаторов, питающих выпрямители, особенно существенен в связи с тем, что в течение каждого из периодов переменного напряжения цепи, участвующие в проведении тока, меняются, проходя через режим короткого замыкания, и, кроме того, вследствие того, что вторичные обмотки трансформатора в ряде схем в отличие от обмоток силовых трансформаторов пропускают



Фиг. 1-2. Размещение обмоток в броневом (а) и стержневом (б) трансформаторах.

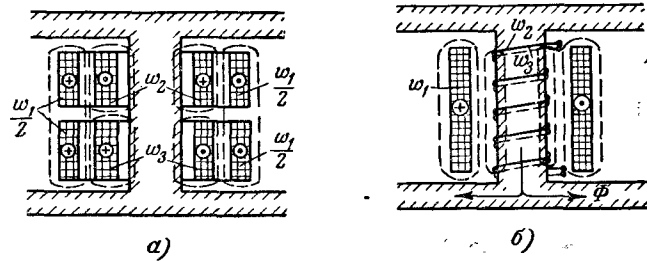
однонаправленные токи, в которые, помимо переменной составляющей, входит также и постоянная составляющая тока. Большая зависимость величины магнитных потоков рассеяния от конструктивного выполнения трансформатора и расположения обмоток на нем, что непосредственно сказывается на величине индуктивных сопротивлений и их распределении по обмоткам, требует того, чтобы при проектировании трансформаторов и анализе режима работы выпрямительных схем обращалось внимание на тип трансформатора и характер распределения обмоток по стержням его сердечника.

Если число фаз первичной и вторичной обмоток одинаково, то на каждом из стержней трансформатора расположено по одной первичной (с числом витков w_1) и одной вторичной обмотке (с числом витков w_2), как это имеет место у трансформатора броневую типа (фиг. 1-2,а), либо по одной секции первичной и вторичной обмоток, содержащих половину витков $w_1/2$ и $w_2/2$, как это обычно имеет место у однофазных трансформаторов стержневого типа (фиг. 1-2,б).

Там, где число вторичных фаз превышает в 2 либо более раз число фаз первичной обмотки, на каждом из стержней трансформатора расположено по одной первичной обмотке (либо одной секции первичной обмотки) и по две либо более вторичных обмоток (либо секций этих обмоток) в зависимости от того, является ли трансформатор броневым или стержневым. На среднюю и большую мощность трансформаторы строятся у нас почти исклю-

чительно стержневыми. На относительно меньшие мощности изготавливаются трансформаторы и броневые типа.

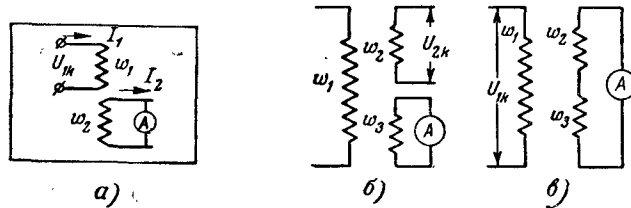
Вторичные обмотки, выполненные в виде цилиндров, могут быть расположены на стержне подобно тому, как это показано на фиг. 1-2,а или 1-2,б, или в два яруса, как на фиг. 1-3,а, что



Фиг. 1-3. Примеры размещения обмоток в двухфазных выпрямительных трансформаторах.

а — двухъярусное расположение вторичных обмоток; б — спирально вмотанные вторичные обмотки.

принято для ряда типов высоковольтных по первичной и вторичным обмоткам трансформаторов. У трансформаторов большой мощности с относительно невысокими вторичными напряжениями вторичные обмотки с целью уменьшения потоков магнитного рассеяния между ними выполнены, как это показано на фиг. 1-3,б,



Фиг. 1-4. Схемы опытов коротких замыканий для определения индуктивных сопротивлений рассеяния многообмоточного трансформатора.

в виде двух одновременно наматываемых спиралей (спирально вмотанные обмотки).

Потоки рассеяния, создаваемые каждой из обмоток, могут по-разному в зависимости от геометрического расположения обмоток охватывать свою обмотку и другие обмотки, расположенные на том же стержне. Точно установить, как распределяется общее число потокосцеплений по отдельным обмоткам, затруднительно (и требует, как будет показано в § 1-6, специально поставленных опытов). Но это может быть сделано для любой пары обмоток на основе измеренного при помощи опыта искусственно-

го короткого замыкания суммарного индуктивного сопротивления, возникающего в таких обмотках. Такой опыт искусственно-го короткого замыкания иллюстрирует схема на фиг. 1-4,а.

В интересующей нас паре обмоток замыкается накоротко одна из обмоток, и напряжение питания $U_{1к}$ подводится к другой обмотке. При замыкании накоротко вторичной обмотки w_2 и повышении напряжения $U_{1к}$, подводимого к первичной обмотке до установления в ней первичного тока $I_{1к}$, суммарное сопротивление обеих обмоток (приведенное к числу витков первичной обмотки w_1) дает отношение

$$\frac{U_{1к}}{I_{1к}} \approx X_{1к} = X_{1s} + X_{2s} \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2, \quad (1-1)$$

где X_{1s} и X_{2s} — индуктивные сопротивления, возникающие от той части потоков рассеяния, которая охватывает только свою обмотку (собственный поток рассеяния).

В первом равенстве (1-1) поставлен знак приближения \approx в связи с тем, что здесь не учтено активное сопротивление обмоток.

При замыкании накоротко первичной обмотки и питании напряжением вторичной отношение $\frac{U_{2к}}{I_{2к}}$ дает также суммарное сопротивление обеих обмоток, но приведенное к числу витков вторичной обмотки:

$$\frac{U_{2к}}{I_{2к}} \approx X_{2к} = X_{1s} \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 + X_{2s} = X_{1к} \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2. \quad (1-2)$$

Кроме собственных потоков рассеяния Φ_{1s} и Φ_{2s} , охватывающих только первичную либо только вторичную обмотку, в полные потоки рассеяния, создаваемые каждой из обмоток Φ_1 и Φ_2 , входят также и взаимные потоки рассеяния $\Phi_{1м2}$ и $\Phi_{2м1}$, охватывающие одновременно обе обмотки, но э. д. с., ими наводимые в каждой из обмоток, взаимно компенсируются так как при коротком замыкании токи в обмотках (при приведении их к одному и тому же числу витков) равны между собой и противоположны по направлению.

При наличии на стержне кроме первичной обмотки двух вторичных (w_2 и w_3) и прохождении через них токов появляются не только собственные и взаимные потоки рассеяния первичной обмотки по отношению ко вторичным, но и собственные (Φ_{2s3} и Φ_{3s2}) и взаимные потоки рассеяния ($\Phi_{2м3}$ и $\Phi_{3м2}$) вторичных обмоток по отношению друг к другу (меж-

вторичные собственные и взаимные потоки рассеяния). Сопротивления X_{2s3} и X_{3s2} , создаваемые межвторичными собственными потоками рассеяния, равные между собой при симметричном расположении обеих обмоток, могут быть найдены из опыта короткого замыкания одной из вторичных обмоток и питанием напряжения $U_{2к}$ другой вторичной обмотки, как это показано на схеме фиг. 1-4, б. Такой опыт дает:

$$\frac{U_{2к}}{I_{2к}} = 2X_{2s3}, \quad (1-3)$$

где X_{2s3} — сопротивление, создаваемое собственным потоком рассеяния каждой из вторичных обмоток по отношению друг к другу.

Первый числовой индекс указывает здесь обмотку, создающую поток, а второй индекс — обмотку, которую этот поток охватывает.

Электродвижущие силы, наводимые взаимными потоками рассеяния, здесь также компенсируются в силу равенства токов и противоположного их направления. В режиме работы выпрямителя с двумя вторичными обмотками, расположенными на стержне, бывают промежутки времени, когда обе вторичные обмотки коротко замкнуты, так же как в схеме фиг. 1-4, в. При так поставленном опыте короткого замыкания в суммарное индуктивное сопротивление обмоток входит индуктивное сопротивление, создаваемое собственным потоком рассеяния в первичной обмотке X_{1s} , двойное значение индуктивного сопротивления, создаваемого собственным потоком рассеяния вторичной обмотки по отношению к первичной X_{2s} , и, наконец, двойное значение индуктивного сопротивления, создаваемого межвторичным взаимным потоком рассеяния X_{2m3} . В предположении, что числа витков всех обмоток одинаковы ($\omega_1 = \omega_2 = \omega_3$), суммарное сопротивление в опыте короткого замыкания, выполняемого по схеме фиг. 1-4, в, равно:

$$X_{1к(2)} = X_{1s} + \frac{2X_{2s} + 2X_{2m3}}{4}. \quad (1-4)$$

Во второе слагаемое введен знаменатель 4, поскольку при одинаковом числе витков всех обмоток сумма витков двух последовательно соединенных вторичных обмоток в 2 раза превышает число витков первичной обмотки и, следовательно, коэффициент приведения по сопротивлениям равен 4.

Так как поток рассеяния вторичной обмотки по отношению к первичной можно рассматривать как сумму межвторичного собственного и взаимного потоков рассеяния, то

$$X_{2s} = X_{2s3} + X_{2m3}. \quad (1-5)$$

Вводя (1-5) в (1-4), получаем:

$$\begin{aligned} X_{1к(2)} &= X_{1s} + \frac{4X_{2m3} + 2X_{2s3}}{4} = X_{1s} + X_{2m3} + \frac{X_{2s3}}{2} = \\ &= X_{1s} + X_{2s} - \frac{X_{2s3}}{2}. \end{aligned} \quad (1-6)$$

В том случае, когда одновременно пропускающие ток вторичные обмотки спирально вмотаны друг в друга, как на фиг. 1-3, в, можно принять, что $X_{2s3} = 0$, и тогда

$$X_{1к(2)} = X_{1s} + X_{2s}. \quad (1-7)$$

Когда вторичные обмотки при общей первичной обмотке удалены друг от друга настолько (расположены по разные стороны от первичной), что можно принять $X_{2m3} = 0$, то

$$X_{1к(2)} = X_{1s} + \frac{X_{2s3}}{2}. \quad (1-7a)$$

Когда одновременно пропускающие ток вторичные обмотки расположены, как и принадлежащие им первичные обмотки, на разных стержнях, суммарное сопротивление обмоток по отношению к каждой из них остается таким же, как и в том случае, когда пропускает ток одна обмотка. В этом случае при $\omega_1 = \omega_2$

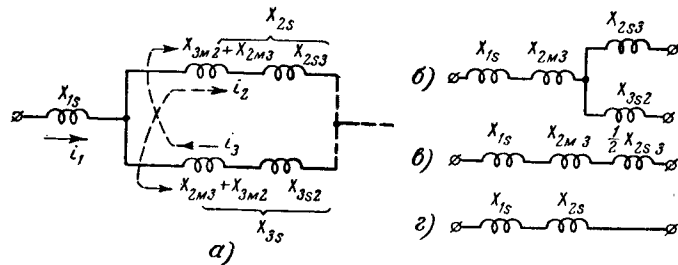
$$X_{1к(2)} = X_{1к} = X_{2к} = X_{1s} + X_{2s}. \quad (1-7б)$$

Полученное общее соотношение (1-6) для сопротивлений, а также частные случаи, учитываемые (1-7) и (1-7а), применяются при расчете токов и напряжений в схемах преобразования тока.

Применительно к (1-4) после деления числителя и знаменателя его на 2 на фиг. 1-5, а построена схема замещения трансформатора. Здесь каждая из параллельных ветвей, соответствующих двум вторичным обмоткам трансформатора, содержит: 1) два индуктивных сопротивления X_{2m3} и X_{2s3} (либо X_{3m2} и X_{3s2}), созданных полным потоком рассеяния ($\Phi_{2s} = \Phi_{2m3} + \Phi_{2s3}$) вторичной обмотки по отношению к первичной, и 2) сопротивление X_{3m2} (либо X_{2m3}), созданное межвторичным потоком взаимоиндукции. Общая ветвь, соответствующая первичной обмотке, содержит сопротивление X_{1s} , созданное собственным потоком рассеяния первичной обмотки по отношению к вторичным.

Принимая во внимание, что $X_{2m3} = X_{3m2}$, можно участки, содержащие $X_{2m3} + X_{3m2}$ в параллельных ветвях, объединить,

переходя, таким образом, к схеме замещения, приведенной на фиг. 1-5, б, получая, таким образом, трехлучевую схему, которой обычно пользуются в теории трехобмоточных трансформаторов. Отличие схемы замещения на фиг. 1-5, б от приведенной на фиг. 1-5, а в том, что в первой отсутствуют связи через взаимную индукцию. Замена двух вторичных сопротивлений, создаваемых потоками рассеяния, охватывающими обе вторичные обмотки, одним сопротивлением, входящим в схему замещения в общую цепь наравне с сопротивлением в первичной обмотке, является вполне закономерным, поскольку действие их в схеме совершенно одинаково.



Фиг. 1-5. Схемы замещения трехобмоточных трансформаторов.

При симметрично (по отношению к магнитной системе и первичной обмотке) расположенных вторичных обмотках схема замещения еще более упрощается и переходит в приведенную на фиг. 1-5, в. Здесь параллельные ветви объединены полностью в одну ветвь, включенную последовательно с X_{1s} и X_{2m3} . Такая схема замещения отвечает второму равенству в (1-6).

При спирально вмотанных вторичных обмотках из схемы замещения выпадает X_{2s3} , и она переходит в приведенную на фиг. 1-5, г.

По приведенным на фиг. 1-5, а, б, в и г схемам замещения определяются первичные токи короткого замыкания.

При расчете и анализе преобразовательных схем приходится в первую очередь определять не первичные, а вторичные (анодные) токи. В этом случае в расчет вводятся сопротивления X_{2k} , приведенные к числу витков вторичной обмотки. Эти сопротивления часто называют анодными и обозначают через X_a . Когда в данную часть периода пропускает ток (кроме первичной обмотки) только одна анодная цепь (одна вторичная обмотка) либо когда ток пропускают две анодные цепи, но входящие в них вторичные обмотки и соответствующие

им первичные обмотки расположены на разных стержнях трансформатора, анодное сопротивление при $\omega_1 \neq \omega_2$ равно:

$$X_{a(1)} = X_a = X_{1k} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 = X_{1s} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 + X_{2s}. \quad (1-8)$$

При прохождении тока через две анодные цепи, вторичные обмотки которых расположены на общем стержне и связаны между собой взаимной индуктивностью, сопротивление (при $\omega_1 \neq \omega_2$), отнесенное к одной вторичной фазе, в 2 раза превышает сопротивление X_{1k} :

$$X_{a(2)} = X_{2k(2)} = 2X_{1k(2)} = 2 \left[X_{1s} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 + X_{2s} \right] - X_{2s(3)}, \quad (1-9)$$

что находится в соответствии с в 2 раза меньшим током во вторичной обмотке по сравнению с током в первичной обмотке.

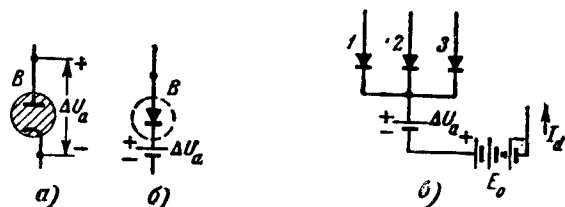
Когда вторичные обмотки спирально вмотаны друг в друга и можно принять, что $X_{2s3} = 0$:

$$X_{a(2)} = 2X_a = 2 \left[X_{1s} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 + X_{2s} \right]. \quad (1-10)$$

Необходимо обратить внимание на то, что для установления параметров приведенных схем замещения, как равно и для определения сопротивлений, входящих в левые части равенств (1-5) — (1-10), в обычно применяемых схемах выпрямления тока и нормальных режимах их работы не требуется проводить расчетов тех отдельных составляющих, которые входят в правые части этих равенств и не могут быть найдены непосредственно из опытов короткого замыкания, иллюстрируемых схемами на фиг. 1-4, а, б и в. Потребность в дополнительных расчетах отдельных составляющих индуктивных сопротивлений возникает только в случаях, когда обмотки расположены несимметрично по стержням трансформатора, либо при отсутствии компенсации намагничивающих сил первичных и вторичных обмоток на отдельных стержнях магнитной системы трансформатора. Такие схемы и режимы, им соответствующие, рассматриваются в § 1-6, где и указываются пути определения недостающих параметров, необходимых для расчета таких схем.

Активными сопротивлениями обмоток трансформатора при анализе режимов работы преобразовательных схем обычно в целях упрощения расчетов пренебрегают, что в условиях нормальной работы преобразователей не дает большой погрешности в связи с тем, что в трансформаторах средней и большой мощности активные сопротивления относительно малы по сравнению с индуктивными сопротивлениями обмоток.

Рассмотрим здесь еще вопрос о том, как учитывать при анализе режима работы схемы внутреннее падение напряжения в вентилях. Так как в ионных приборах падение напряжения ΔU_a практически не зависит от анодных токов (пока они не выходят за допустимые границы), а в современных полупроводниковых приборах ΔU_a также мало зависит от величины тока, то мы будем считать ΔU_a величиной неизменной, что позволяет вынести ее в элементе схемы, содержа-



Фиг. 1-6. Схема замещения вентиля с вынесением падения напряжения в качестве добавочной встречной э. д. с.

щем вентиль (фиг. 1-6, а), из вентиля (фиг. 1-6, б). Такое вынесение соответствует включению добавочной встречной э. д. с. в анодную цепь.

При наличии в схеме нескольких вентилях, питающихся от разных фаз, но связанных между собой анодами либо катодами, как на фиг. 1-6, в, добавочная э. д. с. ΔU_a может суммироваться с э. д. с. источника, действительно включенного в цепь нагрузки. Суммарное напряжение, получаемое при этом:

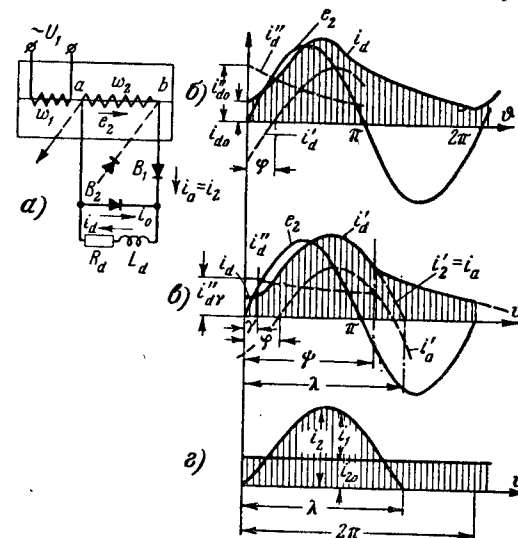
$$U_0 = E_0 + \Delta U_a \quad (1-11)$$

может рассматриваться как э. д. с. общего источника тока. Такой подход позволяет упростить процесс проведения расчета и учитывать вентили вначале как идеальные, а затем там, где это вносит заметную поправку, добавлять или вычитать ΔU_a в конечном результате расчета.

1-2. ОДНОФАЗНОЕ (ОДНОПОЛУПЕРИОДНОЕ) ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА ПРИ НАЛИЧИИ ШУНТИРУЮЩЕГО ВЕНТИЛЯ В ЦЕПИ НАГРУЗКИ

При наличии в цепи вторичной обмотки только одного вентиля (B_1 на фиг. 1-7, а) однофазное выпрямление тока является в то же время и однополупериодным, так как ток через вторичную обмотку трансформатора проходит только в течение одного полупериода переменного напряжения. В первоначальном виде схема однополупериодного выпрямления однофазного тока в вы-

рямителях средней и большой мощности почти не применяется. Это объясняется тем, что в цепи нагрузки мы получаем в этом случае прерывистый ток и, кроме того, в магнитном сердечнике трансформатора появляется, как об этом уже говорилось в § 1-6 первой части книги, постоянная составляющая магнитного потока, приводящая к насыщению сердечника трансформатора.



Фиг. 1-7. Схема (а) и линейные диаграммы (б—г) для однополупериодного выпрямителя с шунтирующим вентиляем.

Последнее вызывает сильное увеличение переменной составляющей намагничивающего тока.

Видоизменяя, однако, схему путем введения в нее, как показано на фиг. 1-7, а, добавочного вентиля B_2 , шунтирующего активно-индуктивную нагрузку, можно добиться при значительном $X_d = \omega L_d$ непрерывного тока в цепи нагрузки, как это показывает кривая i_d на фиг. 1-7, б. Постоянную составляющую потока в сердечнике трансформатора можно также исключить, присоединив к вторичной обмотке трансформатора, как показано на фиг. 1-7, а пунктиром, второй контур однополупериодного выпрямления тока с рабочим вентиляем противоположной полярности. Такие системы выпрямления тока получили применение для питания контакторных систем постоянного тока.

Обмотка каждого контактора в таких системах, содержащая X_d и R_d , шунтируется при помощи вентиля, как на фиг. 1-7, а, либо при помощи большого активного сопротивления.

Это позволяет сэкономить на числе вентилях, требующихся в таких системах. Диаграммы напряжения и тока в анализируемой схеме построены на фиг. 1-7,б применительно к использованию в схеме шунтирующего вентиля B_2 . Эти диаграммы построены, исходя вначале из упрощающего предположения, что индуктивность трансформатора X_a здесь настолько мала, что ее можно принять равной нулю.

В положительный полупериод переменного напряжения, которому соответствует синусоида e_2 на фиг. 1-7,б, ток пропускает только вентиль 1, питая цепь нагрузки R_d и L_d . Во всей цепи в этот полупериод ток одинаков и определяется он из дифференциального уравнения

$$i_d R_d + \omega L_d \frac{di_d}{d\vartheta} = e_2 = \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta. \quad (1-12)$$

Решая его и пользуясь следующими обозначениями:

$$z_d = \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}; \quad (1-13)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L_d}{R_d}; \quad (1-14)$$

$$\tau = \frac{L_d}{R_d}, \quad (1-15)$$

мы находим, что ток

$$i_d = \frac{\sqrt{2} E_2}{z} \sin(\vartheta - \varphi) + \left(i_{d0} + \frac{\sqrt{2} E_2}{z} \sin \varphi \right) e^{-\frac{\vartheta}{\omega \tau}}, \quad (1-16)$$

где i_{d0} — начальное значение тока i_d в момент $\vartheta = 0$.

Первое слагаемое в (1-16) представляет собой стационарную составляющую i'_d переходного тока. Этой составляющей на фиг. 1-7,б отвечает пунктирная синусоида. Второе слагаемое в (1-16) представляет собой свободную составляющую i''_d переходного тока. Эта составляющая представлена на той же фигуре пунктирной экспонентой, причем

$$i''_d = i_{d0} + \frac{\sqrt{2} E_2}{z} \sin \varphi. \quad (1-17)$$

К концу положительного полупериода, когда $\vartheta = \pi$, выпрямленный ток равен:

$$i_{d(\pi)} = \frac{\sqrt{2} E_2}{z} \sin(\pi - \varphi) + \left(i_{d0} + \frac{\sqrt{2} E_2}{z} \sin \varphi \right) e^{-\frac{\pi}{\omega \tau}}. \quad (1-18)$$

С переходом к отрицательному полупериоду вентиль 1 запирает цепь вторичной обмотки, а вентиль 2 вступает в действие, шунтируя цепь нагрузки. Ток i_d поэтому не прекращается, а продолжает проходить по цепи нагрузки и ветви, содержащей вентиль B_2 . При этом в цепи нагрузки расходуется энергия, накопленная в индуктивности L_d за время возрастания тока i_d в предыдущую часть периода. Ток i_d убывает при этом по экспоненте:

$$i_d = i_{d(\pi)} e^{-\frac{\vartheta - \pi}{\omega \tau}}. \quad (1-19)$$

К концу периода переменного напряжения (когда $\vartheta = 2\pi$) ток i_d становится равным i_{d0} . Поэтому

$$i_{d0} = i_{d(\pi)} e^{-\frac{\pi}{\omega \tau}}. \quad (1-20)$$

Из совместного решения (1-18) и (1-20) следует, что ток в начале периода равен:

$$i_{d0} = \frac{\sqrt{2} E_2}{2z} \sin \varphi \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{\omega \tau}}}{\operatorname{sh} \frac{\pi}{\omega \tau}} = \frac{2\sqrt{2} E_2}{z} \frac{e^{-\frac{\pi}{2\omega \tau}}}{\operatorname{ch} \frac{\pi}{2\omega \tau}} \sin \varphi. \quad (1-21)$$

Уравнению (1-16) с учетом (1-21) отвечает первый участок кривой тока i_d на фиг. 1-7,б. Входящее в уравнение (1-19) значение тока при $\vartheta = \pi$ равно:

$$i_{d(\pi)} = i_{d0} e^{+\frac{\pi}{\omega \tau}} = \frac{2\sqrt{2} E_2}{z} \frac{e^{+\frac{\pi}{2\omega \tau}}}{\operatorname{ch} \frac{\pi}{2\omega \tau}} \sin \varphi. \quad (1-22)$$

Спаду тока в отрицательный полупериод отвечает второй участок кривой i_d на той же фигуре.

При учете индуктивности обмоток трансформатора ход процесса в схеме несколько меняется в соответствии с кривыми напряжения и тока, приведенными на фиг. 1-7,в.

В этом случае ток i_2 во вторичной обмотке трансформатора, замкнутой накоротко вентилем B_2 , начинает нарастать в момент $\vartheta = 0$ от нуля, а шунтирующий вентиль продолжает свою работу еще в течение некоторого времени, пока i_2 не сравняется в вентиле B_2 с встречным ему током i_d , поступающим из цепи нагрузки.

После запираания вентиля B_2 ток i_d равен току i_2 вплоть до момента, когда вновь открывается вентиль B_2 . Его открытие происходит теперь не при $\vartheta = \pi$, как в предыдущем

случае, а позже при угле $\psi > \pi$, когда напряжение на B_2 переходит через нуль к отрицательным значениям. Это имеет место в тот момент, когда положительное по знаку индуктивное падение напряжения в обмотке трансформатора в период спада тока $i_2 = i_d$ сравнивается с отрицательным по знаку мгновенным значением фазной э. д. с.

Вентиль B_1 запирается в этом режиме еще позже, а именно тогда, когда быстрый спад тока i_2 во вновь образовавшемся контуре короткого замыкания вторичной обмотки трансформатора на вентили B_1 и B_2 приводит результирующее напряжение на вентиле B_1 к нулю (точка на оси абсцисс, отвечающая углу λ). Закон изменения тока во вторичной обмотке в начале периода, пока работает вентиль B_2 , дает уравнение

$$i_2 = \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} \left[\sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{2} \right) + \sin \frac{\pi}{2} \right] = \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} (1 - \cos \vartheta). \quad (1-23)$$

Такой ток протекает по вторичной обмотке до момента закрытия вентиля B_2 , что происходит при угле γ , когда мгновенное значение тока во вторичной обмотке

$$i_{2(\gamma)} = \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} (1 - \cos \gamma) \quad (1-24)$$

становится равным противоположно направленному в вентиле B_2 току нагрузки. Так как угол γ вначале неизвестен, то мы им задаемся и в последующем проверяем, насколько его значение правильно выбрано.

С момента закрытия вентиля B_2 ток i_2 изменяется по (1-16), в котором

$$z = \sqrt{R_d^2 + (X_a + X_d)^2}; \quad (1-25)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_a + X_d}{R_d}; \quad (1-26)$$

$$\tau = \frac{X_a + X_d}{\omega R_d}; \quad (1-27)$$

$$i_{d0} = i_{2(\gamma)} \quad (1-28)$$

и начало отсчета экспоненты перенесено на угол γ .

По такому закону меняется ток $i_d = i_2$ до угла ψ . Величина этого угла в соответствии с вышесказанным определяется из уравнения

$$\sqrt{2} E_2 \sin \psi - X_a \left(\frac{di_d}{d\vartheta} \right)_{\vartheta=\psi} = 0. \quad (1-29)$$

Изменение тока i_2 после угла ψ определяется также уравнением (1-23) при подстановке в него $\cos \psi$ вместо 1 и начального значения тока $i_{d(\psi)}$. Это дает:

$$i_2 = \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} [\cos \psi - \cos \vartheta] + i_{d(\psi)}. \quad (1-30)$$

Подставив в (1-30) вместо ϑ угол λ и приравняв (1-30) нулю, мы находим:

$$\cos \lambda = \cos \psi + \frac{i_{d(\psi)} X_a}{\sqrt{2} E_2}. \quad (1-31)$$

По (1-31) мы находим полную продолжительность вторичного тока λ .

После открытия вентиля B_2 ток в нагрузке i_d изменяется в соответствии с (1-19) по уравнению

$$i_d = i_{d(\psi)} e^{-\frac{\vartheta - \psi}{\omega \tau_{\kappa}}}, \quad (1-32)$$

где $i_{d(\psi)}$ — мгновенное значение тока i_d в момент ψ . Это значение дает (1-16) при учете значений z и i_{d0} по (1-25) — (1-28);

$\tau_{\kappa} = \frac{X_d}{\omega R_d}$ — постоянная времени в цепи нагрузки.

При подстановке в (1-32) значения $\vartheta = 2\pi + \gamma$ мы находим то значение тока $i_{d(\gamma)}$, которое мы раньше получили, задаваясь углом γ . Если найденное вновь значение $i_{d(\gamma)}$ заметно отличается от ранее полученного, то делается пересчет при измененном значении γ . В связи с относительно малым влиянием на величину среднего и действующего значений вторичного и первичного токов угла γ уточнение угла γ обычно ограничивается одним-двумя пересчетами.

Среднее значение тока I_d , отнесенное к полному периоду переменного напряжения, может быть найдено, исходя из того условия, что вся энергия, передаваемая потребителю мощности, в данном случае активному сопротивлению в цепи нагрузки, берется из цепи переменного напряжения в течение той части периода, когда действует вентиль B_1 , т. е. в течение времени, измеряемого углом λ . Среднее значение напряжения за это время

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\lambda} \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1 - \cos \lambda}{2} E_2. \quad (1-33)$$

Задаваясь различными значениями E_2 и вычисляя соответствующие им и заданным параметрам цепи углы λ , мы по (1-33)

находим соответствующие им значения U_d и затем по полученным значениям строим кривую $U_d = f(E_2)$. При помощи такой кривой находим то значение E_2 , которое необходимо для получения требуемого значения U_d . Среднее значение тока I_d в схеме в этом случае равно:

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}. \quad (1-34)$$

Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора с достаточным для практики приближением может быть найдено согласно (1-9) в первой части книги из равенства

$$I_2 = \frac{\pi}{2} I_d. \quad (1-35)$$

Кривая приведенного к вторичной обмотке первичного тока i_1 повторяет в рассматриваемой схеме кривую вторичного тока i_2 после исключения из нее постоянной составляющей I_d , как это сделано на фиг. 1-7,2. Если вторичная обмотка питает только один однополупериодный выпрямитель, то постоянная составляющая, присутствующая во вторичном токе, создает однонаправленный магнитный поток, мало изменяющийся во времени. Такой поток увеличивает магнитную индукцию в стальном сердечнике трансформатора, обычно насыщая его. Это приводит к значительному увеличению намагничивающего тока и потока рассеяния первичной обмотки трансформатора, создающих X_a . Поэтому измерение $X_a = \frac{X_{1\kappa}}{k^2}$ должно производиться в рассматриваемой схеме при подмагничивании сердечника постоянным током, примерно равным постоянной составляющей во вторичном токе. Действующее значение первичного тока при не сильно насыщенном стальном сердечнике согласно (1-12) в первой части книги равно:

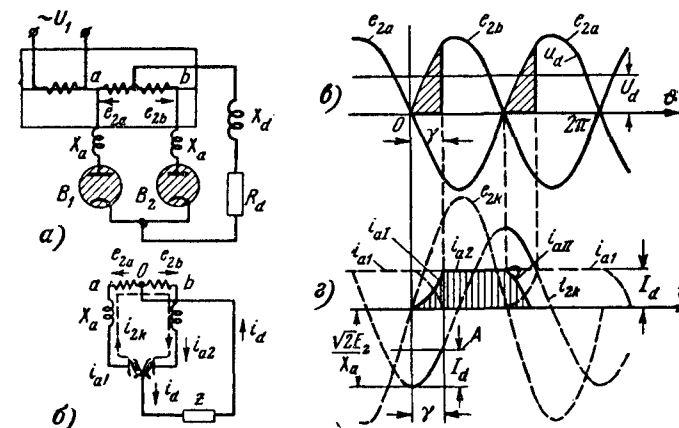
$$I_1 \approx \frac{1,21}{k} I_d. \quad (1-36)$$

При насыщении сердечника постоянной составляющей магнитного потока значение тока, как это указывалось в § 1-6 первой части книги, возрастает против значения, даваемого (1-36), в 1,2—1,5 раза.

При питании через вторичную обмотку трансформатора двух вентиляльных цепей с встречно включенными рабочими вентилями B_1 через вторичную, а тем самым и через первичную обмотки протекает чисто переменный ток. Величина вторичного и первичного токов в этом случае та же, что и в схемах двухфазного (двухполупериодного) выпрямления тока, анализируемых в следующих параграфах настоящей главы.

1-3. ДВУХФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ В СХЕМЕ С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ ПРИ АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Двухфазное выпрямление однофазного тока производится (как мы видели в § 1-7 первой части книги) при помощи двух вторичных обмоток, у которых (фиг. 1-8,а) одни концы связаны между собой, образуя общий (нулевой) вывод. Нулевой вывод является отрицательным полюсом для цепи нагрузки, а электрически связанные между собой катоды вентилях представляют положительный полюс для нагрузочной цепи.



Фиг. 1-8. Двухфазное выпрямление с нулевым выводом.

а — схема; б — схема замещения; в — линейная диаграмма напряжений; г — линейная диаграмма токов.

Особенностью всех схем с нулевым выводом является то, что токи во вторичных обмотках проходят только в одном направлении. Однонаправленные токи содержат, как известно, переменную и постоянную составляющие.

Для того чтобы исключить действие постоянной составляющей тока на магнитную систему трансформатора, необходимо так расположить вторичные обмотки на каждом из стержней трансформатора, чтобы постоянные составляющие намагничивающих сил обеих вторичных обмоток компенсировали друг друга. При этом важно также обеспечить равенство по переменной составляющей н. с. первичных и вторичных обмоток трансформатора.

В однофазном трансформаторе броневого типа, введенном в схему на фиг. 1-8,а, это достигается автоматически благодаря тому, что все обмотки расположены здесь на одном стержне. В трансформаторах стержневого типа, где обмотки расположены на обоих стержнях, требование компенсации н. с. по постоянной и переменной составляющим требует, как это будет показано

в следующем параграфе (фиг. 1-11,а), специального расположения вторичных обмоток по стержням трансформатора.

Требующееся для анализа режима работы схемы суммарное индуктивное сопротивление обмоток трансформатора представлено в схеме в виде включенных в анодные цепи автономных реакторов, замещающих анодные сопротивления X_a . Величина этих сопротивлений зависит от числа работающих в данную часть периода анодных цепей и от магнитной связи между вторичными обмотками по потоку рассеяния. В рассматриваемой схеме, как это будет видно из нижеследующего анализа, нас интересует величина X_a только при одновременной работе двух анодных цепей, в связи с чем значение X_a , соответствующее (1-9) либо (1-10), дает опыт короткого замыкания, производимый по схеме на фиг. 1-4,в.

В цепь нагрузки рассматриваемой схемы включено, кроме активного сопротивления R_d , еще катодное индуктивное сопротивление X_d , которое в целях упрощения анализа режима работы схемы на начальном его этапе мы будем считать бесконечно большим ($X_d = \infty$). Бесконечно большое X_d приводит к идеально сглаженной кривой выпрямленного тока, при которой мгновенное значение тока i_d равно его среднему значению I_d (фиг. 1-8,2). Действие анодных сопротивлений при наличии $X_d = \infty$ сводится только к влиянию X_a на ход нарастания анодных токов до достижения ими нормального значения $i_a = I_d$ и на спадание анодных токов от I_d до нуля. Нарастание анодного тока от нуля у вентиля, вступающего в работу, происходит при наличии X_a не мгновенно (как это имело место при неучтенных в первой части книги анодных сопротивлениях), а в течение некоторого времени, обозначенного на фиг. 1-8,в и г через угол γ . Точно так же и в вентиле, заканчивающем свою работу, ток убывает не сразу, а в течение того же угла γ . На протяжении угла γ анодные токи проходят через оба вентиля одновременно, в связи с чем кривые анодных токов перекрываются. Процесс перехода тока от одного анода к другому, когда изменение токов в анодных цепях взаимно зависимо, носит название процесса коммутации, а угол γ , измеряющий это время (в угловой мере), носит название угла коммутации. Время между двумя очередными коммутациями называют внекоммутационным временем или внекоммутационным периодом. Во внекоммутационный период выпрямленный ток в рассматриваемой схеме равен анодному току, в связи с чем время или период между коммутациями нередко называют также временем одиночного горения анода.

Выпрямленный ток в период коммутации равен сумме обоих анодных токов:

$$i_d = i_{a1} + i_{a2}. \quad (1-37)$$

Когда $X_d = \infty$, мгновенные значения выпрямленного тока как во внекоммутационный период, так и в период коммутации, как уже выше говорилось, остаются постоянными. Поэтому для периода коммутации может быть записано равенство:

$$i_{a1} + i_{a2} = I_d = \text{const.} \quad (1-38)$$

Закономерность изменения анодных токов в период коммутации можно установить: 1) либо путем записи дифференциальных уравнений, связывающих токи и напряжения в отдельных контурах системы, и совместного их решения; 2) либо пользуясь искусственным методом, построенным на принципе наложения и заключающемся в том, что токи в анодных цепях в период их коммутации рассматриваются как сумма двух токов: существовавшего в обмотке до начала коммутации и появляющегося вновь с момента начала коммутации.

При анализе режима работы рассматриваемой схемы мы будем пользоваться вторым из этих методов, как наиболее распространенным и дающим при $X_d = \infty$ наиболее простое решение интересующей нас задачи. Появляющийся вновь ток в анодных цепях в период коммутации представляет собой не что иное, как внутренний ток короткого замыкания $i_{2к}$ (называемый также коммутирующим током), возникающий в контуре, состоящем из двух анодных (вторичных) ветвей (фиг. 1-8,б), замкнутых накоротко двумя одновременно горящими дугами в вентилях, начинающем и заканчивающем свою работу.

Когда заканчивает свою работу вентиль B_1 , а вентиль B_2 вступает в действие, ток $i_{2к}$ направлен, как показывает стрелка на фиг. 1-8,б, против анодного тока i_{a1} , существовавшего до начала коммутации в вентиле B_1 , и совпадает с током i_{a2} в вентиле, вступающем в работу. Встречное направление тока в вентиле B_1 , естественно, возможно только до тех пор, пока прямой ток превышает встречный и в пределе равен ему, поскольку результирующий ток в вентиле не может иметь обратного направления. Наличие встречного тока $i_{2к}$ в вентиле B_1 и его прямое направление в вентиле B_2 приводят к тому, что ток i_{a1} снижается от I_d до нуля (фиг. 1-8,2), а ток i_{a2} возрастает от нуля до полного его значения I_d . В неуправляемом двухфазном выпрямителе с $X_d = \infty$ зажигания очередных вентилях происходят в моменты времени, определяемые углами $\vartheta = 0$ и $\vartheta = \pi$, так как именно в эти моменты напряжения

между анодом и катодом неработающего вентиля становятся положительными. Ток $i_{2\kappa}$ создается разностью фазных напряжений:

$$e_{2\kappa} = e_{2b} - e_{2a} = 2\sqrt{2}E_2 \sin \vartheta. \quad (1-39)$$

Ей отвечает построенная на фиг. 1-8,2 пунктиром синусоида, совпадающая по фазе с синусоидой e_{2b} . Ток $i'_{2\kappa}$ в этом случае равен:

$$i'_{2\kappa} = \frac{2\sqrt{2}E_2}{2X_a} \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{2}\right) = -\frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \cos \vartheta. \quad (1-40)$$

Ему соответствует построенная пунктиром косинусоида на фиг. 1-8,2. Отрицательный максимум косинусоиды совпадает с началом коммутации токов.

Ток $i'_{2\kappa}$ является только одной из составляющих полного тока короткого замыкания $i_{2\kappa}$, а именно его стационарной составляющей. Другая его составляющая, а именно составляющая свободного режима, является в рассматриваемой схеме величиной постоянной и равной:

$$i''_{2\kappa} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \quad (1-41)$$

в силу того, что активное сопротивление в контуре отсутствует и мгновенное значение тока $i_{2\kappa}$ при $\vartheta = 0$ равно нулю.

Суммируя $i'_{2\kappa}$ и $i''_{2\kappa}$, мы находим, что анодный ток вентиля, вступающего в работу, равен:

$$i_{a1} = i_{a2} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} (1 - \cos \vartheta). \quad (1-42)$$

Цифровой индекс I у тока i_a указывает на то, что в (1-42) учитывается изменение тока в первый коммутационный период (зажигание вентиля). Изменение тока во второй коммутационный период (погасание вентиля) дает уравнение

$$i_{aII} = i_{a2(\pi)} - i_{2\kappa} = I_d - \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} [1 - \cos(\vartheta - \pi)], \quad (1-43)$$

где $i_{a2(\pi)}$ — начальное значение анодного тока в вентиле, заканчивающем свою работу; $i_{a2(\pi)} = I_d$.

Связь между током I_d и углом коммутации γ можно установить либо из (1-42) путем подстановки в него $\vartheta = \gamma$ и $i_{aI(\gamma)} =$

$= I_d$, либо из (1-43) путем подстановки в него $\vartheta = \pi + \gamma$ и $i_{aII(\pi+\gamma)} = 0$. Это дает:

$$I_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} (1 - \cos \gamma). \quad (1-44)$$

Величина угла γ , а также ход изменения кривой тока в период коммутации могут быть найдены также графически, как это показано на фиг. 1-8,2. На уровне, равном I_d , проведена здесь прямая A, параллельная касательной к косинусоиде в точке ее отрицательного максимума. Участок косинусоиды, очерченный жирной линией, показывает в этом случае изменение анодного тока i_{a2} в первый период коммутации, а точка пересечения прямой A с косинусоидой дает угол коммутации γ .

Влияние процесса коммутации на ход кривых вторичных напряжений (измеряемых между нулевой точкой трансформатора и анодами) и тем самым на кривую выпрямленного напряжения u_d иллюстрирует диаграмма напряжений на фиг. 1-8,6. Во внекоммутационный период участок кривой выпрямленного напряжения u_d определяется участком кривой вторичного напряжения e_{2a} или e_{2b} (если пренебречь падением напряжения в дуге вентиля ΔU_a). В период коммутации вторичное напряжение фазы, вступающей в работу, снижается в силу появления индуктивного падения напряжения, а у фазы, заканчивающей свою работу, напряжение повышается в связи с убыванием тока в этой фазе. Результирующие напряжения в фазах, заканчивающей и вступающей в работу, при этом одинаковы, поскольку обе фазы имеют общие потенциалы в нулевой точке и у анодов вентиля, соединенных дугой. В период коммутации действительно поэтому равенство

$$u_d = \frac{e_{2a} + e_{2b}}{2}. \quad (1-45)$$

В рассматриваемой схеме это значение равно нулю, так как e_{2a} и e_{2b} равны по величине и противоположны по знаку.

Среднее значение индуктивного падения напряжения ΔU_x в период коммутации может быть вычислено по высоте прямоугольника, равновеликого по площади заштрихованным на фиг. 1-8,6 двум площадкам, соответствующим двум периодам коммутации за один период переменного напряжения. Так как ординаты заштрихованных площадок равны $e_{2\kappa}/2$, то

$$\Delta U_x = \frac{2}{2\pi} \int_0^\gamma \frac{e_{2\kappa}}{2} d\vartheta = \frac{1}{\pi} \int_0^\gamma \sqrt{2}E_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi} (1 - \cos \gamma). \quad (1-46)$$

Из (1-46) следует, что с увеличением угла коммутации γ увеличивается внутреннее падение напряжения в выпрямителе, что приводит к снижению напряжения на его выходных зажимах. Если в (1-46) подставить получаемое из (1-44) значение

$$1 - \cos \gamma = \frac{I_d X_a}{\sqrt{2} E_2}, \quad (1-47)$$

то мы приходим к

$$\Delta U_x = \frac{I_d X_a}{\pi}. \quad (1-48)$$

Уравнение (1-48) связывает индуктивное падение напряжения непосредственно с током нагрузки I_d . Равенство (1-48) можно интерпретировать с точки зрения энергетического режима, обусловленного процессом коммутации. Действительно, после умножения левой и правой частей (1-48) на I_d и после переноса $\pi = \omega \frac{T}{2}$ из знаменателя правой части равенства в левую его часть можно видеть, что обе части равенства представляют собой не что иное, как энергию, накопленную в магнитном поле индуктивности L_a в период нарастания анодного (вторичного) тока. При спаде тока во второй (конечный) период коммутации эта энергия не отдается в цепь выпрямленного тока, а возвращается обратно в сеть переменного напряжения. Этому соответствует встречное направление тока и напряжения во вторичной обмотке трансформатора в этот период коммутации.

Процесс коммутации анодных токов приводит не только к уменьшению среднего значения выпрямленного напряжения, но и к ухудшению коэффициента мощности выпрямительного трансформатора (как об этом будет более подробно сказано в § 2-16). Так как индуктивное падение напряжения ΔU_x при вычислении среднего его значения отнесено к интервалу между двумя очередными коммутациями тока, то в знаменатель правой части (1-48) входит π . Выпрямленное напряжение E_{d0} при холостом ходе выпрямителя (и неучете падения напряжения в дуге ΔU_a) в соответствии с (1-17) в первой части книги равно:

$$E_{d0} = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi} = 0,9E_2. \quad (1-49)$$

При учете падения напряжения в дуге ΔU_a напряжение холостого хода уменьшается до

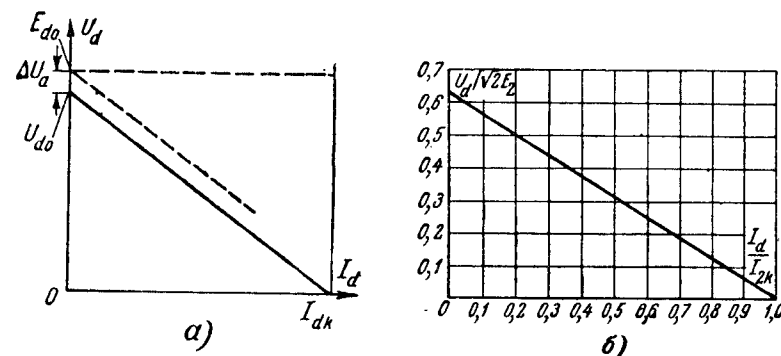
$$U_{d0} = E_{d0} - \Delta U_a. \quad (1-50)$$

При известных значениях U_{d0} и ΔU_a уравнения (1-50) и (1-49) позволяют найти то вторичное напряжение E_2 , на которое должен проектироваться трансформатор.

Выпрямленное напряжение при нагрузке (без учета ΔU_a) равно в этом случае:

$$U_d = E_{d0} - \Delta U_x = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi} - \frac{I_d X_a}{\pi}. \quad (1-51)$$

Выражая зависимость, даваемую (1-51) графически, что выполнено на фиг. 1-9,а, где на оси абсцисс нанесены токи на-



Фиг. 1-9. Внешние характеристики двухфазного выпрямителя при $X_d = \infty$.

грузки I_d , а на оси ординат значения напряжения U_d , мы получаем внешнюю характеристику выпрямителя. По ней судят о ходе изменения выпрямленного напряжения по мере увеличения тока нагрузки. При $X_d = \infty$ внешняя характеристика представляет собой прямую линию. Точка пересечения ее с осью ординат определяет собой (при неучете ΔU_a) напряжение холостого хода выпрямителя E_{d0} (пунктирная прямая на фиг. 1-9,а), а точка пересечения ее с осью абсцисс определяет ток короткого замыкания выпрямителя на стороне постоянного тока I_{dk} .

При учете падения напряжения в дуге характеристика снижается на ΔU_a , чему соответствует проведенная сплошной линией прямая на фиг. 1-9,а.

Для возможности использования одной и той же характеристики для выпрямителей, имеющих различные значения U_d , E_2 и X_a , ее строят не в абсолютных, а в относительных значениях напряжений и токов, наносимых на осях координат. При этом в качестве базовых (масштабных) величин обычно принимают для напряжений, наносимых на оси ординат, амплитуду переменного напряжения $\sqrt{2}E_2$, а для токов, наносимых на оси

абсцисс, максимальное значение условного тока короткого замыкания, представляющее собой произведение максимума вторичного тока короткого замыкания на число всех вторичных фаз.

У двухфазного выпрямителя этот ток равен:

$$I_{2\kappa} = 2 \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a}. \quad (1-52)$$

Для перехода от внешней характеристики, построенной в абсолютных значениях величин, к их относительным значениям разделим обе части (1-51) на $\sqrt{2} E_2$ и, учтя в правой части второго его слагаемого равенство (1-52), найдем, что

$$\frac{U_d}{\sqrt{2} E_2} = \frac{2}{\pi} - \frac{2}{\pi} \cdot \frac{I_d}{I_{2\kappa}}. \quad (1-53)$$

По (1-53) и построена внешняя характеристика выпрямителя на фиг. 1-9,б в относительных единицах.

Для эксплуатационных расчетов внешнюю характеристику часто удобно бывает выражать, если в качестве базовой величины выбрать не $\sqrt{2} E_2$, а E_{d0} , при этом из (1-51) получаем:

$$\begin{aligned} \frac{U_{d0}}{E_{d0}} &= 1 - \frac{I_d X_a}{\pi E_{d0}} = 1 - \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\pi k}{2 \sqrt{2} U_1} \cdot k I_{1\kappa} X_a \frac{I_d}{I_{d\kappa}} = \\ &= 1 - 0,35 \frac{u_{\kappa\%}}{100} \frac{I_d}{I_{d\kappa}}, \end{aligned} \quad (1-53a)$$

где

$$u_{\kappa\%} = X_a k^2 \frac{I_{1\kappa}}{U_1} \cdot 100.$$

Перейдем теперь к определению величин, по которым выбирают параметры вентиля и проектируют трансформатор и катодный реактор. Для вентиля важны следующие параметры: 1) средний ток I_a , определяющий нагрев вентиля; 2) максимальный ток $I_{a \text{ макс}}$, если он превышает больше чем в 3 раза средний ток (по $I_{a \text{ макс}}$ определяется нагрузочная способность катода в приборах с накаливаемым катодом); 3) максимальное значение обратного напряжения $U_{b \text{ макс}}$, которое должен прибор выдерживать без обратных зажигания, а также 4) начальный скачок обратного напряжения U_{b0} в момент прожигания максимального значения обратного тока, который вентиль может выдерживать без превышения допустимого минимума обратных зажигания. В рассматриваемой схеме среднее

значение анодного тока, кривая которого приведена на фиг. 1-10,а, равно:

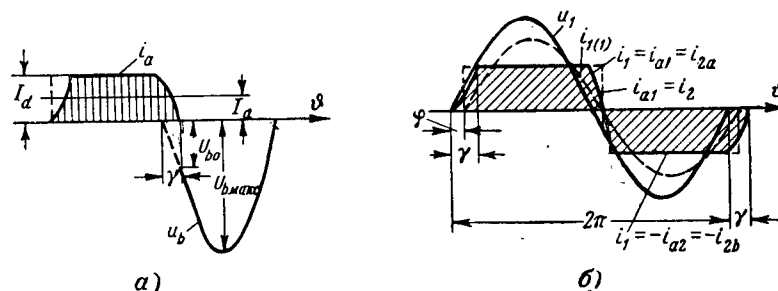
$$I_a = \frac{I_d}{2}. \quad (1-54)$$

Максимальное значение этого тока:

$$I_{a \text{ макс}} = I_d. \quad (1-55)$$

Максимальное значение обратного напряжения, кривая которого также нанесена на фиг. 1-10,а, равно:

$$U_{b \text{ макс}} = 2 \sqrt{2} E_2. \quad (1-56)$$



Фиг. 1-10. Кривые токов и напряжений двухфазного выпрямителя.
а — анодный ток и обратное напряжение; б — первичный ток и первичное напряжение.

Начальный скачок обратного напряжения, как видно из диаграммы, равен:

$$U_{b0} = 2 \sqrt{2} E_2 \sin \gamma. \quad (1-57)$$

Для проектирования трансформатора необходимо, кроме E_2 , определяющего при известном U_1 коэффициент трансформации, знать действительные значения вторичного и первичного токов, а также расчетную (типовую) мощность трансформатора, которая равна среднеарифметическому из суммы расчетных мощностей всех вторичных и первичных обмоток.

Действующее значение вторичного тока I_2 (по которому определяется сечение меди вторичных обмоток и соединительных проводов) определяем в рассматриваемой схеме по прямоугольнику тока i_2 , нанесенному пунктиром на фиг. 1-10,б, т. е. без учета изменения кривых в период коммутации. Такое значение тока равно:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \pi} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}. \quad (1-58)$$

Поправка, которую вносит учет изменения токов в период коммутации, весьма невелика, как это будет в общем виде для m -фазного выпрямителя показано в § 2-2, и ею обычно пренебрегают.

Действующее значение первичного тока, кривая которого строится по разности кривых вторичных токов и приведена на фиг. 1-10,б для прямоугольной ее формы (т. е. тогда, когда не учитывается влияние коммутационных участков), равно:

$$I_1 = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 2\pi} = \frac{1}{k} I_d, \quad (1-59)$$

где k — коэффициент трансформации.

Влияние коммутационных участков на действующее значение тока здесь, как это будет показано в § 2-2, достаточно мало. Расчетная мощность вторичных обмоток трансформатора (при прямоугольной форме токов)

$$S_2 = 2I_2 E_2 = 2 \frac{I_d}{\sqrt{2}} \cdot 1,11 U_d = C_2 P_d = 1,56 P_d, \quad (1-60)$$

где $C_2 = 1,56$ — коэффициент повышения расчетной мощности вторичных обмоток против мощности, фактически отдаваемой выпрямителем.

Расчетная мощность первичных обмоток

$$S_1 = I_1 U_1 = \frac{1}{k} I_d k \cdot 1,11 U_d = C_1 P_d = 1,11 P_d, \quad (1-61)$$

где $C_1 = 1,11$ — коэффициент повышения расчетной мощности первичной обмотки против мощности, фактически отдаваемой выпрямителем.

Расчетная (типовая) мощность трансформатора

$$S_m = \frac{S_1 + S_2}{2} = C_m P_d = \frac{1,56 + 1,11}{2} P_d = 1,34 P_d, \quad (1-62)$$

где $C_m = 1,34$ — коэффициент повышения расчетной (типовой) мощности трансформатора против мощности, фактически отдаваемой выпрямителем.

Приведенные здесь коэффициенты повышения расчетной мощности относятся к $X_d = \infty$.

При недостаточно сглаженном выпрямленном токе коэффициент повышения мощности C_m возрастает. Его максимальное значение, соответствующее $X_d = 0$, приводится в следующем параграфе.

Определим еще расчетную мощность катодного реактора. При идеальном сглаживании ток в реакторе неизменен и равен I_d , а действующее значение напряжения U_κ представляет

собой среднеквадратичное значение полной разности между переменным e_2 и постоянным U_d напряжениями, воспринимаемой реактором. Такое значение дает равенство

$$U_\kappa = \sqrt{E_2^2 - U_d^2} = \sqrt{(1,11 U_d)^2 - U_d^2} = 0,35 U_d. \quad (1-63)$$

Расчетная (типовая) мощность катодного реактора равна в этом случае

$$S_\kappa = 0,5 I_d U_\kappa = 0,17 P_d. \quad (1-64)$$

Коэффициент 0,5 в (1-64) введен в связи с тем, что габаритные размеры катодного реактора рассчитываются обычно по формулам, применяемым для трансформаторов, у которых не одна обмотка, а две.

Коэффициент мощности выпрямителя (без учета реактивной мощности, потребляемой при холостом ходе) может быть найден по фазовому углу сдвига φ первой гармонической тока $i_{(1)1}$, построенной на фиг. 1-10,б пунктиром, по отношению к синусоиде первичного напряжения u_1 . Так как при построении кривой первичного тока по разности вторичных токов

$$i_1 = i_{2a} - i_{2b} = i_{a1} - i_{a2}$$

первичный ток проходит через нуль на угол $\varphi = \frac{2}{3} \gamma$ позже, чем кривая вторичного тока, то угол сдвига первой гармонической тока φ также примерно равен $\frac{2}{3} \gamma$.

Первой гармонической тока соответствует в этом случае выражение

$$i_{(1)1} = \frac{4}{3} I_d \sin \left(\vartheta - \frac{2}{3} \gamma \right) \approx \frac{4}{3} I_d \sin (\vartheta - \varphi), \quad (1-65)$$

в котором множитель $\frac{4}{3}$ является коэффициентом при первом члене тригонометрического ряда разложения прямоугольной формы кривой тока на гармонические.

Высшие гармонические, при помощи которых определяется коэффициент искажения γ , входящий вторым множителем в коэффициент мощности установки

$$\lambda = \cos \varphi \cdot \gamma, \quad (1-66)$$

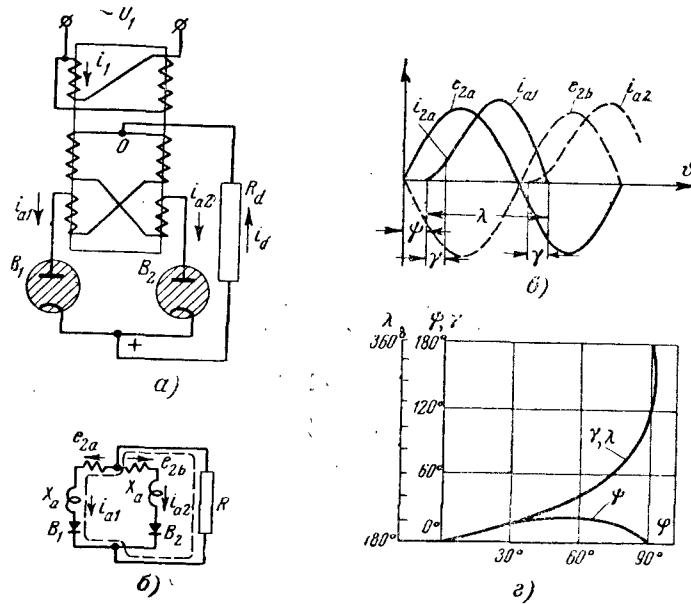
вычисляются ниже в § 1-9.

Необходимо отметить, что проведенный здесь анализ режима работы схемы при $X_d = \infty$ действителен не только при активно-индуктивной нагрузке, но и при работе выпрямителя на

встречную э. д. с. Это следует из того, что при постоянном значении $i_d = I_d$ произведение из тока на R_d также даст постоянное значение выпрямленного напряжения, которое может учитываться при анализе схемы как встречное напряжение U_0 .

1-4. ДВУХФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ В СХЕМЕ С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ ПРИ АКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

В двухфазную схему выпрямления тока с нулевым выводом, работающую на чисто активную нагрузку, введен, как это видно из фиг. 1-11,а, стержневой трансформатор с тем, чтобы обратить



Фиг. 1-11. Двухфазное выпрямление при чисто активной нагрузке.

а — схема; б — схема замещения; в — линейные диаграммы; г — зависимость углов зажигания, продолжительности горения анода и перекрытия от отношения индуктивного анодного сопротивления к активному сопротивлению нагрузки.

внимание на то расположение в первичных и вторичных обмотках, при котором полностью уравниваются постоянные и переменные составляющие н. с. обмоток, расположенных на каждом из стержней трансформатора. Взаимная компенсация постоянных составляющих н. с. достигается здесь разбивкой вторичных обмоток на две секции и размещением по одной из них на каждом из стержней. Действие постоянных составляющих н. с. при этом компенсируется в связи с тем, что вторичные токи проходят в противоположных направлениях. Уравнивание

переменных составляющих н. с. достигается также разбивкой первичной обмотки на две секции и размещением по одной из них на каждом из стержней. Секции первичных обмоток могут быть соединены между собой параллельно, как на фиг. 1-11,а, либо последовательно, если только секции вторичных обмоток соединены в зигзаг.

При простом (односекционном) соединении вторичных обмоток полного исключения однонаправленного магнитного потока добиться в магнитной системе трансформатора не удастся, как это будет показано в § 1-6.

При расположении вторичных обмоток на одном стержне и малом зазоре между ними эти обмотки бывают обычно связаны межвторичными взаимными потоками рассеяния, но здесь мы такую связь учитывать не будем, полагая, что зазор между обмотками достаточно велик. В этом случае полное индуктивное сопротивление обмоток X_a , внесенное в расчетную схему (фиг. 1-11,б), содержащую обе анодные цепи, дает как для режима одиночной работы вентиля, так и для режима одновременной работы обоих вентилях формула (1-8).

Основное отличие в работе рассматриваемой схемы от рассмотренной в предыдущем параграфе заключается в том, что ток i_d в цепи выпрямленного тока не остается величиной постоянной в период одиночной работы вентилях и в период их совместной работы.

Зависимость режима одного вентиля от другого осуществляется здесь через анодные индуктивности и отчасти через активное сопротивление в цепи нагрузки, влияющие на момент вступления очередного вентиля в работу. Этот момент не совпадает здесь с началом синусоиды фазового напряжения e_2 , а сдвинут, как это видно из фиг. 1-11,б, от нее на угол ψ , называемый углом зажигания. Такой сдвиг обусловлен тем, что пока напряжение на нагрузке $u_d = i_d R_d$, создаваемое током в заканчивающем свою работу вентиле, превышает напряжение в фазе, которая должна вступить в работу, напряжение на очередном вентиле остается отрицательным. Напряжение в анодной цепи вентиля, заканчивающего свою работу, суммируется из фазовой э. д. с. e_2 и индуктивного падения напряжения в X_a . Это напряжение может быть найдено из (1-16) после умножения обеих его частей на R_d . Это дает:

$$i_d R_d = \frac{\sqrt{2} E_2}{z} R_d \sin(\vartheta - \varphi) + \left(i_{d0} + \frac{\sqrt{2} E_2}{z} \sin \varphi \right) R_d e^{-\frac{\vartheta}{\omega \tau}}, \quad (1-67)$$

$$\text{где} \quad z = \sqrt{R_d^2 + X_a^2}; \quad (1-68)$$

$$\omega \tau = \text{tg } \varphi = \frac{X_a}{R_d}. \quad (1-69)$$

При значениях φ , не превышающих 45° , что имеет место в большинстве схем выпрямления тока, вторым слагаемым в (1-67) можно пренебречь и тогда, приравняв первое слагаемое после подстановки $\vartheta = \pi + \psi$ мгновенному значению фазового напряжения фазы, вступающей в работу, получаем:

$$\sqrt{2} E_2 \cos \varphi \cdot \sin(\pi + \psi - \varphi) \approx \sqrt{2} E_2 \sin \psi. \quad (1-70)$$

Уравнение (1-70) позволяет найти угол зажигания ψ . Значение этого угла дает трансцендентное уравнение

$$\operatorname{tg} \psi \approx \frac{\sin \varphi \cdot \cos \varphi}{1 + \cos^2 \varphi}. \quad (1-71)$$

По (1-71) на фиг. 1-11,2 построена кривая ψ в функции от φ , тангенс которого равен X_a/R_a . После зажигания очередного вентиля предыдущий продолжает еще некоторое время свою работу до спадания результирующего напряжения в его цепи к нулю. Длительность анодного тока λ и угла коммутации γ можно определить, исходя из установленного А. Глязером и К. Мюллер-Любеком [Л. 1] соответствия в моментах гашения дуги в вентилях в рассматриваемой схеме и схеме однопериодного выпрямления тока, несмотря на различные моменты зажигания дуги в таких вентилях.

Исходя из такого соответствия и учитывая (1-59) в первой части книги, мы для продолжительности анодного тока в рассматриваемой схеме можем написать следующее уравнение:

$$\sin(\psi + \lambda - \varphi) - \sin(\psi - \varphi) e^{-\frac{\lambda}{\omega \tau}} = 0. \quad (1-72)$$

Угол коммутации γ на угол π меньше угла продолжительности анодного тока λ . Поэтому

$$\gamma = \lambda - \pi. \quad (1-73)$$

По (1-72) построена на фиг. 1-11,2 кривая λ в функции от угла φ . Эта же кривая при уменьшении численных значений углов λ на оси ординат на π дает углы коммутации γ .

Определим теперь ход кривых анодных (вторичных) токов i_{a1} и i_{a2} и найдем выпрямленный ток i_d в период коммутации и во внекоммутационный период. Токи в период коммутации мы будем определять здесь не по методу наложения, как в предыдущем параграфе, поскольку ток i_d не остается здесь постоянным, а из дифференциальных уравнений, связывающих токи с напряжениями в отдельных контурах, содержащих анодные цепи и цепь нагрузки. В контуре, содержащем вен-

гиль B_1 и цепь нагрузки (обозначенном на фиг. 1-11,б пунктиром), связь тока с напряжением дает уравнение

$$R_d i_d + X_a \frac{di_{a1}}{d\vartheta} = \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta. \quad (1-74)$$

В контуре, содержащем вентиль B_2 и цепь нагрузки, связь между током и напряжением дает другое уравнение

$$R_d i_d + X_a \frac{di_{a2}}{d\vartheta} = -\sqrt{2} E_2 \sin \vartheta. \quad (1-75)$$

Так как и здесь

$$i_d = i_{a1} + i_{a2}, \quad (1-76)$$

то, суммируя (1-74), (1-75) и учитывая (1-76), получаем:

$$2R_d i_d + X_a \frac{di_d}{d\vartheta} = 0. \quad (1-77)$$

Решая (1-77) с учетом того, что в начальный момент времени, когда $\vartheta = \psi$, ток во вступающем в работу вентиле $i_{a1} = 0$, а в заканчивающем свою работу вентиле он равен:

$$i_{a2} = i_{d(\psi)} = \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d} \sin \psi, \quad (1-78)$$

мы находим, что выпрямленный ток

$$i_d = \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d} \sin \psi e^{-(\vartheta - \psi) \cdot 2 \operatorname{ctg} \varphi}. \quad (1-79)$$

Для определения каждого из анодных токов i_{a1} и i_{a2} в отдельности предварительно вычтем (1-75) из (1-74). Это дает:

$$X_a \frac{d}{d\vartheta} (i_{a1} - i_{a2}) = 2\sqrt{2} E_2 \sin \vartheta. \quad (1-80)$$

При учете того, что при $\vartheta = \psi$

$$i_{a1} - i_{a2} = -i_{d\psi} = -\frac{\sqrt{2} E_2}{R_d} \sin \psi, \quad (1-81)$$

мы находим, что

$$\begin{aligned} i_{a1} - i_{a2} &= \frac{2\sqrt{2} E_2}{X_a} \cos \vartheta - \sqrt{2} E_2 \left(\frac{\sin \psi}{R_d} + 2 \frac{\cos \psi}{X_a} \right) = \\ &= -\frac{\sqrt{2} E_2}{R_d} \left(2 \frac{\cos \vartheta - \cos \psi}{\operatorname{tg} \varphi} + \sin \psi \right). \end{aligned} \quad (1-82)$$

Так как токи i_{a1} и i_{a2} могут быть представлены в виде следующих равенств:

$$i_{a1} = \frac{1}{2} [i_d + (i_{a1} - i_{a2})]; \quad (1-83)$$

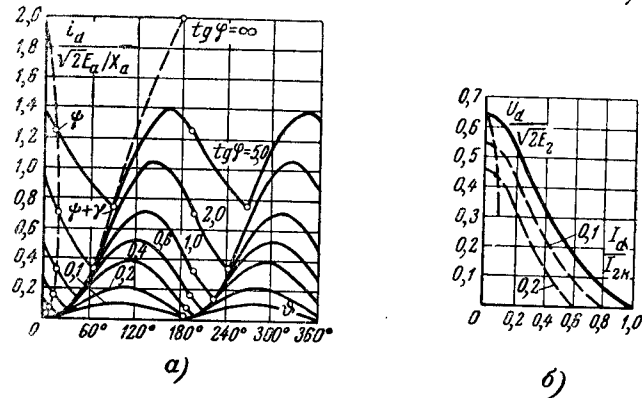
$$i_{a2} = \frac{1}{2} [i_d - (i_{a1} - i_{a2})], \quad (1-84)$$

которые при суммировании дают i_d , а при вычитании превращаются в тождество, мы на основании (1-83), (1-79) и (1-82) находим, что в период коммутации ток в первом венти́ле равен:

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d} \left[-\frac{\cos \vartheta - \cos \psi}{\operatorname{tg} \varphi} - \frac{\sin \psi}{2} \left(1 - e^{-(\vartheta - \psi) 2 \operatorname{ctg} \varphi} \right) \right]. \quad (1-85)$$

Во втором венти́ле он равен:

$$i_{a2} = \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d} \left[\frac{\cos \vartheta - \cos \psi}{\operatorname{tg} \varphi} + \frac{\sin \psi}{2} \left(1 + e^{-(\vartheta - \psi) 2 \operatorname{ctg} \varphi} \right) \right]. \quad (1-86)$$



Фиг. 1-12. Кривые мгновенных значений выпрямленного тока (а) и внешние характеристики (б) двухфазного выпрямителя при активной нагрузке.

Выпрямленный ток во внекоммутационный период $i_d = i_{a1}$ дает также решение (1-74), но при другом начальном значении тока, получаемом из (1-79) при подстановке в них $\vartheta = \psi + \lambda$. Этому соответствует уравнение [Л. 1]

$$i_d = \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} \left\{ \cos \varphi \cdot \sin (\vartheta - \varphi) + [\sin \psi + \cos \varphi \cdot \sin (\psi - \varphi)] e^{(\pi + \psi - \vartheta) \operatorname{ctg} \varphi} \right\}. \quad (1-87)$$

По уравнениям (1-85), (1-86) и (1-87) построены на фиг. 1-11, в кривые анодных (вторичных) токов для частного значения $\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_a}{R_d} = 0,5$. Кривые выпрямленного тока построены по уравнениям (1-79) и (1-87) на фиг. 1-12, а для ряда значений $\operatorname{tg} \varphi$.

Пунктирные кривые, отмеченные углами ψ и $\psi + \gamma$, указывают здесь границы коммутационного участка, в пределах которого действительно уравнение (1-79). Вне его ток i_d определяется уравнением (1-87). По волнистости (пульсациям) кривой выпрямленного тока можно судить о влиянии, которое оказывает X_a при заданном R_d на степень сглаживания кривой тока.

Среднее значение выпрямленного тока I_d проще всего определить здесь по среднему значению выпрямленного напряжения U_d и нагрузочному сопротивлению R_d .

Величину U_d дает интеграл:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi + \psi} u_d d\vartheta = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\psi}^{\psi + \gamma} (e_2 - X_a \frac{di_{a1}}{d\vartheta}) d\vartheta + \int_{\psi + \gamma}^{\pi + \psi} (e_2 - X_a \frac{di_d}{d\vartheta}) d\vartheta \right] = \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi + \psi} e_2 d\vartheta - X_a i_{d(\psi)}. \quad (1-88)$$

После интегрирования и замены X_a / R_d через $\operatorname{tg} \varphi$ из (1-69) и подстановки $i_{d(\psi)}$ из (1-78) получаем:

$$U_d = \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi} (2 \cos \psi - \operatorname{tg} \varphi \cdot \sin \psi). \quad (1-89)$$

Среднее значение тока в этом случае

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{U_d}{X_a} \operatorname{tg} \varphi = \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi X_a} \operatorname{tg} \varphi (2 \cos \psi - \operatorname{tg} \varphi \cdot \sin \psi). \quad (1-90)$$

Для построения внешней характеристики в относительных единицах мы в качестве базовой величины для напряжений принимаем, как и в предыдущем случае, амплитуду переменного напряжения $\sqrt{2} E_2$, а для токов—номинальный ток короткого замыкания, вычисляемый по (1-52).

Относительные значения напряжения и тока в функции от углов φ и ψ дают в этом случае уравнения

$$\frac{U_d}{\sqrt{2} E_2} = \frac{1}{\pi} (2 \cos \psi - \operatorname{tg} \varphi \cdot \sin \psi) \quad (1-91)$$

и

$$\frac{I_d}{I_{2\kappa}} = \frac{1}{2\pi} \operatorname{tg} \varphi. \quad (1-92)$$

По уравнениям (1-91) и (1-92) на фиг. 1-12, б построена внешняя характеристика выпрямителя в относительных еди-

лицах без учета падения напряжения в дуге (верхняя кривая). При учете ΔU_a характеристика снижается, причем степень этого снижения определяется относительной величиной

$$\varepsilon = \frac{\Delta U_a}{\sqrt{2} E_2}. \quad (1-93)$$

Нанесенные пунктиром на фиг. 1-12,б внешние характеристики соответствуют значениям $\varepsilon=0,1$ и $\varepsilon=0,2$.

Дополнив на фиг. 1-12,а кривые выпрямленного тока на участках коммутации токами $i_{2a}=i_{a1}$ и $i_{2b}=i_{a2}$, получаем полные кривые вторичных токов для того же ряда значений $\operatorname{tg} \varphi$, для которого на фиг. 1-12,а построены кривые i_d . По вторичным токам i_{2a} и i_{2b} может быть построена и кривая первичного тока. Действующее значение вторичного и первичного токов, когда значения $\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_d}{R_d}$ не выходят за границы 0,1—0,5, с достаточным для практики приближением можно определять по (1-22) и (1-23) в первой части книги. В этом случае

$$I_2 = \frac{\pi}{4} I_d = 0,785 I_d \quad (1-94)$$

и

$$I_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{k} I_d = \frac{1,11}{k} I_d, \quad (1-95)$$

где k — коэффициент трансформации.

Расчетная мощность вторичных обмоток трансформатора равна:

$$S_2 = 2I_2 E_2 = 2 \frac{\pi}{4} I_d \cdot 1,11 U_d = C_2 P_d = 1,74 P_d, \quad (1-96)$$

где $C_2 = 1,74$ — коэффициент повышения расчетной мощности вторичных обмоток трансформатора против мощности постоянного тока, фактически отдаваемой выпрямителем.

Расчетная мощность первичной обмотки

$$S_1 = I_1 U_1 = \frac{1,11}{k} I_d k I_d \cdot 1,11 U_d = C_1 P_d = 1,23 P_d. \quad (1-97)$$

Коэффициент повышения расчетной мощности первичных обмоток C_1 равен здесь 1,23. Расчетная (типовая) мощность трансформатора

$$S_m = \frac{S_1 + S_2}{2} = C_m P_d = \frac{1,74 + 1,23}{2} P_d = 1,48 P_d. \quad (1-98)$$

Коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора против мощности, фактически отдаваемой выпрямителем в цепь выпрямленного тока, C_m равен в этом случае 1,48.

Найденные коэффициенты выше, чем при $X_d = \infty$, и соответствуют самому неблагоприятному режиму нагрузки трансформатора. По таким расчетным мощностям и должен проектироваться трансформатор.

В настоящем и предыдущем параграфах был проведен анализ режима работы и установлены расчетные соотношения для токов, напряжений и мощности при двух граничных режимах работы выпрямителя, а именно, когда $X_d = 0$ и $X_d = \infty$. Метод расчета схемы при конечном значении X_d рассматривается в следующем параграфе при нагрузке выпрямителя на встречную э. д. с. Этот же метод может быть обобщен и при работе выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку, когда X_d имеет конечное значение. При приближенном расчете можно пользоваться полученными соотношениями при $X_d = 0$, когда отношение X_d/R_d не превышает 2—3, и соотношениями, полученными при $X_d = \infty$, когда отношение X_d/R_d превышает указанное выше значение 2—3.

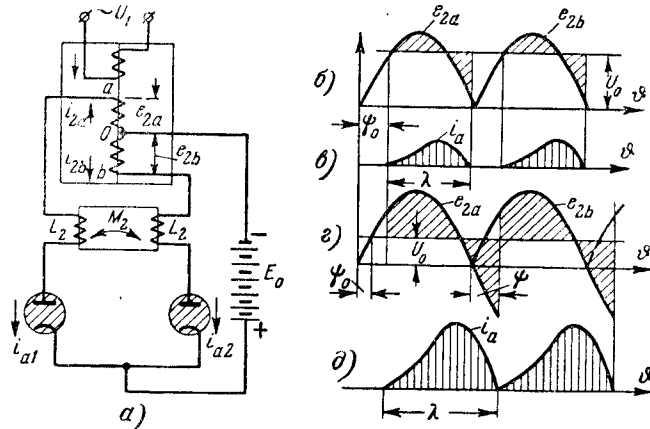
1-5. ДВУХФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ В СХЕМЕ С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ ПРИ НАГРУЗКЕ НА ВСТРЕЧНУЮ Э. Д. С.

Наличие в цепи выпрямленного тока встречной э. д. с. E_0 (фиг. 1-13,а) соответствует практически наиболее часто встречающемуся виду нагрузки (зарядка аккумуляторных батарей, питание двигателей постоянного тока). Поэтому режим работы выпрямителя при таком виде нагрузки мы рассмотрим более полно при учете взаимной индукции обмоток трансформатора (по потоку рассеяния) и при наличии катодного реактора в цепи нагрузки.

В тех случаях, когда требуется увеличить общую индуктивность вторичных цепей с тем, чтобы получить более круто падающую внешнюю характеристику выпрямителя (зарядка батарей), в цепь вторичных обмоток вводится еще внешний реактор со стальным сердечником, обмотки которого связаны взаимной индуктивностью, как показано на фиг. 1-13,а. В таком реакторе магнитный поток пронизывает почти одинаково обе обмотки, в связи с чем коэффициент взаимной индукции можно принять здесь равным коэффициенту самоиндукции.

При анализе режима работы рассматриваемой схемы примем, что индуктивности и взаимные индуктивности обмоток трансформатора и реактора сосредоточены целиком в реакторе

независимо от того, имеется ли такой реактор в действительности или он условно представляет только индуктивности и взаимные индуктивности обмоток трансформатора. Величина X_a при работе одного вентиля соответствует в рассматриваемой схеме (1-8), причем в X_a входит сопротивление не только обмоток трансформатора, но и реактора. При одновременной



Фиг. 1-13. Двухфазное выпрямление при нагрузке на встречную э. д. с.

а — схема; б — д — линейные диаграммы.

работе двух цепей $X_{a(2)}$ вычисляется здесь по (1-10), согласно которому оно равно $2X_a$.

Анализ режима работы выпрямителя при конечной величине катодной индуктивности мы проведем после рассмотрения его работы при граничных значениях X_d , а именно при $X_d = 0$ и $X_d = \infty$.

а) Режим при $X_d = 0$

Активными сопротивлениями в обмотках трансформатора при анализе режима работы схемы мы, как и раньше, из-за их малости пренебрежем, а падение напряжения в вентилях ΔU_a учтем увеличением встречной э. д. с. на ΔU_a . В этом случае вентили в проводящую часть периода можно рассматривать как идеальные и считать, что встречное напряжение согласно (1-11) равно:

$$U_0 = E_0 + \Delta U_a. \quad (1-99)$$

При большом значении U_0 режим работы схемы иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на

фиг. 1-13, б и в. В ту долю периода, когда переменное напряжение e_2 превышает встречное напряжение U_0 , ток в вентиле нарастает. При этом наряду с передачей мощности потребителю накапливается энергия в магнитном поле реактора за счет тока, проходящего через его обмотки. Величина накопленной энергии может характеризоваться заштрихованной на фиг. 1-13, б площадкой над прямой U_0 . Накопленная энергия убывает до нуля, поддерживая ток в цепи в следующую часть периода, когда переменное напряжение e_2 становится меньше встречного напряжения U_0 . Благодаря индуктивности момент гашения дуги в вентиле задерживается до полного израсходования накопленной в индуктивности энергии.

Пока U_0 велико (фиг. 1-13, б), продолжительность анодного тока λ меньше 180° и выпрямленный ток прерывист (фиг. 1-13, в). В этом режиме действие взаимной индукции между обмотками реактора еще не сказывается.

Угол зажигания очередного вентиля ψ_0 определяется в этом режиме первой точкой пересечения синусоиды с прямой U_0 . Этот угол носит название естественного угла зажигания.

При снижении встречного напряжения U_0 естественный угол зажигания ψ_0 уменьшается, причем уменьшение имеет место до тех пор, пока продолжительность анодного тока λ не достигает 180° . Такая продолжительность достигается тогда, когда встречное напряжение U_0 достигает значения, определяемого соотношением

$$\frac{U_0}{\sqrt{2} E_2} = 0,538, \quad (1-100)$$

вытекающим из условия равенства заштрихованных площадок над прямой U_0 и под ней, когда общая продолжительность анодного тока $\lambda = \pi$, т. е. $U_0 = \sqrt{2} E_2 \cdot \frac{2}{\pi} \cos \psi_0$ с учетом усло-

вия зажигания $U_0 = \sqrt{2} E_2 \sin \psi_0$.

Приведенному соотношению отвечает предельное значение естественного угла зажигания

$$\psi_0 = \arcsin\left(\frac{U_0}{\sqrt{2} E_2}\right) = \arcsin 0,538 = 32^\circ 40'. \quad (1-101)$$

При дальнейшем снижении встречного напряжения продолжительность анодного тока λ должна была бы стать больше 180° . В переходном режиме, возникающем в первый полупериод после начального включения схемы, продолжительность анодного тока λ действительно больше чем 180° , но уже в следующий полупериод благодаря тому, что дуга в очередном вентиле из-за действия э. д. с. взаимной индукции зажеглась не может, пока не спадает к нулю ток в предыдущем вентиле,

угол зажигания очередного вентиля вынужденно возрастает, что приводит к восстановлению граничной продолжительности анодного тока $\lambda = 180^\circ$. Невозможность в рассматриваемой схеме при $X_a = 0$ зажигания дуги в очередном вентиле до гашения ее в предыдущем обусловлена соотношениями напряжений, которые устанавливаются в анодных цепях. В обмотке реактора, связанного с вентилем, который должен был бы вступить в работу, наводится отрицательная по знаку э. д. с. взаимной индукции, равная по абсолютной величине (при $X_{2L} = X_{2M}$) э. д. с. самоиндукции, наводимой в обмотке реактора, связанной с вентилем, заканчивающим свою работу, и имеющей в эту часть периода положительный знак. Величина напряжения, которая воспринимается неработающим вентилем, равна в этом случае

$$u_{b2} = e_{2b} - U_0 + e_{2M} = e_{2b} - U_0 - U_0 + e_{2a} = -2U_0. \quad (1-102)$$

Этому же значению $2U_0$ равно максимальное значение обратного напряжения на вентиле:

$$U_{b \text{ макс}} = 2U_0. \quad (1-103)$$

Невозможность одновременной работы вентиля (анодов) и приводит к установлению запаздывающего угла зажигания ψ и постоянной продолжительности анодных токов $\lambda = 180^\circ$. Запаздывающий угол зажигания ψ , зависящий от величины встречного напряжения U_0 , может быть найден, исходя из равенства среднего значения переменного напряжения и встречной э. д. с.:

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos \psi = U_0, \quad (1-104)$$

откуда

$$\cos \psi = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{U_0}{E_2}. \quad (1-105)$$

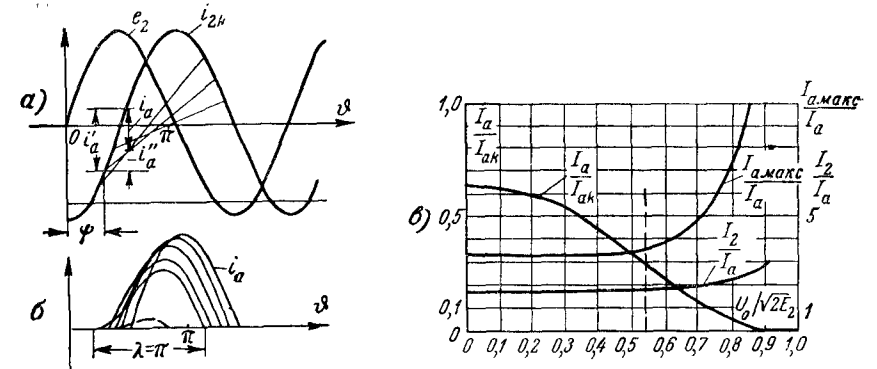
С уменьшением U_0 запаздывающий угол зажигания ψ , как это следует из (1-105), растет, достигая 90° при $U_0 = 0$. Угол зажигания ψ проходит, таким образом, две стадии изменения. Вначале ψ_0 уменьшается от 90° до $32^\circ 40'$, пока встречное напряжение убывает с $U_0 = 1,41E_2$ до $U_0 = 0,76E_2$, а затем ψ вновь возрастает до 90° , пока U_0 убывает с $0,76E_2$ до нуля.

В первом диапазоне изменения угла ψ_0 выпрямленный ток, как уже говорилось, прерывист, во втором диапазоне он непрерывен.

Зная углы ψ , в также индуктивные сопротивления в анодных цепях, можно, пользуясь методом, описанным в § 1-11, б и проиллюстрированным на фиг. 1-21 первой части книги, построить кривые анодных токов. Такое построение выполнено

на фиг. 1-14, а. Анодный ток находится здесь как разность двух токов i'_a и i''_a , из которых первый возникает под действием переменного напряжения e_2 , а второй — под действием встречного напряжения U_0 . Переменный ток i'_a , в который входят составляющие стационарного и свободного режимов, равен:

$$i'_a = -\frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} (\cos \vartheta - \cos \psi). \quad (1-106)$$



Фиг. 1-14. Двухфазное выпрямление при нагрузке на встречную э. д. с. и $X_d = 0$. а — построение кривой тока; б — кривые тока при различных U_0 ; в — характеристики схемы.

Он графически определяется вертикальными отрезками, заключенными между косинусоидой установившегося тока короткого замыкания

$$i_{2к} = -\frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} \cos \vartheta = -\sqrt{2} I_{2к} \cos \vartheta \quad (1-107)$$

и горизонтальной прямой, проведенной ниже оси абсцисс на величину, равную $\sqrt{2} I_{2к} \cos \psi$. Эти прямые проводятся из точек, соответствующих углам зажигания ψ , вычисляемым по (1-105).

В связи с тем, что в рассматриваемом режиме отсутствует одновременная работа вентиля, величина X_a , введенная в (1-106) и (1-107), соответствует здесь (1-8) с учетом не только индуктивностей обмоток трансформатора, но и реактора. Непрерывно нарастающая под действием постоянного напряжения составляющая тока

$$i''_a = \frac{U_0}{X_a} (\vartheta - \psi) \quad (1-108)$$

характеризуется здесь наклонной прямой, проведенной под углом, тангенс которого равен U_0/X_a .

В связи с тем, что

$$i_a = i_a' + i_a'' \quad (1-109)$$

полные значения анодного тока дают вертикальные отрезки, заключенные между косинусоидой i_a' и наклонной прямой i_a'' . По этим отрезкам и построены на фиг. 1-14, б кривые анодных токов, соответствующие различным значениям U_0 . Путем графического интегрирования вычислены по построенным кривым средние и действующие значения анодных токов, и они представлены в функции $\frac{U_0}{\sqrt{2} E_2}$ кривыми на фиг. 1-14, в.

Токи на оси ординат нанесены здесь в относительных единицах, причем в качестве базовой величины для среднего тока I_a здесь взят ток $I_{2к}$, а для действующего значения — ток I_a . На этой же фигуре нанесена кривая $I_{a \max} / I_a$. При увеличении вдвое средних значений анодных токов мы получаем относительные значения выпрямленного тока I_d .

Внешняя характеристика выпрямителя при нагрузке на встречную э. д. с., когда $X_d = 0$, приводится ниже на фиг. 1-18, в составе общего семейства характеристик, построенных на этой фигуре для различных значений X_d .

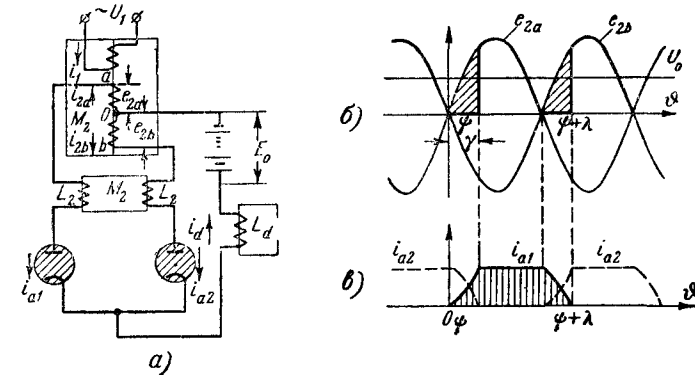
б) Режим при $X_d = \infty$

Чередующиеся между собой при $X_d = 0$ анодные токи с продолжительностью $\lambda = 180^\circ$ дают кривую выпрямленного тока, содержащую большие пульсации, т. е. большую переменную составляющую тока, которая при электрохимическом или магнитоэлектрическом действии тока полезной работы не производит. Для сглаживания кривой выпрямленного тока в цепь нагрузки включается, так же как и при наличии активного сопротивления в этой цепи, катодный реактор L_d , как показано на схеме фиг. 1-15, а. Когда катодное сопротивление $X_d = \omega L_d$ много больше X_a , в которое входит и сопротивление анодного реактора, большую долю из разности напряжений между e_2 и U_0 воспринимает на себя катодное сопротивление. В этом случае анализ режима работы рассматриваемой схемы может строиться без допущения заметной погрешности, исходя из предположения, что $X_d = \infty$. Режим работы выпрямителя на встречную э. д. с. U_0 при $X_d = \infty$ в принципе не отличается от рассмотренного в § 1-3 режима работы выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку с $X_d = \infty$.

Среднее значение напряжения при холостом ходе выпрямителя вычисляется из равенства

$$E_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 = 0,9E_2 \quad (1-110)$$

При такой встречной э. д. с. при $X_d = \infty$ впервые появляется выпрямленный ток. С установлением тока появляются участки коммутации длительностью γ , как это видно из диаграмм напряжения и токов, приведенных на фиг. 1-15, б и в. По мере уменьшения U_0 ток $i_d = I_d$ растет за счет большого возрастания анодных токов в период коммутации. Одновременно



Фиг. 1-15. Двухфазное выпрямление при нагрузке на встречную э. д. с. и $X_d = \infty$.

а — схема; б — линейная диаграмма напряжений; в — линейная диаграмма токов.

возрастает и угол коммутации γ . Величину этого угла, так же как и при активно-индуктивной нагрузке и $X_d = \infty$, дает (1-44). В величину $X_{a(2)}$, вычисляемую по (1-10), входят и сопротивления обмоток реактора. Когда $X_{2M} = X_{2L}$, результирующее индуктивное сопротивление равно $2X_a$. В этом случае

$$1 - \cos \gamma = \frac{2I_d X_a}{\sqrt{2} E_2} \quad (1-111)$$

Среднее значение падения напряжения на стороне выпрямленного тока ΔU_x дает (1-46). Среднее значение выпрямленного напряжения в этом случае равно:

$$\begin{aligned} U_d &= U_{d0} - \Delta U_x = \frac{2\sqrt{2} E_2}{\pi} - \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi} (1 - \cos \gamma) = \\ &= \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi} (1 + \cos \gamma) \end{aligned} \quad (1-112)$$

или в относительных единицах

$$\frac{U_d}{\sqrt{2}E_2} = \frac{2}{\pi} - \frac{1}{\pi}(1 - \cos \gamma) = \frac{1}{\pi}(1 + \cos \gamma). \quad (1-113)$$

Подставляя в среднюю часть равенства (1-113) значение $(1 - \cos \gamma)$, получаемое из (1-44), находим внешнюю характеристику выпрямителя в относительных единицах:

$$\frac{U_d}{\sqrt{2}E_2} = \frac{2}{\pi} - \frac{1}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{I_d}{I_{2\kappa}}. \quad (1-114)$$

Базовый ток, входящий в (1-114):

$$I_{2\kappa} = \frac{E_2}{X_{a(2)}}. \quad (1-115)$$

Внешняя характеристика при $X_d = \infty$ также приведена в общем семействе характеристик, построенных для различных значений X_d/X_1 на фиг. 1-18.

в) Режим при конечном значении X_d

Анализ режима работы схемы на встречное напряжение U_0 , когда X_d имеет конечное значение (фиг. 1-15,а), проведем в общем виде, учитывая отдельно индуктивные сопротивления, создаваемые собственными потоками рассеяния первичных X_{1s} и вторичных X_{2s} обмоток, а также сопротивления, созданные межвторичными взаимными потоками рассеяния X_{2m} . При этом предполагается, что сопротивления X_{2s} и X_{2m} объединены с одноименными сопротивлениями обмоток реактора и сосредоточены в обмотках реактора.

При введении отдельных индуктивностей уравнения, связывающие токи с напряжениями в схеме на фиг. 1-15,а, могут быть для периода коммутации записаны в следующем виде:

$$i_{a1} + i_{a2} = i_d; \quad (1-116)$$

$$i_{a1} - i_{a2} = i; \quad (1-117)$$

$$X_{1s} \frac{d(i_{a1} - i_{a2})}{d\vartheta} + X_{2s} \frac{di_{a1}}{d\vartheta} - X_{2m} \frac{di_{a2}}{d\vartheta} + X_d \frac{di_d}{d\vartheta} = u_1 - U_0; \quad (1-118)$$

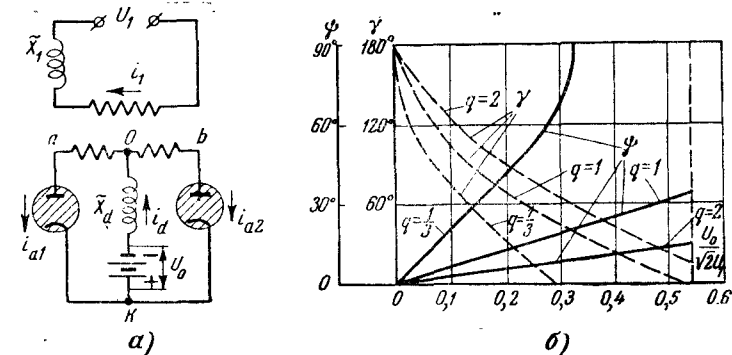
$$X_{1s} \frac{d(i_{a2} - i_{a1})}{d\vartheta} + X_{2s} \frac{di_{a2}}{d\vartheta} - X_{2m} \frac{di_{a1}}{d\vartheta} + X_d \frac{di_d}{d\vartheta} = -u_1 - U_0. \quad (1-119)$$

Решая совместно (1-118) и (1-119), получаем:

$$\left(X_{1s} + \frac{X_{2s} + X_{2m}}{2} \right) \frac{di_1}{d\vartheta} = u_1; \quad (1-120)$$

$$\left(\frac{X_{2s} - X_{2m}}{2} + X_d \right) \frac{di_d}{d\vartheta} = -U_0. \quad (1-121)$$

Полученные уравнения позволяют сделать существенные, далеко идущие выводы в отношении методов расчета преобразовательных схем и анализа режима их работы при различных возможных вариантах распределения индуктивных сопротивлений по различным участкам схемы. Они показывают, что преобразовательная схема в целом с существующими в ней электрическими и магнитными связями может рассматриваться в период коммутации состоящей как бы из двух самостоятельных



Фиг. 1-16. Схема замещения (а) и расчетные кривые углов зажигания и перекрытия (б) для схемы с конечным значением X_d .

контуров. В первом из них действует напряжение u_1 и проходит ток i_1 , а во втором контуре действует встречное напряжение U_0 и проходит выпрямленный ток i_d . Токи во вторичных обмотках трансформатора и вызываемые ими падения напряжения представляют собой в этом случае (при $\omega_1 = \omega_2$) алгебраическую сумму токов, проходящих по обоим контурам. На основе приведенных уравнений схема выпрямления тока на фиг. 1-15,а может быть заменена другой схемой, приведенной на фиг. 1-16,а, в которую входят результирующие сопротивления, получаемые из (1-120) и (1-121).

Результирующее индуктивное сопротивление, входящее в первичный контур и равное коэффициенту при производной тока i_1 в (1-120):

$$\tilde{X}_1 = X_{1s} + \frac{X_{2s} + X_{2m}}{2} = X_{1s} + X_{2s} - \frac{X_{2s3}}{2}, \quad (1-122)$$

соответствует правой части равенства (1-6) и сопротивлениям в схеме замещения на фиг. 1-5,б.

Результирующее индуктивное сопротивление, входящее во вторичный контур, равное коэффициенту при производной тока в (1-121):

$$\tilde{X}_d = X_d + \frac{X_{2s} - X_{2m}}{2} = X_d + \frac{X_{2s3}}{2}, \quad (1-123)$$

показывает, что на ход изменения тока i_d сопротивление, создаваемое межвторичными собственными потоками рассеяния, оказывает такое же влияние, как и X_d . Сопротивление $X_{2с3}$ входит с коэффициентом $\frac{1}{2}$ в связи с тем, что обе вторичные обмотки по отношению к цепи нагрузки, где проходит i_d , оказываются включенными параллельно. Возможность использования принципа наложения путем разбивки схемы преобразования тока на два отдельных контура облегчает задачу нахождения токов в сложных схемах и анализ их режимов.

Пользуясь схемой замещения, приведенной на фиг. 1-16,а, можем непосредственно найти токи i_1 и i_d . Так, производная первичного тока

$$\frac{di_1}{d\vartheta} = \frac{u_1}{\tilde{X}_1} \quad (1-124)$$

и производная выпрямленного тока

$$\frac{di_d}{d\vartheta} = -\frac{U_0}{\tilde{X}_d} \quad (1-125)$$

Производные анодных токов дают совместное решение (1-124) и (1-125) с учетом (1-116) и (1-117). В контуре вентиля B_1 производная тока равна:

$$\frac{di_{a1}}{d\vartheta} = \frac{1}{2} \left(\frac{u_1}{\tilde{X}_1} - \frac{U_0}{\tilde{X}_d} \right) \quad (1-126)$$

В контуре вентиля B_2 она равна:

$$\frac{di_{a2}}{d\vartheta} = \frac{1}{2} \left(-\frac{u_1}{\tilde{X}_1} - \frac{U_0}{\tilde{X}_d} \right) \quad (1-127)$$

Здесь мы рассматриваем тот период коммутации, когда ток i_{a2} убывает, а ток i_{a1} возрастает. В соответствии с (1-126) и (1-127) полное значение тока i_{a1} дают две его составляющие: составляющая i'_{a1} , вызываемая действием переменного напряжения u_1 , и составляющая i''_{a1} , вызываемая действием встречного постоянного напряжения U_0 . Первую составляющую тока мы получаем, интегрируя первое слагаемое в (1-126) при $u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin \vartheta$. Это дает:

$$i'_{a1} = -\frac{1}{2} \sqrt{2} \frac{U_1}{\tilde{X}_1} (\cos \vartheta - \cos \psi) \quad (1-128)$$

Вторую составляющую тока мы находим, интегрируя второе слагаемое в (1-126), что дает:

$$i''_{a1} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{U_0}{\tilde{X}_d} (\vartheta - \psi) \quad (1-129)$$

Во внекоммутационный период работает только один анод. Поэтому

$$\frac{di_{a1}}{d\vartheta} = \frac{di_d}{d\vartheta} = \frac{u_1 - U_0}{\tilde{X}_d + \tilde{X}_1} \quad (1-130)$$

В знаменатель (1-130) вошло, кроме \tilde{X}_d , еще и \tilde{X}_1 в связи с тем, что во внекоммутационный период оба контура можно рассматривать как один объединенный.

Результирующее сопротивление, вошедшее в знаменатель правой части (1-130), содержит то же \tilde{X}_1 , которое вводилось при расчете токов в период коммутации, поскольку при $X_{2L} = X_{2M}$, эти сопротивления (когда $\omega_1 = \omega_2$), как показывает сопоставление (1-1) и (1-7), одинаковы.

Интегрирование производной тока, возникающей под действием переменного напряжения, дает:

$$i'_{a1} = \sqrt{2} \frac{U_1}{\tilde{X}_1 + \tilde{X}_d} [\cos \vartheta - \cos (\psi + \gamma)] \quad (1-131)$$

Интегрирование производной тока, возникающей под действием постоянного напряжения, дает:

$$i''_{a1} = \frac{U_0}{\tilde{X}_d + \tilde{X}_1} [\vartheta - (\psi + \gamma)] + i_{a1(\gamma)} \quad (1-132)$$

где $i_{a1(\gamma)}$ — значение тока i_{a1} к концу первого периода коммутации.

Его можно определить, суммируя (1-128) и (1-129) после подстановки в них $\vartheta = \gamma$. Входящий в уравнения угол зажигания ψ может быть найден, исходя из того условия, что очередной вентиль вступает в работу тогда, когда напряжение на нем становится равным напряжению на работающем вентиле или, что то же самое, когда потенциалы точек a и b выравниваются. В момент, этому соответствующий, точки a и b можно считать объединенными с нулевой точкой вторичных обмоток O , и это позволяет написать равенство

$$\tilde{X}_d \frac{di_d}{d\vartheta} = -U_0 \quad (1-133)$$

Подставляя $\frac{di_d}{d\vartheta}$ из (1-130) и учитывая, что в момент зажигания напряжение в заканчивающем свою работу вентиле равно $\sqrt{2}U_1 \sin(\pi + \psi)$, мы получаем:

$$-\sqrt{2}U_1 \sin \psi = U_0 \frac{\tilde{X}_1}{\tilde{X}_d}, \quad (1-134)$$

откуда

$$\sin \psi = \frac{U_0}{\sqrt{2}U_1} \cdot \frac{\tilde{X}_1}{\tilde{X}_d}. \quad (1-135)$$

По (1-135) построено на фиг. 1-16,б сплошными линиями семейство кривых, представляющих собой зависимость угла ψ от $\tau = \frac{U_0}{\sqrt{2}U_1}$ и от отношения $\frac{\tilde{X}_d}{\tilde{X}_1} = q$, взятого в качестве параметра. С ростом встречного напряжения угол зажигания ψ увеличивается, причем рост угла тем значительнее, чем меньше \tilde{X}_d/\tilde{X}_1 .

Угол коммутации γ мы находим из условия, что среднее значение выпрямленного напряжения за полпериода равно U_0 . В период коммутации выпрямленное напряжение равно нулю. Среднее значение выпрямленного напряжения в схеме замещения, определяемое по отношению к изменению мгновенных его значений во внекоммутационный период, дает интеграл

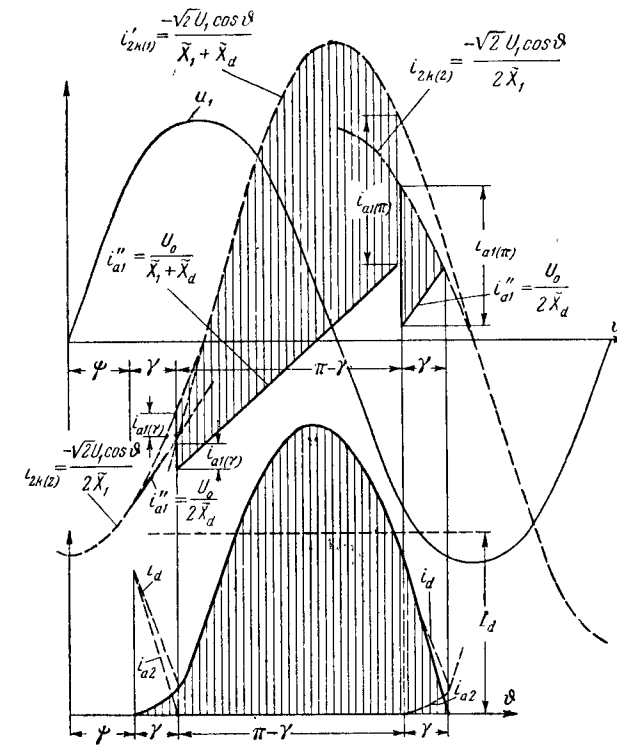
$$U_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\psi+\gamma}^{\psi+\pi} \left(u_1 - \frac{u_1 - U_0}{\tilde{X}_1 + \tilde{X}_d} \tilde{X}_d \right) d\vartheta. \quad (1-136)$$

Определяя после интегрирования (1-136) угол зажигания ψ в функции от γ , находим:

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{1 + \cos \gamma}{\pi q + \gamma + \sin \gamma}. \quad (1-137)$$

По (1-137) можно найти, задаваясь значениями γ , угол ψ . Установив функциональную зависимость между γ и ψ и зная из (1-135), как зависит ψ от $\tau = \frac{U_0}{\sqrt{2}U_1}$, можно найти также зависимость γ от τ . Эту зависимость при трех значениях q дают пунктирные кривые, приведенные на фиг. 1-16,б. Определив законы изменения отдельных составляющих анодных токов и имея расчетные формулы для углов зажигания ψ и коммутации γ ,

можно найти мгновенные значения и построить кривые анодных токов, используя тот же графический метод, при помощи



Фиг. 1-17. Построение кривой тока в схеме фиг. 1-16, а.

которого были построены кривые анодных токов при $X_d = 0$. Такое построение выполнено на фиг. 1-17 для следующих частных значений параметров схемы $\frac{U_0}{\sqrt{2}U_1} = 0,36$ и $q = \frac{\tilde{X}_d}{\tilde{X}_1} = 0,4$ и произвольно выбранного значения $\gamma = 30^\circ$. При $q = 0,4$ и $\gamma = 30^\circ$ уравнение (1-137) дает значение $\psi = 39^\circ 20'$.

Для построения участка кривой анодного тока i_{a1} , относящегося к первому периоду коммутации, на фиг. 1-17 нанесена косинусоида тока короткого замыкания $i_{2k(2)}$, соответствующая первому слагаемому в (1-128). Ее отрицательный максимум совпадает с началом отсчета углов ϑ , т. е. с нулем фазового напряжения u_1 . Мгновенные значения анодного тока i_{a1} в период коммутации γ дают ординаты заштрихованной на фигуре пло-

щадки, ограниченной сверху участком косинусоиды $i_{2\kappa(2)}$, а снизу — наклонной прямой, проведенной в соответствии с (1-129).

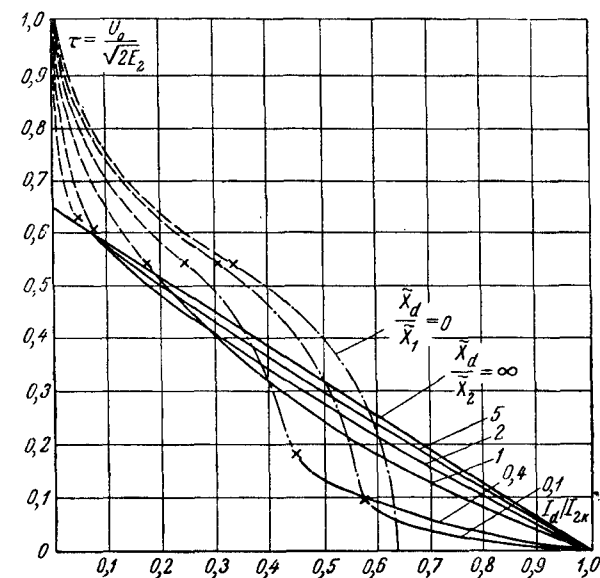
Для построения участка кривой анодного тока, относящегося к внекоммутационному периоду, на фиг. 1-17 нанесена косинусоида тока короткого замыкания $i_{2\kappa(1)}$, соответствующая первому слагаемому в (1-131). Она имеет ту же начальную фазу, что и $i_{2\kappa(2)}$, но отличается от нее своей амплитудой. Наклонная прямая, соответствующая (1-132), проведена из точки, отвечающей углу $\psi + \gamma$ и лежащей ниже соответствующей точки косинусоиды $i_{2\kappa(1)}$ на величину $i_{a1(\gamma)}$, входящую в (1-131) и (1-132).

Во второй период коммутации ток i_{a1} определяется положительным участком косинусоиды $i_{2\kappa(2)}$, а исходная точка проведения наклонной прямой, соответствующей (1-129), расположена на ординате $i_{2\kappa(1)}$, соответствующей углу $\psi + \pi$, и ниже косинусоиды на переходную величину тока $i_{a1(\pi)}$.

По ординатам заштрихованных в верхней части фиг. 1-17 площадок в нижней части этой фигуры построена кривая анодного тока. Пунктирная прямая проведена здесь на уровне, отвечающем среднему значению выпрямленного тока I_d . Это значение в 2 раза превышает среднее значение анодного тока I_a . Повторяя построения кривой анодного тока, выполненные на фиг. 1-17, и для ряда других значений τ и $q = \tilde{X}_d / \tilde{X}_1$, мы имеем возможность установить зависимость тока I_d от τ при разных значениях q , что позволяет построить по точкам внешние характеристики выпрямителя при нагрузке на встречную э. д. с. Такое семейство построено на фиг. 1-18. Вместе с характеристиками, соответствующими различным значениям $q = 0,1, 0,4, 1, 2$ и 5, здесь приведены также характеристики при предельных значениях катодных сопротивлений, а именно при $\tilde{X}_d = 0$ и $\tilde{X}_d = \infty$ по найденным соотношениям в пп. „а“ и „б“ настоящего параграфа. Сопоставление кривых в приведенном семействе показывает, какова степень влияния \tilde{X}_d на ход внешних характеристик, на режим работы выпрямителя в целом.

Как и при активно-индуктивной нагрузке, внешняя характеристика при $\tilde{X}_d = \infty$ представляет собой прямую линию, начинающуюся при $\tau = 0,635$. При конечных значениях \tilde{X}_d вплоть до $\tilde{X}_d = 0$ исходная точка характеристик на оси орди-

нат соответствует $\tau = 1$. Основное, однако, отличие характеристик при конечном \tilde{X}_d заключается в том, что разные участки их соответствуют разной длительности анодных токов λ . При



Фиг. 1-18. Внешние характеристики схемы фиг. 1-16, а.

больших значениях τ вплоть до точек, отмеченных на характеристиках верхними крестиками, $\lambda < 180^\circ$, т. е. имеет место прерывистый режим по кривой выпрямленного тока.

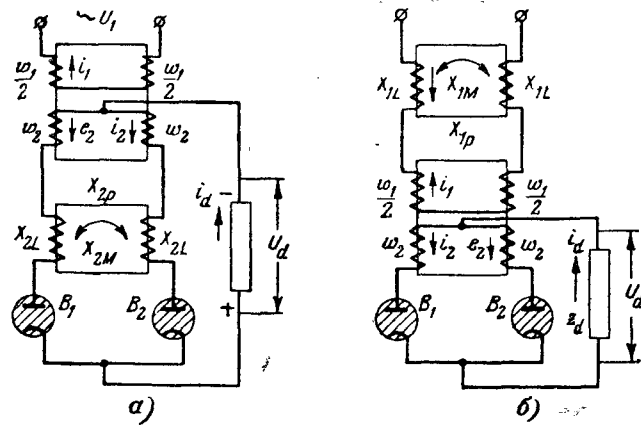
При $\tilde{X}_d = 0$ длительность токов никогда не превышает $\lambda = 180^\circ$, а длительность анодных токов при $\tilde{X}_d = \infty$ всегда больше 180° . На средних участках при $(0 < \tilde{X}_d < \tilde{X}_1)$ в границах, отмеченных крестиками, выпрямленный ток непрерывен, но здесь, так же как и при $\tilde{X}_d = 0$, продолжительность анодных токов λ равна 180° . На нижних участках всех характеристик продолжительность анодных токов, так же как и при $\tilde{X}_d = \infty$, превышает 180° . С ростом тока угол коммутации γ увеличивается от нуля до 180° (в условиях пренебрежения ΔU_a и активным падением напряжения в элементах схемы). Точка пересечения характеристик с осью абсцисс определяет здесь ток короткого замыкания. При $\tilde{X}_d = 0$ этот ток достигает

значения 0,635 от базового тока короткого замыкания. При конечном и бесконечном значениях X_d ток короткого замыкания равен базовому току.

Из приведенных характеристик можно заключить, что при значениях X_d , превышающих в 2—3 раза X_a , можно, не допуская заметной погрешности, вести расчет токов и напряжений и строить внешнюю характеристику, полагая $X_d = \infty$.

г) Сопоставление влияния на режим выпрямления тока вторичных и первичных индуктивностей

В некоторых случаях бывает удобнее вводить реактор с обмотками, связанными взаимной индуктивностью для получения круто падающей внешней характеристики выпрямителя, не в анодные цепи его, а в цепь первичных обмоток. Для того чтобы установить, в какой мере может отразиться



Фиг. 1-19. Сравнение схем выпрямителей с вторичными (а) и первичными (б) связанными ограничивающими реакторами.

на режиме работы выпрямителя то или иное включение реактора, сравним между собой две идеализированные схемы выпрямления тока, приведенные на фиг. 1-19, а и б. В схеме, приведенной на фиг. 1-19, а, индуктивности обмоток трансформатора и реактора и их взаимные индуктивности сосредоточены целиком во вторичном реакторе X_{2p} , а в другой схеме, приведенной на фиг. 1-19, б, они сосредоточены в первичном реакторе X_{1p} .

Сопоставление соотношений токов и напряжений в таких схемах представляет интерес не только с точки зрения выбора,

более соответствующего запросам местоположения реактора в схеме, но с точки зрения учета того влияния, которое вообще оказывает на режим работы схемы возможное различное распределение взаимных индуктивностей в первичной и вторичных цепях трансформаторов.

Сопоставление режимов работы схем мы будем вести по уравнениям, связывающим выпрямленное напряжение u_d с первичным напряжением u_1 для любого вида нагрузки z_d , введенного в рассматриваемые схемы.

Следует заметить, что схема замещения фиг. 1-16, а остается справедливой и в случае схемы по фиг. 1-19, а, если вместо U_0 вписать в схему нагрузку z_d . Это следует из того, что при выводе формул (1-120), (1-121) и (1-122), (1-123) мы проводили преобразования только в левой части уравнений (1-118) и (1-119), а в правой части величина напряжения U_0 осталась нетронутой. Поэтому его можно заменить выпрямленным напряжением u_d , выраженным через i_d и сопротивления, индуктивности и емкости в цепи нагрузки. Схема на фиг. 1-19, б также

приводится к той же схеме замещения, но при этом в \tilde{X}_1 должно войти полное сопротивление реактора X_{1p} , равное $2X_{1L} + 2X_{1M}$.

Для схемы с вторичным реактором

$$\tilde{X}_1 = X_{1s} + \frac{X_{2s} + X_{2m}}{2} + \frac{X_{2L} + X_{2M}}{2} \quad (1-138)$$

и

$$\tilde{X}_d = \frac{X_{2s} - X_{2m}}{2} + \frac{X_{2L} - X_{2M}}{2} + X_d. \quad (1-139)$$

Для схемы с первичным реактором

$$\tilde{X}_1 = 2(X_{1L} + X_{1M}) + X_{1s} + \frac{X_{2s} + X_{2m}}{2} \quad (1-140)$$

и

$$\tilde{X}_d = \frac{X_{2s} - X_{2m}}{2} + X_d. \quad (1-141)$$

Применимость одной и той же схемы замещения для обеих схем, приведенных на фиг. 1-19, а и б, говорит о том, что закономерность изменения токов остается в схеме двухфазного выпрямления тока той же независимо от того, где включен междуфазовый реактор в цепь вторичных либо первичных обмоток. Можно показать, что и по углу зажигания эти схемы эквивалентны.

Так как задачей введения реакторов в первичную или анодную цепь обычно является получение круто падающего участка

внешней характеристики при $\tilde{X}_a \approx 0$ (см. пример в § 1-10), то очевидно, что реактор на первичной стороне лучше достигает этой цели, так как в этом случае в \tilde{X}_a отсутствует добавка $\frac{X_{2L} - X_{2M}}{2}$, которая всегда войдет за счет собственных потоков рассеяния между обмотками анодного реактора.

Сравнение типовых мощностей реакторов обоих видов показывает также, что если пренебречь участком коммутации и принять, что коэффициент трансформации трансформатора равен единице, то действующее значение тока в обмотках первичного реактора в $\sqrt{2}$ раз больше, чем в каждой из двух обмоток анодного. Поскольку для создания в обоих случаях одного и того же тока короткого замыкания индуктивность одной ветви первичного реактора должна быть в 4 раза меньше, чем анодного, так как

$$2X_{1L} + 2X_{1M} = \frac{X_{2L} + X_{2M}}{2}, \quad (1-142)$$

то типовая мощность, которая пропорциональна произведению квадрата действующего значения тока на индуктивность, получается для первичного реактора в

$$\frac{S_{2p}}{S_{1p}} = \frac{1 \cdot 1}{(\sqrt{2})^2 \cdot \frac{1}{4}} = 2 \quad (1-143)$$

раза меньше, чем для анодного реактора. Этот результат не изменится и для другого коэффициента трансформации трансформатора.

1-6. ДВУХФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ В СХЕМЕ С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ ПРИ НЕПОЛНОЙ КОМПЕНСАЦИИ Н. С. НА СТЕРЖНЯХ ТРАНСФОРМАТОРА

В предыдущих параграфах мы рассмотрели распределение токов в первичных и вторичных обмотках трансформаторов при полной компенсации постоянных и переменных составляющих н. с. на каждом из стержней трансформатора, что достигалось либо применением броневго трансформатора, либо применением стержневого трансформатора с вторичными обмотками, соединенными в зигзаг.

Здесь мы рассмотрим вопрос о распределении токов в различных частях схемы выпрямителя, когда вторичные обмотки не секционированы и расположены на разных стержнях трансформатора стержневого типа и когда секции первичной обмотки также на разных стержнях соединены между собой параллельно либо последовательно.

До перехода к такому рассмотрению мы предварительно ознакомимся с распределением токов в схеме, питаемой, как показано на фиг. 1-20,а, через трансформатор, у которого первичная обмотка расположена целиком на одном стержне, а вторичные обмотки с числом витков ω_2 распределены по разным стержням трансформатора. Нагрузка в этой схеме, так же как и у других рассматриваемых в данном параграфе, чисто активная и влиянием коммутационного периода на режим работы

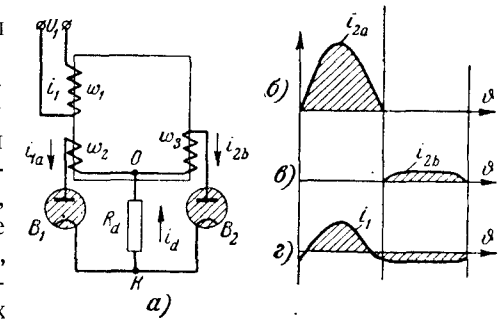
вентилей мы здесь пренебрегаем. При таком расположении обмоток поток рассеяния, возникающий между первичной обмоткой ω_1 и вторичной ω_2 , размещенной на том же стержне, много меньше, чем между ω_1 и ω_3 , расположенными на разных стержнях. Поэтому в тот полупериод, когда пропускает ток вентиль B_1 , индуктивное падение напряжения в первичной и вторичной обмотках относительно мало; э. д. с. e_2 , наводимая главным потоком, достаточно велика, и поэтому ток i_{2a} , как показывает диаграмма на фиг. 1-20,б, достаточно велик. В другой полупериод, когда ток проходит через вентиль B_2 , индуктивное падение напряжения в обмотках весьма велико, и, следовательно, ток i_{2b} мал, что и показано на диаграмме фиг. 1-20,в.

Кривая первичного тока, соответствующая по полупериодам вторичным токам, за вычетом постоянной составляющей оказывается в этом случае, как это видно из фиг. 1-20,г, также несимметричной.

В результате на каждом из стержней возникает одинаковая по величине и направлению разность н. с. первичной и каждой из вторичных обмоток, создающая в сердечнике трансформатора однонаправленный магнитный поток (поток вынужденного намагничивания).

Этот поток проходит в одном направлении через стержни трансформатора, а по выходе из ярма замыкается по воздуху и лежащим на пути ферромагнитным деталям.

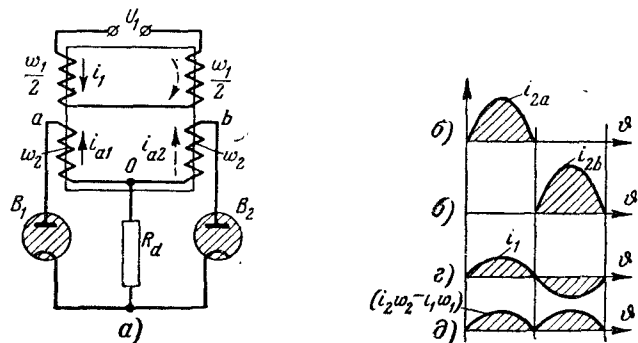
Однонаправленный поток вынужденного намагничивания приводит обычно к насыщению магнитной системы, что, в свою очередь, вызывает значительное (и притом несимметричное) увеличение намагничивающего тока, а тем самым и потоков рассеяния между первичной и вторичными обмотками. Поэтому приме-



Фиг. 1-20. Работа двухфазного выпрямителя с резко несимметричным расположением вторичных обмоток.

нение трансформаторов с таким расположением обмоток для питания выпрямителей совершенно не практикуется.

Теперь рассмотрим схему, приведенную на фиг. 1-21,а, в которой сохранено то же расположение вторичных обмоток, что и на фиг. 1-20,а, но первичная обмотка разбита на две последовательно соединенные секции, расположенные на разных стержнях. При прохождении вторичного тока в любой из полупериодов через одну из вторичных обмоток первичный ток, равный поло-



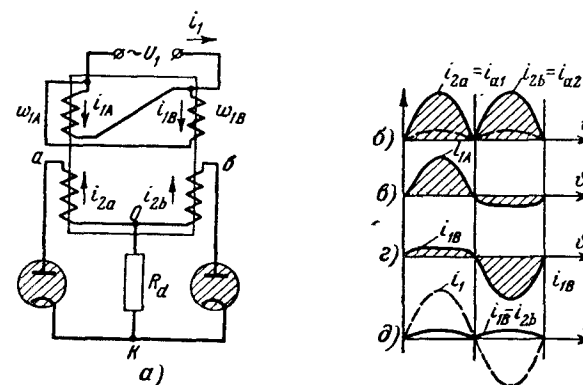
Фиг. 1-21. Двухфазный выпрямитель с вторичными обмотками, расположенными на разных стержнях, и последовательным соединением первичных обмоток.

а — схема; б—д — линейные диаграммы токов и н. с.

вине вторичного (фиг. 1-21,б и в) (если $\omega_1 = \omega_2$), пропускают обе секции первичной обмотки (фиг. 1-21,з). Это приводит к тому, что на каждом из стержней появляются нескомпенсированные н. с., пропорциональные половине вторичного тока (фиг. 1-21,д). В результате не только появляется однонаправленный пульсирующий поток в магнитной системе трансформатора, но и резко различающиеся между собой потоки рассеяния обеих секций первичной обмотки. В той секции, которая расположена на стержне, на котором вторичная обмотка в данный полупериод вовсе не пропускает тока, поток рассеяния много больше, чем у второй секции. Это приводит к неравномерному распределению первичного напряжения.

Несколько лучшее распределение тока по обмоткам дает вариант схемы, приведенный на фиг. 1-22,а, в котором секции первичной обмотки соединены между собой параллельно, хотя полной компенсации н. с. первичной и вторичной обмоток, расположенных на одном сердечнике, и здесь получить не удастся. Это связано с тем, что в любой из полупериодов первичный ток проходит, как это иллюстрируют диаграммы на фиг. 1-22,в и г и их сопоставление с диаграммой на фиг. 1-22,б, не только по той секции первичной обмотки, которая расположена на одном стерж-

не с обтекаемой ток вторичной обмоткой, но часть первичного тока проходит и по другой параллельно включенной секции первичной обмотки. Доли тока, проходящие по секциям первичной обмотки, обратно пропорциональны индуктивным сопротивлениям, создаваемым их собственными потоками рассеяния. Разница в величинах вторичного тока (фиг. 1-22,б) и тока, проходящего в секции первичной обмотки (фиг. 1-22,в) (когда $\omega_1 = \omega_2$), и определяет собой нескомпенсированную н. с. на одном из стержней трансформатора, а на другом стержне такую же по величине и направлению н. с. создает ток, проходящий только в сек-



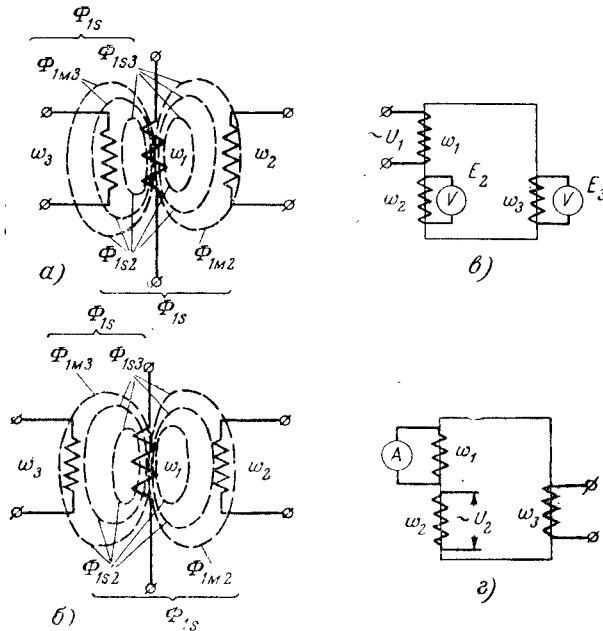
Фиг. 1-22. Двухфазный выпрямитель с вторичными обмотками, расположенными на разных стержнях, и параллельным соединением первичных обмоток.

ции первичной обмотки (фиг. 1-22,з). В другой полупериод режим распределения токов в обмотках повторяется. В результате через оба стержня проходит однонаправленный пульсирующий поток вынужденного намагничивания. Кривая тока $i_{1B} - i_{2b}$ (при $\omega_1 = \omega_2$) приведена на фиг. 1-22,д. На той же фигуре пунктиром построена кривая первичного тока, которая, суммируясь из токов, проходящих по секциям, дает вполне симметричную кривую переменного тока в цепи питания трансформатора.

Полную симметрию в распределении токов и компенсации н. с. по переменной и постоянной составляющим дает схема с вторичными обмотками, соединенными в зигзаг (фиг. 1-11,а), режим работы которой был описан в § 1-4.

Для количественного определения токов в рассмотренных в настоящем параграфе вариантах схем выпрямления тока уже недостаточно тех сопротивлений, на которых строились расчеты схем во всех предыдущих параграфах. Для такого расчета необходимо пользоваться, как это показал в своей работе И. В. Антик [Л. 14], не только суммарным сопротивлением обмоток, создаваемым общим потоком рассеяния, возникающим между каждой

парей обмоток, но и индивидуальными сопротивлениями, создаваемыми частичными потоками рассеяния, входящими в общий поток. Такими частичными потоками рассеяния и соответствующими им сопротивлениями мы фактически пользовались и в § 1-1, когда рассматривали взаимодействие вторичных обмоток между собой (межвторичные собственные и взаимные потоки рассея-



Фиг. 1-23. Поток рассеяния в трехобмоточном трансформаторе.

a — распределение потоков при несимметричном положении вторичных обмоток; *b* — то же при симметричном положении; *в* — опыт холостого хода для определения полного индуктивного сопротивления рассеяния первичной обмотки; *г* — опыт короткого замыкания для определения полного сопротивления рассеяния двух обмоток одного стержня.

ния). При несимметричном расположении вторичной и первичной обмоток учет частичных потоков рассеяния надо производить по отношению к каждой из секций вторичной обмотки, расположенных на разных стержнях.

В общем случае полный поток рассеяния, создаваемый какой-либо обмоткой, скажем первичной, Φ_{1s} может быть разбит, как это иллюстрирует диаграмма на фиг. 1-23, *a*, на два частичных потока рассеяния: один Φ_{1s2} , охватывающий только первичную обмотку (собственный поток рассеяния), и другой Φ_{1m2} , охватывающий одновременно первичную ω_1 и вторичную ω_2

обмотки (взаимный поток рассеяния). Этому соответствует (при $\omega_1 = \omega_2$) сумма

$$\Phi_{1s} = \Phi_{1s2} + \Phi_{1m2}. \quad (1-144)$$

Когда имеется две либо более вторичных обмоток, расположенных несимметрично по отношению к первичной ω_1 , то частичные потоки рассеяния, входящие в состав общего потока рассеяния Φ_{1s} , будут, естественно, иными. Так, частичные потоки рассеяния, создаваемые первичной обмоткой по отношению к другой вторичной обмотке ω_3 , соответствуют, как видно из фиг. 1-23, *a*, сумме

$$\Phi_{1s} = \Phi_{1s3} + \Phi_{1m3}. \quad (1-145)$$

В общем случае $\Phi_{1s2} \neq \Phi_{1s3}$ и $\Phi_{1m2} \neq \Phi_{1m3}$, только в частном случае, когда обмотки ω_2 и ω_3 расположены симметрично по отношению к ω_1 (фиг. 1-23, *b*), собственные и взаимные потоки рассеяния равны между собой.

В том же соотношении, как и потоки, находятся между собой (при $\omega_1 = \omega_2 = \omega_3$) и создаваемые ими сопротивления. Поэтому

$$X_{1s} = X_{1s2} + X_{1m2} = X_{1s3} + X_{1m3}. \quad (1-146)$$

Пользуясь сопротивлениями, создаваемыми частичными потоками рассеяния, можно записать уравнения, связывающие токи с напряжениями для любого несимметричного расположения обмоток по стержням трансформатора и любого соотношения токов, проходящих по этим обмоткам.

Прежде чем показать применение введенных сопротивлений для одной из описанных нами схем, остановимся еще на вопросе о возможном методе измерения сопротивлений, созданных полным и частичными потоками рассеяния одной обмотки. Дополнительно к опытам короткого замыкания, которые проводятся для несимметричного расположения обмоток, так же как и для симметричного (описанных в § 1-1), здесь нужно поставить еще опыты холостого хода. Так, например, индуктивные сопротивления X_{1s} и X_{1s2} , возникающие в обмотке ω_1 от полного и собственного потоков рассеяния, и X_{1m2} — от взаимного потока рассеяния, создаваемого первичной обмоткой ω_1 и наводящего э. д. с. во вторичной обмотке ω_2 , могут быть определены из опыта холостого хода, иллюстрируемого схемой на фиг. 1-23, *в*. Здесь напряжение питания подведено к первичной обмотке, и измеряются вторичные напряжения на обмотках, одной из которых является вторичная обмотка, расположенная на том же стержне, что и первичная, в непосредственной близости от нее, а другой — обмотка на соседнем стержне.

Величина E_3 , измеряемая на ω_3 , дает возможность судить о величине главного потока, проходящего по сердечнику, поскольку взаимным потоком рассеяния здесь можно пренебречь. Поэтому

$$X_{1s} = \frac{U_{10} - E_3}{I_{10}}, \quad (1-147)$$

где I_{10} — ток холостого хода в первичной обмотке.

Так как ток I_{10} отстает от U_{10} на угол, близкий к 90° , то с достаточной для практики точностью можно вместо геометрической разности брать арифметическую.

Сопротивление от собственного потока рассеяния

$$X_{1s2} = \frac{U_{10} - E_2}{I_{10}}. \quad (1-148)$$

Здесь в E_2 входит и э. д. с., созданная взаимным потоком рассеяния. Сопротивление X_{1m2} , соответствующее взаимному потоку рассеяния, в этом случае равно:

$$X_{1m2} = X_{1s} - X_{1s2}. \quad (1-149)$$

Необходимо напомнить, что сопротивления, обусловленные взаимными потоками рассеяния, соответственно равны. Так,

$$\left. \begin{aligned} X_{1m2} &= X_{2m1} \\ X_{1m3} &= X_{3m1} \end{aligned} \right\} \quad (1-150)$$

Сопротивление, создаваемое собственным потоком рассеяния вторичной обмотки по отношению к первичной, дает в этом случае равенство

$$X_{2s1} = X_{2\kappa(1)} - X_{1s2}. \quad (1-151)$$

Сопротивление $X_{2\kappa(1)}$ дает опыт короткого замыкания, проводимый по схеме на фиг. 1-23, з. Вышеприведенные уравнения записаны в предположении, что $\omega_1 = \omega_2 = \omega_3$. При разных числах витков суммирование сопротивлений производится после приведения их к одному и тому же числу витков. Пользуясь введенными сопротивлениями, найдем токи и напряжения в схеме с параллельно включенными первичными обмотками, как на фиг. 1-22, а, но для нагрузки любого вида.

Расчетная схема с обозначенными на ней искомыми токами приведена на фиг. 1-24, а. Для установления того, как распределяется ток i_1 по параллельным ветвям первичной обмотки ω_A и ω_B , ограничимся рассмотрением режима работы вентиля в тот полупериод, когда вторичный ток проходит по левой обмотке ω_{2a} .

Расчет проведем в предположении, что $\omega_A = \omega_B = \omega_{2a}$. Нужный коэффициент трансформации k для получения требуемого E_2 может быть найден в конце расчета путем сопоставления даваемого расчетом значения U_d и заданной величины его, которая вместе с U_1 является исходной для расчета.

При установлении связи между напряжениями и токами будем выражать ток в долях от i_{2a} , считая этот ток вначале величиной известной. Баланс напряжений, записанный по отношению к каждой из параллельных ветвей первичной обмотки, выражают следующие уравнения:

$$u_1 = \frac{di_{1A}}{d\theta} X_{As} - \frac{di_{2a}}{d\theta} X_{2mA} - e_1; \quad (1-152)$$

$$u_1 = \frac{di_{1B}}{d\theta} X_{Bs} - e_1, \quad (1-153)$$

где X_{As} и X_{Bs} — сопротивления, создаваемые полными потоками рассеяния в обмотках ω_A и ω_B ;

X_{2mA} — сопротивление, возникающее в обмотке ω_A от взаимного потока рассеяния, создаваемого током i_{2a} ;

e_1 — э. д. с., индуцируемые в обмотках главным потоком.

Так как мы приняли $\omega_A = \omega_B = \omega_{2a}$, то э. д. с. e_1 во всех обмотках одинаковы. В связи с симметричным расположением обмоток ω_A и ω_B на магнитной системе можно принять, что

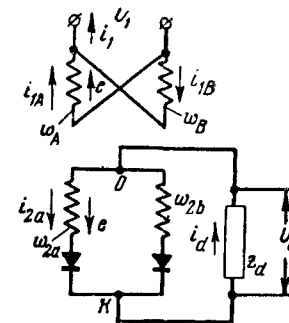
$$X_{As} = X_{Bs} = X_{1s}. \quad (1-154)$$

Учитывая (1-154) в (1-152) и (1-153), мы после вычитания второго из первого получаем:

$$\frac{di_{1A}}{d\theta} - \frac{di_{1B}}{d\theta} = \frac{di_{2a}}{d\theta} \cdot \frac{X_{2mA}}{X_{1s}}. \quad (1-155)$$

Второе уравнение, связывающее токи, дает баланс н. с. в контуре магнитной системы. Ему соответствует уравнение

$$i_{1A} + i_{1B} - i_{2a} = 0. \quad (1-156)$$



Фиг. 1-24. Расчетная схема для вывода уравнений выпрямленного тока в схеме фиг. 1-22, а при любом виде нагрузки.

Дифференцируя по углу θ , получаем:

$$\frac{di_{1A}}{d\theta} + \frac{di_{1B}}{d\theta} - \frac{di_{2a}}{d\theta} = 0. \quad (1-157)$$

Решая совместно (1-155) и (1-157), получаем:

$$\frac{di_{1A}}{d\theta} = \frac{X_{1s} + X_{2mA}}{2X_{1s}} \cdot \frac{di_{2a}}{d\theta} \quad (1-158)$$

$$\frac{di_{1B}}{d\theta} = \frac{X_{1s} - X_{2mA}}{2X_{1s}} \cdot \frac{di_{2a}}{d\theta}. \quad (1-159)$$

Поскольку для сопротивлений от взаимной индукции действительно равенство $X_{2mA} = X_{Am2}$, а $X_{1s} = X_{As}$, то числитель дроби в правой части (1-159) представляет собой не что иное, как сопротивление X_{1s2} , созданное собственным потоком рассеяния обмотки w_A по отношению к расположенной на том же стержне и пропускающей ток i_{2a} вторичной обмотке. Учитывая это, (1-159) можно переписать в таком виде:

$$\frac{di_{1B}}{d\theta} = \frac{X_{1s2}}{2X_{1s}} \cdot \frac{di_{2a}}{d\theta}. \quad (1-160)$$

Так как X_{1s2} обычно много меньше $X_{1s} + X_{2mA}$, входящего в числитель правой части (1-158), то и ток i_{1B} в рассматриваемый полупериод много меньше, чем i_{1A} . В следующий полупериод, когда ток проходит по правой обмотке w_{2b} , соотношение между токами i_{1B} и i_{1A} обратное. Это и отражено в диаграмме токов на фиг. 1-22, *в* и *г*.

Нескомпенсированная н. с. на каждом из стержней (фиг. 1-22, *д*), равная при одинаковом числе витков разности вторичного и первичного токов, выражается также (1-160). Нужные для расчета токов величины $X_{1s} = X_{As}$, $X_{1s2} = X_{As2}$ и $X_{1m2} = X_{Am2}$ определяются, как ранее указывалось, из опытов холостого хода и короткого замыкания по схемам, приведенным на фиг. 1-23, *в* и *г*.

В том случае, когда собственный поток рассеяния между секциями первичной обмотки и вторичной обмотки, расположенными на одном стержне, настолько мал, что им можно пренебречь, то i_{1A} в один из полупериодов и i_{1B} в другой становятся равными i_{2a} , и избыточная н.с., создающая однонаправленный магнитный поток, исчезает.

Найдем теперь зависимость u_d от u_1 . В связи с тем, что индуктивные сопротивления, создаваемые потоками взаимной индуктивности между обмотками w_A и w_{2a} , из-за противоположно направленных токов i_{1A} и i_{2a} взаимно компенсируются, то для выпрямленного напряжения можно записать уравнение, в которое входит только сопротивление от собственных потоков рассеяния:

$$u_d = u_1 - X_{As2} \frac{di_{1A}}{d\theta} - X_{2sA} \frac{di_{2a}}{d\theta} = u_1 - X_{1s2} \frac{di_{1A}}{d\theta} - X_{2s1} \frac{di_{2a}}{d\theta}.$$

Подставляя значение $\frac{di_{1A}}{d\theta}$ из (1-158), находим:

$$u_d = u_1 - \left[\frac{X_{1s2}}{2X_{1s}} (X_{1s} + X_{2mA}) + X_{2sA} \right] \frac{di_{2a}}{d\theta} = u_1 - X_a \frac{di_d}{d\theta}. \quad (1-161)$$

Анодное сопротивление во внекоммутационный период равно здесь выражению, заключенному в квадратные скобки в средней части равенства (1-161). Аналогично может быть найдено и анодное сопротивление в период коммутации.

Таким образом, мы получаем уравнение, связывающее u_d с i_d . Другое уравнение, связывающее u_d с i_d , мы получаем из баланса напряжения на нагрузке. В общем виде его можно записать так:

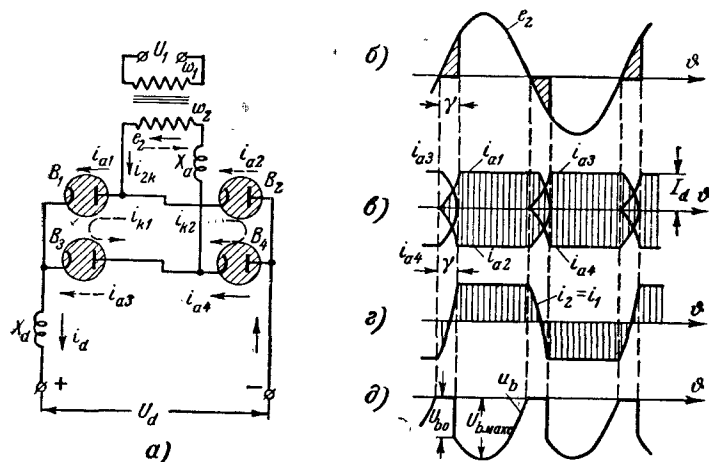
$$u_d = f(i_d). \quad (1-161a)$$

Конкретное его выражение зависит от вида нагрузки и параметров входящих в него элементов. Из совместного решения (1-161a) и (1-161) можно найти ток i_d и напряжение u_d в функции от времени. Сравнивая затем среднее значение расчетного U_d с заданным, мы устанавливаем требуемый коэффициент трансформации k и значение вторичного напряжения E_2 .

1-7. ОДНОФАЗНОЕ (ДУХПОЛУПЕРИОДНОЕ) ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА ПРИ ПОМОЩИ МОСТОВОЙ СХЕМЫ

Выпрямление однофазного тока при помощи мостовой схемы, приведенной на фиг. 1-25, *а*, базируется, как это известно из гл. 1 первой части книги, на том, что из четырех включенных в мост вентилях в один полупериод пропускают ток последовательно одна пара накрест включенных вентилях, а в другой полупериод — другая пара вентилях. Так, когда напряжение e_2 во вторичной обмотке трансформатора положительно, т. э. потенциал левого конца обмотки выше потенциала правого конца, ток проходит через вентиль V_1 , нагрузочную цепь, вен-

тль B_4 и вторичную обмотку трансформатора ω_2 . В следующий полупериод, когда e_2 отрицательно, ток проходит последовательно через вентили B_3 и B_2 . При этом во вторичной обмотке ток меняет свое направление от одного полупериода к другому, т. е. здесь через вторичную, так же как и первичную, обмотку трансформатора проходит чисто переменный ток. В этом заключается принципиальное отличие в режиме работы вторичных



Фиг. 1-25. Однофазное выпрямление при помощи мостовой схемы.
а — схема; б—д — линейные диаграммы.

обмоток в мостовых схемах от режима работы тех же обмоток в схемах с нулевым выводом.

В связи с тем, что в рассматриваемой схеме имеется только одна вторичная обмотка, она по введенным в § 1-1 классификационным признакам относится к однофазной схеме выпрямления однофазного тока. В отличие, однако, от однофазной (однополупериодной) схемы выпрямления тока, рассмотренной в § 1-2, мостовая схема относится к двухполупериодным схемам выпрямления однофазного тока, поскольку через вторичную обмотку и контур выпрямления ток проходит в оба полупериода переменного напряжения. Отсутствие постоянной составляющей тока во вторичной обмотке снимает в этой схеме вопрос о появлении однонаправленного магнитного тока вынужденного намагничивания. Во избежание появления больших потоков рассеяния между первичной и вторичной обмотками при применении трансформаторов стержневого типа обе обмотки здесь обычно также секционированы и располагаются симметрично по обоим стержням магнитной системы трансформатора.

Режим работы однофазной мостовой схемы при разных видах нагрузки в условиях, когда мы пренебрегли индуктивностью обмоток трансформатора, рассматривался в гл. 3 первой части книги. Поэтому здесь дополнительно рассмотрим главным образом вопрос о влиянии индуктивностей обмоток на режим работы схемы.

Суммарная индуктивность обмоток в рассматриваемой схеме представлена автономным реактором X_a , введенным во вторичную цепь трансформатора. Во внекоммутационный период, когда ток проходит через одну пару вентилей, влияние индуктивности X_a на режим работы схемы ничем в принципе не отличается от найденного нами в предыдущих параграфах влияния X_a на режим работы в схеме с нулевым выводом. Поэтому для любых видов нагрузки действительны для внекоммутационного периода те закономерности, которые были получены для токов и напряжений в двухфазных схемах с нулевым выводом. Здесь остается поэтому рассмотреть режим коммутации тока. Анализ этого режима в однофазной мостовой схеме мы проведем, исходя, как и в § 1-3, из предположения, что индуктивное сопротивление X_a , включенное в цепь выпрямленного тока, бесконечно велико. Это облегчает анализ режима, так как i_d остается величиной неизменной. Изменение вторичного напряжения e_2 и токов в вентилях (анодных токов) в течение одного периода переменного напряжения иллюстрируют при $X_a = \infty$ диаграммы, приведенные на фиг. 1-25, б и в. Кривые токов в нечетной группе вентилей (называемой также катодной в силу электрической связи их катодов) построены над осью абсцисс на фиг. 1-25, в, а диаграммы токов четной группы, называемой также анодной (в силу электрической связи их анодов), построены ниже оси абсцисс.

Коммутация тока при идеальных вентилях, у которых $\Delta U_a = 0$, начинается в момент, когда фазовое напряжение e_2 проходит через нуль. Вентили B_1 и B_4 вступают в действие взамен B_3 и B_2 (фиг. 1-25, а) в момент времени перехода через нуль положительного напряжения. В период коммутации, измеряемый углом γ , все четыре вентиля пропускают ток одновременно. Вентиль B_1 включается в одновременную работу с вентилем B_3 благодаря тому, что при положительных значениях e_2 анод вентиля B_1 становится более положительным, чем вентиля B_3 . Вентиль B_4 входит в одновременную работу с вентилем B_2 благодаря тому, что катод вентиля B_4 становится более отрицательным, чем вентиля B_2 .

С началом работы всех четырех вентилей вторичная обмотка трансформатора оказывается замкнутой накоротко нечетной и

четной парами вентилях. В связи с двойным коротким замыканием ток короткого замыкания вторичной обмотки $i_{2к}$ распределяется поровну (при вентилях с одинаковыми параметрами) между каждой парой вентилях. Частичный ток короткого замыкания $i_{к1}$, проходящий через вентили B_1 и B_3 в направлении, указанном на фигуре пунктирной стрелкой, приводит к нарастанию анодного тока в вентиле B_1 в прямом направлении и к уменьшению анодного тока в вентиле B_3 , в котором ток $i_{к1}$ проходит во встречном направлении. Другой частичный ток короткого замыкания $i_{к2}$ приводит к нарастанию тока в вентиле B_4 и уменьшению его до нуля в вентиле B_2 . Частичные токи короткого замыкания выполняют здесь в мостовой схеме те же функции, что и полный ток короткого замыкания (коммутирующий ток) в схемах с нулевым выводом. Количественное изменение тока в вентилях в период коммутации проще всего определять при $X_a = \infty$ (так же как это делалось в § 1-3) методом наложения, сводящимся к суммированию анодного тока в каждой из пар вентилях из двух токов: одного, прошедшего в вентилях до начала коммутации, и другого, появляющегося в период коммутации.

Так как новым током в рассматриваемой схеме является частичный ток короткого замыкания, равный половине полного тока короткого замыкания вторичной обмотки $i'_{2к}$, то

$$i'_{к1} = i'_{к2} = \frac{i'_{2к}}{2} = -\frac{\sqrt{2}E_2}{2X_a} \cos \vartheta. \quad (1-162)$$

Токи, даваемые (1-162), являются токами стационарного режима в вентилях B_1 и B_4 . С учетом составляющей свободного режима эти токи определяют полные анодные токи в вентилях B_1 и B_4 в период коммутации, поскольку до начала коммутации токи в этих вентилях были равны нулю. Поэтому

$$i_{a1} = i_{a4} = -\frac{\sqrt{2}E_2}{2X_a} (\cos \vartheta - \cos \psi) = \frac{\sqrt{2}E_2}{2X_a} (1 - \cos \vartheta). \quad (1-163a)$$

Анодные токи в вентилях B_3 и B_2 представляют собой разность между током $i_{к2}$ и током в вентиле B_1 либо B_4 . Поэтому в период коммутации

$$i_{a3} = i_{a2} = I_d - \frac{\sqrt{2}E_2}{2X_a} (1 - \cos \vartheta). \quad (1-163б)$$

По уравнениям (1-163a) и (1-163б) построены на фиг. 1-25, в кривые анодных токов в период коммутации. Во внекоммутационный период анодные токи, так же как и выпрямленный

ток, равны I_d . Вторичный ток i_2 в период коммутации определяется разностью анодных токов в вентилях, присоединенных к одним и тем же концам вторичной обмотки. Разность здесь берется потому, что с открытием вентиля B_1 через левый полюс вторичной обмотки проходит не выпрямленный ток I_d , который до начала коммутации пропускал в эту обмотку вентиль B_2 , а на ток i_{a1} меньше, поскольку B_1 и B_2 образуют сквозной участок проводимости. Точно так же с открытием вентиля B_4 не весь ток I_d , проходивший раньше через вентиль B_3 , продолжает давать вторичная обмотка. Часть этого тока $i_{a4} = i_{a1}$ пропускает непосредственно вентиль B_4 , образующий вместе с вентилем B_2 сквозной участок проводимости для цепи выпрямленного тока. По разности анодных токов $i_{a2} - i_{a1}$ в один период коммутации и $i_{a1} - i_{a2}$ в следующий период построена кривая вторичного тока на фиг. 1-25, з.

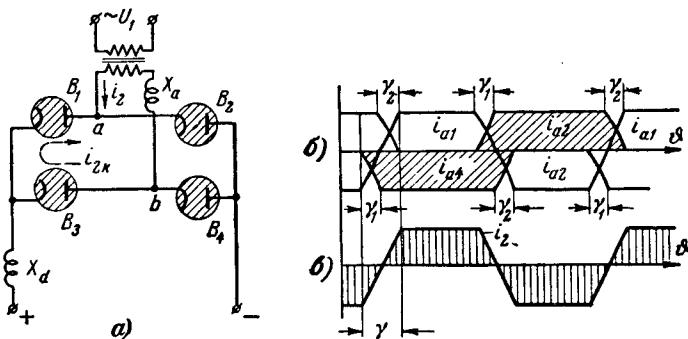
В силу того, что во вторичной обмотке ток убывает в 2 раза быстрее, чем в вентилях, ток i_2 проходит через нуль примерно в середине периода коммутации. За период коммутации ток во вторичной обмотке меняется от $-I_d$ до $+I_d$. Так как к концу периода коммутации $i_{2к} = 2i_{a1} = I_d$, то длительность периода коммутации γ мы можем определить, подставив в (1-163a) ток $i_{a1} = \frac{I_d}{2}$ и угол γ вместо ϑ . Длительность периода коммутации можно определить по (1-163a), умножив обе его части на 2. Это дает:

$$1 - \cos \gamma = \frac{I_d X_a}{\sqrt{2} E_2}. \quad (1-164)$$

Сопоставление (1-164) с (1-47) показывает, что в схеме с нулевым выводом (при спирально-вмотанных обмотках) и мостовой длительность коммутации γ при одних и тех же значениях I_d и X_a одинакова. Это позволяет применить закономерности по токам и напряжениям, полученные в § 1-3, 1-4, 1-5, и для мостовой схемы.

Рассмотренный режим коммутации тока имеет место тогда, когда потенциалы зажигания вентилях совершенно одинаковы. При отличающихся между собой потенциалах имеет место отступление от нормального хода коммутации тока, как это показали в своей работе Ю. Г. Толстов и Г. П. Мосткова [Л. 15]. Эти отступления иллюстрируют схема и диаграммы, приведенные на фиг. 1-26, а, б, и в. Диаграммы построены в предположении, что потенциалы зажигания верхней пары вентилях B_1 и B_2 больше, чем нижний B_3 и B_4 . В этом случае очередной переход тока от вентилях B_1 и B_4

к вентилям B_2 и B_3 происходит одновременно. Вначале коммутируется ток в левой группе вентилях B_1 и B_3 , содержащей вентиль B_3 . По окончании коммутации тока в левой группе вентилях она начинается в правой группе. Это объясняется тем, что вентиль B_2 не может зажечься, пока работают вентили B_1 и B_3 , так как напряжение на вентиле B_2 равно в этом случае напряжению горения дуги ΔU_a , а потенциал зажигания $U_{a.з}$ всегда больше, чем ΔU_a . Коммутация тока в каждой из групп вентилях происходит при этом быстрее, чем при нор-



Фиг. 1-26. Работа мостовой схемы при различных потенциалах зажигания вентилях.

мальной коммутации, так как весь ток короткого замыкания i_{2x} проходит в этом случае через одну пару вентилях. Величина угла при более ранней коммутации, обозначенная на фиг. 1-26, б через γ_1 , может быть найдена по (1-164) при подстановке в него вместо I_d тока $I_{d/2}$.

В течение времени, измеряемого углом γ_1 , вентиль B_4 , не участвующий в процессе коммутации тока, продолжает пропускать полный ток I_d . В момент гашения дуги в вентиле B_1 вентиль B_2 вступает в действие, так как его катод получает отрицательный потенциал, соответствующий мгновенному значению фазового напряжения e_2 . После зажигания дуги в вентиле B_2 начинается коммутация тока в правой паре вентилях B_4 и B_2 . При этом ток в вентиле B_4 убывает до нуля, а ток в вентиле B_2 возрастает до полного значения I_d . Угол γ_2 при более поздней коммутации тока несколько меньше угла γ_1 , так как в связи с задержкой возрастает коммутирующее напряжение. Угол γ_2 проще всего определить графически по косинусоиде короткого замыкания на фиг. 1-8,2, отсекая на ней отрезок, равный I_d , от точки, соответствующей вступлению в действие вентиля B_2 . При следующем переходе тока

от вентилях B_2 и B_3 к вентилям B_1 и B_4 более ранняя коммутация тока имеет место в правой группе вентилях (B_2 и B_4), поскольку B_1 , имеющий более высокое значение $U_{a.з}$, зажигается позже. В результате последовательной коммутации токов в левой и правой группах вентилях анодные токи в вентилях имеют разную длительность. В рассматриваемом случае (когда потенциалы зажигания вентилях B_1 и B_2 верхней группы больше, чем нижней) большую длительность тока имеют, как это видно из диаграмм на фиг. 1-26, б, токи в нижних вентилях B_3 и B_4 . Разница в длительности токов уменьшается, когда вентили с более высокими потенциалами зажигания расположены в левой либо правой группе вентилях, и вовсе исчезает, когда все вентили имеют одинаковые $U_{a.з}$.

Сумма углов коммутации $\gamma_1 + \gamma_2 = \gamma$, определяющая собой длительность перехода вторичного тока i_2 (фиг. 1-26, в) от положительного его значения ($i_2 = I_d$) к отрицательному ($i_2 = -I_d$), остается примерно такой же, как и при вентилях с одинаковыми потенциалами зажигания.

Необходимо отметить, что одновременное начало коммутации токов в вентилях мостовой схемы может привести к нарушению работы схемы в тех случаях, когда управление моментом зажигания вентилях производится при помощи коротких импульсов, как это имеет, например, место в игнитронах при импульсной независимой системе зажигания, а также в тиратронах и экзитронах, если зажигание дуги производится при помощи коротких импульсов сетевого напряжения.

Ток во вторичной обмотке трансформатора и приведенный к числу витков вторичной обмотки первичный ток в мостовой схеме одинаковы и равны приведенному току в первичной обмотке трансформатора в схеме с нулевым выводом. Действующее значение этих токов при $X_d = \infty$ и пренебрежении влиянием на него периода коммутации

$$I_2 = I'_1 = I_d. \quad (1-165)$$

Расчетную (типовую) мощность трансформатора, равную в рассматриваемой схеме расчетной мощности каждой из обмоток, дает при $X_d = \infty$ следующее соотношение:

$$S_m = S_2 = S_1 = I_2 E_2 = I_d \cdot 1,11 U_d = 1,11 P_d. \quad (1-166)$$

Сопоставление (1-166) с (1-134) показывает, что в мостовой схеме типовая мощность трансформатора на 20% меньше, чем в двухфазной схеме с нулевым выводом.

Напряжение на вентиле в непроводящую часть периода (фиг. 1-25, д) определяется в мостовой схеме фазовым напря-

жением вторичной обмотки. Начальный скачок обратного напряжения, обусловленный задержкой нарастания обратного напряжения на период коммутации, равен здесь:

$$U_{b0} = \sqrt{2} E_2 \sin \gamma. \quad (1-167)$$

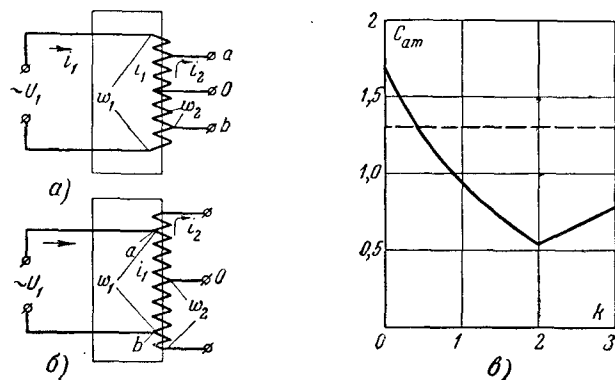
Максимум обратного напряжения

$$U_{b \max} = \sqrt{2} E_2. \quad (1-168)$$

В 2 раза меньшие значения U_{b0} и $U_{b \max}$ в мостовой схеме по сравнению со схемой с нулевым выводом являются преимуществом мостовой схемы по сравнению со схемой с нулевым выводом. Недостатком схемы является наличие в ней четырех вентилей вместо двух, применяемых в схемах с нулевым выводом.

1-8. ПРИМЕНЕНИЕ АВТОТРАНСФОРМАТОРА В СХЕМАХ ВЫПРЯМЛЕНИЯ ОДНОФАЗНОГО ТОКА

В тех случаях, когда напряжение питающей сети переменного тока U_1 не намного отличается от вторичного напряжения E_2 , необходимого для получения определенного выпрям-



Фиг. 1-27. Двухфазное выпрямление с автотрансформатором.

а—схема понижительного автотрансформатора; б—схема повысительного автотрансформатора; в—кривая коэффициента типовой мощности в зависимости от коэффициента трансформации.

ленного напряжения U_a , вместо трансформатора может быть применен автотрансформатор с заметной экономией по весу и габаритам. Принципиальная схема понижительного автотрансформатора приведена на фиг. 1-27,а, а повысительного—на фиг. 1-27,б.

При помощи таких автотрансформаторов может быть осуществлена мостовая схема выпрямления тока, а при наличии среднего вывода—также двухфазная схема с нулевым выводом. Здесь мы выясним ход изменений токов и найдем их действующие значения в различных частях обмотки автотрансформатора применительно к его работе в двухфазной схеме с нулевым выводом. У понижительного автотрансформатора первичное напряжение U_1 подведено к полному числу витков w_1 , а вторичное напряжение E_2 снимается между нулевым выводом 0 и одним из промежуточных выводов a либо b . У повысительного автотрансформатора первичное напряжение U_1 подводится к промежуточным выводам a и b , а вторичное напряжение снимается с наружных концов обмотки.

Коэффициент трансформации автотрансформаторов обоих типов определяется по отношению чисел витков

$$k = \frac{w_1}{w_2}. \quad (1-169)$$

У понижительного трансформатора в этом случае $k > 2$, а у повысительного $k < 2$.

Определим вначале ток и мощность в обмотках понижительного трансформатора (фиг. 1-27,а). По всей обмотке w_1 здесь проходит первичный ток i_1 . На него накладывается в рабочей обмотке w_2 встречно направленный вторичный ток i_2 , превосходящий по величине первичный ток. Поэтому результирующий ток в этой обмотке в данный полупериод

$$i_{2w} = i_2 - i_1. \quad (1-170)$$

В следующий полупериод такой же ток пропускает другая внутренняя секция обмотки, имеющая такое же число витков w_2 .

Связь между токами i_1 и i_2 дает баланс н. с., который при неучете тока холостого хода может быть записан в таком виде:

$$i_1 w_1 = i_2 w_2. \quad (1-171)$$

Выражая i_1 через i_2 из (1-171) и подставляя в (1-170), находим, что

$$i_{2w} = i_2 - \frac{i_2}{k} = \frac{k-1}{k} i_2. \quad (1-172)$$

В той же секции обмотки в другой полупериод, когда она не пропускает анодного тока, ток равен первичному току:

$$i_{2w} = i_1 = \frac{i_2}{k}. \quad (1-173)$$

При нагрузке с $X_d = \infty$ в течение рабочего полупериода

$$i_2 = I_d. \quad (1-174)$$

Действующее значение тока в секции обмотки w_2 в этом случае, если пренебречь участком коммутации, равно:

$$I_{2w} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{k-1}{k} I_d \right)^2 \pi + \left(\frac{1}{k} I_d \right)^2 \pi \right]} = \sqrt{\frac{2-2k+k^2}{2k^2}} I_d. \quad (1-175)$$

Во внешних ветвях трансформатора, через которые проходит только первичный ток, действующее значение тока на основании (1-171) и (1-174) равно:

$$I_{1w} = \frac{1}{k} I_d. \quad (1-176)$$

Напряжение на внешней ветви трансформатора пропорционально ее числу витков и потому равно:

$$U_{1w} = \frac{\frac{\omega_1}{2} - \omega_2}{\omega_2} E_2 = \left(\frac{k}{2} - 1 \right) E_2, \quad (1-177)$$

или если его выразить через U_d :

$$U_{1w} = \left(\frac{k}{2} - 1 \right) \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d. \quad (1-178)$$

Типовая мощность автотрансформатора в связи с совмещением в одной обмотке функций первичной и вторичной обмоток в 2 раза меньше, чем типовая мощность трансформатора, имеющего две отдельные обмотки. Имея это в виду и учитывая (1-176), (1-177) и (1-178), находим, что мощность понизительного автотрансформатора равна:

$$\begin{aligned} S_{am} &= [E_2 I_{2w} + U_{1w} I_{1w}] = \left[\frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \sqrt{\frac{2-2k+k^2}{2k^2}} I_d + \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{k}{2} - 1 \right) \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \frac{1}{k} I_d \right] = \\ &= \frac{\pi}{2\sqrt{2}k} \left[\sqrt{\frac{2-2k+k^2}{2}} + \frac{k-2}{2} \right] U_d I_d = C_{am} P_d, \quad (1-179) \end{aligned}$$

где C_{am} — коэффициент повышения расчетной мощности автотрансформатора против фактически отдаваемой выпрямителем.

У повысительного автотрансформатора (фиг. 1-27,б) ток во внутренней ветви I_{1w} остается таким же, как ток I_{2w} понизительного трансформатора. Через внешние ветви проходит только вторичный ток i_2 , действующее значение которого равно:

$$I_2 = I_d. \quad (1-180)$$

Напряжение на внешних ветвях

$$U_{2w} = \frac{\omega_2 - \frac{\omega_1}{2}}{\omega_2} E_2 = \left(1 - \frac{k}{2} \right) E_2 = \left(1 - \frac{k}{2} \right) \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d. \quad (1-181)$$

Мощность повысительного трансформатора равна в этом случае:

$$\begin{aligned} S_{am} &= \frac{1}{2} U_1 I_{1w} + U_{2w} I_2 = k \frac{\pi}{4\sqrt{2}} U_d \sqrt{\frac{2-2k+k^2}{2k^2}} I_d + \\ &\quad + \left(1 - \frac{k}{2} \right) \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d I_d = \\ &= \frac{\pi}{4\sqrt{2}} \left[\sqrt{\frac{2-2k+k^2}{2}} + 2 - k \right] U_d I_d = C_{am} P_d. \quad (1-182) \end{aligned}$$

По (1-179) и (1-182) на фиг. 1-27,в построена кривая зависимости коэффициента повышения расчетной мощности автотрансформатора C_{am} от коэффициента трансформации k . Кривая имеет минимум при $k=2$, т. е. тогда, когда входные зажимы первичной обмотки и выходные зажимы вторичных обмоток совпадают между собой. В этом случае автотрансформатор фактически используется только для получения нулевого вывода.

Расчетная мощность не спадает при $k=2$ к нулю (как это имело бы место у автотрансформатора, первичная и вторичная обмотки которого пропускают чисто переменный ток) в силу неодинаковой формы кривых первичного и вторичного токов.

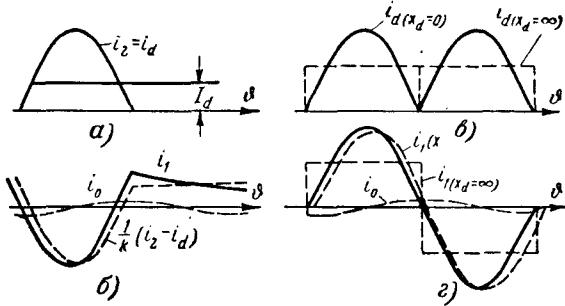
Ветвь кривой влево от точки $k=2$ соответствует повысительному автотрансформатору, а правая ветвь — понизительному.

Сопоставляя значения C_{am} по кривой на фиг. 1-27,в со значением C_1 , входящим в (1-62), можно видеть, что автотрансформатор имеет меньшую типовую мощность по сравнению с трансформатором тогда, когда коэффициент трансформации k не выходит за пределы значений от $k=0,5$ до $k \approx 4$.

1-9. ВЫСШИЕ ГАРМОНИЧЕСКИЕ В КРИВЫХ ВЫПРЯМЛЕННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКОВ

Только тогда, когда катодное сопротивление в цепи нагрузки $X_d = \infty$, мгновенное значение выпрямленного тока i_d остается величиной неизменной и равной среднему значению тока I_d . В других случаях среднее значение постоянного тока I_d дает постоянная составляющая в кривой тока. На постоянную

составляющую накладывается переменная, в состав которой входят высшие гармонические. При однополупериодном выпрямлении тока в состав кривой выпрямленного тока, помимо высших гармонических, входит также, как это будет ниже показано, и основная (первая) гармоническая тока. Найдем вначале порядковые номера и амплитуды гармонических при чисто активной нагрузке (когда амплитуды достигают наибольших значений) в схеме однополупериодного выпрямления тока.



Фиг. 1-28. Линейные диаграммы первичного тока однофазного и двухфазного выпрямителей.

Такая кривая при пренебрежении влиянием на ход ее индуктивных сопротивлений обмоток трансформатора вновь воспроизведена на фиг. 1-28,б [Л. 1].

Тригонометрический ряд, отвечающий такой кривой, может быть представлен в общем виде:

$$i_d = I_d + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I'_{nd} \sin n\vartheta + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I''_{nd} \cos n\vartheta, \quad (1-183)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ до ∞ .

Здесь I_d — постоянная составляющая выпрямленного тока;

I'_{nd} — действующее значение n -ной гармонической синусного ряда;

I''_{nd} — действующее значение n -ной гармонической косинусного ряда.

Действующее значение первой гармонической в синусном ряду дает интеграл

$$I_{1d} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \int_0^{2\pi} i_d \sin \vartheta d\vartheta = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \int_0^{\pi} \sin 2\vartheta d\vartheta = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d. \quad (1-184)$$

Первая и высшие гармонические нечетного порядка в косинусном ряду, так же как и высшие гармонические в синусном ряду, здесь отсутствуют [Л. 13]. Действующие значения высших четных гармонических в косинусном ряду дает интеграл

$$I''_{nd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d \cos n\vartheta d\vartheta = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \int_0^{\pi} \sin \vartheta \cos n\vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{n^2 - 1} I_d, \quad (1-185)$$

где $n = 2, 4, 6, \dots$

Численные значения гармонических до $n = 10$ в долях от I_d , подсчитанные по коэффициентам при I_d в (1-184) и (1-185), приведены в табл. 1-1.

Таблица 1-1

Относительные действующие значения гармонических в кривой тока

n — порядок гармонических	1	2	4	6	8	10
$\frac{I_{nd}}{I_d}$	1,1107	0,4714	0,0943	0,0404	0,0224	0,0143

Первая гармоническая совпадает по фазе с началом кривой выпрямленного тока, поскольку она входит только в синусный ряд, а все высшие гармонические сдвинуты на 90° по отношению к началу кривой тока, так как они входят только в косинусный ряд. Сумма всех высших гармонических определяет собой переменную составляющую в кривой выпрямленного тока. Действующее значение ее можно найти по действующему и среднему значениям выпрямленного тока, пользуясь равенством

$$\tilde{I}_d = \sqrt{I_2^2 - I_d^2}. \quad (1-186)$$

Отношение

$$\frac{\tilde{I}_d}{I_d} = w_d \quad (1-187)$$

называют коэффициентом волнистости или просто волнистостью выпрямленного тока. При введении в (1-187) равенства (1-186) и учета (1-94) получаем, что при чисто активной нагрузке волнистость

$$w_d = \frac{\sqrt{I_2^2 - I_d^2}}{I_d} = \sqrt{\left(\frac{\pi^2}{4} - 1\right)} = 1,211. \quad (1-188)$$

При двухфазном двухполупериодном выпрямлении однофазного тока и чисто активной нагрузке ряд (1-183) переходит в

$$i_d = I_d - \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2} I_{nd} \cos n\vartheta. \quad (1-189)$$

В связи с выпадением первой гармонической действующее значение переменной составляющей в кривой тока равно:

$$\tilde{I}_d = \sqrt{I_{d0}^2 - I_d^2} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d^2\right) - I_d^2} = 0,48 I_d. \quad (1-189a)$$

Поэтому волнистость выпрямленного тока здесь равна:

$$\omega_d = \frac{\tilde{I}_d}{I_d} = 0,48. \quad (1-190)$$

Приведенные соотношения для гармонических и волнистости являются несколько завышенными в связи с неучетом влияния X_a на ход кривой. Волнистость кривой выпрямленного тока, подобной построенным на фиг. 1-12,а, может быть оценена по полуразности максимального $I_{d \max}$ и минимального $I_{d \min}$ значений токов согласно отношению

$$\omega'_d = \frac{I_{d \max} - I_{d \min}}{2 \sqrt{2} I_d}. \quad (1-191)$$

В знаменатель (1-191) введен коэффициент $\sqrt{2}$ в связи с тем, что волнистость определяется по действующему, а не амплитудному значению переменной составляющей тока, которую дает разность, входящая в числитель (1-191).

В тех случаях, когда, кроме X_a , в схему выпрямления входит еще катодная индуктивность, гармонические тока в цепи нагрузки могут быть определены, исходя из гармонических напряжения:

$$E_{nd} = \int_0^{\pi} e_2 \sin n\vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{n^2 - 1} E_{d0} = \frac{\sqrt{2}}{n^2 - 1} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \quad (1-192)$$

и полного сопротивления в цепи нагрузки.

Здесь, так же как и в (1-185), под знаком суммы входят только высшие гармонические четного порядка ($n = 2, 4, 6 \dots$). Это является частным выражением общего соотношения для порядка высших гармонических, входящих в кривую i_d , выражающегося в кратности порядка гармонических числу фаз.

Мостовые схемы являются в связи с двухполупериодным

выпрямлением тока эквивалентными двухфазным с нулевым выводом. Величина высших гармонических при двухфазном двухполупериодном выпрямлении та же, что и при однополупериодном, в связи с тем, что здесь также действительна расчетная формула (1-185). Поэтому численные значения гармонических, приведенных в табл. 1-1, действительны, кроме первой, также и для двухфазной и однофазной мостовой схем.

Индуктивное сопротивление X_d в цепи нагрузки суммируется, как это было показано в (1-123), из X_d и половины X_{2s3} , создаваемого собственным потоком рассеяния вторичных обмоток трансформатора. При учете также активного сопротивления R_d , входящего в цепь выпрямленного тока, полное сопротивление для n -ной гармонической в этой цепи равно:

$$z = \sqrt{R_d^2 + n^2 \tilde{X}_d^2}. \quad (1-193)$$

Гармоническая тока n -ного порядка в этом случае равна:

$$I_{nd} = \frac{4E_2}{\pi (n^2 - 1) \sqrt{R_d^2 + n^2 \tilde{X}_d^2}}. \quad (1-194)$$

Как показывает (1-194), величина гармонической тока при наличии полного сопротивления уменьшается по сравнению с гармонической при чисто активной нагрузке в число раз, равное отношению радикала, стоящего в знаменателе (1-194), к R_d . Определив по (1-194) гармонические четного порядка, мы далее находим:

$$\tilde{I}_d = \sqrt{\sum I_{nd}^2} \quad (1-195)$$

и затем по (1-187) — волнистость ω_d .

Перейдем теперь к нахождению порядка и величины гармонических в составе кривой первичного тока. При чисто активной нагрузке и неучете составляющей тока холостого хода первичный ток в схеме однополупериодного выпрямления тока представлен пунктирной кривой на фиг. 1-28,б, построенной по кривой вторичного тока на фиг. 1-28,а [Л. 4]:

$$i_1 = \frac{1}{k} (i_d - I_d). \quad (1-196)$$

При учете составляющей тока холостого хода i_0 (кривая которого построена также на фиг. 1-28,б в предположении, что сталь сердечника не сильно насыщена постоянной составляющей магнитного потока) первичный ток i_1 меняется по кри-

вой, построенной сплошной линией на фиг. 1-28,б. Ей соответствует уравнение

$$i_1 = \frac{1}{k} (i_d - I_d) + i_0. \quad (1-197)$$

Тригонометрический ряд, получаемый в результате разложения приведенной кривой на основную и высшие гармонические, дает в общем виде следующая сумма:

$$i_1 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I'_{n1} \sin n\vartheta + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I''_{n1} \cos n\vartheta. \quad (1-198)$$

Первая гармоническая, обусловленная рабочим током i_1 , входит здесь только в синусный ряд. Первая гармоническая, обусловленная током холостого хода, входит в косинусный ряд.

Действующее значение основной гармонической полного тока в этом случае равно:

$$I_{(1)1} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}k} I_d\right)^2 + I_0^2}, \quad (1-199)$$

где I_0 — действующее значение тока холостого хода.

Угол сдвига φ_1 первой гармонической по отношению к началу кривой выпрямленного тока дает равенство:

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{2\sqrt{2}kI_0}{\pi I_d}. \quad (1-200)$$

При неучете тока холостого хода действующее значение первичного тока равно:

$$I_{(1)1} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}k} I_d = \frac{1,11}{k} I_d. \quad (1-201)$$

Высшие гармонические в кривой вторичного тока здесь те же, что и в кривой выпрямленного тока, поскольку в схеме однополупериодного выпрямления вторичная обмотка и цепь нагрузки образуют один и тот же контур. Высшие гармонические, входящие в кривую первичного тока, можно поэтому определять по (1-185), введя при этом коэффициент трансформации k :

$$I_{n1} = \frac{\sqrt{2}}{k(n^2 - 1)} I_d. \quad (1-202)$$

Гармонические, входящие только в косинусный ряд, сдвинуты на 90° по отношению к началу кривой i_d . Относительные значения высших гармонических до $n=10$ в долях от $I_{(1)1}$, даваемого (1-201), приведены в табл. 1-2.

Таблица 1-2

Относительные значения высших гармонических (в долях от основной) в кривой первичного тока однополупериодного выпрямителя при чисто активной нагрузке

n	2	4	6	8	10
$I_{n1}/I_{(1)1}$	0,4244	0,0849	0,0364	0,0202	0,0129

Суммируя в квадратуре все гармонические, мы находим квадрат действующего значения первичного тока. В рассматриваемой схеме это значение равно:

$$I_1^2 = (1 + 0,4244^2 + 0,0849^2 + 0,0364^2 + 0,0202^2 + 0,0129^2) \times \\ \times I_{(1)1}^2 = 1,189 I_{(1)1}^2. \quad (1-203)$$

Сопоставляя (1-203) и (1-201):

$$I_1 = 1,09 I_{(1)1} = \frac{1,21}{k} I_d. \quad (1-204)$$

Действующее значение всех высших гармонических в этом случае равно:

$$\tilde{I}_1 = \sqrt{I_1^2 - I_{(1)1}^2} = 0,434 I_{(1)1}. \quad (1-205)$$

Отношение $I_{(1)1}/I_1$ определяет собой коэффициент искажения кривой первичного тока γ . В рассматриваемом режиме он равен:

$$\gamma = \frac{I_{(1)1}}{I_1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9. \quad (1-206)$$

Значение I_1 может быть при чисто активной нагрузке найдено и непосредственно по (1-36), а $I_{(1)1}$ по (1-201). При изменении кривой первичного тока в силу наличия катодной индуктивности либо шунтирующего вентиля, как в схеме, рассмотренной в § 1-1, значения I_1 и $I_{(1)1}$ находятся по гармоническим составляющим, получаемым из (1-203).

При чисто активной нагрузке и неучете влияния X_a на ход кривой вторичного тока (фиг. 1-28,б) кривая первичного тока в схемах двухфазного и двухполупериодного выпрямления тока (фиг. 1-2) представляет собой чистую синусоиду (сплошная кривая на фиг. 1-28,2). В этом случае высших гармонических в кривой первичного тока нет. Такие гармонические появляются при отступлении вторичных токов от полусинусоид, что имеет место при наличии в цепи X_a и в особенности X_d , сглаживающего кривую выпрямленного тока. Гармонические в кривой

первичного тока достигают максимальных значений тогда, когда кривая i_d полностью сглажена, чему соответствуют пунктирные прямоугольники на фиг. 1-28, в и г. Закономерность, выражающаяся в росте величины высших гармонических в кривой первичного тока, по мере их уменьшения в цепи выпрямленного тока является общей для всех схем выпрямления тока (при числе вторичных фаз не меньше двух). Определяя наибольшие по величине гармонические в кривой первичного тока, мы исходим поэтому из наличия в цепи выпрямленного тока $X_d = \infty$, т. е. из прямоугольной формы кривой первичного тока. В такую кривую тока входят, как известно, только гармонические нечетного порядка. При высоте прямоугольника, равной I_d/k , амплитуду гармонических дает равенство

$$I_{n1} = \frac{2I_d}{\sqrt{2}\pi k} \int_0^{\pi} \sin n\vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi n k} I_d = \frac{1}{n} I_{(1)1}, \quad (1-207)$$

где $n = 1, 3, 5 \dots$

Относительные значения гармонических, подсчитанные по (1-207) в долях от $I_{(1)1}$ до $n=9$, приведены в табл. 1-3.

Таблица 1-3

Относительные значения гармонических в кривой первичного тока при двухфазном (двухполупериодном) выпрямлении тока, когда $X_d = \infty$

n	3	5	7	9
$I_{n1}/I_{(1)1}$	0,333	0,2	0,143	0,111

Из сопоставления величин, даваемых правой частью (1-207) и средней частью (1-192), можно найти следующую закономерность:

$$\sqrt{2} \frac{E_{nd}}{E_d} = \frac{I_{(n-1)1}}{I_{(1)1}} - \frac{I_{(n+1)1}}{I_{(1)1}}, \quad (1-208)$$

действительную, как будет показано в § 2-15, и для всех многофазных схем. Эта закономерность говорит о том, что разность относительных значений гармонических в кривой первичного тока прямоугольной формы порядка $(n-1)$ и $(n+1)$ равна относительному значению амплитуды гармонических промежуточного порядка n в кривой выпрямленного напряжения.

В приведенных соотношениях для величин гармонических и коэффициента искажения не учитывалось влияние коммутационных процессов на ход кривой первичного тока. Это влияние рассматривается в общем виде в следующей главе для m -фазных схем выпрямления тока, частным случаем которой являются рассмотренные в настоящей главе двухфазные и двухполупериодные однофазные схемы, у которых $m=2$.

1-10. ПРИМЕР РАСЧЕТА ДВУХФАЗНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ, РАБОТАЮЩЕГО НА ВСТРЕЧНУЮ Э. Д. С.

Требуется иметь выпрямитель для зарядки аккумуляторных батарей состоящих из 12 последовательно соединенных элементов, с напряжением на элементе: в начале заряда $E_{н10} = 2,2$ в и в конце заряда $E_{к10} = 2,7$ в.

Максимальный ток заряда $I_d = 4$ а. К концу заряда ток не должен заметно измениться. Напряжение сети питания $U_1 = 220$ в.

1. ВЫБОР ВЫПРЯМИТЕЛЬНОЙ СХЕМЫ И ТИПА ВЕНТИЛЯ

Для зарядки аккумуляторных батарей необходимо иметь круто падающую внешнюю характеристику. Такую характеристику мы получаем, как это показал анализ режима работы выпрямителя в § 1-5, если увеличить анодное сопротивление путем включения во вторичные цепи трансформатора внешнего реактора с обмотками, связанными взаимной индуктивностью. Катодную индуктивность в связи с зарядным режимом в схему не вводим. Вследствие относительно небольшой мощности выпрямителя, равной:

$$P_d = U_d I_d = 12 \cdot 2,7 \cdot 4 = 128 \text{ вт},$$

выбираем двухполупериодную схему выпрямления тока, позволяющую в заданном режиме воспользоваться двуханодным газотроном типа ВГ-276 (тунгар) [Л. 5], имеющим следующие каталожные параметры:

$$I_d = 6 \text{ а}; \quad I_{a \text{ макс}} = 9 \text{ а}; \quad U_{b \text{ макс}} = 150 \text{ в}; \quad \Delta U_a = 14 \text{ в.}$$

Будут ли превзойдены при заданном техническими условиями режиме допускаемые газотроном величины напряжений и токов, покажет проводимый ниже расчет.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ НА СТОРОНЕ ВЫПРЯМЛЕННОГО ТОКА

а) Суммарное напряжение батареи в начале заряда

$$E_{н0} = 12E_{н10} = 12 \cdot 2,2 = 26,4 \text{ в.}$$

б) Суммарное напряжение батареи в конце заряда

$$E_{к0} = 12E_{к10} = 12 \cdot 2,7 = 32,4 \text{ в.}$$

Расчет параметров выпрямителя будем вести по первому напряжению.
в) Суммарное значение встречного напряжения в цепи нагрузки

$$U_0 = E_{\kappa 0} + \Delta U_a = 26,4 + 14 = 40,4 \text{ в.}$$

3. ВЕЛИЧИНА ВТОРИЧНОГО НАПРЯЖЕНИЯ E_2

Нахождение E_2 при известном уже значении U_0 сводится по существу к выбору на основе внешней характеристики, соответствующей на фиг. 1-18

значению $\frac{\tilde{X}_d}{\tilde{X}_1} = 0$, величины $\frac{U_0}{\sqrt{2}E_2}$ на оси абсцисс. Его можно выбирать

в границах от 0,1 до 0,4. Если выбрать $\frac{U_0}{\sqrt{2}E_2}$ в начале заряда большим, то в конце заряда, когда напряжение на батарее повышается до предельного для зарядного режима, зарядный ток может оказаться малым.

С другой стороны, при малом $\frac{U_0}{\sqrt{2}E_2}$ и заданном U_0 E_2 может получиться слишком большим, что приведет к заметному увеличению расчетной мощности трансформатора. Если в начале режима заряда выбрать $\frac{U_0}{\sqrt{2}E_2}$ слишком

большим, то ток короткого замыкания (который в режиме заряда также стремятся ограничить во избежание чрезмерных электродинамических усилий и термической перегрузки вводов при возможных коротких замыканиях) может оказаться слишком большим. Однако это фактор менее

весом, а потому мы для первого варианта расчета выбираем $\frac{U_0}{\sqrt{2}E_2}$ ближе

$$\frac{U_0}{\sqrt{2}E_2} = 0,3.$$

Последующая проверка получаемых при этом максимальных значений токов и напряжений в вентиллях покажет, насколько выбор величины удачен.

4. ПРОВЕРКА НАГРУЗОЧНОЙ СПОСОБНОСТИ ВЕНТИЛЕЙ ПО ТОКУ И ОБРАТНОМУ НАПРЯЖЕНИЮ

Средний ток, приходящийся на каждый из анодов вентилей:

$$I_a = \frac{I_d}{2} = \frac{4}{2} = 2 \text{ а.}$$

Согласно кривой $I_{a \text{ макс}} / I_a$ на фиг. 1-14 отношение максимального тока

к среднему при $\frac{U_0}{\sqrt{2}E_2} = 0,3$ равно 3,2.

В этом случае максимум тока

$$I_{a \text{ макс}} = I_{d \text{ макс}} = 3,2I_a = 3,2 \cdot 2 = 6,4 \text{ а.}$$

По каталожным данным такой ток допустим.

а) Отношение тока короткого замыкания к выпрямленному току согласно фиг. 1-18 равно 0,55.

Абсолютное значение тока $I_{dк}$ при найденной его кратности

$$I_{dк} = \frac{I_d}{0,55} = \frac{4}{0,55} = 7,2 \text{ а.}$$

Вводы в выбранном типе газотрона выдерживают по опытным данным ударный ток короткого замыкания не менее 20—25 а.

Максимальное значение обратного напряжения в этом случае равно:

$$U_{b \text{ макс}} = (E_{\kappa 0} + \Delta U_a) \cdot 2 = (32,4 + 14) \cdot 2 = 95 \text{ в.}$$

По каталожным данным это также вполне допустимо. При отключении нагрузки это напряжение возрастает, но не выходит за допустимое. Выбранный тип газотрона ВГ-176 удовлетворяет, таким образом, предельным величинам тока и напряжения.

Относительная величина напряжения при полном заряде батареи

$$\frac{U_{\kappa 0}}{\sqrt{2}E_2} = \frac{E_{\kappa 0} + \Delta U_a}{\sqrt{2}E_2} = \frac{32,4 + 14}{\sqrt{2} \cdot 95} = 0,345,$$

где

$$E_2 = \frac{U_0}{\sqrt{2} \cdot 0,3} = \frac{40,4}{\sqrt{2} \cdot 0,3} = 95 \text{ в.}$$

Этому отвечает по внешней характеристике на фиг. 1-18 уменьшение зарядного тока пропорционально $\frac{0,53}{0,55} = 0,95$, что удовлетворяет заданным техническим условиям.

5. ПРОЕКТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНСФОРМАТОРА

Коэффициент трансформации

$$k = \frac{U_1}{E_2} = \frac{220}{95} = 2,3.$$

Действующее значение вторичного тока при $\frac{U_0}{\sqrt{2}E_2} = 0,3$, определяемое из кривой фиг. 1-14, в, равно:

$$I_2 = 1,8I_a = 1,8 \cdot 2 = 3,6 \text{ а.}$$

Действующее значение первичного тока, так же как и вторичного, учитывая, что γ здесь равно нулю и кривая тока мало отличается от синусоиды, определяем из равенства

$$I'_1 = \sqrt{2}I_2 \frac{1}{k} = \sqrt{2} \cdot 3,6 \frac{1}{2,3} = 2,2 \text{ а.}$$

При добавлении тока холостого хода результирующий ток увеличивается в 1,05 раза, т. е. он становится равным:

$$I_1 = 1,05I'_1 = 1,05 \cdot 2,2 = 2,35 \text{ а.}$$

Типовая мощность трансформатора

$$S_m = \frac{2E_2 I_2 + U_1 I_1}{2} = \frac{2 \cdot 95 \cdot 3,6 + 220 \cdot 2,35}{2} = 0,6 \text{ ква.}$$

6. ПРОЕКТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ АНОДНОГО РЕАКТОРА

Действующее значение напряжения, воспринимаемого одной ветвью реактора:

$$E_k = \sqrt{E_2^2 + U_0^2} = \sqrt{95^2 + 46,4^2} = 106 \text{ в.}$$

Ток короткого замыкания в фазе вторичной обмотки при $\frac{I_d}{I_{2к}} = 1,1$:

$$I_{2к} = \frac{I_d}{1,1} = \frac{4}{1,1} = 3,7.$$

Результирующее индуктивное сопротивление одной ветви входного реактора (с учетом взаимоиндукции)

$$X_a = \frac{E_2}{I_{2к}} = \frac{95}{3,7} = 25 \text{ ом.}$$

Собственная индуктивность ветви реактора (при $L = M$)

$$L'_a = \frac{X_a}{2\omega} = \frac{25}{2 \cdot 314} = 0,04 \text{ гн.}$$

Типовая мощность анодного реактора (при наличии в нем двух ветвей)

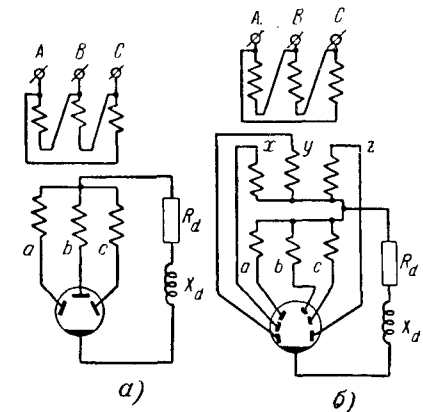
$$S_L = \frac{2_k E_k I_{2к}}{2} = \frac{106 \cdot 3,7}{2} = 395 \text{ ва.}$$

ГЛАВА ВТОРАЯ

НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

2-1. ВЫБОР ЧИСЛА ВТОРИЧНЫХ ФАЗ И СХЕМЫ СОЕДИНЕНИЯ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРОВ, ПИТАЮЩИХ ВЫПРЯМИТЕЛИ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

Обычно, как об этом уже говорилось в § 1-1, выпрямители средней и большой мощности питаются от сети трехфазного тока. Первичные обмотки трансформаторов, входящих в состав таких выпрямителей, соединяются в звезду либо треугольник в зависимости от величины питающего напряжения и желательной для данной установки группировки начальных фаз гармонических, появляющихся как на стороне выпрямленного напряжения, так и в кривых первичных токов. Число вторичных фаз трансформатора может быть выбрано равным либо кратным числу первичных фаз. При равном числе фаз мы получаем трехфазное выпрямление трехфазного тока, схема одного из вариантов которого приведена на фиг. 2-1,а. При двойном числе вторичных фаз, как в варианте схемы на фиг. 2-1,б, мы получаем шестифазное выпрямление трехфазного тока. Шестифазность на вторичной стороне трансформатора достигнута здесь удвоением числа вторичных обмоток, расположенных на каждом из стержней сердечника трансформатора. При четырехкратном увеличении числа обмоток, расположенных на стержне, и соединении их в сложный зигзаг либо путем каскадного соединения первичных обмоток двух шестифазных трансформаторов можно полу-

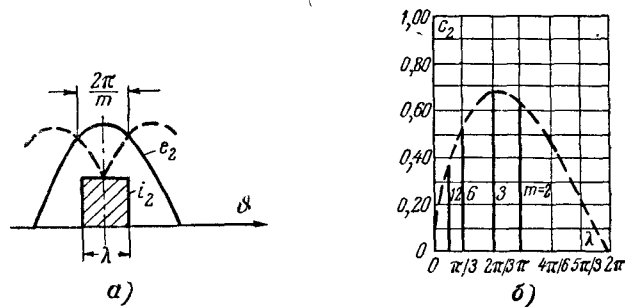


Фиг. 2-1. Схемы трехфазного (а) и шестифазного (б) выпрямления трехфазного тока.

достигнута здесь удвоением числа вторичных обмоток, расположенных на каждом из стержней сердечника трансформатора. При четырехкратном увеличении числа обмоток, расположенных на стержне, и соединении их в сложный зигзаг либо путем каскадного соединения первичных обмоток двух шестифазных трансформаторов можно полу-

чить и двенадцатифазные схемы выпрямления трехфазного тока.

Критерием к выбору того либо иного числа вторичных фаз выпрямительного трансформатора служат: 1) стремление получить минимальные пульсации (минимальную волнистость) в кривой выпрямленного напряжения, с тем чтобы либо вовсе исключить необходимость в применении сглаживающего фильтра, либо иметь возможность ограничиться простейшим фильтром в виде катодной индуктивности, прибегая к резонансным фильтрам только в установках с особо высокими требованиями к степени



Фиг. 2-2. К определению оптимального числа фаз выпрямления трехфазного тока.

сглаживания кривых выпрямленного напряжения и тока (тяговые устройства); 2) стремление получить минимальное число и величину гармонических в цепи переменного тока, с тем чтобы предупредить избыточный нагрев генераторов переменного тока и появление резонансных явлений в линии переменного тока, питающей выпрямительные установки, и, наконец, 3) обеспечить высокий уровень использования обмоток трансформатора по отдаваемой ими в цепь выпрямленного тока мощности.

Последний из упомянутых факторов оказывает существенное влияние не только на выбор числа вторичных фаз трансформатора, но и на схему соединения его вторичных обмоток и конструктивное осуществление трансформатора в целом. Другим важнейшим фактором, оказывающим влияние на характер выполнения трансформатора и, в частности, на схему соединения его обмоток, является стремление предупредить появление потока вынужденного намагничивания, особенно в шестифазных схемах, где такой поток, как это будет ниже показано, является уже не постоянным по направлению, а переменным.

Для оценки степени влияния числа вторичных фаз трансформатора на величину отдаваемой каждой из них мощности в цепь нагрузки определим мощность, отдаваемую одной из вторичных фаз в m -фазной системе выпрямления тока в функции от продолжительности вторичного (анодного) тока. В m -фазной системе

ток в неуправляемом выпрямителе начинает проходить в точке пересечения положительных участков синусоид и имеет длительность (как видно из фиг. 2-2, а), равную:

$$\lambda = \frac{2\pi}{m}, \quad (2-1)$$

если пренебречь коммутационным участком γ .

При изображении кривой вторичного тока в виде прямоугольника мы также пренебрегаем пульсациями в кривой этого тока, полагая, что катодная индуктивность в цепи выпрямленного тока настолько велика, что ее можно считать бесконечно большой.

Среднее значение вторичного (анодного) тока равно в этом случае:

$$I_a = \frac{I_d}{m} = \frac{I_d \lambda}{2\pi}. \quad (2-2)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе определяется участком фазового напряжения e_2 , соответствующего длительности прохождения тока λ . Усреднение этого напряжения дает:

$$E_{d0} = \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta = \sqrt{2} E_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}. \quad (2-3)$$

Выразим E_{d0} также в функции от λ , для чего подставим в (2-3) значение $\frac{\pi}{m}$ из (2-1). Мы приходим к

$$E_{d0} = \frac{2\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\lambda}{2}}{\lambda}. \quad (2-4)$$

Мощность, отдаваемая каждой из вторичных фаз в цепь выпрямленного тока, в этом случае равна:

$$P_{2\phi} = I_a E_{d0} = \frac{\sqrt{2} \sin \frac{\lambda}{2} E_2 I_d}{\pi}. \quad (2-5)$$

При этом в рассматриваемой фазе теряется мощность, переходящая в тепло в ее активном сопротивлении R . Эта мощность определяется из равенства

$$\Delta P_{2\phi} = I_2^2 R = \frac{\lambda}{2\pi} I_d^2 R, \quad (2-6)$$

где $I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \lambda}$ — действующее значение вторичного тока.

Если бы вторичная обмотка пропускала при тех же потерях мощности в ее активном сопротивлении, т. е. при том же действующем значении тока I_2 , чисто синусоидальный ток, то она могла отдавать во внешнюю цепь полезную мощность

$$P_2 = E_2 I_2 = \sqrt{\frac{\lambda}{2\pi}} E_2 I_d. \quad (2-7)$$

Сопоставляя (2-7) с (2-5), мы видим, что при синусоидальном токе, когда в цепи вторичной обмотки нет вентиля, отдаваемая вторичной обмоткой мощность больше. Отношение

$$\frac{P_{2\phi}}{P_2} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{\sin \frac{\lambda}{2}}{\sqrt{\frac{\lambda}{2}}} = c_2 \quad (2-8)$$

может быть названо коэффициентом использования обмотки по мощности. Этот коэффициент показывает, в какой мере снижается средняя мощность, передаваемая вторичной обмоткой в цепь выпрямленного тока, по сравнению с мощностью, которую могла бы отдать эта обмотка (при том же нагреве ее), если бы в ее цепи не было вентиля и ток был бы чисто синусоидальным.

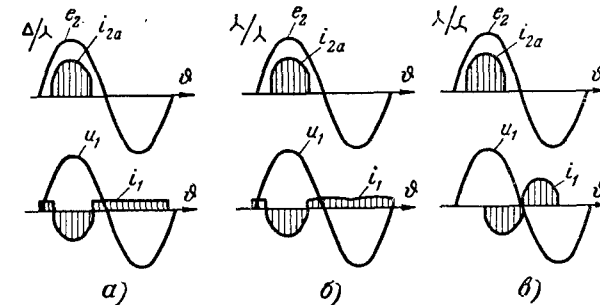
По (2-8) на фиг. 2-2,б пунктиром построена кривая, показывающая ход изменения c_2 в функции от продолжительности анодного тока λ .

Так как при прямоугольной форме кривой тока продолжительность λ и число фаз m являются величинами дискретными, то реально возможным значениям λ отвечают на фигуре абсциссы, у которых на фиг. 2-2,б проведены вертикальные линии. Высота их и показывает изменение коэффициента c_2 по мере изменения числа фаз.

Наиболее высокий уровень использования обмоток по отдаваемой ими мощности мы получаем в трехфазных схемах выпрямления тока. В несколько менее выгодных условиях находятся двухфазные схемы, но еще худшее использование дают такие шестифазные схемы, у которых продолжительность анодных токов $\lambda = \frac{2\pi}{6}$. Это и объясняет тенденцию к созданию шестифазных схем с большой продолжительностью анодных токов. Совсем низкий коэффициент использования обмоток мы получаем в 12-фазных схемах. Поэтому создание таких схем путем непосредственного увеличения числа обмоток, расположенных на стержнях трансформатора, не нашло применения. Создание же 12-фазных систем путем каскадного соединения первичных обмоток связано со сложностями конструктивного осуществления таких трансформаторов. Поэтому и собственно 12-фазные системы применяются редко. Такой пробел частично восполняется тем, что в необходимых случаях уменьшение пульсаций в цепи вы-

прявленного напряжения и гармонических в цепи переменного тока до значений их, соответствующих 12-фазным схемам, достигается путем параллельного включения шестифазных выпрямителей с такими группами соединения обмоток, при которых фазовые углы гармонических шестого порядка в кривой выпрямленного напряжения оказываются сдвинутыми между собой на 30 электрических градусов.

Теперь рассмотрим условия возникновения и пути устранения потока вынужденного намагничивания в шестифазных схемах вы-



Фиг. 2-3. Линейные диаграммы анодных (вверху) и первичных (внизу) токов для различных схем трехфазного выпрямления.

прявления трехфазного тока, имея в виду, что условия возникновения однонаправленного потока вынужденного намагничивания в трехфазных системах были рассмотрены в § 1-8 первой части книги. Там было установлено, что форма кривых первичных и вторичных токов у трех типовых трехфазных схем: 1) треугольник — звезда; 2) звезда — звезда и 3) звезда — зигзаг соответствует диаграммам, приведенным на фиг. 2-3, а, б и в, и что в первых двух схемах отсутствует компенсация н. с. на стержнях по постоянной составляющей, так как в схеме треугольник — звезда первичный ток

$$i_{1A} = \frac{1}{k} \left(i_{2a} - \frac{1}{3} I_d \right), \quad (2-9)$$

а в схеме звезда — звезда он равен:

$$i_{1A} = \frac{1}{k} \left(i_{2a} - \frac{1}{3} i_d \right), \quad (2-10)$$

в связи с чем в сердечнике трансформатора в первой схеме возникает неизменный во времени однонаправленный поток вынужденного намагничивания, пропорциональный току, равному $1/3$ от I_d , а во второй схеме возникает пульсирующий однонаправленный поток вынужденного намагничивания, если создающий его ток, равный $1/3$ i_d , меняется во времени.

Действие потока вынужденного намагничивания в первом случае сводится к сильному повышению индукции в магнитной системе трансформатора вплоть до насыщения ее. Во избежание такого насыщения сечение сердечника трансформатора должно быть соответственно увеличено. Во втором случае, кроме увеличения индукции в магнитной системе, пульсирующий поток наводит дополнительную э. д. с. во вторичных обмотках, чем способствует в некоторой мере сглаживанию кривой выпрямленного тока (действуя так же, как X_d). Появление потока вынужденного намагничивания полностью предупреждается в трехфазных схемах при соединении вторичной (либо первичной) обмотки в зигзаг. Так как, однако, такое выполнение требует повышенного расхода меди, поскольку даваемое зигзагом фазовое напряжение лишь в $\sqrt{3}$ раз больше, чем напряжение в каждой из его секций, а число витков возрастает в 2 раза, то не при всех мощностях вес трансформатора оказывается меньше, чем вес трансформатора с повышенным сечением магнитной системы в простых трехфазных схемах: треугольник—звезда и звезда—звезда. Для возможного сопоставления весов при разных мощностях трансформатора установим, в какой мере восстановление нормальной индукции при появлении однонаправленного потока вынужденного намагничивания требует увеличения общего веса магнитной системы. Если размеры одной стороны квадратного сечения сердечника обозначить через x , то главному потоку Φ при заданной индукции B пропорционально сечение, получаемое из равенства

$$\Phi = BQ = c_1 x^2, \quad (2-11)$$

где Q — сечение сердечника;

c_1 — коэффициент пропорциональности.

Величина потока вынужденного намагничивания возрастает при увеличении x в следующем соотношении:

$$\Phi_s = \frac{I\omega}{R_m} = \frac{c_2 q j \omega}{\sum \frac{l}{\mu Q}} \approx \frac{c_3 x^2}{c_4 x} = c_5 x^3, \quad (2-12)$$

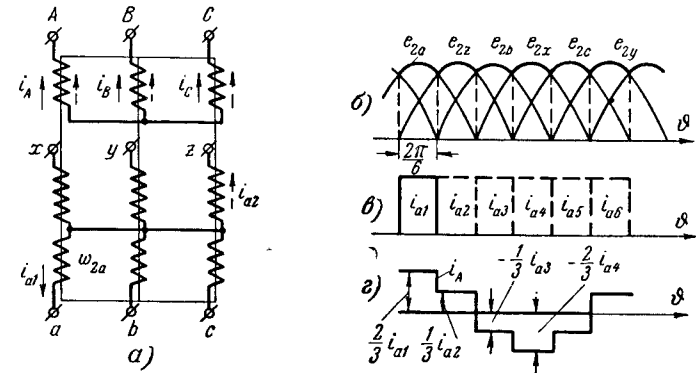
где $I\omega$ — н. с. вынужденного намагничивания; она во втором равенстве заменена произведением из сечения провода q на принятую плотность тока j и число витков ω ;

R_m — магнитное сопротивление потоку. Грубо приближенно в равенстве оно заменено суммой отношений длин участков l в магнитопроводе к сечению магнитопровода Q и коэффициенту магнитной проницаемости μ .

Из отношения (2-12) к (2-11)

$$\frac{\Phi_s}{\Phi} \approx cx \quad (2-13)$$

мы видим, что поток вынужденного намагничивания возрастает примерно пропорционально линейному размеру сечения сердечника трансформатора. Это дает возможность для каждого типового размера трансформатора установить степень необходимого увеличения веса трансформатора для того, чтобы с появлением потока вынужденного намагничивания сохранить на допустимом уровне индукцию трансформатора. Такие расчеты показывают, что у маломощных трансформаторов (с вторичными токами, не выходящими за границы 50—100 а) повышение веса трансфор-



Фиг. 2-4. Шестифазное выпрямление по схеме трехфазная звезда—шестифазная звезда.

а — схема; б—г — линейные диаграммы.

матора при выполнении его по схеме треугольник—звезда либо звезда—звезда еще не превышает тот вес, который имеет трансформатор при соединении его обмоток (первичных либо вторичных) в зигзаг.

При больших мощностях преимущество меньшего веса имеют трансформаторы с обмоткой, соединенной в зигзаг, причем это преимущество тем больше, чем выше мощность трансформатора.

Проанализируем теперь условия возникновения потока вынужденного намагничивания в шестифазной схеме звезда—шестифазная звезда, приведенной на фиг. 2-4,а. Для этого достаточно определить значения токов, возникающих в первичных обмотках трансформатора, когда одна из его вторичных обмоток пропускает вторичный (анодный) ток. Сделаем это для той части периода, когда ток пропускает вентиль, связанный с вторичной обмоткой ω_{2a} . Токи в первичных обмотках связаны уравнением

$$i_A + i_B + i_C = 0. \quad (2-14)$$

Другие уравнения для трех неизвестных токов мы можем получить из условия компенсации н. с. в любом замкнутом маг-

нитном контуре (второй закон Кирхгофа для магнитных цепей). Так, из условия компенсации н. с. в контуре, включающем в себя стержни A и B , мы можем записать, что (при $\omega_1 = \omega_2$)

$$i_{a1} - i_A + i_B = 0. \quad (2-15)$$

Условие компенсации н. с. в контуре, содержащем стержни A и C , дает:

$$i_{a1} - i_A + i_C = 0. \quad (2-16)$$

Решая (2-14), (2-15) и (2-16) совместно, находим, что

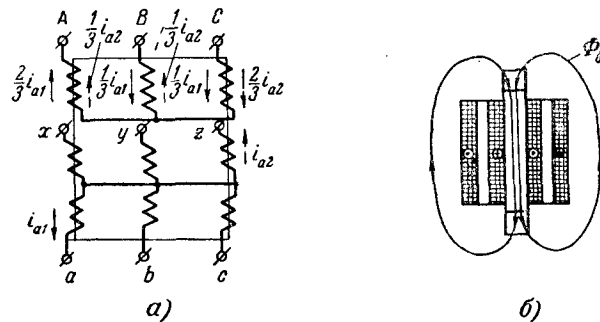
$$i_A = \frac{2}{3} i_{a1}; \quad (2-17)$$

$$i_B = -\frac{1}{3} i_{a1}; \quad (2-18)$$

$$i_C = -\frac{1}{3} i_{a1}. \quad (2-19)$$

Уравнению (2-17) соответствует первая ступень в кривой тока на фиг. 2-4, z в рассматриваемую часть периода.

В следующие доли периода ток в фазе A , точно так же как и токи в фазах B и C в рассмотренную часть периода,



Фиг. 2-5. Поток однонаправленного намагничения в схеме фиг. 2-4, a .

a — распределение н. с.; b — путь потока.

равен согласно (2-18) и (2-19) — $1/3$ от i_{a2} , но так как ток i_{a2} имеет направление, обратное току i_{a1} , то в результате во вторую шестую часть периода ток $i_A = 1/3$ от i_{a2} . Такому значению тока отвечает высота второй ступени в кривой первичного тока на фиг. 2-4, z .

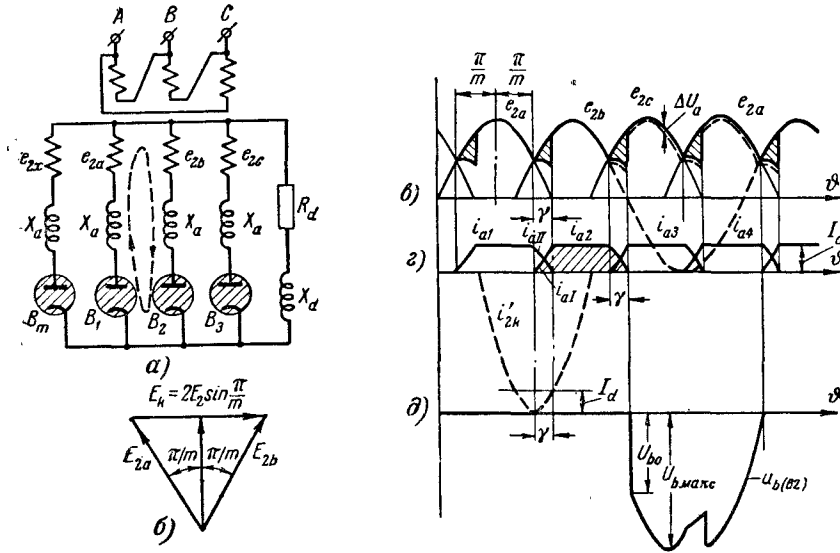
Найденные значения первичных токов в долях от i_{a1} обозначены вместе с вторичным током на фиг. 2-5, a . Сравнивая теперь между собой токи, проходящие по первичным и вторичным обмот-

кам, расположенным на одном стержне (что при равенстве $\omega_1 = \omega_2$ определяет создаваемые ими н. с.), мы видим, что на стержнях трансформатора нет баланса н. с. На каждом из стержней возникает избыточная н. с., пропорциональная $1/3$ от тока i_{a1} , создающая поток вынужденного намагничения. В рассматриваемую часть периода этот поток, как показывает диаграмма на фиг. 2-5, a , проходит через все стержни трансформатора сверху вниз, а в воздухе — снизу вверх. В следующей шестую часть периода, когда ток переходит к вентилю, связанному с фазой C (направление тока в которой показывает пунктирная стрелка на фиг. 2-5, a), н. с., а вместе с ней и направление потока вынужденного намагничения изменяются на обратные. Таким образом, в отличие от трехфазных схем поток вынужденного намагничения не является здесь постоянным по направлению, а переменен по направлению, и в теории трансформаторов называется однофазным потоком вынужденного намагничения. Так как направление действия избыточной н. с. меняется в каждую $1/6$ часть периода, то поток вынужденного намагничения имеет тройную частоту по сравнению с частотой питающей сети. Переменный по направлению поток вынужденного намагничения наводит в обмотках трансформатора такие же э. д. с., как и потоки рассеяния, что в силу большой величины его и тройной частоты приводит к сильному увеличению индуктивных сопротивлений, а следовательно, и падения напряжения в цепи выпрямленного тока. Это в такой степени нарушает режим работы выпрямителя, что для нормальной эксплуатации он становится непригоден. Шестифазные выпрямители поэтому не выполняются по схеме звезда—шестифазная звезда. В получивших широкое применение на практике шестифазных схемах выпрямления тока обмотки соединяются так, что исключаются условия для возможности возникновения потока вынужденного намагничения.

2-2. ТРЕХ- И m -ФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА В СХЕМАХ С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ ПРИ $X_d = \infty$

В трехфазных схемах с нулевым выводом, представляющих собой частный вид выполнения m -фазных схем, свободные концы вторичных обмоток связаны, как и в двухфазной схеме, с анодами вентиля и ток через вторичные обмотки проходит только в одном направлении (однонаправленный ток). В общей точке связи катодов анодные токи суммируются, образуя выпрямленный ток i_d . В период одиночной работы выпрямленный ток проходит через один из вентиля, а в период коммутации — через вентили, коммутирующие ток. Когда X_d в цепи нагрузки бесконечно велико и $i_d = I_d = \text{const}$, изменение анодных токов в период коммутации проще всего найти, пользуясь методом наложения внутреннего тока короткого замыкания, проходящего по кон-

туру, отмеченному на фиг. 2-6,а пунктиром. Через вентиль, вновь вступающий в работу (в данном случае вентиль B_2), ток проходит в проводящем (прямом) направлении, а в вентиле, заканчивающем свою работу (в данном случае в вентиле B_1), ток проходит в непроводящем (обратном) направлении, умень-



Фиг. 2-6. Выпрямление трехфазного тока.

а — схема замещения; б — векторная диаграмма э. д. с. коммутации; в — линейная диаграмма напряжений; г — линейная диаграмма токов; д — линейная диаграмма обратного напряжения для вентилей B_2 .

шая тем самым анодный ток в этом вентиле. Разность фазовых напряжений, создающая вынужденную составляющую тока $i'_{2к}$ в соответствии с векторной диаграммой, построенной на фиг. 2-6,б, равна:

$$e_{2b} - e_{2a} = 2\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m} \cdot \sin \vartheta, \quad (2-20)$$

где ϑ — текущий угол; ϑ отсчитывается от точки пересечения положительных участков синусоид фазовых напряжений e_{2a} и e_{2b} .

Сопротивление в контуре коммутации равно здесь двойному значению анодного сопротивления X_a . Поэтому стациона-

рную составляющую коммутирующего тока $i_{2к}$ дает уравнение

$$i'_{2к} = \frac{2\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m}}{2X_a} \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{2} \right) = -\frac{\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m}}{X_a} \cos \vartheta = -\sqrt{2}I_{2к} \cos \vartheta. \quad (2-21)$$

Составляющая свободного режима равна с обратным знаком значению $i'_{2к}$ в момент $\vartheta = 0$. Поэтому

$$i''_{2к} = \sqrt{2}I_{2к} = \frac{\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m}}{X_a}. \quad (2-22)$$

Суммируя (2-21) и (2-22), находим, что полный ток коммутации

$$i_{2к} = i_{a2} = \frac{\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m}}{X_a} (1 - \cos \vartheta). \quad (2-23)$$

Косинусоида, соответствующая $i'_{2к}$, построена пунктиром на фиг. 2-6,г. Отрицательный максимум ее совпадает с началом коммутации тока. Величина угла коммутации γ может быть найдена графически по точке пересечения прямой, проведенной, как показано на фиг. 2-6,г, выше касательной к отрицательному максимуму косинусоиды на величину, равную I_d . Ток i_{a2} , равному в период коммутации току $i_{2к}$, соответствует участок косинусоиды, заключенный между касательной к ней и прямой I_d . По этому участку и построен начальный участок тока $i_{a2} = i_{a1}$ в вентиле B_2 в первый период коммутации. Во внекоммутационный период анодный ток i_{a2} и равный ему выпрямленный ток остаются при $X_d = \infty$ неизменными и равными среднему значению тока I_d :

$$i_{a2} = I_d. \quad (2-24)$$

В период коммутации ток в заканчивающем свою работу вентиле

$$i_{a1} = I_d - i_{a1} = I_d - \frac{\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m}}{X_a} (1 - \cos \vartheta). \quad (2-25)$$

Аналитическую зависимость для угла γ мы получаем, подставив в (2-23) значение $i_{a2} = I_d$ при $\vartheta = \gamma$ либо в (2-25) значение $i_{aII} = 0$ при $\vartheta = \gamma$. Это дает:

$$1 - \cos \gamma = \frac{I_d X_a}{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m}}, \quad (2-26)$$

откуда

$$\cos \gamma = 1 - \frac{I_d X_a}{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m}}. \quad (2-27)$$

Мгновенные значения выпрямленного напряжения в период коммутации равны полусумме фазовых напряжений (фиг. 2-6, в), поскольку напряжения коммутирующих ток фаз становятся одинаковыми в силу общих потенциалов у начала и конца обмоток; у фазы, вступающей в работу, напряжение снижается настолько же, насколько оно повышается в фазе, заканчивающей свою работу. Это выражается равенством

$$u_d = \frac{e_{2a} + e_{2b}}{2}. \quad (2-28)$$

Падение выпрямленного напряжения в период коммутации, характеризуемое ординатами заштрихованных на фиг. 2-6, в площадок, дает полуразность фазовых напряжений

$$\Delta u_x = \frac{e_{2a} - e_{2b}}{2}. \quad (2-29)$$

По окончании коммутации выпрямленное напряжение повышается скачком, а далее во внекоммутационный период следует за изменением фазового напряжения.

Ход обратного напряжения на вентиле в схеме выпрямления тока показывает кривая, построенная для вентиля B_2 на фиг. 2-6, д по разности ординат кривой e_{2b} , нанесенной на фиг. 2-6, в пунктиром и определяющей собой изменение потенциала анода вентиля B_2 , и кривой выпрямленного напряжения u_d , ординаты которой после вычета падения напряжения в дуге ΔU_a определяют собой изменение потенциала катода вентиля B_2 .

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле при $m=3$ равно:

$$U_{b \text{ макс}} = \sqrt{6} E_2. \quad (2-30)$$

При $m=6$

$$U_{b \text{ макс}} = 2\sqrt{2} E_2. \quad (2-31)$$

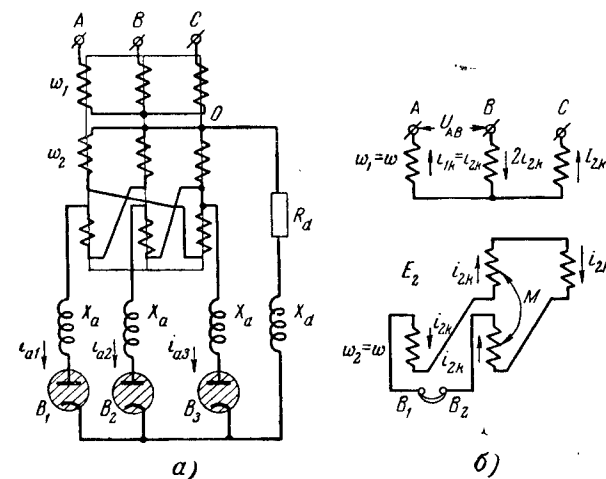
Начальный скачок обратного напряжения

$$U_{b0} = 2\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m} \sin \gamma. \quad (2-32)$$

Когда число фаз $m=3$:

$$U_{b0} = \sqrt{6} E_2 \sin \gamma. \quad (2-33)$$

Необходимо иметь в виду, что при оценке надежности работы вентиля (в отношении вероятности возникновения обратных зажигания) наряду с U_{b0} большое влияние на такую вероятность оказывает начальное значение обратного тока I_{b0} , находящееся в прямой зависимости от скорости спада анод-



Фиг. 2-7. Трехфазное выпрямление по схеме звезда—зигзаг.

а — схема замещения; б — направления и величины токов коммутации.

ного тока di_{aII} / dt перед гашением дуги. В связи с этим становится особо существенным знать ход изменения тока в период коммутации. Производную анодного тока дает дифференцирование по углу уравнения (2-23). Величина E_2 , входящая в (2-23), повышает производную тока в момент, предшествующий гашению дуги в вентиле, а величина X_a уменьшает производную тока di_{aII} / dt .

Рассмотрим теперь, как меняются токи в процессе коммутации и каково анодное сопротивление, когда вторичные обмотки в трехфазной схеме связаны в зигзаг, как на фиг. 2-7, а. Узлы в такой схеме, реагирующие на появление тока короткого замыкания i_{2k} в контуре коммутации, выделены из общей схемы и представлены на фиг. 2-7, б. Из четырех секций, вхо-

дящих в контур коммутации, две расположены на одном и том же стержне B и связаны, следовательно, взаимноиндуктивностью, а две других расположены порознь на разных стержнях A и C и содержат только сопротивления, созданные собственным потоком рассеяния (по отношению к первичным обмоткам). Через первичную обмотку фазы B проходит при этом двойной ток $2i_{1\kappa}$, а через обмотку фаз A и C — ток $i_{1\kappa}$.

Анодное сопротивление $X_{a(2)}$, отнесенное к одной фазе, может быть в этом случае найдено из уравнения, связывающего токи в контурах с напряжением питания U_{AB} . В предположении, что число витков в первичной обмотке ω_1 равно числу витков в каждой из секций вторичных обмоток ω_2 , такое уравнение может быть записано в следующем виде:

$$u_1 = \frac{di_{1\kappa}}{d\vartheta} \cdot 3X_{1s2} + \frac{di_{2\kappa}}{d\vartheta} \cdot 2X_{2s1} + \frac{di_{2\kappa}}{d\vartheta} X_{2m3}. \quad (2-34)$$

Приняв во внимание, что при $\omega_1 = \omega_2$

$$\left. \begin{aligned} E_2 &= U_1 \\ i_{1\kappa} &= i_{2\kappa}, \end{aligned} \right\} (2-35)$$

а также то обстоятельство, что у зигзага секции, расположенные на одном и том же стержне, выполняются обычно спирально вмотанными, что позволяет считать:

$$X_{2s1} = X_{2m3}, \quad (2-36)$$

мы из (2-34) с учетом последующих получаем:

$$E_2 = 3(X_{1s2} + X_{2s1}) \frac{di_{2\kappa}}{d\vartheta} = X_{a(2)} \frac{di_{2\kappa}}{d\vartheta}. \quad (2-37)$$

Найдем теперь, как сопротивление

$$X_{a(2)} = 3(X_{1s2} + X_{2s1}) = 3(X_{1s} + X_{2s}) \quad (2-38)$$

связано с $X_{1\kappa}$, получаемым из опыта короткого замыкания. Если опыт короткого замыкания поставить так, чтобы коротко замыкалась только внутренняя звезда зигзага, то сопротивление, получаемое из опыта короткого замыкания, при пересчете во вторичную цепь дает:

$$X_a = \left(\frac{X_{1s2}}{k_1^2} + X_{2s1} \right) = \frac{X_{1\kappa}}{k_1^2}, \quad (2-39)$$

где $k_1 = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ — частичный коэффициент трансформации, принятый выше равным единице. Если ввести в расчет не частичный

коэффициент трансформации k_1 , а полный, который в $\sqrt{3}$ раз меньше:

$$k = \frac{U_1}{E_2} = \frac{k_1}{\sqrt{3}}, \quad (2-40)$$

то

$$X_{a(2)} = X_a = \frac{X_{1\kappa}}{k^2}. \quad (2-39a)$$

Мы пришли к тому же соотношению, которое было получено для схем, у которых вторичные обмотки не связаны взаимноиндуктивностью. Значение X_a и определяет индуктивное падение напряжения в период коммутации токов. Среднее значение этого напряжения может быть найдено путем обобщения формулы (1-46) на m фаз. Это дает:

$$\Delta U_x = \frac{m}{2\pi} \int_0^\gamma \Delta u_x d\vartheta = \frac{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m}}{2\pi/m}. \quad (2-41)$$

Подставляя в (2-41) значение $1 - \cos \gamma$ из (2-26), получаем:

$$\Delta U_x = \frac{I_a X_a}{2\pi/m}. \quad (2-42)$$

Необходимо отметить, что равенством (2-42) можно пользоваться только до тех пор, пока в коммутации тока участвует не более двух анодов.

Падение напряжения ΔU_x определяет ход внешней характеристики (пока в коммутации токов участвует не более двух анодов), когда $X_d = \infty$

$$U_d = E_{d0} - \Delta U_a - \frac{X_a}{2\pi/m} I_a = U_{d0} - \frac{X_a}{2\pi/m} I_a. \quad (2-43)$$

В тех отдельных случаях, когда необходимо учесть из-за его весомости и активное сопротивление R в контуре коммутации, приближенно это может быть сделано [Л. 10] введением R в качестве добавочного слагаемого к индуктивному сопротивлению. При этом прямолинейному участку характеристики соответствует уравнение

$$U_d = U_{d0} - \left(\frac{X_a}{2\pi/m} + R \right) I_a. \quad (2-44)$$

Для схем, у которых

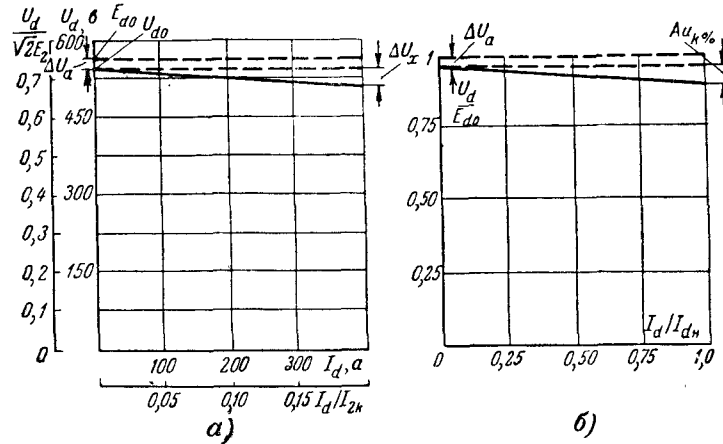
$$X_a = \frac{X_{1\kappa}}{k^2} = \frac{U_{1\kappa}}{I_{1\kappa}} \cdot \frac{u_{\kappa\%}}{100}, \quad (2-45)$$

уравнение внешней характеристики может быть переписано в таком виде:

$$U_d = U_{d0} - \frac{m}{2\pi k^2} \cdot \frac{U_1}{I_{1н}} \cdot \frac{u_k\%}{100} I_d, \quad (2-46)$$

где $I_{1н}$ — первичный ток, соответствующий номинальному току нагрузки выпрямителя $I_{dн}$.

По (2-43) на фиг. 2-8,а построен прямолинейный участок характеристики с нанесенными на осях координат абсолютными значениями тока I_d и напряжения U_d , численные значения ко-



Фиг. 2-8. Внешние характеристики трехфазной схемы.

торых относятся к одному из промышленных типов выпрямителей на номинальное напряжение $U_{dн} = 500$ в и номинальный ток $I_{dн} = 400$ а.

Исходная точка характеристики на оси ординат U_{d0} соответствует напряжению холостого хода U_{d0} , которое меньше э. д. с. холостого хода E_{d0} на величину падения напряжения в дуге ΔU_x .

Анализ формы внешней характеристики и ее положения в системе координат ограничивается в настоящей и в последующих главах (включая пятую) рассмотрением диапазона нормальных нагрузок, при котором в коммутации тока участвует не более двух анодов. Ход внешней характеристики при нагрузках, превосходящих нормальные, вплоть до коротких замыканий выпрямителя рассматривается в гл. 6 при анализе аварийных режимов. Характеристика, записанная в абсолютных значениях тока и напряжения, может быть использована для

выпрямительной установки с данными конкретными параметрами. Для обобщения характеристики на выпрямители с разными численными значениями параметров (но с одним и тем же отношением X_d к X_a) их принято строить не в абсолютных, а в относительных величинах, наносимых на осях координат. Относительные величины вычисляются по отношению к тем или иным произвольно выбранным масштабным (базовым) величинам. При проведении расчетов преобразовательных схем в качестве базовых величин удобно принимать для напряжения действующее значение вторичного напряжения E_2 или его амплитуду $\sqrt{2}E_2$, а в качестве базовой величины для тока — номинальный ток короткого замыкания:

$$I_{2к} = m \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a(2)}, \quad (2-47)$$

в m раз превышающий амплитуду тока, возникающего во вторичной обмотке, при замыкании ее накоротко без вентиля. Переход к уравнению внешней характеристики с такими базовыми величинами мы можем получить, разделив все члены уравнения (2-43) на $\sqrt{2}E_2$ и введя в знаменатель замену, соответствующую (2-47). Это дает:

$$\frac{U_d}{\sqrt{2}E_2} = \tau = \frac{U_{d0}}{\sqrt{2}E_2} - \frac{m^2}{2\pi} \cdot \frac{I_d}{I_{2к}}. \quad (2-48)$$

Примерная шкала получаемых при этом относительных значений также нанесена на осях координат на фиг. 2-8,а.

При использовании внешних характеристик для оценки эксплуатационных режимов (настройки параллельной работы выпрямителей на общие шины, установления относительной величины падения напряжения в отдельных звеньях установки, формулировки технических условий на трансформаторы и т. д.) нужные соотношения между величинами проще установить, если в качестве базовой величины для напряжения выбрать э. д. с. холостого хода E_{d0} , которую дает (2-3), а в качестве базовой величины для тока выбрать номинальное значение тока $I_{dн}$, которое соответствует типовой мощности выпрямителя. Переход к уравнению внешней характеристики с такими базовыми величинами мы получим, разделив все члены уравнения (2-46) на E_{d0} , что дает:

$$\frac{U_d}{E_{d0}} = \frac{U_{d0}}{E_{d0}} - \frac{m}{2\pi k^2} \cdot \frac{U_1}{I_{1н}E_{d0}} \cdot \frac{u_k\%}{100} I_d, \quad (2-49)$$

и заменив затем во втором слагаемом правой части: а) E_{d0} через U_1 , связанные согласно (2-3) коэффициентом пропорциональности a :

$$E_{d0} = aE_2 = a \frac{U_1}{k}, \quad (2-50)$$

и б) $I_{1\kappa}$ через $I_{d\kappa}$, связанные коэффициентом пропорциональности b :

$$I_{1\kappa} = b \frac{I_{d\kappa}}{k}, \quad (2-51)$$

мы получаем:

$$\frac{U_d}{E_{d0}} = \frac{U_{d0}}{E_{d0}} - \frac{m}{2\pi ab} \cdot \frac{u_{\kappa\%}}{100} \cdot \frac{I_d}{I_{d\kappa}} = \frac{U_{d0}}{E_{d0}} - A \frac{u_{\kappa\%}}{100} \cdot \frac{I_d}{I_{d\kappa}}. \quad (2-52)$$

Введенный в правую часть (2-52) коэффициент

$$A = \frac{m}{2\pi ab} \quad (2-53)$$

может быть назван относительным коэффициентом наклона внешней характеристики, поскольку вместе с напряжением короткого замыкания трансформатора $u_{\kappa\%}$ он определяет наклон характеристики.

Необходимые для вычисления A численные значения a дает (2-3), а численные значения b — отношения выпрямленного тока $I_{d\kappa}$ к приведенному к вторичной обмотке первичному току $kI_{1\kappa}$ в общем виде для всех схем выпрямления трехфазного тока выводятся в § 2-12.

В рассмотренных схемах численное значение $a = 1,17$, а $b = \frac{\sqrt{2}}{3}$, как это показывает ниже приводимое соотношение. Поэтому у таких схем

$$A = \frac{3}{2\pi \cdot 1,17 \cdot \sqrt{2}/3} = 0,87. \quad (2-54)$$

Исходя из этого коэффициента, и определено полное падение напряжения $Au_{\kappa\%}$ при полной нагрузке (когда $I_d = I_{d\kappa}$) для внешней характеристики, построенной в относительных единицах на фиг. 2-8, б.

При использовании коэффициента A для построения внешних характеристик и в других ниже рассматриваемых схемах выпрямления тока важно иметь в виду, что приведенное соотношение (2-53) действительно до тех пор, пока напряжение $u_{\kappa\%}$ дает то значение $X_{1\kappa}$, которое, будучи внесено в (2-45), дает анодное сопротивление $X_{a(2)}$, фактически входящее в

рассматриваемую схему в период коммутации в ней тока. Перейдем теперь к вычислению действующих значений токов в обмотках трансформатора и к сравнению расчетных мощностей трансформатора при соединении вторичных обмоток в звезду и зигзаг. Действующее значение вторичного тока при обоих видах соединения и прямоугольной форме кривой вторичного тока (т. е. при пренебрежении коммутационными участками, влияние которых рассматривается отдельно в § 2-12), дает (2-6) при учете (2-1):

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{m}}. \quad (2-55)$$

Действующее значение первичного тока, кривые которого, как видно из фиг. 2-3, а и б, одинаковы у звезды и треугольника, если пренебречь пульсациями тока, дает радикал [Л. 4]

$$I_1 = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{2}{3} I_d \right)^2 \frac{2\pi}{3} + \left(\frac{1}{3} I_d \right)^2 \frac{4\pi}{3} \right]} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{1}{k} I_d. \quad (2-56)$$

Действующее значение первичного тока, кривая которого приведена на фиг. 2-3, в, дает радикал

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{3}k} \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \frac{4\pi}{3}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{1}{k} I_d. \quad (2-57)$$

Равенства (2-56) и (2-57) показывают, что действующие значения первичных токов при соединении вторичных обмоток в звезду и в зигзаг также одинаковы. Это соответствует и одинаковым расчетным мощностям первичных обмоток:

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = 3k \frac{U_d}{1,17} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3k} I_d = 1,21 P_d. \quad (2-58)$$

Расчетные же мощности вторичных обмоток разные. При соединении вторичной обмотки в звезду

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = 3 \frac{U_d}{1,17} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 1,48 P_d, \quad (2-59)$$

а при соединении в зигзаг

$$S_2 = m_2' E_2' I_2 = 6 \frac{E_2}{\sqrt{3}} I_2 = 6 \frac{U_d}{\sqrt{3} \cdot 1,17} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 1,71 P_d, \quad (2-60)$$

где m_2' — число секций вторичных обмоток;

E_2' — напряжение на секции.

Расчетная (типовая) мощность трансформатора: а) при соединении его вторичных обмоток в звезду

$$S_m = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,21 + 1,48}{2} P_d = 1,345 P_d; \quad (2-61)$$

б) при соединении вторичных обмоток в зигзаг

$$S_m = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,21 + 1,71}{2} = 1,46 P_d. \quad (2-62)$$

Необходимо напомнить, что по (2-61) и получаемому из нее коэффициенту повышения расчетной мощности

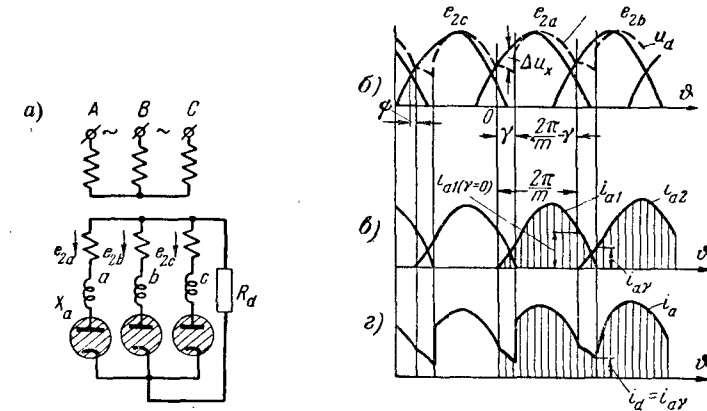
$$C_m = 1,345 \quad (2-63)$$

еще нельзя делать окончательного заключения о требующихся типовых размерах трансформатора, поскольку при соединении вторичных обмоток в звезду на каждом из стержней трансформатора остается, как это показывают (2-9) и (2-10), нескомпенсированная постоянная составляющая н. с., создающая односторонний поток вынужденного намагничивания. Появление такого потока, как об этом уже говорилось в § 2-1, требует соответствующего увеличения размеров сечения магнитной системы, с тем чтобы удержать значение магнитной индукции в допустимых пределах. Проведенные на основе исходных положений, изложенных в § 2-1, дополнительные расчеты показывают, что типовые размеры трансформатора при соединении вторичной обмотки в звезду не превышают типовых размеров трансформатора при соединении вторичной обмотки в зигзаг, определяемых по (2-62), пока мощность выпрямителя не выходит за границы нескольких десятков киловатт.

2-3. ТРЕХ- И m -ФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА В СХЕМАХ С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ ПРИ АКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Так как точный расчет и анализ режима работы m -фазных схем при чисто активной нагрузке в принципе ничем не отличается от проведенного в § 1-4 расчета двухфазной схемы при таком же виде нагрузки, то здесь при анализе режима работы схемы, приведенной на фиг. 2-9, а, мы ставим перед собой ограниченную задачу, а именно сделать приблизительную оценку того, насколько изменится ход внешней характеристики выпрямителя с ростом числа фаз при отсутствии индуктивности в цепи выпрямленного тока по сравнению с установленным в предыдущем параграфе положением внешней характеристики, когда $X_a = \infty$. Диаграммы напряжения и тока для рассматриваемой схемы построены на основании расчетных со-

отношений, полученных в § 1-4, на фиг. 2-9, б, в и г. На фиг. 2-9, б сплошные кривые показывают ход изменения вторичных фазовых напряжений, а пунктирная кривая — ход изменения выпрямленного напряжения. Особенность здесь по сравнению с рассмотренным режимом при $X_a = \infty$ та, что выпрямленное напряжение отличается от фазового не только в период коммутации, но и во внекоммутационный период, поскольку ток i_d и равный ему во внекоммутационный период анодный (вторичный) ток не остается величиной постоянной. В период нарастающих анодных токов, диаграмма которых приведена на фиг. 2-9, в,



Фиг. 2-9. Трехфазное выпрямление при активной нагрузке.
а — схема замещения; б—г — линейные диаграммы.

кривая u_d проходит ниже, чем e_2 , а в период спадания анодного тока кривая u_d проходит выше кривой e_2 . Очередной вентиль вступает в действие в точке пересечения кривой с соответствующей синусоидой фазового напряжения, что определяет угол зажигания ψ , значение которого, зависящее от отношения X_a к R_d , дает кривая на фиг. 1-11, г. Значения угла коммутации γ в функции от отношения X_a к R_d дает другая кривая, приведенная на данной фигуре.

Так как при умеренных значениях X_a по сравнению с R_d (что характерно для большинства практически осуществляемых установок) углы коммутации γ относительно невелики, то, допуская большой погрешности в приближенном расчете, можно принять, что значение тока i_{a1} в конце периода коммутации у вступившего в работу анода равно такому его значению, которое мы получаем, разделив мгновенное значение фазового напряжения в момент, когда они равны между собой, на сопро-

тивление нагрузки R . Этому соответствует приближенное равенство

$$i_{a\gamma} = \frac{\sqrt{2}E_2}{R} \cos \frac{\pi}{m} = I_{d \max} \cos \frac{\pi}{m}. \quad (2-64)$$

Так как $I_{d \max}$ связан со средним значением тока той же зависимостью, которой связаны соответствующие значения напряжений, то на основе (2-3) мы можем написать, что

$$i_{a\gamma} = I_d \frac{\pi/m}{\operatorname{tg} \pi/m}. \quad (2-65)$$

Теперь мы можем вычислить среднее падение выпрямленного напряжения за период коммутации. Его определяет интеграл

$$\Delta U'_x = \int_0^{i_a} X_a di_{a\gamma} = \frac{mX_a i_{a\gamma}}{2\pi} = \frac{I_d X_a}{2 \operatorname{tg} \pi/m}. \quad (2-66)$$

Из (2-66) следует, что начальный участок внешней характеристики (пока коммутируют ток два анода) приближенно определяется также прямой. Сравнивая (2-66) с (2-43), мы видим, что относительный коэффициент наклона внешней характеристики A при $X_d = 0$ уменьшается по сравнению с режимом при $X_d = \infty$ в

$$\frac{\Delta U'_x}{\Delta U_x} = \frac{\pi/m}{\operatorname{tg} \pi/m} \quad (2-67)$$

раз.

Численные значения, даваемые (2-67) при разном числе фаз, приведены в табл. 2-1.

Таблица 2-1

Относительный коэффициент наклона внешней характеристики

	$m = 3$	$m = 6$	$m = 12$
$\frac{\pi/m}{\operatorname{tg} \pi/m}$	0,605	0,91	0,98

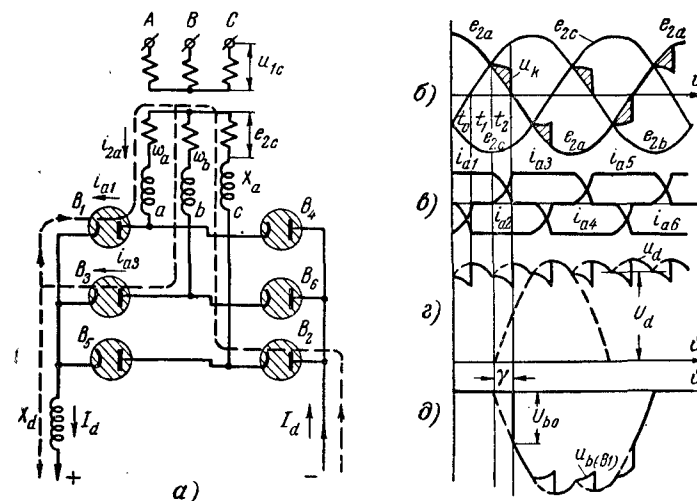
Приведенные в таблице значения показывают, что с увеличением числа фаз разница в падении напряжения при переходе от $X_d = \infty$ к $X_d = 0$ быстро уменьшается.

Так, при шестифазном выпрямлении тока разница в падении напряжения при $X_d = \infty$ и $X_d = 0$ не превышает 9%, а при 12-фазном она падает до 2% от процентной величины $Au_{\%}$, характеризующей полное падение напряжения в выпрямителе при номинальной нагрузке. При отнесении разницы в напря-

жениях к полному выпрямленному напряжению U_{d0} относительная разница в напряжениях даже в схемах шестифазного выпрямления тока становится очень малой, если учесть, что $Au_{\%}$ не выходит обычно за границы 5—6%.

2-4. ТРЕХФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА В МОСТОВОЙ И КАСКАДНОЙ СХЕМАХ

Трехфазная мостовая схема (Ларионова) с включенными в цепи ее вторичных обмоток анодными сопротивлениями X_a приведена на фиг. 2-10, а. Действие X_a при конечном значении X_d



Фиг. 2-10. Трехфазное выпрямление при помощи мостовой схемы.

а — схема; б—д — линейные диаграммы.

сказывается на ходе изменения токов и напряжений как во внекоммутационный период, так и в период коммутации, но, учитывая: а) что данная схема, как мы видели в § 1-8, б первой части книги, работает в режиме, эквивалентном шестифазному, и б) вывод, сделанный в конце предыдущего параграфа, мы можем режим работы этой схемы рассматривать только при $X_d = \infty$. В этом случае ток i_d как во внекоммутационный период, так и в период коммутации остается неизменным. Применительно к такому режиму и построены диаграммы напряжения и тока на фиг. 2-10, б—д.

Внекоммутационный период, когда ток i_d пропускают последовательно один из вентилей B_1 в пределах катодной группы B_1, B_3 и B_5 и один из вентилях B_2 в пределах анодной группы B_2, B_4 и B_6 , соответствует интервалу времени, отмеченному на

фиг. 2-9,б моментами t_0 и t_1 . В эту часть периода фаза a , связанная с вентилем B_1 , имеет наибольшее положительное напряжение, а фаза c , связанная с вентилем B_2 , — наибольшее отрицательное напряжение. Ток в контуре выпрямления, определяющий собой токи анодные i_{a1} и i_{a2} , вторичные i_{2a} и i_{2c} и выпрямленный ток i_d , проходит в эту часть периода под действием междупазового напряжения фаз a и c . Кривые анодных токов в вентилях катодной группы построены на фиг. 2-10,в над осью времени, а кривые анодных токов в вентилях анодной группы расположены ниже оси. При таком построении кривых анодных токов мы получаем непосредственно и кривые вторичных токов, поскольку положительные значения их соответствуют анодным токам в катодной группе вентилях, а отрицательные значения — токам в анодной группе вентилях. Коммутация тока происходит здесь между вентилями, принадлежащими к одной и той же группе. Так, в период времени, определяемый обозначенными на фиг. 2-10,в моментами t_1 и t_2 , ток переходит от вентиля B_1 к вентилю B_3 , входящему в катодную группу вентилях. В следующий период коммутации ток переходит от вентиля B_2 к вентилю B_4 и т. д., причем очередные периоды коммутации сдвинуты между собой на 60° .

В связи с тем, что коммутация тока в пределах каждой из групп происходит независимо друг от друга, влияние анодных сопротивлений сказывается здесь, так же как и в схемах с нулевым выводом. Действительно, как видно из фиг. 2-10 а, при переходе тока с вентиля B_1 на вентиль B_3 возникает такой же замкнутый контур, обозначенный на схеме пунктирной линией, как и в схемах с нулевым выводом. В такой контур входят: две вторичные обмотки (w_a и w_b), два анодных сопротивления X_a и вентили B_1 и B_3 . Возникающий в таком контуре ток короткого замыкания $i_{2к}$ повышает ток в вентиле B_3 от нуля до значения $i_d = I_d$, а в вентиле B_1 он уменьшает ток от I_d до нуля. Ток в вентиле B_2 в этот период коммутации остается неизменным (если $X_a = \infty$). При коммутации токов в вентилях B_2 и B_4 анодной группы остается неизменным ток в вентиле B_3 .

Вхождение в контур коммутации тех же э. д. с. и сопротивлений, как и в трехфазной схеме с нулевым выводом, позволяет воспользоваться (2-27) для определения длительности коммутации. При подстановке в нее $m=3$ мы получаем:

$$\cos \gamma = 1 - \frac{2I_d X_a}{\sqrt{6} E_2}, \quad (2-68)$$

где E_2 — действующее значение фазового напряжения.

Среднее значение падения напряжения, обусловленного действием индуктивности в период коммутации, может быть также вычислено по (2-42), но при подстановке $m=6$, поскольку число коммутационных периодов здесь в 2 раза больше, чем в схеме с нулевым выводом. Подставляя в (2-42) $m=6$, получаем:

$$\Delta U_x = \frac{6I_d X_a}{2\pi}. \quad (2-69)$$

В этой схеме $X_{a(2)} = X_a$, поскольку вторичные и первичные обмотки, участвующие в процессе коммутации тока, расположены на разных стержнях трансформатора.

Возрастание вдвое абсолютной величины падения напряжения ΔU_x по сравнению с ΔU_x в схеме с нулевым выводом (в связи с переходом от $m=3$ к $m=6$) не сказывается на относительной величине индуктивного падения напряжения, поскольку и E_{d0} в мостовой схеме возрастает также в 2 раза по сравнению с E_{d0} в схеме с нулевым выводом.

Действительно, при подстановке в (2-3) значения $m=6$ и междупазового напряжения $E_{2a} = \sqrt{3} E_2$ вместо фазового E_2 мы получаем:

$$E_{d0} = \sqrt{6} E_2 \frac{\pi}{6} \sin \frac{\pi}{6} = 2,34 E_2 = 1,35 E_{2a}. \quad (2-70)$$

Изменение мгновенных значений выпрямленного напряжения показывает построенная на фиг. 2-10,г по разности ординат кривых на фиг. 2-10,б кривая выпрямленного напряжения. Период повторяемости в ходе этой кривой соответствует шестикратной периодичности, что и является одним из признаков для того, чтобы рассматривать трехфазную мостовую схему как эквивалентную шестифазным схемам. Требования, предъявляемые к вентилю в рассматриваемой схеме, определяются:

1) средним значением анодного тока

$$I_a = \frac{I_d}{3}; \quad (2-71)$$

2) максимальным значением обратного напряжения $U_{b \max}$;

3) начальным значением скачка обратного напряжения U_{b0} , получаемым по кривой обратного напряжения. Последняя построена на фиг. 2-10,д применительно к вентилю B_1 по разности ординат синусоиды e_{2a} с учетом относящихся к ней коммутационных участков и кривой u_d . Максимум обратного напряжения, как видно из построенной кривой, равен амплитуде междупазового напряжения

$$U_{b \max} = \sqrt{2} \sqrt{3} E_2 = 1,045 E_{d0}. \quad (2-72)$$

Начальный скачок обратного напряжения U_{b0} равен:

$$U_{b0} = \sqrt{6} E_2 \sin \gamma. \quad (2-73)$$

Относительно малое значение коэффициента при E_{d0} в (2-72) представляет одно из важных преимуществ рассматриваемой схемы по сравнению со схемами с нулевым выводом, что особенно важно в установках на высокие напряжения.

Внешнюю характеристику выпрямителя при мостовой схеме, выраженную в абсолютных значениях величин напряжения и тока (и при пренебрежении падением напряжения в дуге ΔU_a), дает (2-43) при подстановке в нее $m=6$. Это приводит к равенству

$$U_d = E_{d0} - \frac{6}{2\pi} I_d X_a. \quad (2-74)$$

При выборе в качестве базовых величин для напряжения $\sqrt{2} E_2$, а для тока не трех- (как должно было бы быть фактически), а шестикратного тока короткого замыкания в одной из фаз

$$I_{2\kappa} = \frac{6\sqrt{2} E_2}{X_a} \quad (2-75)$$

с тем, чтобы облегчить сравнение характеристик рассматриваемой схемы и шестифазных схем при записи их в относительных единицах, мы, исходя из (2-74), получаем:

$$\tau = \frac{U_d}{\sqrt{2} E_2} = \frac{3}{\pi} - \frac{6}{2\pi} \cdot \frac{I_d X_a}{\sqrt{2} E_2} = 0,955 - 5,73 \frac{I_d}{I_{2\kappa}}. \quad (2-76)$$

При выборе в качестве базовых величин для напряжения E_{d0} и для тока $I_{d\kappa}$ (что удобно для оценки эксплуатационных режимов) уравнение внешней характеристики остается таким же, как в схемах с нулевым выводом (2-52) при значении A , получаемом из равенства

$$A = \frac{6}{2\pi ab} = \frac{6\sqrt{3}}{2\pi \cdot 1,35 \cdot \sqrt{2}} = 0,5. \quad (2-77)$$

Внесенное в (2-77) числовое значение для коэффициента $b = \sqrt{\frac{2}{3}}$ обосновывается ниже. Относительно малое значение A , несмотря на шестикратную периодичность процесса коммутации, объясняется здесь тем, что абсолютное значение выпрямленного напряжения E_{d0} превышает E_2 в 2,34 раза, а не в 1,17 раза, как в трехфазных схемах с нулевым выводом. Записанные уравнения показывают, что приведенные на фиг. 2-8, а и б характеристики удовлетворяют в общем виде и выпрями-

телям, выполненным по мостовой схеме, но углы наклона здесь другие.

Действующие значения вторичного и первичного токов, которые в этой схеме (при $k=1$) равны между собой, определяются при пренебрежении коммутационными участками из равенства

$$I_1 = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \frac{4\pi}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d. \quad (2-78)$$

Расчетную мощность обмоток, равную здесь расчетной (типовой) мощности трансформатора, дает равенство:

$$S_m = S_1 = S_2 = 3U_1 I_1 = 3 \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \frac{U_d}{2,34} = 1,045 P_d. \quad (2-79)$$

Малый коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора против фактически отдаваемой выпрямителем

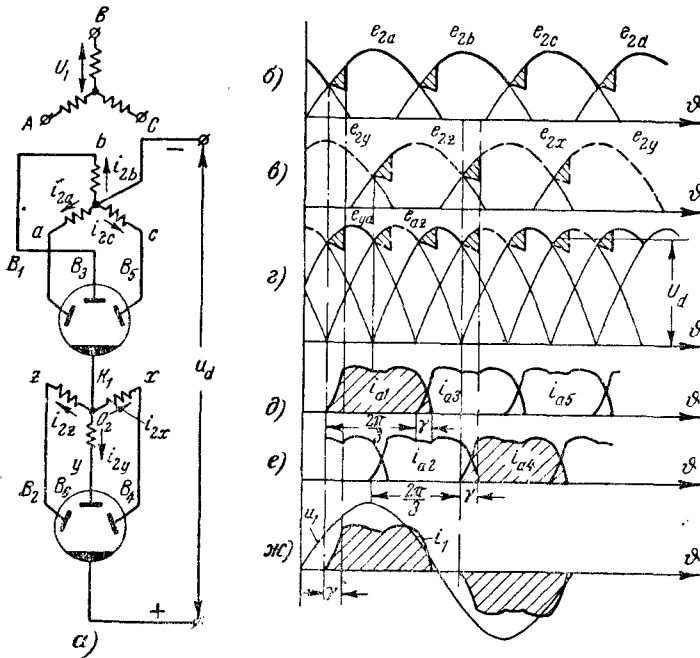
$$C_m = 1,045 \quad (2-80)$$

является вторым существенным преимуществом рассматриваемой схемы, обеспечивающим ее широкое применение. Относительным недостатком схемы является меньшая у нее по сравнению с шестифазными схемами нагрузочная способность вентилей по току. В мостовой схеме она определяется не шестью, а тремя параллельно пропускающими выпрямленный ток вентилями.

Близкой по режиму к рассмотренной трехфазной мостовой схеме является каскадная схема, предложенная В. П. Вологдиным [Л. 16] и приведенная на фиг. 2-11, а. При общей первичной обмотке шесть вторичных обмоток, входящих в схему, соединены в две трехфазные звезды. При этом обмотки связаны своими концами в нулевые выводы так, что фазы в соответствующих одному стержню обмотках противоположны. Положительным значениям фазовых напряжений в звезде, содержащей обмотки a , b и c , отвечают в этом случае диаграммы, построенные на фиг. 2-11, б, а положительным значениям напряжений в фазах звезды, содержащей обмотки x , y и z , соответствуют диаграммы, приведенные на фиг. 2-11, в. В связи с последовательным (каскадным) соединением звезд через вентили выпрямленное напряжение, кривая которого приведена на фиг. 2-11, г, представляет собой сумму двух фазовых напряжений у сменяющих друг друга в каждую шестую часть периода комбинаций фаз. При таком суммировании по участкам кривая выпрямленного напряжения имеет шестикратный период повторяемости, что является признаком для отнесения этой схемы к эквивалентной шестифазным.

Среднее значение U_d в связи с формированием кривой u_d из участков междуфазовых напряжений вычисляется, так же как и в мостовой схеме, по (2-70).

Токи во вторичных обмотках, если не учитывать участка коммутации γ , имеют продолжительность, равную $2\pi/3$. В отличие от токов в мостовой схеме вторичные токи являются здесь не переменными, а однонаправленными, т. е. содержат,



Фиг. 2-11. Трехфазное выпрямление при помощи каскадной схемы.

а — схема; б—ж — линейные диаграммы.

кроме переменной, еще и постоянную составляющую. Наличие в анодных (а следовательно, во вторичных и первичных) токах, как это видно из фиг. 2-11, д и е, пульсаций и среднего переходного участка, вызванного изменением напряжения в период коммутации в фазах другой группы, в то время как на фиг. 2-10 в, относящейся к мостовой схеме, кривые токов показаны полностью сглаженными, объясняется лишь тем, что при анализе трехфазной мостовой схемы предполагалось, что $X_d = \infty$, в то время как токи в каскадной схеме строились в предположении, что X_d конечно. При одинаковых X_d формы кривых анодных токов в обеих схемах совершенно идентичны. Коммутация анодных токов происходит

в рассматриваемой схеме при тех же условиях, что и в трехфазной мостовой, в связи с чем угол коммутации может здесь также определяться по (2-68).

Величина падения напряжения в цепи выпрямленного тока определяется в каскадной схеме суммой падений напряжений в каждой из звезд. Это приводит к появлению в кривой выпрямленного напряжения, как это видно из фиг. 2-11, г, шести коммутационных площадок. В связи с этим внешняя характеристика выпрямителя в каскадной схеме определяется теми же уравнениями (2-74), (2-76) и (2-77), которые были получены для трехфазной мостовой схемы. Хотя через вторичные обмотки в каскадной схеме проходят однонаправленные токи, тем не менее поток вынужденного намагничивания здесь не возникает, так как действие постоянных составляющих токов во вторичных обмотках, расположенных на одном стержне, взаимно компенсируется в связи с встречным направлением проходящих через них токов.

Прохождение однонаправленных токов во вторичных обмотках каскадной схемы и чисто переменных токов в трехфазной мостовой схеме и составляет основное различие в режиме работы этих схем. Это отражается на действующем значении вторичных токов и расчетной мощности трансформатора. Действующее значение вторичного тока в каскадной схеме при его продолжительности $\lambda = 2\pi/3$ (не считая коммутационного участка γ) равно:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \frac{2\pi}{3}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (2-81)$$

Действующее значение первичного тока, кривая которого построена вместе с синусоидой первичного напряжения U_1 на фиг. 2-11, ж, то же, что и в мостовой схеме, и определяется (2-78). Расчетная мощность вторичных обмоток

$$S_2 = m_2 I_2 E_2 = 6 \frac{I_d}{\sqrt{3}} \cdot \frac{E_{d0}}{2,34} = 1,48 P_d. \quad (2-82)$$

Расчетную мощность первичных обмоток дает (2-79). Расчетная (типовая) мощность трансформатора

$$S_m = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,04 + 1,48}{2} P_d = 1,26 P_d. \quad (2-83)$$

Сравнивая теперь мостовую и каскадную схемы, мы видим, что первая имеет важные преимущества, заключающиеся: 1) в более простом исполнении трансформатора, имеющего только три вторичные обмотки (по конструкции такие трансформаторы не отличаются от обычных силовых трансформаторов), и 2) в меньшей типовой мощности трансформатора. Небольшое преимущество, которым располагает каскадная схема, заключающееся

в возможности применять только две группы одноанодных вентилей (либо два треханодных вентиля), у которых катоды изолированы между собой, вместо четырех (из шести), которые требуются при этом иметь в трехфазной мостовой схеме, имело значение, пока ртутные вентили строились только многоанодными. Сейчас, когда многоанодные вентили в области больших токов вытеснены в значительной мере одноанодными, такое преимущество, которым располагала каскадная схема, почти отпало. Тем не менее в отдельных установках (одна из которых будет описана в гл. 5, посвященной инверторным режимам) каскадную схему иногда применяют.

2-5. ПРИМЕР РАСЧЕТА ТРЕХФАЗНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Требуется иметь выпрямитель на выпрямленное напряжение $U_d = 400$ в и выпрямленный ток $I_d = 10$ а при работе его на активно-индуктивную нагрузку. Допустимые потребителем пульсации выпрямленного тока не должны превышать 2,5%. Напряжение питающей сети $U_1 = 380$ в. Напряжение короткого замыкания трансформатора $u_{\kappa} = 5,5\%$.

1. ВЫБОР ВЫПРЯМИТЕЛЬНОЙ СХЕМЫ И ТИПА ВЕНТИЛЯ

При заданных параметрах выпрямителя наименьшие габариты и вес обеспечивают газотроны. Для того чтобы получить при газотронах ток $I_d = 10$ а, можно было бы взять одну из схем двухполупериодного выпрямления тока ($m = 2$). В этом случае среднее значение анодного тока газотрона I_a должно быть не менее, чем $I_a = \frac{I_d}{2} = 5$ а.

При выборе одной из трехфазных схем выпрямления тока средний ток газотрона должен быть не менее, чем $I_a = \frac{I_d}{3} = 3,35$ а. Пользуясь таблицей параметров газотронов (табл. 2-2 второй части книги), мы видим, что при обратных напряжениях, требующихся при $U_d = 400$ в, имеется газотрон типа ВГ-236 со средним током $I_a = 3,5$ а. Следующий по нагрузочной способности газотрон типа ВГ-163 допускает ток $I_a = 16$ а, имеет большие габариты и требует большого увеличения мощности накала. Предпочтительный выбор трехфазной схемы становится очевидным, если принять во внимание требование получения относительно малых пульсаций выпрямленного тока. Среднему току при выборе трехфазной схемы газотрон типа ВГ-237 удовлетворяет, в связи с чем мы его и выбираем. Допускаемое таким газотроном максимальное значение обратного напряжения (7000 в) намного превосходит требующуюся величину $U_{b \max}$. Поэтому с целью уменьшения числа вентилей и габаритов устройства в целом выбираем трехфазную схему с нулевым выводом, несмотря на то, что при трехфазной мостовой схеме можно было бы добиться большего ограничения пульсаций выпрямленного тока при том же сглаживающем дросселе (катодной индуктивности).

2. ПАРАМЕТРЫ СГЛАЖИВАЮЩЕГО РЕАКТОРА

При расчете сглаживающего реактора мы будем пользоваться выводами и соотношениями, приведенными в § 1-12 и 1-13, а первой части книги.

Исходя из требуемого коэффициента пульсаций у потребителя $q_2 = 0,025$ и даваемого схемой коэффициента пульсаций на выходе выпрямителя $q_1 = 0,25$ мы находим требующийся коэффициент сглаживания

$$s = \frac{q_1}{q_2} = \frac{0,25}{0,025} = 10.$$

Сопротивление нагрузки

$$R_d = \frac{U_d}{I_d} = \frac{400}{10} = 40 \text{ ом.}$$

Индуктивность катодного реактора и нагрузки в соответствии с (1-118) в первой части книги равна:

$$L_d = \frac{sR_d}{m\omega} = \frac{10 \cdot 40}{3 \cdot 3,14} = 0,425 \text{ гн.}$$

Выполнение такой индуктивности при токе $I_d = 10$ а не представляет затруднений.

3. НАПРЯЖЕНИЕ ХОЛОСТОГО ХОДА ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Напряжение холостого хода без учета падения в дуге в соответствии с ходом внешней характеристики на фиг. 2-8,а определяется из суммы

$$E_{d0} = U_d + \Delta U_{\phi} + \Delta U_x + \Delta U_a = U_{d0} + \Delta U_a,$$

где U_d — выходное напряжение выпрямителя при полной нагрузке; оно нам задано и равно 400 в;

ΔU_{ϕ} — падение напряжения в сглаживающем фильтре;

ΔU_x — индуктивное падение напряжения, возникающее в периоды коммутации тока.

Падение напряжения в фильтре, исходя из данных по типовым исполнениям, оцениваем в 5% от выходного напряжения U_d .

В абсолютном выражении

$$\Delta U_{\phi} = 0,05U_d = 0,05 \cdot 400 = 20 \text{ в.}$$

Индуктивное падение напряжения ΔU_x вычисляем по (2-52) при $I_d = I_{d\kappa}$ в долях от E_{d0} :

$$\Delta U_x = A \frac{u_{\kappa\%}}{100} E_{d0}.$$

Относительный коэффициент наклона A у трехфазных выпрямителей согласно (2-54) равен 0,87.

Для определения E_{d0} находим вначале:

$$U_{d0} = \frac{U_d + \Delta U_{\phi}}{1 - A \frac{u_{\kappa\%}}{100}} = \frac{400 + 20}{1 - 0,87 \frac{5,5}{100}} = 443 \text{ в.}$$

Добавляя падение напряжения в дуге газотрона ΔU_a , принимаемое равным 16 в, находим:

$$E_{d0} = U_{d0} + \Delta U_a = 443 + 16 = 459 \text{ в.}$$

4. ПРОВЕРКА НАГРУЗОЧНОЙ СПОСОБНОСТИ ВЕНТИЛЕЙ

а) По среднему току

Средний ток

$$I_a = \frac{I_d}{m} = \frac{10}{3} = 3,33 \text{ а,}$$

что ниже допустимого для выбранного типа газотрона, у которого по каталожным данным $I_a = 3,5 \text{ а}$.

б) По максимальному току

Поскольку в рассчитанном выше сглаживающем реакторе $\frac{\omega L_d}{R_d} = 10$, кривую выпрямленного тока можно считать хорошо сглаженной, т. е. свободной от пульсаций.

Максимальное значение анодного тока

$$I_{a \text{ макс}} = I_d = 10 \text{ а}$$

не превосходит допускаемый прибором ток.

в) По максимальному значению и начальному скачку обратного напряжения

У трехфазной схемы с нулевым выводом согласно (2-30) и (2-72)

$$\frac{U_{b \text{ макс}}}{E_{d0}} = 2,09.$$

Поэтому

$$U_{b \text{ макс}} = 2,09 E_{d0} = 2,09 \cdot 459 = 960 \text{ в.}$$

Такое напряжение намного меньше допустимого газотроном ВГ-237.

Для определения начального скачка обратного напряжения определим в начале угол коммутации γ .

Индуктивное сопротивление обмоток, приведенное к вторичной обмотке:

$$X_a = \frac{E_2}{I_2} u_k = \frac{E_2 \sqrt{m}}{I_d} u_k.$$

Подставляя в (2-27), имеем:

$$\cos \gamma = 1 - \frac{\sqrt{m} u_k}{\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m}} = 1 - \frac{2 \sqrt{3} \cdot 0,055}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}} = 0,92; \quad \gamma = 23^\circ; \quad \sin \gamma = 0,4.$$

Фазовое напряжение вторичной обмотки на основе (2-3)

$$E_2 = \frac{E_{d0}}{1,17} = \frac{459}{1,17} = 395 \text{ в.}$$

Скачок обратного напряжения U_{b0} определяем по (2-33). Имеем

$$U_{b0} = \sqrt{6} E_2 \sin \gamma = \sqrt{6} \cdot 395 \cdot 0,4 = 385 \text{ в.}$$

Величина U_{b0} не нормируется, хотя она и является важнейшим параметром, определяющим надежность работы прибора в отношении вероятности возникновения обратных зажигания.

5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОЕКТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНСФОРМАТОРА

Хотя при мощности выпрямителя порядка 4—5 квт еще нет нужды в переходе на трансформатор с вторичной обмоткой, соединенной в зигзаг, как об этом говорилось в § 2-1 и 2-2, мы тем не менее будем вести здесь расчет, исходя из схемы зигзага, для вторичной обмотки и звезды для первичной, с тем чтобы иллюстрировать на примере порядок проведения расчета при относительно более сложном варианте выполнения схемы соединения обмоток трансформатора.

Фазовое напряжение вторичной обмотки нами выше уже определено

$$E_2 = 395 \text{ в.}$$

Напряжение одной секции вторичной обмотки

$$E_2' = \frac{E_2}{\sqrt{3}} = \frac{395}{\sqrt{3}} = 228 \text{ в.}$$

Фазовое напряжение первичной обмотки

$$U_1 = \frac{U_{1a}}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220 \text{ в.}$$

Коэффициент трансформации

$$k = \frac{U_1}{E_2} = \frac{220}{395} = 0,56.$$

Действующее значение вторичного тока без поправок на коммутацию определяем по (2-55)

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{m}} = \frac{10}{\sqrt{3}} = 5,8.$$

Расчетную мощность вторичной обмотки дает (2-59):

$$S_2 = 6 \frac{E_2}{\sqrt{3}} I_2 = 6 \frac{395}{\sqrt{3}} 5,8 = 7,55 \text{ ква.}$$

Действующее значение (нагрузочной составляющей) первичного тока без поправки на коммутацию определяем по (2-57)

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{1}{k} I_d = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{1}{0,56} 10 = 8,55 \text{ а.}$$

Ток холостого хода составляет в трансформаторах с мощностью до 10 ква около 10% первичного тока. Поэтому полное значение первичного тока

$$I_1 = \sqrt{I_1^2 + I_0^2} = I_1 \sqrt{1,01} = 8,55 \text{ а.}$$

Расчетная мощность первичной обмотки

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3 \cdot 220 \cdot 8,55 = 5,64 \text{ ква.}$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора

$$S_m = \frac{S_2 + S_1}{2} = \frac{7,55 + 5,64}{2} = 6,6 \text{ ква.}$$

Коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора против мощности, фактически отдаваемой трансформатором:

$$C_m = \frac{S_m}{P_d} = \frac{6,6 \cdot 10^3}{400 \cdot 10} = 1,65.$$

6. МОЩНОСТЬ СГЛАЖИВАЮЩЕГО РЕАКТОРА

Действующее значение напряжения на реакторе U_κ может быть принято равным действующему значению третьей гармонической, которая в соответствии с найденным в п. 2, а значением $q = 0,25$ равна:

$$U_\kappa = \frac{q_1 U_{d0}}{\sqrt{2}} = \frac{0,25 \cdot 420}{\sqrt{2}} = 74,5 \text{ в.}$$

Мощность сглаживающего реактора в соответствии с (1-64) равна:

$$S_\kappa = \frac{1}{2} U_\kappa I_d = 0,5 \cdot 74,5 \cdot 10 = 372,5 \text{ ва.}$$

7. МОЩНОСТЬ НАКАЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

По данным табл. 2-2 второй части книги у газотронов типа ВГ-237 напряжение накала $U_\kappa = 5 \text{ в}$, а ток накала $I_\kappa = 22 \text{ а}$. Мощность одного накаливающего трансформатора

$$S_\kappa = U_\kappa I_\kappa = 5 \cdot 22 = 110 \text{ ва.}$$

Суммарная мощность накаливающих трансформаторов для трех газотронов

$$3S_\kappa = 3 \cdot 110 = 330 \text{ ва.}$$

8. ВНЕШНЯЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Прямолинейный участок внешней характеристики выпрямителя может быть построен по напряжению холостого хода, равному $U_{d0} = E_{d0} - \Delta U_a = 443 - 16 = 427 \text{ в}$, и заданному напряжению $U_d = 400 \text{ в}$, соответствующему нормальному току нагрузки $I_d = 10 \text{ а}$.

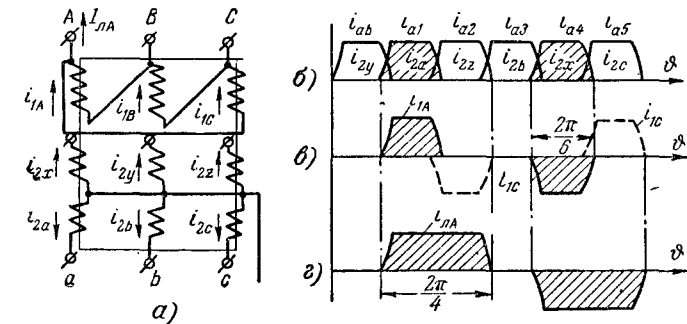
2-6. ШЕСТИФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА В СХЕМЕ ТРЕУГОЛЬНИК — ШЕСТИФАЗНАЯ ЗВЕЗДА

Шестифазное выпрямление трехфазного тока в схеме с нулевым выводом при вторичных обмотках, соединенных в звезду, приводит, как мы видели в § 2-1, к появлению переменного по направлению (однофазного) потока вынужденного намагничивания. Помимо насыщения сердечника трансформатора, такой поток приводит к сильному возрастанию падения напряжения в обмотках трансформатора, что вызывает резкое уменьшение

среднего значения выпрямленного напряжения и повышение крутизны спада внешней характеристики

В схеме треугольник—шестифазная звезда, приведенной на фиг. 2-12,а, такой поток почти не возникает, так как ток в каждой из первичных обмоток благодаря присоединению каждой из них непосредственно к сети питания возрастает при нагрузке выпрямителя до тех пор, пока не компенсируется н. с., создаваемая вторичным током.

Учитывая сказанное, кривая первичного тока построена на фиг. 2-12,в (в предположении, $\omega_1 = \omega_2$) так, что он в положитель-



Фиг. 2-12. Шестифазное выпрямление при помощи схемы треугольник—шестифазная звезда.

а — схема; б—г — линейные диаграммы токов.

ный полупериод равен вторичному току i_{2a} , а в отрицательный полупериод — вторичному току i_x . Эти токи протекают через вторичные обмотки, расположенные на том же стержне А, что и первичная обмотка. Выше говорилось о «почти» полной компенсации н. с. первичной и вторичной обмоток. Небольшое неравенство между первичными и вторичными н. с. здесь получается в силу наличия индуктивного падения напряжения в фазе А первичной обмотки и его отсутствия в фазах В и С. За счет такой разницы и возникает в контуре треугольника небольшой уравнительный ток, снижающий ток и тем самым н. с. в фазе А и вызывающий появление небольших н. с. в фазах В и С. Величина этого тока в связи с большими индуктивными сопротивлениями в фазах В и С настолько невелика, что его влиянием на режим работы схемы можно пренебречь.

Определим теперь действующие значения вторичных и первичных токов в рассматриваемой схеме и найдем расчетную мощность трансформатора. Продолжительность анодного, так же как и вторичного тока, если не учитывать коммутационного участка, равна здесь

$$\lambda = \frac{2\pi}{6}. \quad (2-84)$$

Действующее значение вторичного тока при прямоугольной форме его мы получаем из (2-55), подставив $m=6$, что дает:

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{6}}. \quad (2-85)$$

Связь вторичного напряжения с выпрямленным дает (2-3) при подстановке в него $m=6$. Это приводит к

$$E_{d0} = \sqrt{2} E_2 \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = 1,35 E_2. \quad (2-86)$$

Действующее значение первичного тока в соответствии с диаграммой его на фиг. 2-12, в дает при неучете коммутационных участков равенство

$$I_{1A} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \frac{2\pi}{3}} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d. \quad (2-87)$$

Определим еще форму кривой и действующее значение линейного тока $I_{\lambda A}$, кривая которого построена на фиг. 2-12, г по разности первичных токов $i_{1A} - i_{1C}$. Продолжительность каждого из полупериодов кривой линейного тока равна $2\pi/3$. Поэтому действующее значение тока

$$I_{\lambda A} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \frac{4\pi}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d. \quad (2-88)$$

Расчетная мощность вторичных обмоток

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = 6 \frac{E_{d0}}{1,35} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{6}} = 1,81 P_d. \quad (2-89)$$

Расчетная мощность первичных обмоток

$$S_1 = m_1 I_1 U_1 = 3 \frac{1}{k} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} k \frac{E_{d0}}{1,35} = 1,28 P_d. \quad (2-90)$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора

$$S_m = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,28 + 1,81}{2} P_d = 1,55 P_d. \quad (2-91)$$

Коэффициент повышения расчетной мощности против фактически отдаваемой выпрямителем равен здесь

$$C_m = 1,55. \quad (2-92)$$

Относительно высокое значение коэффициента C_m (что объясняется плохим коэффициентом использования обмоток по мощности, как это показывает при $\lambda = \frac{2\pi}{3}$ кривая на фиг. 2-2, б)

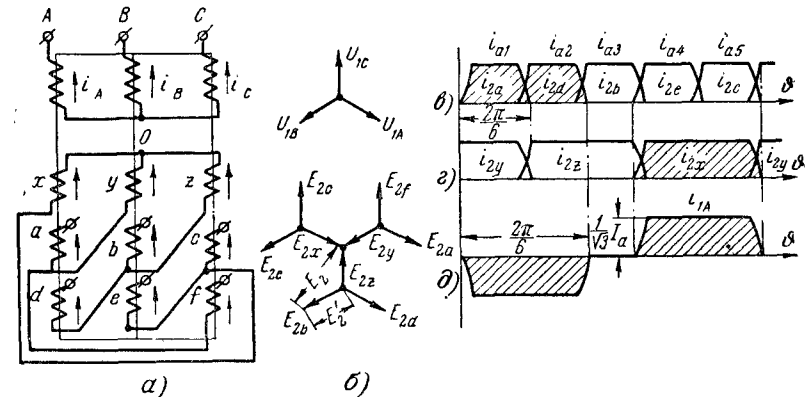
по сравнению с тем, что дают ниже рассматриваемые шестифазные схемы выпрямления тока, является одним из недостатков схемы треугольник — шестифазная звезда. Другим ее недостатком является относительно высокое значение у нее коэффициента A . Численное значение его при $a=1,35$ и $b = \frac{1}{\sqrt{3}}$ дает равенство

$$A = \frac{m}{2\pi ab} = \frac{6\sqrt{3}}{2\pi \cdot 1,35} = 1,23. \quad (2-93)$$

В силу неблагоприятных показателей по C_m и A и плохого использования вентилей, работающих здесь только одну шестую часть периода, эта схема применяется сейчас крайне редко.

2-7. ШЕСТИФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА В СХЕМЕ ЗВЕЗДА — ДВОЙНОЙ ЗИГЗАГ

Отсутствие, как мы видели в § 2-2, потока вынужденного намагничивания в сердечнике трехфазного трансформатора при соединении вторичных обмоток в зигзаг явилось предпосылкой к осуществлению построенной по такому же принципу шестифазной



Фиг. 2-13. Шестифазное выпрямление при помощи схемы звезда — двойной зигзаг.

а — схема; б — векторные диаграммы первичных напряжений и вторичных э. д. с.; в — д — линейные диаграммы токов.

схемы с двойным вторичным зигзагом. Такая схема приведена на фиг. 2-13, а, а соответствующая ей векторная диаграмма напряжений, показывающая чередование во времени работы отдельных фаз, приведена на фиг. 2-13, б.

На каждом из стержней магнитной системы трансформатора размещено здесь, кроме первичной обмотки, три секции вторичных обмоток, принадлежащие к разным фазам. Секции, распо-

ложенные на одном стержне, выполняются спирально вмотанными, что определяет почти полную магнитную связь между секциями по потоку рассеяния.

Первичные обмотки A , B и C соединены здесь в звезду (они могут быть соединены и в треугольник), а девять секций вторичных обмоток образуют схему двойного зигзага. Верхняя группа обмоток, обозначенных через x , y и z , образует внутреннюю звезду зигзага, а две нижние группы присоединены к свободным концам внутренней звезды и образуют шесть внешних секций двойного зигзага.

Благодаря тому, что при работе любого вентиля (анода) ток проходит здесь, как и в трехфазном зигзаге, одновременно по двум вторичным обмоткам, расположенным на разных стержнях магнитной системы, вторичному току отвечает симметричное прохождение тока по двум первичным обмоткам, расположенным на тех же стержнях трансформатора, что и вторичные обмотки. Поэтому н. с. на каждом из стержней уравновешены, и поток вынужденного намагничения не возникает.

В этом можно убедиться, составив систему уравнений для токов в ту часть периода, когда ток проходит через один из вентилях, скажем B_1 , связанный с фазой a . По первому правилу Кирхгофа токи в первичных обмотках связаны уравнением

$$i_A + i_B + i_C = 0. \quad (2-94)$$

По закону полного тока (второй закон Кирхгофа для магнитных контуров) в предположении, что число витков первичной обмотки w_1 равно числу витков в каждой из секций вторичной w_2 , могут быть записаны следующие уравнения:

а) У контура, включающего стержни A и B , токи связаны уравнением

$$i_A - i_B + 2i_{2a} = i_A - i_B + 2i_d = 0. \quad (2-95)$$

Вместо i_{2a} в среднюю часть (2-95) введено i_d , поскольку во внекоммутационный период $i_{2a} = i_d$.

б) У контура, включающего стержни B и C , уравнение токов

$$i_B - i_C - i_d = 0. \quad (2-96)$$

Решая совместно (2-94), (2-95) и (2-96), получаем:

$$i_A = -i_d; \quad i_B = i_d; \quad i_C = 0. \quad (2-97)$$

Уравнения (2-97) говорят о том, что на каждом из стержней н. с. полностью компенсируются.

Чередование во времени токов во внешних и внутренних секциях вторичных фаз показывают диаграммы, построенные на фиг. 2-13, b и z .

Действующее значение тока во внешней секции зигзага при прямоугольной форме анодных токов здесь такое же, как и в простой шестифазной схеме, т. е.

$$I_{2a} = \frac{I_d}{\sqrt{6}}. \quad (2-98)$$

Действующее значение тока во внутренней секции зигзага, через которую ток проходит в течение $1/3$ периода (поскольку каждая внутренняя секция питает током две внешние секции), равно:

$$I_{2x} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (2-99)$$

Полное вторичное фазовое напряжение E_2 (напряжение между нулем и наружным выводом) связано с выпрямленным напряжением, так же как и в других шестифазных схемах, равенством

$$E_2 = \frac{E_{d0}}{1,35}. \quad (2-100)$$

Напряжение в одной секции зигзага

$$E'_2 = \frac{E_2}{\sqrt{3}} = \frac{E_{d0}}{1,35 \cdot \sqrt{3}} = \frac{E_{d0}}{2,34}. \quad (2-101)$$

Расчетная мощность вторичных обмоток трансформатора в этом случае равна:

$$\begin{aligned} S_2 &= 6E'_2 I_{2a} + 3E'_2 I_{2x} = \\ &= 6 \frac{E_{d0}}{2,34} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{6}} + 3 \frac{E_{d0}}{2,34} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 1,79 P_d. \end{aligned} \quad (2-102)$$

Ток в первичной обмотке появляется здесь в те части периода, когда нагружена током любая из секций вторичных обмоток, расположенных на том же стержне, что и первичная обмотка. Поэтому через фазу A ток проходит тогда, когда, как это показывает диаграмма первичного тока на фиг. 2-13, δ , имеется ток в обмотках a , d и x . При этом в соответствии с обозначением на схеме положительным направлением для токов ток в секции x отвечает положительное направление тока в фазе A , а токам в секциях a и d — отрицательное направление тока в фазе A . Ордината кривой первичного тока на диаграмме фиг. 2-13, δ показана равной $1/\sqrt{3}$ от ординаты кривой вторичного тока. Это объясняется тем, что при составлении уравнений для первичных токов мы приняли, что число витков первичной обмотки равно числу витков одной секции вторичной обмотки, т. е. считали, что частичный коэффициент трансформации k_1 равен единице. Если

же исходить из равенства единице полного коэффициента трансформации k , который определяет связь между первичным и полным вторичным напряжением E_2 , то ток должен быть уменьшен в $\sqrt{3}$ раз. Действующее значение первичного тока равно в этом случае

$$I_1 = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{I_d}{\sqrt{3}} \right)^2 4\pi} = \frac{\sqrt{2}}{3k} I_d. \quad (2-103)$$

Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = 3k \frac{E_{d0}}{1,35} \cdot \frac{1}{k} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} I_d = 1,045 I_d. \quad (2-104)$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора

$$S_m = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,045 + 1,79}{2} P_d = 1,42 P_d. \quad (2-105)$$

Коэффициент повышения расчетной мощности в рассматриваемой схеме

$$C_m = 1,42 \quad (2-106)$$

меньше, чем в предыдущей — треугольник—шестифазная звезда, несмотря на то, что при соединении в зигзаг требуется для вторичных обмоток меди в $\sqrt{3}$ раз больше, чем при соединении вторичных обмоток в звезду. Это объясняется тем, что в схеме зигзага лучше используются обмотки внутренней звезды и первичные обмотки благодаря повышенной продолжительности тока в них.

Переходя к определению коэффициента A в схеме двойного зигзага, отметим прежде всего то, что процесс коммутации тока в этой схеме может быть уподоблен процессу коммутации в схеме с одинарным зигзагом. Действительно, при переходе тока от одной внешней секции к другой ток во внутренней секции не меняется, а следовательно, не меняется и поток рассеяния, создаваемый этой секцией. При переходе в следующий период коммутации вторичного тока от одной внутренней секции к другой результирующий поток рассеяния, создаваемый токами во внешних секциях, также не меняется, так как уменьшение тока в одной из внешних секций компенсируется таким же возрастанием тока в другой секции, расположенной на том же стержне. Поэтому ничего не изменится в количественных соотношениях, отражающих процесс коммутации тока, если считать, что переход тока совершается одновременно во внутренней и внешней секциях, но число таких переходов уменьшить с шести до трех, что и соответствует режиму коммутации тока в одинарном зигзаге. Исходя из этого, можно анодное сопротивление X_a вычислить здесь также

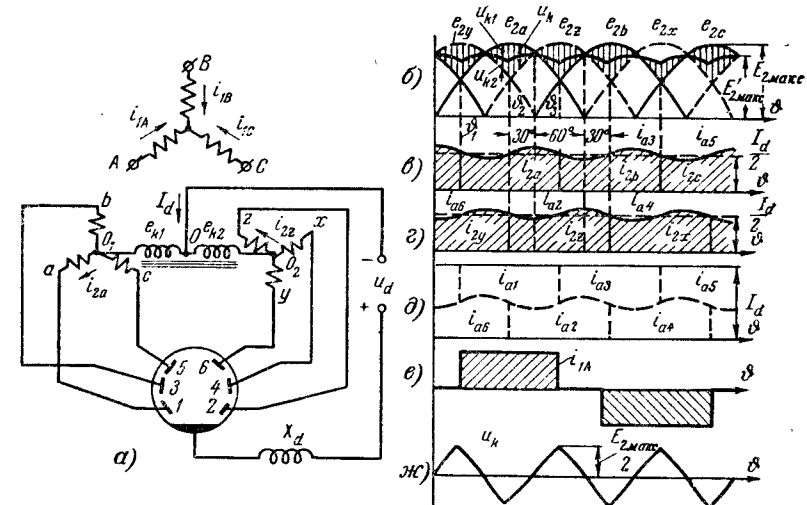
по (2-39a), а коэффициент наклона A находить по (2-53), подставив в нее $m = 3$, $a = 1,35$ и $b = \sqrt{2/3}$. Это дает:

$$A = \frac{3 \cdot 3}{2\pi \cdot 1,35 \sqrt{2}} = 0,75. \quad (2-107)$$

Относительно меньший вес трансформатора и меньший коэффициент наклона внешней характеристики дают известные преимущества этой схеме по сравнению со схемой треугольник—шестифазная звезда. Однако свойственный ей третий недостаток, заключающийся в плохом использовании вентилей из-за продолжительности анодных токов $\lambda = \frac{2\pi}{6}$, ограничивает применение ее диапазоном относительно меньших мощностей (лежащих в границах нескольких сот киловатт).

2-8. ШЕСТИФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА В СХЕМЕ С УРАВНИТЕЛЬНЫМ РЕАКТОРОМ

Появление потока однофазного намагничивания предупреждается, как мы это видели в § 2-4 и 2-7, если вторичный ток (равный во внекоммутационный период выпрямленному току i_d) про-



Фиг. 2-14. Шестифазное выпрямление при помощи схемы с уравнительным реактором.
а — схема; б—ж — линейные диаграммы.

ходит последовательно через две секции вторичных обмоток, как в схеме зигзага (фиг. 2-13,а) либо через две вторичные обмотки, как в каскадной схеме (фиг. 2-11,а), расположенные на разных стержнях. В шестифазной схеме, приведенной на фиг. 2-14,а, этот

же принцип исключения потока однофазного тока намагничивания достигается пропуском выпрямленного тока i_d параллельно через две фазы вторичных обмоток, входящих в различные трехфазные группы, в которые, так же как и в каскадной схеме, собраны шесть вторичных обмоток, расположенных на стержнях трехфазного трансформатора.

Для того чтобы получить распределение тока по параллельным анодным цепям, что возможно только при условии выравнивания мгновенных значений напряжения в анодных цепях, Кюблером [Л. 7] было предложено включить между нулевыми точками звезд O_1 и O_2 уравнительный реактор со средним выводом, выполняющим функции отрицательного полюса для нагрузочной цепи. Положительным полюсом для этой цепи служит катод многоанодного вентиля (или общая точка связи катодов при одноанодном вентилях). Три нечетных анода (либо вентиля) связаны со свободными концами обмоток одной трехфазной звезды, а три четных анода — со свободными концами обмоток другой трехфазной звезды.

Действие уравнительного реактора как уравнивателя напряжений поясняет диаграмма, построенная на фиг. 2-14, б. Сплошными линиями нанесены здесь фазовые напряжения одной звезды, а пунктирными — фазовые напряжения в другой звезде. Разницу мгновенных значений фазовых напряжений в процессе их чередования характеризуют ординаты заштрихованных площадок. Эта разница напряжений и наводится в двух последовательно соединенных секциях реактора, если хотя бы по одной из них проходит требующийся для этого намагничивающий ток. Так как величина намагничивающего тока благодаря выполнению катушки с замкнутым стальным сердечником очень мала, то достаточно возрасти току в одной из вторичных цепей, проходящему одновременно и через секцию уравнительного реактора, на очень небольшую величину (порядка 1% номинального), чтобы реактор уже давал напряжение u_k , равное ординатам заштрихованных площадок.

Благодаря двум секциям в уравнительном реакторе, в которых наводятся равные по величине напряжения

$$u_{k1} = u_{k2} = \frac{1}{2} u_k, \quad (2-108)$$

но имеющие разные знаки по отношению к среднему выводу, анодные напряжения в пределах одной звезды уменьшаются на u_{k1} , а в пределах другой звезды они возрастают на u_{k2} . В результате анодные напряжения во вторичных цепях, имеющие в данную часть периода наиболее высокие значения фазовых напряжений, выравниваются, что и приводит к параллельной работе таких цепей.

Так, в интервале времени, отмеченном на фиг. 2-14 моментами ϑ_1 и ϑ_2 и представляющем собой $1/6$ часть периода, выравнивается напряжение в анодных цепях, содержащих обмотки y и a , в связи с чем через эти обмотки и аноды b и l проходят токи, равные каждый половине от выпрямленного тока i_d . В следующий интервал времени, равный также $1/6$ части периода, выравниваются напряжения в анодных цепях, в которые входят обмотки a и z , в связи с чем через вторичные цепи и вентили проходят одновременно токи i_{a1} и i_{a2} . Такой процесс выравнивания напряжений и смены анодных токов имеет место и для других анодных цепей. При этом, как это видно из кривых анодных токов, построенных для нечетной и четной групп анодов на фиг. 2-14, v и z , смена анодных токов в каждой из звезд происходит через каждую треть периода, когда напряжение в очередной фазе становится выше, чем в предыдущей, а смена анодных токов по отношению к объемным трехфазным системам происходит в каждую шестую часть периода.

Кривая выпрямленного напряжения, определяемая жирной проведенной линией на фиг. 2-14, б, проходящей посередине между анодными фазовыми напряжениями, участвующими в одновременном проведении тока, состоит из участков (верхушек) синусоид с шестикратным периодом повторяемости. Средняя величина этого напряжения меньше, чем у шестифазной схемы, работающей без уравнительного реактора.

Длительность анодных токов при таком чередовании их переходов равна (без учета коммутационных участков) $2\pi/3$, а амплитуда анодных токов (без учета небольшой переменной составляющей от тока, намагничивающего реактор) равна $I_d/2$. Оба эти фактора: увеличение длительности и уменьшение анодного тока, являются факторами благоприятными, так как они приводят к значительному увеличению нагрузочной способности вентиля и обмоток.

Процесс перехода токов на диаграммах фиг. 2-14, v и z для упрощения показан мгновенным. Фактически здесь, так же как и в других схемах, коммутация тока, из-за влияния X_a требует конечного времени, что приводит к появлению коммутационных вырезов в кривой выпрямленного напряжения. Влияние коммутации учитывается в последующих диаграммах (фиг. 2-15, d и e). Переменная составляющая в кривых анодных токов связана не с пульсациями в цепи выпрямленного напряжения, поскольку построение всех диаграмм выполнено на фиг. 2-14 в предположении, что $X_a = \infty$, а обусловлена вхождением в анодный ток тока намагничивания уравнитель-

ного реактора. Этот ток проходит через обе секции реактора в одном направлении. При этом в одной секции он совпадает (в одну из шести частей периода) по направлению с анодным током, а в другой секции он противоположен анодному току. Поэтому в одном случае ток намагничивания добавляется к анодному току, а в другом случае он вычитается из анодного тока. Этим объясняется противоположность фаз переменной составляющей в кривых анодных токов в обеих трехфазных системах.

Так как перематнивание катушки, как видно из диаграмм на фиг. 2-14,б, происходит в каждую шестую часть периода переменного напряжения, поток в сердечнике реактора меняется с тройной частотой. В кривую выпрямленного тока (фиг. 2-14,д) переменная составляющая не входит, поскольку фазы ее в кривых анодных токов противоположны. Кривая первичного тока, приведенная для фазы А на фиг. 2-14,е, построена по вторичным токам i_{2a} и i_{2x} , проходящим по обмоткам а и х, расположенным на том же стержне трансформатора, что и первичная обмотка фазы А.

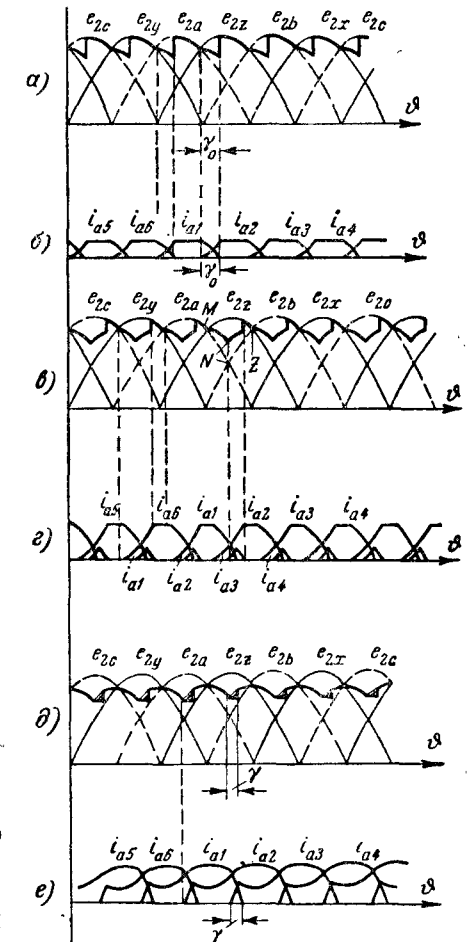
На диаграмме фиг. 2-14, ж по заштрихованным на фиг. 2-14,б площадкам построена кривая u_k , характеризующая изменение напряжения на уравнительном реакторе. Ее максимальные значения, как легко видеть из фиг. 2-14,б, равны половине от амплитуды вторичного фазового напряжения, а частота, как выше уже говорилось, равна утроенной частоте напряжения питающей сети.

Мы рассмотрели режим работы схемы, когда ток нагрузки достиг той минимальной величины (порядка $0,5-1\%$ полной нагрузки), которая достаточна для создания нужного тока намагничивания реактора. В этом положении схема работает в двойном трехфазном режиме, обеспечивая шестифазные пульсации на выходе и непрерывность анодных, а тем самым и вторичных токов в течение каждой трети периода.

Теперь перейдем к рассмотрению режимов работы схемы, когда ток в реакторе еще не достиг полного тока намагничивания. В цепи нагрузки $I_{a \max}$ отвечает минимальный ток $I_{d \min}$, который называют критическим током. Режим работы выпрямителя при токах нагрузки, меньших критического, иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 2-15, а—г. В режиме, когда $I_d \ll I_{d \text{ крит}}$, схема работает как простая шестифазная с периодами коммутации, начинающимися в точке пересечения чередующихся синусоид (точка М на фиг. 2-15, в). Поскольку индуктивность ветвей уравнительного реактора весьма велика, угол коммутации γ_0 , несмотря на крайне малые значения анодного тока, быстро нарастает.

В этом режиме напряжение в одновременно пропускающих ток вторичных фазах (фиг. 2-15,а) определяется, как и в ранее рассмотренных схемах с $X_d = \infty$, среднеарифметическим фазовых напряжений. По окончании коммутации выпрямленное напряжение переходит на синусоиду фазового напряжения.

Когда ток нагрузки увеличивается, оставаясь все же меньше $I_{d \text{ крит}}$, при возрастании угла коммутации сверх 30° (фиг. 2-15, в и г) в схеме появляется другой коммутационный режим, развивающийся в пределах каждой из трех групп. Начиная с угла коммутации $\gamma_0 = 30^\circ$ (соответствующего точке N на фиг. 2-15, в), ток начинает переходить с одной фазы, входящей в трехфазную группу, на другую фазу в пределах той же группы, так как напряжение в очередной фазе начинает превышать напряжение в фазе, заканчивающей свою работу. При этом очередной вентиль вступает в работу с опережением в 30° против начала его работы в простой шестифазной схеме. Пока ток нагрузки еще не достиг критического значения, вновь вступивший в работу вентиль принимает на себя в период коммутации относительно небольшой ток, в связи с чем последующее уменьшение общего тока трехфазной группы приводит ток вступившей фазы к нулю еще до момента, когда напряжение в данной фазе становится выше, чем напряжение в других фазах. С наступлением такого момента анод зажигается повторно. В этом случае мы имеем режим прерывистого анодного тока (фиг. 2-15, в и г). В режиме прерывистого анодного тока выпрямленное напряжение



Фиг. 2-15. Линейные диаграммы схемы фиг. 2-14, а при различных величинах анодных токов.

продолжает изменяться по среднеарифметической кривой фазовых напряжений до первого гашения анода, вновь вступившего в работу (фиг. 2-15, в и г).

Когда ток нагрузки возрастает настолько, что горение анода, вновь вступившего в работу, продолжается до точки Z , то прерывистый режим горения анода сменяется непрерывным. Это и есть начало нормального функционирования реактора как уравнивателя напряжений и переход режима работы схемы от шестифазного к двойному трехфазному режиму. Ход кривых анодных токов и кривой выпрямленного напряжения после превышения током нагрузки значения $I_{d\text{крит}}$ с учетом коммутационных участков иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, построенные на фиг. 2-15, д и е. Здесь коммутации тока происходят в пределах каждой звезды независимо друг от друга, в связи с чем угол коммутации определяется по (2-27). Переменная составляющая в кривых анодных токов здесь значительно сильнее выражена, чем в кривых, построенных на фиг. 2-14, в и г, в силу того, что средние значения токов на фиг. 2-15, д и е, еще относительно невелики.

При полных токах нагрузки намагничивающей составляющей тока (величина которого, как уже указывалось, не превышает 0,5—1% номинального тока нагрузки) можно пренебречь и в этом случае

$$I_{a\text{ макс}} = \frac{I_d}{2}, \quad (2-109)$$

что в 2 раза меньше, чем в рассмотренных ранее шестифазных схемах треугольник—звезда и звезда—двойной зигзаг.

Среднее значение анодного тока в связи с распределением тока между шестью вентилями равно:

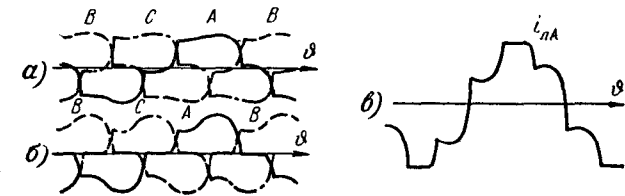
$$I_a = \frac{I_d}{6}. \quad (2-110)$$

Уменьшение максимального тока по отношению к среднему его значению заметно облегчает режим работы вентилях не только в силу повышения тока нагрузки, при котором может наступить разрыв дуги, но еще главным образом и потому, что уменьшается крутизна спада тока di_a/dt в момент гашения дуги, что понижает вероятность появления обратных зажигания.

Первичные токи при соединении первичных обмоток в звезду, построенные по кривым анодных токов, в которых учтены и коммутационные участки, приведены для всех трех фаз на фиг. 2-16, а. В связи с тем, что при обмотках, соединенных в звезду, путь для третьих гармонических, входящих во вторичные токи от намагничивающего тока уравнительного реактора,

закрыт, в кривые первичных токов они не входят, в результате чего на каждом из стержней трансформатора появляется небольшая по величине нескомпенсированная н. с.

При соединении первичной обмотки в треугольник сразу устанавливается почти полный баланс между первичными и вторичными н. с., в связи с чем кривые первичного тока, построенные на фиг. 2-16, б, ближе соответствуют вторичным (анодным токам). На фиг. 2-16, в построена по разности кривых первичных токов в двух фазах треугольника кривая линейного тока. Отступ-



Фиг. 2-16. Линейные диаграммы первичных токов в схеме с уравнительным реактором.

ление кривой от прямоугольно-ступенчатой обусловлено третьей гармонической намагничивающего тока.

Уменьшение по амплитуде анодного тока вдвое и увеличение длительности его до 120° (не считая коммутационного участка) приводят к действующему значению вторичного тока

$$I_2 = \frac{I_a}{2\sqrt{3}}. \quad (2-111)$$

Так как при двойном трехфазном режиме обе трехфазные системы работают параллельно, то связь между E_2 и $E'_{d0} = U_{d0} + \Delta U_a$ дает согласно (2-2) равенство

$$E_2 = \frac{E'_{d0}}{1,17} = \frac{U_{d0} + \Delta U_a}{1,17}, \quad (2-112)$$

где U_{d0} — напряжение, соответствующее критическому току нагрузки при двойном трехфазном режиме. Поскольку критический ток очень мал, то U_{d0} можно считать напряжением условного холостого хода при двойном трехфазном режиме.

Расчетная мощность вторичных обмоток трансформатора равна здесь:

$$S_2 = 6E_2I_2 = 6 \frac{E'_{d0}}{1,17} \cdot \frac{I_a}{2\sqrt{3}} = 1,48P_d. \quad (2-113)$$

Действующее значение первичного тока согласно построенной на фиг. 2-14, *e* диаграмме равно:

$$I_1 = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{I_d}{2}\right)^2 \frac{4\pi}{3}} = \frac{1}{k} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{6}}. \quad (2-114)$$

Мощность первичных обмоток

$$S_1 = m_1 I_1 U_1 = 3 \frac{1}{k} \frac{I_d}{\sqrt{6}} k \frac{E'_{d0}}{1,17} = 1,045. \quad (2-115)$$

Типовая мощность трансформатора

$$S_m = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,045 + 1,48}{2} P_d = 1,26 P_d. \quad (2-116)$$

Эта мощность меньше, чем в ранее рассмотренных схемах. Так как, кроме трансформатора, в рассматриваемую схему входит еще уравнивающий реактор, то определим его расчетную мощность (в пересчете на типовую мощность эквивалентного трансформатора).

Кривая напряжения на уравнительном реакторе, построенная на фиг. 2-14, *ж* по разности фазовых напряжений, имеет почти треугольную форму. Амплитуда ее, как об этом уже говорилось, равна $1/2$ амплитуды вторичного напряжения E_2 . Приближенно можно принять, что и действующие значения этих напряжений находятся в том же соотношении. Поэтому

$$U_\kappa = \frac{1}{2} E_2. \quad (2-117)$$

Так как кривая напряжения на уравнительном реакторе меняется с тройной частотой, то, определяя размеры реактора при нормальной частоте, мы должны предварительно найти то напряжение, которое является эквивалентным для нормальной частоты, учитывая при этом влияние на него и изменения частоты и изменения индукции в стали (потери в стали при нормальной и повышенной частотах должны быть одинаковыми). Исходя из последнего условия, можно записать, что

$$kB_1^{1,6} f = kB_3^{1,6} \cdot 3f, \quad (2-118)$$

откуда

$$\frac{B_3}{B_1} = \sqrt[1,6]{\frac{1}{3}} = 0,5. \quad (2-119)$$

Это значит, что при переходе на тройную частоту мы должны индукцию снизить в 2 раза.

Расчетное напряжение при пересчете на нормальную частоту должно быть, таким образом, в 3 раза меньше, а при пересчете

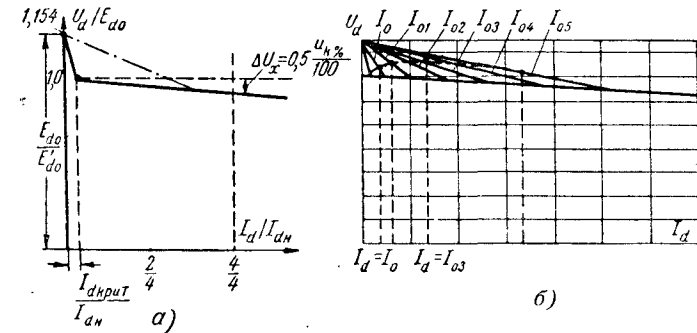
на двойное значение индукции — в 2 раза больше. В результате расчетное напряжение при нормальной частоте должно составлять $2/3$ от напряжения при тройной частоте, т. е.

$$U'_\kappa = \frac{2}{3} U_\kappa = \frac{1}{3} E_2 = \frac{E'_{d0}}{3 \cdot 1,17}. \quad (2-120)$$

Ток, проходящий по ветвям реактора (при пренебрежении током намагничивания его):

$$I_\kappa = \frac{I_d}{2}. \quad (2-121)$$

Типовая мощность уравнительного реактора, рассчитанная по тем же габаритам, которые требуются для трансформатора,



Фиг. 2-17. Внешняя характеристика схемы с уравнивающим реактором.

имеющего две обмотки (в то время как реактор имеет одну обмотку), равна половине произведения тока на напряжение:

$$S_\kappa = \frac{U'_\kappa I_\kappa}{2} = \frac{E'_{d0} I_d}{2 \cdot 3 \cdot 1,17 \cdot 2} = 0,071 P_d. \quad (2-122)$$

Суммарная мощность трансформатора и уравнительного реактора (при отсутствии регулирования) равна, таким образом,

$$S_m + S_\kappa = (1,26 + 0,07) P_d = 1,33 P_d. \quad (2-123)$$

Это также заметно меньше типовой мощности трансформатора, применяемого в двух предыдущих схемах.

Работа данной схемы при токах нагрузки ниже критических в режиме шестифазного выпрямления и выше критических в двойном трехфазном режиме накладывает свой отпечаток на ход внешней характеристики выпрямителя, приведенной на фиг. 2-17, *a*.

При переходе от шестифазного к двойному трехфазному в пределах нарастания I_d до $I_{d\text{ крит}}$ характеристика имеет резкий спад, а затем она переходит на пологий (рабочий) участок. Начало характеристики, отвечающее шестифазному режиму, может быть вычислено по (2-3) при подстановке в него $m=6$. Это дает:

$$E_{d0} = 1,35E_2. \quad (2-124)$$

Резкое падение напряжения на первом участке характеристики при увеличении тока нагрузки до критического обусловлено влиянием большой индуктивности в уравнительном реакторе, который работает в этом режиме как анодное сопротивление. Величину падения напряжения в этом режиме можно определить по формуле (2-42) при подстановке в нее $I_d = I_{d\text{ крит}}$, $m=6$ и суммарного реактивного сопротивления катушки и трансформатора ($X_a + X_k$).

Индуктивность реактора X_k может быть рассчитана по воспринимаемому им напряжению U_k и величине его намагничивающего тока (которым мы задаемся, исходя из соображений ограничения критического тока нагрузки долей, не превышающей 1—2% номинального тока нагрузки).

Обозначая эту долю через $\beta\%$, мы для L_k при учете изменения напряжения на реакторе с тройной частотой получаем:

$$L_k = \frac{\sqrt{2}U_k}{3\omega I_{0\text{ макс}}} = \frac{\sqrt{2}E_2}{3\omega I_{d\text{ крит}}} = \frac{47}{\omega \beta\%} \cdot \frac{E_2}{I_d}, \quad (2-125)$$

где $I_{d\text{ крит}} = 2I_{0\text{ макс}}$.

При подстановке в (2-125) численных значений можно видеть, что L_k во много раз превышает анодную индуктивность $L_a = X_a/\omega$.

После достижения критического тока $I_{d\text{ крит}}$ ход внешней характеристики определяется уже трехфазным коммутационным режимом, поскольку обе трехфазные группы начинают работать параллельно.

Падение напряжения, определяющее наклон внешней характеристики, мы находим по (2-42) при учете того: 1) что максимальное значение коммутируемого тока равно $I_d/2$; 2) что $m=3$ и 3) анодное сопротивление обмоток трансформатора X_a вычисляется по (2-39), в котором $X_{1к}$ мы находим из опыта короткого замыкания при замыкании накоротко одной из вторичных звезд. Это дает:

$$\Delta U_x = \frac{3I_d X_a}{4\pi}. \quad (2-126)$$

Коэффициент относительного наклона внешней характеристики при $a=1,17$ и $b=1/\sqrt{6}$

$$A = \frac{0,5m}{2\pi ab} = \frac{0,5 \cdot 3 \cdot \sqrt{6}}{2\pi \cdot 1,17} = 0,5. \quad (2-127)$$

Если продолжить рабочий участок характеристики влево до его пересечения с осью ординат, то получаемый на оси ординат отрезок определяет собой напряжение условного холостого хода E'_{d0} . При переходе от фактического холостого хода к условному напряжению снижается на

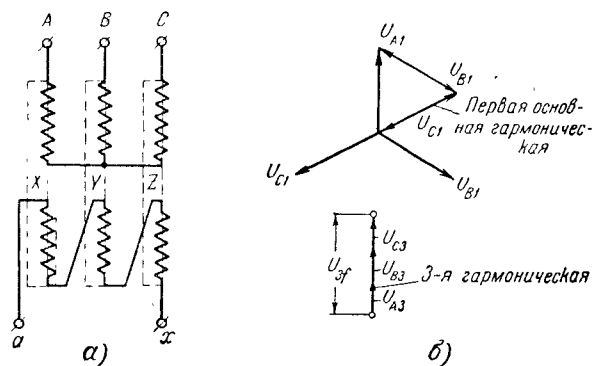
$$\Delta U_{d\%} = \frac{E_{d0} - E'_{d0}}{E'_{d0}} \cdot 100 = \frac{1,35 - 1,17}{1,17} \cdot 100 = 15\%. \quad (2-128)$$

Если бы уравнительного реактора в рассматриваемой схеме не было, то схема работала бы в режиме звезда — шестифазная звезда. В этом случае внешняя характеристика до перехода к пологому ее участку, соответствующему двойному трехфазному режиму, снижалась бы постепенно, как показывает пунктирный участок кривой на фиг. 2-17,а, с входением в двойной трехфазный режим при нагрузке, соответствующей примерно 50—60% от номинальной. Постепенное снижение вызывает э. д. с., наводимая в обмотках потоком вынужденного однофазного намагничивания, который появляется, как было показано в § 2-1, в схеме звезда — шестифазная звезда. Этот поток, меняющийся также с тройной частотой, приводит вначале к снижению напряжения, а затем уже при больших нагрузках и к выравниванию напряжений между трехфазными звездами. Столь значительная количественная разница возникает здесь потому, что в уравнительном реакторе для создания потока в стальном сердечнике нужен небольшой намагничивающий ток, между тем как для создания потока однофазного намагничивания в воздухе нужна большая н. с., которая достигает нужного значения только при больших нагрузках.

Внешние характеристики, построенные на фиг. 2-17,а сплошной и пунктирными линиями, отражают две крайние возможности формирования потока тройной частоты, приводящего к выравниванию напряжений в трехфазных системах. Возможны и промежуточные стадии формирования путем подмагничивания сердечника уравнительного реактора постоянным током через отдельную обмотку. При таком подмагничивании индуктивность уравнительного реактора постепенно ослабляется, что отражается на скорости спада начального участка внешней характеристики. Это отражает семейство внешних характеристик, построенное на фиг. 2-17,б при разных величинах тока подмагничивания I_{01} , I_{02} , I_{03} и т. д. Производя подмагничивание непосредственно током

нагрузки, мы получаем возможность автоматического изменения внешней характеристики, примерный ход которой показывает пунктирная кривая на фиг. 2-17,б. Такая характеристика построена по точкам, в которых токи подмагничивания и токи нагрузки равны между собой. Такой процесс видоизменения характеристик по аналогии с методом, осуществляемым в электрических машинах, иногда называют компаундированием.

В некоторых выпрямительных установках возникает другая практическая задача — исключить пик напряжения в характери-



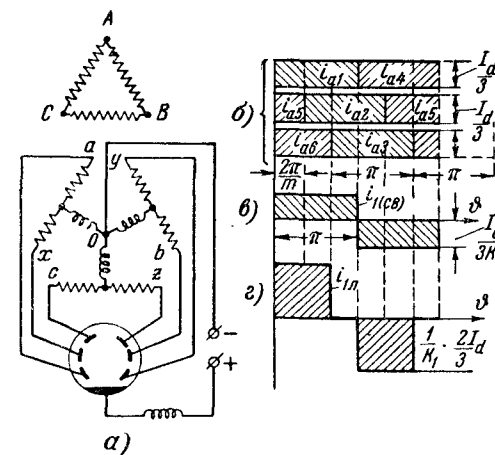
Фиг. 2-18. Утроитель частоты.
а — схема; б — векторные диаграммы.

стике с тем, чтобы при разгрузках выпрямителя ниже значений критического тока (но до перехода, однако, к холостому ходу) не иметь избыточного напряжения, неприемлемого для оставшейся нагрузки (такой, например, случай мы имеем при спаде нагрузки в трамвайных сетях и сохранении осветительной нагрузки в вагонах). Снять пик напряжения характеристик можно различными путями и простейшим из них является введение небольшой балластной нагрузки. В целях экономии энергии эта задача может быть решена и путем подмагничивания катушки током тройной частоты, вводимым через отдельную обмотку.

В качестве источника тройной частоты может быть взят трехфазный трансформатор с сильно насыщенным сердечником при соединении его вторичной обмотки в открытый треугольник, как это показано на схеме фиг. 2-18,а. Благодаря насыщению сердечника магнитный поток в нем при синусоидальном линейном напряжении, питающем первичную обмотку, сильно отстает от синусоиды, в силу чего во вторичных обмотках, кроме основной гармонической, наводится заметная по величине третья гармоническая. Основные гармонические, сдвинутые между собой по фазе на 120° , взаимно, как показано на фиг. 2-17,б, компенсируются, а третьи гармонические, совпадающие по фазе, сумми-

руются во всех трех вторичных обмотках. В результате на выходных зажимах трансформатора, носящего название утроителя частоты, возникает нужное напряжение тройной частоты. Мощность утроителя частоты крайне невелика и составляет примерно от 0,1 до 0,2% мощности выпрямителя.

В установках, где существование минимума нагрузки ниже критического невозможно, выпрямитель работает все время на пологой части характеристики, имеющей малый наклон. Такой



Фиг. 2-19. Выпрямление при помощи схемы с трехфазным уравнительным реактором.
а — схема; б — линейные диаграммы.

малый наклон характеристики является дополнительным преимуществом рассматриваемой схемы.

Перечисленные выше преимущества, вместе взятые, и объясняют то большое распространение, которое имеет рассматриваемая схема в промышленных установках.

Наряду с рассмотренной схемой с однофазным уравнительным реактором была предложена для использования в мощных выпрямительных установках шестифазная схема с трехфазным уравнительным реактором, приведенная на фиг. 2-19,а. В данной схеме катушка в любой момент выравнивает напряжения трех фаз вторичной обмотки, в силу чего токораспределение по анодам и фазам в данной схеме (фиг. 2-19,б) отвечает режиму трех параллельно работающих двухфазных систем с продолжительностью анодного тока, равной 180° .

Первичные токи в этой схеме при соединении обмоток в треугольник и линейные токи, построенные по анодным токам без учета коммутационных участков, приведены на фиг. 2-19,в и г. Достоинством схемы являются малое отношение максимального

значения анодного тока к его среднему. Недостатками схемы являются: 1) несколько худшее использование вторичных обмоток по действующему значению тока в силу того, что вторичные обмотки работают здесь в двухфазном, а не в трехфазном режиме (см. кривую на фиг. 2-2), что приводит к повышению расчетной мощности трансформатора до 1,34 от P_d (вместо 1,26 от P_d при однофазном уравнительном реакторе); 2) большая мощность трехфазного уравнительного реактора, равная при пересчете на частоту 50 гц 19,3% от P_d (вместо 7,1% от P_d при однофазном реакторе). Увеличение типовой мощности электромагнитных элементов, а также появление сильно выраженного потока однофазного намагничивания при соединении первичных обмоток в звезду, являются причинами того, что схема с трехфазным уравнительным реактором практического применения почти не получила.

2-9. ПРИМЕР РАСЧЕТА ШЕСТИФАЗНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Выпрямитель, выполненный по шестифазной схеме с уравнительным реактором, должен отдавать в цепь постоянного тока мощность 2 400 квт при выпрямленном напряжении 3 300 в. Найти токи и напряжения во всех элементах выпрямительной схемы и параметры трансформатора и уравнительной катушки. Выпрямитель питается от сети с напряжением $U_1 = 33$ кв.

1. Выпрямленный ток

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{2\,400 \cdot 10^3}{3\,300} = 727 \text{ а.}$$

2. Напряжение при критическом токе нагрузки (напряжение условного холостого хода) E'_{d0} найдем не только при учете индуктивного падения напряжения ΔU_x и падения напряжения в дуге вентилей ΔU_a , но и с учетом также активного падения напряжения в обмотках трансформатора катодного и уравнительного реакторов ΔU_R (которыми мы при анализе режимов работы схем пренебрегали).

С учетом всех составляющих напряжение условного холостого хода

$$E'_{d0} = U_d + \Delta U_x + \Delta U_R + \Delta U_a.$$

Индуктивное падение напряжения на основе (2-126) равно:

$$\Delta U_x = 0,5 \frac{u_k\%}{100} E'_{d0} \approx 0,5 \frac{u_k\%}{100} U_d.$$

По данным каталога выпрямительный трансформатор, выполненный по схеме с уравнительной катушкой на типовую мощность порядка 3 000 кВа, имеет напряжение короткого замыкания $u_k = 8\%$ и потери мощности в меди, характеризующие активное сопротивление в обмотках трансформатора $\Delta P_{Rm\%} = 1\%$. В связи с этим

$$\Delta U_x = 0,5 \frac{8}{100} 3\,300 = 132 \text{ в.}$$

Процентную величину мощности, теряемой в обмотках катодного и уравнительного реакторов, мы оцениваем приближенно, принимая ее равной:

$$\Delta P_{Rk\%} = 0,33\% P_d.$$

В этом случае суммарное активное падение напряжения во всех трех электромагнитных элементах схемы равно:

$$\Delta U_R = \frac{\Delta P_{Rm\%} + \Delta P_{Rk\%}}{100} U_d = \frac{1,33}{100} 3\,300 = 44 \text{ в.}$$

Падение напряжения в дуге выпрямителя принимаем:

$$\Delta U_a = 25 \text{ в.}$$

В этом случае

$$E'_{d0} = 3\,300 + 132 + 44 + 25 = 3\,500 \text{ в.}$$

3. Вторичное напряжение согласно (2-112) равно:

$$E_2 = \frac{E'_{d0}}{1,17} = \frac{3\,500}{1,17} = 3\,000 \text{ в.}$$

4. Выпрямленное напряжение при фактическом холостом ходе возрастает до

$$E_{d0} = 1,35 E_2 = 1,35 \cdot 3\,000 = 4\,050 \text{ в.}$$

5. Первичное фазовое напряжение

$$U_{1A} = \frac{U_{1a}}{\sqrt{3}} = \frac{33\,000}{\sqrt{3}} = 19\,050 \text{ в.}$$

6. Коэффициент трансформации

$$k = \frac{U_{1A}}{E_2} = \frac{19\,050}{3\,000} = 6,35.$$

7. Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора согласно (2-111) равно:

$$I_2 = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} = \frac{727}{2\sqrt{3}} = 210 \text{ а.}$$

8. Действующее значение первичного тока согласно (2-114) равно:

$$I_1 = \frac{1}{k} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{6}} = \frac{727}{6,15\sqrt{6}} = 48 \text{ а.}$$

9. Мощность вторичных обмоток при идеальном трансформаторе дает (2-113). При добавлении активных потерь мощности в обмотках и мощности, теряемой в дуге, расчетная мощность вторичных обмоток равна:

$$S_2 = (1,48 + 0,02) P_d = 1,5 \cdot 2\,400 = 3\,600 \text{ кВа.}$$

10. При подсчете мощности первичных обмоток, кроме потерь мощности в меди обмоток, необходимо еще учесть потери мощности в стали сердечника трансформатора. По каталожным данным в трансформаторе рассматриваемого типа и мощности

$$\Delta P_{m\%} = 0,75\% S_m \text{ и } \Delta P_{cm\%} = 2,05\% S_m.$$

Поэтому согласно (2-115) и с учетом ΔP_{cm}

$$S_1 = (1,05 + 0,028) P_d = 1,08 \cdot 2400 = 2580 \text{ ква.}$$

11. В этом случае типовая мощность трансформатора

$$S_m = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{3600 + 2580}{2} = 3090 \text{ ква.}$$

12. Типовая мощность уравнивательной катушки согласно (2-122) равна:

$$S_k = 0,071 P_d = 0,071 \cdot 2400 = 170 \text{ ква.}$$

13. Уравнивательную катушку будем рассчитывать на такую индуктивность, чтобы критический ток нагрузки $I_{d \text{ крит}}$ при котором схема переходит от шестифазного режима работы к двойному трехфазному, не превышал 1% от $I_{dн}$.

В этом случае абсолютное значение критического тока

$$I_{d \text{ крит}} = \beta I_d = 0,01 \cdot 727 = 7,27 \text{ а}$$

и индуктивность уравнивательной катушки согласно (2-125) должна быть равна:

$$L_k = \frac{47}{\beta \% \omega} \cdot \frac{E_2}{I_d} = \frac{47 \cdot 3100}{314 \cdot 7,27} = 61,9 \text{ гн.}$$

14. Типовая мощность катодного реактора рассчитывается здесь так же, как и в примере, приведенном в § 2-5, с учетом, однако, того, что здесь пульсации имеют шестикратную частоту.

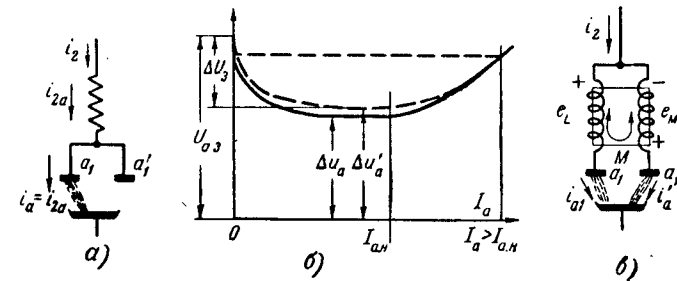
2-10. ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ВЕНТИЛЕЙ ЧЕРЕЗ АНОДНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ. ШЕСТИФАЗНЫЕ 12-ВЕНТИЛЬНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

В целях повышения мощности в одной преобразовательной единице в таких энергоемких производствах, какими, например, являются электролиз цветных металлов и воды, а также на крупных тяговых преобразовательных подстанциях мы встречаемся с необходимостью присоединения к каждой из вторичных фаз трансформатора не по одному, а по два, а иногда и по три вентиля, поскольку нагрузочная способность вентиля по току много ниже, чем трансформаторов.

Непосредственное присоединение нескольких анодов (вентилей) к вторичной обмотке трансформатора, как показано на фиг. 2-20, а, не только не обеспечивает равномерной нагрузки анодов по току, но часто приводит к тому, что из двух вентилях зажигается только один, пропускающий затем через себя весь вторичный ток. Причины этого лежат в нелинейности характеристики дуги, типовой ход которой показывает кривая на фиг. 2-20, б, а также в превышении потенциалом зажигания дуги $U_{a,з}$ напряжения ее горения Δu_a . Как видно из фиг. 2-20, б, кривая Δu_a содержит участок с отрицательным сопротивлением с прохождением через минимум в границах, лежащих примерно в диапазоне значений от 0,3 до 0,6—0,7 номи-

нального значения анодного тока. При зажигании одного из анодов и росте тока в нем напряжение между анодом и катодом этого прибора, а следовательно, и параллельно ему присоединенного уменьшается, в связи с чем второй анод не может зажечься до тех пор, пока напряжение на первом аноде Δu_{a1} не возрастет из-за сильно увеличившегося значения анодного тока настолько, что вновь сравняется с потенциалом зажигания дуги $U_{a,з}$, как это показывает пунктирная прямая, проведенная параллельно оси абсцисс на фиг. 2-20, б.

Для того чтобы добиться одновременного зажигания анодов и равномерного распределения тока между ними, их присоеди-



Фиг. 2-20. Анодный делитель.

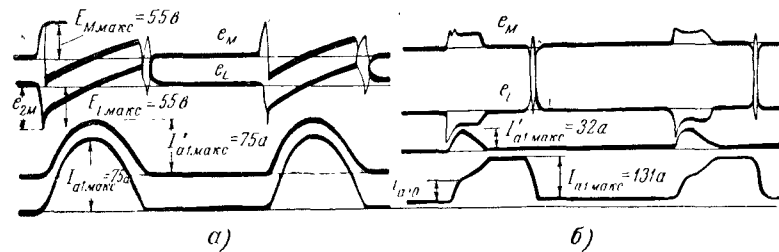
а — схема включения двух анодов без делителя; б — кривые характеристик дуги двух анодов; в — схема включения анодного делителя.

няют к вторичной обмотке трансформатора, как показано на фиг. 2-20, в, через так называемый анодный делитель, представляющий собой две катушки, связанные взаимной индуктивностью и расположенные на общем стальном сердечнике. Функции делителя сводятся к тому, чтобы за счет возникающей э. д. с. взаимной индукции при появлении тока в одном из анодов ввести добавочное положительное по знаку напряжение в цепь второго анода, форсирующее зажигание дуги на нем.

Появление такой э. д. с. иллюстрируют осциллограммы тока и напряжения, приведенные на фиг. 2-21, а, снятые при работе выпрямителя в режиме однополупериодного выпрямления [Л. 17]. Изменение во времени тока в первом аноде показывает нижняя осциллограмма на этой фигуре, а возникающую в секции делителя, связанной с этим анодом, э. д. с. самоиндукции показывает вторая сверху осциллограмма на этой фигуре. Появление положительной по знаку э. д. с. от взаимной индукции во втором аноде, в котором задержалось зажигание дуги, показывает верхняя осциллограмма, а ток во втором аноде — вторая снизу осциллограмма. После зажигания дуги на втором аноде и появления в его цепи тока положительная по знаку э. д. с. взаимной индукции

уравновешивается в секции делителя отрицательной э. д. с. самоиндукции.

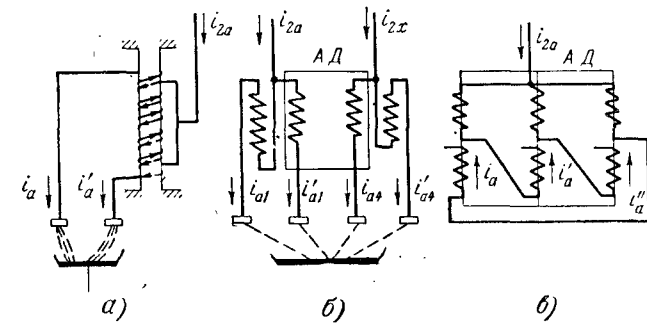
Кроме создания условий для зажигания дуги в параллельном аноде, анодный делитель должен способствовать выравниванию токов в анодных цепях, если имеются причины к их разной величине и скорости их нарастания. Такими причинами могут явиться неодинаковые падения напряжения в дуге (как это показано пунктиром на фиг. 2-20,б) вследствие неодинаковых размеров разрядных промежутков, различных плотностей пара и т. д. Спо-



Фиг. 2-21. Осциллограммы, характеризующие работу анодного делителя.

собность к выравниванию токов анодный делитель сохраняет, если в процессе нарастания анодного тока (в период его коммутации) магнитная система делителя не насыщается уже при небольшой разнице в анодных токах. При насыщении способность к выравниванию токов почти прекращается, так как э. д. с. взаимной индукции либо спадает к нулю, либо имеет столь малое положительное значение, что оно уже недостаточно для компенсации повышенного падения напряжения в аноде с малым током. С прекращением действия делителя разница в анодных токах не только сохраняется, но нередко вновь начинает нарастать, что приводит к полной разгрузке анода с малым током и перегрузке анода с большим током. Такой именно режим иллюстрируют осциллограммы, приведенные на фиг. 2-21,б, снятые при работе выпрямителя в трехфазном режиме. Здесь токи i_{a1} и $i_{a1'}$ после вступления в работу анода a_1' нарастают неодинаково в силу (измеренной при проведении опытов) разной величины падения напряжения в дуге ΔU_a у обоих анодов (вентилей). Когда разность анодных токов при значении $i_{a1} = i_{a1'}$ достигла такого значения, что магнитная система анодного делителя перешла в режим насыщения, положительное значение e_M (верхняя осциллограмма) снизилось настолько, что она уже оказалась не в состоянии компенсировать большее значение $\Delta U_a'$ анода a_1' .

Поэтому ток в этом аноде пошел на убыль до нуля, а ток i_{a1} в аноде a_1 продолжал нарастать до значения $i_{a1} = I_{a1, макс} = 131 \text{ а}$. Если бы магнитная система анодного делителя не насытилась так быстро, то анодный делитель оказался бы в состоянии выполнять и свои функции выравнивания анодных токов. При проектировании анодных делителей (выборе числа их витков и сечения стали их сердечников) нужно поэтому учитывать и необходимость получения достаточной величины

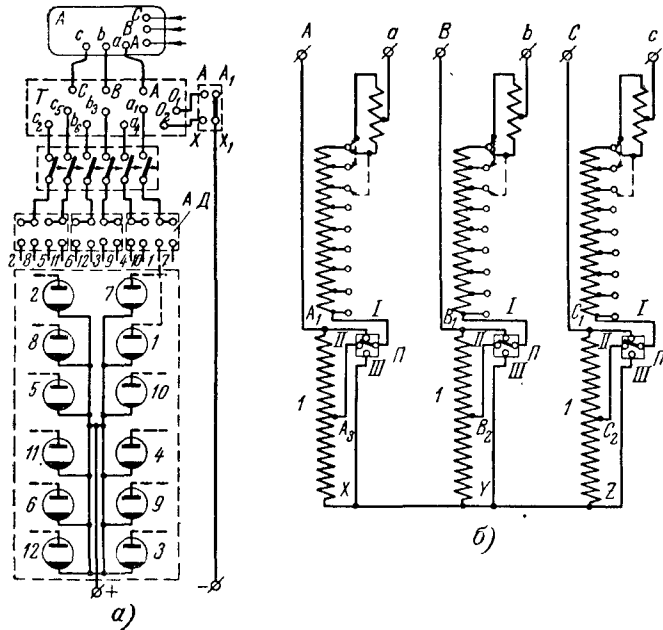


Фиг. 2-22. Схемы анодных делителей.

и крутизны нарастания e_M и сохранения e_M на достаточном уровне, если после зажигания анода устанавливается некоторая неравномерность в распределении анодных токов, что достигается расчетом магнитной системы при значениях индукции, лежащих заметно ниже колена насыщения в кривой намагничивания. Методика расчета анодных дросселей дана в работе Н. М. Масленникова [Л. 17].

При конструктивном выполнении анодных делителей наряду с выполнением указанных выше требований должно выполняться еще одно важное условие, сводящееся к полной компенсации при одинаковых анодных токах н. с. в обмотках, расположенных на каждом из стержней сердечника, и к минимально достижимому собственному потоку рассеяния обмоток делителя. Компенсация н. с. достигается при расположении обеих обмоток (секций) делителя на одном стержне. Минимум собственного потока рассеяния достигается либо путем совместной спиральной намотки обмоток, как на фиг. 2-22,а, либо секционированием обмоток и расположением секций одна над другой. К соединенным между собой концам обмоток двух секций присоединяется вывод вторичной обмотки трансформатора, а к свободным концам обмоток делителя присоединяются параллельно работающие аноды (вентили). Конструируются анодные делители обычно двухстержневые.

выми, как на фиг. 2-22,б, и тогда через каждый делитель питаются четыре вентиля от двух вторичных фаз (сдвинутых между собой на 180°). При всех конструктивных исполнениях появление постоянной составляющей потока исключается. В тех случаях, когда от каждой фазы питаются три параллельных анода (как при 18 анодных вентилях, изготавливаемых немецкой фирмой Сименс), обмотки трехстержневых анодных делителей, как показано на фиг. 2-22,в, соединяются в зигзаг.



Фиг. 2-23. Схема питания выпрямителя завода «Уралэлектроаппарат» (а) и схема регулировочного автотрансформатора (б).

Полная схема соединения 12-вентильного выпрямителя, серийно выпускаемого заводом «Уралэлектроаппарат» (тип РМНВ-500×12), приведена на фиг. 2-23,а. Выпрямитель питается от шестифазного трансформатора Т, присоединенного к сети переменного тока через регулировочный автотрансформатор А (тип АТМН-10000/10), позволяющий производить регулирование напряжения, подводимого к трансформатору, а тем самым изменять и выпрямленное напряжение.

Полная схема автотрансформатора приведена на фиг. 2-23,б. Здесь в каждую из фаз входит по две обмотки: а) нижняя — возбуждающая, создающая магнитный поток в системе автотрансформатора, и б) верхняя — регулировочная, имеющая 17 регулировочных ступеней. Обмотки возбуждения всех трех

фаз питаются непосредственно от сети через зажимы А, В и С и имеют один промежуточный вывод, позволяющий уменьшить вдвое напряжение на трансформаторе. Регулировка производится перемещением при помощи серводвигателя подвижных щеток, между которыми включен реактор, ограничивающий в период переключения ток короткого замыкания в короткозамкнутых секциях автотрансформатора. Для того чтобы при помощи автотрансформатора можно было получать разные по уровню напряжения, в схеме предусмотрен трехпозиционный переключатель, которым пользуются, когда выпрямитель отключен от цепи нагрузки.

При установке переключателя П в положение I автотрансформатор работает как повышающий, позволяя повысить напряжение на 35% от номинала. При установке переключателя П в положение II напряжение понижается вдвое от номинала. В положении III автотрансформатор становится понижающим и дает на выходе напряжение, требующееся для формовки вентиляей.

2-11. 12-ФАЗНЫЕ СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ ТОКА

Когда мощность, потребляемая выпрямителями из сети переменного тока, составляет существенную долю от общей мощности, передаваемой в эту сеть генерирующими установками (что характерно для электролизных производств и подстанций на электрифицированных магистральных железных дорогах), влияние пятой и седьмой гармонических, входящих в кривые первичного тока при шестифазном выпрямлении (как это будет показано в § 2-14), относительно велико и это отягощает режим работы генераторов. Такое отягощение сводится не только к увеличению нагрева обмоток статора, но и к дополнительному и часто очень сильному нагреву ротора и крепежных деталей наводимыми в них вихревыми токами. Особенно заметно сказывается влияние гармонических, когда в линиях, через которые питаются преобразовательные установки, возникают резонансные явления. В связи с указанными обстоятельствами уже с первого периода выхода в жизнь выпрямительных установок большой мощности начали уделять внимание вопросам создания и введения в эксплуатацию 12-фазных схем выпрямления тока. Был разработан ряд схем, однако немногие из них получили применение на практике.

Предложенные схемы могут быть с известными допущениями разбиты на две классификационные группы: 1) собственно 12-фазные схемы и 2) эквивалентные 12-фазные схемы. В собственно 12-фазных схемах выпрямитель питается от одного либо от двух электрически связанных между собой трансформаторов, представляющих собой единое целое. При эквивалентных 12-фазных схемах выпрямитель состоит из двух идентичных шестифазных си-

стем, каждая из которых может работать, когда в этом есть необходимость, и отдельно. Отличаются шестифазные системы между собой только тем, что первичная обмотка в одной из систем соединена в звезду, а в другой — в треугольник.

Раньше применялись преимущественно собственно 12-фазные схемы, а в последние годы они уступили свое место эквивалентным схемам в силу более простого конструктивного выполнения трансформаторов для последних и больших удобств в эксплуатации. Мы рассмотрим здесь вначале один из типовых вариантов собственно 12-фазной схемы, а затем перейдем к рассмотрению эквивалентной схемы с вторичными звездами и уравнительными реакторами, широко применяемой в мощных преобразовательных установках на средние напряжения, и к эквивалентной схеме с двумя последовательно соединенными трехфазными мостами, получающей применение в преобразовательных установках для передачи энергии постоянным током высокого напряжения на большие расстояния.

а) Собственно 12-фазная схема с вторичными зигзагами и тремя уравнительными реакторами

Так как создание собственно 12-фазных схем путем соединения вторичных обмоток в 12-фазный зигзаг привело бы к очень плохому использованию обмоток трансформатора из-за малой продолжительности в них анодных токов (см. кривую на фиг. 2-2,б), варианты собственно 12-фазных схем базируются в большинстве случаев на сочетании трех- либо четырехфазных вторичных систем, связанных между собой через уравнительные реакторы, с целью увеличения продолжительности в них анодных, а тем самым и вторичных токов. Один из вариантов такой системы, который раньше фирма Дженерал Электрик Компани выпускала как нормальный и по которому построены преобразовательные подстанции на Chemin de fer du Midi во Франции, приведен на фиг. 2-24,а. Топографическое изображение схемы дано на фиг. 2-24,б. Здесь две шестифазные системы с уравнительным реактором сдвинуты между собой по фазе на 30°. Такой сдвиг достигается соединением обмоток трехфазных систем в неравноплечные зигзаги, при которых векторы вторичных напряжений в одной шестифазной системе оказываются сдвинутыми на 15° в сторону опережения, а в другой — на 15° в сторону отставания по отношению к векторам первичных напряжений. Для получения 15°-сдвига отношение чисел витков в секциях (плечах) зигзага выбирается равным отношению напряжений, т. е. удовлетворяющим следующей пропорции:

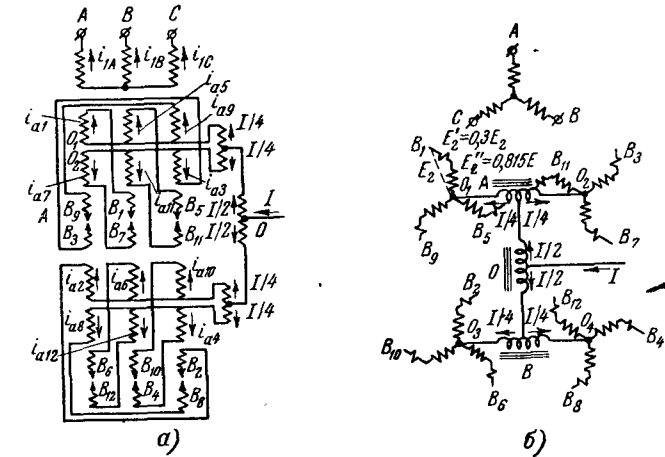
$$\frac{E_1}{\sin 120^\circ} = \frac{E'_2}{\sin 15^\circ} = \frac{E''_2}{\sin 45^\circ} \quad (2-129)$$

Угол 120° между внешней и внутренней секциями зигзага соответствует здесь междуфазовому углу сдвига в трехфазной системе. Из пропорции получаем:

$$E'_2 = 0,3E_2; \quad (2-130)$$

$$E''_2 = 0,815E_2. \quad (2-131)$$

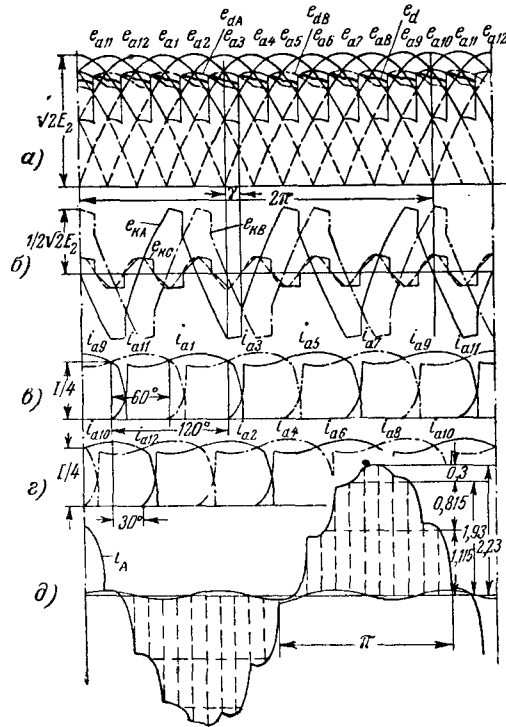
Это отношение напряжений и указано на схеме фиг. 2-24,б. Нанесенные на фиг. 2-25,а диаграммы анодных напряжений в обеих шестифазных системах обозначены так же, как и со-



Фиг. 2-24. 12-фазная схема выпрямления с тремя уравнительными реакторами.

ответствующие им концы обмоток на фиг. 2-24,б. Создаваемый верхушками синусоид период повторяемости, равный 30°, характерен и для других 12-фазных схем. Кривая выпрямленного напряжения e_d в 12-фазной системе получается здесь в результате выравнивания при помощи общего уравнительного реактора O мгновенных значений напряжений в шестифазных системах, кривые которых e_{dA} и e_{dB} также построены на фиг. 2-25,а. Эти кривые формируются из фазовых напряжений при помощи индивидуальных реакторов A и B , так же как и в автономных шестифазных схемах с уравнительным реактором (§ 2-8), B кривых выпрямленного напряжения e_{dA} , e_{dB} и e_d (фиг. 2-25,б), так же как и в кривых напряжений, воспринимаемых отдельными реакторами $e_{кА}$, $e_{кВ}$ и $e_{кО}$ (фиг. 2-25,б), учтены коммутационные участки. Кривую напряжения $e_{кО}$ на общем реакторе O дает разность ординат кривых напряжений

$e_{кА}$ и $e_{кВ}$, даваемых индивидуальными реакторами. Так как при действии индивидуального реактора максимум кривой выпрямленного напряжения в шестифазной схеме снижается до $\sqrt{2} E_2 \cos 30^\circ$, а при переходе к 12-фазной схеме напряжение еще раз уменьшается пропорционально $\cos 30^\circ$, то действующее



Фиг. 2-25. Линейные диаграммы схемы фиг. 2-24.

шее значение эквивалентной синусоиды, по которой может быть учтено напряжение на общем реакторе C , равно:

$$U_{кC} = E_2 (\cos 30^\circ - \cos^2 30^\circ) = 0,116 E_2. \quad (2-132)$$

Напряжение на реакторе меняется с шестикратной частотой. Расчетная мощность общего реактора при учете того, что через секции общего реактора проходит ток $I_{кO} = 0,5 I_d$, равна:

$$S_{кO} = 0,116 E_2 \cdot 0,5 I_d = 0,058 E_2 I_d. \quad (2-133)$$

Индивидуальные реакторы воспринимают такое же напряжение, что и в шестифазных схемах, но здесь секции их про-

пускают токи $I_{кА} = I_{кВ} = 0,25 I_d$. Поэтому их расчетные мощности

$$S_{кА} = S_{кВ} = 0,5 E_2 \cdot 0,25 I_d = 0,125 E_2 I_d. \quad (2-134)$$

При расчете на повышенные частоты расчетные мощности реакторов уменьшаются. Определим теперь расчетную мощность трансформатора в рассматриваемой схеме. Действующие значения вторичных (анодных) токов, кривые которых построены для системы A на фиг. 2-25,б, а для системы B на фиг. 2-25,г при неучете участков коммутации, равны:

$$I_2 = \frac{I_d}{4\sqrt{3}} = 0,144 I_d. \quad (2-135)$$

Расчетная мощность вторичных обмоток получается в результате суммирования расчетных мощностей всех ветвей зигзага. Это дает:

$$S_2 = 4 \cdot 3 \frac{E_{d0}}{1,17} (0,3 + 0,815) \frac{I_d}{4\sqrt{3}} = 1,65 P_d. \quad (2-136)$$

Кривая первичного тока, приведенная на фиг. 2-25,д, может быть построена по отдельным составляющим, соответствующим прохождению токов в отдельных секциях вторичных зигзагов, и с учетом разных значений частных коэффициентов трансформации у них. Много проще это может быть сделано при помощи общей формулы, выводимой в следующем параграфе, связывающей первичные и вторичные токи между собой, а также первичный ток с выпрямленным. Учитывая такую связь, получаем:

$$I_1 = 0,395 \frac{1}{k} I_d. \quad (2-137)$$

Расчетная мощность первичных обмоток

$$S_1 = 3 U_1 I_1 = \frac{3 E_{d0}}{1,17} k \cdot \frac{0,395 I_d}{k} = 1,01 P_d. \quad (2-138)$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора

$$S_m = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,33 P_d. \quad (2-139)$$

Относительный коэффициент наклона A начального участка внешней характеристики пока во внекоммутационный период пропускают ток четыре вентиля, а в период коммутации — пять вентилях в 2 раза меньше, чем в шестифазной схеме с уравнительным реактором.

Такие же примерно соотношения для токов и напряжений дают и другие варианты собственно 12-фазных схем выпрямления тока. Несмотря на относительно благоприятные показатели

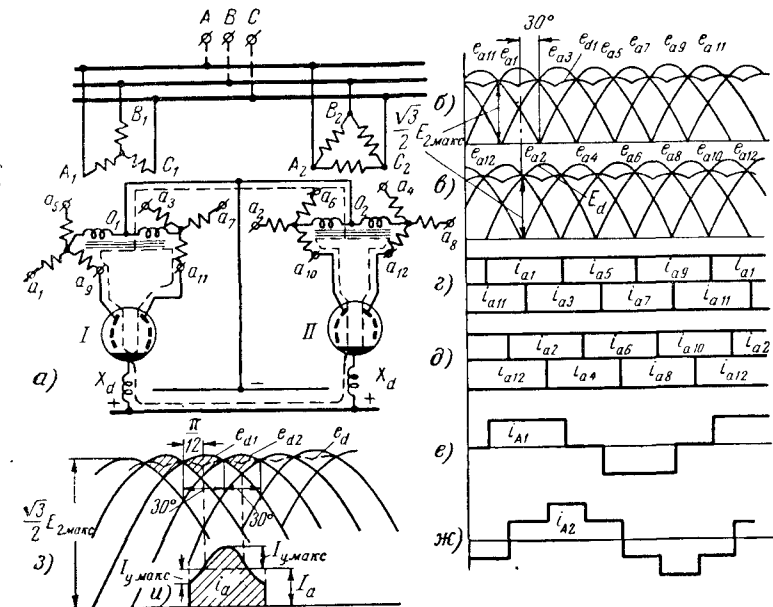
по расчетной мощности трансформаторов и реакторов, а также малый наклон начального участка внешней характеристики, такие схемы, у которых используется общий трансформатор, из производства больше не выпускаются или выпускаются крайне редко. Главной причиной этого являются конструктивные трудности, возникающие при выполнении трансформатора. Здесь на каждом из стержней размещено по восемь вторичных секций, они должны быть изолированы между собой на полное междуфазное напряжение и расположение их на стержнях должно одновременно удовлетворять следующим требованиям: а) повышенной электродинамической прочности, предъявляемой ко всем выпрямительным трансформаторам; б) симметрии в расположении вторичных обмоток по отношению к первичным с целью получения одинаковых и при том не очень больших индуктивных сопротивлений во всех фазах трансформатора; в) ограничения добавочных потерь в обмотках и т. д. Некоторое упрощение конструкции трансформаторов достигается при выполнении собственно 12-фазных схем на двух трансформаторах, как это было предложено германской фирмой АЕГ (схемы Кремера). В этих схемах первичные обмотки одного трансформатора, так же как и в эквивалентных схемах, соединены в звезду и треугольник, но здесь они связаны последовательно, что требует дополнительных выводов на высоком напряжении. Это приводит к удорожанию трансформаторов и повышению их общего веса при замене одного трансформатора двумя на ту же мощность. Наиболее простое конструктивное решение в отношении трансформатора и других электромагнитных элементов дают эквивалентные 12-фазные системы, рассматриваемые в пп. «б» и «в» настоящего параграфа.

б) Эквивалентная 12-фазная схема с вторичными звездами и двумя уравнительными реакторами

В установках большой мощности из 12-фазных схем наибольшее распространение получила эквивалентная схема, топологически изображенная на фиг. 2-26,а. Она состоит из двух шестифазных схем с уравнительным реактором, каждая из которых выполнена на отдельном трансформаторе. Первичные обмотки одного из трансформаторов соединены в звезду, а другого — в треугольник. Этим достигается 30-градусный сдвиг шестифазных систем между собой, что приводит к эквивалентному 12-фазному режиму.

На стороне постоянного тока оба шестифазных выпрямителя соединены параллельно и поэтому любой из них в необходимых случаях может работать и как автономный шестифазный выпрямитель. Кривые фазных напряжений и выпрямленного напряжения построены для каждой из шестифазных схем на фиг. 2-26,б и в. При наложении их друг на друга, что сделано для неболь-

ших участков на фиг. 2-26,з, мы получаем проведенную пунктиром кривую e_d как среднюю между кривыми e_{d1} и e_{d2} . Период повторения такой кривой, так же как у всех 12-фазных схем, равен 30° . Низший порядок, который имеют здесь гармонические, равен 12. Усреднение кривых e_{d1} и e_{d2} до e_d происходит здесь благодаря тому, что под действием разности мгновенных



Фиг. 2-26. Выпрямление при помощи эквивалентной 12-фазной схемы с двумя уравнительными реакторами.

а — схема; б—ж — линейные диаграммы; з — линейная диаграмма уравнительного напряжения и тока.

значений-напряжений e_{d1} и e_{d2} (характеризуемых на фиг. 2-26,з ординатами заштрихованных площадок) через работающие аноды проходит по пути, отмеченному на фиг. 2-26,а пунктиром, уравнительный (циркуляционный) ток, повышающий напряжение в одной шестифазной схеме в такой же мере, в какой он понижает в другой.

В связи с тем, что выпрямитель в целом питается от общей линии переменного тока, режим работы одной шестифазной системы в общем случае зависит от другой, поскольку их связывает индуктивное падение напряжения в линии. В тех, однако, системах, где генерируемая мощность достаточно велика, можно пренебречь падением напряжения в линии и считать, что напряжение на входе преобразователя остается величиной неизменной.

При режиме нормальных нагрузок, который мы здесь только и рассматриваем, такое предположение вполне допустимо.

В гл. 6, где изучаются режимы работы схем в полном диапазоне их нагрузок вплоть до коротких замыканий, рассматривается и влияние линейной индуктивности на режим работы схемы в целом. Связь между шестифазными системами выпрямления на стороне постоянного тока существует в рассматриваемой схеме благодаря уравнительному (циркуляционному) току. Пока максимальное значение этого тока меньше, чем среднее максимальное значение анодного тока, можно при определении результирующего тока пользоваться методом наложения и рассматривать анодные токи вначале без уравнительного тока, а затем внести поправку и на уравнительный ток. Исходя из такого именно порядка определения токов, на фиг. 2-26,г и д для каждой из шестифазных систем построены кривые анодных токов при пренебрежении их коммутационными участками. Порядковый номер индексов у токов соответствует их порядковому номеру у анодов, как это видно из фиг. 2-26,а.

По кривым анодных токов построены на фиг. 2-26,е кривая первичного (она же и линейного) тока в фазе А звезды, а на фиг. 2-25,ж кривая линейного тока в проводе, присоединенном к зажиму А треугольника. Суммируя токи, мы получаем такую же кривую линейного тока, как и на фиг. 2-25,д. В нее не входят гармонические 5-го и 7-го порядков, так как отсутствуют шестые гармонические в кривой выпрямленного напряжения. О возникновении, как общее правило, в кривых первичного тока только тех гармонических, которые являются соседними по отношению к гармоническим в кривой выпрямленного напряжения, говорилось в § 1-9 по отношению к двухфазным схемам, а для *m*-фазных схем это обобщено в § 2-15. Исключение пятой и седьмой гармонических из кривой первичного тока приводит к тому, что наименьшими по порядку являются гармонические 11-го и 13-го порядка кратности, которые (как будет показано в § 2-15), в 2 раза меньше, чем пятая и седьмая гармонические. Исключение шестой гармонической из кривой выпрямленного напряжения имеет также существенное значение особенно при питании через выпрямители электролизных ванн, так как при этом повышается коэффициент выхода продукции по току.

Определим теперь величину уравнительного (циркуляционного) тока, накладывающегося на среднее максимальное значение тока, как это видно из диаграммы, приведенной на фиг. 2-26,и. Под среднее максимальным мы понимаем значение тока, усредненное только к периоду работы анода без коммутационного участка. Напряжение, вызывающее уравнительный ток, определяется, как это видно из заштрихованных на фиг. 2-26,з площадок, разностью мгновенных значений напряжений

$$\Delta e_d = e_{d1} - e_{d2}. \quad (2-140)$$

За один период повторяемости, когда напряжение e_{d1} превышает e_{d2} , уравнительный ток, как это видно из фиг. 2-26,и, возрастает до своего положительного максимума. В следующий период повторяемости, когда e_{d1} меньше, чем e_{d2} , уравнительный ток вновь снижается от своего максимума до минимума. При отсчете текущего угла ϑ от максимума кривой e_{d1} , как показано на фиг. 2-26,и, напряжения

$$e_{d1} = \frac{\sqrt{3}}{2} E_{2m} \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{12}\right) \quad (2-141)$$

и

$$e_{d2} = \frac{\sqrt{3}}{2} E_{2m} \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{12}\right). \quad (2-142)$$

Подставляя (2-141) и (2-142) в (2-140), находим, что в первый период повторяемости

$$e_d = e_{d1} - e_{d2} = \frac{\sqrt{3}}{2} E_{2m} \left[\cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{12}\right) - \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{12}\right) \right] = 0,634 E_2 \sin \vartheta. \quad (2-143)$$

Во второй период при соответствующем переносе начала отсчета напряжение Δe_d лишь меняет свой знак. За полный период кривая определяется кусочно-синусоидальной функцией. Основной гармонической в ней является шестая, амплитуда напряжения которой равна:

$$E_{6 \text{ макс}} = \frac{24}{\pi} 0,634 E_2 \int_0^{\frac{\pi}{12}} \sin \vartheta \cdot \sin 6\vartheta d\vartheta = 0,133 E_2. \quad (2-144)$$

Сопrotивление в контуре, по которому проходит уравнительный ток, как видно из пути для тока, указанного пунктиром на фиг. 2-26,а, равно:

$$X_y = 2X_d + 2 \frac{X_a}{2} = 2X_d + X_a, \quad (2-145)$$

где X_d — индуктивное сопротивление катодного реактора.

Сопrotивление обмоток уравнительного реактора при этом не учитывается, так как токи через него проходят во встречном направлении. В связи с одновременным прохождением уравнительного тока через два параллельно работающих анода в пределах каждой шестифазной системы максимальное значение уравнительного тока в одном из анодов

$$I_{y, \text{ макс}} = \frac{0,133 E_2}{2X_d + X_a}. \quad (2-146)$$

Когда катодных реакторов в схеме нет, то максимум тока

$$I_{y. макс} = \frac{0,133E_2}{X_a} = 0,133 \frac{k^2 U_1}{X_{1k} k} = \frac{0,133 k U_1}{X_{1k}} \quad (2-147)$$

Подставляя из (2-45) значение

$$X_{1k} = \frac{u_{к\%}}{100} \cdot \frac{U_1}{I_1}$$

и из (2-135) значение

$$I_1 = \frac{1}{k} \cdot \frac{I_d}{4\sqrt{3}} = \frac{1}{k} \cdot \frac{I_{a макс}}{\sqrt{3}}, \quad (2-148)$$

где $I_{a макс}$ — среднемаксимальное значение анодного тока, мы получаем:

$$I_{y. макс} = 0,087 \frac{100}{u_{к\%}} I_{a макс} \quad (2-149)$$

Так, при $u_{к\%} = 10\%$ амплитуда уравнительного тока достигает 87% от среднемаксимального значения анодного тока. Эта совершенно недопустимо, так как при снижении нагрузки до 0,87 ее нормальной величины приводит к тому, что минимум анодного тока падает до нуля, так как уравнительный ток по величине не меняется, и при дальнейшем снижении нагрузки режим по току делается прерывистым. При наличии катодного реактора максимум уравнительного тока снижается до

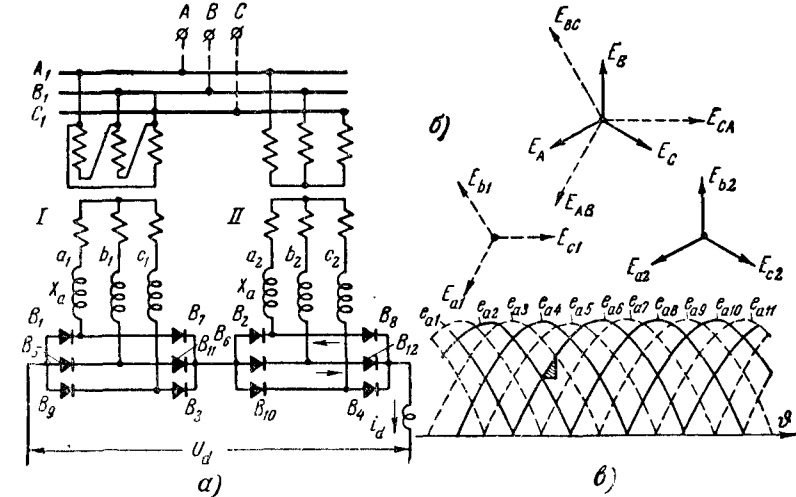
$$I_{y. макс} = 0,087 \frac{X_a}{2X_d + X_a} \cdot \frac{100}{u_{к\%}} I_{a макс} \quad (2-150)$$

В этом случае при выборе даже $X_d = 10X_a$, что легко достижимо, максимум уравнительного тока при $u_{к\%} = 10\%$ снижается до 4%, а практически еще больше, так как при расчете нами не учитывалась дополнительная индуктивность, вносимая шинами и соединительными проводами. Сказанное подчеркивает важность включения катодных реакторов (либо третьего уравнительного реактора, как на фиг. 2-24,а) в шести-фазные системы, входящие в эквивалентную 12-фазную схему. Это в первую очередь относится к тяговым установкам, где колеблющийся ток нагрузки бывает периодически очень мал.

в) 12-фазная схема с двумя трехфазными мостами

Эквивалентный 12-фазный режим при использовании мостовых схем может быть получен как при параллельном, так и при последовательном включении мостов на стороне постоянного тока. В установках с высокими напряжениями, с которыми мы, например, встречаемся в системах передачи энергии постоянным

током на далекие расстояния, мосты, как показано на фиг. 2-27,а, соединяются последовательно. Поэтому напряжение на выходе устновки суммируется из напряжений, которые дают отдельные мосты при их автономной работе. Для получения сдвига в 30° между пульсациями в кривых выпрямленных напряжений, даваемых отдельными мостами, соединение в звезду может быть здесь заменено соединением в треугольник первичных либо вторичных



Фиг. 2-27. Выпрямление при помощи эквивалентной 12-фазной схемы с двумя трехфазными мостами.

а — схема; б — векторные диаграммы э. д. с.; в — линейная диаграмма напряжений.

обмоток. Векторные диаграммы напряжений в системах при соединении первичных обмоток в треугольник в левой мостовой схеме (I) приведены на фиг. 2-27,б. В верхней диаграмме приведены как векторы линейных напряжений (построенные пунктирными линиями), так и векторы фазовых напряжений (напряженные сплошными линиями), построенные сплошными линиями. По первичным линейным напряжениям построена трехфазная векторная диаграмма вторичных напряжений в мостовой схеме I, а по первичным фазовым напряжениям построена диаграмма векторных напряжений в мостовой схеме II. В соответствии с чередованием вторичных векторов во времени им соответствуют построенные на фиг. 2-27,в линейные диаграммы напряжений, причем здесь отложены выше оси абсцисс как положительные, так и отрицательные значения фазовых напряжений. Сплошные кривые относятся к мостовой схеме I, а пунктирные — к мостовой схеме II. Построенная 12-фазная диаграмма напряжений показывает очередность вступления в работу вентиля в мостах, в соответствии с чем и сделана разметка индексов у вентиля.

В левый мост входят при такой разметке все нечетные вентили, а в правый — четные вентили. Продолжительность работы каждого из вентилях здесь такая же, как и в автономно работающей трехфазной мостовой схеме, до тех пор пока угол коммутации γ лежит в границах от 0 до 30° .

После 30° продолжительность анодных (вентильных) токов зависит от того, в какой степени связан режим работ мостов через индуктивность питающей линии. Так как здесь (так же как и при анализе других схем в первых пяти главах книги) мы ограничиваемся рассмотрением режима работы схемы только в границах, когда в коммутации тока участвует не более двух анодов, в таком режиме коммутационные периоды двух систем еще не накладываются и поэтому можно не учитывать отдельно индуктивность линии, а присоединить ее к суммарной индуктивности обмоток трансформатора, представленных в схеме анодными сопротивлениями X_a . Пока угол γ не превышает 30° , во внекоммутационный период одновременно пропускают ток четыре вентиля: по два в каждом из мостов. В период коммутации ток пропускают пять вентилях, из которых непосредственно коммутируют ток два вентиля. В одном из них ток убывает до нуля, а в другом возрастает от нуля до полной его величины.

Падение напряжения в фазе трансформатора, вступающей в работу, и тем самым в выпрямленном напряжении характеризуется коммутационной площадкой, заштрихованной на фиг. 2-27, в. При таком режиме работы мостов все соотношения, полученные в § 2-4 для автономной работы мостов, применимы для мостов, входящих в эквивалентную 12-фазную схему. В частности, среднее значение выпрямленного напряжения дают (2-70) и (2-74). Выходное напряжение равно здесь двойному значению напряжения на одном из мостов. Угол коммутации γ определяет (2-68), а падение напряжения при полной нагрузке дает (2-69). В величину X_a , входящую в последнюю формулу и представленную, как и ранее, анодными сопротивлениями, должны быть включены, как выше уже указывалось, не только индуктивные сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора, но и удвоенное значение индуктивного сопротивления питающей линии в тех случаях, когда мощность сети нельзя рассматривать как бесконечную. Двойное значение индуктивного сопротивления линии вводится при расчете на один мост, потому что через линию проходит суммарный ток от обоих мостов.

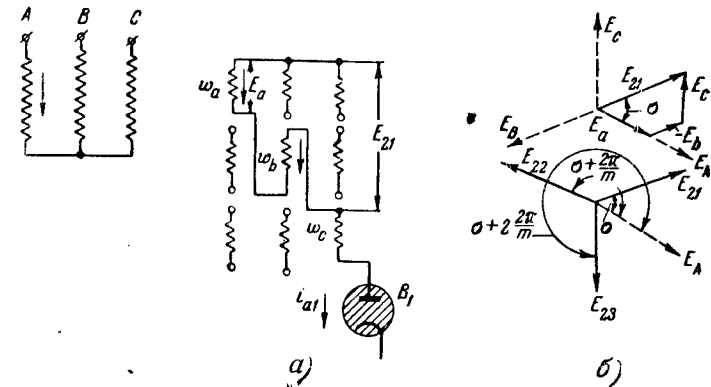
Анализ режима схемы в полном диапазоне ее нагрузок вплоть до коротких замыканий рассматривается в гл. 6.

2-12. ОБЩАЯ ЗАВИСИМОСТЬ ПЕРВИЧНОГО ТОКА ОТ ВТОРИЧНОГО И ВЫПРЯМЛЕННОГО ТОКОВ

Для каждой из рассмотренных в настоящей главе схем выпрямления тока были установлены числовые коэффициенты, свя-

зывающие первичный ток с выпрямленным. М. А. Чернышев [Л. 18] показал, что в системах выпрямления трехфазного тока может быть получена общая формула, связывающая первичный ток с вторичным, а также первичный ток с выпрямленным. Из последней все найденные выше коэффициенты могут быть получены как частные случаи.

Вывод формул мы проведем применительно к заведомо усложненной схеме выпрямления трехфазного тока, приведенной на фиг. 2-28, а. На каждом стержне трансформатора



Фиг. 2-28. К выводу зависимости первичного тока от анодного.

расположено здесь по три секции вторичных обмоток. В каждую из вторичных фаз входят по три секции, из которых секции ω_a и ω_c соединены согласованно, а секция ω_b включена встречно (на схеме показано соединение только одной из вторичных фаз и один из трех входящих в выпрямительную группу вентилях). Пунктирными стрелками на фиг. 2-28, б нанесены векторы первичных напряжений, а сплошные стрелки иллюстрируют нахождение вектора вторичного напряжения по векторам частных напряжений, наводимых в отдельных секциях обмоток, входящих в рассматриваемую фазу.

Аналитическую зависимость мы будем устанавливать для трех, а не m -фазной симметричной системы вторичных напряжений, в которой векторы сдвинуты между собой на угол $2\pi/m$.

Частичным напряжениям в обмотках ω_a , ω_b и ω_c соответствуют векторы E_a , E_b и E_c , величины которых пропорциональны числам витков в соответствующих обмотках. Результирующий вектор вторичного напряжения E_{21} сдвинут по отношению к вектору первичного напряжения E_A в фазе A , ток в которой мы определяем, на угол σ .

Векторы вторичных напряжений в других фазах, образующих между собой симметричную m -фазную звезду, сдвинуты по отношению к вектору E_A , как показывает диаграмма на фиг. 2-28,б, на углы $\sigma + \frac{2\pi}{m}$, $\sigma + 2\frac{2\pi}{m}$, $\sigma + 3\frac{2\pi}{m}$, ... (фигура для упрощения построена для $m=3$).

В период горения вентиля (анода) B_1 , связанного со свободным концом обмотки w_c , по всем обмоткам, входящим в состав данной вторичной цепи, проходит ток i_{a1} .

Согласно (2-14) — (2-19) ток в первичной фазе A определяется в этом случае из следующего баланса н. с.:

$$i_{1A} \omega_A = \frac{2}{3} i_{a1} \omega_a - \frac{1}{3} i_{a1} \omega_b - \frac{1}{3} i_{a1} \omega_c, \quad (2-151)$$

из которого следует, что

$$i_{1A} = \frac{2}{3} i_{a1} \frac{\omega_a - 0,5\omega_b - 0,5\omega_c}{\omega_A}. \quad (2-152)$$

Для связи с напряжением умножим и разделим правую часть равенства (2-152) на отношение

$$\frac{E_A}{E_2} = k, \quad (2-153)$$

где k — полный коэффициент трансформации.

Это приводит к равенству

$$i_{1A} = \frac{2}{3} i_{a1} \frac{1}{k} \cdot \frac{1}{E_2} \left(\frac{E_A}{\omega_A} \omega_a - 0,5 \frac{E_A}{\omega_A} \omega_b - 0,5 \frac{E_A}{\omega_A} \omega_c \right). \quad (2-154)$$

Отношение E_A/ω_A , входящее во все слагаемые в скобках, определяет собой напряжение, наводимое главным потоком в одном витке обмотки, а слагаемые $\frac{E_A}{\omega_A} \omega_a$, $\frac{E_A}{\omega_A} \omega_b$ и $\frac{E_A}{\omega_A} \omega_c$ дают в этом случае частичные напряжения, наводимые в секциях вторичных обмоток w_a , w_b и w_c . Численные коэффициенты в двух последних слагаемых равны косинусу угла 120° , на который векторы E_b и E_c сдвинуты по отношению к вектору E_A . Это значит, что слагаемые в скобке представляют собой проекции векторов частичных напряжений на направление вектора E_A . Так как сумма проекций на любую ось в незамкнутом векторном многоугольнике равна проекции замыкающей, то (2-154) можно переписать в таком виде:

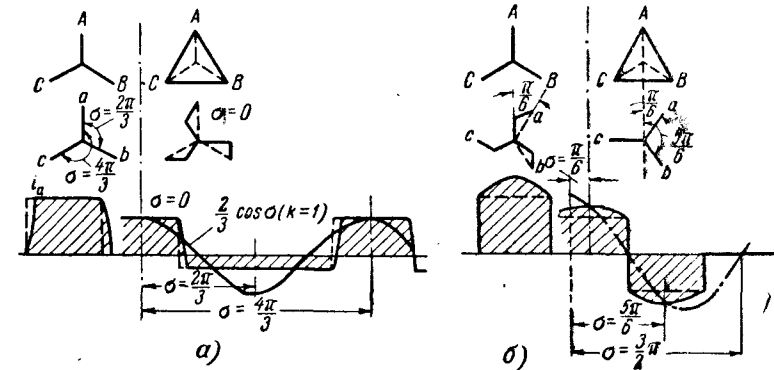
$$i_{1A} = \frac{2}{3} i_{a1} \frac{1}{k} \cdot \frac{E_2 \cos \sigma}{E_2} = \frac{2}{3} i_{a1} \frac{1}{k} \cos \sigma. \quad (2-155)$$

Токи в фазах B и C при горении вентиля B_1 соответственно равны:

$$i_{1B} = \frac{2}{3k} i_{a1} \cos(\sigma - 120^\circ); \quad (2-156)$$

$$i_{1C} = \frac{2}{3k} i_{a1} \cos(\sigma + 120^\circ). \quad (2-157)$$

При загорании дуги в следующих вентилях, пропускающих токи i_{a2} , i_{a3} и т. д., токи в фазах A , B и C определяются



Фиг. 2-29. Косинусоиды построения для двух типов трехфазных схем выпрямления.

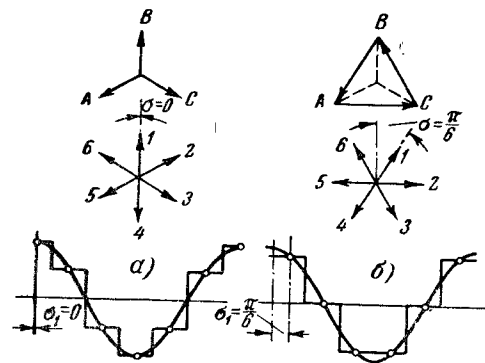
такими же уравнениями, но вместо тока i_{a1} входят токи i_{a2} , i_{a3} и т. д. с косинусами углов, соответствующих сдвигу их вторичных напряжений по отношению к вектору первичного напряжения фазы, в которой определяется ток.

Полученные равенства и выражают собой ту общую закономерность, которая существует между первичным и вторичными токами при любой схеме соединений вторичных обмоток, когда первичная обмотка соединена в звезду. Эта закономерность говорит о том, что первичный ток равен вторичному, умноженному на постоянный коэффициент и косинус угла сдвига между векторами вторичного и первичного напряжений.

При соединении первичной обмотки в треугольник установленная закономерность действительно для линейного тока, но при этом угол σ , а также коэффициент трансформации k определяются по отношению к фазам эквивалентной звезды, в которую преобразуется треугольник.

Построение кривой первичного тока облегчается, как это показано на фиг. 2-29, а и б, если предварительно нанести косинусоиду (называемую косинусоидой построения), у которой угол σ является аргументом, а амплитуда равна $2/3$ мгновенного

значения анодного тока в момент, определяемый углом π/m с начала горения анода. В этом случае середины участков ступенчатой кривой первичного тока совпадают с соответствующими точками на косинусоиде построения. Коэффициент трансформации k входит как масштабный коэффициент в построенную кривую первичного тока. На фиг. 2-29,а построена кривая первичного тока при заданной кривой анодного тока i_{a1} для двух трехфазных групп соединений: звезда — звезда и треугольник — зигзаг, у которых угол σ у одноименных фаз один и тот же ($\sigma=0$). На фиг. 2-29,б построена кривая тока для двух других идентичных (по углу σ) групп. Здесь $\sigma = \frac{\pi}{6}$. Существенно отметить, что установленная закономерность действительна при любой форме кривой анодного тока, следовательно, ей подчинено и изменение тока на участке коммутации, как на фиг. 2-29,а, так и изменения тока, обусловленные пульсациями, как на фиг. 2-29,б.



Фиг. 2-30. Косинусоиды построения для двух типов шестифазных схем выпрямления.

тока: звезда — шестифазная звезда и треугольник — шестифазная звезда. В первой схеме угол σ между одноименными фазами равен нулю, а во второй этот угол, учитываемый по отношению к эквивалентной звезде, равен $\pi/6$. Все другие возможные варианты соединения обмоток в шестифазных схемах относятся либо к одной из таких групп (в которой вектор первичной фазы совпадает с вектором одной из вторичных фаз), либо к другой группе (в которой вектор первичной фазы расположен посередине между векторами вторичных фаз). В более общем случае, когда одновременно работают n анодов, первичный ток может быть найден как сумма всех составляющих анодных токов:

$$i_{1A} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{k} \sum_{n=1}^n i_{an} \cos \sigma_n = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{k} \sum_{n=1}^n i_2 \cos \sigma_n. \quad (2-158)$$

Поэтому в схемах с уравнительными реакторами кривые первичных токов строят вначале для каждой самостоятельной вто-

ричной системы (звезды либо зигзага), а затем, суммируя ординаты найденных кривых, относящиеся к одному и тому же моменту, находят и результирующую кривую первичного тока. К мостовым схемам найденная закономерность непосредственно неприменима.

Найденные общие закономерности между вторичными и первичными токами позволяют установить общую формулу связи и между действующими значениями первичного тока и выпрямленным током при непосредственном соединении вторичных обмоток в m -фазную звезду либо m -фазный зигзаг. Определяя вначале действующее значение первичного тока через вторичный ток, мы на основании (2-158) имеем:

$$I_{1A} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{1A}^2 d\theta} = \frac{2}{3k} \sqrt{\frac{m}{2} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 d\theta} = \frac{\sqrt{2m}}{3k} I_2. \quad (2-159)$$

Коэффициент $\frac{m}{2}$ получаем при суммировании квадратов косинусов углов сдвига σ в симметричной системе векторов, получающейся при записи при помощи (2-158) первичного тока i_{1A} через вторичные токи i_2 , чередующиеся во времени со сдвигом на угол $\frac{2\pi}{m}$.

При прямоугольной форме кривой анодного тока (когда $\gamma=0$) связь между действующим значением первичного тока и выпрямленным I_d получаем, подставив в (2-159) значение I_2 из (2-55). Это дает:

$$I_{1A} = \frac{\sqrt{2}}{3k} I_d. \quad (2-160)$$

При соединении первичной обмотки в треугольник линейный ток больше фазового в $\sqrt{3}$ раз. Поэтому

$$I_A = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{1}{k} I_d. \quad (2-161)$$

Найденные зависимости являются общими для всех m -фазных систем, когда вторичные обмотки соединены в m -фазную звезду либо в m -фазный зигзаг при прямоугольно-ступенчатой форме кривой первичного тока.

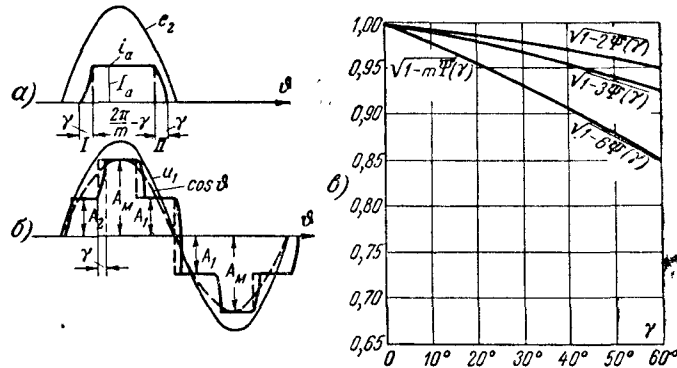
2-13. ВЛИЯНИЕ КОММУТАЦИИ НА ДЕЙСТВУЮЩИЕ ЗНАЧЕНИЯ ВТОРИЧНЫХ И ПЕРВИЧНЫХ ТОКОВ И ТИПОВУЮ МОЩНОСТЬ ТРАНСФОРМАТОРА

Действующие значения токов во вторичных и первичных обмотках трансформатора определялись в предыдущих параграфах, исходя из прямоугольной формы кривых анодных токов и

прямоугольно-ступенчатой кривой первичного тока, т. е. без учета коммутационных участков. Теперь выясним, в какой мере влияют на действующие значения токов участки коммутации. Такой анализ мы проведем применительно к полностью сглаженным кривым токов, что имеет место при $X_d = \infty$.

На кривой вторичного (анодного) тока на фиг. 2-31 обозначены три ее основных участка: коммутационные I и II , имеющие длительность γ , и внекоммутационный участок, имеющий длительность $\frac{2\pi}{m} - \gamma$. На участке I ток i_{aI} нарастает до I_a в соответствии (2-23) по косинусоиде. При учете (2-26) она может быть записана в следующем виде:

$$i_{aI} = I_a \frac{1 - \cos \vartheta}{1 - \cos \gamma} = I_a F(\vartheta, \gamma). \quad (2-162)$$



Фиг. 2-31. Изменение действующего значения первичного тока в зависимости от угла коммутации.

a — кривая анодного тока; b — кривая первичного тока; ϑ — характеристики коммутационной функции.

На втором участке ток i_a неизменен во времени и равен I_a . На третьем участке ток i_{aII} согласно (2-25) и (2-26) может быть записан в таком виде:

$$i_{aII} = I_a \left(1 - \frac{1 - \cos \vartheta}{1 - \cos \gamma}\right) = I_a [1 - F(\vartheta, \gamma)]. \quad (2-163)$$

Выражение $F(\vartheta, \gamma)$ в (2-162) и (2-163) представляет собой сокращенную запись коммутационной функции углов ϑ и γ . Действующее значение вторичного тока равно в этом случае

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\gamma i_{aI}^2 d\vartheta + I_a^2 \left(\frac{2\pi}{m} - \gamma\right) + \int_0^\gamma i_{aII}^2 d\vartheta}, \quad (2-164)$$

где m — число фаз вторичной обмотки.

Подставляя i_{aI} и i_{aII} из (2-162) и (2-163) и произведя группировку подобных членов, находим:

$$I_2 = \frac{I_a}{\sqrt{m}} \sqrt{1 - \frac{m}{\pi} \int_0^\gamma \left[\frac{1 - \cos \vartheta}{1 - \cos \gamma} - \left(\frac{1 - \cos \vartheta}{1 - \cos \gamma} \right)^2 \right] d\vartheta} = \frac{I_a}{\sqrt{m}} \sqrt{1 - m \frac{(2 + \cos \gamma) \sin \gamma - (1 - 2 \cos \gamma) \gamma}{2\pi (1 - \cos \gamma)}} \quad (2-165)$$

или при сокращенной записи

$$I_2 = \frac{I_a}{\sqrt{m}} \sqrt{1 - m \Psi(\gamma)}. \quad (2-166)$$

Переходя теперь к выяснению того, какую поправку вносят в действующее значение первичного тока коммутационные участки, входящие в его кривую, установим предварительно связь между действующим значением первичного тока при прямоугольно-ступенчатой форме кривой, когда $\gamma = 0$ (построенной для одной из шести фазных схем на фиг. 2-31, б пунктиром), и амплитудой косинусоиды построения, связывающей, как мы видели в предыдущем параграфе, первичный ток с вторичным.

В кривой первичного тока, построенной на фиг. 2-31, б применительно к шестифазной схеме, шесть ступеней. В общем случае при m -фазной системе выпрямления тока число ступеней равно m . Высота ступеней (меняющаяся от ступени к ступени) определяется точками пересечения плоских вершин в ступенчатой кривой с косинусоидой построения.

Поэтому высота ступеньки с порядковым номером h , отсчитываемым от максимума косинусоиды, равна:

$$A_h = A_m \cos (h - 1) \frac{2\pi}{m}. \quad (2-167)$$

Ось верхней ступени может совпадать, как это видно из фиг. 2-29, а, с амплитудой косинусоиды построения, когда $\sigma = 0$ (к этому типу кривых относится и кривая на фиг. 2-31, б), либо сдвинута, как на фиг. 2-29, б, на угол $\sigma = \frac{\pi}{6} = \vartheta_0$.

Рассматривая второй вариант как более общий, можно применительно к нему записать, что квадрат действующего значения

тока при $\gamma = 0$ равен:

$$I_{1(\gamma=0)}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{1A}^2 d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{2\pi}{m} A_m^2 \left[\cos^2 \vartheta - \cos^2 \left(\vartheta_0 + \frac{2\pi}{m} \right) + \dots \right. \\ \left. + \cos^2 \left(\vartheta_0 + \frac{(m-1)2\pi}{m} \right) \right] = \frac{A_m^2}{m} \sum_{h=1}^m \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sin 2 \left[\vartheta_0 + (2h-1) \frac{\pi}{m} \right] \right\} = \\ = \frac{A_m^2}{2m} \sum_{h=1}^m 1 = \frac{A_m^2}{2}, \quad (2-168)$$

откуда

$$I_{1(\gamma=0)} = \frac{A_m}{\sqrt{2}}. \quad (2-169)$$

Равенство (2-169) показывает, что действующее значение первичного тока при $\gamma = 0$ определяется действующим значением косинусоиды построения.

С учетом коммутационных участков квадрат действующего значения первичного тока может быть найден равным сумме квадратов токов, относящихся к внекоммутационному периоду $\left(\frac{2\pi}{m} - \gamma \right)$, выражаемых высотами прямоугольников, и токов в коммутационные периоды (γ), когда их изменение на ступенях подъема определяется функцией (2-162), а на ступенях убывания — функцией (2-163). Такое суммирование приводит к равенству

$$I_1^2 = \frac{1}{\pi} \left\{ \left(\frac{2\pi}{m} - \gamma \right) \left[A_m^2 + 2A_m^2 \cos^2 \frac{2\pi}{m} + 2A_m^2 \cos^2 \frac{4\pi}{m} + \dots \right] + \right. \\ \left. + \int_0^\gamma A_m^2 \left[\cos \frac{2\pi}{m} + \left(1 - \cos \frac{2\pi}{m} \right) F(\gamma) \right]^2 d\vartheta + \right. \\ \left. + \int_0^\gamma A_m^2 \left[1 - \left(1 - \cos \frac{2\pi}{m} \right) F(\gamma) \right]^2 d\vartheta + \dots \right\} = \\ = \frac{A_m^2}{2} \left[1 - 2m \sin^2 \frac{\pi}{m} \cdot \Psi(\gamma) \right], \quad (2-170)$$

откуда

$$I_1 = \frac{A_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - 2m \sin^2 \frac{\pi}{m} \cdot \Psi(\gamma)} = I_{1(\gamma=0)} \sqrt{1 - 2m \sin^2 \frac{\pi}{m} \cdot \Psi(\gamma)}. \quad (2-171)$$

Зависимость, полученная для первичного тока, тождественна (2-166) полученной для вторичного тока, если учесть, что $\frac{I_d}{\sqrt{m}} = I_{2(\gamma=0)}$. Разница только в коэффициентах, входящих под радикалом перед функцией $\Psi(\gamma)$. В схемах трехфазного выпрямления тока численное значение коэффициента в первичном токе равно 4,5, в то время как во вторичном токе оно равно 3. В схемах шестифазного выпрямления тока коэффициент перед $\Psi(\gamma)$ в первичном токе равен 3, в то время как во вторичном токе он равен 6.

Численные значения радикала в целом, входящего в (2-166) и (2-171), дают кривые, приведенные на фиг. 2-31, в. Из хода кривых видно, что с ростом угла коммутации действующие значения вторичных и первичных токов уменьшаются. Пока угол коммутации не выходит за границы 25—30°, поправка, вносимая коммутационными участками, лежит в границах 5—8%. Поэтому в тех случаях, когда полному току нагрузки отвечают углы $\gamma \leq 30^\circ$, поправкой, вызываемой коммутацией тока, обычно пренебрегают. Когда угол γ превышает 30°, внесение поправки на коммутацию приводит к расчетной мощности вторичных обмоток

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = \sqrt{m_2} E_2 I_d \sqrt{1 - m_2 \Psi(\gamma)} \quad (2-172)$$

и первичных обмоток

$$S_1 = m_1 I_1 U_1 = 3 \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{1}{k} U_1 I_d \sqrt{1 - 2m_2 \sin^2 \frac{\pi}{m} \Psi(\gamma)}. \quad (2-173)$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора в этом случае равна:

$$S_m = \frac{S_2 + S_1}{2} = \frac{\sqrt{m_2} \sqrt{1 - m_2 \Psi(\gamma)} + \sqrt{2} \sqrt{1 - 2m_2 \sin^2 \frac{\pi}{m} \Psi(\gamma)}}{2} P_d. \quad (2-174)$$

2-14. ГАРМОНИЧЕСКИЕ В КРИВОЙ ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

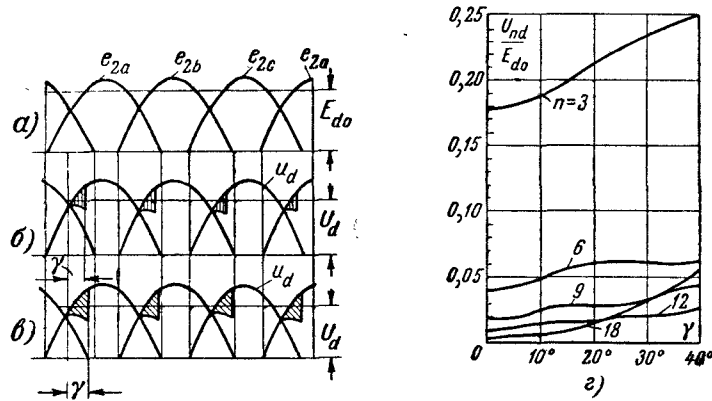
Для относительных значений гармонических, входящих в состав кривой выпрямленного напряжения при холостом ходе (фиг. 2-32, а), была найдена в § 1-12 первой части книги следующая зависимость:

$$\frac{E_{nm}}{E_{a0}} = \frac{2}{n^2 - 1} = \frac{2}{(km)^2 - 1}, \quad (2-175)$$

где E_{nm} — амплитуда гармонической n -ного по отношению к основной частоте порядка;

k — порядок кратности гармонической по отношению к периоду повторяемости $2\pi/m$ в кривой выпрямленного напряжения.

Из (2-175) видно, что у выпрямителей с разными числами фаз, но с одинаковым произведением km амплитуды гармонических одни и те же. Вычисляя по (2-175) действующие зна-



Фиг. 2-32. Гармонические в кривой выпрямленного напряжения.

чения гармонических в схемах шести- и двенадцатифазного выпрямления тока, мы получаем значения, внесенные в табл. 2-2.

Таблица 2-2

Относительные действующие значения гармонических в кривой выпрямленного напряжения при холостом ходе выпрямителя

Схема выпрямления тока	Частота гармонической первой кратности ($k-1$), гц	Отношение действующих значений гармонических к постоянной составляющей E_{d0} , %		
		для $k=1$	для $k=2$	для $k=3$
Трехфазные с нулевым выводом	150	17,7	4,04	1,77
Шестифазные с нулевым выводом и трехфазная мостовая . . .	300	4,04	0,99	0,44
Двенадцатифазные схемы с нулевым выводом	600	0,99	0,25	0,06

Появление с нагрузкой коммутационных участков в кривой выпрямленного напряжения u_d , как это для двух значений токов I_d и соответствующих им углов коммутации γ показывают кривые на фиг. 2-32, б и в, не меняет порядка гармонических,

так как период повторяемости остается таким же, как и при холостом ходе, но изменяется величина гармонических. Величину их мы можем найти, интегрируя кривую выпрямленного напряжения в пределах одного периода повторяемости, на двух ее участках: 1) внекоммутационном, когда напряжение

$$u_d = e_2 = \sqrt{2} E_2 \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{m}\right), \quad (2-176)$$

и 2) коммутационном, когда напряжение

$$u_d = e_2 - u_x = \sqrt{2} E_2 \left[\cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{m}\right) - \sin \frac{\pi}{m} \cdot \sin \vartheta \right]. \quad (2-177)$$

Действующее значение синусоидальной составляющей в гармонической n -ного порядка дает интеграл

$$\begin{aligned} U'_{nd} &= \frac{m}{\sqrt{2}\pi} \int_0^{2\pi} \sqrt{2} E_2 \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{m}\right) \sin n\vartheta d\vartheta - \\ &- \int_0^{\gamma} \sqrt{2} E_2 \left[\cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{m}\right) - \sin \frac{\pi}{m} \sin \vartheta \right] \sin n\vartheta d\vartheta = \\ &= \frac{E_{d0}}{2(n^2-1)} (n \cos n\gamma \cdot \sin \gamma - \sin n\gamma \cdot \cos \gamma). \end{aligned} \quad (2-178)$$

Действующее значение косинусоидальной составляющей гармонической n -ного порядка дает интеграл

$$\begin{aligned} U''_{nd} &= \frac{m}{\sqrt{2}\pi} \int_0^{2\pi} \sqrt{2} E_2 \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{m}\right) \cos n\vartheta d\vartheta - \\ &- \int_0^{\gamma} \sqrt{2} E_2 \left[\cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{m}\right) - \sin \frac{\pi}{m} \sin \vartheta \right] \cos n\vartheta d\vartheta = \\ &= \frac{E_{d0}}{2(n^2-1)} (1 + n \sin n\gamma \cdot \sin \gamma + \cos n\gamma \cdot \cos \gamma). \end{aligned} \quad (2-179)$$

Полное действующее значение n -ной гармонической

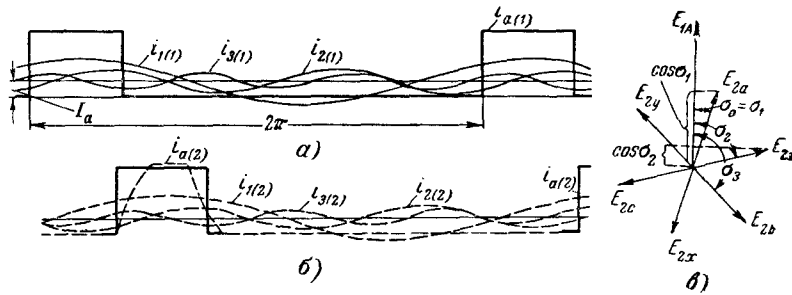
$$\begin{aligned} U_{nd} &= \sqrt{(U'_{nd})^2 + (U''_{nd})^2} = \\ &= \frac{E_{d0}}{2(n^2-1)} \sqrt{1 + \sin \gamma (n^2 \sin \gamma + 2n \sin n\gamma) + \cos \gamma (\cos \gamma + 2 \cos n\gamma)}. \end{aligned} \quad (2-180)$$

По вычисленным по (2-180) гармоническим для $n=3, 6, 9, 12$ и 18 в функции от угла коммутации γ в относительных

к E_{d0} значениям построены кривые U_{nd} на фиг. 2-32, г. Кривые показывают, что с ростом угла коммутации γ действующие значения гармонических в кривой выпрямленного напряжения увеличиваются.

2-15. СОСТАВ ГАРМОНИЧЕСКИХ В КРИВОЙ ПЕРВИЧНОГО ТОКА

Состав гармонических в сети переменного тока, вызываемых преобразователями, питающимися от таких сетей, является существенным показателем в режиме эксплуатации таких сетей,



Фиг. 2-33. Гармонические в кривых анодного и первичного токов.

особенно, когда мощность установок соизмерима с мощностью источников, питающих сеть.

Рассмотрим вначале состав гармонических в кривых анодных токов, из которых формируется кривая первичного тока. На фиг. 2-33, а и б приведены кривые анодных токов прямоугольной формы в двух чередующихся в работе анодах вместе с входящими в их состав гармоническими первыми тремя порядков. Полному составу гармонических в такой кривой анодного тока отвечает следующий тригонометрический ряд:

$$i_2 = i_a = I_{a(2\pi)} + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{na} \cos n\vartheta, \quad (2-181)$$

где $I_{a(2\pi)} = \frac{I_d}{m}$ — постоянная составляющая анодного тока, отнесенная ко всему периоду переменного тока 2π ;

I_{na} — действующее значение n -ной гармонической в кривой анодного тока.

В (2-181) вошли только косинусные составляющие, поскольку синусные при расположении оси времени симметрично по отношению к кривой анодного тока равны нулю.

Действующее значение n -ной гармонической определяется из равенства

$$I_{na} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} I_d \cos n\vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{n} I_d \sin \frac{\pi n}{m}. \quad (2-182)$$

Из (2-182) следует, что те гармонические, порядок которых равен либо кратен m , в кривой анодного тока отсутствуют, так как синус оказывается в этом случае равным нулю.

Формирование кривой первичного тока в одной из фаз, скажем в фазе A , происходит, как было установлено в § 2-12, путем умножения мгновенных значений вторичных (анодных) токов на косинусы соответствующих углов сдвига $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ и т. д. между векторами вторичных напряжений E_{21}, E_{22}, E_{23} и т. д. и вектором первичного напряжения E_{1A} , как показывает векторная диаграмма на фиг. 2-33, в. Вместо умножения полных значений вторичных токов на косинусы углов сдвига мы множим здесь гармонические, входящие в состав кривой вторичного тока. В этом случае первичный ток может быть представлен с учетом (2-168) следующей суммой:

$$i_{nA} = \frac{2}{3k} \sum_{h=0}^{m-1} \sqrt{2} I_{na} \cos n \left(\vartheta - h \frac{2\pi}{m} \right) \cos \left(\sigma_1 + h \frac{2\pi}{m} \right). \quad (2-183)$$

Здесь первый множитель под знаком суммы, содержащий косинус, определяет собой n -ную гармоническую тока во вторичной фазе, имеющую порядковый номер h при отсчете векторов в стороны отстающих углов от вектора первичного напряжения.

Аргумент, входящий под знаком косинуса у второго множителя, определяет собой сдвиг вторичной фазы, имеющей порядковый номер h , по отношению к вектору первичного напряжения.

Заменяя в (2-183) произведение косинусов их суммой, получаем:

$$i_{nA} = \frac{2}{3k} \sum_{h=0}^{m-1} \sqrt{2} I_{na} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \cos \left[n \left(\vartheta - \sigma_1 \right) + (n+1) h \frac{2\pi}{m} \right] + \cos \left[n \left(\vartheta - \sigma_1 \right) + (n-1) h \frac{2\pi}{m} \right] \right\}. \quad (2-184)$$

При заданном значении n слагаемые, входящие под знаками сумм, могут быть геометрически представлены в виде многолучевой звезды с числом лучей, равным n , и положением лучей, определяемым порядковым номером m . При этом первый член в аргу-

менте косинуса определяет начальную фазу первого вектора и скорость вращения всех векторов (либо скорость вращения оси времени при неподвижных векторах), а второй член показывает взаимное расположение лучей в звезде.

Исходя из такой геометрической интерпретации, можно легко видеть, при каких значениях n отдельные суммы косинусов равны конечной величине и когда они равны нулю. Так, при $n = km - 1$ векторы, соответствующие отдельным слагаемым, входящим в аргумент первого косинуса, сдвинуты между собой на угол, кратный 2π , точно так же, как при $n = km + 1$ векторы, представляющие собой слагаемые во втором косинусе, сдвинуты между собой также на угол, равный $k \cdot 2\pi$, что говорит о совпадении всех векторов и равенстве их суммы конечной величине. В частности, при значении $k = 0$ получаем первую (основную) гармоническую, а при $k = 1, 2, 3$ и т. д. получаем высшие гармонические в кривой первичного тока. При значениях n , не удовлетворяющих равенству

$$n = km \pm 1, \tag{2-185}$$

векторы образуют симметричную систему с геометрической суммой, равной нулю, что говорит о том, что гармонические таких порядков в кривой первичного тока отсутствуют.

Так, у трехфазного выпрямителя в кривую первичного тока, кроме первой, входят гармонические порядка $n = 2, 4, 5, 7$ и т. д., у шестифазного выпрямителя в кривую первичного тока, кроме первой, входят гармонические с порядком $n = 5, 7, 11, 13$ и т. д. у 12-фазного выпрямителя входят только гармонические порядка $n = 11, 13, 23, 25$ и т. д.

Величину гармонических с порядком $n = km - 1$ можем найти, вводя это значение n в первый косинусный ряд в (2-184), что после суммирования дает:

$$i_{nA(km-1)} = \frac{\sqrt{2}m}{3k_m} I_{na} \cos n(\theta + \sigma_1). \tag{2-186}$$

Величину гармонических порядка $n = km + 1$ получаем, вводя такое значение n во второй косинусный ряд в (2-184), что после суммирования дает:

$$i_{nA(km+1)} = \frac{\sqrt{2}m}{3k_m} I_{na} \cos n(\theta - \sigma_1). \tag{2-187}$$

Подставляя значение I_{na} из (2-182) в (2-186) и (2-187), мы находим действующее значение n -ной гармонической при прямоугельно-ступенчатой кривой первичного тока:

$$I_{nA} = \frac{m}{3k_m} I_{na} = \frac{m}{3k_m} \cdot \frac{1}{n} I_d \sin \frac{\pi n}{m}. \tag{2-188}$$

Первая (основная) гармоническая при такой форме кривой равна:

$$I_{1A} = \frac{m}{3k_m} I_d \sin \frac{\pi}{m}. \tag{2-189}$$

Для того чтобы найти относительные величины высших гармонических в кривой первичного тока прямоугельно-ступенчатой формы по отношению к основной гармонической, разделим (2-188) на (2-189). При учете того, что при $n = km \pm 1$

$$\sin \frac{\pi n}{m} = \pm \sin \frac{\pi}{m},$$

это дает:

$$\frac{I_{nA}}{I_{1A}} = \frac{1}{n}. \tag{2-190}$$

На основе (2-190) вычислены относительные значения гармонических, входящих в состав прямоугельно-ступенчатой

Таблица 2-3

Относительные величины гармонических в кривой первичного тока

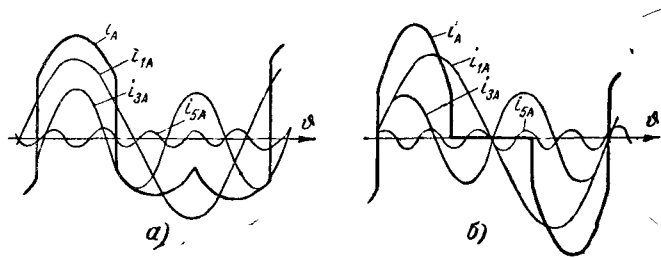
Гармонические	$m = 3$		$m = 6$		$m = 12$	
	$X_d = \infty$	$X_d = 0$	$X_d = \infty$	$X_d = 0$	$X_d = \infty$	$X_d = 0$
1-я основная гармоническая (50 гц)	100	100	100	100	100	100
2-я гармоническая 100 гц	50	58,5	—	—	—	—
3-я " 150 "	—	—	—	—	—	—
4-я " 200 "	25	12,1	—	—	—	—
5-я " 250 "	20	14,6	20	18,6	—	—
7-я " 350 "	14,3	7,6	14,3	11,3	—	—
8-я " 400 "	12,5	8,6	—	—	—	—
9-я " 450 "	—	—	—	—	—	—
10-я " 500 "	10	5,5	—	—	—	—
11-я " 550 "	9,1	6,0	9,1	8,5	9,1	8,8
13-я " 650 "	7,7	4,3	7,7	6,5	7,7	7,2
14-я " 700 "	7,1	6,6	—	—	—	—
Действующее значение первичного тока	119	121	104,5	105	101,5	101,0

кривой первичного тока при $m = 3, 6$ и 12. Найденные значения внесены в табл. 2-3 в столбцах, относящихся к $X_d = \infty$. При помощи (2-184) подсчитаны гармонические при активной

нагрузке, внесенные в столбцы табл. 2-3, относящиеся к $X_d=0$. Сопоставление гармонических при $X_d=\infty$ и $X_d=0$ позволяет сделать оценку того, в каком диапазоне могут меняться гармонические, когда ток не полностью сглажен катодным сопротивлением.

В соответствии с (2-190) относительные значения гармонических одного и того же порядка имеют при $X_d=\infty$ одно и то же численное значение при разном числе фаз.

В последней строке таблицы приведены также действующие значения первичного тока, также отнесенные к действующему зна-



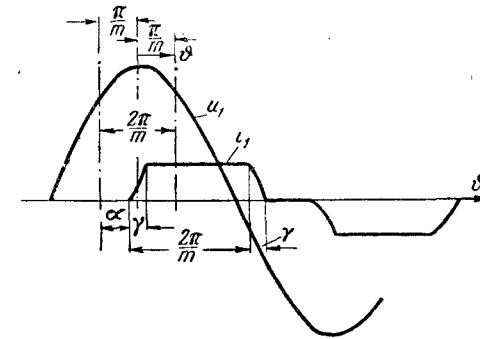
Фиг. 2-34. Разложение на гармонические характерных кривых первичного тока при различных типах трехфазного выпрямления.

чению первой гармонической и представляющие собой среднеквадратичные значения из всех гармонических, входящих в состав первичного тока.

Из таблицы видно, что действующее значение первичного тока в схемах 12-фазного выпрямления очень мало отличается от действующего значения первой гармонической в силу малого количества и величины высших гармонических в кривой первичного тока. Важно отметить, что в обеих типичных формах кривых первичного тока, показанных для трехфазных систем на фиг. 2-29, а и б, а для шестифазных — на фиг. 2-30, а и б, порядок и величина входящих в них гармонических остаются одними и теми же. Отличаются в них гармонические только своими фазами [Л. 19]. Значения последних в трехфазных системах показывают построенные вместе с первичными токами гармонические первых трех порядков на фиг. 2-34, а и б.

От учета гармонических в кривой прямоугельно-ступенчатой формы перейдем теперь к выяснению степени изменения величин гармонических, обусловленных коммутационными участками в кривой первичного тока. Такая кривая, соответствующая типовой кривой, построенной для схемы шестифазного выпрямления тока на фиг. 2-30, б, представлена на

фиг. 2-35. При $X_d=\infty$ кривая состоит из прямолинейных участков и участков синусоид (относящихся к периодам коммутации). Для обобщения получаемых ниже выводов и на выпрямители, управляемые сетками, рассматриваемые в гл. 4, кривая первичного тока сдвинута прогиб своего начала ($\vartheta_0 = -\frac{\pi}{m}$) на угол α в сторону отставания. Коммутационные участки не меняют порядка гармонических в кривой первичного тока, так как (2-185) остается в силе при любой форме кривой первичного тока. Величину синусоидальной со-



Фиг. 2-35. Кривая первичного тока с учетом коммутации.

ставляющей в гармонической порядка n мы получаем, вводя под знак интеграла значение i_{1A} , записанное для отдельных участков кривой i_{1A} на фиг. 2-35:

$$\sqrt{2}I'_{nA} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{1A} \sin n\vartheta d\vartheta. \quad (2-191)$$

Амплитуду косинусоидальной составляющей дает интеграл

$$\sqrt{2}I''_{nA} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{1A} \cos n\vartheta d\vartheta. \quad (2-192)$$

Интегрирование (2-191) и (2-192) и последующее квадратичное суммирование приводит [Л. 12] к следующим относительным значениям гармонических:

$$\frac{kI_{nA}}{E_2/X_d} = \sqrt{K(\gamma) - L(\gamma) \cos(2\alpha - \gamma)}. \quad (2-193)$$

Здесь в качестве базовой величины выбрано действующее значение первичного тока при коротком замыкании:

$$I_{1к} = \frac{1}{k} \cdot \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} \quad (2-194)$$

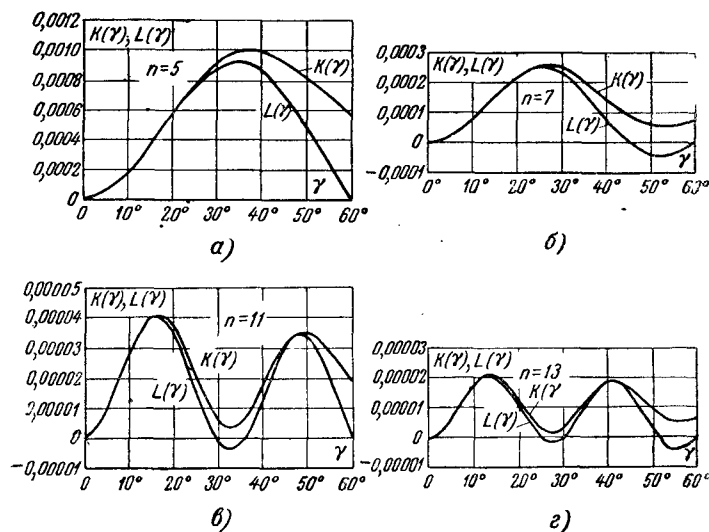
Входящие под знаком радикала в (2-193) функции $K(\gamma)$ и $L(\gamma)$ характеризуются следующими равенствами:

$$K(\gamma) = \frac{3}{\pi^2 n^2} \left[\frac{\sin^2(n-1) \frac{\gamma}{2}}{(n-1)^2} + \frac{\sin^2(n+1) \frac{\gamma}{2}}{(n+1)^2} \right] \quad (2-195)$$

и

$$L(\gamma) = \frac{3}{\pi^2 n^2} \cdot \frac{\sin(n+1) \frac{\gamma}{2} \cdot \sin(n-1) \frac{\gamma}{2}}{(n-1)(n+1)} \quad (2-196)$$

Вычисленные по (2-195) и (2-196) значения $K(\gamma)$ и $L(\gamma)$ для гармонических $n=5, 7, 11$ и 13 представлены кривыми на



Фиг. 2-36. Кривые вспомогательных функций для определения гармонических в кривой первичного тока.

фиг. 2-36, а—г. Эти кривые дают поправку к величине гармонических, входящих в табл. 2-3 и вычисленных при $\gamma=0$.

Кривые показывают, что с ростом угла коммутации γ величины гармонических меняются периодически. Важно отметить, что функции $K(\gamma)$ и $L(\gamma)$ не зависят от угла сдвига α кривой первичного тока i_{1A} по отношению к кривой первичного

напряжения, поскольку α входит только под знак косинуса. В этом отношении функции $K(\gamma)$ и $L(\gamma)$ можно считать универсальными.

2-16. КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ И КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Выпрямители являются потребителями несинусоидального тока из сети переменного напряжения. Поэтому коэффициент мощности у них зависит как от коэффициента сдвига $\cos \varphi$, так и от коэффициента искажения γ в соответствии с произведением

$$\chi = \cos \varphi \cdot \gamma \quad (2-197)$$

Коэффициент сдвига определяется по активной P_1 и реактивной Q_1 мощностям, получаемым выпрямителем из сети:

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}} \quad (2-198)$$

Коэффициент искажения в предположении, что напряжение сети питания синусоидально (что мы здесь предполагаем), может быть найден из отношения действующих значений первой гармонической и полного первичного тока, т. е. определяется составом гармонических в кривой первичного тока на основе следующего равенства:

$$\gamma = \frac{I_{1A}}{I_A} = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum \frac{I_{nA}^2}{I_{1A}^2}}} \quad (2-199)$$

При точном определении $\cos \varphi$ по (2-198) активная мощность определяется из равенства

$$P_1 = P'_d + \Delta P, \quad (2-200)$$

где P'_d — полная мощность, отдаваемая выпрямителем в цепь постоянного тока;

ΔP — суммарные потери мощности в вентилях и во всех электромагнитных элементах главной цепи выпрямителя (трансформаторе, уравнительном и сглаживающих реакторах).

Полная мощность

$$P'_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d u_d d\theta, \quad (2-201)$$

как было показано в § 1-14 первой части книги, равна произведению средних значений напряжения U_d и тока I_d только в том

случае, когда ток полностью сглажен. При наличии пульсаций в кривой тока

$$P'_d > P_d = U_d I_d. \quad (2-202)$$

Реактивная мощность, потребляемая выпрямителем из сети, суммируется из реактивной мощности, обусловленной появлением реактивной составляющей в первой гармонической вторичного тока $I_{1(a)p}$, а следовательно, и в первичном токе $I_{1(A)p}$ в связи с возникновением в процессе коммутации сдвига между током и напряжением, и мощности холостого хода Q_0

$$Q_1 = m_2 I_{1(a)p} E_2 + Q_0 = m_1 I_{1(A)p} + Q_0. \quad (2-203)$$

Для того чтобы проследить, как изменяются коэффициенты, входящие в (2-197), с нагрузкой, достаточно найти их зависимость от угла коммутации γ , поскольку в каждой из схем ток нагрузки связан вполне определенным соотношением с углом γ .

Приблизненно коэффициент сдвига при пренебрежении мощностью холостого хода Q_0 может быть найден по углу φ_1 , на который смещается основная гармоническая вторичного тока в процессе коммутации:

$$\varphi_1 \approx \left(\frac{1}{2} \div \frac{2}{3} \right) \gamma. \quad (2-204)$$

Это позволяет записать, что

$$\cos \varphi = \cos \varphi_1 = \cos \frac{1}{2} \gamma. \quad (2-205)$$

По этой приближенной формуле построена кривая $\cos \varphi$ на фиг. 2-37, а.

При установлении связи между коэффициентом искажения χ и углом γ по гармоническим, входящим в кривую тока, вычисляемым по (2-191)–(2-192) и кривым на фиг. 2-36, можно при приближенном расчете ограничиться введением в расчет только первых двух высших гармонических, имеющих наибольшие амплитуды.

Так, по основной гармонической и гармоническим 5-го и 7-го порядков на фиг. 2-37, а построена кривая коэффициента искажения χ для шестифазной схемы выпрямления тока. По введению ординат кривых $\cos \varphi$ и χ на той же фигуре построена кривая полного коэффициента мощности в функции от угла коммутации γ , связанного с током нагрузки.

Необходимо отметить, что при наличии наряду с выпрямителем других потребителей мощности с чисто синусоидальным током, присоединяемых параллельно выпрямителю к данной

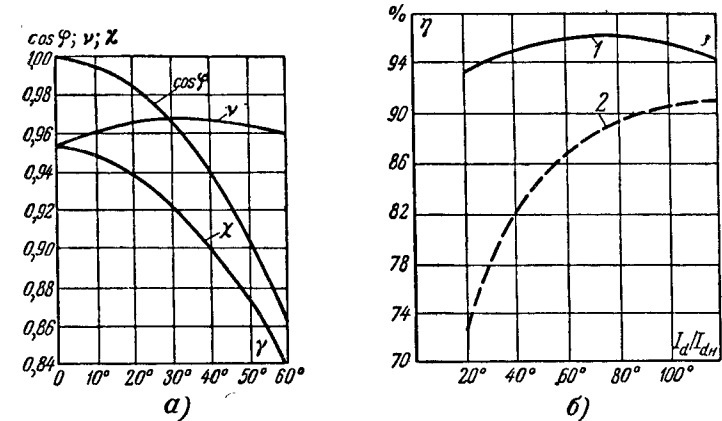
точке питающей сети, общий коэффициент мощности всей установки определяется эквивалентным коэффициентом мощности

$$\bar{\chi} = \frac{\Sigma P_1}{\sqrt{\Sigma P_1^2 + \Sigma Q_1^2 + T_1^2}}, \quad (2-206)$$

где ΣP_1 — сумма активных мощностей всех потребителей (включая выпрямители);

ΣQ_1 — сумма реактивных мощностей всех потребителей;

T_1 — мощность искажения выпрямителя.



Фиг. 2-37. Характеристики коэффициентов сдвига, искажения и мощности (а) и кривые к. п. д. (б) выпрямителя электромашинного преобразователя.

Коэффициент полезного действия выпрямителя определяется из отношения

$$\eta = \frac{P'_d}{P'_d + \Delta P_s}. \quad (2-207)$$

В величину ΔP_s входят здесь не только потери мощности в дугах вентилях и потери мощности в трансформаторе и реакторах (уравнительном и сглаживающем), но и мощность, расходуемая во вспомогательных элементах устройства. К последним относятся накальные цепи вентилях с накаливаемым катодом (газотронов, тиратронов), цепи возбуждения и зажигания, а также цепи управления вентилях с ртутным катодом. У откатных ртутных вентилях сюда же относится еще мощность, теряемая в вакуумных насосах. Общий расход мощности во вспомогательных устройствах ртутных вентилях лежит в границах от 0,5 до 1% от P_d .

Для раздельного учета влияния на к. п. д. выпрямителя мощности, теряемой в трансформаторе и вентилях, общий

к. п. д. выпрямителя записывается в виде произведения из к. п. д. трансформатора η_m и к. п. д. вентиля η_v :

$$\eta = \eta_m \eta_v \quad (2-207a)$$

Второй множитель (если в него не вводить потерь мощности во вспомогательных элементах) устройства примерно равен, как было показано в § 1-4 первой части книги, отношению

$$\eta_v \approx \frac{U_d}{U_d + \Delta U_a} \quad (2-208)$$

Так как ΔU_a в ионных приборах остается величиной почти неизменной, то с повышением выпрямленного напряжения U_d растет к. п. д. вентиля η_v , а с ним и полный к. п. д. выпрямителя. Такой рост особенно ощутим в диапазоне малых и средних напряжений (примерно до 1000—1500 в) не только потому, что ΔU_a становится все меньше и меньше по сравнению с U_a , но еще и потому, что до перехода к высоким напряжениям потери мощности в вентилях превышают обычно общие потери мощности в трансформаторе.

При переходе к более высоким напряжениям высокий и все более повышающийся к. п. д. вентиля η_v (доходящий при напряжении 20 кВ до 99%) оказывает относительно меньшее влияние на общий к. п. д. выпрямителя, поскольку последний определяется в этом случае главным образом к. п. д. трансформатора η_m . Высокая экономичность выпрямителей по сравнению с другими типами преобразователей определяется не только общим высоким уровнем их к. п. д., но и тем, что при малых нагрузках к. п. д. выпрямителя почти не снижается, как это показывает кривая 1 на фиг. 2-37,б (построенная для выпрямителя с $U_d = 600$ в), в то время как у электромашинных типов преобразователей переменного тока в постоянный такое снижение, как показывает кривая 2 на той же фигуре, имеет место. Прохождение через максимум кривой к. п. д. выпрямителей при нагрузках, составляющих примерно 60—70% нормальной, объясняется тем, что относительная доля мощности, теряемой в трансформаторе, в этом диапазоне нагрузок минимальна.

В установках на низкие напряжения с целью повышения к. п. д. применяются наряду с ртутными вентилями также механические преобразователи [Л. 69], называемые контактными преобразователями, в которых ΔU_a практически равна нулю. Общая теория расчета схем, питающих такие преобразователи, остается такой же, как и для ионных приборов. Специальные вопросы рассматриваются в указанной выше литературе.

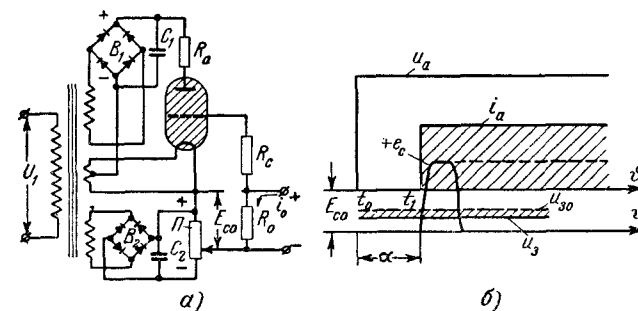
ГЛАВА ТРЕТЬЯ

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИОННЫМИ ПРИБОРАМИ

3-1. МЕТОДЫ СЕТОЧНОГО УПРАВЛЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ

Сетки вводятся в ионные приборы, как мы это знаем из второй части книги, для того чтобы можно было управлять моментом зажигания дуги в них.

Простейший вариант схемы управления тиратроном при помощи постоянного напряжения при питании анодной цепи его также постоянным напряжением приведен на фиг. 3-1,а. По-



Фиг. 3-1. Схема сеточного управления при постоянных анодном и сеточном напряжениях.

стоянное (в данном случае выпрямленное) напряжение в анодной цепи тиратрона дает вентильный мост B_1 , на выходе которого имеется емкостный фильтр C_1 . Отрицательное постоянное напряжение E_{c0} , вводимое в сеточную цепь тиратрона через потенциометр Π для запираания тиратрона до появления отпирающего импульса, дает вентильный мост B_2 , на выходе которого также включен сглаживающий емкостный фильтр C_2 . Напряжение E_{c0} , сообщаемое сетке отрицательный потенциал по отношению к катоду, называют по аналогии с напряжением, вводимым в сеточные цепи электронных ламп, напряжением

смещения. Напряжение смещения характеризует на диаграмме, построенной на фиг. 3-1,б, прямая, параллельная оси времени анодной цепи ϑ и проведенная ниже ее на E_{c0} . Нижняя прямая, являясь осью времени ϑ_c для сеточной цепи, характеризует одновременно потенциал сетки по отношению к катоду, потенциал которого (условно принимаемый за нулевой) совпадает с осью ϑ . Ниже оси ϑ нанесена пусковая область тиратрона (косо заштрихованная на фигуре), соответствующая анодному напряжению U_a , при котором тиратрон работает. Кривая U_a также нанесена на фиг. 3-1,б. Пока в сеточной цепи действует только напряжение смещения E_{c0} , более отрицательное, чем нижняя граница пусковой области u_3 , тиратрон заперт. С появлением в момент t_1 в сопротивлении R_0 тока i_0 , даваемого внешним измерительным элементом—датчиком (фотоэлементом, термосопротивлением, ионизационной камерой и т. д.) в силу изменения его электрического состояния, на R_0 появляется положительное падение напряжения $e_c = i_0 R_0$, превышающее $E_{c0} - U_3$, в связи с чем в тиратроне зажигается дуга. Момент зажигания дуги определяется точкой пересечения кривой, характеризующей возрастание $i_0 R_0$, с фактически соответствующей данному рабочему состоянию прибора пусковой его характеристикой u_3 , лежащей в пределах пусковой области.

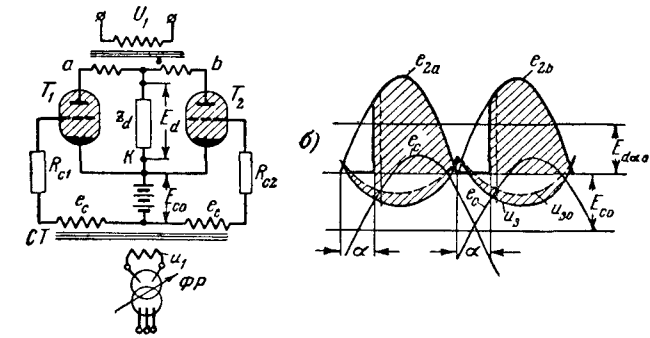
Так как положение пусковой области в целом зависит от величины U_a , а пусковая характеристика u_3 может смещаться внутри пусковой области при изменении физического состояния прибора (температуры сетки, состояния поверхности сетки, тока нагрузки и плотности газовой среды и т. д.), то для четкой фиксации момента зажигания необходимо, чтобы нарастание кривой $i_0 R_0$ было, по возможности, более крутым и величина его была достаточно большой, с тем чтобы результирующее напряжение в цепи сетки было положительным. Во избежание появления чрезмерных токов в сеточной цепи в нее вводится достаточно большое сопротивление R_c , критерии к выбору которого указывались в гл. 3 и 4 второй части книги.

Управление моментом зажигания дуги в ventилях при питании их анодов переменным напряжением иллюстрируется на приведенной на фиг. 3-2,а схеме двухфазного выпрямления тока. Это дает возможность регулировать среднее значение выпрямленного напряжения E_a на выходе выпрямителя.

Управление в приведенной схеме производится также при помощи переменного, в данном случае синусоидального напря-

жения. Последнее вводится в цепь сеток через вторичные обмотки сеточного трансформатора CT , первичные обмотки которого присоединены к вспомогательному источнику питания через фазорегулятор ΦP (кратко описываемый в следующем параграфе). Фазорегулятор (фазсместитель) позволяет перемещать фазу сеточного напряжения e_c по отношению к фазе анодного e_2 .

Кривые вторичных (анодных) напряжений e_{2a} , e_{2b} построены вместе с соответствующими им пусковыми областями ти-



Фиг. 3-2. Схема управления двухфазным выпрямителем при помощи сдвига по фазе синусоидального сеточного напряжения.

ратронов на фиг. 3-2,б. При наличии сдвига по фазе между синусоидой сеточного напряжения e_c и синусоидой анодного напряжения e_2 дуга в ventилях зажигается не с начала положительного полупериода анодного напряжения, а спустя некоторый промежуток времени, учтенный на фигуре углом α . Этот угол называют углом запаздывания. Величина угла запаздывания α определяется точкой пересечения кривой сеточного напряжения с фактически действующей при данном состоянии прибора пусковой характеристикой. До наступления момента зажигания, соответствующего углу запаздывания α , тиратрон заперт отрицательным напряжением смещения.

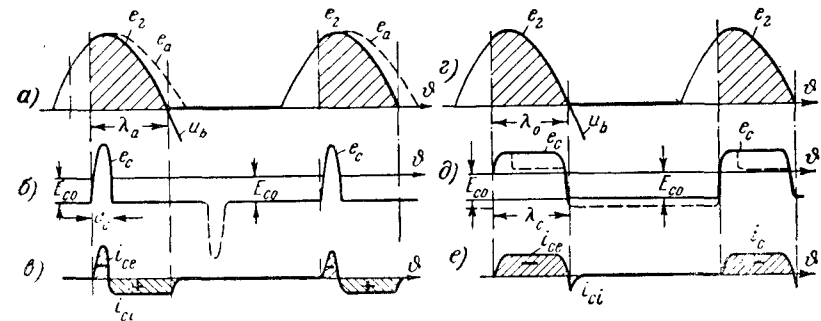
Задержка с открытием ventилей (зажиганием дуги в них) на угол α приводит к сокращению рабочего участка напряжения в пределах положительного полупериода и тем самым к уменьшению среднего значения выходного напряжения E_a , что и определяет снижение выпрямленного напряжения по сравнению с тем, что дает неуправляемый сетками выпрямитель.

При введении синусоидального напряжения в цепь сеток для управления моментом зажигания принципиально отпадает необходимость во введении в схему еще источника смещения E_{c0} , но в некоторых системах управления тем не менее сохраняется и E_{c0} , как в схеме на фиг. 3-2,а, с тем чтобы иметь возможность сократить продолжительность положительного напряжения на сетке против 180° либо использовать изменение величины E_{c0} для управления углом α вместо сдвига по фазе синусоиды сеточного напряжения e_c .

Уменьшение продолжительности положительного напряжения на сетке против 180° диктуется соображениями предупреждения горения вспомогательной дуги на сетке прибора после гашения основной дуги на аноде, так как ионы, диффундирующие из дуги на сетку и увлекаемые отрицательным полем к аноду, могут вызвать развитие на поверхности анода катодного пятна, являющегося источником обратных зажигания. К управлению углом α при помощи постоянного напряжения прибегают в тех простейших ионных устройствах, где это облегчает решение задачи автоматического управления системой. В частности, когда для изменения величины постоянного напряжения применяются магнитные или электронные усилители.

В некоторых случаях (в последнее время, правда, все реже и реже) для управления углом α в системах, где не требуется большой точности в фиксации определенного значения угла α и где диапазон регулирования достаточно ограничен, применяется также метод непосредственного изменения величины синусоидального напряжения (амплитудное управление) для управления углом α . Преимущество фазового метода управления по сравнению с амплитудным управлением и управлением режимом при помощи измененной постоянной напряжения заключается в том, что при фазовом методе крутизна участка синусоиды в месте пересечения им пусковой области тиратрона мало изменяется при переходе от одного угла α к другому, в то время как в других названных системах изменение крутизны участка достаточно велико. Необходимо, однако, отметить, что и при фазовом методе управления синусоидальным напряжением абсолютное значение достигаемой крутизны на рабочем участке синусоиды (даже при относительно больших амплитудах ее) недостаточно для обеспечения неизменного значения угла α , как это можно видеть из фиг. 3-2,б, где разным пусковым характеристикам в пределах пусковой области соответствуют разные значения угла α . Это явилось стимулом к тому, что в ходе времени совершенствование систем сеточного управления шло по линии замены синусоидального напряжения e_c напряжением импульсной формы с круто нарастающим передним фронтом, как это показывают кривые e_c на фиг. 3-3,б и д. Возможно более высокая крутизна

переднего фронта (оцениваемая обычно по числу вольт, проходящих на один электрический градус) и ее независимость от величины сеточного тока вплоть до самых малых сопротивлений, применяемых в сеточных цепях наиболее мощных вентилях (250—500 ом), являются не единственным требованием, предъявляемым к элементам, генерирующим импульсы напряжения в системе сеточного управления. Существенным показателем является также продолжительность положительного участка кривых генерируемых напряжений или, как говорят, ширины импуль-



Фиг. 3-3. Сеточное управление короткими и длительными импульсами сеточного напряжения.

са кривой сеточного напряжения. Об ограничении такой ширины со стороны ее максимума продолжительностью горения дуги на аноде уже говорилось ранее при рассмотрении системы управления с синусоидальной формой кривой сеточного напряжения. Но наряду с максимумом существуют факторы, которые могут служить критерием к выбору и минимальной ширины импульса.

Переходя к рассмотрению одного из таких факторов, а именно к влиянию ширины импульса на условия работы сетки в период горения главной дуги в вентиле, необходимо прежде всего обратить внимание на то, что при импульсе любой ширины в импульсных системах сеточного управления необходимо иметь постоянно действующее напряжение смещения, с тем чтобы обеспечить запирающие вентилей до наступления момента их открытия, как это иллюстрируют кривые анодных напряжений на фиг. 3-3,а и г, и соответствующие им кривые сеточных напряжений на фиг. 3-3,б и д.

При наличии напряжения смещения в цепи сетки после прохождения положительного импульса малой ширины, как на фиг. 3-3,б, электронный ток в цепи сетки i_{ce} уступает свое место ионному току i_{ci} , при котором из плазмы дуги подходят к сетке ионы, ускоряемые отрицательным полем в ионной оболочке у сетки. Имея значительную энергию, такие ионы распыляют

материал сетки, что приводит к порче внутренней изоляции благодаря оседанию продуктов распыления на поверхности изоляции. При более широких импульсах, как на фиг. 3-3,д, близких к длительности горения дуги на главном аноде, ионная составляющая сеточного тока, как это видно из кривой сеточного тока на фиг. 3-3,е, крайне мала и потому здесь распыление крайне незначительно. С этой точки зрения более широкие импульсы предпочтительнее узких, но при глубоких углах запаздывания и сокращении продолжительности анодного тока широкие импульсы при таких же высоких положительных значениях импульса, как и в начале, могут привести и особенно у высоковольтных вентилях к обратным зажиганиям на анодах, когда диффузионные токи к аноду достаточно велики. Оптимальной формой импульсов напряжения является в этом случае ступенчатая их форма, показанная пунктиром на фиг. 3-3,д. Но так как генерация импульсов такой формы при учете других требований, которые предъявляются к системам управления, часто осложняет систему сеточного управления, то на практике в зависимости от рода установки, типов, качества вентилях и режима работы установки чаще применяются либо узкие импульсы, как на фиг. 3-3,б, либо широкие импульсы, как на фиг. 3-3,д. Помимо рассмотренных факторов при выборе ширины импульса приходится учитывать и дополнительные факторы, к ним, например, относятся условия вхождения в работу в преобразовательных системах, у которых два анода работают одновременно. В связи с этим в схеме с уравнивающим реактором (как будет показано в § 4-11) ширина импульса сеточного напряжения должна быть больше 30° , а в трехфазной мостовой схеме (как будет показано в § 4-10) ширина импульса должна быть не менее чем 60° , с тем чтобы обеспечить одновременное вхождение в работу вентилях, момент зажигания которых сдвинут между собой на 60° .

Разные требования, которым должны удовлетворять системы сеточного управления в установках, различных по назначению, типам вентилях и схемам преобразования тока, привели к созданию различных по применяемым методам управления, форме кривых сеточных напряжений и конструктивному выполнению систем управления ионными вентилями. По осуществляемым методам и форме кривой напряжения все применяемые системы управления могут быть разбиты на следующие группы:

- 1) управление постоянным напряжением;
- 2) амплитудное управление синусоидальным напряжением;
- 3) фазовое управление синусоидальным напряжением;
- 4) импульсно-фазовое управление с импульсами разной ширины.

По основным элементам, преобразующим постоянное либо синусоидальное напряжение в напряжения импульсной формы,

системы сеточного управления могут быть разбиты на следующие группы:

- 1) электромеханические системы;
- 2) электронные системы;
- 3) электронно-ионные системы;
- 4) электромагнитные системы.

Наиболее широкую группу составляют в настоящее время электромагнитные системы, в которых импульсы создаются трансформаторами либо реакторами различного конструктивного исполнения: импульсными трансформаторами (пик-трансформаторами), насыщающимися трансформаторами (пик-генераторами) и т. д. Несколько иное исполнение имеют схемы, применяемые в системах зажигания и управления ионитронами в соответствии с иными требованиями, предъявляемыми к таким системам зажигателями.

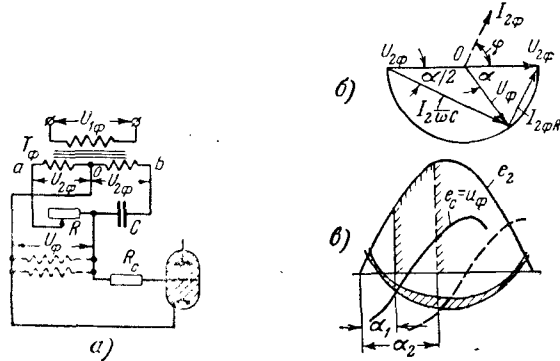
В соответствии с практическими запросами и распространенностью различных систем и описаны различные системы в нижеследующих параграфах. Системы с полупроводниковыми элементами как самостоятельные системы проходят сейчас только стадию начального становления. Расчет элементов отдельных систем управления в соответствии с рамками книги как учебника в настоящей главе не рассматривается.

3-2. ФАЗОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПРИ ПОМОЩИ СИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Наиболее простой является система, в которой используется метод фазового управления синусоидальным напряжением. Построение схемы при такой системе управления и принципы осуществления регулирования были показаны на фиг. 3-2,а и б. Для смещения синусоид сеточных напряжений в схему, приведенную на фиг. 3-2,а, входил фазорегулятор (фазосмещатель) индукционного типа, включенный в первичную обмотку сеточного трансформатора.

Индукционный фазосмещатель представляет собой заторможенный асинхронный двигатель с фазным ротором. Сдвиг э. д. с., наводимых в статоре и роторе вращающимся магнитным полем, зависит здесь от взаимного углового сдвига осей статорной и роторной обмоток. Поворачивая ротор (при помощи червячной передачи) по отношению к статору, мы смещаем напряжение в цепи сеток тиратронов по отношению к их анодному напряжению. Одному полному обороту ротора соответствует при двухполюсном фазорегуляторе сдвиг электрического угла на 360° . При p -пар полюсов электрическому сдвигу в 360° соответствует механический угол поворота, равный $360/p$ градусов. Достоинством фазорегулятора индукционного типа является то, что он дает любой угол сдвига в пределах 180 и более градусов, что важно

иметь в целом ряде обратимых по действию преобразовательных устройств, а также возможность получать от такого фазорегулятора те мощности управления, которые требуют клапаны, вплоть до самых больших. Недостатком индукционного фазорегулятора является его ограниченная скорость действия в силу большой инерции подвижных частей. Наряду с индукционным фазорегулятором в системах сеточного управления применяются мостовые фазосмещатели. Они выполняются преимущественно двух типов: активно-емкостные (RC) и активно-индуктивные (RL).



Фиг. 3-4. Мостовой фазосмещатель типа RC.
а — схема; б — векторная диаграмма; в — линейная диаграмма.

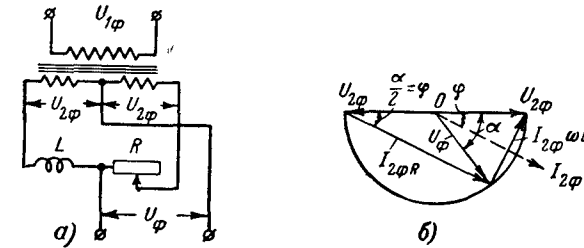
Активно-емкостный фазосмещатель, используемый в схеме сеточного управления тиратроном, приведенной на фиг. 3-4, а, включает в себя две вторичные обмотки *Oa* и *Ob* трансформатора питания *T_φ* и два неоднотипных сопротивления: активное *R* и емкостное $1/\omega C$. При изменении величины одного из них (практически удобнее менять *R*) смещается по фазе напряжение U_ϕ в диагонали моста при неизменной величине его, если сопротивление нагрузки, включаемой в диагональ моста, можно считать бесконечно большим. При непосредственном введении напряжения диагонали в сеточную цепь тиратрона такое условие близко к действительности, так как до зажигания дуги в тиратроне токи в сеточной цепи ионного прибора настолько малы, что величиной их можно пренебречь. В этом случае вектор напряжения в диагонали U_ϕ перемещается по полуокружности, как это иллюстрирует диаграмма, приведенная на фиг. 3-4, б. При таком перемещении изменяется угол α сдвига вектора U_ϕ по отношению к вектору анодного напряжения E_{2a} . Величину этого угла дает равенство

$$\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} = \omega RC, \tag{3-1}$$

откуда

$$\alpha = 2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \omega RC. \tag{3-2}$$

Для правильного регулирования необходимо, как это было показано на фиг. 3-2, б, чтобы угол α был отстающим. В фазосмещателе рассматриваемого типа это достигается тогда, когда активное сопротивление *R* соединено с концом той вторичной обмотки, в которой вектор напряжения совпадает по фазе с вектором анодного напряжения E_{2a} . Диапазон регулирования по углу при очень малых сеточных токах здесь близок к 180°. При введении в диагональ моста промежуточного трансформатора, как это показано пунктиром на фиг. 3-4, б, чем пользуются при необходимости изоляции цепи управления



Фиг. 3-5. Мостовой фазосмещатель типа RL.
а — схема; б — векторная диаграмма.

от работающих при высоком напряжении клапанов, условия работы плеч моста меняются из-за заметного тока, потребляемого первичной обмоткой трансформатора, и в результате не сохраняется постоянство напряжения U_ϕ и сокращается диапазон регулирования по углу α .

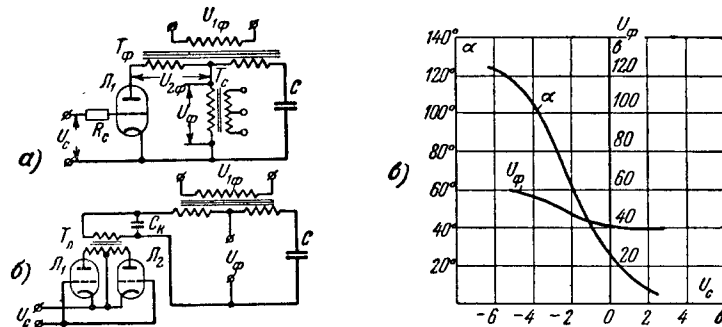
В режиме, аналогичном режиму активно-емкостного фазосмещателя, работает активно-индуктивный мостовой фазосмещатель, схема которого приведена на фиг. 3-5, а. Здесь реактивное сопротивление создает индуктивность реактора. Когда сеточная цепь тиратрона присоединена непосредственно к диагонали моста, вектор U_ϕ скользит также по полуокружности, как это иллюстрирует круговая диаграмма на фиг. 3-5, б. Угол α вычисляется здесь из равенства

$$\alpha = 2\varphi = 2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\omega L}{R}. \tag{3-3}$$

Для получения отстающего по фазе угла α реактор *L* должен быть присоединен здесь к концу той вторичной обмотки, в которой вектор напряжения совпадает по фазе с вектором E_2 .

Описанные фазосмещатели, в которых изменение параметров переменного сопротивления достигается механическим путем

(перемещением ползунка на реостате, поворотом рукоятки конденсатора при переменной емкости, изменением воздушного зазора реактора при переменной его индуктивности), затрудняют применение таких фазосмещателей в системах автоматического управления. Такое затруднение устраняется при применении вместо активного сопротивления электронных ламп в фазосмещателях активно-емкостного типа (которые могут быть в этом случае названы лампово-емкостными фазосмещателями), а также насыщающихся реакторов, индуктивность которых регулируется током подмагничивания, в фазосмещателях активно-индуктивного типа.

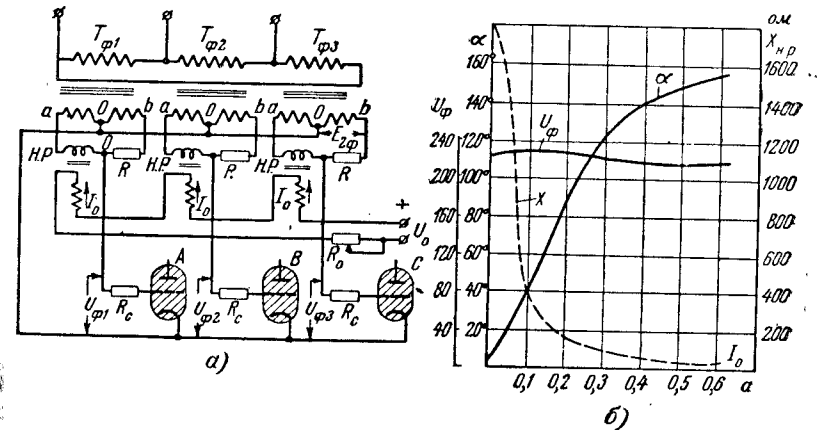


Фиг. 3-6. Мостовые фазосмещатели с электронными лампами.
а и б — схемы; в — характеристики.

Простейший вариант исполнения лампово-емкостного фазосмещателя приведен на фиг. 3-6, а. Электронная лампа (триод) заняла здесь место активного сопротивления R . Меняя подводимое к сетке триода напряжение, мы меняем ток в лампе, что соответствует изменению внутреннего сопротивления лампы. В какой мере при этом изменяется угол регулирования α и сохраняется постоянство напряжения, показывают приведенные на фиг. 3-6, в экспериментальные кривые, полученные А. А. Булгаковым [Л. 10]. Приведенные кривые относятся к схеме, в которой были использованы: триод типа 6Н7С, емкость $C = 0,05 \text{ мкф}$, вторичная обмотка трансформатора T_ϕ имела напряжение $U_{2\phi} = 50 \text{ в}$. Диапазон линейного изменения угла, как показывает кривая α , лежит в границах $50-60^\circ$, а полный диапазон регулирования по углу достигает 90° . Напряжение в диагонали не остается постоянным, что объясняется влиянием постоянной составляющей тока в цепи лампы, изменяющейся вместе с переменной составляющей анодного тока, но в регулировании не участвующей. Большому

изменению U_ϕ способствует и то обстоятельство, что в схеме на фиг. 3-6, а в диагональ моста включен сеточный трансформатор с целью одновременного управления режимом работы двух тиратронов.

Диапазон линейного регулирования угла α расширяется и напряжение U_ϕ меняется меньше, если вместо одной электронной лампы ввести в схему через двухфазный трансформатор, как показано на фиг. 3-6, б, два триода. Емкость C_k на входе вспомогательного трансформатора T_a введена в схему с целью



Фиг. 3-7. Управление трехфазным выпрямителем при помощи трех мостовых фазосмещателей.
а — схема; б — характеристики.

разгрузки моста от реактивной составляющей тока холостого хода трансформатора T_a , пропускаемой емкостью.

Можно использовать также одну лампу, включенную через вентильный мост.

Преимущество лампово-емкостных фазосмещателей заключается в их высокой чувствительности и очень малом потреблении мощности в цепи управления. Недостатком их является недостаточная линейность по углу и относительно меньший диапазон линейного изменения угла α , который и при двух лампах не превышает $130-140^\circ$. Диапазон регулирования может быть заметно расширен, если одну из вторичных обмоток трансформатора T_ϕ заменить активно-индуктивным сопротивлением, а другую вторичную обмотку заменить активно-емкостным сопротивлением [Л. 10].

Схема активно-индуктивного фазосмещателя с подмагничиваемыми реакторами приведена на фиг. 3-7, а. Фазосмещатели

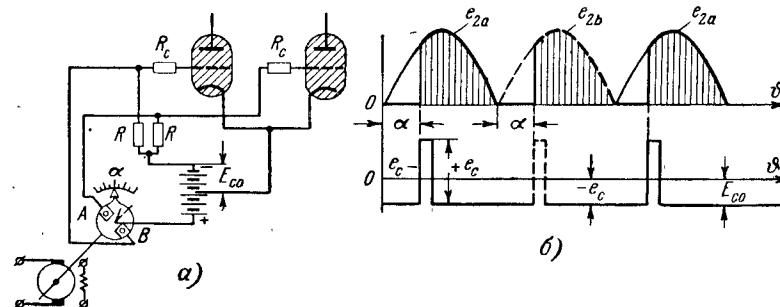
используются в этой схеме для управления тремя тиратронами, работающими в трехфазной системе преобразования тока. На вторичной стороне фазосмещатели объединяет общий ток управления I_0 , проходящий последовательно через обмотки подмагничивания всех трех реакторов. На первичной стороне трансформаторы объединены связью обмоток в треугольник (как на схеме) либо в звезду, питающиеся от трехфазной системы переменного тока. Этим достигается сдвиг 120° между напряжениями в диагонали мостов $U_{\phi 1}$, $U_{\phi 2}$ и $U_{\phi 3}$. Экспериментально снятые А. А. Булгаковым [Л. 10] характеристики одного из звеньев такого фазосмещателя в функции от тока управления I_0 приведены на фиг. 3-7, б. Кривые относятся к следующим параметрам элементов фазосмещателя: $U_{2\phi} = 100$ в, $R = 1000$ ом, U_{ϕ} (расчетное) = 200 в, $X_{н.р}$ (при $I_0 = 0$) = 2000 ом и сопротивление первичной обмотки сеточного трансформатора, включенного в диагональ моста $Z = 10 + j100$ ом (на схеме этот трансформатор не показан). Как видно из кривой α , линейный участок угловой характеристики достигает в испытанном фазосмещателе около $100-120^\circ$. При несимметричном нулевом выходе вторичных обмоток, что позволяет компенсировать неодинаковые падения напряжения, обусловленные разными по фазе и величине токами во вторичных обмотках трансформаторов T_{ϕ} , диапазон линейного углового регулирования может быть доведен до $160-180^\circ$. Величина напряжения U_{ϕ} в диагонали рассматриваемого типа фазосмещателя, как это видно из фиг. 3-7, б, относительно мало изменяется. Кроме кривых α и U_{ϕ} , на фигуре нанесена также кривая изменения индуктивного сопротивления реактора $X_{н.р}$, найденная расчетным путем по известным кривым намагничивания насыщающихся реакторов.

3-3. ИМПУЛЬСНАЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ

Импульсы с очень крутым фронтом нарастания (почти прямоугольные) и любой необходимой для сеточного управления длительности могут быть получены при помощи электромеханической системы, преобразующей постоянное напряжение в напряжение импульсной формы.

Схема одного из возможных вариантов исполнения электромеханической системы, известной под названием контактной шайбы, приведена на фиг. 3-8, а. Здесь синхронный двигатель либо двигатель постоянного тока со строго стабилизированной скоростью вращения вращает подвижную щетку, приходящую периодически в соприкосновение с двумя (либо более в зависимости

от числа сеточных цепей) контактными пластинами А и В, закрепленными на неподвижной шайбе. Когда щетка не касается ни одного из контактов, на сетки подается отрицательный потенциал, запирающий тиратроны. При касании щеткой контакта ток проходит через сопротивление R и положительное падение напряжения на нем превышает отрицательное E_{c0} , в связи с чем в тиратроне зажигается дуга. Чередование во времени положительных импульсов напряжения, создающих углы запаздывания по отношению к анодным напряжениям, показывают диаграммы сеточного и анодного напряжений на фиг. 3-8, б. Частота импульсов



Фиг. 3-8. Электромеханическое сеточное управление.

а — схема; б — линейные диаграммы.

изменяется здесь путем изменения скорости вращения двигателя. Требуемая ширина импульсов определяется выбором размеров щетки и контактов. Изменение угла задержки α достигается поворотом шайбы на требуемый угол.

Достоинство схемы в ее простоте. Недостатки схемы заключаются: а) в необходимости питания двигателя жестко стабилизированным напряжением и б) в наличии вращающихся и изнашивающихся деталей. Последний недостаток, присущий и всем другим электромеханическим системам, главным образом и предопределил постепенное вытеснение электромеханических систем и замену их электронно-ионными и электромагнитными импульсными системами управления, рассматриваемыми в следующих параграфах.

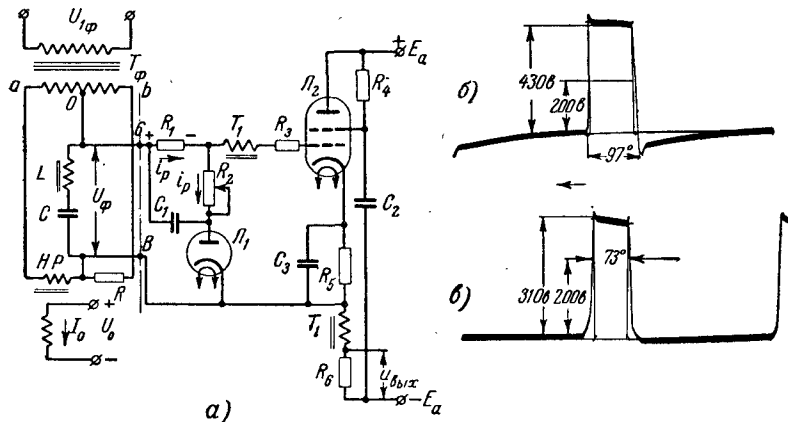
3-4. ИМПУЛЬСНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ СЕТОЧНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Импульсы с большой крутизной, доходящей на фронте возрастания до $30-40$ в/эл. град., могут быть получены при помощи электронных ламп. Из большого числа вариантов предложенных схем мы рассмотрим лишь две схемы: 1) одну, позволяющую получать регулируемые по фазе (точнее по началу фронта) прямо-

угольные импульсы при питании сеточной цепи переменным напряжением неизменной амплитуды и 2) позволяющую получать импульсы прямоугольной формы при переменной амплитуде и частоте питающего анодные и сеточные цепи переменного напряжения.

а) Схема управления при регулируемых по фазе прямоугольных импульсах

Одна из таких схем, разработанная Б. А. Салитринником и А. А. Пивоваровым, приведена на фиг. 3-9,а. Схема содержит два узла, отделенных на фигуре пунктирной линией *БВ*.



Фиг. 3-9. Электронное сеточное управление.
а — схема; б и в — осциллограммы.

Первый узел представляет собой активно-индуктивный фазосмещатель с насыщающимся реактором *НР*, отличающийся от приведенного на фиг. 3-7,а только тем, что здесь в диагональ моста с целью большего приближения кривой u_{ϕ} к синусоиде введено резонансное звено, состоящее из *L* и *C*. Узел, расположенный справа от линии *БВ*, содержащий две электронные лампы: диод L_1 и лучевой тетрод L_2 , выполняет функции преобразователя синусоидального напряжения в импульсы прямоугольной формы. Работает схема в следующем режиме. При нарастании положительного напряжения u_{ϕ} в диагонали моста открываются сразу диод L_1 и лучевой тетрод L_2 . Большой крутизне нарастающего фронта импульса тока, проходящего через L_2 , способствует введенный в схему трансформатор обратной связи T_1 , первичная обмотка которого введена в катодную цепь лампы L_2 , а вторичная обмотка — в сеточную цепь этой лампы.

Диод L_1 открыт здесь до тех пор, пока напряжение u_{ϕ} не достигнет максимума и не зарядится конденсатор C_1 , включенный в анодную цепь этой лампы параллельно с сопротивлениями

R_1 и R_2 . После запираания диода L_1 конденсатор начинает разряжаться через последовательно соединенные между собой сопротивления R_1 и R_2 . При этом падение напряжения на R_1 , выполняющее функции напряжения смещения по отношению к лампе L_2 , оказывается настолько большим, что при убывающей величине напряжения u_{ϕ} лампа L_2 полностью запирается. Запертое состояние этой лампы продолжается до тех пор, пока не начинается новый период нарастания напряжения u_{ϕ} . До наступления такого момента конденсатор полностью разряжается через $R_1 + R_2$. Введение в разрядную цепь конденсатора C_1 двух сопротивлений R_1 и R_2 облегчает подбор требуемой величины смещения в цепи лампы L_2 при одновременном обеспечении приемлемой постоянной времени разрядной цепи. Сопротивления R_5 и R_6 в катодном участке цепи лучевого тетрода обеспечивают минимальное выходное сопротивление схемы при приемлемой величине тока в анодной цепи тетрода. Напряжение на экранной сетке L_2 поддерживается сопротивлением R_4 и конденсатором C_2 . Конденсатор C_3 и R_5 создают нужное автоматическое смещение в цепи лампы L_2 , предупреждающее перегрузку этой лампы, в момент развития импульса тока. Форму импульсов, которую дает такая схема, показывают приведенные на фиг. 3-9,б и в осциллограммы, снятые при холостом ходе (фиг. 3-9,б) и при нагрузке системы управления на сеточное сопротивление $R_c = 2000 \text{ ом}$ (фиг. 3-9,в). Приведенные осциллограммы сняты при следующих параметрах элементов, входящих в схему управления: 1) лампы: L_1 — триод 6Н8С, используемый в режиме диода, 2) L_2 — тетрод типа 6ПЗС; 3) сопротивления: $R = 6,2 \text{ ком}$, $R_1 = 700 \text{ ком}$, $R_2 = 300 \text{ ком}$, $R_3 = 500 \text{ ком}$, $R_4 = 3,5 \text{ ком}$, $R_5 = 0,1 \text{ ком}$, $R_6 = 25 \text{ ком}$; 4) конденсаторы: $C = 0,25 \text{ мкф}$, $C_1 = 0,005 \text{ мкф}$, $C_2 = 2,0 \text{ мкф}$, $C_3 = 5,0 \text{ мкф}$; 5) трансформаторы: T_{ϕ} — нормального исполнения 220/500 в; T_1 — сердечник типа Ш-15, $S_{cm} = 3,3 \text{ см}^2$, $\omega_1 = 4000$ витков, $\omega_2 = 16000$ витков.

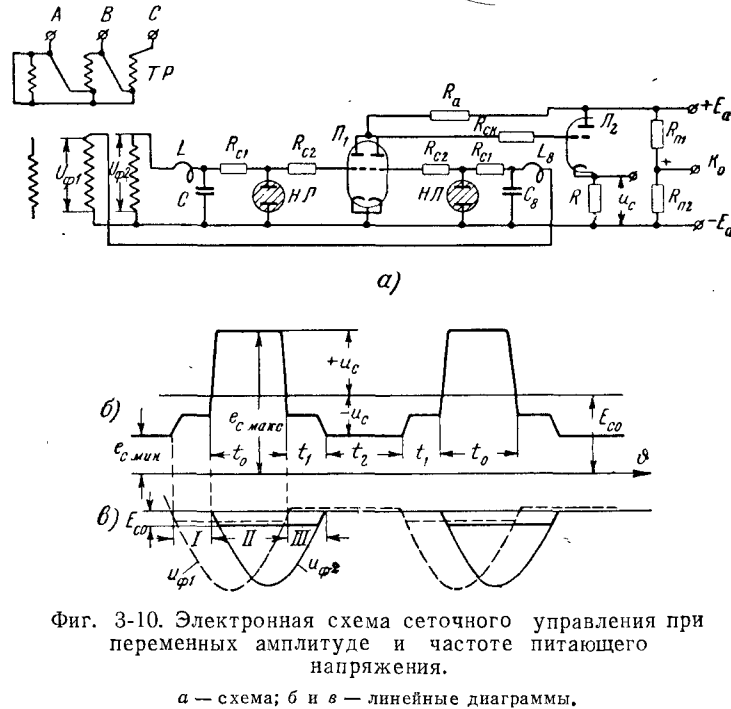
Преимущества электронной схемы заключаются в том, что, помимо высокой крутизны фронта импульса и возможности регулирования в определенном диапазоне ширины импульса, схема может применяться при переменной частоте питания вентиля и их сеточных цепей. При переменной частоте от введения резонансного контура в диагональ моста для улучшения формы кривой приходится отказаться.

б) Схема управления при переменной амплитуде и частоте питающего напряжения

В тех случаях, когда необходимо иметь стабильную крутизну и амплитуду импульсов, вводимых в сеточные цепи при системе управления, питаемой от источника переменного напряжения,

у которого одновременно с изменением частоты меняется и величина переменного напряжения (как это имеет, например, место в роторных цепях асинхронных двигателей, используемых, как это будет описано в § 5-16, в каскадных преобразователях), может быть применена схема управления, приведенная на фиг. 3-10, а*.

Для того чтобы величина импульсов не была связана с величиной входного переменного напряжения, в схеме применен



Фиг. 3-10. Электронная схема сеточного управления при переменных амплитуде и частоте питающего напряжения.

а — схема; б и в — линейные диаграммы.

принцип сеточного и анодного ограничений выходного импульса а для получения требуемой ширины его питание каждой из сеточных цепей производится, как это показано на схеме, от двух фаз трехфазной системы. С целью получения сдвига в 60° одна из фаз обращена на 180° . Двойной триод ($Л_1$), к сеткам которого через сглаживающие фильтры L и C (с целью ослабления зубцовых гармонических в роторной цепи) и неоновые лампы $НЛ$ подведены фазовые напряжения $U_{\phi 1}$ и $U_{\phi 2}$, работает в режиме анодного и сеточного ограничения. Сеточ-

* Схема предложена автором настоящей книги Г. И. Изъюровой при выполнении ею диссертационной работы.

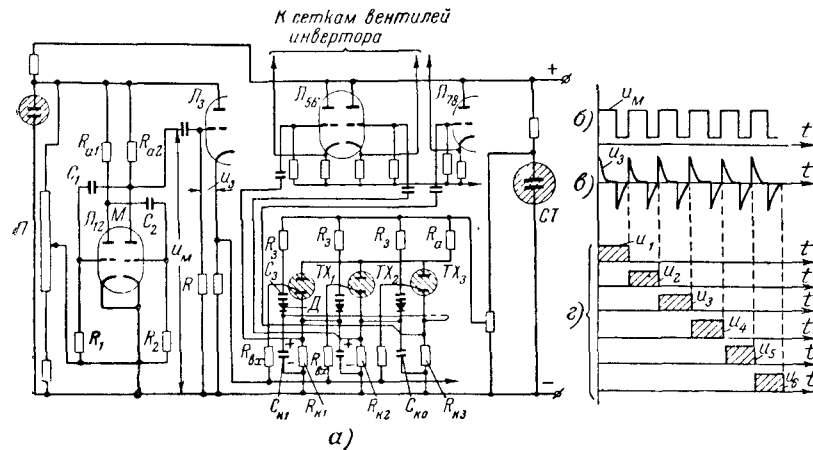
ному ограничению (закрытию лампы сеткой при полном напряжении на аноде лампы) отвечают отрицательные участки синусоид, расположенные ниже горизонтальных прямых, соответствующих напряжению отсечки в лампах. В интервалах I и III заперты по одной половине триода, а в интервале II заперты оба триода. В этом интервале напряжение между анодом и катодом лампы $Л_1$ максимально. Благодаря неоновым лампам ($НЛ$), включенным параллельно сеткам, и большим сеточным сопротивлениям R_{c1} сеточные токи здесь ограничены и напряжения на сетке в положительные части периода близки к нулю. Крутизна фронта выходных импульсов достаточно велика даже при малых значениях U_{ϕ} , что обеспечивает требуемую регулярность зажигания дуги в ионных вентилях. Импульс с лампы $Л_1$ для уменьшения выходного сопротивления схемы передается через катодный повторитель на сетку ионного прибора.

При наложении напряжения смещения E_{c0} линия отсчета величины и знака импульса отодвигается вверх от оси времени на E_{c0} . Такая линия определяет собой потенциал катода в ионном приборе, а мгновенные значения положительного напряжения определяют результирующее напряжение, вводимое в цепь сетки в момент зажигания дуги. Результирующее отрицательное напряжение равно $-u_c$. В рассматриваемой схеме напряжение смещения E_{c0} дает непосредственно напряжение, воспринимаемое нижним плечом потенциометра R_{n2} , включенного в цепь питания лампы. Необходимый сдвиг по фазе для получения нужного угла опережения может быть достигнут либо переключением обмоток, соединенных в зигзаг на первичной стороне сеточного трансформатора, либо при помощи дополнительно вводимого в первичную цепь мостового фазосмещателя. Преимущество электронных схем в том, что они требуют весьма маломощных фазосмещателей. Недостатком их является относительно малая выходная мощность, в связи с чем применение их ограничено установками малой мощности.

В некоторой мере выходная мощность может быть повышена заменой катодных повторителей на выходе схемы маломощными ионными приборами (триодами тлеющего разряда) либо полупроводниковыми приборами, в связи с чем электронная схема управления переходит электронно-ионную. Одна из таких систем описывается в следующем параграфе.

3-5. ИМПУЛЬСНАЯ ЭЛЕКТРОННО-ИОННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТЫ

В ионных вентилях, используемых в системах преобразования постоянного тока в переменный (независимых инверторах, рассматриваемых в гл. 5), частота напряжения на выходе зависит от частоты управляемого напряжения, вводимого в сеточные цепи вентилях. В тех случаях, когда инвертор должен иметь на выходе переменную частоту, сеточные цепи вентилях также должны питаться от источника переменной частоты. Разработанная на основе сочетания известных схем мультивибратора и пересчет-



Фиг. 3-11. Импульсное сеточное управление при помощи тиратронов тлеющего разряда.

а — схема; б—г — линейные диаграммы.

ного кольца и практически проверенная В. А. Лабунцовым [Л. 21] схема управления шестифазным преобразователем (инвертором) приведена на фиг. 3-11,а. Схема питается от самовозбуждаемого мультивибратора M , частота выходных импульсов которого (фиг. 3-11,б) может изменяться в широких (примерно от 100 до 1 000 μc) пределах при помощи потенциометра Π , вводящего напряжение смещения в цепь сетки лампы L_{12} . Требуемая периодичность импульсов напряжения, вводимых в сеточные цепи вентилях преобразователя частоты, достигается включением в схему пересчетного кольца, управляемого от мультивибратора. Связь мультивибратора с пересчетным кольцом осуществлена через дифференцирующую цепочку RC , обостряющую импульсы (фиг. 3-11,в), и катодный повторитель (лампа L_3). Пересчетное кольцо осуществлено на тиратронах тлеющего разряда,

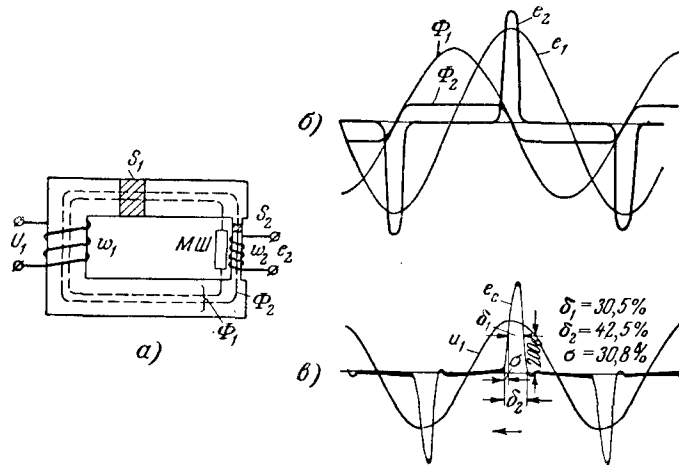
в цепи зажигаемых которых в соответствии с предложением Л. Н. Кораблева [Л. 23] введены малые предзарядные токи, ограниченные большими сопротивлениями. Это позволяет заметно уменьшить время зажигания тлеющего разряда. Еще большую экономию в габаритах и потребляемой мощности можно получить, введя вместо тиратронов полупроводниковые триоды.

Входной импульс от катодного повторителя подается одновременно через сопротивления $R_{\text{ст}}$ на зажигаемые всех шести тиратронов (TX_1, TX_2, TX_3 и т. д.) пересчетного кольца, из которых на схеме для упрощения показано только три. Тлеющий разряд зажигается при очередном импульсе у того тиратрона, у которого импульс на входе не шунтируется полупроводниковым диодом D . Для этого диод должен быть заперт. Запертым в схеме кольца оказывается только тот диод, который входит в цепь тиратрона, следующего за работающим в данный момент, в связи с тем, что катод этого диода получает более положительный потенциал, чем анод, благодаря положительному напряжению на катоде горящего тиратрона. После зажигания очередного тиратрона гаснет заряд в предыдущем в связи с тем, что разрядный ток очередного конденсатора C_k направлен навстречу току работающего тиратрона. Тиратроны кольца зажигаются по очереди по мере прихода пускового импульса и выдают управляющие импульсы со своих катодных сопротивлений (фиг. 3-11,г) через катодные повторители (лампы $L_{5,6}, L_{7,8}$ и т. д.) в сеточные цепи управляемых вентилях. Катодные повторители введены с целью повышения мощности импульсов в сеточных цепях вентилях.

3-6. ИМПУЛЬСНАЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СХЕМА С ПИК-ТРАНСФОРМАТОРАМИ

Положительные импульсы, вводимые в сеточные цепи для отпираания анодов (отпирающие импульсы), при относительно небольшой ширине их, как на фиг. 3-5, б, дают трансформаторы специального исполнения, получившие название пик-трансформаторов. Конструктивной особенностью таких трансформаторов является, как это видно из схемы, приведенной на фиг. 3-12, а, то, что стержень S_2 в магнитной системе их, несущий вторичную обмотку, имеет сечение, много меньшее, чем сечение остальной части магнитного сердечника. Это приводит к тому, что при нарастании первичного синусоидального потока Φ_1 в сердечнике S_1 (фиг. 3-12, б) (при подведенном к первичной обмотке синусоидальном напряжении) вторичный поток, проходящий через сечение S_2 , изменяется только, как показывает кривая Φ_2 , в небольших пределах на участке перехода первичного потока Φ_1 через нуль. После насыщения

стержня S_2 поток Φ_2 остается неизменным до следующего перехода потока Φ_1 через нуль. Трапецеидальной форме кривой вторичного потока соответствует импульсная форма кривой напряжения $e_2 = e_c$ с отрицательным знаком при возрастании потока Φ_2 и с положительным знаком при убывании потока Φ_2 от положительных значений к отрицательным. Ширина импульса e_2 зависит от того значения Φ_1 , при котором стержень S_2 насыщается. Крутизна импульса определяется степенью резкости перехода от плоского участка в кривой Φ_2 к синусоидальному ее участку.



Фиг. 3-12. Пик-трансформатор с синусоидальным первичным напряжением

а — конструктивная схема; б — линейная диаграмма; в — осциллограмма.

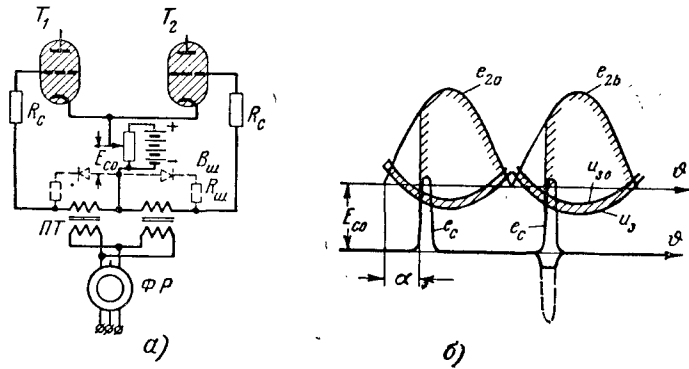
соидальному ее участку. Для повышения резкости перехода стержень S_2 набирается из материала типа пермаллоя с высокой начальной магнитной проницаемостью и плоским участком насыщения. Той же цели служит магнитный шунт $MШ$, показанный на фиг. 3-12, а если стержень S_2 , как и остальной сердечник, набирается из электротехнической стали. Увеличение сечения стержня S_2 приводит к увеличению ширины импульса, но при этом неизбежно уменьшается крутизна его фронта в связи с переходом к более пологим участкам синусоиды по мере удаления от нуля ее. Характерная для пик-трансформаторов связь между шириной импульса и его крутизной является помехой к получению широких импульсов (заметно превосходящих 30—40 эл. градусов) при требуемой крутизне (не менее 20—30 в/град). Какой фронт подъема и спада имеют импульсы, даваемые в действительности пик-трансформаторами, показывает осциллограмма e_c на фиг. 3-12, в,

снятая у одного из ходовых типов пик-трансформаторов вместе с кривой первичного напряжения u_1 . Здесь указаны ширины импульса δ_2 у основания и δ_1 на высоте его, соответствующей примерно напряжению смещения E_{c0} . По наклону прямолинейного участка между δ_1 и δ_2 и вычисляют обычно крутизну импульса σ . На приведенной осциллограмме, относящейся к холостому ходу (т. е. к ненагруженной на сеточную цепь вторичной обмотке), измеренная крутизна $\sigma = 30,8$ в/град. При нагрузке на сеточное сопротивление амплитуда импульса, а также его крутизна заметно уменьшаются в силу того, что при малом абсолютном значении потока Φ_2 в стержне S_2 пик-трансформатор чувствителен к размагничивающему действию вторичной н. с. Это является также недостатком, свойственным пик-трансформаторам. Этим объясняется их применимость главным образом в установках малой и средней мощности, в которых сеточные сопротивления относительно велики (больше 2000—3000 ом). Элементы, входящие в систему управления, в которой используются пик-трансформаторы, иллюстрирует фиг. 3-13, а, в которой показана схема, предназначенная для управления двухфазным выпрямителем. Режим работы сеток в такой схеме иллюстрируют диаграммы, построенные на фиг. 3-13, б. При наличии импульсов с достаточно большой крутизной фронта и амплитудой разница в значениях α , которые соответствуют нижней и верхней границам пусковой области, достаточно малы, как это видно из фиг. 3-13, б. Пунктиром показана в схеме на фиг. 3-13, а деталь, которая входит в схему тогда, когда амплитуда импульсов превышает 80—100 в. Она имеет назначением ограничить (срезать) отрицательный импульс, с тем чтобы предупредить появление на сетке таких отрицательных потенциалов, при которых может появиться тлеющий разряд (а при загрязненной поверхности сетки или большом числе остаточных зарядов в разрядном промежутке и дуговой разряд), нарушающий режим работы сеточной цепи.

Ограничение („срез“) отрицательного импульса достигается введением параллельно обмотке шунтирующего ее полупроводникового вентиля $V_{ш}$ и небольшого сопротивления $R_{ш}$ (для ограничения до приемлемой величины тока в обмотке). Шунтирование приводит к появлению внутреннего тока, резко снижающего отрицательный импульс, как это видно из сопоставления сплошного и пунктирного участков в отрицательных импульсах напряжения на фиг. 3-13, б.

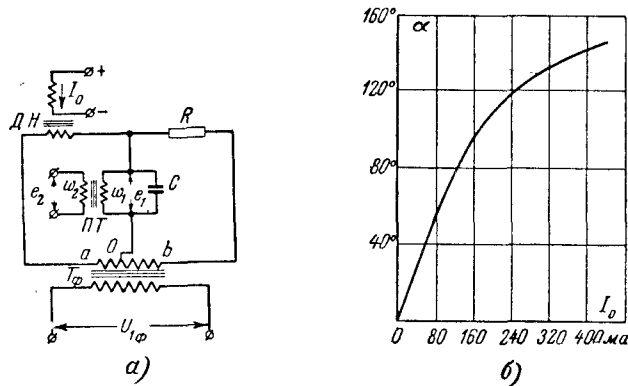
Для смещения импульса по фазе в схему фиг. 3-13, а введен индукционный фазорегулятор ΦP , но в последнее время он все чаще и чаще, в особенности в схемах автоматического управления, заменяется мостовым фазосмещателем, вариант схемы с ко-

торым приведен на фиг. 3-14,а. Особенность в выполнении такого моста против показанного на фиг. 3-5 заключается не только в параллельном включении емкости в диагональ моста для его



Фиг. 3-13. Управление двухфазным выпрямителем при помощи пик-трансформаторов.
а — схема; б — линейная диаграмма.

разгрузки от значительных реактивных токов, которые потребляет пик-трансформатор, но и в асимметричном нулевом выводе вторичных обмоток [Л. 10]. Этот вывод расположен ближе к кон-

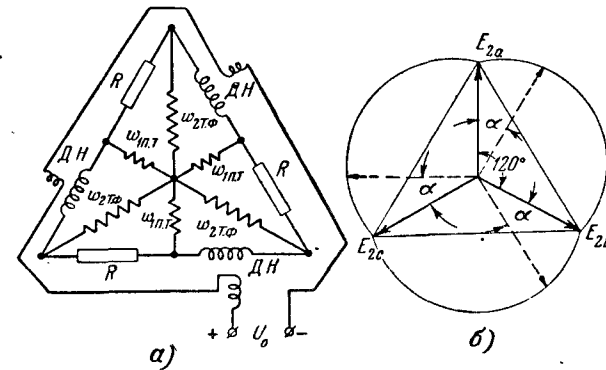


Фиг. 3-14. Питание пик-трансформатора от мостового фазосмещателя.

цу той вторичной обмотки, которая соединена с насыщающимся реактором, с тем чтобы ослабить влияние омического сопротивления дросселя насыщения.

При сдвиге нулевой точки на число витков, соответствующее 5—10% номинального напряжения, напряжение во вторичных обмотках выравнивается и линейное регулирование по углу, как показывает характеристика, приведенная на фиг. 3-14,б, достигается при одностороннем намагничивании 75—80°, а при изменении тока I_0 по знаку — двойного значения этого угла.

В трехфазных системах управления можно применить три сопряженных между собой, так же как это сделано в схеме на фиг. 3-7,а, однофазных (или точнее двухфазных) моста, но более экономное решение мы получаем, соединив вторичные обмотки $\omega_{2m,\phi}$ трансформатора управления T_ϕ в звезду, как показано на фиг. 3-15,а. Активно-индуктивные цепи присоеди-

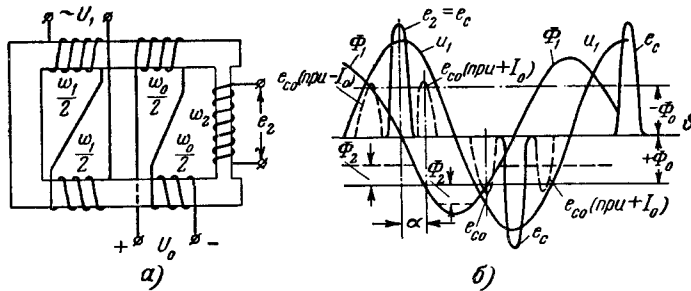


Фиг. 3-15. Упрощенный трехфазный мостовой фазосмещатель.

няются к вершинам звезды, а первичные обмотки пик-трансформаторов $\omega_{1n,m}$ — между нулевой точкой звезды и средними точками активно-индуктивных цепей. В такой схеме, наиболее экономной по числу входящих в нее элементов, может быть достигнуто регулирование угла α в диапазоне 120°, как это показывает диаграмма на фиг. 3-15,б.

Смещение по фазе отпирающего импульса $e_c = e_2$ по отношению к анодному может быть достигнуто и при непосредственном подмагничивании сердечника пик-трансформатора через дополнительную обмотку, располагаемую на сердечнике, как показано на фиг. 3-16,а. При совпадении по направлению н. с., создаваемых первичным током i_1 в положительный полупериод и током подмагничивания I_0 (что соответствует положительному знаку последнего), нуль результирующего магнитного потока соответствует точке пересечения прямой Φ_0 на фиг. 3-16,б с отрицательным участком синусоиды первичного потока Φ_1 (поток Φ_0 отложен на фиг. 3-16,б вниз от оси вре-

мени для непосредственного графического вычитания противоположно направленных в рассматриваемый полупериод магнитных потоков: переменного Φ_1 и постоянного Φ_0). Полное перемагничивание стержня S_2 происходит в этом режиме также при изменении вторичного потока на $\pm \Phi_2$. Это соответствует смещению положительного импульса e_c , обозначенного на фиг. 3-15, б пунктиром, вправо, а отрицательного импульса влево на угол α против нулевых их положений при $I_0 = 0$. При отрицательном значении тока подмагничивания импульсы смещаются в противоположном направлении. Недостатком такого метода регулирования является то, что при сдвиге импульсов даже на относительно небольшие углы α уменьшается не только амплитуда импульсов, но и их крутизна, в особенности у положительного импульса, сдвигаемого влево.



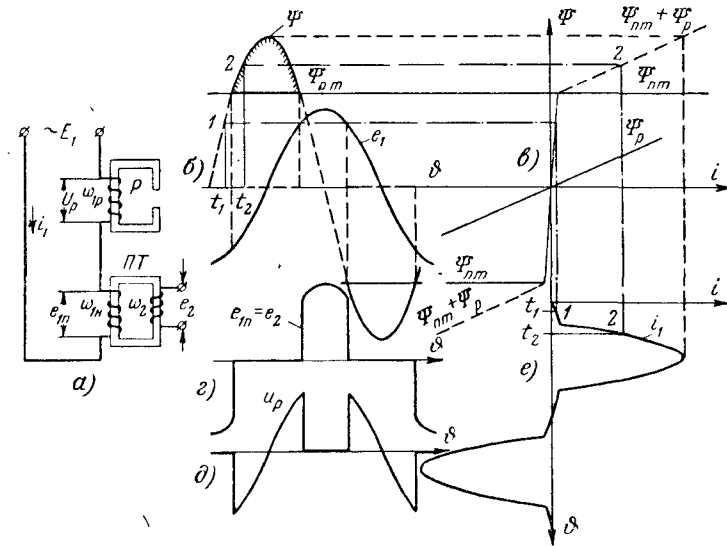
Фиг. 3-16. Сдвиг импульса путем подмагничивания сердечника пик-трансформатора.

а — конструктивная схема; б — линейная диаграмма.

У пик-трансформаторов описанного типа, которые могут быть названы пик-трансформаторами с синусоидальным первичным напряжением, могут быть достигнуты предельные углы сдвига до 45° . При этом крутизна импульсов спадает с $20\text{—}30$ в/град до $8\text{—}10$ в/град.

Диапазон линейного регулирования по углу α может быть расширен почти вдвое, если перейти от описанного к другому типу пик-трансформатора, у которого через первичную обмотку проходит ток, кривая которого изменяется по треугольнику. Так как треугольную форму тока можно рассматривать как вырожденную в частном случае синусоиду, то пик-трансформаторы с треугольной формой кривой первичного тока относят к классу пик-трансформаторов с заданным первичным током, противопоставляя их рассмотренному классу — с заданным синусоидальным пер-

вичным напряжением. Пик-трансформаторы с заданной (в частности, с треугольной) формой кривой первичного тока имеют другое конструктивное исполнение и иную электрическую схему включения его в цепь питания, как это показано на фиг. 3-17, а. Пик-трансформатор ПТ выполнен здесь с однородным по сечению замкнутым сердечником целиком из материала типа пермаллой, с высокой начальной проницаемостью и плоским



Фиг. 3-17. Пик-трансформатор с синусоидальным первичным током.

а — схема; б — линейная диаграмма потокосцеплений; в — кривые намагничивания; г — линейная диаграмма э. д. с.; д — линейная диаграмма напряжения на ненасыщенном реакторе; е — линейная диаграмма первичного тока.

участком насыщения, как это в несколько идеализированном виде показывает кривая $\Psi_{n.m}$ на фиг. 3-17, в. Последовательно с первичной обмоткой трансформатора включен здесь линейный реактор P с незамкнутой магнитной системой.

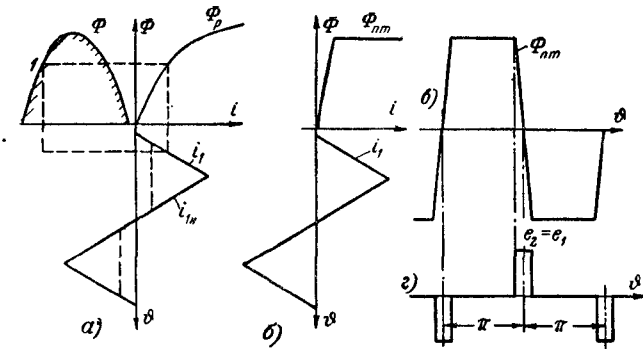
Для того чтобы выяснить, при каких магнитных характеристиках реактора P и пик-трансформатора ПТ, который при разомкнутой вторичной обмотке может также рассматриваться как реактор, но с быстро насыщающейся магнитной системой, можно получить кривую первичного тока, близкую к треугольной, рассмотрим вначале режим намагничивания реакторов и распределение напряжения между ними в пределах одного периода в общем случае. Такой режим иллюстрируют диаграммы, приведенные на фиг. 3-17, б—е.

На фиг. 3-17, б даны синусоида первичной э. д. с. и опережающая ее на 90° синусоида суммарных потокосцеплений,

образуемых обмотками обоих реакторов. На уровне $\Psi_{n.m}$ здесь нанесена прямая, параллельная оси абсцисс. Она соответствует участку насыщения кривой намагничивания пик-трансформатора. Последняя построена вместе с кривой намагничивания линейного реактора Ψ_p на фиг. 3-17, в. На оси ординат отложены здесь потокосцепления: у пик-трансформатора $\Psi_{n.m} = \omega_{1n} \Phi_{1n.m}$, а у линейного реактора $\Psi_p = \omega_{1p} \Phi_{1p}$. Синусоида суммарных потокосцеплений Ψ разбита на фиг. 3-17, б на две части: 1) внутреннюю, ограниченную сверху и снизу участками насыщения $\pm \Psi_{n.m}$ и выделенную на фигуре пунктиром, и 2) внешнюю, лежащую вне прямых $\pm \Psi_{n.m}$ (эта часть выделена в положительной и отрицательной частях синусоиды Ψ).

Потокоосцепления, относящиеся к внутренней части кривой, создаются в подавляющей части обмоткой пик-трансформатора, поскольку в режиме начального намагничивания ток в цепи, как это видно из фиг. 3-17, в, очень мал, в связи с чем потокоосцеплениями, возникающими в линейном реакторе, можно пренебречь. Потокоосцепления, относящиеся к внешней части кривой Ψ , создаются, наоборот, обмоткой линейного реактора ω_{1p} , поскольку после насыщения магнитной системы потокоосцепления ΠT остаются неизменными и участия в наведении э. д. с. не принимают. Переноса точки пересечения синусоиды Ψ и прямых $\pm \Psi_{n.m}$ на синусоиду первичного напряжения, мы также разбиваем ее на участки, из которых средние определяют собой напряжения, возникающие на обмотке линейного реактора. Раздельно участки кривой перенесены на фиг. 3-17, г и д. Такие несколько идеализированные кривые мы получаем при идеализированных также характеристиках, построенных на фиг. 3-17, в. По кривой, построенной на фиг. 3-17, г, мы видим, что э. д. с. первичной обмотки пик-трансформатора e_{1n} , а следовательно, и его вторичной обмотки e_c изменяется по кривой, имеющей крутой фронт нарастания и достаточно широкий импульс. Длительность импульса в рассматриваемой схеме может быть любой, поскольку она зависит от раствора синусоиды Ψ на высоте $\Psi_{n.m}$, что определяется выбором соотношения между амплитудой Ψ и высотой участка насыщения $\pm \Psi_{n.m}$. Поэтому, если бы перед нами не стояла задача добиться большого диапазона линейного регулирования по углу α , можно было ограничиться для формирования импульсов кривыми намагничивания, приведенными на фиг. 3-17, в. Но при таких характеристиках мы не получаем кривой первичного тока, изменяющегося по треугольнику, как это можно видеть на фиг. 3-17, е. Кривая первичного тока построена здесь по синусоиде Ψ и результирующей кривой намагничивания

$\Psi_{n.m} + \Psi_p$ (фиг. 3-17, в), как это показывает построение, выполненное для двух точек 1 и 2, расположенных на восходящей части синусоиды Ψ . Абсциссы t_1 и t_2 соответствуют выбранным точкам 1 и 2 на фиг. 3-17, г. Нижние участки кривой тока i_1 , соответствующие быстрому нарастанию потока в сердечнике пик-трансформатора, могут быть по продолжительности сокращены до предельного минимума путем повышения амплитуды кривой Ψ по отношению к $\Psi_{n.m}$. Такое сокращение все больше и больше приближает кривую i к синусоиде. Это и является осно-



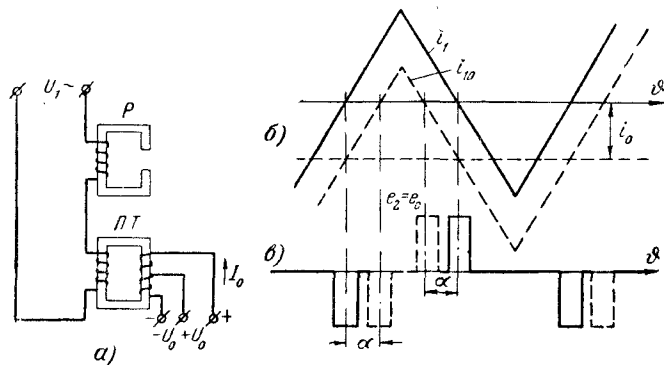
Фиг. 3-18. Работа пик-трансформатора при треугольной форме кривой первичного тока.

ванием для отнесения рассматриваемого пик-трансформатора в общем случае к трансформаторам с первичным синусоидальным током.

Условие, при котором может быть получена треугольная форма кривой первичного тока, легко может быть найдено, если учесть, что кривая первичного тока в рассматриваемой системе при неучете весьма короткого участка начального намагничивания определяется в решающей степени линейным реактором. Это позволяет при нахождении кривой первичного тока пользоваться только верхушкой синусоиды Ψ , оттененной на фиг. 3-17, б штриховкой. Эта и сделано на фиг. 3-18, а. Здесь вместо Ψ нанесены на оси ординат непосредственно магнитные потоки Φ , так как рассматривается каждый из реакторов в отдельности с относящимся к нему числом витков. Кривую первичного тока, изменяющуюся по прямой линии, можно получить, как это непосредственно следует из геометрических соотношений, если очертания начального участка кривой намагничивания (включая колена) линейного реактора подобрать таким, чтобы оно близко соответствовало рассматриваемой верхушке синусоиды потока Φ . При наличии такого со-

ответствия мы и получаем кривую первичного тока, изменяющуюся по треугольнику, как на фиг. 3-18,а. После получения такой кривой мы возвращаемся к кривой намагничивания пик-трансформатора, также нанесенной на фиг. 3-18,б, и строим по ней кривую изменения во времени магнитного потока в сердечнике пик-трансформатора. По последней кривой затем строятся, как это сделано на фиг. 3-18,в, выходные импульсы напряжения пик-трансформатора $e_2 = e_c$.

Если пик-трансформатор с линейно изменяющимся током снабдить обмоткой подмагничивания, как в схеме на фиг. 3-19,а,



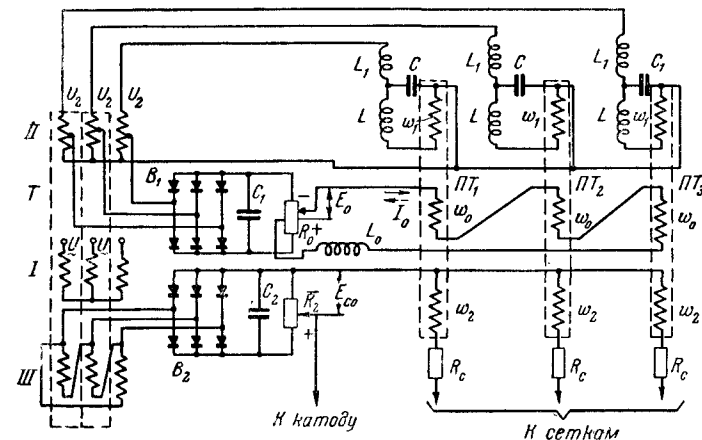
Фиг. 3-19. Сдвиг фазы импульса в пик-трансформаторе с треугольной кривой первичного тока.

а — схема; б — линейная диаграмма токов; в — линейная диаграмма импульсов.

то при положительном значении I_0 прямая I_0 вместе с треугольником первичного тока, показанным на фиг. 3-19,б пунктиром, смещается вниз, и точки пересечения пунктирных прямых с осью времени определяют углы сдвига α у осей импульсов напряжения по отношению к их начальному положению, когда $I_0 = 0$. При отсутствии искажений в кривой первичного тока (которых до конца избежать трудно) удастся получить сдвиг угла α в каждую из сторон до 90° .

Полная схема сетевого управления трехфазным выпрямителем, в которой используются пик-трансформаторы с треугольной формой кривой первичного тока, приведена на фиг. 3-20. В схему входит трехфазный сеточный трансформатор T , имеющий на каждом стержне по три обмотки, и три однофазных пик-трансформатора $ПТ$ с треугольной формой первичного тока также с тремя обмотками на стержне. Одна вторичная обмотка трансформатора T (обмотка II) питает одновременно первичные обмотки пик-трансформаторов и выпрямительный мост B_1 , дающий напряжение для питания обмоток подмагничивания ω_0 всех

трех пик-трансформаторов. Другая вторичная обмотка трансформатора T (обмотка III), питает переменным напряжением мост B_2 , дающий напряжение смещения для сеток. Параллельно первичной обмотке пик-трансформаторов включены дроссель L и емкость C . Эти элементы способствуют созданию более совершенной треугольной формы кривой. Реактор L_0 с большой индуктивностью включен здесь в цепь подмагничивания для того, чтобы не допустить появления в этой цепи заметных пульсаций тока, обусловленных наведением переменной э. д. с. в обмотках.



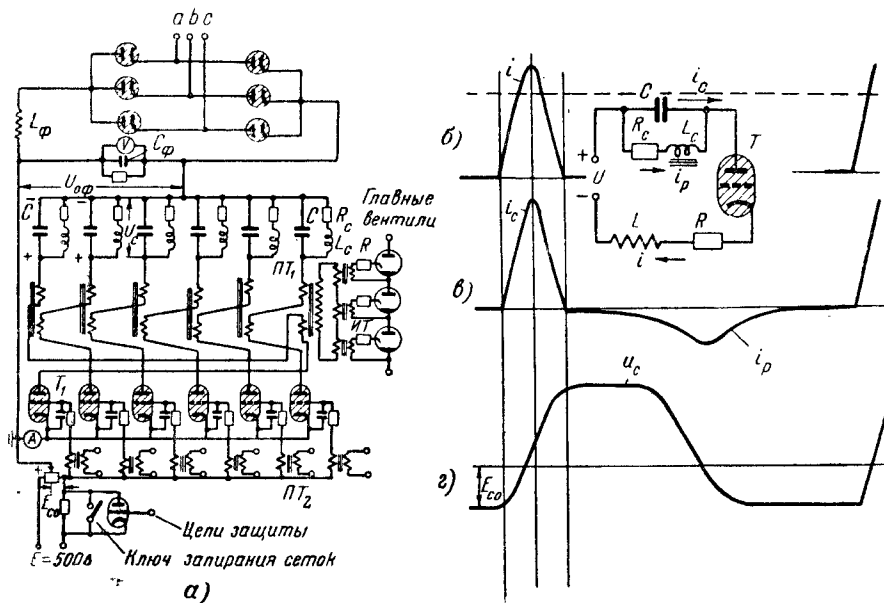
Фиг. 3-20. Схема сетевого управления трехфазным выпрямителем при помощи пик-трансформаторов с первичным током треугольной формы.

Сравнивая между собой системы управления с пик-трансформаторами синусоидального напряжения и треугольной формы кривой первичного тока, мы видим, что у первых система проще и дешевле, так как не требуется иметь дополнительных линейных реакторов и меньше затрачивается пермаллоя, но зато при трансформаторах с треугольной формой кривой первичного тока больше диапазон изменения угла α и обеспечиваются большие вариации в выборе ширины импульса.

В заключение рассмотрим еще импульсную систему, применяемую для управления высоковольтными вентилями на преобразовательных подстанциях в системе передачи энергии на большие расстояния постоянным током.

Один из примененных вариантов полной схемы управления приведен на фиг. 3-21,а. Схема рассчитана на управление шестью вентильными плечами трехфазного моста, причем в каждое плечо входит три последовательно соединенных вентиля, показанных справа на схеме.

В связи с тем, что вентили высоковольтные, а система управления низковольтная, передача импульсов в цепи управления (всех трех вентилей одновременно) производится через изолирующие трансформаторы $ИТ$, первичные обмотки которых питаются от вторичных обмоток импульсных трансформаторов $ПТ$, неточно называемых пик-трансформаторами и показанных на схе-



Фиг. 3-21. Управление вентилями линии передачи постоянного тока высокого напряжения.

ме только для одного плеча. Каждый пик-трансформатор имеет две первичные обмотки, пропускающие поочередно импульсы тока с шириной, как это можно видеть из диаграммы тока на фиг. 3-21,б, порядка 40° и со сдвигом между собой в 60° . Двойные импульсы нужны для того, чтобы одновременно работающие в мостовой схеме вентили, но вступающие в работу со сдвигом в 60° , могли обеспечить включение в действие преобразовательной системы. 60° -градусный сдвиг достигается включением первичных обмоток пик-трансформаторов в разные фазы.

В связи с большими токами (5—6 а), проходящими здесь через первичные обмотки пик-трансформаторов $ПТ$, питание их производится импульсами от источника постоянного напряжения $U_{0\phi}$ через конденсаторы C и вспомогательные тиратроны T , открывающиеся поочередно через 60° положительными им-

пульсами, даваемыми пик-трансформаторами $ПТ_2$, включенными в сеточные цепи тиратронов.

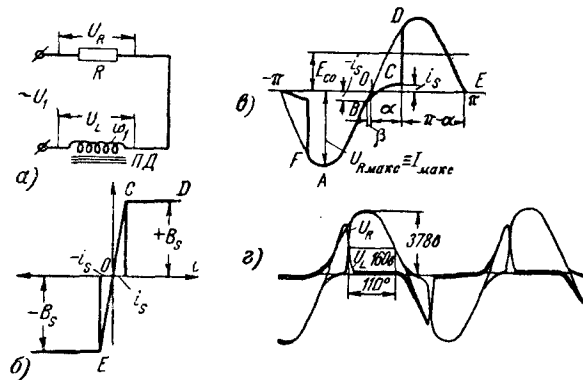
При открытии очередного тиратрона под действием суммы напряжений $U_{0\phi}$ и начального напряжения на конденсаторе U_{C0} , имеющего полярность, указанную знаками $+$ и $-$ на схеме, через две последовательно соединенные первичные обмотки проходит импульс тока (фиг. 3-21,б). Под действием этого импульса конденсатор перезаряжается (фиг. 3-21,з). Когда напряжение на конденсаторе становится равным напряжению источника постоянного тока $U_{0\phi}$, импульс тока спадает к нулю и тиратрон T_1 запирается напряжением смещения E_{C0} . После запирающего тиратрона конденсатор перезаряжается через нелинейную индуктивность L_C и сопротивление R_C до первоначального напряжения U_{C0} . Ток перезаряда соответствует отрицательному участку в кривой i_C . Применение узких импульсов определялось здесь условиями предупреждения горения дуги на управляющей сетке при отрицательном аноде. При наличии над управляющей сеткой еще экранирующей, выполняющей функции деионизирующей, проникновение ионов в область анода становится исчезающе малым. В этом случае и в высоковольтных вентилях не исключена возможность перехода на управление широкими импульсами, имеющими ступенчатую форму, что ослабляет интенсивность распыления материала сеток под действием ионной бомбардировки. По режиму работы в сеточных цепях главных вентилей схема может быть отнесена к тиратронно-конденсаторным схемам, рассматриваемым в § 3-9.

3-7. ИМПУЛЬСНАЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СИСТЕМА С ПИК-ДРОССЕЛЯМИ

Кривая тока с круто нарастающим передним фронтом может быть получена не только при последовательном соединении линейного реактора с быстро насыщающимся, как это имеет место в схеме, описанной в предыдущем параграфе, но и при последовательном соединении линейного активного сопротивления R с быстро насыщающимся реактором, как в схеме, приведенной на фиг. 3-22,а. Отпирающий положительный импульс, вводимый в сеточную цепь, снимается здесь с активного сопротивления R , напряжение на котором меняется так же, как и ток в рассматриваемой цепи.

Импульс напряжения, снимаемый с R , можно сдвигать по фазе по отношению к напряжению питания U_1 , если снабдить насыщающийся реактор, называемый пик-дресселем, обмоткой подмагничивания. Рассмотрим вначале режим работы цепи при отсутствии подмагничивания пик-дресселя, что соответствует схе-

ме, приведенной на фиг. 3-22,а. Кривая намагничивания пик-дросселя представлена на фиг. 3-22,б в несколько идеализированном, так же как и раньше, виде, а именно: а) начальным участкам намагничивания отвечают отрезки прямых OC и OE , имеющие большой угол подъема по отношению к оси абсцисс, и б) участкам насыщения отвечают горизонтальные прямые CD и EF . Границе перехода от одних участков к другим соответствуют токи насыщения i_s и $-i_s$. В соответствии с приведенной кривой намагничивания построена кривая тока на фиг. 3-22,в в предполо-



Фиг. 3-22. Пик-дроссель.

а — схема; б — кривая намагничивания; в — линейная диаграмма; г — осциллограмма.

жении, что напряжение питания синусоидально. Пока мгновенное значение тока в цепи превышает ток насыщения пик-дросселя i_s , напряжение на его обмотке равно нулю (при пренебрежении активным сопротивлением обмотки), так как магнитный поток в сердечнике пик-дросселя в этом режиме не меняется. Напряжение питания U_1 тратится в этом случае целиком в сопротивлении R . Поэтому

$$i = \frac{\sqrt{2}U_1}{R} \sin \vartheta. \quad (3-4)$$

В связи со сдвигом кривой тока по отношению к кривой напряжения на угол φ , меньший чем 90° , можно предполагать, что на начальном участке подъема кривой напряжения от ее отрицательного максимума пик-дроссель насыщен, так как ток здесь проходит через участок своих максимальных значений. В этом случае ток в цепи меняется по (3-4), и кривая напряжения при соответствующем подборе масштаба определяет одновременно и изменения тока, пока пик-дроссель не выходит из состояния насыщения. Насыщение реактора имеет место до снижения тока $-i$ до значения, равного току насыщения $-i_s$ (точка B на кривой

тока на фиг. 3-22,в). После точки B закономерность, определяющая ток, становится иной, поскольку с выходом пик-дросселя из режима насыщения в цепь входит наряду с активным сопротивлением еще и индуктивное сопротивление $X_L = \omega L_0$, в котором индуктивность в соответствии с постоянным углом наклона начального участка кривой намагничивания остается величиной неизменной. В связи с линейностью цепи в новом режиме ее работы ток в ней определяется из баланса напряжений

$$L \frac{di}{dt} + iR = \sqrt{2}U_1 \sin \vartheta. \quad (3-5)$$

Решение (3-5) при учете начального значения тока $i_{-\vartheta=\beta} = -i_s$ дает [Л. 31]:

$$i = \left[-i_s - \frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{R^2 + (\omega L_0)^2}} \sin(-\beta - \varphi) e^{-\frac{\vartheta+\beta}{\omega T}} + \frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{R^2 + (\omega L_0)^2}} \sin(\vartheta - \varphi) \right]. \quad (3-6)$$

Здесь

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L_0}{R} \quad (3-7)$$

и

$$T = \frac{L_0}{R}. \quad (3-8)$$

По этому уравнению ток меняется до значения $+i_s$, определяющего переход к насыщению реактора в положительную часть периода (точка C на кривой тока на фиг. 3-22,б). В последующем ток вновь изменяется по (3-4). Пропорционально току меняется и напряжение u_R на сопротивлении R , в связи с чем участки кривой, отмеченные на фиг. 3-22, в жирной линией, определяют собой форму выходного импульса напряжения e_c . Тонко начерченные участки синусоиды определяют собой напряжение, воспринимаемое пик-дросселем. Построенной на основе расчетных соотношений кривой напряжения на фиг. 3-22,в очень близко соответствует осциллограмма напряжений, приведенная на фиг. 3-22,г. Снимаемый с сопротивления R импульс напряжения, кроме высокой крутизны переднего его фронта, характеризуется большой шириной и постепенным спадом заднего фронта, что благоприятно отражается на режиме работы сеток и с точки зрения уменьшения их распыления и в отношении ограничения потока ионов, диффундирующих к отрицательному аноду, если главная дуга

погасла несколько ранее конца положительного импульса сеточного напряжения. Ширина импульса у основания его

$$\lambda_c = \pi - \alpha. \tag{3-9}$$

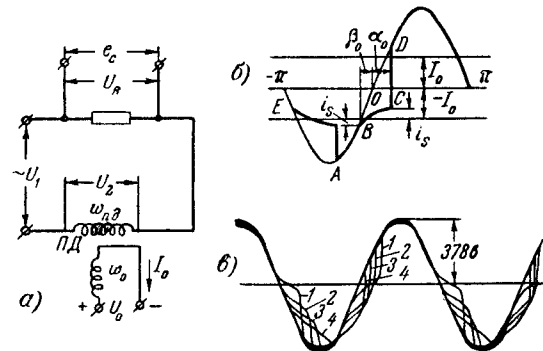
Угол α может быть вычислен по приближенной формуле [Л. 31]:

$$\cos \alpha = 1 - \frac{2i_s \omega L_0}{V \sqrt{2} U_1}. \tag{3-10}$$

На высоте, соответствующей напряжению смещения E_{c0} , ширина импульса меньше, соответствующая равенству

$$\lambda'_c = \lambda_c - \arcsin \left(\frac{E_{c0}}{U_{R \text{ макс}}} \right). \tag{3-11}$$

При подмагничивании пик-дросселя постоянным током, как это имеет место в схеме, приведенной на фиг. 3-23, а, метод

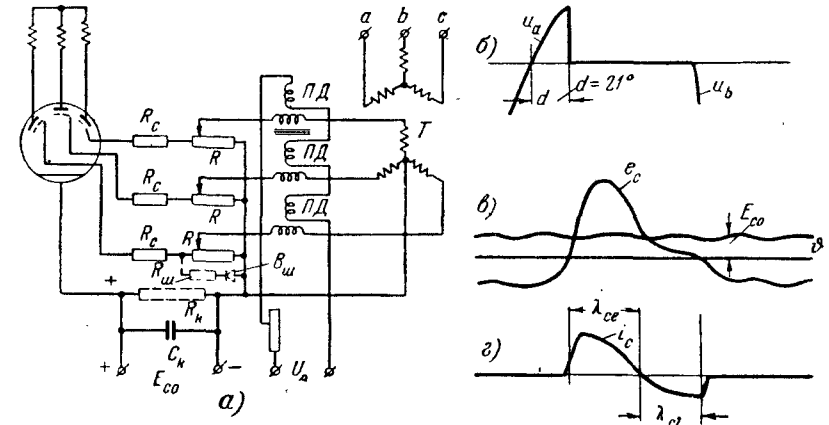


Фиг. 3-23. Пик-дроссель с подмагничиванием для изменения фазы импульса.
а — схема; б — линейная диаграмма; в — осциллограммы.

построения кривой тока (фиг. 3-23, б) остается таким же, как и при отсутствии намагничения, но отсчет значения $-i_s$, при котором прекращается насыщение сердечника в отрицательную часть периода (точка В на кривой напряжения), ведется от линии, расположенной ниже оси абсцисс (при отрицательном значении I_0) на величину тока подмагничивания I_0 . При этом начало фронта импульса смещается не только вдоль оси времени, но и перпендикулярно к ней. Крутизну фронта импульса при разных отрицательных значениях тока подмагничивания показывают осциллограммы, приведенные на фиг. 3-23, в. Эти осциллограммы относятся к пик-дросселю, изготовленному из пермаллоя с сечением сердечника $1,5 \text{ см}^2$ и средней длиной магнитной линии в сердечнике $13,5 \text{ см}$. Число витков катушки

переменного тока $\omega_{n.0} = 2700$, а число витков обмотки подмагничивания $\omega_0 = 1000$. Напряжение питания $U_1 = 260 \text{ в}$. Активное сопротивление в цепи $R = 3000 \text{ ом}$.

Включение пик-дросселей с подмагничиванием в систему сеточного управления ртутным вентилем иллюстрирует схема, приведенная на фиг. 3-24, а. Здесь три однофазных пик-дросселя питаются от вторичных обмоток трансформатора управления Т. Активные сопротивления R, с которых снимаются отпи-

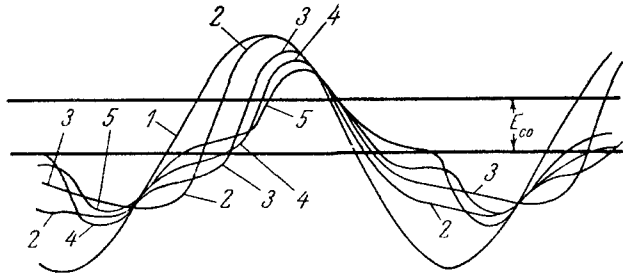


Фиг. 3-24. Трехфазная схема управления при помощи пик-дросселей.
а — схема; б—г — линейные диаграммы.

рающие импульсы напряжения e_c , здесь, так же как и вторичные обмотки, соединены в звезду. Для запирания сеток в промежутках между подачей импульсов в систему управления введено напряжение смещения от независимого источника E_{c0} . В некоторых установках вместо источника независимого смещения пользуются автоматическим смещением, достигаемым включением в цепь катода активного сопротивления R_k (показанного на схеме пунктиром), шунтированного емкостью C_k . Нужное по знаку и величине падение напряжения на этом сопротивлении создает электронная составляющая сеточных токов, среднее значение которой должно превышать среднее значение ионной составляющей этого тока. Это условие соблюдается, как это можно видеть из осциллограммы сеточного тока на фиг. 3-24, г, если подмагничивание производится отрицательным током. Осциллограмма сеточного тока соответствует кривой изменения результирующего напряжения на сетке e_c (фиг. 3-24, в). Приведенные осциллограммы сеточного напряжения и тока соответствуют углу запаздывания $\alpha = 21^\circ$, как это показывает кривая анодного напряжения на фиг. 3-24, б. Когда

в целях увеличения диапазона регулирования угла α применяют двухзначное подмагничивание, необходимо учитывать то обстоятельство, что при положительном I_0 сильно возрастают отрицательные участки импульсов. В этом случае для предупреждения появления больших отрицательных импульсов на сетке отрицательные участки импульсов срезают введением, как и при пик-трансформаторах, шунтирующего сопротивления $R_{ш}$ и вентиля $B_{ш}$, включаемых параллельно активному сопротивлению R , как это показано пунктиром у нижнего сопротивления на фиг. 3-24, а.

В связи с тем, что шунтирующие полупроводниковые вентили требуют при этом наличия достаточно большого числа элементов

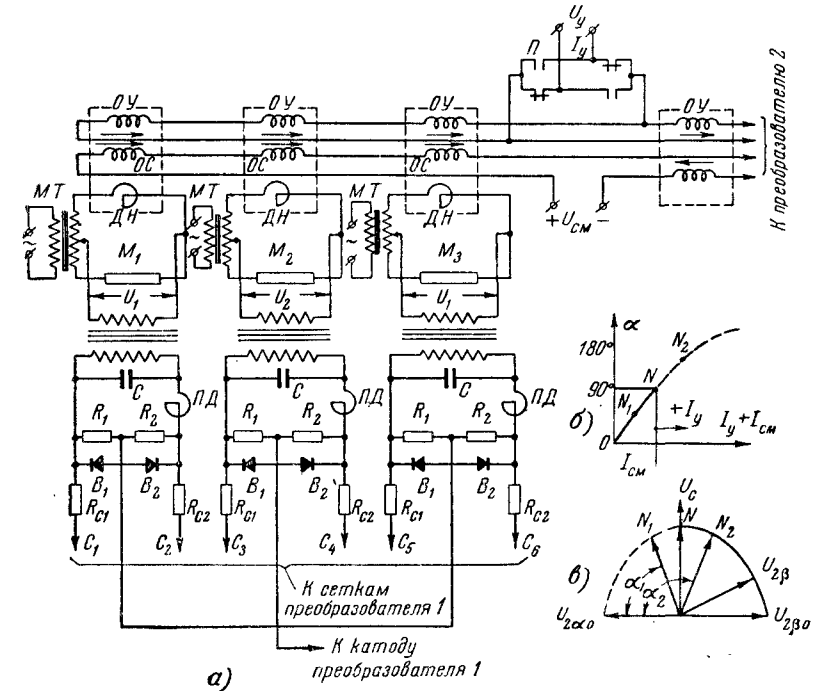


Фиг. 3-25. Осциллограммы для схемы фиг. 3-24,а.

и, кроме того, при положительном подмагничивании исключается возможность иметь автоматическое смещение, то к двухзначному подмагничиванию пик-дросселей прибегают сравнительно редко. Регулирование фазового сдвига при помощи подмагничивания пик-дросселей сохраняет в себе в основном те же недостатки, что и у пик-трансформаторов, а именно: кроме ограниченного диапазона изменения углов α , фронт импульсов, как это можно видеть из осциллограмм, приведенных на фиг. 3-25, заметно изменяется. Поэтому в тех случаях, когда требуется иметь широкое регулирование и в особенности в преобразователях, рассчитанных на обратимую работу из выпрямительного режима в инверторный и обратно, для получения изменения угла α в широком диапазоне пользуются обычно внешними фазосмещателями, к которым присоединяются цепи, содержащие пик-дроссели и активное сопротивление R .

Одна из таких схем, рассчитанная на управление двумя преобразователями, из которых один работает в выпрямительном режиме, а другой в инверторном, дана на фиг. 3-26,а [Л. 70]. Здесь показаны сеточные цепи только одного преобразователя. Сеточные цепи другого, расположенные симметрично цепям первого, справа от них, на фигуре не показаны. Сеточные цепи расчи-

таны на управление шестью вентилями, входящими в каждый из преобразователей. Питаются они через сеточные трансформаторы, первичные обмотки которых присоединены к трем фазосдвигающим мостам (M_1 , M_2 и M_3). На выходе мостов, так же как и на входе первичных обмоток сеточных трансформаторов, напряжения синусоидальны, а на сопротивлениях R , включенных на вторичной стороне сеточных трансформаторов последователь-



Фиг. 3-26. Схема с пик-дросселями для получения крутого фронта импульса и мостовыми фазосмещателями.

но с пик-дросселями ПД, кривые напряжения имеют форму импульсов. Здесь используются импульсы обоих знаков для управления через полупроводниковые вентили B_1 и B_2 и сеточные сопротивления $R_{с1}$ и $R_{с2}$ сеточным режимом в двух главных вентилях, работающих со сдвигом фаз в 180° . Импульсы сдвигаются по фазе путем изменения тока подмагничивания дросселей насыщения (ДН), входящих в качестве одного из плеч в фазосдвигающие мосты. Каждый из дросселей насыщения имеет две подмагничивающих обмотки: 1) обмотку смещения (ОС), ток в которой задает начальное подмагничивание, и 2) обмотку управления (ОУ), ток в которой I_y изменяет состояние подмагничивания, что и приводит к изменению фазы напряжения, снимаемого с диаго-

нали моста. Обмотки смещения всех шести сеточных систем у обоих преобразователей включены последовательно и ток в них проходит в одном направлении. Возникающему при этом начальному подмагничиванию отвечает точка N на характеристике угловых смещений (фиг. 3-26, б), дающей зависимость между углом сдвига α и суммарным током подмагничивания дросселя ($I_{cm} \pm I_y$). Когда ток управления $I_y = 0$, вектор сеточного напряжения сдвинут, как показывает точка N на круговой диаграмме фиг. 3-26, в, на 90° как по отношению к вектору начального положения U_{2a0} в режиме выпрямления тока, так и к вектору начального отсчета U_{2p0} в режиме инвертирования тока.

С введением тока управления, который в последовательно соединенных обмотках OU одного преобразователя проходит в согласованном с током смещения направлении, а в обмотках OU другого преобразователя проходит во встречном токе смещения направлении, точка N на характеристике угловых смещений (фиг. 3-26, б) одного преобразователя переходит в точку N_1 , а другого в точку N_2 . Это соответствует перемещению вектора сеточного напряжения U_c (в круговой диаграмме фиг. 3-26, в) одного преобразователя в положение N_1 , а другого в положение N_2 . Преобразователь с $\alpha < 90^\circ$ начинает работать в выпрямительном режиме, а преобразователь с $\alpha > 90^\circ$ подготавливается для работы в инверторном режиме.

Для получения реверса достаточно изменить при помощи контакторов Π направление протекания тока I_y в обмотках управления дросселей насыщения $ДН$.

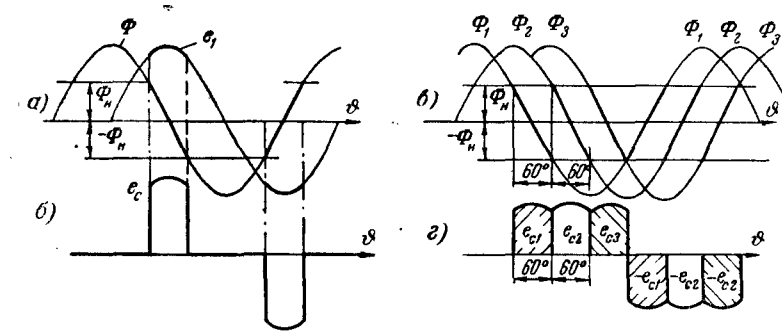
3-8. ИМПУЛЬСНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ СИСТЕМЫ С ПИК-ГЕНЕРАТОРАМИ

Поиски путей к расширению положительной части сеточного импульса при сохранении крутизны его привели к созданию наряду с пик-дроссельной системой еще одной электромагнитной системы, в которой быстро насыщающиеся трансформаторы намагничиваются токами от двух смежных фаз.

В основе построения такой системы, предложенной Людвигом [Л. 22] и получившей название пик-генераторной, нашел свое дальнейшее развитие принцип использования для генерации импульса изменений магнитного потока не в течение всего периода переменного напряжения, а только на протяжении тех участков синусоидального изменения его, которые выделены на фиг. 3-27, а жирными линиями. Этим участкам, которые могут быть названы рабочими либо принудительными, соответствует максимальное значение напряжения.

Ограничение наведения э. д. с. в обмотках только этими участками кривой магнитного потока достигается, так же как у пик-трансформаторов с синусоидальным током, насыщением магнитной системы при потоке $\pm \Phi_n$, ограничивающим сверху и снизу рабочие участки в кривых потока. В данном типе пик-трансформаторов магнитная система рассчитывается на насыщение при том именно магнитном потоке Φ_n , который обеспечивает нужную продолжительность рабочего участка.

Напряжение, соответствующее рабочим участкам в кривой потока, воспринимается непосредственно первичной обмоткой на-



Фиг. 3-27. Линейные диаграммы трехфазного пик-генератора.

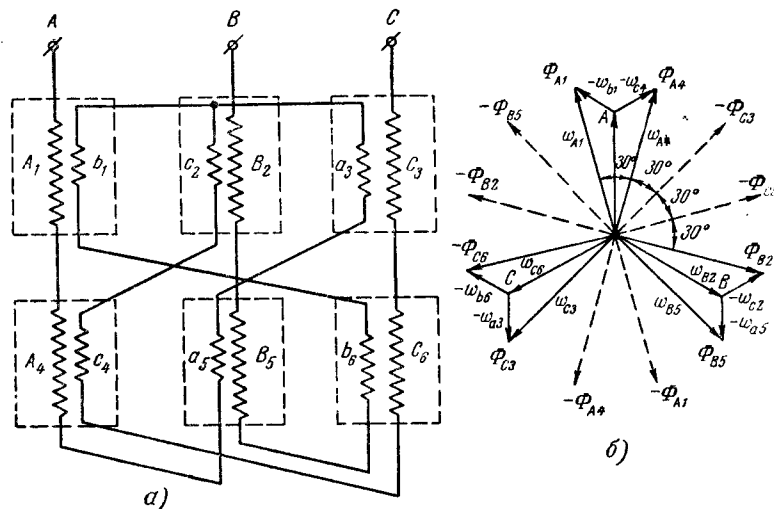
сыщающегося трансформатора, и такой же по форме импульс напряжения (фиг. 3-27, б) дает вторичная обмотка. Напряжение в другие доли периода в системе с пик-трансформаторами синусоидального тока воспринималось линейными реакторами, включенными последовательно с пик-трансформаторами. В рассматриваемой системе в связи с магнитной связью между первичными обмотками трансформаторов, принадлежащих к разным фазам, это напряжение затрачивается на генерацию следующих очередных импульсов, в связи с чем линейные реакторы здесь не нужны.

Диаграммы магнитных потоков с выделенными на них рабочими участками в многофазной системе приведены на фиг. 3-27, в, а импульсы, генерируемые при этом вторичными обмотками, нанесены на фиг. 3-27, г.

Ширина импульса непосредственно связана здесь с длительностью рабочего участка. Для генерации трех следующих друг за другом импульсов с шириной в 60° , как на фиг. 3-27, г, система должна быть, как это видно из диаграммы магнитных потоков на фиг. 3-27, в, шестифазной, если полезно не используются отрицательные импульсы. При их полезном использовании путем введения двух вторичных обмоток на каждом из сердечников система может быть и трехфазной. В этом случае, как будет ниже пока-

зано (схема на фиг. 3-30), для осуществления необходимой магнитной связи между обмотками в систему, кроме трех пик-генераторов, должны входить еще три реактора с магнитно связанными первичными обмотками.

Для генерации импульсов с длительностью в 30° (для возможного их последующего сопряжения в более широкие импульсы в 60° , 90° и 120°) система должна иметь сдвиг между векторами



Фиг. 3-28. Шестифазный пик-генератор.

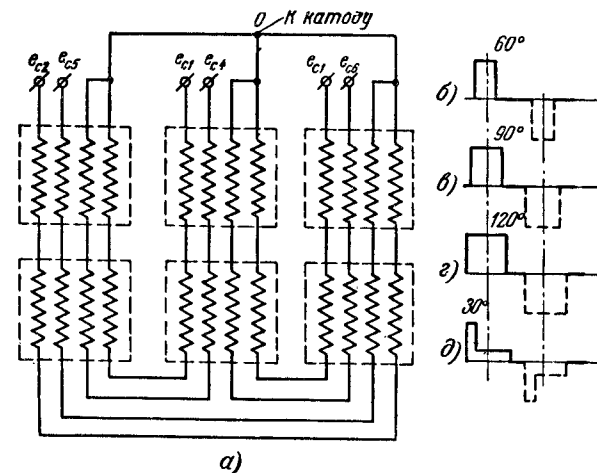
а — схема первичных обмоток; б — векторная диаграмма.

магнитных потоков 30° и число пик-генераторов должно быть шесть.

Для шестифазной системы сеточного управления с пик-генераторами, разработанной и промышленно освоенной заводом «Уралэлектрааппарат», схема соединения первичных обмоток пик-генераторов приведена на фиг. 3-28,а, а векторная диаграмма чередования магнитных потоков в них дана на фиг. 3-28,б. Каждый из пик-генераторов снабжен двумя первичными обмотками: одной, имеющей полное число витков, и другой с неполным числом витков, с тем чтобы иметь возможность, соединяя обмотки разных фаз в зигзаг, получить сдвиг между векторами потоков в 30° .

В каждой из фаз ток проходит здесь последовательно через четыре обмотки: две с полным числом витков, принадлежащие к данной фазе, и две с неполным числом витков, принадлежащие к двум другим фазам. Результирующий магнитный поток в сердечнике каждого из трансформаторов определяется геометрической суммой н. с. Так, например, магнитный поток, возникающий

в верхнем левом пик-трансформаторе, создается н. с. катушки A_1 , питаемой от фазы A и имеющей полное число витков, и н. с. катушки b_1 с неполным числом витков, питаемой от фазы B . Аналогично магнитный поток в нижнем левом трансформаторе создается н. с. катушки A_4 с полным числом витков, питаемой от фазы A , и н. с. катушкой c_4 с неполным числом витков, питаемой от фазы C . Результирующие потоки Φ_{A1} и Φ_{A4} оказываются при этом сдвинутыми, как видно из векторной диаграммы на фиг. 3-28,б, на 30° . Из четырех обмоток, входящих



Фиг. 3-29. Шестифазный пик-генератор

а — схема вторичных обмоток; б — д — линейные диаграммы импульсов различной формы.

в каждую из фаз, в данную часть периода наводится э. д. с. только в той обмотке, у которой охватывающий ее магнитный поток проходит через рабочий (принудительный) участок. Длительность такого участка в рассматриваемой системе равна 30° , поэтому и длительность импульса в каждой вторичной обмотке равна 30° эл. градусам. В других трех последовательно соединенных обмотках напряжение в эту часть периода равно нулю. Для повышения длительности выходных импульсов до 120° в системах управления, применяемых в преобразовательных схемах с уравнивающим реактором и трехфазных мостовых, в которых длительность анодного тока (без учета угла коммутации γ) также равна 120° , каждый пик-трансформатор (пик-генератор) выполнен с четырьмя вторичными обмотками, как показано на схеме фиг. 3-29,а, и в выходную цепь, генерирующую сеточные импульсы, входят четыре обмотки, соединенные последовательно. При этом длительность импульсов в 120° соответствует приведенному на фиг. 3-29,г. При трех последовательно включаемых вторичных обмотках дли-

тельность импульсов соответствует 90° , как это представлено на фиг. 3-29,в, а при двух последовательно включенных обмотках длительность импульса отвечает 60° , как на фиг. 3-29,б. В последнем случае три пик-трансформатора могут вовсе не иметь вторичных обмоток, выполняя функции реакторов с магнитно связанными вторичными обмотками (как в ниже рассматриваемой схеме, приведенной на фиг. 3-30,а). Полная схема сеточного управления с пик-генераторами, построенная на основе описанной системы управления, приводилась на фиг. 4-77 второй части книги. В настоящее время эта схема модернизируется заменой дросселя насыщения, управляющего углом запаздывания α , мостовыми фазосмещателями такими же, какие применены в схеме на фиг. 3-26,а.

Дальнейшее совершенствование системы сеточного управления мощными вентилями идет по пути приближения формы положительного импульса к идеальной, показанной пунктирными линиями на фиг. 3-3,д.

В рассмотренной системе это может быть достигнуто изготовлением первой из вторичных обмоток, вводящих импульс в выходную цепь сеточной системы, с нормальным числом витков, а других вторичных обмоток в этой цепи с пониженным числом витков. При этом достигается форма импульса, приведенная на фиг. 3-29,д.

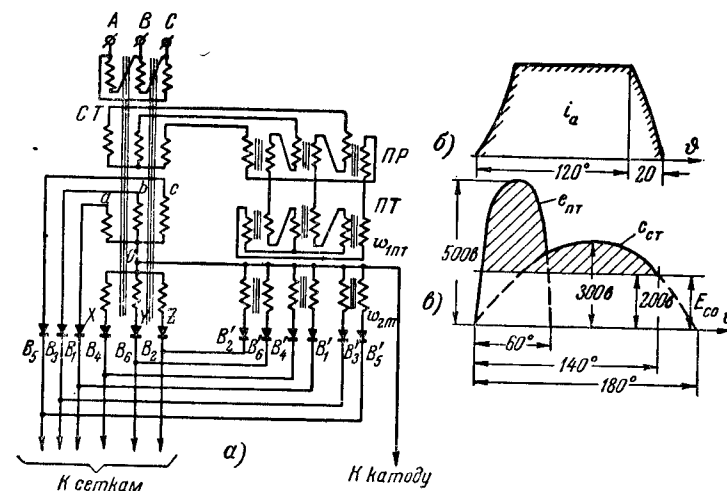
Более простое решение этой же задачи дает, однако, схема, приведенная (в принципиальном ее начертании) на фиг. 3-30,а, применяемая немецкой фирмой Сименс, для управления наиболее мощными типами ртутных вентиляей. Здесь, как это иллюстрирует диаграмма напряжения, приведенная на фиг. 3-30,в, полный импульс сеточного напряжения суммируется из начального импульса, имеющего большую амплитуду и крутизну и даваемого пик-трансформаторами (по существу тоже пик-генераторами) $ПТ$, и полусинусоиды с длительностью, равной 180° . Выбором величины смещения F_{co} полная ширина импульса снижается до $130-140^\circ$ в соответствии с длительностью анодного тока, в которой учтен угол коммутации (фиг. 3-30,б).

Синусоидальные напряжения здесь непосредственно дают вторичные обмотки сеточного трансформатора $СТ$, связанные между собой в две трехфазные звезды, сдвинутые между собой по фазо на 180° .

Начальные импульсы напряжения дают три пик-трансформатора синусоидального тока (три пик-генератора), включенных последовательно с тремя однофазными реакторами $ПР$, первичные обмотки которых также связаны между собой, как и у пик-трансформаторов.

Для возможности одновременной подачи в цепь сеток синусоидального напряжения и напряжения импульсной формы вводы в сеточные цепи выполнены через две системы полупроводнико-

вых диодов. Отличие фактически выполняемых систем от приведенной принципиальной схемы заключается в том, что вторичные обмотки сеточного трансформатора соединяются в зигзаг, и в том, что в цепи вторичных обмоток пик-трансформаторов вводится также небольшое синусоидальное напряжение, что улучшает общую форму импульса.



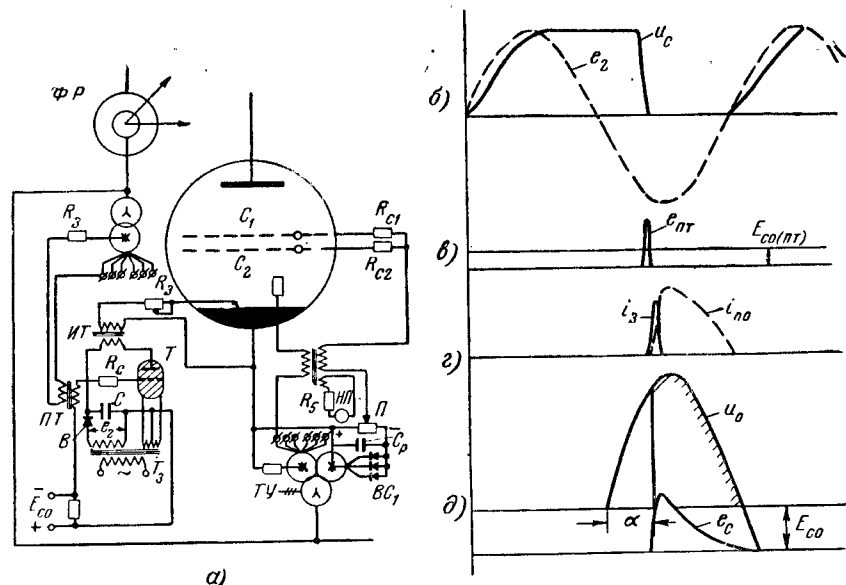
Фиг. 3-30. Схема для получения мощных импульсов сложной формы при помощи двух источников сеточного напряжения. а — схема; б — форма кривой анодного тока; в — форма кривой импульса.

3-9. СХЕМЫ ЗАЖИГАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ ИГНИТРОНОВ

Зависимые схемы зажигания, в которых напряжение подводится к зажигателю игнитрона через управляемый либо неуправляемый вентиль непосредственно от анода игнитрона, рассматривались во второй части книги. Там же были приведены простейшие схемы независимого зажигания и управления игнитронами, а именно: тиратронно-конденсаторная (фиг. 4-85) и электромагнитная (фиг. 4-86). Здесь мы рассмотрим дальнейшее развитие этих схем, получивших широкое практическое применение. В первую очередь мы рассмотрим тиратронно-конденсаторную схему при наличии в игнитроне не только подхватывающего анода, но и управляющей сетки, позволяющей более точно фиксировать момент зажигания, а затем комбинированные схемы зажигания, в которые входят электромагнитные элементы в сочетании с конденсаторами.

Тиратронно-конденсаторная схема зажигания и управления высоковольтным игнитроном приведена на фиг. 3-31,а. Вторичные цепи нанесены на схеме только для одного из вентиляей,

общее число которых в преобразовательной схеме равно шести. Цепь зажигания представлена в рассматриваемой схеме узлом, расположенным слева от игнитрона, а цепь питания подхватывающего анода, индуктивно связанная с цепью управляющих сеток, представлена узлом схемы, расположенным справа от игнитрона. В использованном в схеме игнитроне имеются две сетки, из которых нижняя выполняет роль защитного потенциального фильтра, а верхняя — роль управляющей сетки. Питаются



Фиг. 3-31. Управление высоковольтным игнитроном.

а — схема; б — д — линейные диаграммы.

сетки параллельно через индивидуальные сеточные сопротивления R_{c1} и R_{c2} .

В цепь зажигания входят здесь: 1) конденсатор C , заряжающийся от вторичной обмотки вспомогательного трансформатора T_3 , через полупроводниковый вентиль B ; 2) тиратрон T ; 3) трансформатор $ИТ$, изолирующий цепь управления от цепи высокого напряжения игнитрона; 4) небольшое подстроечное сопротивление R_3 .

Начало прохождения тока через зажигатель определяется моментом превышения положительным импульсом напряжения $e_{n.m}$, вводимым в цепь сетки тиратрона, пусковой характеристики тиратрона, что близко соответствует пересечению кривой $e_{n.m}$ с прямой, определяющей напряжение смещения в этой цепи E_{c0} .

Ход процессов во времени иллюстрируют диаграммы напряжения, приведенные на фиг. 3-31, б и в. На диаграмме 3-31, б показана пунктиром кривая напряжения e_2 во вторичной обмотке трансформатора T_3 , а сплошная кривая показывает нарастание напряжения на конденсаторе C в процессе его заряда. В момент максимума напряжения e_2 конденсатор полностью заряжается и далее напряжение на нем сохраняется неизменным до появления отпирающего импульса в цепи тиратрона T , даваемого пик-трансформатором $ИТ$. С открытием тиратрона конденсатор C быстро разряжается, пропуская ток i_3 через зажигатель (фиг. 3-31, г). Для возможности управления моментом введения импульса $e_{n.m}$ в цепь тиратрона, что позволяет, как показывает диаграмма на фиг. 3-31, д, менять угол запаздывания α , пик-трансформатор присоединен через сеточный трансформатор $СТ$ к фазорегулятору $ФР$. Применение сеточного трансформатора $СТ$ обусловлено необходимостью увеличения числа фаз сеточного питания до шести в связи с шестифазностью главной схемы питания игнитронов.

Через фазорегулятор $ФР$ питается также первичная обмотка вспомогательного трансформатора $TУ$. У последнего две группы вторичных обмоток. Одна группа, питающая цепи подхватывающих анодов, выполнена также шестифазной (на схеме показана только одна цепь), а другая (трехфазная) группа питает вентильный мост, создающий напряжение смещения в цепи сеток игнитрона.

В описываемой схеме сетки заперты напряжением смещения, снимаемым с потенциометра $П$, до появления дуги на подхватывающем аноде. Такая дуга формируется тотчас же после появления вспомогательной дуги на зажигателе. Изменение тока в цепи подхватывающего анода показывает пунктирная кривая $i_{n.a}$ на фиг. 3-31, г. Ток в подхватывающем аноде вводит через трансформатор связи положительный импульс напряжения e_c в цепь сеток. Сетки открывают игнитрон в момент пересечения импульсом напряжения пусковой характеристики игнитрона, на фигуре не показанной.

Время пребывания положительного напряжения на сетках зависит от параметров трансформатора связи, который снабжен еще одной обмоткой, в цепь которой введена сигнальная неоновая лампа $НЛ$ для визуального контроля за исправным действием цепи подхватывающего анода и сеточной цепи.

Преимуществом тиратронно-конденсаторной схемы является большая крутизна тока, вводимого в цепь зажигателя, и кратковременное его прохождение через зажигатель, если даже подхватывающий анод отсутствует, как это имеет нередко место в низковольтных типах игнитронов. Это повышает стабильность момента зажигания и ограничивает потери мощности в зажигателе.

Недостатком схемы является наличие тиратрона, имеющего свои вспомогательные цепи (накальная и сеточная цепи и цепи управления) и не всегда обладающего достаточным сроком службы. Поэтому чаще применяются на практике схемы, в которых тиратрон заменен насыщающимся реактором.

Два варианта таких схем, применяемых в игнитронных установках, выполняемых американскими фирмами ДЖИИ и Вестингауз, приведены на фиг. 3-32, а и б. В схеме на фиг. 3-32, а конденсатор заряжается через линейный реактор D , а разряжается через насыщающийся реактор $ДН$ (который выполняет здесь роль тиратрона) и небольшое активное сопротивление R_0 . До появления на конденсаторе напряжения, способного повысить ток намагничивания в насыщающемся реакторе $ДН$ до тока насыщения i_s , сопротивление реактора велико и разрядный ток конденсатора очень мал, в связи с чем напряжение на конденсаторе быстро возрастает. Когда это напряжение достигает значения, обеспечивающего ток i_s в реакторе $ДН$, сопротивление в последнем быстро падает и разрядный ток приобретает характер быстро нарастающего импульса.

Для возможности питания от общей вторичной обмотки трансформатора $TЗ$ цепей зажигания двух игнитронов, работающих в противофазе, в схеме предусмотрена разделительная цепь. На фиг. 3-32, а эта цепь составлена из двух встречно включенных вентилях B_0 , а на фиг. 3-32, б она составлена из двух линейных индуктивностей X_2 .

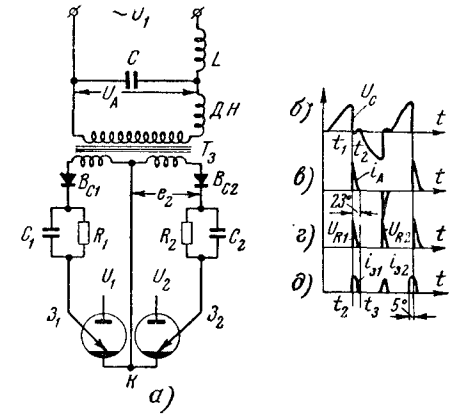
При наличии разделительной цепи импульс тока одного знака, пройдя через зажигатель одного из двух игнитронов, возвращается через общую точку разделительной цепи ко второму полюсу вторичной обмотки трансформатора зажигания.

Вместо сдвига нулевой точки вторичных обмоток выходного трансформатора моста, как это применялось в схеме на фиг. 3-26, симметрирование падений напряжения в плечах моста (фиг. 3-33, а) достигается включением разных по величине активных

сопротивлений R_1 и R_2 в плечи моста. Отличие мостового фазосмещателя, приведенного на фиг. 3-32, б, от ранее описанного на фиг. 3-7, а заключается также в том, что здесь в связи с трансформаторным выходом изменены функции диагоналей моста.

Сдвиг угла запаздывания достигается в схеме на фиг. 3-32, а, при помощи индукционного фазорегулятора, в схеме на фиг. 3-32, б сдвиг по фазе достигается подмагничиванием насыщающегося реактора $ДН_1$. Другой насыщающийся реактор $ДН_2$ имеет в этой схеме также обмотку подмагничивания, это облегчает подбор режима насыщения, обеспечивающего максимальную крутизну импульса и, кроме того, настройку индивидуальных цепей зажигания на одинаковые углы задержки α у игнитронов, входящих в общий выпрямительный комплект. Схемы зажигания, показанные на фиг. 3-32, а и б применительно к комплекту, состоящему из двух вентилях, повторяются при любом числе пар вентилях, входящих в схему преобразования тока. Преимуществом рассматриваемых схем является стабильность момента введения импульса тока в цепь зажигателя. Некоторым недостатком их является большая, чем это желательно, длительность импульса тока в цепи зажигателей (20—30°).

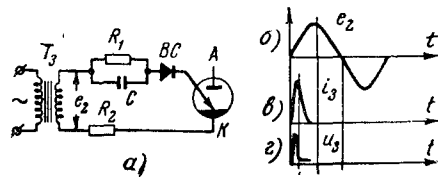
В поисках путей к дальнейшему сокращению длительности импульсов, даваемых реакторно-конденсаторными схемами, были предложены резонансные схемы заряда конденсатора. Одна из таких схем приведена на фиг. 3-33, а. Ее отличие от рассмотренных выше заключается в том, что зарядная индуктивность L и емкость C выбраны такими, чтобы собственный период колебаний у них был равен периоду изменения напряжения в питающей сети. При наличии резонанса не только заметно повышается максимальное значение зарядного напряжения на конденсаторе, но и, что особенно существенно, сужается длительность импульса тока в цепи зажигания примерно до 8—15° частоты 50 гц. Можно добиться и дальнейшего снижения ширины импульса путем каскадного включения двух и более резонансных контуров. Активно-емкостное звено, состоящее из R_1C_1 и R_2C_2 , служит здесь также для сокращения длительности импульса, как это будет показано при рассмотрении следующей схемы.



Фиг. 3-33. Резонансное зажигание игнитронов.

а — схема; б-д — линейные диаграммы.

Ход изменения импульсов во времени иллюстрируют в различных звеньях рассматриваемой схемы диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 3-33,б—д. Диаграмма на фиг. 3-33,б показывает, как меняется напряжение на конденсаторе. Вблизи максимума этого напряжения реактор ДН насыщается в цепи первичной обмотки трансформатора T_3 , появляется импульс тока i_A . Он, в свою очередь, вызывает положительный импульс напряжения u_{R1} во вторичных обмотках трансформатора, но благодаря вентилям B_{c1} и B_{c2} импульс проходит только в одну



Фиг. 3-34. Схема для сокращения длительности импульса зажигания игнитрона.

сеточную цепь. Импульс напряжения в другой сеточной цепи появляется при заряде конденсатора в следующий полупериод при напряжении противоположного знака. Во вторичных обмотках оба импульса положительны и они создают токи в цепях зажигающих, приводящие к очередному зажиганию дуги в игнитронах.

Ширина импульса при наличии укорачивающих импульсов из R и C и наличии одного резонансного контура может быть при правильном выборе параметров элементов схемы снижена до $8-12^\circ$. При применении двух резонансных каскадно связанных контуров ширина импульса может быть доведена до $5-8^\circ$. Действие контура из параллельно включенных R и C , нередко непосредственно используемого в простейших схемах зажигания игнитронов, одна из которых приведена на фиг. 3-34,а, иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 3-34,б—д.

В приведенной схеме импульс тока в цепи зажигающего формируется при заряде конденсатора напряжением e_2 в положительный полупериод (фиг. 3-34,б). С появлением напряжения ток быстро нарастает до максимума (фиг. 3-34,в), а затем по мере заряда конденсатора он спадает к нулю. Это обеспечивает высокую крутизну нарастания тока в цепи зажигающего и сокращение его длительности до $\frac{\pi}{2}$. После максимума напряжения конденсатор разряжается на сопротивление R . Постоянная времени разрядной цепи должна быть здесь такова, чтобы напряжение на конденсаторе упало до нуля до начала следующей положительной полуволны напряжения. Это обеспечивает нужную крутизну зарядного тока при очередном заряде конденсатора.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

4-1. ВЛИЯНИЕ СЕТОЧНОГО УПРАВЛЕНИЯ НА РЕЖИМ РАБОТЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Одним из важнейших требований, предъявляемых к выпрямителям любой мощности, является их управляемость по выходному напряжению, а тем самым и по выходному току.

До введения сеток в ионные вентили возможности управления были крайне ограничены и сводились в мощных установках преимущественно к ступенчатому регулированию напряжения при помощи дополнительных выводов трансформаторов либо автотрансформаторов, а в менее мощных устройствах — к использованию изменяемых по величине индуктивных, а в некоторых случаях и активных сопротивлений в анодных цепях.

Положение коренным образом изменилось с появлением ионных приборов с управляющими сетками. Задержка с их помощью момента зажигания дуги в приборе обеспечила не только, как это было показано во второй части книги, широкое регулирование среднего значения выходного напряжения выпрямителей, но и открыла путь к использованию ионных приборов в других видах преобразования электрического тока (инвертирование, преобразование частоты, трансформация постоянного тока).

Использование сеточного управления в системах выпрямления тока наложило свой отпечаток на ход электромагнитных процессов в таких системах. В первую очередь это сказалось 1) на форме кривых напряжений и токов в цепях нагрузки и питающей сети; 2) на режиме работы вентиля в проводящую и непроводящую части периода; 3) на характеристиках выпрямителя, ставших зависимыми от режима сеточного управления, но больше всего сеточное регулирование отразилось на балансе активной и реактивной мощностей и мощности искажения в цепи переменного тока. Сеточное управление привело к ухудшению коэффициента мощности выпрямительной установки.

Количественные закономерности, определяющие влияние сеточного регулирования: 1) на ход кривых токов и напряжений;

2) на режим работы вентиля; 3) на внешние характеристики выпрямителя, рассматриваются в настоящей главе для основных схем выпрямления однофазного и трехфазного токов в отдельности. Действующие значения вторичных и первичных токов с входящими в них гармоническими составляющими, а также изменения состава гармонических в цепи выпрямленного напряжения рассматриваются обобщенно для всех схем в заключительных параграфах настоящей главы. Там же рассматриваются и поправки, вносимые сеточным управлением в расчетную мощность трансформатора и коэффициент мощности питающей сети, а также схемы, применяемые для улучшения коэффициента мощности управляемых выпрямителей.

При рассмотрении внешних характеристик управляемых выпрямителей анализ их ограничивается, так же как и у неуправляемых выпрямителей диапазоном нормальных нагрузок, примерно совпадающим с участием в одновременной коммутации тока не более чем двух анодов. Двенадцатифазные схемы, у которых уже в диапазоне нормальных нагрузок в коммутации тока участвует обычно более двух анодов, рассматриваются отдельно в гл. 6 настоящей книги, посвященной анализу аварийных режимов и установлению хода внешних характеристик выпрямителей в полном диапазоне их нагрузок, начиная от холостого хода и кончая коротким замыканием.

Кроме внешней характеристики, в выпрямителях с сеточным управлением практический интерес представляет также регулировочная характеристика, определяющая зависимость выходного напряжения от вводимого угла запаздывания α .

Наряду с системами, которые служат непосредственно для выпрямления тока, в настоящей главе вкратце рассмотрена также выпрямительно-регулирующая система, позволяющая изменять величину однофазного тока в сварочных устройствах.

Подобные же системы, присоединяемые к цепи трехфазного тока, рассмотрены в гл. 5 наряду с другими типами преобразователей трехфазного тока одной частоты в трехфазный ток другой частоты.

4.2. ОДНОФАЗНОЕ (ОДНОПОЛУПЕРИОДНОЕ) ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА

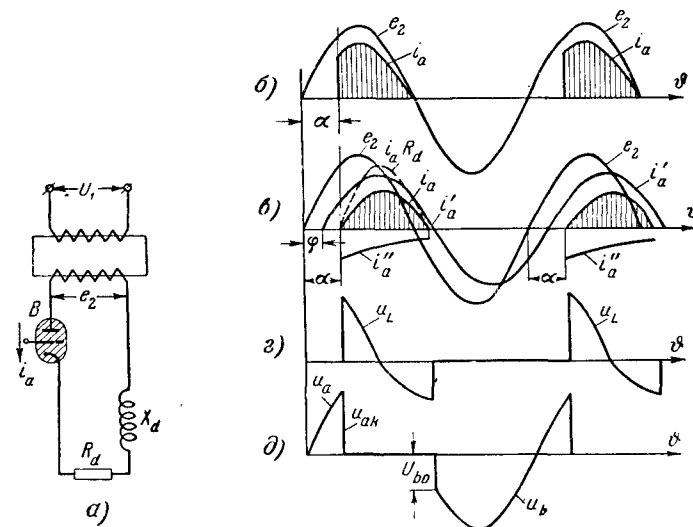
Режим работы управляемого однофазного (однополупериодного) выпрямителя рассмотрим вначале при активно-индуктивной нагрузке, а затем при нагрузке на встречную э. д. с.

а) Нагрузка активно-индуктивная

Принципиальная схема однофазного (однополупериодного) выпрямителя приведена на фиг. 4-1,а.

В величину X_d в рассматриваемой схеме входит не только фактически введенное в схему катодное сопротивление, но и

индуктивное сопротивление обмоток трансформатора X_a . Разделять эти сопротивления в простой схеме однополупериодного выпрямления нет смысла, поскольку здесь ток проходит только через один контур. Чисто активному сопротивлению в цепи нагрузки отвечает диаграмма тока на фиг. 4-1,б. Ее отличие от диаграммы тока, не регулируемого сетками выпрямителя, в том, что начало прохождения тока здесь задержано на угол запаздывания α , отсчитываемый от точки естественного зажигания ано-



Фиг. 4-1. Работа управляемого однофазного выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку.
а — схема; б-д — линейные диаграммы.

да, что в данной схеме соответствует началу положительного полупериода. Так как не во всех схемах удобно отсчитывать угол α от нуля напряжения, то при аналитических записях момента зажигания дуги вводится еще угол зажигания ψ , отсчитываемый либо от нуля синусоиды, либо от ее максимума в зависимости от того, записывается ли функция вторичного напряжения синусоидой (что удобнее делать при анализе однофазных и двухфазных схем), либо косинусоидой (что удобнее делать при анализе многофазных схем). В том и другом случае связь между α и ψ легко устанавливается.

Активно-индуктивной нагрузке отвечает диаграмма анодного (вторичного) тока на фиг. 4-1,в. Она строится, так же как и для неуправляемого выпрямителя (фиг. 1-7, б и в), по двум ее составляющим: 1) составляющей вынужденного режима i_a' и 2) составляющей свободного режима i_a'' . Разница здесь за-

ключается только в том, что начальное значение свободной составляющей тока равняется с противоположным знаком мгновенному значению вынужденного тока при угле $\alpha = \psi$, а не при $\vartheta = 0$, как у неуправляемого выпрямителя.

Составляющая вынужденного режима согласно первому слагаемому в (1-16) разна:

$$i'_a = \frac{\sqrt{2} E_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \sin(\vartheta - \varphi). \quad (4-1)$$

Здесь угол φ определяется из отношения

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_d}{R_d}. \quad (4-2)$$

Составляющая тока свободного режима равна:

$$i''_a = A e^{-\frac{R_d}{X_d}(\vartheta - \psi)}. \quad (4-3)$$

Постоянная интегрирования A находится из условия, что ток $i_a = 0$ при $\vartheta = \psi$. Это дает:

$$A = -\frac{\sqrt{2} E_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \sin(\psi - \varphi). \quad (4-4)$$

Полный анодный ток равен в этом случае

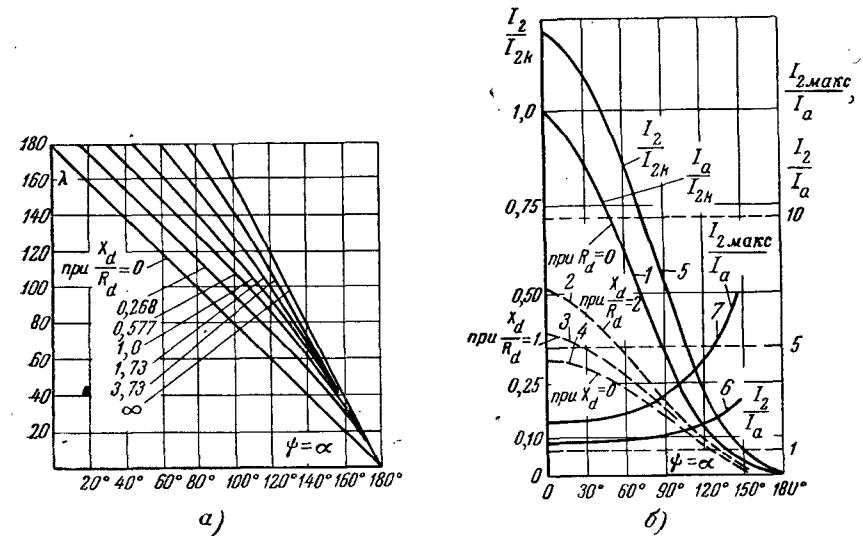
$$i_a = i'_a + i''_a = \frac{\sqrt{2} E_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \left[\sin(\vartheta - \psi) - \sin(\psi - \varphi) e^{-\frac{R_d}{X_d}(\vartheta - \psi)} \right]. \quad (4-5)$$

Напряжение на сопротивлении R_d пропорционально току. Его характеризует пунктирная кривая $i_a R_d$ на фиг. 4-1, в. Разность между переменным напряжением e_2 и напряжением на нагрузке $i_a R_d$ в период прохождения тока воспринимает на себя катодная индуктивность. Изменение напряжения на индуктивности показывает кривая на фиг. 4-1, г. Пока ток i_a нарастает, э. д. с. самоиндукции $e_L = -u_L$ отрицательна. Это соответствует накоплению энергии в магнитном поле индуктивности. При спаде тока i_a э. д. с. самоиндукции положительна. Часть этой э. д. с. тратится в сопротивлении R_d , а другая ее часть компенсирует вторичное напряжение трансформатора, когда оно отрицательно. Это обеспечивает прохождение тока и в течение некоторой доли отрицательной части периода.

Кривая выпрямленного тока в рассматриваемой схеме при $\alpha > 0$ всегда прерывиста, так как при непрерывной кривой продолжительность анодного тока должна была быть равна 360° . Фактическая продолжительность анодного тока определяется приравнением нулю (4-5) после подстановки в него $\vartheta = \lambda + \psi$.

Это дает:

$$\sin(\psi + \lambda - \varphi) - \sin(\psi - \varphi) e^{-\frac{R_d}{X_d} \lambda} = 0. \quad (4-6)$$



Фиг. 4-2. Характеристики управляемого однофазного выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке.

а — продолжительность горения в зависимости от угла зажигания; б — значение токов в зависимости от угла зажигания.

По уравнению (4-6) могут быть найдены углы зажигания ψ при разных значениях λ и построены кривые зависимости ψ от λ при разных значениях X_d/R_d , приведенные на фиг. 4-2, а.

Для удобства последующего использования углы $\psi = \alpha$ отложены здесь по оси абсцисс, а углы λ — по оси ординат.

Зная ψ и λ , можно вычислить среднее значение анодного тока, исходя из интеграла:

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\psi + \lambda} i_a d\vartheta, \quad (4-7)$$

в который значение i_a подставляется из (4-5). Проще, однако,

ток найти по среднему значению напряжения за время работы вентиля. Последнюю величину дает интеграл

$$E_{da} = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\psi+\lambda} \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\cos \psi - \cos(\psi + \lambda)}{2} E_2. \quad (4-8)$$

Средний ток мы получаем, разделив E_{da} на R_d . Это дает:

$$I_a = I_d = \frac{E_{da}}{R_d} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\cos \psi - \cos(\psi + \lambda)}{2} \cdot \frac{E_2}{R_d}. \quad (4-9)$$

Непосредственное деление среднего значения выпрямленного напряжения E_{da} на R_d , а не на полное сопротивление в катодной цепи здесь возможно благодаря тому, что среднее значение напряжения на катодной индуктивности за время прохождения анодного тока равно нулю (накопленная в магнитном поле энергия при нарастании тока в индуктивности равна энергии, отдаваемой индуктивностью при спаде тока до нуля).

Найденные по (4-8) и (4-9) средние значения выпрямленного тока в долях от базового

$$I_6 = I_{2\kappa} = \frac{\sqrt{2} E_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \quad (4-10)$$

представлены в функции от ψ для разных X_d/R_d кривыми 1, 2, 3 и 4 на фиг. 4-2, б. В частном случае, когда $R_d = 0$:

$$I_{2\kappa} = \frac{\sqrt{2} E_2}{X_d}. \quad (4-10a)$$

При таком базовом токе построена кривая 1 на фиг. 4-2, б, в то время как пунктирные кривые относятся к базовому току, определяемому по (4-10). Так как в рассматриваемой схеме $\psi = \alpha$, то эти кривые могут быть названы регулировочными характеристиками выпрямителя по току. При пересчете относительных значений токов на оси ординат в относительные значения напряжений умножением шкалы токов на коэффициент R_d/z_d эти же кривые определяют собой регулировочные характеристики выпрямителя по напряжению.

Наименьшие средние токи соответствуют $X_d = 0$, т. е. чисто активной нагрузке (кривая 4). Наибольшие средние значения анодных токов соответствуют $R_d = 0$, т. е. чисто индуктивной нагрузке (кривая 1). Выходное напряжение в последнем случае равно нулю. Кривые 2 и 3, соответствующие $\frac{X_d}{R_d} = 2$

и $\frac{X_d}{R_d} = 1$, занимают промежуточное положение.

Для предельного случая, когда $R_d = 0$, на фиг. 4-2, б построены также: а) кривая относительных величин действующего значения тока к базовому $I_2/I_{2\kappa}$ (кривая 5), вычисляемая по формуле

$$\frac{I_2}{I_{2\kappa}} = \frac{I_2}{\sqrt{2} E_2 / X_d} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\psi+\lambda} (V\sqrt{2} \sin \vartheta)^2 \, d\vartheta}; \quad (4-11)$$

б) кривая относительных значений действующего тока к среднему I_2/I_a (кривая 6); в) кривая относительного значения максимального тока к среднему $I_{2\max}/I_a$ (кривая 7). Шкалы для относительных значений двух последних токов нанесены на фигуре справа.

Кривая 6 позволяет судить о степени полезного использования обмоток трансформатора, а кривая 7—о нагрузочной способности выбранного типа вентиля по максимальному току.

Изменение напряжения на вентиле показывает кривая напряжения анод-катод $u_{ак}$ на фиг. 4-1, д. Особенностью такой кривой по сравнению с той, которая соответствует неуправляемому выпрямителю, является наличие нарастающего на протяжении угла α положительного (прямого) напряжения на аноде прибора и заметное увеличение начального скачка обратного напряжения U_{bo} .

Максимальное значение прямого напряжения при углах $\alpha = \psi \geq 90^\circ$ равно амплитуде переменного напряжения. Такое напряжение сетка прибора должна надежно запирасть.

Начальный скачок обратного напряжения возрастает здесь до

$$U_{bo} = \sqrt{2} E_2 \sin(\alpha + \lambda). \quad (4-12)$$

При возрастании $\alpha + \lambda$ до 270° начальный скачок обратного напряжения достигает максимума. Это повышает вероятность появления обратных зажигания, что учитывается при выборе параметров вентиля.

б) Нагрузка на встречную э. д. с.

Встречную э. д. с. в схеме, приведенной на фиг. 4-3, а, представляет аккумуляторная батарея, но такого же вида нагрузку дает и двигатель постоянного тока. При таких видах нагрузок, кроме встречной э. д. с., в цепь выпрямленного тока обычно входит сглаживающее кривую тока катодное индуктивное сопротивление X_d и неизбежно присутствующее в цепи активное сопротивление R_d .

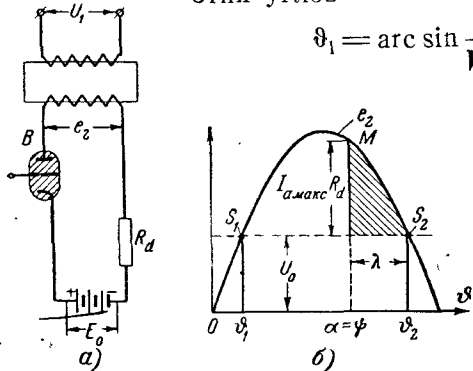
Анализ режима работы схемы мы проведем, предполагая вначале, что ток ограничен, как это показано на фиг. 4-3, а, чисто активным сопротивлением R_d .

Режим работы схемы при наличии R_d иллюстрирует диаграмма напряжений на фиг. 4-3, б. На уровне, соответствующем результирующей величине встречного напряжения

$$U_0 = E_0 + \Delta U_a, \tag{4-13}$$

проведена здесь пунктирная прямая, пересекающая положительный участок синусоиды при углах ϑ_1 и ϑ_2 . Первый из этих углов

$$\vartheta_1 = \arcsin \frac{U_0}{\sqrt{2} E_2} = \arcsin \tau \tag{4-14}$$



определяет собой естественный угол зажигания дуги в вентиле, если он не заперт сеткой. Второй угол

$$\vartheta_2 = \pi - \vartheta_1 \tag{4-15}$$

определяет собой момент, при котором прекращается прохождение тока в вентиле.

Рабочий участок ограничен в этом случае пунктирной горизонталью U_0 и вертикалью, определяемой углом $\psi = \alpha$.

Длительность прохождения анодного тока через вентиль равна:

$$\lambda = \vartheta_2 - \psi = \vartheta_2 - \alpha \tag{4-16}$$

Ординаты заштрихованной площадки определяют собой падение напряжения в активном сопротивлении R_d или в другом масштабе — мгновенные значения анодного тока. Эти значения могут быть найдены аналитически как разность составляющих, возникающих от действия переменного и постоянного напряжений. В относительном исчислении мгновенное значение анодного тока равно:

$$\frac{i_a}{I_{2\kappa}} = \sin \vartheta - \frac{U_0}{\sqrt{2} E_2} = \sin \vartheta - \tau. \tag{4-17}$$

Здесь

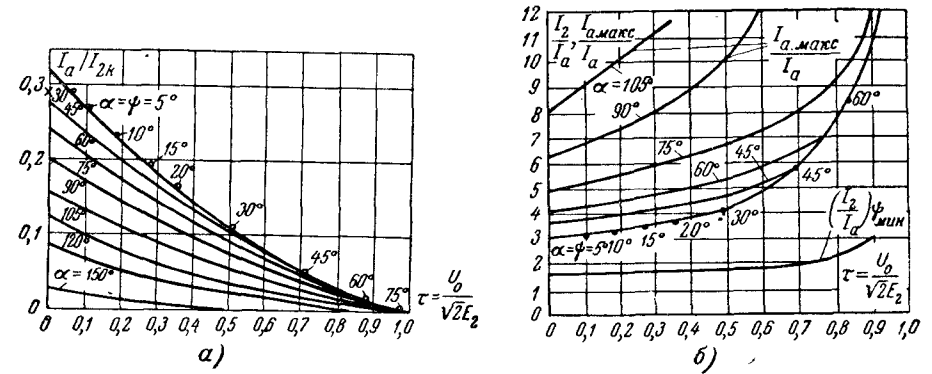
$$I_{2\kappa} = \frac{\sqrt{2} E_2}{R_2 + R_d}. \tag{4-18}$$

Относительная величина среднего тока

$$\frac{I_a}{I_{2\kappa}} = \int_{\psi}^{\vartheta_2} \left(\sin \vartheta - \frac{U_0}{\sqrt{2} E_2} \right) d\vartheta = \cos \psi - \cos \vartheta_2 - \frac{U_0}{\sqrt{2} E_2} (\vartheta_2 - \psi). \tag{4-19}$$

По мере увеличения угла зажигания ψ средний ток уменьшается и становится равным нулю, когда $\psi = \vartheta_2$.

Подсчитанные по (4-19) средние относительные значения тока $I_a/I_{2\kappa}$ в функции относительной величины встречного напряжения $U_0/\sqrt{2} E_2$ для разных значений угла запаздывания $\alpha = \psi$ (как параметра) представлены кривыми на фиг. 4-4, а. Каждая



Фиг. 4-4. Характеристики выпрямителя по схеме фиг. 4-3, а.

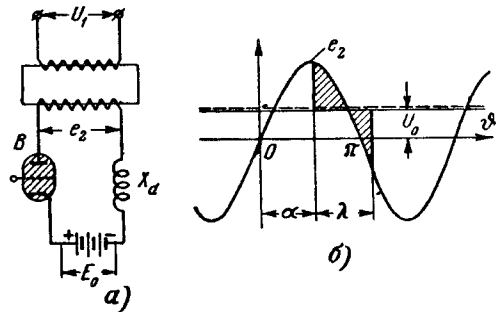
из этих кривых соответствует определенному углу запаздывания α . Перемещение по оси абсцисс на фиг. 4-4, а соответствует подъему горизонтали U_0 вверх на фиг. 4-3, б. При $\frac{U_0}{\sqrt{2} E_2} = 1,0$ горизонталь касается вершины синусоиды и ток становится равным нулю.

Увеличению угла $\alpha = \psi$, выступающего в качестве параметра в приведенном семействе кривых, отвечает смещение вправо вертикали на фиг. 4-3, б. Верхняя кривая в приведенном семействе определяет относительные значения тока, получаемые при естественных углах зажигания, устанавливающихся при непрерывно повышающемся значении $U_0/\sqrt{2} E_2$. Отдельные дискретные значения угла ψ отмечены на этой кривой точками. В отмеченных точках в верхнюю кривую вливаются характеристики, получаемые при углах запаздывания $\alpha = \psi$.

Из диаграммы на фиг. 4-3, б могут быть также найдены максимальные и действующие значения токов. Их относитель-

ные величины при выборе в качестве базовой среднего значения анодного тока I_a приведены на фиг. 4-4, б.

При ограничении тока чисто индуктивным сопротивлением, как в схеме на фиг. 4-5, а, кривая анодного тока может быть построена, так же как на фиг. 1-14, а и б, по двум его составляющим: а) составляющей i'_a , возникающей под действием переменного напряжения E_2 (фиг. 4-5, б), и б) составляющей i''_a ,



Фиг. 4-5. Работа управляемого однофазного выпрямителя на встречную э. д. с. и индуктивное сопротивление.

а — схема; б — линейная диаграмма напряжений.

возникающей под действием постоянного напряжения U_0 . Эти составляющие соответствуют уравнениям

$$X_d \frac{di'_a}{d\vartheta} = \sqrt{2}E_2 \sin \vartheta; \quad (4-20)$$

$$X_d \frac{di''_a}{d\vartheta} = -U_0. \quad (4-21)$$

Стационарная составляющая от действия переменного напряжения определяется синусоидой тока короткого замыкания $i_{2к}$, амплитуда которой равна:

$$\sqrt{2}I_{2к} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_d}. \quad (4-22)$$

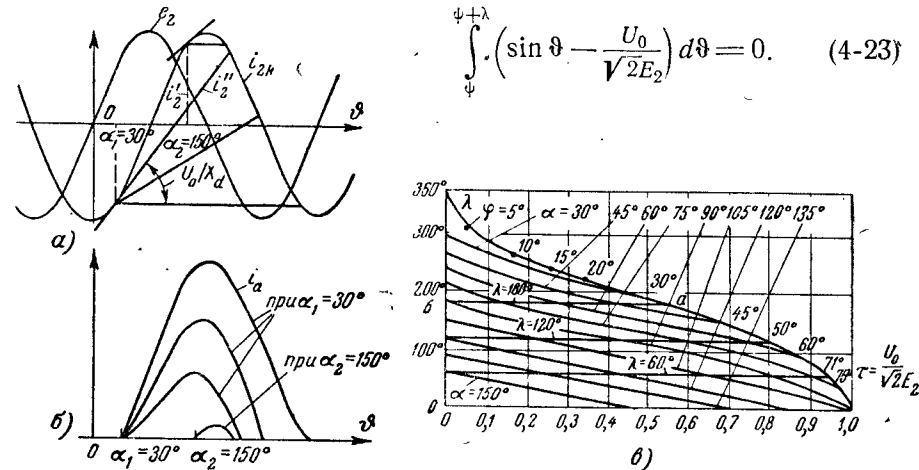
Стационарная составляющая от действия постоянного напряжения определяется прямой, тангенс угла наклона которой равен U_0/X_d . Свободные составляющие определяются из условия, что токи i'_a и i''_a в начальный момент равны нулю.

На фиг. 4-6, а выполнено построение, позволяющее найти анодные токи при двух углах зажигания ($\alpha_1 = 30^\circ$ и $\alpha_2 = 150^\circ$) и нескольких значениях встречной э. д. с. U_0 . По разности

ординат кривой $i_{2к}$ и прямой U_0/X_d получены кривые анодных токов, приведенные на фиг. 4-6, б.

Продолжительность анодного тока при ограничении тока чистой индуктивностью определяется равенством заштрихованных на фиг. 4-5, б площадок. Аналитически это выражается равенством

$$\int_{\vartheta}^{\vartheta+\lambda} \left(\sin \vartheta - \frac{U_0}{\sqrt{2}E_2} \right) d\vartheta = 0. \quad (4-23)$$



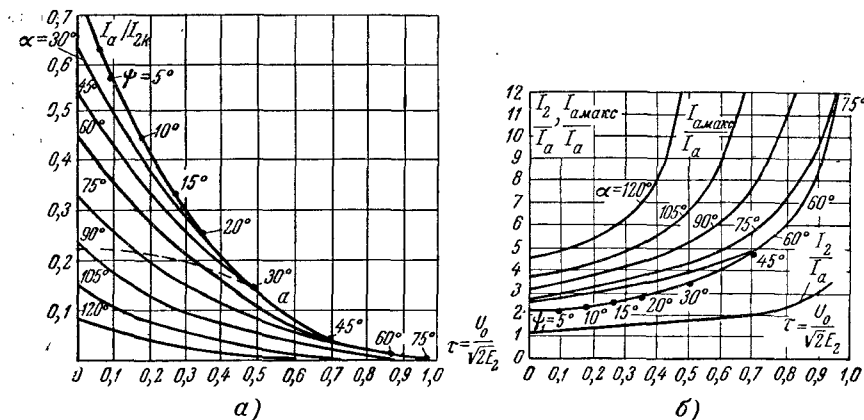
Фиг. 4-6. Анодные токи в схеме по фиг. 4-5, а.

а — построение кривых анодных токов; б — формы кривых анодных токов при разных α и X_d ; в — характеристики продолжительности анодных токов.

Найденные по (4-23) продолжительности анодных токов λ в функции от относительных значений встречного напряжения $U_0/\sqrt{2}E_2$ при разных значениях угла запаздывания α представлены кривыми на фиг. 4-6, в. Верхняя кривая соответствует углам естественного зажигания φ , ряд дискретных значений которых указан на кривой. После точек встречи кривых, соответствующих углам $\alpha = \varphi$, с верхней характеристикой продолжительность анодных токов определяется последней.

Подсчитанные по кривым анодных токов их средние значения в относительных величинах к базовому $I_{2к}$ представлены кривыми на фиг. 4-7, а. Относительные значения максимального анодного тока и действующего значения вторичных токов к среднему дают кривые, построенные на фиг. 4-7, б.

Рассмотренная схема однополупериодного выпрямления тока предъявляет особые требования к системе сеточного управления в тех случаях, когда встречная э. д. с. в процессе регулирования может меняться (например при питании от выпрямителя двигателей постоянного тока). Ширина импульса должна обеспечить



Фиг. 4-7. Характеристики выпрямителя по схеме фиг. 4-5, а.

открытие вентиля при непрерывно нарастающем значении встречной э. д. с., что связано с увеличением естественного угла зажигания φ .

4.3. ДВУХФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА ПО СХЕМЕ С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ

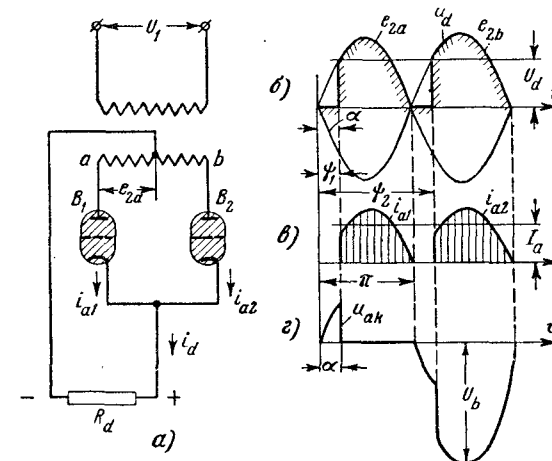
Режим работы данной схемы мы также рассмотрим при двух видах нагрузки: а) активной и б) активно-индуктивной.

а) Активная нагрузка

Работа управляемой двухфазной схемы с нулевым выводом при чисто активной нагрузке (фиг. 4-8, а) иллюстрируется диаграммами напряжения и тока на фиг. 4-8, б и в. Эти диаграммы построены без учета влияния процесса коммутации на ход кривых тока и напряжения. Учет этого влияния проводится ниже при работе схемы на активно-индуктивную нагрузку, когда $X_d = \infty$. В течение времени, измеряемого углом α , вентиль заперт и выходное напряжение (фиг. 4-8, б) равно нулю. С открытием сеткой вентиля последний пропускает ток, пропорциональный напряжению (фиг. 4-8, в). Заканчивает свою работу вентиль при угле $\vartheta = \pi$. Следующий вентиль открывается при угле зажигания $\psi = \pi + \alpha$. Поэтому кривая выпрямленного тока, повторяющая кривую выпрямленного напряжения, является прерывистой. Она становится непрерывной только при $\alpha = 0$ (и $\Delta U_a = 0$), т. е. тогда, когда идеализированный управляемый вентиль работает в режиме неуправляемого.

Численную связь между средним значением напряжения и тока и углом регулирования α мы находим ниже, рассматри-

вая режим работы схемы при активно-индуктивной нагрузке. В режиме чисто активной нагрузки мы рассмотрим еще кривую напряжения на вентиле (фиг. 4-8, з), называемую также кривой напряжения анод — катод $u_{ак}$. Пока вентиль заперт, положительное (прямое) напряжение на аноде возрастает по синусоиде вторичного напряжения e_2 , достигая максимума при $\alpha = 90^\circ$. Такое напряжение прибор должен выдерживать без (прямого) пробоя, при наличии на его сетке напряжения смещения, более отрицательного, чем это соответствует минимуму пусковой характеристики. В непроводящую часть периода при чисто



Фиг. 4-8. Двухфазный управляемый выпрямитель при работе на активное сопротивление.

а — схема; б—з — линейные диаграммы.

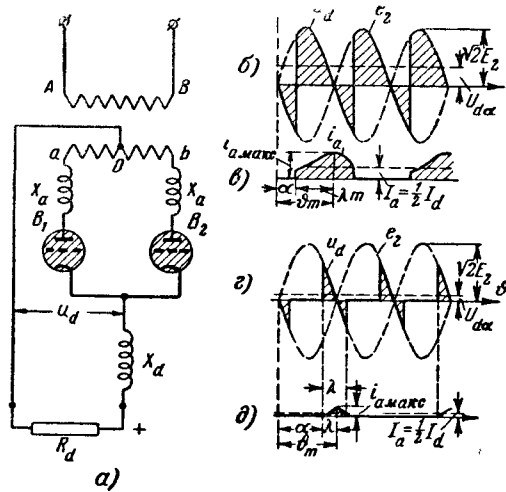
активной нагрузке отсутствует начальный скачок обратного напряжения U_{bo} . Такой скачок появляется в момент вступления в работу второго вентиля, но к этому моменту обратный ток (когда $\alpha > 10-15^\circ$) настолько уменьшается, что его влияние на вероятность возникновения обратных зажигания сказывается очень мало.

б) Активно-индуктивная нагрузка

В схеме на фиг. 4-9, а индуктивные сопротивления обмоток трансформатора представлены анодными реакторами а индуктивное сопротивление в цепи нагрузки $X_d = \omega L_d$ представлено катодным реактором. Последнее сопротивление может входить и как составной элемент в цепь потребителя (обмотка возбуждения, цепь якоря двигателя, обмотка электромагнита и т. д.).

При наличии индуктивных сопротивлений вентиль продолжает работать так же, как и в схеме однополупериодного выпрямления тока, в течение некоторой части отрицательного полупериода (фиг. 4-9, б) за счет убыли магнитной энергии, накопленной в индуктивности в положительную часть периода. Вначале мы учтем влияние на режим работы схемы только X_d , полагая, что $X_a = 0$, а затем введем в расчет и X_a .

По ходу изменения кривой выпрямленного тока в цепи нагрузки здесь возможны два режима: а) режим непрерывного



Фиг. 4-9. Двухфазный управляемый выпрямитель при работе на активно-индуктивную нагрузку. а — схема; б—д — линейные диаграммы.

тока, характеризуемый отсутствием нулевых интервалов в кривой этого тока; б) режим прерывистого тока, при котором такие интервалы имеются. Диаграммы напряжения и анодного тока, приведенные на фиг. 4-9, б и в, относятся к первому режиму, а диаграммы напряжения и анодного тока на фиг. 4-9, г и д — ко второму режиму. Граница перехода от непрерывного тока к прерывистому зависит от соотношения X_d/R_d между индуктивным и активным сопротивлениями, которое может характеризоваться углом сдвига φ , тангенс которого определяется из равенства

$$\text{tg } \varphi = \frac{X_d}{R_d}. \tag{4-24}$$

Пока $\alpha \leq \varphi$ режим непрерывен, а при $\alpha > \varphi$ режим прерывист. Равенство $\alpha = \varphi$ соответствует начально-непрерывному току.

Изменение анодного тока в режиме непрерывного тока можно найти, решая (1-12), с учетом того, что при углах α и $(\alpha + \pi)$ анодные токи должны быть равны между собой:

$$i_a(\vartheta - \alpha) = i_a(\vartheta - \alpha + \pi). \tag{4-25}$$

Это дает:

$$i_a = \frac{\sqrt{2} E_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \sin(\vartheta - \varphi) - \frac{2\sqrt{2} E_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \cdot \frac{\sin(\alpha - \varphi)}{1 - e^{-\frac{R_d}{X_d} \pi}} e^{-\frac{R_d}{X_d}(\vartheta - \alpha)} = \sqrt{2} I_{2s} \sin(\vartheta - \varphi) - 2I_{2s} \frac{\sin(\alpha - \varphi)}{1 - e^{-\frac{R_d}{X_d} \pi}} e^{-\frac{R_d}{X_d}(\vartheta - \alpha)}. \tag{4-26}$$

Здесь

$$I_{2s} = \frac{E_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}}. \tag{4-27}$$

Среднее значение напряжения в режиме непрерывного тока дает интеграл

$$E_{da} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos \alpha = E_{d0} \cos \alpha. \tag{4-28}$$

Анодный ток при прерывистом режиме определяется тем же уравнением (4-5), что и в схеме однополупериодного выпрямления тока. Заменяя в нем угол ψ на угол α и учитывая (4-27), получаем:

$$i_a = \sqrt{2} I_{2s} [\sin(\vartheta - \varphi) + \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R_d}{X_d}(\vartheta - \alpha)}]. \tag{4-29}$$

Из (4-29) следует, что переход от непрерывного тока к прерывистому имеет действительно место при $\alpha = \varphi$. Так, подставляя в (4-29) $\vartheta = \alpha$ и $\vartheta = \alpha + \pi$, мы получаем в обоих случаях $i_a = 0$. Продолжительность анодного тока при прерывистом режиме определяется из (4-6), которое при подстановке в него вместо ψ угла α переходит в

$$\sin(\alpha + \lambda - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R_d}{X_d} \lambda} = 0. \tag{4-30}$$

Среднее значение напряжения может быть найдено из интеграла

$$E_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{1}{2} E_{d0} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \lambda)]. \quad (4-31)$$

Среднее значение напряжения при непрерывном токе получается меньше, чем при прерывистом, поскольку в первом случае в кривую, определяющую среднее значение напряжения, входят также отрицательные участки напряжения.

Среднее значение выпрямленного тока определяется как частное от деления среднего значения напряжения на сопротивление

$$I_d = \frac{E_{d\alpha}}{R_d}. \quad (4-32)$$

Среднее значение анодного тока I_a при наличии угла запаздывания α в относительном исчислении к среднему значению анодного тока, когда угол запаздывания равен нулю $I_{a(\alpha=0)}$, можно найти, разделив обе части (4-28) и (4-31) на R_d . Пока режим непрерывен, это дает:

$$\frac{I_a}{I_{a(\alpha=0)}} = \frac{E_{d\alpha}}{E_{d0}} = \cos \alpha. \quad (4-33)$$

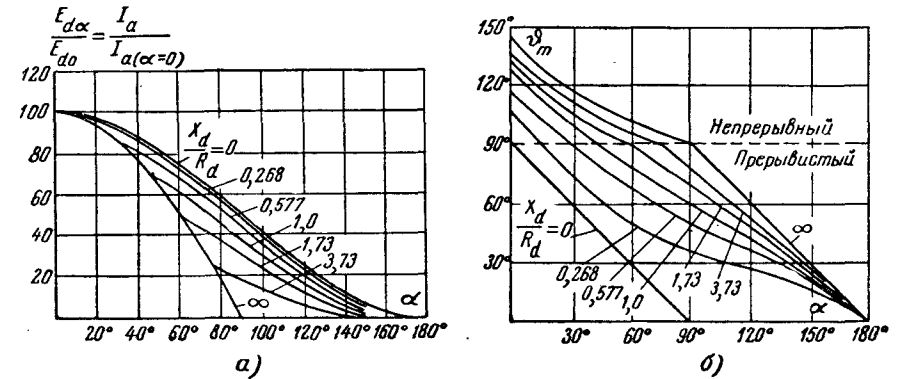
При прерывистом режиме

$$\frac{I_a}{I_{a(\alpha=0)}} = \frac{E_{d\alpha}}{E_{d0}} = \frac{1}{2} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \lambda)]. \quad (4-34)$$

По (4-33) и (4-34) на фиг. 4-10,а построено семейство кривых относительных значений анодного тока $I_a/I_{a(\alpha=0)}$, характеризующее одновременно относительную величину $E_{d\alpha}/E_{d0}$ в функции от угла запаздывания α при разных значениях X_d/R_d как параметре. Численные значения отношения X_d/R_d , определяют угол сдвига фаз в нагрузочной цепи. Когда $X_d = \infty$, относительные значения напряжения и тока изменяются по косинусоиде, проведенной на фиг. 4-10,а более жирной линией. Ток и напряжение спадают к нулю при $X_d = \infty$, когда угол запаздывания равен 90° . При конечных значениях X_d ток и напряжение изменяются вначале по той же косинусоиде, а затем по той из более полого спадающих кривых, которая относится к действующему в цепи отношению X_d/R_d . Из хода кривых мы видим, что, чем меньше катодное сопротивление X_d , тем больше угол запаздывания α , при кото-

ром средние значения напряжения и тока спадают к нулю. При $X_d \neq \infty$ средние значения тока и напряжения становятся равными нулю, когда α достигает 180° .

Приведенные на фиг. 4-10,а кривые определяют собой регулировочные характеристики выпрямителя по напряжению и одновременно по току. При использовании двухфазной схемы с нулевым выводом в системах автоматического регулирования (выходной каскад на тиратронах) важно также знать ма-



Фиг. 4-10. Характеристики выпрямителя по схеме фиг. 4-9,а.

ксимальное значение анодного тока и угол ϑ_m в пределах рабочей части периода, когда такой максимум имеет место. Значение ϑ_m может быть найдено из дифференцирования (4-26) и (4-29) и приравнивания производных нулю. В режиме непрерывного тока это дает:

$$-2 \frac{R_d}{X_d} \cdot \frac{e^{-\frac{R_d}{X_d}(\vartheta_m - \vartheta)}}{1 - e^{-\frac{R_d}{X_d} \pi}} = \frac{\cos(\vartheta_m - \vartheta)}{\sin(\alpha - \vartheta)}. \quad (4-35)$$

Из (4-35) может быть вычислено ϑ_m , если известны R_d/X_d и угол запаздывания α . В режиме прерывистого тока дифференцирование (4-29) приводит к аналогичному уравнению

$$-\frac{R_d}{X_d} e^{-\frac{R_d}{X_d}(\vartheta_m - \vartheta)} = \frac{\cos(\vartheta_m - \vartheta)}{\sin(\alpha - \vartheta)}. \quad (4-36)$$

По (4-35) и (4-36) на фиг. 4-10,б построено семейство кривых, определяющих собой зависимость величины

$$\lambda_m = \vartheta_m - \alpha \quad (4-37)$$

от угла запаздывания α .

Верхние участки кривых, расположенные выше пунктирной прямой, соответствуют режиму непрерывного тока, а нижние — режиму прерывистого тока. Приведенное семейство показывает, что максимум кривой анодного тока отодвигается тем правее от максимума напряжения (совпадающего с максимумом тока при $X_d=0$ и определяемого по нижней прямой), чем больше катодное сопротивление X_d . Подставляя значение ϑ_m из (4-36) и (4-37) в (4-26) и (4-29), мы находим одну и ту же зависимость для максимального значения тока при непрерывном и прерывистом режимах, а именно:

$$I_{a \text{ макс}} = \sqrt{2} I_{2s} \frac{\sin \vartheta_m}{\cos \varphi}. \quad (4-38)$$

Вхождение ϑ_m в правую часть (4-38) говорит о том, что, несмотря на общность полученной формулы для обоих режимов, максимальные значения тока в них различны. Для того чтобы найти максимальное значение тока также в функции от его среднего значения при $\alpha=0$, найдем предварительно связь также между токами $I_{a(\alpha=0)}$, I_{2s} и $\cos \varphi$. Эту связь дает равенство, получаемое из (4-27) и (1-26):

$$\frac{\sqrt{2} I_{2s}}{\cos \varphi} = \sqrt{2} I_{2s} \frac{\sqrt{X_d^2 + R_d^2}}{R_d} = \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d} = \pi I_{a(\alpha=0)}. \quad (4-39)$$

Используя (4-39) в (4-38), получаем:

$$\frac{I_{a \text{ макс}}}{I_{a(\alpha=0)}} = \pi \sin \vartheta_m. \quad (4-40)$$

По (4-40) и значениям ϑ_m , получаемым из (4-35) и (4-36), на фиг. 4-11,а построено семейство кривых $I_{a \text{ макс}}/I_{a(\alpha=0)}$ в функции от $\text{tg } \varphi = X_d/R_d$ как параметре. К режиму непрерывного тока относятся в этом семействе участки кривых, расположенные налево от пунктирной кривой, а к режиму прерывистого тока — участки кривых направо от пунктирной кривой,

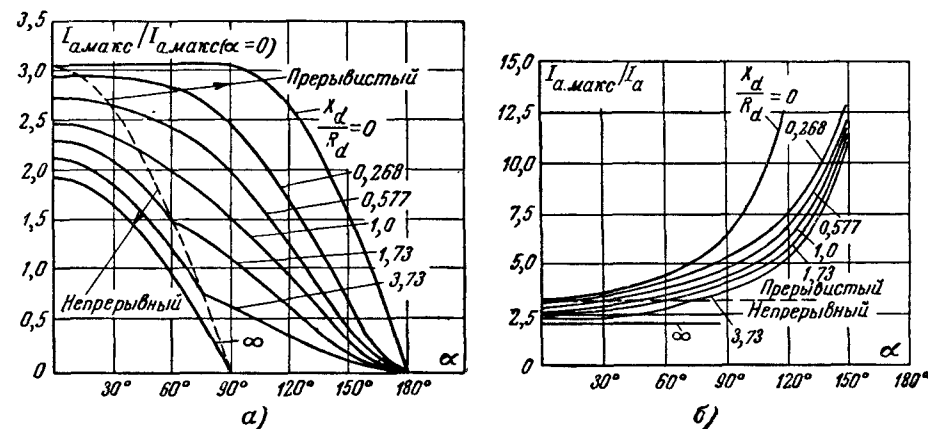
Практический интерес представляет также ход изменения относительной величины максимума анодного тока к его среднему значению I_a при одном и том же значении угла запаздывания α . Такое относительное значение мы получаем, подставив в (4-40) значение $I_{a(\alpha=0)}$ из (4-33) и (4-34). В режиме непрерывного тока это дает:

$$\frac{I_{a \text{ макс}}}{I_a} = \frac{\pi \sin \vartheta_m}{\cos \alpha}, \quad (4-41)$$

а в режиме прерывистого тока

$$\frac{I_{a \text{ макс}}}{I_a} = \frac{2\pi \sin \vartheta_m}{\cos \alpha - \cos(\alpha + \lambda)}. \quad (4-42)$$

По (4-41) и (4-42) на фиг. 4-11,б построено семейство кривых $I_{a \text{ макс}}/I_a$ в функции от угла α при X_d/R_d как параметре. К режиму непрерывного тока относятся участки кривых, расположенные ниже пунктирной прямой, а к режиму прерывистого тока — участки, расположенные выше пунктирной прямой. Наибольшее превышение максимального тока над средним мы



Фиг. 4-11. Характеристики выпрямителя по схеме фиг. 4-9,а.

получаем при $X_d=0$. При $X_d=\infty$ кривая анодного тока полностью сглажена. В этом случае $I_{a \text{ макс}}=I_a$.

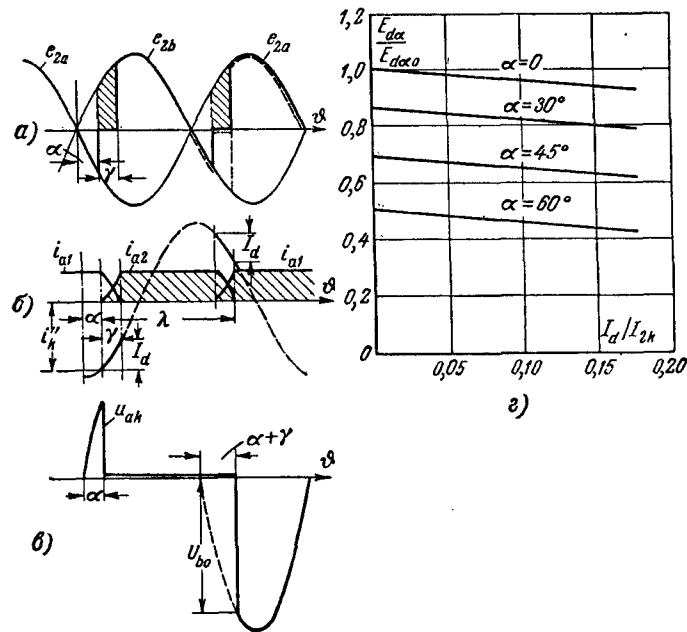
Влияние X_d на ход кривой анодного тока у управляемых выпрямителей, так же как у неуправляемых, сказывается как в период коммутации, так и во внекоммутационный период. Однако, когда X_d настолько велико (практически, когда $\frac{X_d}{R_d} >$

$> 3-5$), что можно принять $X_d=\infty$, влияние X_d сказывается только на изменении анодных токов в период коммутации. Этот случай мы здесь и рассмотрим.

Диаграммы анодных напряжений и анодных токов, соответствующие $X_d=\infty$, приведены на фиг. 4-12,а и б. Отличие в диаграмме напряжения по сравнению с диаграммой неуправляемого выпрямителя (фиг. 1-8,б) заключается в том, что коммутация тока происходит здесь не при начальных значениях фазовых э. д. с., а при больших значениях, соответствующих

углу запаздывания α . Это ускоряет коммутацию, в связи с чем угол коммутации γ получается меньше.

Аналитическую зависимость для угла коммутации проще всего найти, так же как и у неуправляемого выпрямителя, методом наложения на ток $I_a = I_d$ тока внутреннего короткого замыкания $i_{2к}$. Стационарная составляющая этого тока $i'_{2к}$,



Фиг. 4-12. Работа управляемого двухфазного выпрямителя при бесконечно большой катодной индуктивности. а — линейная диаграмма напряжений; б — линейная диаграмма токов; в — линейная диаграмма напряжения анод—катод; г — внешние характеристики.

определяемая по (1-40) и построенная пунктиром на фиг. 4-12,б, остается такой же, как и на фиг. 1-8,г. Свободная составляющая тока имеет сейчас в связи со сдвигом начала коммутации на угол α значение, отличающееся от (1-41) на $\cos \alpha$. Поэтому

$$i''_{2к} = \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} \cos \alpha. \tag{4-43}$$

Участок, определяющий ток коммутации, сдвигается в этом случае по косинусоиде $i_{2к}$ (как показывает отмеченный жирной линией на фиг. 4-12,б участок) на угол α вправо от отрица-

тельного максимума. Аналитическое выражение для тока вентилля, вступившего в работу, дает равенство

$$i_{a1} = i'_{2к} + i''_{2к} = \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} (\cos \alpha - \cos \vartheta). \tag{4-44}$$

Подставляя в (4-44) угол $\vartheta = \alpha + \gamma$ и ток I_d вместо i_{a1} , мы находим, что

$$I_d = \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)]. \tag{4-45}$$

Уравнение (4-45) и определяет собой искомую связь между током нагрузки I_d и углом коммутации γ . Из диаграммы непосредственно видно высказанное выше положение о том, что с ростом угла α угол γ сокращается.

Падение напряжения, обусловленное действием индуктивности в период коммутации, в соответствии с (1-46) здесь равно:

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)]. \tag{4-46}$$

Подставляя в (4-46) значения тригонометрической функции, заключенной в квадратные скобки, из (4-45), получаем такую же зависимость падения напряжения ΔU_x от тока I_d (1-48), как и в неуправляемом выпрямителе. Отсюда следует, что внешние характеристики управляемого выпрямителя (фиг. 4-12,г) имеют такой же наклон, как и у неуправляемого. Каждому углу запаздывания α отвечает здесь своя внешняя характеристика.

Изменение напряжения на вентиле при активно-индуктивной нагрузке и $X_d = \infty$ показывает кривая $u_{ак}$ на фиг. 4-12,в. Она построена по разности ординат синусоиды $e_{2б}$, включая и ее коммутационный участок, и рабочего участка синусоиды $e_{2а}$, отмеченного пунктиром на фиг. 4-12,а. Отличие кривой $u_{ак}$ от ранее приведенной на фиг. 4-8,г при чисто активной нагрузке в том, что здесь, во-первых, возрастает вдвое прямое напряжение, запираемое сетками, а во-вторых, увеличивается начальный скачок обратного напряжения $U_{б0}$.

Максимальное значение прямого напряжения

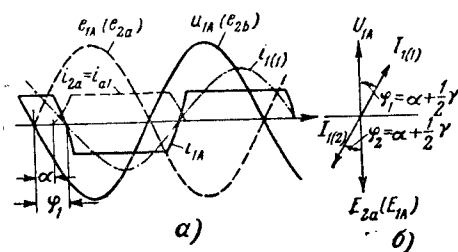
$$U_{a0} = 2\sqrt{2} E_2 \sin \alpha. \tag{4-47}$$

Начальный скачок обратного напряжения

$$U_{б0} = 2\sqrt{2} E_2 \sin (\alpha + \gamma). \tag{4-48}$$

Переходя теперь к выяснению влияния, оказываемого сеточным управлением на фазовый сдвиг между первичным током

I_{1A} и напряжением сети \dot{U}_{1A} , обратимся к линейной и векторной диаграммам, иллюстрирующим фазовые сдвиги между токами и напряжениями при выпрямительном режиме. Такая линейная диаграмма приведена на фиг. 4-13,а, а векторная — на фиг. 4-13,б. С э. д. с. одной из вторичных фаз e_{2a} , синусоида которой построена на фиг. 4-13,б штриховым пунктиром, совпадает по фазе (как это обычно принято) э. д. с. первичной обмотки e_{1A} . Напряжение питающей сети u_{1A} (представленное на фиг. 4-13,а сплошной синусоидой), уравнивающее e_{1A} ,



Фиг. 4-13. Первичный ток управляемого двухфазного выпрямителя.

а — кривая первичного тока и его первой гармонической; б — векторная диаграмма для первой гармонической тока.

сдвинуто к ней по фазе на 180° и совпадает поэтому по фазе с вторичным напряжением e_{2b} в другой фазе b .

Начало кривой вторичного тока $i_{2a} = i_{a1}$, форма которой близка к трапеции, сдвинуто по отношению к e_{2a} на угол α . При замене трапеции равновеликим прямоугольником (с которым совпадает по фазе первая гармоническая анодного тока) сдвиг по фазе тока по отношению к своему вторичному напряжению равен примерно $\varphi_2 \approx \alpha + \frac{1}{2}\gamma$.

Вектор первой гармонической вторичного тока $\dot{I}_{1(2)}$ сдвинут на фиг. 4-13,б на тот же угол в сторону отставания от вектора \dot{E}_{2a} , совпадающего по фазе с \dot{E}_{1A} .

Кривая первичного тока i_{1A} (н. с. которого уравнивает н. с., создаваемую вторичным током) находится в противофазе с кривой вторичного тока $i_{2a} = i_{a1}$ в период одиночного горения дуги в венти́ле B_1 и совпадает по фазе с током $i_{2b} = i_{a2}$ в период одиночного горения дуги в венти́ле B_2 . Первичному току соответствует поэтому на фиг. 4-13,а кривая i_{1A} . Основная гармоническая этого тока $i_{1(1)}$ оказывается при этом сдвинутой по отношению к напряжению сети u_{1A} , как видно из фиг. 4-13, а и б, на угол φ_1 , также примерно равный $\alpha + \frac{1}{2}\gamma$.

Так как угол φ_1 является отстающим, то выпрямитель нагружает сеть такой же по знаку реактивной мощностью, как и любой другой потребитель мощности с отстающим коэффициентом

сдвига, равным по величине:

$$\cos \varphi_1 = \cos \left(\alpha + \frac{1}{2}\gamma \right). \quad (4-49)$$

Так как с ростом угла запаздывания α коэффициент сдвига уменьшается, то одновременно с ним уменьшается и коэффициент мощности, что, как уже выше говорилось, является отрицательной стороной сеточного регулирования.

4.4. ДВУХФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА ПО СХЕМЕ С НУЛЕВЫМ АНОДОМ И СТУПЕНЧАТЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Поиски путей к ослаблению степени влияния сеточного управления на коэффициент мощности при сохранении нужного регулировочного диапазона по выходному напряжению привели к созданию ряда специальных схем, в которых достигается лучший коэффициент мощности.

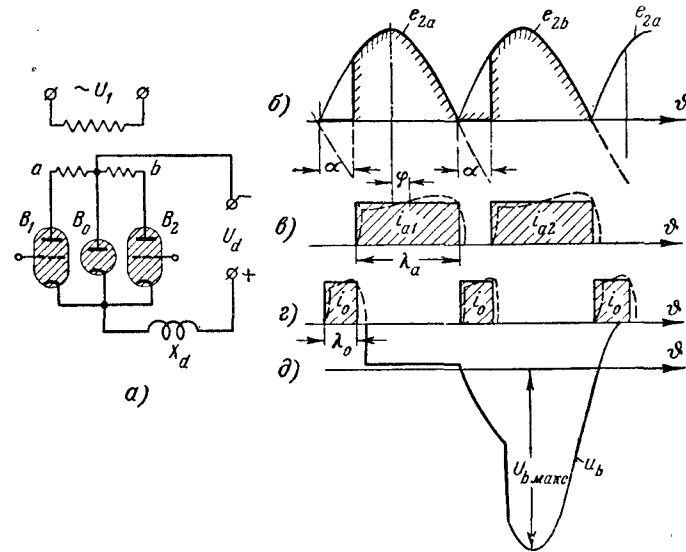
Одну из этих схем, а именно схему с нулевым анодом (вентилем), предложенную Г. И. Бабатом [Л. 26], мы рассмотрим здесь, поскольку на ее основе получили развитие и другие схемы. Другие виды схем с улучшенным коэффициентом мощности мы рассмотрим в конце настоящей главы.

Исходный вариант схемы с нулевым вентилем приведен на фиг. 4-14,а. В двухфазную схему с нулевым выводом, помимо нормально включаемых (фазовых) венти́лей B_1 и B_2 , введен здесь между нулевой точкой вторичной обмотки и общей точкой связи катодов дополнительный неуправляемый сеткой вентиль, получивший название нулевого.

Действие нулевого вентиля (анода) в схеме и смысл его введения поясняют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 4-14,б, в и г. Диаграммы, построенные сплошными линиями, относятся к $X_a = \infty$ и $X_a = 0$. Анодный ток (фиг. 4-14,в) проходит здесь через главный вентиль, пока напряжение в питающей его вторичной обмотке положительно (фиг. 4-14,б). В момент перехода от положительного напряжения к отрицательному вступает в действие нулевой вентиль и он пропускает ток (фиг. 4-14,г), пока заперт сеткой очередной вентиль. Автоматический переход тока к нулевому вентилю при нуле напряжения объясняется тем, что потенциал анода нулевого вентиля становится с этого момента более высоким, чем потенциал анода фазового вентиля, заканчивающего свою работу.

С вступлением в действие нулевого вентиля последний отключает цепь выпрямленного тока от трансформатора и ток i_d поддерживается за счет убыли энергии, накопленной в магнитном поле катодной индуктивности X_d . Для того чтобы ток в этот период резко не спадал, индуктивность катодного реактора должна в рассматриваемой схеме быть достаточно большой.

Отключением цепи выпрямленного тока от вторичной обмотки трансформатора, когда напряжение в ней отрицательно, предупреждается возврат в сеть переменного тока энергии, накопленной в магнитном поле катодной индуктивности. Это уменьшает величину реактивной мощности, поступающей к выпрямителю из сети переменного тока, и тем самым улучшает коэффициент мощности выпрямительной установки. Этому соответствует уменьше-



Фиг. 4-14. Двухфазный управляемый выпрямитель с нулевым вентилем.

а — схема; б — д — линейные диаграммы.

ние фазового сдвига кривой анодного тока в фазовом вентиле по отношению к кривой фазового напряжения.

Если принять, что ток в таком вентиле меняется по прямоугольнику, как на фиг. 4-14,б, то сдвиг кривой тока по отношению к кривой напряжения может быть определен по удаленности оси симметрии в кривой анодного тока от максимума синусоиды e_2 . Этот сдвиг определяется углом

$$\varphi = \alpha + \frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{2} = \alpha + \frac{\pi - \alpha}{2} - \frac{\pi}{2} = \frac{\alpha}{2}, \quad (4-50)$$

который и входит в качестве аргумента в коэффициент сдвига. Поэтому здесь

$$\cos \varphi \approx \cos \frac{\alpha}{2}. \quad (4-51)$$

Уменьшение почти в 2 раза аргумента косинуса (не считая угла коммутации) против значения его, входящего в (4-49), и является количественным показателем степени улучшения коэффициента сдвига, вносимого в схему с нулевым выводом.

Среднее значение выпрямленного напряжения в рассматриваемой схеме

$$E_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi} 2 \cos^2 \frac{\alpha}{2}. \quad (4-52)$$

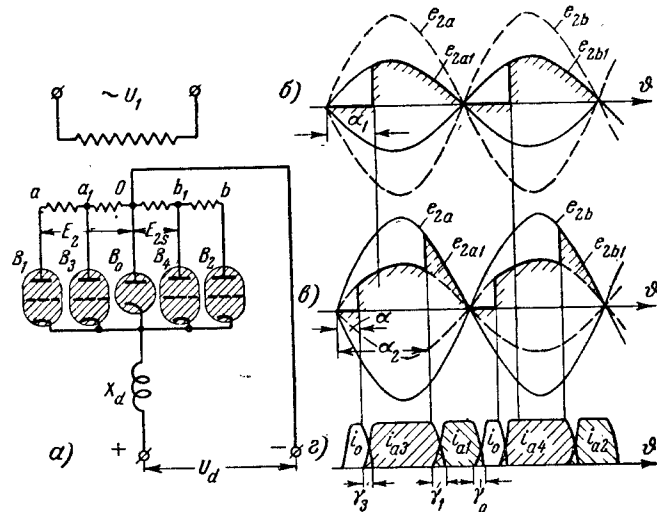
Второй особенностью схемы с нулевым вентилем является то, что кривая обратного напряжения не имеет начального скачка. Это облегчает режим работы вентилях в непроводящую часть периода. Прямое запираемое напряжение в этой схеме также в 2 раза меньше, чем в обычной двухфазной схеме при работе на индуктивность.

Недостатком схемы с нулевым выводом, ограничивающим ее широкое применение, является, помимо возрастания числа вентилях, также большее искажение формы кривых токов в цепи питания. Эти недостатки меньше сказываются, если угол запаздывания у выпрямителя ограничен определенным диапазоном его изменений. Такие условия имеют место в схемах выпрямления тока, в которых сеточное регулирование сочетается со ступенчатым трансформаторным регулированием, как это имеет, например, место в схеме, приведенной на фиг. 4-15,а, предложенной к применению на однофазных электровозах [Л. 33].

Здесь каждая из вторичных обмоток секционирована и к выводам от секции присоединены фазовые вентили (аноды). В общем случае число секций в каждой из обмоток может быть не две, как на фиг. 4-15,а, а n . Кроме фазовых вентилях, присоединенных к промежуточным выводам и снабженных сетками управления, в схеме на фиг. 4-15,а имеется также нулевой вентиль, не имеющий управляющей сетки.

Внешняя и внутренняя группы фазовых вентилях управляются в приведенной схеме от двух отдельных фазорегуляторов, обеспечивающих требуемое сочетание углов запаздывания в обеих группах вентилях. Режим работы схемы иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 4-15,б—г. При подъеме напряжения от нуля внешние фазовые вентили заперты, а управление внутренними вентилями производится, как показывают диаграммы напряжения на фиг. 4-15,б, уменьшением угла α_1 от 180° до нуля (при наличии нулевого вентиля до некоторого его минимального значения $\alpha_{1 \text{ мин}}$). Дальнейшее повышение выходного напряжения достигается открытием внешних вентилях и уменьшением угла запаздывания у них α_2 (фиг. 4-15,в)

от максимума до нуля. Диаграмма напряжения на фиг. 4-15,б соответствует такому режиму регулирования, когда угол запаздывания α_1 снижается до нуля после начала уменьшения угла α_2 от 180° . Чередование токов в вентилях в этом режиме работы показывают диаграммы тока, построенные на фиг. 4-15,г. В пределах угла запаздывания α_1 , когда заперты обе группы фазовых вентилях, ток i_0 пропускает нулевой вентиль. По истечении времени, определяемого углом α , вступает вначале



Фиг. 4-15. Двухфазный управляемый выпрямитель со ступенчатым управлением.

а — схема; б — г — линейные диаграммы.

в действие внутренний фазовый вентиль и ток i_{a3} проходит через секцию вторичной обмотки a_1O . По истечении времени, определяемого углом α_2 , вступает в действие внешний вентиль и ток i_{a1} проходит через всю вторичную обмотку. В течение каждого полупериода имеют, таким образом, место три коммутации тока: 1) с внешнего вентиля на нулевой с длительностью γ_0 ; 2) с нулевого на внутренний с длительностью γ_3 ; 3) с внутреннего на внешний с длительностью γ_1 . Длительность отдельных периодов коммутации при этом неодинакова, поскольку величины индуктивных сопротивлений, определяющие длительность отдельных периодов коммутации, неравны между собой. Если полное индуктивное сопротивление первичной и полной вторичной обмоток трансформатора обозначить попережнему через X_a ,

то при n одинаковых секциях в каждой из вторичных обмоток индуктивность каждой из секций равна:

$$X_{an} = \frac{X_a}{n^2}. \quad (4-53)$$

В зависимости от числа секций, участвующих в коммутации тока, и относящейся к ним суммарной индуктивности ΣX_{an} устанавливается в соответствии с (4-45) величина каждого из углов коммутации γ .

При разбивке вторичной обмотки на секции нередко встает практический вопрос о наиболее рациональном распределении ступенчатого регулирования между секциями вторичной обмотки трансформатора в соответствии с требуемым диапазоном регулирования. Рассмотрим этот вопрос применительно к пятивентильной схеме, приведенной на фиг. 4-15,а, полагая, что промежуточный вывод у вторичных обмоток взят на таком удалении от свободного конца обмоток, что отношение напряжения внутренней секции E_{2s} к полному вторичному напряжению E_2 равно:

$$s = \frac{E_{2s}}{E_2}. \quad (4-54)$$

В этом случае индуктивность внутренней секции равна:

$$X_{is} = s^2 X_a, \quad (4-55)$$

а индуктивность внешней секции равна:

$$X_{as} = (1-s)^2 X_a. \quad (4-56)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения при полностью открытых вентилях, присоединенных к внутренним секциям обмоток, и угле запаздывания α у внешних вентилях, определяемое путем интегрирования по участкам кусочно-синусоидальных кривых, равно:

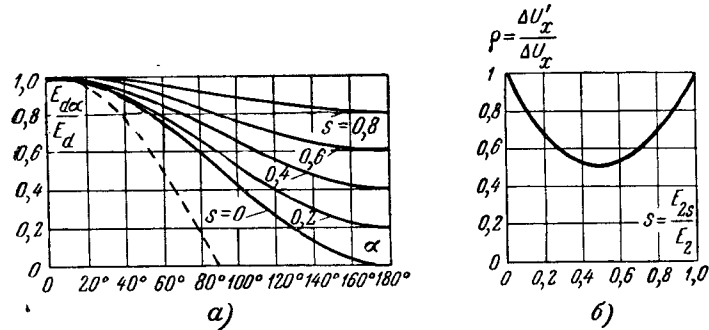
$$E_{da0} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left[E_{2s} \int_0^\alpha \sin \vartheta d\vartheta + E_2 \int_\alpha^\pi \sin \vartheta d\vartheta \right] = E_{d0} \left(\frac{1+s}{2} + \frac{1-s}{2} \cos \alpha \right). \quad (4-57)$$

В относительных единицах к напряжению холостого хода E_{d0} неуправляемого выпрямителя это напряжение равно:

$$\frac{E_{da0}}{E_{d0}} = \left(\frac{1+s}{2} + \frac{1-s}{2} \cos \alpha \right). \quad (4-58)$$

Построенные по (4-58) на фиг. 4-16,а кривые, определяющие собой изменение относительных значений выпрямленного на-

пряжения в функции от угла запаздывания α внешних вентилях при полностью открытых внутренних вентилях, представляют собой регулировочные характеристики выпрямителя при разных значениях s как параметре. Пунктирная характеристика относится к нормальной двухфазной схеме, вовсе не имеющей дополнительных и нулевого вентилях. Эта характеристика спадает к нулю при $\alpha = 90^\circ$ (когда $X_d = \infty$). Характеристика с индексом $s=0$ относится к трехвентильной схеме с нулевым анодом, а остальные характеристики показывают диапазон регулируемого напряжения при разных численных значениях s .



Фиг. 4-16. Характеристики схемы по фиг. 4-15,а.

Теперь посмотрим, как зависит от s величина падения напряжения $\Delta U'_x$. Согласно (1-48) и при учете индуктивных сопротивлений по (4-55) и (4-56) индуктивное падение напряжения равно:

$$\Delta U'_x = \frac{1}{\pi} I_d (X_{is} + X_{as}) = I_d [1 - 2s(1 - s)] X_a = \rho \Delta U_x. \quad (4-59)$$

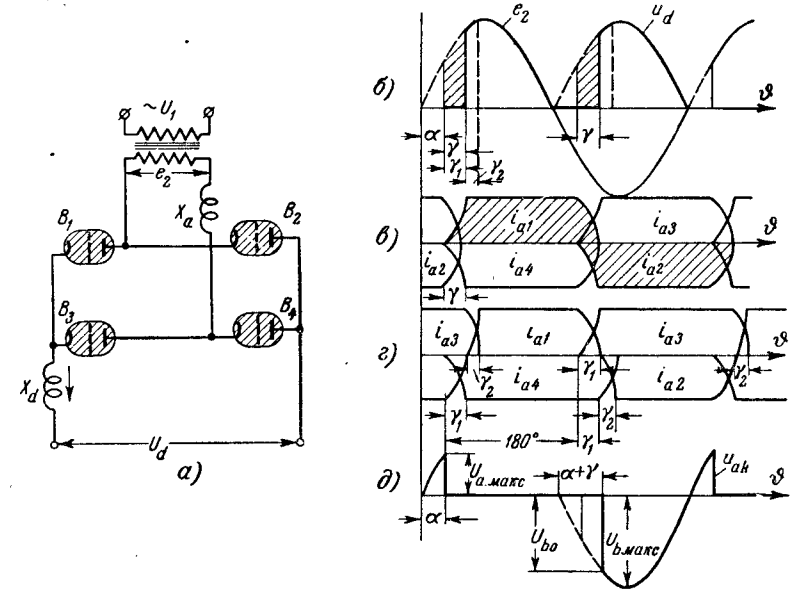
Здесь ρ показывает, насколько уменьшается падение напряжения в рассматриваемой схеме по отношению к схеме, не имеющей дополнительных анодов. Значения ρ в функции от величины s , вычисленные по (4-59), дает кривая, приведенная на фиг. 4-16,б.

4-5. ОДНОФАЗНОЕ (ДУХПОЛУПЕРИОДНОЕ) ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА ПРИ ПОМОЩИ МОСТОВОЙ СХЕМЫ

В однофазной мостовой схеме нормального исполнения все четыре вентиля, как это показано на фиг. 4-17,а, снабжены сетками управления.

Система управления должна обеспечивать в такой схеме одновременное открытие накрест включенных вентилях. Вентили B_1 и B_3 , связанные между собой катодами (катодная группа), могут иметь общий источник смещения в сеточной цепи, а вентили B_2 и B_4 , соединенные анодами (анодная группа), должны иметь

в сеточных цепях потенциально изолированные источники смещения. Это несколько усложняет систему управления по сравнению с двухфазной схемой с нулевым выводом. Управление режимом работы мостовой схемы возможно осуществить при помощи двух вентилях, снабженных сетками (несимметричное управление). Помимо достигаемого при этом некоторого упрощения системы управления (особенно тогда, когда в качестве управляемых выбираются вентили, входящие в катодную группу), несимметричное управление ставит работу схемы, как это будет пока-



Фиг. 4-17. Управляемый однофазный выпрямитель по мостовой схеме. а — схема; б — д — линейные диаграммы.

зано в п. «б» настоящего параграфа, в режим, аналогичный рассмотренному в предыдущем параграфе применительно к двухфазной схеме с нулевым вентилем. Работу мостовой схемы с симметричным управлением мы рассмотрим при активно-индуктивной нагрузке, а с несимметричным управлением — при нагрузке на встречную э. д. с.

а) Активно-индуктивная нагрузка

Полученные в первой части § 4-3 зависимости для тока и напряжения в двухфазной схеме с нулевым выводом в предположении, что X_a настолько мало, что его влиянием можно пренебречь, приложимы и к мостовой схеме при том же виде нагрузки. По-

этому здесь мы обратим внимание лишь на те особенности, с которыми связана коммутация тока в мостовой схеме, управляемой сетками, предполагая, как и во всем предыдущем рассмотрении, что $X_d = \infty$.

При одновременном вступлении в работу накрест расположенных вентилях (B_1 и B_4 в один полупериод и B_2 и B_3 — в другой), что имеет место при вентилях с одинаковыми потенциалами зажигания, длительность периода коммутации γ может быть найдена по формуле (4-45), поскольку и в мостовой схеме анодный ток меняется в период коммутации на величину, равную I_d .

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{I_d X_d}{\sqrt{2} E_2}. \quad (4-60)$$

Такому коммутационному режиму соответствуют диаграммы анодных токов, построенные на фиг. 4-17, в. В диаграмме выпрямленного напряжения на фиг. 4-17, б периоде коммутации соответствуют заштрихованные площадки. Когда потенциалы зажигания вентилях B_1 и B_2 больше, чем B_3 и B_4 , коммутация тока, так же как у неуправляемых вентилях (фиг. 1-26, б), происходит поочередно. Вначале, как это видно из фиг. 4-17, з, совершается коммутация и вступают в работу вентили с меньшими потенциалами зажигания в данном случае: вентиль B_3 в один из полупериодов и B_4 — в другой, а затем коммутируют ток вентили B_1 и B_2 [Л. 15]. Длительность первого угла коммутации определяется из (4-45) при подстановке в него вместо γ угла γ_1 , что приводит к:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma_1) = \frac{I_d X_d}{2\sqrt{2} E_2}. \quad (4-61)$$

Длительность второго угла коммутации γ_2 определяется из равенства

$$\cos(\alpha + \gamma_1) - \cos(\alpha + \gamma_1 + \gamma_2) = \frac{I_d X_d}{2\sqrt{2} E_2}. \quad (4-62)$$

Угол $\gamma_2 < \gamma_1$, поскольку возрастают мгновенные значения напряжения e_2 , определяющие собой коммутационный режим.

При неодновременной коммутации тока в вентилях анодные токи имеют разные продолжительности λ . Наиболее заметна разница в λ тогда, когда у обоих вентилях, присоединенных к одному и тому же полюсу переменного тока, потенциалы зажигания больше либо меньше, чем у двух других вентилях. Такому именно соотношению и соответствуют диаграммы тока, построенные на фиг. 4-17, з.

При управлении узкими импульсами, ширина которых меньше, чем γ_1 , а также для игнитронов без подхватывающих анодов работы схемы нарушается. Полный период коммутации тока во вторичной обмотке, в течение которого ток i_2 меняется от $+I_d$ до $-I_d$, либо, наоборот, определяется углом

$$\gamma = \gamma_1 + \gamma_2. \quad (4-63)$$

При конечном значении катодной индуктивности выпрямленный ток i_d может быть, так же как и в схеме с нулевым выводом, прерывистым и непрерывным. Границей перехода от непрерывного тока к прерывистому служит и здесь угол запаздывания $\alpha = \varphi$.

Полному углу коммутации γ отвечает на диаграмме напряжений вертикальная прямая, проведенная на фиг. 4-17, б пунктиром. Коммутационная площадка, ей соответствующая, определяет собой среднее падение напряжения и наклон внешней характеристики при $X_d = \infty$.

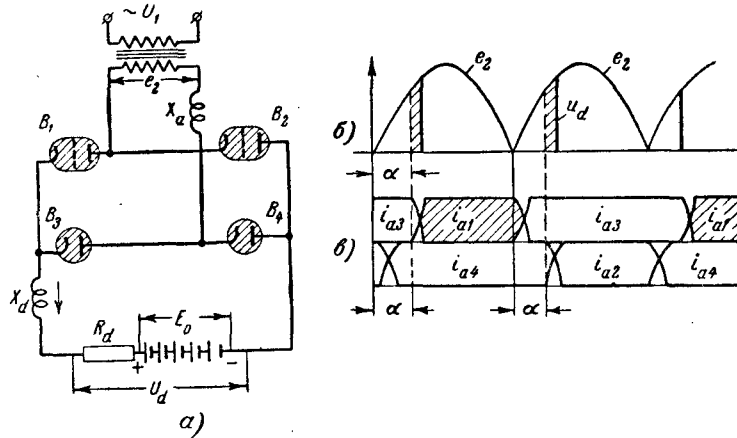
Напряжение на вентилях в мостовой схеме и при сеточном регулировании, как это показывает построенная на фиг. 4-17, д кривая $u_{ак}$, в 2 раза меньше как по максимальному значению прямого напряжения $U_{a \max}$, запираемого сеткой, так и по начальному скачку U_{b0} и максимальному значению $U_{b \max}$ обратного напряжения.

б) Нагрузка на встречную э. д. с.

Анализ режима работы мостовой схемы на встречную э. д. с. (фиг. 4-18, а) мы проведем для общности рассмотрения вопроса при несимметричном управлении, а именно в режиме, когда два верхних вентиля B_1 и B_2 управляемые, а два нижних B_3 и B_4 — неуправляемые (не имеют управляющих сеток). При таком управлении режим работы схемы приближается к режиму работы двухфазной схемы с нулевым вентилем (анодом) (§ 4-4) в том отношении, что и здесь на некоторую долю периода переменного напряжения цепь выпрямленного тока отключается от питающего трансформатора и ток в нагрузочной цепи поддерживается за счет той энергии, которую расходует в эту часть периода катодный реактор.

Эту особенность работы схемы иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 4-18, б и в для случая, когда $X_d = \infty$. Вентили, не имеющие сеток (B_3 и B_4), открываются здесь при $\alpha = 0$, а вентили с сетками (B_1 и B_2) — при заданном угле управления α . При этом анодные токи в вентилях B_3 и B_4 , как видно из диаграмм, имеют продолжительность на 2α (не считая разницы в углах коммутации),

большую, чем в вентилях B_1 и B_2 . Это и приводит к тому, о чем говорилось выше, что в течение времени, определяемого углом α , выпрямленный ток в пределах каждого из полупериодов проходит непосредственно через неуправляемые вентили B_3 и B_4 , минуя вторичную обмотку трансформатора. В силу того обстоятельства, что энергия, накопленная в магнитном поле катодной индуктивности L_d , не возвращается в сеть переменного напряжения, когда оно отрицательно, а расходуется непосредственно в цепи нагрузки, коэффициент сдвига при таком управлении мостовой схемой также повышается.



Фиг. 4-18. Работа мостового однофазного выпрямителя на встречную э. д. с. при управлении двумя вентилями. а — схема; б и в — линейные диаграммы.

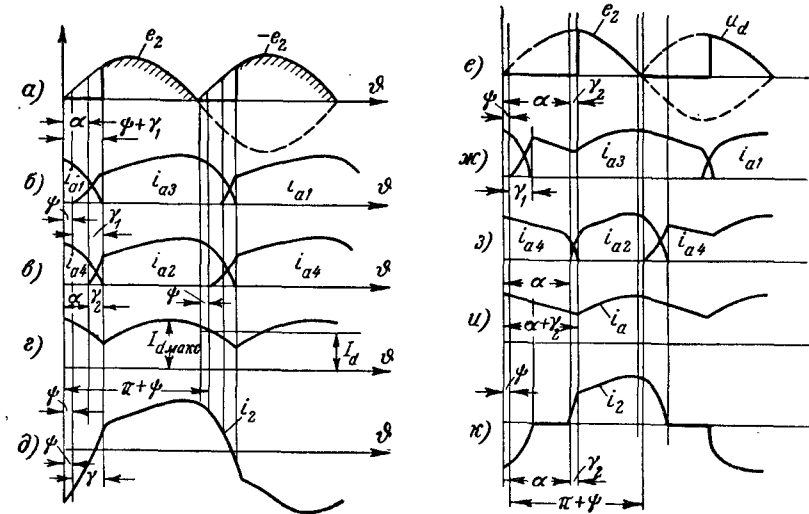
Благодаря заметному расходу мощности катодной индуктивности при больших углах запаздывания α режим работы схемы с несимметричным управлением в предположении, что $X_d = \infty$, в соответствии с диаграммами, построенными на фиг. 4-18, б и в, является слишком грубым приближением к действительности, если даже X_d относительно велико. Поэтому анализ режима мостовой схемы при несимметричном управлении желательно проводить, исходя из конечного значения X_d , как это и сделал в своей работе А. В. Поссе [Л. 28].

При нагрузке на встречную э. д. с. и конечной величине катодной индуктивности X_d угол естественного зажигания неуправляемых вентилях ψ , как известно, отличен от нуля. Его численные значения зависят от величины встречного напряжения U_0 и, как это ниже будет показано, от относительного значения катодного X_d и анодного X_a индуктивных сопротив-

лений. Отношение этих сопротивлений мы, как и раньше, будем обозначать через

$$q = \frac{X_d}{X_a}. \quad (4-64)$$

В целях повышения точности расчета в величину U_0 могут быть введены не только встречная э. д. с. E_0 и падение напряжения в дуге вентилях ΔU_a , как раньше, но и постоянная



Фиг. 4-19. Уточненные линейные диаграммы работы схемы фиг. 4-18, а.

составляющая падения напряжения в активном сопротивлении $I_d R_d$. В этом случае:

$$U_0 = E_0 + 2\Delta U_a + I_d R_d. \quad (4-65)$$

Падением напряжения в активном сопротивлении от переменной составляющей тока, которая при достаточно большом X_d крайне мала, мы попрежнему пренебрегаем.

Работу схемы при несимметричном управлении рассмотрим при двух граничных режимах, а именно: 1) когда угол запаздывания α управляемого вентиля меньше суммы естественного угла зажигания ψ и угла коммутации γ неуправляемого вентиля, присоединенного к тому же полюсу цепи нагрузки; 2) когда угол запаздывания $\alpha > \psi + \gamma$.

Изменение напряжения и тока при первом режиме иллюстрируют диаграммы на фиг. 4-19, а—д, а при втором—диаграммы на фиг. 4-19, е—к. В начальный момент времени ($\theta=0$), совпа-

дающий с началом положительного напряжения (фиг. 4-19,а), ток $i_a = i_{a1} = i_{a4}$ проходит через вентили B_1 (управляемый) и B_4 (неуправляемый). По истечении времени, определяемого естественным углом зажигания ψ , зажигается дуга в вентиле B_3 (неуправляемый) и ток начинает переходить от B_1 к B_3 . Этот переход длится в течение времени, измеряемого углом γ_1 . При $\alpha < \psi + \gamma_1$ еще до момента спада тока в вентиле B_1 к нулю начинается коммутация тока в вентилях B_2 и B_4 , причем здесь ток переходит от управляемого к неуправляемому вентилю. Коммутация тока в этой паре вентилях, измеряемая углом γ_2 , не может затянуться заметно дольше, чем γ_1 в силу двух обстоятельств: 1) меньшего значения тока i_{a4} в момент начала коммутации по сравнению с i_{a1} , поскольку ток i_{a4} на протяжении угла α уменьшается; 2) больших мгновенных значений напряжений, участвующих в процессе коммутации тока в вентилях B_2 и B_4 . При таких обстоятельствах полная длительность коммутации тока i_{a2} во вторичной обмотке трансформатора определяется по существу вентилями B_1 и B_3 , и на эту длительность почти не влияет идущая с некоторым сдвигом в пределах угла $\psi + \gamma$ коммутация тока в вентилях B_2 и B_4 . На изменение постоянного тока коммутация тока в вентилях B_2 и B_4 дополнительного влияния также не оказывает, так как ток i_a является суммой токов i_{a1} и i_{a3} (так же как и суммой токов i_{a2} и i_{a4}) и не зависит от распределения токов между вентилями B_2 и B_4 . Отсюда следует, что небольшой сдвиг в начале коммутации, когда $\alpha < \psi + \gamma$, не оказывает заметного влияния на ход кривых токов i_{2a} и i_d в схеме. Поэтому определение этих токов в этом режиме может производиться, исходя из предположения, что и в управляемых вентилях коммутация тока начинается при угле, равном ψ , т. е. точно так же, как и у неуправляемого выпрямителя.

Иное положение имеет место тогда, когда $\alpha > \psi + \gamma$, чему соответствует диаграмма напряжения на фиг. 4-19,е. Зажигшийся в момент ψ неуправляемый вентиль B_3 продолжает, как это видно из фиг. 4-19,ж и з, пропускать ток и во внекоммутационный период одновременно с вентилем B_4 . Это соответствует сквозному прохождению выпрямленного тока i_d через вентили B_3 и B_4 , помимо вторичной обмотки трансформатора, так же как при активно-индуктивной нагрузке (фиг. 4-18,в и г). Ток на этом участке вовсе не зависит от e_2 .

При установлении закономерностей для токов, проходящих через цепь вторичной обмотки i_2 и нагрузочную цепь i_d , можно ограничиться рассмотрением второго режима как более общего, применив затем полученные результаты к первому режиму, полагая $\alpha = \psi$.

Изменение тока i_d в период прохождения его через вентили B_3 и B_4 в интервале от ψ до $\alpha + \gamma_2$ (фиг. 4-19,у) подчиняется уравнению

$$X_d \frac{di_d}{d\theta} + U_d = 0. \quad (4-66)$$

В следующий интервал от $\alpha + \gamma_2$ до $\pi + \psi$, когда ток проходит через вторичную обмотку и вентили B_2 и B_3 , изменение тока $i_d = i_2$ дает уравнение

$$(X_a + X_d) \frac{di_d}{d\theta} + U_d = \sqrt{2} E_2 \sin \theta. \quad (4-67)$$

В периоды коммутации от ψ до $\psi + \gamma_1$ и от α до $\alpha + \gamma_2$, когда вентили, в которых коммутируется ток, замыкают накоротко вторичную обмотку, изменение тока i_2 подчиняется уравнению:

$$X_a \frac{di_2}{d\theta} = \sqrt{2} E_2 \sin \theta. \quad (4-68)$$

Пользуясь ранее введенными относительными величинами:

$$\tau = \frac{U_0}{\sqrt{2} E_2}; \quad (4-69)$$

$$q = \frac{X_d}{X_a} \quad (4-70)$$

и вводя новые для токов:

$$i'_d = \frac{i_d}{\sqrt{2} I_{2\kappa}}; \quad (4-71)$$

$$i'_2 = \frac{i_2}{\sqrt{2} I_{2\kappa}}, \quad (4-72)$$

где

$$I_{2\kappa} = \frac{E_2}{X_a}, \quad (4-73)$$

мы можем уравнения (4-66) — (4-68) переписать в относительных единицах в следующем виде:

в интервале от ψ до $\alpha + \gamma_2$ (и от $\pi + \psi$ до $\pi + \alpha + \gamma_2$)

$$\frac{di'_d}{d\theta} = -\frac{\tau}{q}; \quad (4-74)$$

в интервале от $\alpha + \gamma_2$ до $\pi + \psi$

$$\frac{di'_2}{d\theta} = \frac{di'_d}{d\theta} = \frac{1}{1+q} (\sin \theta - \tau). \quad (4-75)$$

Ток i_2 в период коммутации определяется из дифференциального уравнения

$$\frac{di'_2}{d\vartheta} = \sin \vartheta. \quad (4-76)$$

Момент зажигания ψ можно определить, исходя из условия, что при угле $\pi + \psi$ производная тока i'_d по уравнениям (4-74) и (4-75) имеет одно и то же значение. Приравняв поэтому правые части в названных уравнениях, мы получаем:

$$\sin \psi = \frac{\tau}{q}. \quad (4-77)$$

Мгновенное значение тока i'_d (в относительных единицах) в интервале от ψ до $\alpha + \gamma$ мы находим, интегрируя (4-74). Это дает:

$$i'_d = C_1 - \frac{\tau}{q} \vartheta. \quad (4-78)$$

В интервале от $\alpha + \gamma_2$ до $\pi + \psi$ значение тока i'_d дает интегрирование (4-75), что приводит к уравнению

$$i'_d = \frac{1}{1+q} (C_2 - \tau \vartheta - \cos \vartheta). \quad (4-79)$$

Значение постоянных C_1 и C_2 находим из условия, что ток имеет одно и то же значение в (4-78) и (4-79) при угле $\alpha + \gamma_2$ и углах ψ и $\psi + \pi$.

Подставляя вместо ϑ эти значения углов, мы находим:

$$C_1 = \cos \psi + \cos \alpha - \pi \tau + \frac{\tau}{q} \psi; \quad (4-80)$$

$$C_2 = qC_1 + \cos(\alpha + \gamma_2). \quad (4-81)$$

На первом участке коммутации от ψ до $\psi + \gamma_1$ ток i'_2 мы получаем в результате интегрирования (4-76):

$$i'_2 = C_3 - \cos \vartheta; \quad (4-82)$$

на втором участке от α до $\alpha + \gamma_2$ то же интегрирование дает:

$$i'_2 = C_4 - \cos \vartheta. \quad (4-83)$$

На участке от $\psi + \gamma_1$ до α ток $i_2 = 0$, а на участке от $\alpha + \gamma_2$ до $\pi + \psi$ ток $i_2 = i'_d$. Постоянные интегрирования C_3 и C_4 определяются, исходя из условия, что при углах $\psi + \gamma_1$ и α ток $i_2 = 0$. Это дает:

$$C_3 = \pi \tau - \cos \alpha; \quad (4-84)$$

$$C_4 = \cos \alpha. \quad (4-85)$$

Для построения кривых токов надо еще определить величину углов коммутации γ_1 и γ_2 .

Угол γ_1 мы определяем, исходя из условия, что при $\psi + \gamma_1$ ток $i_2 = 0$. Это дает:

$$\cos(\psi + \gamma_1) = \pi \tau - \cos \alpha. \quad (4-86)$$

Второй угол коммутации γ_2 мы находим из условия, что при $\alpha + \gamma_2$ токи i'_d и i'_2 равны между собой. Это приводит к равенству

$$\cos(\alpha + \gamma_2) = \pi \tau - \cos \psi + \frac{\tau}{q} (\alpha + \gamma_2 - \psi). \quad (4-87)$$

Определив углы, мы получаем все данные, необходимые для построения кривых токов i'_d и i'_2 .

По последним могут быть также построены и анодные токи, поскольку их связывают уравнения, определяемые первым законом Кирхгофа:

$$i'_{a1} + i'_{a3} = i'_{a2} + i'_{a4} = i'_d; \quad (4-88)$$

$$i'_{a1} - i'_{a2} = i'_{a3} - i'_{a4} = i'_2. \quad (4-89)$$

Так как на каждом из участков в пределах периода по крайней мере один из анодных токов равен нулю, то по (4-88) и (4-89) могут быть найдены все анодные токи. Система уравнений (4-77) — (4-89), таким образом, полностью определяет все токи в анализируемой схеме при любых значениях параметров: τ , q и α пока $\alpha > \psi + \gamma_1$. Построенные на фиг. 4-19, ж — к кривые относятся к $\tau = 0,5$, $q = 5$ и $\alpha = 90^\circ$.

Когда угол запаздывания $\alpha < \psi + \gamma_1$, применимы, так же как и при $\alpha = \psi$ (неуправляемый выпрямитель), те же уравнения для токов, но меняются границы их применимости, а также постоянные интегрирования. Так, для тока i'_d уравнение (4-78) действительно в пределах от ψ до $\psi + \gamma_1$, а (4-79) — в пределах от $\psi + \gamma_1$ до $\pi + \psi$. Постоянные интегрирования мы получаем, заменяя в (4-80) и (4-81) угол α на ψ . Это дает:

$$C_1 = \cos \psi - \frac{1}{2} \pi \tau + \frac{\tau}{q} \psi; \quad (4-90)$$

$$C_2 = qC_1 + \frac{1}{2} \pi \tau. \quad (4-91)$$

У тока i'_2 , определяемого на участке коммутации (4-82), постоянная интегрирования:

$$C_3 = \frac{1}{2} \pi \tau. \quad (4-92)$$

На остальном участке $i'_2 = i'_d$. По уравнениям (4-78), (4-79) и (4-88) — (4-92) построены кривые токов на фиг. 4-19, б—д для $\tau = 0,5$, $q = 5$ и $\alpha = \psi$. Постоянную составляющую выпрямленного тока I'_d мы получаем, усредняя путем интегрирования кривую i'_d . При углах $\alpha < \psi + \gamma$, так же как при $\alpha = \psi$, такое интегрирование дает [Л. 28]:

$$I'_d = \frac{1}{\pi} \frac{q}{1+q} \left| \frac{1}{4\tau} \cos 2\vartheta - \frac{1}{q} \sin \vartheta \right|_{\psi+\gamma_1}^{\pi+\psi} = \frac{1}{\pi} \frac{q}{1+q} \sin \left(\psi + \frac{\gamma_1}{2} \right) \left[\frac{2}{q} \cos \frac{\gamma_1}{2} + \left(\pi + \frac{\gamma_1}{2} \right) \sin \frac{\gamma_1}{2} \right]. \quad (4-93a)$$

При $\alpha > \psi + \gamma$ интегрирование и преобразование приводят к

$$I'_d = \cos \alpha - \frac{1}{2} \pi \tau + \frac{1}{\pi} \frac{q}{1+q} \left| \frac{1}{4\tau} \cos 2\vartheta - \frac{1}{q} \sin \vartheta \right|_{\alpha+\gamma_2}^{\pi+\psi}. \quad (4-93б)$$

В предельном случае, когда $q = \infty$, т. е. когда $X_d = \infty$, ток I'_d при $\alpha \leq \psi + \gamma_1$ равен:

$$I'_d = 1 - \frac{1}{2} \pi \tau, \quad (4-94)$$

или

$$\tau = \frac{2}{\pi} (1 - I'_d), \quad (4-95)$$

а при $\alpha \geq \psi + \gamma$

$$I'_d = 1 - \pi \tau + \cos \alpha, \quad (4-96)$$

откуда

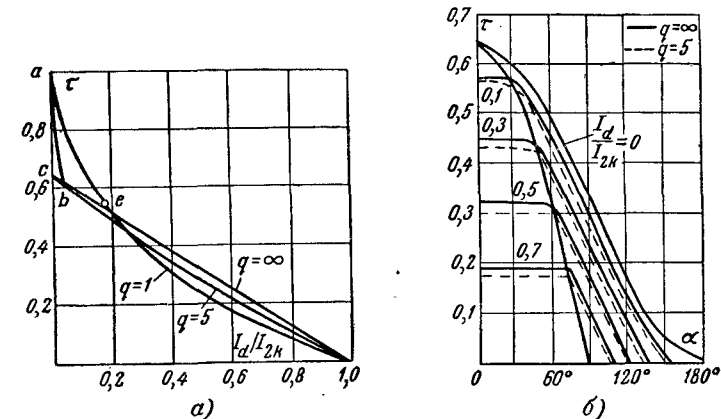
$$\tau = \frac{1}{\pi} (1 - I'_d + \cos \alpha), \quad (4-97)$$

По уравнениям (4-93a) и (4-94) с учетом их частных значений при $X_d = \infty$ построены на фиг. 4-20, а внешние характеристики выпрямителя при трех значениях $q = 1$; 5 и ∞ . Участки ab и ae характеристик соответствуют прерывистым токам. На фиг. 4-20, б построены регулировочные характеристики выпрямителя. Сплошные кривые относятся здесь к $q = \infty$, а пунктирные — к $q = 5$. В качестве параметра выступает здесь относительная величина выпрямленного тока I'_d .

Мостовая схема, содержащая две пары управляемых вентилях и одну пару неуправляемых, может быть применена, как показали исследования, проведенные А. В. Поссе [Л. 28], и для ступенчатого регулирования напряжения в системе однофазного

тока, аналогично тому, как это было описано в предыдущем параграфе применительно к двухфазной схеме с фазовыми и нулевым вентилем. При этом число регулируемых ступеней напряжения может быть любым.

Как выше было указано, несимметричная мостовая схема может быть осуществлена по другому варианту, чем на фиг. 4-18, а, а именно вентили B_1 и B_3 катодной группы могут быть управляемыми, а вентили B_2 и B_4 анодной группы неуправляемыми. Помимо того, что эта схема позволяет иметь один источник смещения,



Фиг. 4-20. Характеристики выпрямителя по схеме фиг. 4-18, а.

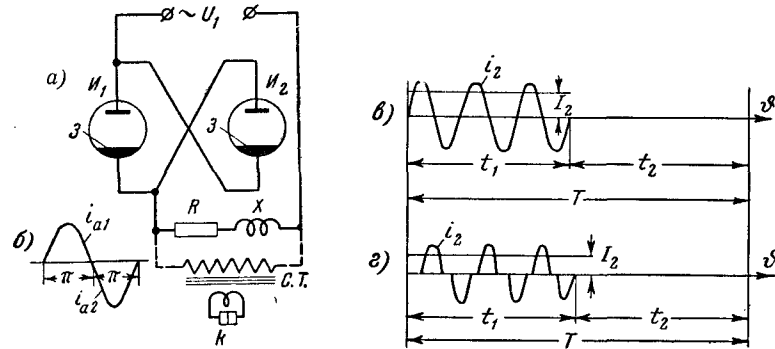
она имеет то преимущество, что вентили в ней оказываются одинаково загруженными током, и продолжительность анодного тока в управляемых вентилях равна $\pi + \gamma_1$, а в неуправляемых $\pi + \gamma_2$. Эти две величины мало отличаются друг от друга.

4-6. РЕГУЛИРОВАНИЕ ОДНОФАЗНОГО ТОКА В СХЕМАХ С ВСТРЕЧНО-ПАРАЛЛЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫМИ ВЕНТИЛЯМИ

Ионные вентили с управляющими сетками либо с управляющей системой зажигания (игнитроны) открыли путь не только к широкому применению вентилях в разных системах преобразования тока, но и к их использованию в выпрямительно-регулирующих системах, имеющих своим назначением изменять действующее значение переменного тока в устройствах, питаемых от сетей однофазного и трехфазного токов (прерыватели для сварки, электропечи, электровибраторы и т. д.).

В связи с большими токами и мощностями здесь обычно применяются ртутные вентили, в особенности вентили с электрической системой зажигания — игнитроны.

Мы рассмотрим здесь режим работы однофазной выпрямительно-регулирующей системы, а анализ режима работы такой системы при питании ее от сети трехфазного тока мы проведем в гл. 5 вместе с другими системами преобразования трехфазного тока в однофазный. В качестве основного звена во всякую выпрямительно-регулирующую схему входят, как это видно из фиг. 4-21,а, два вентиля (игнитрона), включенные встречно-параллельно между собой и последовательно с нагрузкой R и $X = \omega L$. Игнитроны пропускают однонаправленные токи поочередно по полупериодам, которые, суммируясь в цепи на-



Фиг. 4-21. Встречно-параллельное включение вентилей для регулирования сварочного тока.
а — схема; б — г — линейные диаграммы.

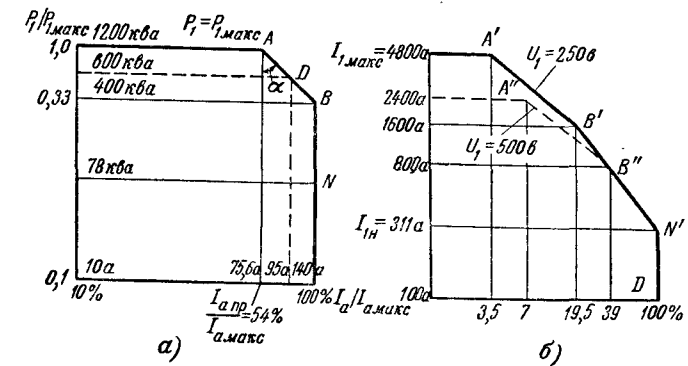
грузки, образуют чисто переменный ток. Показанные на схеме сопротивления R и X фактически представляют собой суммарные сопротивления: а) участка сварочной цепи, заключенного между сварочными контактами K , введенными во вторичную цепь сварочного трансформатора CT , и б) обмоток трансформатора CT , присоединение которого к цепи однофазного тока показано пунктиром.

Регулирование мощности (энергии), подводимой к месту сварки и превращающейся здесь в тепло, производится изменением продолжительности периода сварки t_1 , характеризуемого числом периодов пропуска игнитронами тока через сварочный трансформатор, что иллюстрирует диаграмма на фиг. 4-21,б, и „паузы“ между сварками t_2 , когда игнитроны тока не пропускают. Отношение $D = \frac{t_1}{t_1 + t_2}$ называют коэффициентом заполнения (скважностью) сварочного цикла $T = t_1 + t_2$. При некоторых режимах сварки меняется не только коэффициент заполнения, но также действующее значение тока в пределах рабочих полупериодов путем введения

угла запаздывания α . Этот режим управления иллюстрирует диаграмма тока на фиг. 4-21,г.

При первом из указанных способов регулирования продолжительности прохождения тока через сварочный трансформатор производится полными периодами при угле запаздывания $\alpha = \varphi$. Действующее значение тока в цепи нагрузки в этом режиме управления сваркой определяется так же, как и в любой цепи переменного тока, исходя из закона Ома:

$$I_1 = \frac{U_1}{\sqrt{R^2 + X^2}} \quad (4-98)$$



Фиг. 4-22. Кривая типовой мощности (а) и нагрузочная характеристика (б) сварочной схемы.

В (4-98) мы пренебрегли внутренним падением напряжения в вентиле ΔU_a . При необходимости учета его, когда ΔU_a сравнимо с U_1 , в числитель (4-98) вводится U_1 , уменьшенное на величину $\Delta U_1 = 1,1 \Delta U_a$.

Расчет режима в схеме с встречно-параллельно включенными вентилем, используемой в сварочных устройствах, сводится к установлению зависимости между переменным током, который могут давать вентили (без нарушения режима их работы), в функции от коэффициента заполнения сварочного цикла D , если известна кривая типовой мощности используемых в устройстве типов игнитронов. Такая кривая для одного из ходовых типов сварочных игнитронов (американский игнитрон марки 5552) приведена на фиг. 4-22,а. На оси абсцисс отложены среднепродолжительные токи I_a для каждого игнитрона, отнесенные к максимальному значению анодного тока $I_{a, макс}$. Наибольшее значение этого тока $I_{a, макс}$ лимитируется здесь допустимым нагревом игнитрона. На оси ординат нанесена та предельная мощность переменного тока, которую оба игнитрона могут пропускать по условиям ограни-

чения в них до предельно допустимого максимума числа обратных зажиганий. Нанесение шкалы мощности на оси ординат (а не шкалы напряжений) позволяет обобщить проводимый расчет на всю шкалу рабочих напряжений, которая для игнитронов сварочного типа может лежать в пределах от 110 до 600 в. Кроме того, это позволяет автоматически учесть ту зависимость, которая существует в электрическом режиме нагрузки игнитрона между допускаемым им напряжением и прямым током, связанных между собой через обратный ток.

Хотя в период сварки обратное напряжение при встречном включении вентилей не превосходит величину ΔU_a и не может вызывать обратных зажиганий, тем не менее и в таких схемах приходится считаться с обратными зажиганиями, появляющимися под воздействием напряжений, возникающих или по выходе игнитрона из периода сварки, или при прерывистом режиме. Проявляющиеся обратные напряжения игнитроны должны выдерживать без пробоев и обратных зажиганий.

Первый прямолинейный участок, параллельный оси абсцисс в кривой типовой мощности на фиг. 4-22,а, соответствует тому, что с ростом тока допустимое напряжение пропорционально снижается. Правая граница участка максимальной мощности $P_1 = P_{1 \max}$ соответствует такому среднепродолжительному значению тока $I_{a, np}$, который может быть назван промежуточно-предельным током. Такое его название обусловлено тем, что при превышении этого значения тока допустимая мощность, пропускаемая игнитронами, должна быть снижена, что обусловлено не только продолжающим повышаться вместе с прямым током обратным током в игнитроне, но и в силу начинающегося возрастания падения напряжения в дуге ΔU_a , которое до $I_{a, np}$ мало меняется. Рост ΔU_a приводит к повышению мощности, теряемой внутри игнитрона, а следовательно, к росту его температуры и давления пара внутри него. Последнее и обуславливает необходимость в более быстром снижении допустимого рабочего напряжения, а следовательно, и допустимой мощности, пропускаемой игнитронами.

Снижение мощности на участке АВ, устанавливаемое по экспериментальным данным, идет также примерно по прямой, если диаграмму типовой мощности строить, как это выполнено на фиг. 4-22,а в двойном логарифмическом масштабе. Максимуму среднепродолжительного тока $I_{a, макс}$ отвечает у большинства типов сварочных игнитронов снижение мощности почти в 3 раза против максимальной, а максимальной мощности $P_{1 \max}$ отвечает промежуточно-предельное значение тока $I_{a, np}$, примерно равное половине от наибольшего среднепродолжительного тока $I_{a, макс}$.

Для возможности последующей конкретизации на численных примерах расчетов нагрузочной способности игнитронов при изменении коэффициента заполнения и построения нагрузочной диаграммы игнитрона на фиг. 4-22,а, кроме буквенных обозначений граничных величин, нанесены также и их числовые значения. Так, наибольшему среднепродолжительному току $I_{a, макс}$, равному в рассматриваемом типе игнитрона 140 а, соответствует мощность $\frac{1}{3} P_{1 \max} = 400 \text{ кВа}$, а максимальной мощности $P_{1 \max} = 1200 \text{ кВа}$ соответствует промежуточно-предельное значение тока в вентиле $I_{a, np} = 75,6 \text{ а}$, что в относительных единицах составляет $0,54 I_{a, макс}$.

Исходя из приведенных конечных значений тока и мощности, на участке АВ может быть аналитически установлен закон убывания мощности по показателю степени n , входящему в пропорцию [Л. 68]:

$$\frac{P_{1 \max}^n}{\left(\frac{1}{3} P_{1 \max}\right)^n} = \frac{a_{\max}}{I_{a, np}} \quad (4-99)$$

Учитывая, что в приведенной кривой типовой мощности $I_{a, np} = 0,54 \cdot I_{a, макс}$, мы находим, что в рассматриваемом типе игнитрона $n = 0,56$. Так как пропорция (4-99) действительна для любой точки на участке АВ, то, зная n , можно определить ток I_1 , если требуемая мощность сварочного трансформатора соответствует участку АВ. Так, например, если мощность $P_m = 800 \text{ кВа}$, то она может быть допущена при среднепродолжительном токе:

$$I_a = \frac{\left(\frac{1}{3} P_{1 \max}\right)^n}{P_{1 \max}^n} I_{a, макс} = \frac{400^{0,56}}{1200^{0,56}} 140 = 95 \text{ а}$$

Это соответствует пунктирным линиям на фиг. 4-22,а.

Располагая теперь не только графически, но и аналитически выраженной зависимостью между средним током и мощностью переменного тока, пропускаемого игнитронами, мы можем перейти теперь к построению нагрузочной диаграммы, определяющей собой зависимость действующего значения переменного тока I_1 , пропускаемого игнитронами от коэффициента заполнения сварочного цикла $D_{\%}$.

При продолжительной работе игнитронов допустимый ток I_1 зависит от коэффициента формы k_{ϕ} , определяющего собой отношение действующего значения тока к среднему. При отношении среднего значения тока I_a в одном игнитроне к полному

периоду переменного напряжения (а не к полупериоду, как обычно). $k_{\phi} = 2,22$. В этом случае продолжительный допустимый ток $I_{1н}$ у игнитронов с $I_{a, макс} = 140$ а равен:

$$I_{1н} = k_{\phi} I_a = 2,22 \cdot 140 = 311 \text{ а.} \quad (4-100)$$

По пониженной мощности, равной $\frac{1}{3} P_{1 макс} = 400$ ква, можно при этом найти то предельное значение напряжения, которое могут выдерживать игнитроны, пропуская этот ток:

$$U_{1 макс} = \frac{\frac{1}{3} P_{1 макс}}{I_{1н}} = \frac{400 \cdot 10^3}{311} = 1275 \text{ в.}$$

Фактически, как выше уже указывалось, сварочные устройства редко питаются от сетей с напряжением, более высоким, чем 500—600 в. При таких напряжениях игнитроны в режиме продолжительной нагрузки будут недоиспользованы по току. Так, например, если $U_1 = 250$ в, то максимальному значению тока отвечает мощность

$$P_1 = U_1 I_{1н} = 250 \cdot 311 = 78 \text{ ква.}$$

Току $I_{1н} = 311$ а соответствует на нагрузочной диаграмме фиг. 4-22,б точка N' , а на кривой типовой мощности точка N .

Пониженной мощности $P_1 = \frac{1}{3} P_{1 макс}$ соответствует на нагрузочной диаграмме ток $I_1 = 1600$ а, если $U_1 = 250$ в. Такой ток игнитроны могут пропустить при сохранении того же наибольшего среднепродолжительного тока $I_{a, макс} = 140$ а, соответствующего $I_{1н} = 311$ а, при коэффициенте заполнения:

$$D_{\%} = \frac{I_{1н}}{I_1} 100 = \frac{311}{1600} 100 = 19,5\%.$$

Такому режиму нагрузки отвечает точка B' на нагрузочной диаграмме. Максимальной мощности соответствует при $U_1 = 250$ в ток $I_{1 макс} = 4800$ а. Ему отвечают коэффициент заполнения

$$D_{\%} = \frac{0,54 I_{1н}}{I_{1 макс}} 100 = \frac{0,54 \cdot 311}{4800} 100 = 3,5\%$$

и точка A' на нагрузочной диаграмме. Точки A' и B' ограничивают прямолинейный отрезок, если и нагрузочную диаграмму, так же как и кривую типовой мощности, строить в двойном логарифмическом масштабе.

Повышению напряжения питания до $U_1 = 500$ в соответствуют точки A'' и B'' на нагрузочной диаграмме, индиви-

дуальная часть которой построена на фиг. 4-22,б пунктиром. Точки A'' и B'' соответствуют вдвое меньшим значениям тока и вдвое большим значениям коэффициентов заполнения по сравнению с точками A' и B' .

Необходимо указать на то, что ограничение нагрузочного режима наибольшим среднепродолжительным током и максимальной мощностью еще не в полной мере предупреждает возможность перегрева игнитронов в режиме сварки. Дело в том, что при нерегулярных сварочных циклах можно встретиться с таким режимом, когда выдерживается наибольший среднепродолжительный ток, но в связи с отдельными длинными паузами превышает допустимая продолжительность прохождения максимального тока, вызывая наиболее интенсивный нагрев игнитрона. Такой нагрев зависит: от величины тока, постоянной времени нагрева (определяемой теплоемкостью и режимом охлаждения игнитрона) и, наконец, от времени прохождения максимального тока. Для игнитронов сварочного типа максимально-допустимое время $t_{(I_{1 макс})}$ лежит обычно в границах от 0,5 до 1 сек.

Для того чтобы предупредить работу игнитронов с максимальным током $I_{1 макс}$ при времени, превышающем $t_{(I_{1 макс})}$, вводят еще ограничение по времени усреднения тока, называемое временем усреднения $t_{ср}$. Соблюдение $t_{ср}$ предупреждает возможность перегрева игнитрона при любых сварочных циклах.

Время усреднения может быть найдено из пропорции

$$\frac{t_{ср}}{t_{(I_{1 макс})}} = \frac{100}{D_{\%}}. \quad (4-101)$$

При $t_{(I_{1 макс})} = 0,5$ сек. время усреднения при рабочем напряжении $U_1 = 250$ в равно:

$$t_{ср} = \frac{t_{(I_{1 макс})}}{D_{\%}} 100 = \frac{0,5 \cdot 100}{3,5} = 14,2 \text{ сек.}$$

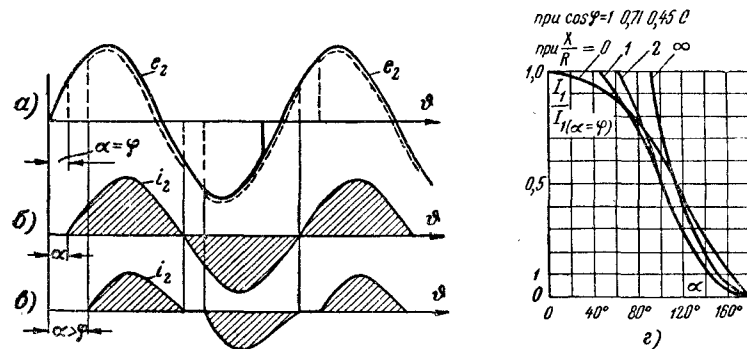
При рабочем напряжении $U_1 = 500$ в

$$t_{ср} = \frac{t_{(I_{1 макс})}}{D_{\%}} 100 = \frac{0,5 \cdot 100}{7,0} = 7,1 \text{ сек.}$$

Выяснив допустимые действующие значения токов I_1 в функции от $D_{\%}$ при прохождении тока целыми периодами (когда коэффициент формы кривой тока $k_{\phi} = 2,2$) нам остается установить еще связь между действующим и средним значениями тока при введении угла запаздывания α .

Линейная диаграмма тока, отвечающая минимально возможному углу запаздывания $\alpha = \varphi$, приведена на фиг. 4-23,б, а диаграмма тока при $\alpha > \varphi$ дана на фиг. 4-23,в. Угол φ определяется здесь отношением X/R .

При установке при помощи системы сеточного управления угла запаздывания $\alpha < \varphi$ режим все равно переходит на угол запаздывания, равный α , так как два вентиля в рассматриваемой схеме одновременно работать не могут, а гашение работающего вентиля происходит при $\alpha + \lambda = \alpha + \pi$. Это приво-



Фиг. 4-23. Линейные диаграммы (а — в) и характеристики (z) схемы по фиг. 4-21,а.

дит к зажиганию очередного вентиля при угле $\alpha = \varphi$.

При угле $\alpha > \varphi$ переменный ток прерывист (фиг. 4-23,в). Его действующее значение в относительных единицах к току $I_{1(\alpha=\varphi)}$, который мы принимаем за базовый, равно:

$$\frac{I_1}{I_{1(\alpha=\varphi)}} = \frac{I_1}{U_1 \sqrt{R^2 + X^2}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_a^{a+\lambda} (V \sqrt{2} \sin \vartheta)^2 d\vartheta}. \quad (4-102)$$

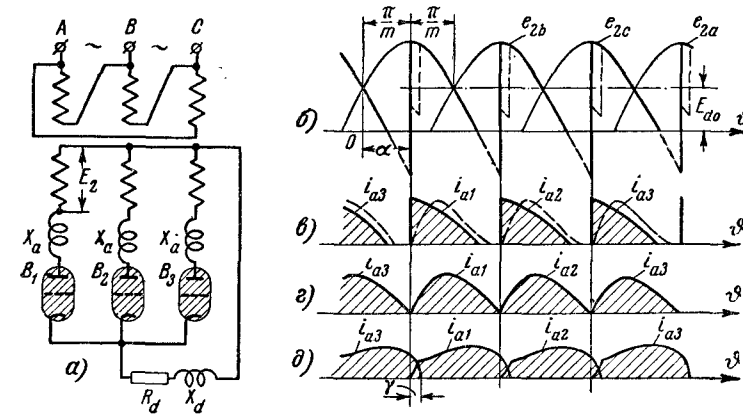
Продолжительность тока λ устанавливается здесь та же, что при однополупериодном выпрямлении. Ее значения дают кривые на фиг. 4-2,а. Подсчитанные по (4-102) действующие значения тока в относительных единицах (при том же базовом токе $I_{1(\alpha=\varphi)}$) в функции от угла запаздывания α при разных значениях X/R представлены кривыми на фиг. 4-23,г. Рядом с X/R на верхней горизонтали фиг. 4-23,г указаны также и соответствующие им значения $\cos \varphi$.

Средние значения анодного тока (в относительных единицах к $I_{1(\alpha=\varphi)}$) в функции от угла запаздывания α при разных X/R дает семейство кривых на фиг. 4-10,а.

По фиг. 4-23,б и 4-10,а может быть найдено отношение действующего значения тока к среднему в условиях управления углом α . Заменяя этим отношением числовой коэффициент 2,22 при пересчете тока $I_{a, макс}$ на $I_{1к}$ в (4-100), можно построить нагрузочную диаграмму режима при любом значении угла запаздывания α точно так же, как это было выполнено на фиг. 4-22,б для угла запаздывания $\alpha = \varphi$. Пока переменный ток непрерывен, напряжение на вентиле в период сварки и при углах $\alpha > \varphi$ равно ΔU_a . При прерывистом токе на вентилях появляются прямые и обратные напряжения, характеризуемые ординатами площадок, заключенных между пунктирными вертикалями на фиг. 4-23,а. Это повышает напряженность работы вентилях в сварочном режиме по напряжению, но не требует введения поправочных коэффициентов, так как при прерывистом режиме токи обычно малы.

4-7. ТРЕХФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА ПО СХЕМЕ С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ ПРИ АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Трехфазная схема с нулевым выводом с управляемыми вентилями приведена на фиг. 4-24,а. Так же как и у неуправляе-



Фиг. 4-24. Трехфазный управляемый выпрямитель. а — схема; б — д — линейные диаграммы.

мых выпрямителей, индуктивности обмоток трансформатора представлены здесь в виде включенных в цепи вторичных обмоток трансформатора анодных сопротивлений X_a . Нагрузка здесь активно-индуктивная.

При рассмотрении режима работы трехфазной схемы при этом виде нагрузки, как равно и при проводимом в следующем параграфе анализе режима работы схемы на встречную э. д. с.,

мы так же, как и в § 2-3, обобщим аналитические зависимости на m -фазную систему с тем, чтобы, подставляя затем в результирующие формулы частные значения $m=3$ и $m=6$, получить интересующие нас зависимости не только для трехфазной, но и для простейших шестифазных схем с нулевым выводом.

Начало отсчета угла запаздывания α , приурочиваемое, как обычно, к точке естественного зажигания, сдвинуто влево от максимума синусоиды вторичного напряжения, как показывает диаграмма на фиг. 4-24,б, на угол π/m . Продолжительность работы каждого из вентилях, начавшего свою работу при угле α , зависит как от абсолютного значения угла α , так и от отношения индуктивных сопротивлений в катодной и анодной цепях X_d и X_a к активному нагрузочному сопротивлению R_d .

Приведенные на фиг. 4-24, в г, и д диаграммы иллюстрируют ход кривых анодных токов, а следовательно, и ход кривой выпрямленного тока, при разных возможных соотношениях индуктивных сопротивлений X_d и X_a к активному R_d . Кривые, проведенные сплошными линиями на фиг. 4-24,в, показывают ход анодных токов в том случае, когда $X_d=0$ (чисто активная нагрузка) и когда X_a настолько мало, что его влиянием на ход кривой анодного тока можно пренебречь. Кривые анодных токов повторяют в этом случае по форме рабочие участки синусоид вторичных напряжений. Кривая выпрямленного тока получается в этом случае прерывистой, поскольку ток в предыдущем вентиле падает к нулю до открытия очередного вентиля. Ток остается прерывистым при взятом угле α , это иллюстрируют пунктирные кривые на той же фиг. 4-24,в и в том случае, если сумма анодного и катодного индуктивных сопротивлений имеет небольшую величину. Кривые анодных токов, приведенные на фиг. 4-24,г, соответствуют начально-непрерывному режиму. Здесь уже нет разрывов в кривой тока, но нет и перекрытия кривых анодных токов, что соответствует углу коммутации $\gamma=0$. Режиму непрерывного тока с конечным значением угла коммутации соответствуют диаграммы анодных токов, приведенные на фиг. 4-24,д.

О границе перехода от непрерывного тока к прерывистому при увеличении угла α можно судить непосредственно по диаграмме напряжения только тогда, когда нагрузка чисто активная (диаграмма на фиг. 4-24,в). Режим переходит к прерывистому в том случае, когда угол запаздывания превышает его значение, получаемое из равенства

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}. \quad (4-103)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения холостого хода при чисто активной нагрузке равно:

$$E_{da0} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\frac{\pi}{m} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta = E_{a0} \frac{1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)}{2 \sin \frac{\pi}{m}}. \quad (4-104)$$

Когда в анодном контуре, помимо активного, присутствует еще индуктивное сопротивление, в качестве верхнего предела в интеграл должен войти угол $\alpha + \lambda$, в связи с чем угол продолжительности анодного тока необходимо предварительно найти, воспользовавшись для этого (4-30).

С переходом к начально-непрерывному току, когда λ становится равным $2\pi/m$, среднее значение выпрямленного напряжения независимо от соотношения индуктивных и активных сопротивлений в преобразовательном контуре дает интеграл:

$$E_{da0} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\frac{\pi}{m} + \alpha}^{\frac{\pi}{m} + \alpha} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta = \sqrt{2} E_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = E_{a0} \cos \alpha. \quad (4-105)$$

Это же напряжение определяет собой напряжение холостого хода управляемого выпрямителя и при начально-непрерывном режиме при наличии в цепи конечной величины X_d .

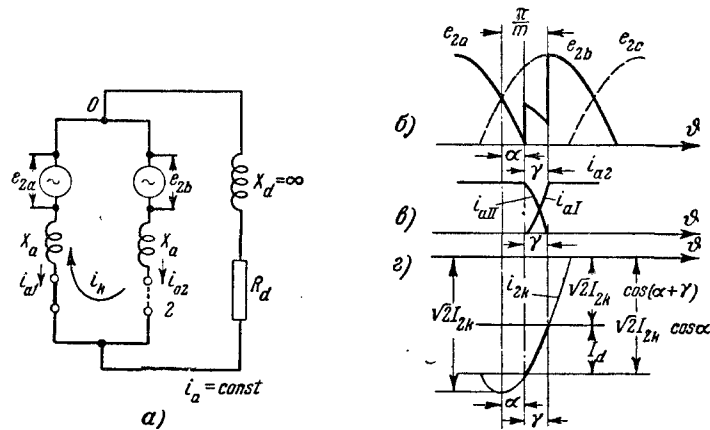
Среднее значение анодного тока в режиме прерывистого и начально-непрерывного токов может быть найдено, так же как в двухфазной схеме выпрямления тока, по (4-29) при замене в ней, а также в (4-24) и (4-27) индуктивности X_d на сумму X_d и X_a .

С переходом к режиму непрерывного тока, пока углы коммутации очень малы, среднее значение анодного и выпрямленного токов становится зависимым через угол коммутации γ от соотношения катодного X_d и анодного X_a индуктивных сопротивлений. Здесь при работе m -фазной схемы на активно-индуктивную нагрузку мы ограничимся установлением связи между выпрямленным током и углом коммутации γ при $X_d = \infty$.

Схема замещения для коммутирующего узла схемы при участии в коммутации тока только двух анодов приведена на фиг. 4-25,а. В нее входят два анодных контура, в которых вентили заменены рубильниками 1 и 2, генераторы, воспроизводящие вторичные э. д. с., e_{2a} и e_{2b} и анодные индуктивные сопротивления X_a . В нагрузочную цепь входят катодные

сопротивления R_d и X_d . Последнее мы считаем здесь бесконечно большим.

До начала коммутации тока здесь замкнут рубильник 1 и по преобразовательному контуру, включающему первый анод и нагрузку, проходит ток $i_a = i_d = I_d$. В момент замыкания рубильника 2, что соответствует началу коммутации тока во внутреннем контуре, включающем две анодные цепи, возникает такой же внутренний ток короткого замыкания (коммутирующий ток) $i_{2к}$, как и в неуправляемых выпрямителях. Стационар-



Фиг. 4-25. Процесс коммутации многофазного управляемого выпрямителя.
 а — схема замещения; б — линейная диаграмма напряжений; в — линейная диаграмма анодных токов; г — линейная диаграмма тока короткого замыкания.

ная составляющая этого тока $i'_{2к}$ определяется также (2-21). Косинусоида, соответствующая этой составляющей тока, построена на фиг. 4-25,г применительно к анализируемому нами периоду коммутации γ в диаграмме напряжений, приведенной на фиг. 4,25,б. Отрицательный максимум косинусоиды тока $i_{2к}$, соответствующий нулевому значению междуфазного напряжения $e_{2к}$, совпадает здесь с началом отсчета угла α . Отличие в ходе кривой тока $i_{2к}$ по сравнению с неуправляемым режимом здесь только в том, что начальное значение свободной составляющей тока $i''_{2к}$ получает другое значение в связи с открытием вентиля (замыканием рубильника 2) с углом запаздывания против нуля междуфазного напряжения. Начальное значение свободной составляющей тока, дополняющее стационар-

ную составляющую тока в момент включения рубильника до нуля, дает равенство

$$I''_{2к} = \frac{\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m}}{X_a} \cos \alpha = \sqrt{2}I_{2к} \cos \alpha. \quad (4-106)$$

Величина $I''_{2к}$ соответствует на фиг. 4-25,г ординате косинусоиды при угле $\vartheta = \alpha$. Суммируя алгебраически (4-106) с (2-21), мы находим аналитическое выражение для тока i_a в первый коммутационный для данного вентиля период. Это дает:

$$i_{aI} = \frac{\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m}}{X_a} (\cos \alpha - \cos \vartheta) \quad (4-107)$$

Полученная в (4-44) зависимость для тока представляет собой частный вид (4-107) при $m=2$. Угол γ в управляемом режиме может быть найден как аналитически, так и графически. Аналитическую связь между α и γ мы получаем, подставив в (4-107) вместо ϑ угол $\alpha + \gamma$ и ток I_d вместо i_{aI} . Это дает:

$$I_d = \frac{\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m}}{X_a} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)]. \quad (4-108)$$

Формула (4-108) является также обобщением полученной ранее (4-45) для двухфазной схемы с нулевым выводом. Графически угол γ определяется по отрезку на оси абсцисс, соответствующему дуге косинусоиды, крайние ординаты которой равны, как это видно из фиг. 4-25,г, $\sqrt{2}I_{2к} \cos \alpha$ и $\sqrt{2}I_{2к} \times \cos (\alpha + \gamma)$, а высота равна I_d . При графическом определении угла γ наглядно видно, как меняется угол коммутации γ при неизменном I_d по мере увеличения α от нуля до 90° . Уменьшение угла γ с ростом угла α объясняется возрастанием мгновенных значений междуфазового напряжения, участвующего в процессе коммутации тока. По выделенному жирной линией участку косинусоиды построена на фиг. 4-25,в кривая анодного тока i_{aI} в первый для тока в вентиле B_2 период коммутации.

Во второй период коммутации ток в заканчивающем свою работу вентиле равен разности $I_d - i_{aI}$. Поэтому

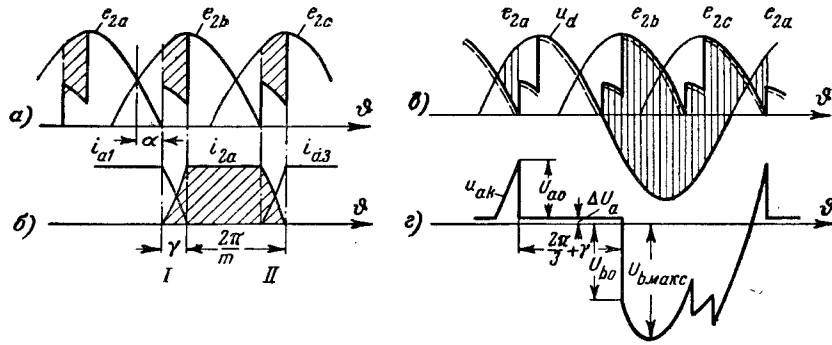
$$i_{aII} = I_d - i_{aI} = I_d - \frac{\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m}}{X_a} [\cos \alpha - \cos \vartheta]. \quad (4-109)$$

На основе (4-109) построен на той же фигуре участок кривой анодного тока i_{aII} во второй для тока в вентиле B_1 пе-

риод коммутации. Во внекоммутационный период ток при $X_d = \infty$ остается величиной неизменной. Полная кривая анодного тока при $X_d = \infty$ построена для $m=3$ вместе с соответствующей ей диаграммой напряжения на фиг. 4-26, а и б.

Все участки кривой анодного тока могут быть выражены в долях I_d . Так, в первый период коммутации такое выражение для i_{aI} мы получаем, разделив (4-107) на (4-108). Это дает:

$$i_{aI} = I_d \frac{\cos \vartheta - \cos \alpha}{\cos(\alpha + \gamma) - \cos \alpha} = I_d F(\vartheta, \alpha). \quad (4-110)$$



Фиг. 4-26. Линейные диаграммы трехфазного управляемого выпрямителя.

Во внекоммутационный период ток

$$i_a = i_d = I_d = \text{const}. \quad (4-111)$$

Во второй период коммутации анодный ток

$$i_{aII} = I_d \left[1 - \frac{\cos \vartheta - \cos \alpha}{\cos(\alpha + \gamma) - \cos \alpha} \right] = I_d [1 - F(\vartheta, \alpha)]. \quad (4-112)$$

Падение напряжения в период коммутации в управляемом выпрямителе соответствует заштрихованным на фиг. 4-26, а площадкам. Среднее значение падения напряжения в период коммутации равно:

$$\begin{aligned} \Delta U_x &= \frac{m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m} \sin \vartheta d\vartheta = \\ &= \frac{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m}}{2\pi/m} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \end{aligned} \quad (4-113)$$

Влияние управляемого режима на напряжение, воспринимаемое вентилем в m -фазной схеме выпрямления тока, показывает построенная по ординатам заштрихованных на фиг. 4-26, в

площадок кривая u_{ak} на фиг. 4-26, з. До открытия вентиля сеткой прямое напряжение на аноде вентиля возрастает до значения

$$U_{a0} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} E_2 \sin \alpha = \sqrt{6} E_2 \sin \alpha. \quad (4-114)$$

Начальный скачок обратного напряжения:

$$U_{b0} = \sqrt{6} E_2 \sin(\alpha + \gamma). \quad (4-115)$$

Кроме возрастания начального скачка обратного напряжения, условия работы управляемого сетками вентиля отягощаются еще и благодаря тому, что с ростом угла α увеличивается обратный ток в вентиле в связи с сокращением угла коммутации γ . Степень относительного сокращения угла γ с ростом угла запаздывания α может быть найдена из отношения (4-108) к тому же равенству при $\alpha=0$. Это дает:

$$\frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)}{1 - \cos \gamma_0} = 1. \quad (4-116)$$

Здесь γ_0 — угол коммутации неуправляемого выпрямителя (когда $\alpha=0$). Из (4-116) следует, что:

$$\gamma = \arccos(\cos \alpha + \cos \gamma_0 - 1) - \alpha. \quad (4-117)$$

По (4-117) на фиг. 4-27, а построено семейство кривых, определяющих собой зависимость γ от α при разных значениях γ_0 как параметре. Из этого семейства видно, что особенно быстро уменьшается γ , пока α возрастает до $30-40^\circ$.

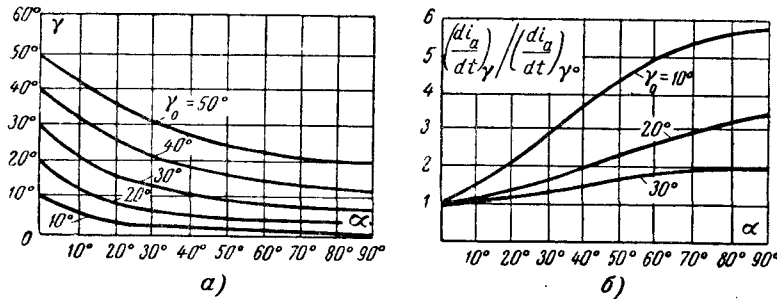
Установив связь между γ и γ_0 , мы можем найти отношение производных анодного тока в момент спада к нулю, определяющих собой, как было показано во второй части книги, начальные значения обратного тока. Отношение производных тока мы находим, дифференцируя (4-109) и подставляя в производную вместо ϑ в одном случае $\alpha + \gamma$, а в другом γ_0 . В результате мы получаем:

$$\frac{\left(\frac{di_a}{d\vartheta}\right)_{\gamma}}{\left(\frac{di_a}{d\vartheta}\right)_{\gamma_0}} = \frac{\sin(\alpha + \gamma)}{\sin \gamma_0} \quad (4-118)$$

По (4-118) на фиг. 4-27, б построено семейство кривых, определяющих собой относительные значения производных тока при трех значениях γ_0 как параметре. Эти кривые показывают, что степень относительного возрастания производной тока, а следовательно, и начального значения обратного тока тем больше, чем меньше угол коммутации γ . Так, например, при $\gamma_0 = 10^\circ$ анодный ток убывает быстрее при $\alpha = 90^\circ$ в 5-6 раз, чем у неуправляемого вентиля, в то время как при $\gamma = 30^\circ$

производная тока i_a при спадании тока к нулю возрастает только в 2 раза. Одновременное возрастание U_{b0} и I_{b0} , каждое из которых повышает повторяемость обратных зажигания и обуславливает необходимость снижения пропускной мощности вентиля, если он проектировался как вентиль неуправляемый.

Рассмотрим теперь ход внешних характеристик в управляемом m -фазном выпрямителе, выполненном по схеме с нулевым выводом. Такие характеристики, так же как и процесс ком-



Фиг. 4-27. Характеристики угла коммутации (а) и возрастания производной анодного тока (б) трехфазного выпрямителя.

мутации тока, мы будем рассматривать при $X_d = \infty$, отметив затем, какие поправки вносит переход к конечной индуктивности. Более полный анализ хода характеристик для рассматриваемой схемы при конечном значении X_d мы проведем в следующем параграфе.

Среднее значение падения напряжения в выпрямителе при $X_d = \infty$, выраженное в функции от тока нагрузки I_d , мы получаем, подставляя в (4-113) выражение, входящее в квадратные скобки из (4-108). Это дает:

$$\Delta U_x = \frac{I_d X_a}{2\pi/m}. \quad (4-119)$$

Сопоставляя (4-119) с (2-42), мы видим, что среднее значение падения напряжения в функции от тока выражается в m -фазном управляемом выпрямителе той же формулой, что и в неуправляемом выпрямителе. С точки зрения энергетических соотношений (о которых говорилось в § 1-3), с которыми связан процесс коммутации тока, это совершенно понятно, так как при одних и тех же значениях I_d и X_a в управляемом и неуправляемом выпрямителях в магнитном поле рассеяния обмоток трансформатора возникает и исчезает одно и то же

количество энергии, обусловленное появлением и исчезновением магнитного потока.

Вычитая из напряжения холостого хода E_{da0} , определяемого из (4-105), среднее значение падения напряжения ΔU_x из (4-119), мы получаем уравнение внешней характеристики управляемого выпрямителя (при $X_d = \infty$):

$$E_{da} = E_{da0} - \frac{m}{2\pi} I_d X_a = \sqrt{2} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} E_2 \cos \alpha - \frac{m}{2\pi} I_d X_a. \quad (4-120)$$

В относительных долях к амплитуде переменного напряжения (4-120) преобразуется в

$$\frac{E_{da}}{\sqrt{2}E_2} = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - \frac{m}{2\pi} \frac{I_d X_a}{\sqrt{2}E_2}. \quad (4-121)$$

Обозначая

$$\frac{E_{da}}{\sqrt{2}E_2} = \tau \quad (4-122)$$

и внося в качестве базового ток:

$$I_0 = I_{2\kappa} = m \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a}, \quad (4-123)$$

мы из (4-121), (4-122) и (4-123) получаем:

$$\tau = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - \frac{m^2}{2\pi} \frac{I_d}{I_{2\kappa}}. \quad (4-124)$$

Когда, в частности, $m=3$, внешние характеристики в относительных единицах дает уравнение

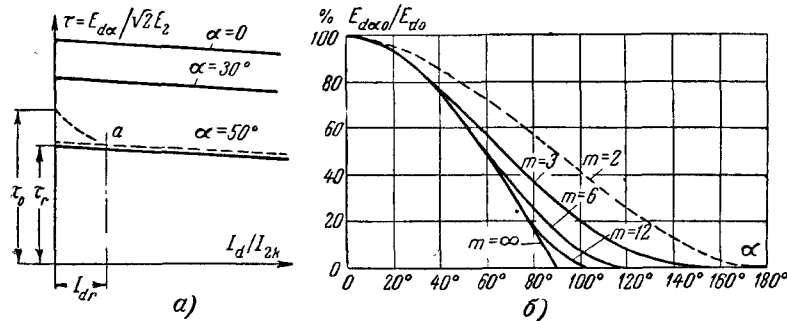
$$\tau = 0,825 \cos \alpha - 1,43 \frac{I_d}{I_{2\kappa}}. \quad (4-125)$$

Оно действительно, пока в коммутации тока участвует не более двух анодов, т. е. пока в трехфазной схеме выпрямления тока угол коммутации γ не достигает 120° .

Для трех значений угла запаздывания α по (4-125) на фиг. 4-28,а построено семейство внешних характеристик, представляющих собой прямые линии. Наклон их к оси абсцисс определяется тем же коэффициентом 1,43, что и неуправляемого выпрямителя. Численное значение коэффициента наклона внешних характеристик при выборе в качестве базовых величин E_{da0} и I_{d0} вычисляется по (2-53).

Внешние характеристики трехфазного выпрямителя одинаковы как при соединении вторичных обмоток в звезду, так и при соединении их в зигзаг, поскольку индуктивные сопротивления вычисляются при обоих видах соединений по одной

и той же формуле (2-40). Основное отличие внешней характеристики при конечном значении X_d в том, что в режиме прерывистых токов, которые могут иметь место при больших углах запаздывания α и малых токах нагрузки, характеристика резко поднимается вверх, как это показывает пунктирный участок ее на фиг. 4-28,а при $\alpha = 50^\circ$. Такой участок характеристики может быть построен по точкам, координатами которых являются средние значения напряжения и тока, соответствующие нарастающей продолжительности анодного тока $\lambda \leq \frac{2\pi}{m}$.



Фиг. 4-28. Внешние (а) и регулировочные (б) характеристики многофазных выпрямителей.

Точка на оси ординат, определяющая собой напряжение холостого хода $E_{d\alpha 0}$, равна при m -фазном выпрямлении тока ординате вторичного напряжения в момент открытия вентиля:

$$E_{d\alpha 0} = \sqrt{2} E_2 \cos\left(-\frac{\pi}{m} + \alpha\right). \quad (4-126)$$

В относительных единицах к $\sqrt{2} E_2$ это дает:

$$\tau_0 = \cos\left(-\frac{\pi}{m} + \alpha\right). \quad (4-127)$$

Напряжение в промежуточных пунктирных участках мы получаем, интегрируя рабочий участок напряжения в пределах продолжительности горения дуги в вентиле. Это приводит к

$$\begin{aligned} E_{d\alpha} &= \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m} + \alpha}^{-\frac{\pi}{m} + \alpha + \lambda} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta = \\ &= \sqrt{2} E_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\lambda}{2} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m} + \frac{\lambda}{2}\right). \end{aligned} \quad (4-128)$$

В относительных единицах это дает:

$$\tau_0 = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\lambda}{2} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m} + \frac{\lambda}{2}\right). \quad (4-129)$$

Среднее значение тока в прерывистом режиме, пока $\lambda < \frac{2\pi}{m}$, в относительных единицах (когда в качестве базового тока принят $I_{d(\alpha=0)}$) может быть и при m -фазном режиме определено по (4-34). Значение λ , которое надо ввести в (4-129), мы находим по кривым на фиг. 4-2,а, при замене параметра X_d/R_d на $\frac{X_d + X_a}{R_d}$. Умножая затем среднее значение анодного тока на число фаз m и произведя пересчет найденного относительного значения тока I_d на базовый ток

$$I_{2k} = m \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a}, \quad (4-130)$$

принятый в качестве масштабной единицы, мы находим абсциссу на фиг. 4-28,а, определяющую собой искомый ток в прерывистом режиме.

Значение напряжения при начально-непрерывном токе, определяющее собой точку перехода от пунктирного участка характеристики (режим прерывистого тока) к сплошному ее участку (режим непрерывного тока), дает (4-105), которое при относительном исчислении переходит в

$$\tau_r = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha. \quad (4-131)$$

Для нахождения соответствующего ему среднего значения тока необходимо предварительно, пользуясь семейством кривых на фиг. 4-2,а, установить то значение $X_d + X_a/R_d$, при котором при выбранном угле α обеспечивается продолжительность анодного тока $\lambda = \frac{2\pi}{m}$ (в трехфазной схеме $\lambda = \frac{2\pi}{3}$). По $\frac{X_d + X_a}{R_d}$, зная X_d и X_a , можно затем найти R_d и по нему искомое среднее значение начально-непрерывного тока:

$$I_{dr} = \frac{\sqrt{2} E_2 \tau_r}{R_d I_{2k}}. \quad (4-132)$$

В режиме непрерывного тока ход характеристик при $X_d = \infty$ и при конечном X_d , когда величина его не менее чем в 2—3 раза превышает R_d , мало отличаются между собой.

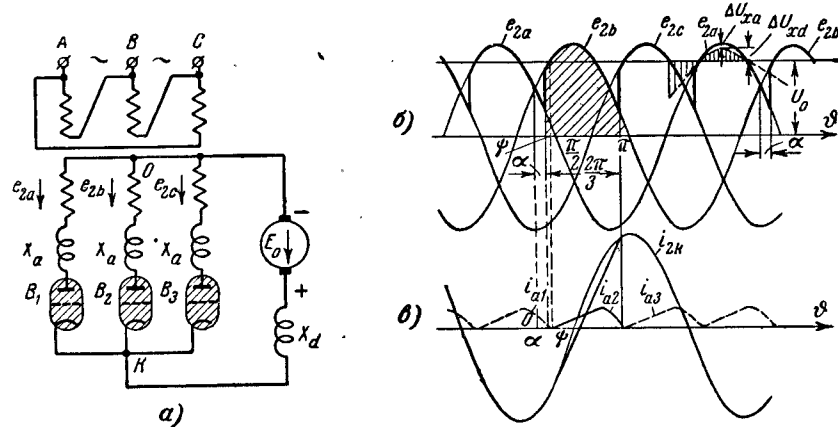
Регулировочные характеристики m -фазного выпрямителя при выборе в качестве базовой величины E_{d0} могут быть построены по уравнению (4-105) при углах α , соответствующих непрерывному режиму, и по (4-128) — при углах α , отвечающих прерывистому режиму. Такие кривые при чисто активной нагрузке и разных значениях α как параметре приведены на фиг. 4-28, б. Характеристика при $m = \infty$ совпадает с приведенной на фиг. 4-10, а для $m = 2$ и $X_d = \infty$. Характеристике при чисто активной нагрузке и $m = 2$ соответствует на фиг. 4-28, б кривая, проведенная пунктиром. Это дает основание заключить, что регулировочные характеристики холостого хода не только при $m = 2$, но и других возможных значениях m располагаются при конечном значении X_d в области, ограниченной сверху характеристикой при $X_d = 0$, а снизу — при $X_d = \infty$.

С переходом к нагрузочному режиму регулировочная характеристика снижается в соответствии с (4-120), которое при подстановке в него (4-113) дает:

$$U_{da} = \frac{1}{2} E_{d0} [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)]. \quad (4-133)$$

4-8. ТРЕХФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА ПО СХЕМЕ С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ ПРИ НАГРУЗКЕ НА ВСТРЕЧНУЮ Э. Д. С.

В трехфазной схеме с нулевым выводом (фиг. 4-29, а) встречную э. д. с. в цепи нагрузки E_0 дает двигатель постоянного тока, для которого в большей мере, чем для аккумуляторной батареи, характерно изменение в широких пределах встречной э. д. с. (пуск, режим широкого регулирования



Фиг. 4-29 Трехфазное выпрямление на встречную э. д. с.
а — схема; б — линейная диаграмма напряжений; ϑ — линейная диаграмма начально-непрерывного тока.

скорости вращения и т. д.). Причисляя к встречной э. д. с. также падение напряжения ΔU_a , мы можем говорить об изменении в широком диапазоне встречного напряжения

$$U_0 = E_0 + \Delta U_a.$$

При изменении U_0 в большом диапазоне особенно существенное влияние на режим работы схемы оказывает катодное сопротивление X_d не только в отношении степени сглаживания кривой выпрямленного тока i_d , но и по установлению того граничного значения этого тока, при котором режим из непрерывного переходит (при разгрузке двигателя) в прерывистый. На степень сглаживания кривой i_d и границу перехода от непрерывного режима к прерывистому оказывает также влияние и анодное сопротивление X_a , учитывающее индуктивности обмоток трансформатора.

Ход кривых напряжений и тока при начально-непрерывном режиме в рассматриваемой схеме иллюстрируют диаграммы, приведенные на фиг. 4-29, б и в. Прямая, параллельная оси абсцисс, представляет собой на фиг. 4-29, б встречное напряжение U_0 . Угол запаздывания отсчитывается здесь также от точки пересечения положительных участков синусоид, несмотря на то, что естественное зажигание очередного анода даже при полностью открытых сетках (когда отпирающий импульс установлен на угол $\alpha = 0$) не совпадает в общем случае с этой точкой пересечения. Зажигание очередного анода в схеме m -фазного выпрямителя при наличии встречного напряжения U_0 и катодного сопротивления X_d возможно и в том случае, когда угол α меньше угла естественного угла зажигания ψ в схеме однополупериодного выпрямления тока, как это иллюстрируют диаграммы напряжения и тока на фиг. 4-29, б. Угол ψ соответствует здесь точке пересечения U_0 с e_{2b} , а вентиль B_2 открывается раньше при угле α . Такое преждевременное зажигание возможно благодаря тому, что индуктивное падение напряжения в катодном сопротивлении X_d снижает, как это показывает построенная на фиг. 4-29, б справа пунктирная кривая, анодное напряжение в цепи работающего вентиля. Пунктирная кривая проходит здесь через точки, делящие разность между e_{2a} и U_0 в отношении $q = \frac{X_d}{X_a} = \frac{\Delta u_{xd}}{\Delta u_{xa}}$.

Площадки, ординаты которых определяют собой падение напряжения Δu_{xd} в катодном сопротивлении X_d , здесь заштрихованы площадками, ординаты которых соответствуют падению напряжения в анодном сопротивлении X_a , оставлены без штри-

ховки. Из фигуры видно, что, чем больше q (больше X_d), тем пунктирная синусоида располагается ближе к фазовой э. д. с. e_2 , и при тем меньших углах α становится возможным зажигание очередного анода при больших значениях U_0 .

Когда катодное сопротивление настолько велико, что его можно считать бесконечно большим, угол α может быть доведен до нуля без появления режима прерывистого тока. При недостаточно большом катодном сопротивлении, малых значениях угла α и больших значениях U_0 ток в цепи зажегшегося при угле α анода может упасть к нулю ранее наступления угла естественного зажигания ψ и тогда, если отпирающий положительный импульс на сетке этого анода (вентиль) к моменту ψ еще не закончился, то этот анод зажигается повторно. При узком отпирающем импульсе в цепи сеточного управления вентиль вновь не отпирается. Нормальный режим работы схемы при нагрузке ее на двигатель связан, таким образом, с необходимостью обеспечения беспрепятственного открытия вентиля не только при угле ψ , но повторно при угле α (когда анодный ток прерывается), т. е. связан с необходимостью иметь в цепи сеточного управления достаточно широкие импульсы. Поскольку угол ψ (при отсчете его от максимума напряжения) связан с углом запаздывания α равенством

$$\psi = -\frac{\pi}{m} + \alpha, \quad (4-134)$$

то в схемах трехфазного, а также в схемах шестифазного выпрямления тока, работающих в двойном трехфазном режиме, ширина положительного импульса напряжения при работе выпрямителя на двигатель должна быть не менее 60° .

Переход от непрерывного режима к прерывистому в условиях когда U_0 возрастает (двигатель разгоняется), имеет место тогда, когда U_0 начинает превышать среднее значение выпрямленного напряжения U_{da} , которое при непрерывном режиме дает (4-105). Непрерывный режим имеет, таким образом, место тогда, когда

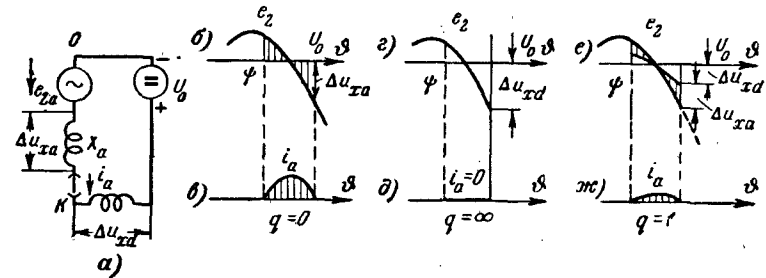
$$U_0 \leq U_{da} = \sqrt{2} E_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - \frac{I_a X_a}{2\pi/m}. \quad (4-135)$$

Знаку равенства отвечает здесь начально-непрерывный ток. Среднее его значение зависит от отношения X_d/X_a .

В связи с большой зависимостью режима работы и внешней характеристики выпрямителя, нагруженного на встречное напряжение, от величины катодного сопротивления количественный анализ режима работы рассматриваемой схемы в соответствии с предложенным М. А. Чернышевым методом

наложения составляющих тока Л. З] мы проведем не только при граничных значениях катодного сопротивления $X_d = 0$ и $X_d = \infty$, но и при конечном его значении. Такой анализ удобнее провести вначале для прерывистого режима, а затем и для непрерывного режима работы схемы.

Схема замещения, соответствующая прерывистому режиму, приведена на фиг. 4-30, а. Вентиль заменен здесь рубильником, вторичная обмотка трансформатора — генератором переменного напряжения с э. д. с. e_{2a} . Источник встречного напряжения представлен генератором постоянного напряжения U_0 .



Фиг. 4-30. Прерывистый режим управляемого выпрямителя.

а — схема замещения; б — ж — линейные диаграммы при различных соотношениях анодного и катодного сопротивлений.

При работе вентиля разность между переменным и постоянным напряжениями $e_2 - U_0$ распределяется между, как об этом уже выше говорилось, катодной и анодной индуктивностями пропорционально их сопротивлениям X_d и X_a :

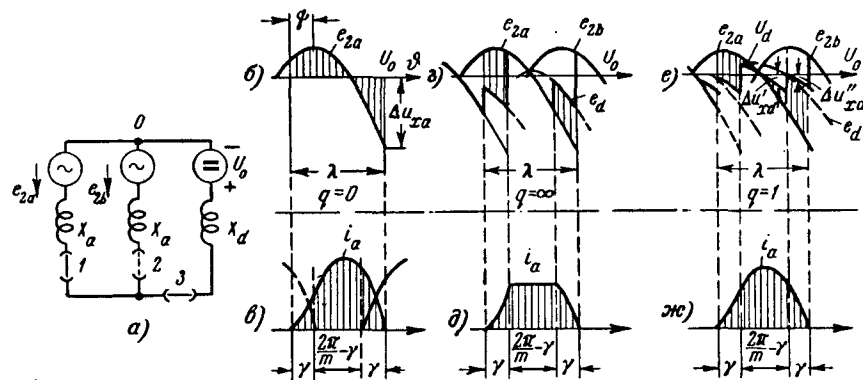
$$\frac{\Delta u_{xd}}{\Delta u_{xa}} = \frac{X_d}{X_a} = q. \quad (4-136)$$

На основе (4-136) построены диаграммы напряжения на фиг. 4-30, б, г и е при трех значениях q ($q=0$, $q=1$ и $q=\infty$). Напряжение Δu_{xa} соответствует здесь ординатам заштрихованных площадок, а напряжение Δu_{xd} — ординатам площадок, оставленных без штриховки. При $q=0$ (фиг. 4-30, б) вся разность напряжений $e_2 - U_0$ воспринимается анодной индуктивностью, а потому вся площадка заштрихована. При $q=\infty$ (фиг. 4-30, г) вся разность напряжений $e_2 - U_0$ воспринимается катодной индуктивностью, в связи с чем вся площадка оставлена незаштрихованной. При $q=1$ (фиг. 4-30, е) разность $e_2 - U_0$ распределяется поровну между X_a и X_d . По напряжению Δu_{xa} можно судить о скорости нарастания тока в анодной цепи (не только в период одиночной работы вентиля, но и при

одновременной его работе с другими вентилями). Диаграммы анодного тока, представляющие собой интегральные кривые заштрихованных площадок, приведены на фиг. 4-30, в, д и ж.

В режиме непрерывного тока период одиночной работы вентилей (внекоммутационный период) чередуется с периодом коммутации токов. Последнему периоду соответствует схема замещения на фиг. 4-31, а.

Кривые распределения напряжений Δu_{xa} и Δu_{xd} по индуктивностям при тех же трех значениях q построены для ре-



Фиг. 4-31. Непрерывный режим управляемого выпрямителя.

а — схема замещения; б — ж — линейные диаграммы при различных соотношениях анодного и катодного сопротивлений.

жима непрерывного тока на фиг. 4-31, б, г и е (при таком построении предполагается, что X_a во внекоммутационный период, так же как в период коммутации одинаковы). Этому условию удовлетворяет большинство из практически применяемых схем с вторичными обмотками, соединенными в звезду либо зигзаг.

При $q=0$ (фиг. 4-31, б) вся разность напряжений $e_2 - U_0$ на протяжении всей работы вентиля воспринимается целиком анодной индуктивностью. В этом режиме каждый вентиль работает независимо от других. Поэтому при любом числе фаз кривая анодного тока (фиг. 4-31, в) может быть построена как интегральная кривая от полной разности напряжений $e_2 - U_0$, характеризуемой ординатами заштрихованной на фиг. 4-31, б площади.

При $q=\infty$ (фиг. 4-31, г) распределение напряжений то же, что при рассмотренном нами режиме работы схемы при активно-индуктивной нагрузке. В периоды коммутации выпрямленное напряжение меняется по полусумме фазовых напряже-

ний $e_d = \frac{e_{2a} + e_{2b}}{2}$, а во внекоммутационный период напряжение u_d следует за фазовым напряжением. Разность между фазовым и выпрямленным напряжениями в период коммутации воспринимается здесь целиком анодной индуктивностью (заштрихованные площадки на фиг. 4-31, г). Кривая анодного тока, построенная на фиг. 4-31, д, целиком повторяет кривую анодного тока, построенную на фиг. 4-26, б. Получаемая при $q=\infty$ кривая выпрямленного напряжения может быть названа кривой внутренней э. д. с. выпрямителя e_d , поскольку она соответствует изменению напряжения на выходных зажимах выпрямителя (между нулевой точкой трансформатора O и катодами вентилей K) при невключенной нагрузке (разомкнутом рубильнике Z на фиг. 4-31, а). При этом предполагается, что режим работы вентилей (длительность включения рубильников 1 и 2) сохраняется таким же, как и при присоединенной нагрузке.

Введение понятия внутренней э. д. с. e_d позволяет воспользоваться методом наложения при определении долей напряжения, воспринимаемых анодными X_a и катодным X_d индуктивными сопротивлениями, при присоединении нагрузочной цепи к выпрямителю. При присоединении такой цепи разница между E_0 и e_d распределяется в период коммутации пропорционально отношению

$$\frac{\Delta u''_{xd}}{\Delta u''_{xa}} = \frac{X_d}{X_a/2} = 2q, \tag{4-137}$$

так как результирующая величина сопротивления двух анодных контуров равна $X_a/2$.

Когда $q=1$ (фиг. 4-31, е),

$$\frac{\Delta u''_{xd}}{\Delta u''_{xa}} = 2,$$

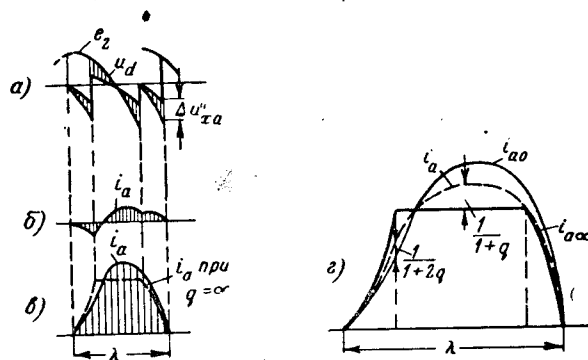
и потому участок кривой u_d делит отрезки между E_0 и e_d на фиг. 4-31, е в период коммутации в отношении 2:1.

Напряжение $\Delta u''_{xa}$ в приведенных выше соотношениях определяет собой то изменение напряжения на анодном сопротивлении X_a , которое имеет место при переходе от $X_a = \infty$ к конечному его значению.

Во внекоммутационный период, когда $q=1$, кривая u_d на фиг. 4-31, е проходит посередине между E_0 и $e_{2a} = e_d$.

Кривая анодного тока может быть построена в этом случае либо как интегральная кривая от полного напряжения, вос-

принимаемого анодной индуктивностью $e_{xa} + \Delta u'_{xa}$, как это показано на фиг. 4-31, ж, либо наложением на кривую анодного тока i_a при $q = \infty$ (пунктирная кривая на фиг. 4-32, б) составляющей тока (фиг. 4-32, б), получаемой в результате графического интегрирования добавочного напряжения $\Delta u'_{xa}$, воспринимаемого анодной индуктивностью при конечном значении X_d . Площадки, характеризующие изменение этого добавочного напряжения, вынесены отдельно на фиг. 4-32, а. Результирующая кривая анодного тока построена на фиг. 4-32, в сплошной



Фиг. 4-32. Построение кривой анодного тока.

линией. Возможен еще один метод построения кривой анодного тока, предложенный автором книги [Л. 9]. Базируется он на интерполяции кривой анодного тока при конечном значении X_d по кривым этого тока, построенным, как показано на фиг. 4-32, з, при $X_d = 0$ (i_{a0}) и $X_d = \infty$ ($i_{a\infty}$). Пунктирная кривая анодного тока, соответствующая на фиг. 4-32, а конечному значению X_d , проходит через точки, делящие отрезки между кривыми i_{a0} и $i_{a\infty}$: а) в отношении $1/q$ на внекоммутационном участке и б) в отношении $1/2q$ на участке коммутации, причем отрезки, равные единице, расположены ближе к кривой $i_{a\infty}$.

Построенная любым из указанных методов кривая анодного тока i_a при конечном значении X_d показывает, что заметные отличия ее от кривой $i_{a\infty}$ появляются только тогда, когда X_d ненамного превосходит X_a (не более чем в 1—2 раза). При больших значениях q отличие в кривых тока настолько мало, что, не допуская заметной погрешности, можно учитывать ток по основной его составляющей $i_{a\infty}$.

Связь между средними значениями тока I_a и напряжения U_{da} , определяющую внешнюю характеристику выпрямителя,

можно, как и в ранее рассмотренных схемах, установить через связывающий их параметр—продолжительность анодного тока λ . В режиме прерывистого тока продолжительность анодного тока та же, что и в схеме однополупериодного выпрямления тока (§ 4-2) и зависит она только от $\tau = \frac{U_0}{\sqrt{2}E_2}$ и угла $\psi = \alpha - \frac{\pi}{m}$. Пока ток в цепи нагрузки прерывист, можно поэтому определять λ по кривым на фиг. 4-6, б с поправкой на отсчет углов ψ не от нуля синусоиды, а от ее максимума, что уменьшает значения ψ , нанесенные на фиг. 4-6, б, на 90° . Границу значений τ и ψ , при которых прерывистый режим переходит в непрерывный, можно установить, проведя на фиг. 4-6, б прямые, параллельные оси абсцисс, на уровне $\lambda = 120^\circ$ при $m = 3$ и $\lambda = 60^\circ$ при $m = 6$. Точки пересечения этих прямых с кривыми продолжительности λ и определяют собой искомые значения τ и ψ .

С переходом к непрерывному режиму длительность анодного тока $\lambda = \frac{2\pi}{m} + \gamma$ может быть найдена из условия равенства среднего значения выпрямленного напряжения U_{da} и встречного напряжения U_0 в пределах каждого периода повторяемости $2\pi/m$. Это выражается равенством

$$U_{da} = \int_{\psi}^{\psi+\gamma} u_d d\vartheta + \int_{\psi+\gamma}^{\psi+\frac{2\pi}{m}} u_d d\vartheta = U_0 \quad (4-138)$$

либо равенством нулю среднего значения напряжения на катодной индуктивности, что дает:

$$\int_{\psi}^{\psi+\lambda-\frac{2\pi}{m}} \Delta u''_{xd} d\vartheta + \int_{\psi+\lambda-\frac{2\pi}{m}}^{\psi+\frac{2\pi}{m}} \Delta u'_{xd} d\vartheta = 0, \quad (4-139)$$

где $\Delta u''_{xd}$ — мгновенное значение напряжения на катодном реакторе в период коммутаций токов в вентилях;

$\Delta u'_{xd}$ — то же напряжение в период одиночной работы вентиля (внекоммутационный период).

Учитывая, что в любую часть периода

$$\Delta u_{xd} + \Delta u_{xa} = e_2 - U_0, \quad (4-140)$$

мы из уравнений (4-137) и (4-140) находим, что

$$\Delta u''_{xd} = \frac{2q}{3q+1} (e_d - U_0), \quad (4-141)$$

а из уравнений (4-136) и (4-140), что

$$\Delta u'_{xa} = \frac{q}{q+1} (e_2 - U_0). \quad (4-142)$$

Выражая мгновенные значения функции e_a и e_2 в (4-141) и (4-142) через $\cos \vartheta$ и подставляя $\Delta u'_{xa}$ и $\Delta u''_{xa}$ под знаки интегралов в (4-139), мы после интегрирования находим, что

$$\tau = K(\lambda) \cos \left(\psi + \frac{\lambda}{2} \right); \quad (4-143)$$

здесь $K(\lambda)$ является сокращенной записью функции от λ и q :

$$K(\lambda) = \frac{2 \cos \frac{\pi}{m} (1+q) \sin \left(\frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{m} \right) + (1+2q) \sin \left(\frac{2\pi}{m} - \frac{\lambda}{2} \right)}{2(1+q) \left(\frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{m} \right) + (1+2q) \left(\frac{2\pi}{m} - \frac{\lambda}{2} \right)}. \quad (4-144)$$

Коэффициент $K(\lambda)$ равнялся бы единице, если бы рабочий участок косинусоиды напряжения был симметричен по отношению к оси кривой анодного тока, удаленной на угол $\psi + \lambda/2$ от максимума e_2 . Отступление от симметрии и обуславливает появление поправочного коэффициента $K(\lambda)$, который всегда меньше единицы.

В частном случае при $q=0$ ($X_a=0$)

$$K(\lambda) = \frac{\sin \frac{\lambda}{2}}{\frac{\lambda}{2}}, \quad (4-145)$$

а при $q=\infty$ ($X_a=\infty$)

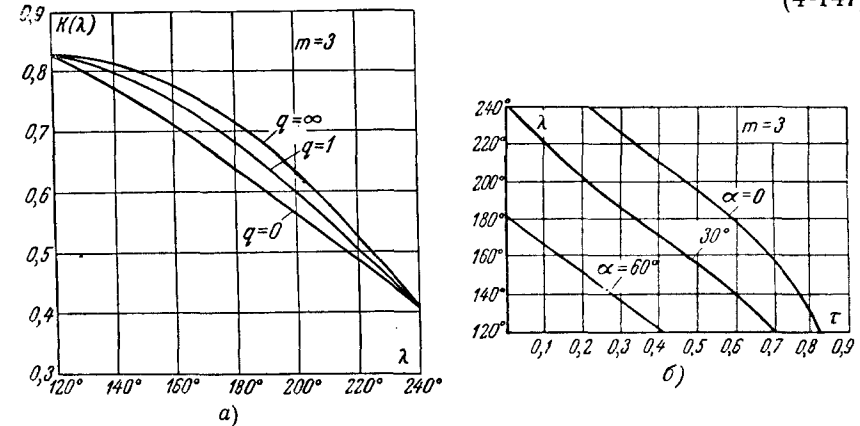
$$K(\lambda) = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \left(\frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{m} \right). \quad (4-146)$$

Численные значения $K(\lambda)$, вычисленные по (4-145) и (4-146) для $q=0$ и $q=\infty$ и по (4-144) для $q=1$, в функции от λ дают при $m=3$ кривые на фиг. 4-33,а. По найденным $K(\lambda)$ вычислены затем по (4-143) значения λ в функции от τ для $m=3$ при разных значениях угла зажигания α и $q=1$ и представлены кривыми на фиг. 4-33,б.

Для построения внешней характеристики остается еще установить зависимость от тех же углов среднего значения выпрямленного тока I_a в долях от базового тока $I_0 = I_{2\pi}$. Найдем такую зависимость вначале при $X_a=0$.

Мгновенное значение анодного тока при $X_a=0$ определяется из равенства

$$i_a = \int_{\psi}^{\vartheta} \frac{di_a}{d\vartheta} d\vartheta = \frac{1}{X_a} \int_{\psi}^{\vartheta} (e_2 - U_0) d\vartheta = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} [\sin \vartheta - \sin \psi - \tau(\vartheta - \psi)]. \quad (4-147)$$



Фиг. 4-33. Характеристики продолжительности горения управляемого трехфазного выпрямителя.

Среднее значение этого тока за период

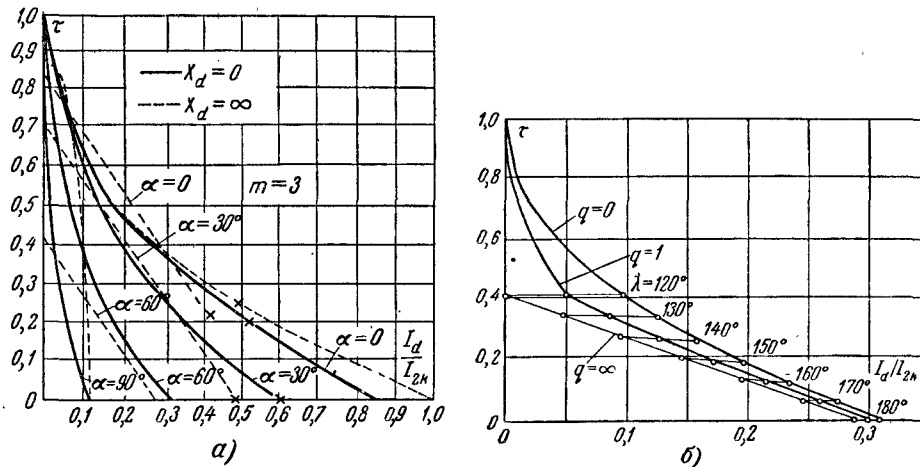
$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\psi+\lambda} i_a d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \left[-\frac{\lambda^2}{2} \tau - \lambda \sin \psi - \cos(\psi + \lambda) + \cos \psi \right]. \quad (4-148)$$

Приняв в качестве базового тока его значение по (4-130), мы находим, что среднее значение выпрямленного тока в относительных единицах равно:

$$\frac{I_a}{I_0} = \frac{m I_a}{m \sqrt{2} E_2} = \frac{1}{2\pi} \left[-\frac{\lambda^2}{2} \tau - \lambda \sin \psi - \cos(\psi + \lambda) + \cos \psi \right]. \quad (4-149)$$

По полученному уравнению с учетом (4-143) и (4-145) построено на фиг. 4-34,а сплошными линиями семейство внешних характеристик трехфазного выпрямителя при $X_a=0$. Пунктирный участок верхней кривой соответствует вступлению вентилей в работу при естественном угле зажигания ψ . При $X_a=\infty$

длительность анодного тока λ определяется непосредственно по углу коммутации γ . Его значение дает (4-109). Внешние характеристики при $X_d = \infty$, построенные на фиг. 4-34, а пунктиром, дает (4-133), выведенное при активно-индуктивной нагрузке. Это следует из того, что встречное напряжение U_0 оказывает такое же влияние на режим работы схемы, как и одинаковое с ним по величине выпрямленное напряжение $U_d = I_d R_d$, остающееся также неизменным во времени, когда X_d при активно-индуктивной нагрузке бесконечно велико.



Фиг. 4-34. Внешние характеристики управляемого трехфазного выпрямителя

Точки перехода прерывистого режима к непрерывному отмечены на характеристиках крестиками. Они лежат на дуге эллипса, отмеченной на фиг. 4-34, а пунктиром. То, что геометрическое место перехода к непрерывному режиму (когда λ достигает значения $\frac{2\pi}{m}$) представляет собой эллипс, следует из уравнений, связывающих координаты точек перехода в функции от угла α . Действительно напряжение при начально-непрерывном токе определяется в относительных единицах из (4-129), а среднее значение тока (тоже в относительных единицах) дает (4-149) при подстановке в него $\lambda = \frac{2\pi}{m}$ и $\psi = \alpha - \frac{\pi}{m}$. После преобразования это дает:

$$\frac{I_{dr}}{I_0} = \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right) \sin \alpha = A \sin \alpha. \quad (4-150)$$

Переписывая также в общей форме (4-131), имеем:

$$\tau_r = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = B \cos \alpha. \quad (4-151)$$

Уравнения (4-150) и (4-151) определяют в параметрической форме дугу эллипса, большая полуось которого равна отрезку B (при $\alpha = 0$), а малая полуось равна отрезку A (при $\alpha = 90^\circ$) при подстановке $m = 3$.

При $X_d = \infty$ длительность анодного тока $\lambda = \frac{2\pi}{m} + \gamma$ может быть найдена, если известен угол γ . Величину последнего дает (4-108). Внешняя характеристика при $X_d = \infty$ остается при наличии встречного напряжения U_0 такой же, как и при активно-индуктивной нагрузке, поскольку U_0 равно в этом случае $I_d R_d$. Внешние характеристики при $X_d = \infty$ нанесены на фиг. 4-34, а пунктиром.

Внешние характеристики при конечном X_d могут быть построены по методу интерполяции [Л.9], как это выполнено для одной из характеристик на фиг. 3-34, б для значения $q = 1$. Характеристики определяются точками, делящими отрезки, соединяющие между собой точки одинаковой продолжительности λ на характеристиках при $X_d = 0$ и $X_d = \infty$ в отношении $\frac{X_d}{X_a} = q$.

Наибольшее расхождение в ходе внешних характеристик имеет место в режиме прерывистых токов. Это объясняется тем, что при этом режиме ток при $X_d = \infty$ равен нулю, что соответствует вертикальному спаду характеристик вдоль оси ординат до значения напряжения $E_{da0} = E_{d0} \cos \alpha$, при котором ток становится непрерывным. При конечном значении X_d ток начинает нарастать уже при $U_0 = \sqrt{2}E_2$ и спадает он постепенно.

Точка перехода от прерывистого режима к непрерывному (точка r на фиг. 4-34, б) при конечном значении X_d располагается также на дуге эллипса, но с другими осями. Оси этого эллипса вычисляются по (4-150) и (4-151) при значении базового тока, получаемом из равенства

$$I_0 = m \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a + X_d}. \quad (4-152)$$

Вхождение в знаменатель (4-152), кроме X_a , еще X_d приводит к тому, что абсолютное значение тока, при котором

режим от прерывистого переходит к непрерывному, уменьшается в $\frac{X_a + X_d}{X_a} = 1 + q$ раз.

4.9. ТРЕХФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА ПО МОСТОВОЙ СХЕМЕ ПРИ АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

В силу присущих схеме Ларионова преимуществ, заключающихся, как мы это видели в § 2-4, в: а) меньшем значении обратного напряжения на вентилях; б) меньших пульсациях в кривой выпрямленного напряжения; в) более простом выполнении и лучшем использовании трансформатора, она нашла себе широкое применение и в управляемых выпрямителях. В первую очередь это относится к устройствам с более высоким напряжением, у которых получение требуемой мощности лимитировано не столько токами, допускаемыми вентилями, сколько требующимися значениями обратного напряжения.

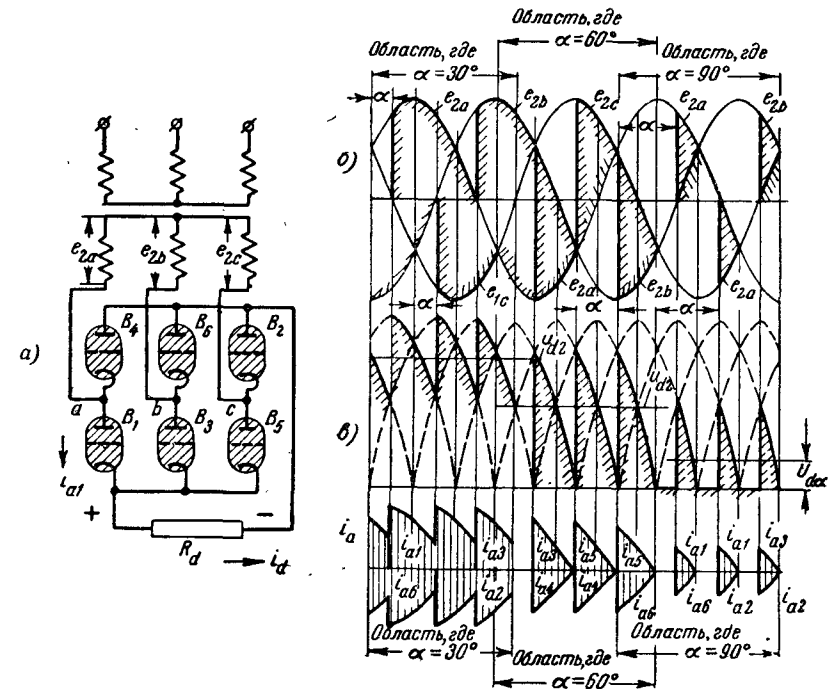
В настоящем параграфе мы рассмотрим режим работы схемы при чисто активной и активно-индуктивной нагрузках, отнеся анализ режима ее работы на встречную э. д. с. к следующему параграфу.

а) Нагрузка активная

Анализ режима работы схемы при чисто-активной нагрузке (фиг. 4-35, а) мы проведем, пренебрегая индуктивностью обмоток трансформатора, с тем чтобы при простейших соотношениях (когда отсутствует необходимость учитывать коммутацию токов) сравнить работу схемы при управлении всеми шестью вентилями, как это обычно имеет место, с работой при управлении только тремя вентилями, что было предложено Г. И. Бабатом [Л. 30] с целью упрощения системы управления. Работу схемы при управлении шестью вентилями и трех значениях иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 4-35, б, в и г. Каждая из диаграмм построена здесь для трех значений углов запаздывания: $\alpha = 30^\circ$, $\alpha = 60^\circ$ и $\alpha = 90^\circ$, с тем чтобы иллюстрировать переход от непрерывного режима к прерывистому. На фиг. 4-35, б приведены диаграммы анодных напряжений с выделенными на них штриховкой рабочими участками: наверху для катодной (нечетной) группы вентиляей, внизу для анодной (четной) группы вентиляей. Суммирование мгновенных значений напряжений дает кривую выпрямленного напряжения u_d на фиг. 4-35, в. Пока угол $\alpha \leq 60^\circ$, кривая выпрямленного напряжения, а следовательно, и кривая выпрямленного тока при чисто активной нагрузке непрерывна (фиг. 4-35, г). Кривые тока на фиг. 4-35, в над осью относятся к катодной группе вентиляей, под ось—к анодной группе. Продолжительность

анодных токов, как видно из диаграмм, зависит от величины угла α . При угле запаздывания $\alpha = 60^\circ$ выпрямленный ток начально-непрерывен.

Так как через нагрузку ток может проходить только тогда, когда одновременно открыты смежные по порядковому номеру вентили, принадлежащие разным группам, то необходимо, чтобы ширина отпирающих импульсов, подаваемых на сетки вентиляей,



Фиг. 4-35. Управляемый трехфазный выпрямитель по мостовой схеме при работе на активную нагрузку.

а — схема; б — г — линейные диаграммы.

была достаточной для того, чтобы поддержать положительный потенциал на сетке вплоть до момента, когда должен быть открыт следующий за ним вентиль. Иначе схема не может вступить в работу.

Ширина отпирающих импульсов в рассматриваемой схеме должна быть поэтому не менее 60° .

В связи с сохранением того же чередования работы вентиляей в управляемом режиме, так же как и в неуправляемом, кривая выпрямленного напряжения сохраняет и здесь свою шестифазную периодичность.

Среднее значение выпрямленного напряжения при непрерывной кривой тока

$$E_{d\alpha 0} = \frac{6}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{+\frac{\pi}{6} + \alpha} \sqrt{3} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta = 2,34 E_2 \cos \alpha = E_{d0} \cos \alpha. \quad (4-153)$$

Среднее значение напряжения при прерывистой кривой тока

$$E_{d\alpha 0} = \frac{6}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{3} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta = E_{d0} \left[1 + \sin \left(\frac{\pi}{6} - \alpha \right) \right]. \quad (4-153a)$$

Из (4-153a) следует, что выпрямленное напряжение и ток становятся при чисто активной нагрузке равными нулю, когда угол α достигает 120° .

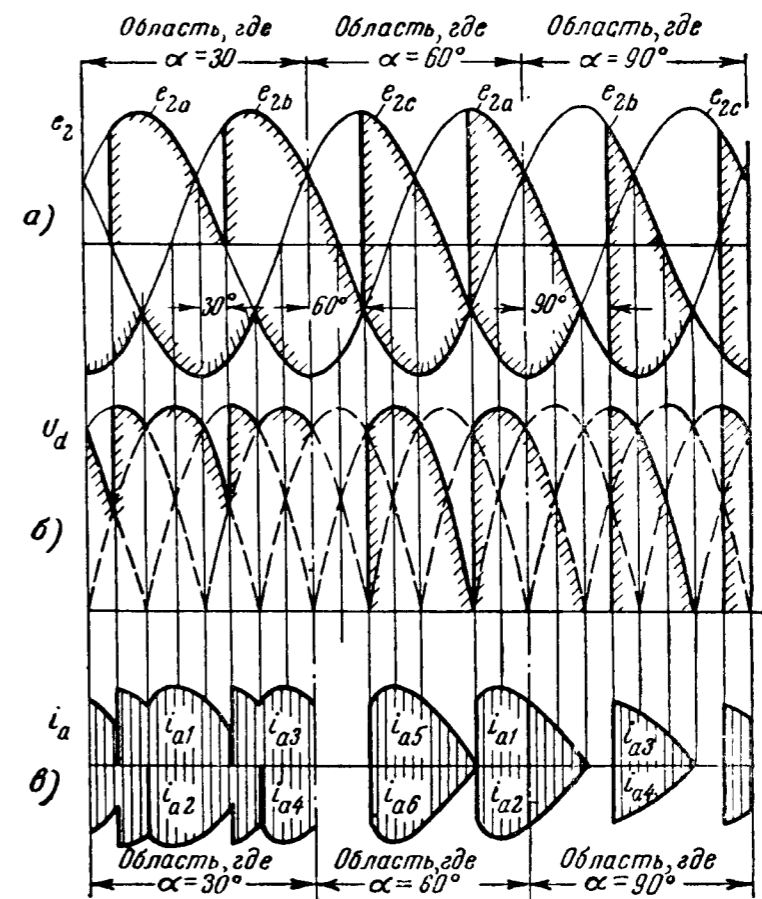
При управлении тремя вентилями три других вентиля могут быть взяты без сеток (газотроны).

Упрощение системы управления сводится здесь к тому, что исключаются три импульсных устройства, вводящих отпирающие импульсы в цепь сеток, и, кроме того, число источников смещения сокращается с четырех (одного для катодной группы и трех для вентилях анодной группы) до одного.

Изменение кривых тока и напряжения при управлении тремя (катодными) вентилями иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 4-36, а, б и в.

Открытие вентилях катодной группы определяется здесь углами запаздывания α , в то время как открытие вентилях анодной группы соответствует естественным углам зажигания. Это приводит к тому, что в режиме непрерывного тока сдвиг моментов зажигания в чередующихся по режиму работы вентилях анодной и катодной групп перестает быть равным 60° . В режиме прерывистого тока (при $\alpha > 60^\circ$) вентилях анодной группы могут пропускать ток только тогда, когда одновременно открыты вентилях катодной группы (фиг. 4-36, в). Переход от непрерывного режима к прерывистому и здесь, как это видно из диаграммы на фиг. 4-36, в, имеет место при угле запаздывания $\alpha = 60^\circ$.

В системе управления тремя вентилями не требуется иметь таких, как это видно из сопряжения кривых анодных токов, широких отпирающих импульсов, как при управлении шестью вентилями.



Фиг. 4-36. Линейные диаграммы для схемы фиг. 4-35, а при управлении тремя вентилями.

Среднее значение выпрямленного напряжения при управлении тремя вентилями и непрерывной кривой тока равно:

$$E_{d\alpha} = E_{d0} - \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{-\frac{\pi}{3} + \alpha} \sqrt{2} E_2 \left[\cos \vartheta - \cos \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] d\vartheta = E_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (4-154)$$

В режиме прерывистого тока при чисто активной нагрузке это напряжение равно:

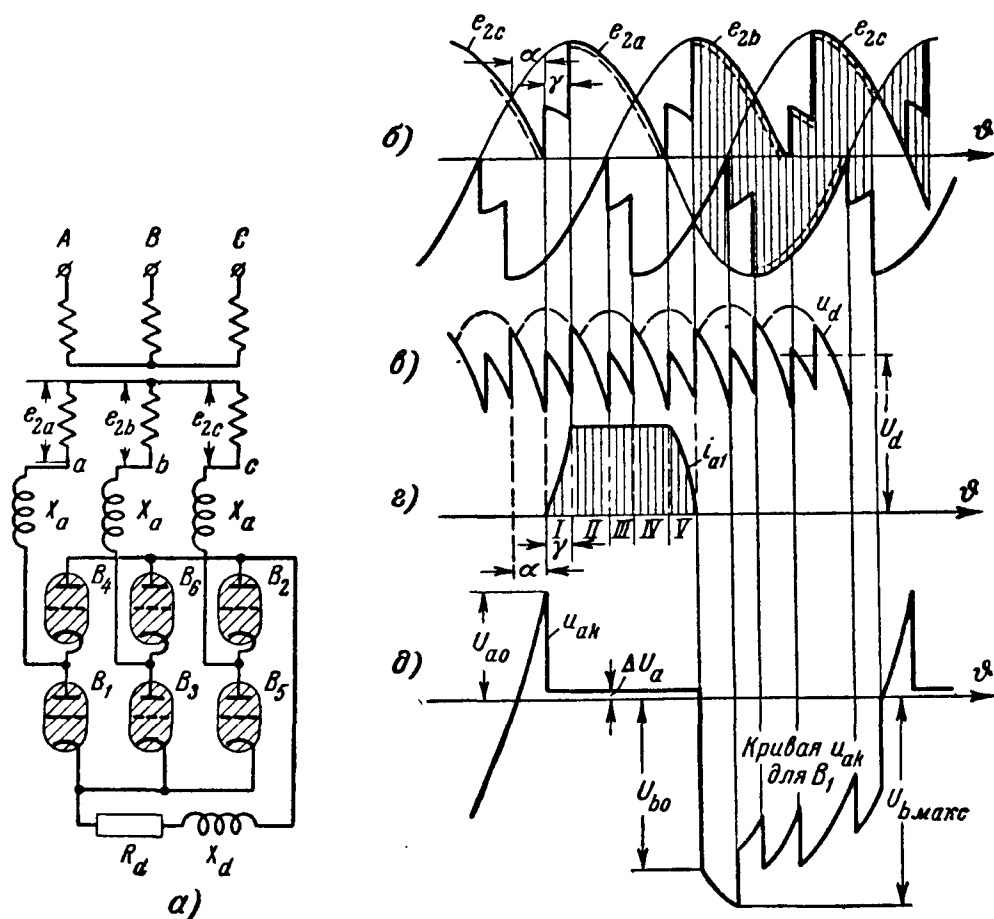
$$E_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{2} E_2 \left[\cos \vartheta - \cos \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] d\vartheta = E_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (4-155)$$

Режим непрерывного и прерывистого токов при управлении тремя вентилями определяется, как видно из (4-154) и (4-155), одним и тем же соотношением. Выпрямленное напряжение спа-

дает здесь к нулю при $\alpha = 180^\circ$. При управлении только тремя вентилями коэффициент сдвига, так же как и в рассмотренной нами однофазной мостовой схеме, управляемой двумя вентилями, повышается, но одновременно снижается коэффициент искажения вследствие появления новых гармонических в кривой первичного тока. Последнее обстоятельство и является главной причиной того, что схема с тремя управляемыми вентилями широкого распространения не получила.

б) Активно-индуктивная нагрузка

Работу схемы при активно-индуктивной нагрузке и управлении шестью вентилями (фиг. 4-37, а) мы рассмотрим с учетом



Фиг. 4-37. Управляемый трехфазный выпрямитель по мостовой схеме при работе на активно-индуктивную нагрузку.

а — схема; б — д — линейные диаграммы.

индуктивных сопротивлений обмоток трансформатора X_a и в предположении, что $X_d = \infty$.

Введение в анализ X_a сказывается на том, что в кривых вторичных напряжений (фиг. 4-37, б) и в кривой выпрямленного напряжения (фиг. 4-37, в) появляются коммутационные участки

с периодом повторяемости, равным $1/6$ периода. На кривой анодного (вентильного) тока, построенной на фиг. 4-37, г, процессы коммутации отразились только вначале, когда вентиль вступает в работу, и в конце, когда он свою работу заканчивает. При конечном значении X_d кривая анодного тока (как это можно видеть из хода кривых напряжений) не сохраняет постоянства своего значения и при промежуточной коммутации тока в вентилях другой группы. Поэтому при конечном X_d кривая анодного тока, соответствующая длительности работы анода $\frac{2\pi}{3} + \gamma$, состоит из пяти участков: 1) первого коммутационного, когда ток в данном вентиле (B_1) нарастает; 2) второго внекоммутационного, когда работают одновременно вентили B_1 и B_6 , пропуская последовательно вторичный ток; 3) третьего коммутационного для вентилях B_6 и B_2 , входящих в другую группу; 4) четвертого внекоммутационного, когда работают одновременно, пропуская последовательно ток, вентили B_1 и B_2 , и, наконец, 5) пятого коммутационного, когда вентиль B_1 заканчивает свою работу, передавая вторичный ток вентилю B_3 . Так как мы рассматриваем режим при $X_d = \infty$, то на втором, третьем и четвертом участках ток остается, как на фиг. 4-37, г, неизменным.

Закон изменения тока на первом участке, когда заканчивает свою работу вентиль B_5 , пропускающий ток последовательно с B_6 , может быть найден из системы уравнений:

$$e_{2a} - e_{2b} - X_a \frac{di_{a1}}{d\vartheta} + X_a \frac{di_{a5}}{d\vartheta} = 0; \quad (4-156)$$

$$i_{a1} + i_{a5} = i_{a5}; \quad (4-157)$$

$$\frac{di_{a6}}{d\vartheta} = \frac{di_d}{d\vartheta} = 0. \quad (4-158)$$

Фазовые напряжения, входящие в (4-156), при отсчете текущего угла ϑ от максимума напряжения фазы a могут быть записаны в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} e_{2a} &= \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta; \\ e_{2b} &= \sqrt{2} E_2 \cos \left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} \right); \\ e_{2c} &= \sqrt{2} E_2 \cos \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} \right). \end{aligned} \right\} \quad (4-159)$$

Совместное решение уравнений (4-156) — (4-158) при учете (4-159) дает:

$$\frac{di_{a1}}{d\vartheta} = \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right); \quad (4-160)$$

$$\frac{di_{a5}}{d\vartheta} = -\frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{6}\right). \quad (4-161)$$

Интегрирование (4-160) дает ток на 1-м участке:

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\psi - \frac{\pi}{6}\right) \right]. \quad (4-162)$$

На 2-м, 3-м и 4-м участках:

$$i_{aII} = i_{aIII} = i_{aIV} = I_d = \text{const.} \quad (4-163)$$

На 5-м участке ток определяется интегрированием (4-161), что с учетом дополнительного сдвига по фазе на угол $\frac{2\pi}{3}$ и начального значения тока I_d приводит к

$$i_{aV} = I_d - \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\psi + \frac{\pi}{6}\right) \right]. \quad (4-164)$$

По (4-162), (4-163) и (4-164) построена кривая анодного тока на фиг. 4-37, з.

Кривая напряжения на вентиле (напряжение анод—катод u_{ak}), построенная на фиг. 4-37, д по ординатам заштрихованной на фиг. 4-37, б площади, отличается от аналогичной кривой в схеме с нулевым выводом тем, что здесь больше зубцов, что соответствует влиянию на ход этой кривой коммутационных участков, относящихся не только к данной, но и к другой группе вентиля.

Начальный скачок прямого напряжения равен в этой схеме:

$$U_{a0} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} E_2 \sin \alpha = 2,45 E_2 \sin \alpha. \quad (4-165)$$

В относительном исчислении к среднему значению выпрямленного напряжения это дает:

$$\frac{U_{a0}}{U_{da0}} = 1,05 \operatorname{tg} \alpha. \quad (4-166)$$

Начальный скачок обратного напряжения

$$U_{b0} = 2,45 E_2 \sin(\alpha + \gamma). \quad (4-167)$$

Уменьшение выпрямленного напряжения в связи с коммутационными процессами в схеме равно:

$$\Delta U_x = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{6}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_2 [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (4-168)$$

При записи через ток нагрузки I_d оно выражается, так же как и у нерегулируемого выпрямителя, равенством

$$\Delta U_x = \frac{6}{2\pi} I_d X_a. \quad (4-169)$$

Выпрямленное напряжение равно в этом случае:

$$U_{da} = E_{da0} - \frac{6}{2\pi} I_d X_a = 0,955 \sqrt{2} E_{2a} \cos \alpha - \frac{6}{2\pi} I_d X_a. \quad (4-170)$$

Разделив все части уравнения на $\sqrt{2} E_2$ и выражая ток в долях от базового $I_{\sigma} = I_{2k}$, который в связи с эквивалентным шестифазным режимом мы выбираем равным:

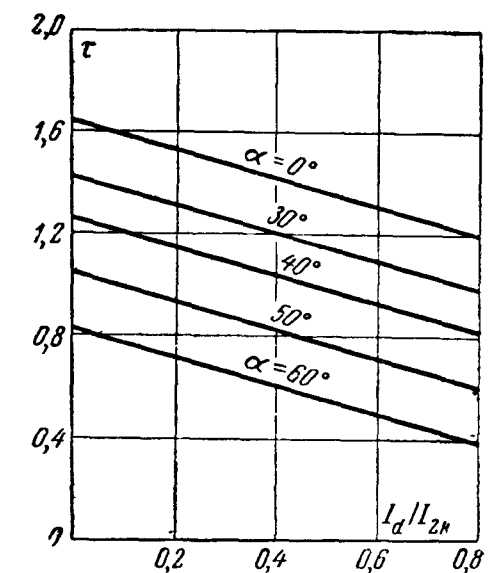
$$I_{2k} = \frac{6\sqrt{2}E_2}{X_a}, \quad (4-171)$$

мы получаем внешнюю характеристику выпрямителя в относительных единицах:

$$\tau = 0,955 \sqrt{3} \cos \alpha - 5,73 \frac{I_d}{I_{2k}}. \quad (4-172)$$

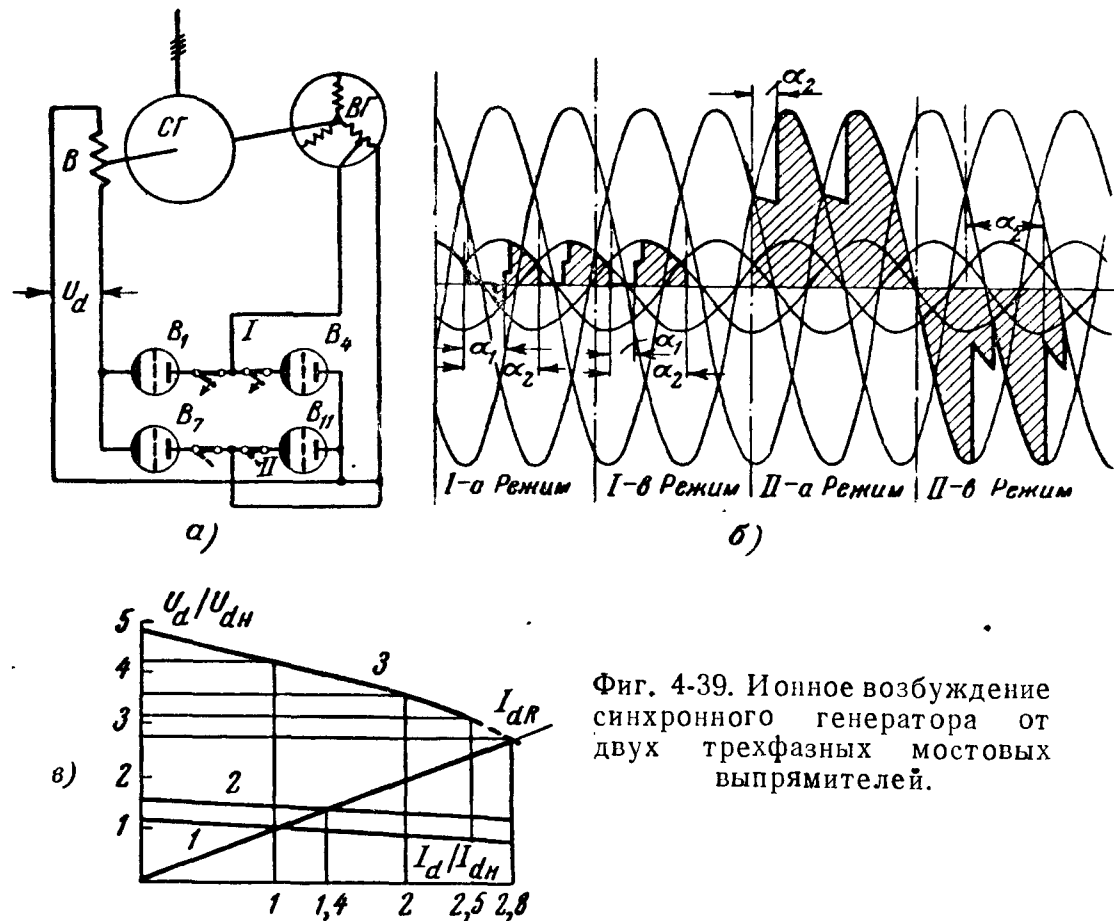
Семейство характеристик, отвечающее $X_a = \infty$, построено по (4-172) для ряда значений углов запаздывания на фиг. 4-38.

Приведенные соотношения характеризуют режим работы мостовой схемы не только при автономном питании ею нагрузочной цепи, но и работу каждого из мостов, когда два либо более моста питают совместно в том либо ином сочетании общую цепь постоянного тока. Такую сопряженную схему из двух мостов мы имеем, например, в одном из вариантов системы питания ионного возбуждения мощного синхронного генератора, схема которого в однолинейном исполнении приведена на фиг. 4-39, а [Л. 66]. Здесь мост I , в число вентилях которого входят B_1 и B_4 , питает обмотку возбуждения B главного синхронного генератора $СГ$ при нормальной нагрузке и нормированных перегрузках. На это рассчитано выходное напряжение моста U_{d1} , питаемого от части фазовых обмоток на статоре вспомогательного генератора переменного тока $ВГ$, сидящего на общем валу с главным генератором $СГ$. Другой



Фиг. 4-38. Внешние характеристики управляемого трехфазного выпрямителя по мостовой схеме.

мост II с вентилями, в состав которых входят B_7 и B_{11} , дает на выходе повышенное напряжение U_{d2} благодаря питанию его от полных фазовых напряжений вспомогательного генератора. Напряжение U_{d2} обеспечивает повышенный (форсированный) ток возбуждения, требующийся для повышения устойчи-



Фиг. 4-39. Ионное возбуждение синхронного генератора от двух трехфазных мостовых выпрямителей.

вости системы при аварийных режимах в питаемой генератором сети переменного тока. Диаграммы напряжения, иллюстрирующие работу приведенной схемы в разных режимах нагрузки, приведены на фиг. 4-39,б. Для упрощения графических построений здесь показана только диаграмма напряжения применительно к катодной группе вентилях. Такая же диаграмма, образуемая отрицательными участками фазовых напряжений, характеризует режим работы анодной группы вентилях. Римскими цифрами отмечены на диаграмме четыре характерных режима работы системы ионного возбуждения. Первый из них, отмеченный цифрой I-a, относится к холостому ходу генератора, а второй I-b — к режиму его нормальной нагрузки и нормированной перегрузки. В этих режимах работает главным образом мост I, угол запаздывания у вентилях которого α_1 меняется в пределах от максимального (режим холостого хода) до минимального (перегрузочный режим). Вентили моста

II открыты также и в режимах I-a и I-b при большом угле запаздывания α_2 . Это делается не для подпитки обмотки возбуждения, а в целях поддержания некоторого минимального тока на анодах, с тем чтобы подготовить их нагрев для возможности введения их в действие в любой момент времени при появлении аварийного режима в системе. Рабочие участки напряжений на анодах вентилях моста II при больших значениях угла соответствуют последним положительным участкам синусоид фазовых напряжений с началом у нанесенных пунктиром ординат.

С наступлением аварийного режима при помощи автоматической действующей системы угол α_2 быстро снижается до нуля, в связи с чем вступают в нормальную работу вентили моста II. Такой режим работы иллюстрирует диаграмма напряжения на участке II-a на фиг. 4-39,б. Ему соответствуют выпрямленное напряжение U_{d2} и подъем тока возбуждения в 3—4 раза против нормального. Диаграмма на участке II-b показывает режим работы системы при другом аномальном режиме, а именно тогда, когда нужно быстро погасить магнитное поле возбуждения с целью быстрого снижения до нуля выходного напряжения у главного генератора С.Г. В этом режиме угол α повышается до 130 — 150° и в работу вступают отрицательные участки синусоид напряжения. Такой режим работы системы соответствует инверторному, анализируемому в параграфах гл. 5. В приведенных на фиг. 4-39,б диаграммах напряжений во всех режимах учтены периоды коммутации тока. В режимах I-a и I-b нулевые участки напряжения соответствуют импульсам тока в вентилях моста II, вызывающим значительное падение напряжения в обмотках вспомогательного генератора.

Среднее значение выпрямленного напряжения холостого хода в режимах I-a и I-b, когда углы запаздывания в вентилях моста I равны α_2 , а в вентилях моста II равны α_1 , может быть найдено в соответствии с (2-70) и (4-153) из следующего соотношения:

$$E_{da} \approx 2,34 [E_{2n} \cos \alpha_1 + (E_{2b} - E_{2n}) \cos \alpha_2] - 2\Delta U_a, \quad (4-173)$$

где E_{2n} — действующее значение фазового напряжения, питающего мост I;

E_{2b} — действующее значение напряжения, питающего мост II.

Выпрямленное напряжение при нагрузке моста I равно:

$$U_{dan} = 2,34 E_{2n} \left(\cos \alpha_1 - 0,5 \frac{I_d}{I_{dн1}} X_{ан1} \right) - 2\Delta U_a, \quad (4-174)$$

где $X_{ан1}$ — относительное реактивное сопротивление внутренней части фазовых обмоток вспомогательного генератора;
 $I_{дн1}$ — номинальный ток этой обмотки.

Выпрямленное напряжение при нагрузке моста II в режиме форсированного возбуждения равно:

$$U_{dab} = 2,34 E_{2b} \left(\cos \alpha_2 - 0,5 \frac{I_d}{I_{дн2}} X_{ан2} \right) - 2\Delta U_a, \quad (4-175)$$

где $X_{ан2}$ — относительное реактивное сопротивление полной фазовой обмотки вспомогательного генератора;
 $I_{дн2}$ — номинальный ток нагрузки этой обмотки.

На основании (4-174) на фиг. 4-39, в построены две внешние характеристики 1 и 2 моста I при углах запаздывания $\alpha_1 = 0^\circ$ и $\alpha_1 = 40^\circ$. На основании (4-175) построена на той же фигуре прямолинейная часть внешней характеристики 3 при $\alpha_2 = 0$.

Точки рабочего режима на этих характеристиках определяются пересечением линии нагрузки $I_d R$ с внешними характеристиками. Здесь R — сопротивление обмотки возбуждения главного генератора.

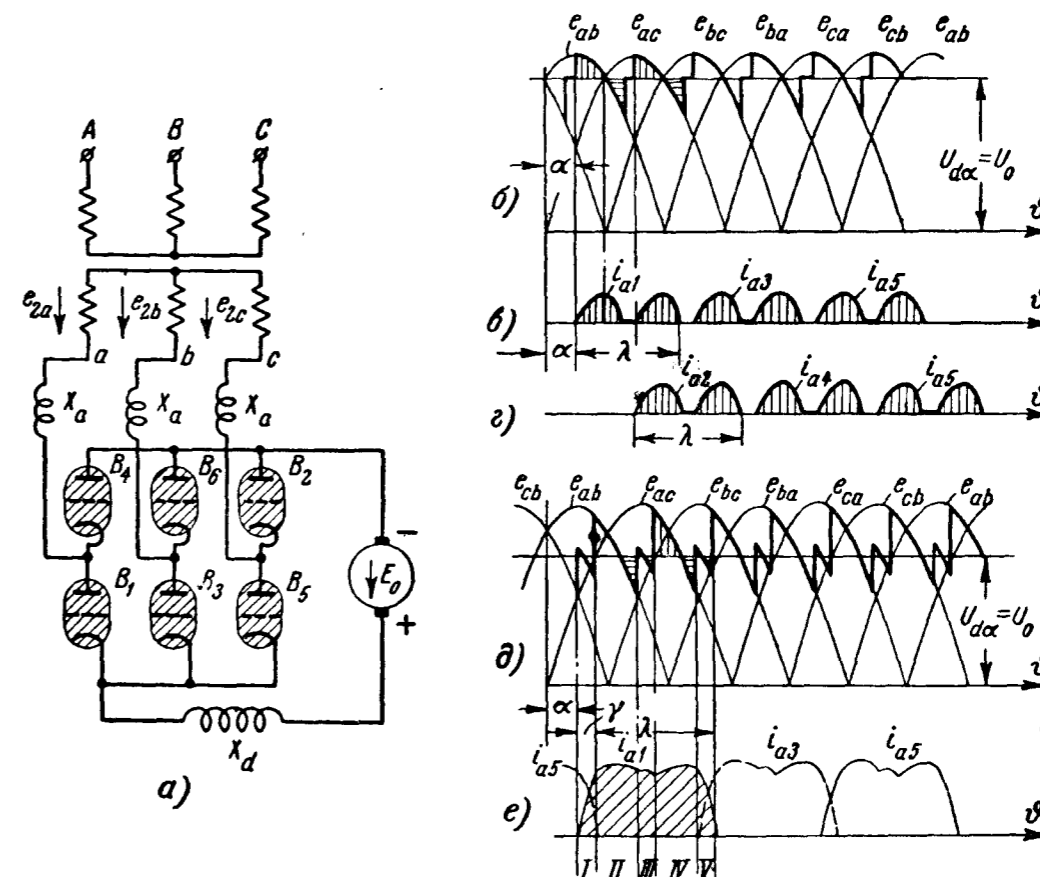
4-10. ТРЕХФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА ПРИ ПОМОЩИ МОСТОВОЙ СХЕМЫ ПРИ НАГРУЗКЕ НА ВСТРЕЧНУЮ Э. Д. С.

При работе трехфазной мостовой схемы на встречное напряжение $U_0 = E_0 + 2\Delta U_a$ (фиг. 4-40, а) пульсации тока в цепи нагрузки ограничены в большинстве случаев катодным индуктивным сопротивлением X_d . Активным сопротивлением R_d в этой цепи обычно пренебрегают, так как оно мало по сравнению с X_d . Построение кривой анодного тока при конечном значении X_d может быть произведено, как это было уже показано на фиг. 4-32, г, по токам i_{a0} и $i_{a\infty}$, соответствующим граничным значениям катодной индуктивности $X_d = 0$ и $X_d = \infty$.

Так как при $X_d = \infty$ ток остается одним и тем же как при активно-индуктивной нагрузке, так и при нагрузке на встречную э. д. с., то здесь нам остается рассмотреть только режим при $X_d = 0$, поскольку кривая при $X_d = \infty$ уже построена на фиг. 4-37, г.

Ход кривых анодных токов при $X_d = 0$ и двух режимах (прерывистом и непрерывном) в рассматриваемой схеме иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 4-40, б—е. Диаграммы напряжений на фиг. 4-40, б и д построены здесь по междуфазовым напряжениям. Так, участок

кривой напряжения e_{ab} представляет собой разность напряжений фазы a , когда она наиболее положительна и фазы b , когда она наиболее отрицательна. Следующий за ним участок напряжения e_{ac} определяется разностью напряжений фазы a , остающейся еще 60° наиболее положительной, и фазы c , когда она наиболее отрицательна. У вентилей катодной (не-



Фиг. 4-40. Управляемый трехфазный выпрямитель по мостовой схеме при нагрузке на встречную э. д. с.

а — схема; б — е — линейные диаграммы.

четной) группы углы запаздывания α отсчитываются от точек пересечения напряжений, у которых последующие напряжения имеют начальные буквенные индексы a, b и c , а у вентилей анодной (четной) группы углы запаздывания отсчитываются от точек пересечения напряжений, у которых буквенные индексы a, b и c стоят вторыми.

Диаграмма напряжений на фиг. 4-40, б и соответствующие ей диаграммы токов на фиг. 4-40, в и г построены при встречном напряжении U_0 , большем, чем среднее значение выпрямленного напряжения при начально-непрерывном токе, вычисляемое по (4-152). При этом прерывист не только выпрямленный ток, но, как это видно из диаграмм токов, и анодный ток. Кривая анод-

ного тока состоит в этом режиме из двух импульсов. Первый, проходящий, скажем, через вентили B_1 и B_6 , появляется в момент открытия сеткой вентиля B_1 . Спадает этот импульс тока к нулю тогда, когда площадка с горизонтальной штриховкой на фиг. 4-40,б становится равной площадке с вертикальной штриховкой. Вторым импульс тока, проходящий через вентили B_1 и B_2 , появляется тогда, когда открывается сеткой вентиль B_2 . Для того чтобы вентиль в режиме прерывистого тока не оказался закрытым к моменту прихода второго импульса тока, ширина отпирающего импульса должна быть здесь не менее чем 60° .

По мере снижения U_0 либо уменьшения угла α прерывистый анодный ток переходит в непрерывный. Одновременно становится непрерывным и выпрямленный ток i_d . Диаграмма напряжения на фиг. 4-40,д и диаграмма тока на фиг. 4-40,е соответствуют режиму непрерывного тока при наличии угла коммутации γ . Встречное напряжение U_0 здесь меньше, чем среднее значение напряжения при начально-непрерывном режиме.

Кривая тока i_d на фиг. 4-40,е состоит также из пяти участков. Первый соответствует нарастанию тока в данном вентиле в первый период коммутации, второй — внекоммутационному периоду одновременной работы данного вентиля с предыдущим, третий — коммутационному периоду в вентилях другой группы, четвертый — внекоммутационному периоду одновременной работы данного вентиля с последующим, наконец, пятый участок — конечному периоду коммутации тока в данном вентиле, когда ток в нем спадает к нулю.

Для определения тока на всех пяти участках достаточно установить закон изменения токов: 1) для одного внекоммутационного периода, когда ток проходит последовательно через два вентиля (один в анодной группе, а другой в катодной), и 2) для одного периода коммутации, когда ток проходит последовательно через вентиль, входящий в состав одной группы и через два вентиля другой группы, где происходит процесс коммутации тока. В первый период коммутации, когда пятый вентиль (применительно к фиг. 4-40,е) заканчивает свою работу, передавая ток вентилю B_1 , а вентиль B_6 проходит через период одиночной работы, производные токов в анодных цепях определяются из уравнений:

$$e_{2a} - e_{2b} + E_0 - X_a \frac{di_{a1}}{d\vartheta} - X_a \frac{di_{a6}}{d\vartheta} = 0; \quad (4-176)$$

$$e_{2c} - e_{2b} + E_0 - X_a \frac{di_{c6}}{d\vartheta} - X_a \frac{di_{a5}}{d\vartheta} = 0. \quad (4-177)$$

Согласно первому закону Кирхгофа

$$i_{a1} + i_{a5} = i_{a6}. \quad (4-178)$$

Совместное решение (4-176), (4-177) и (4-178) при учете (4-159) дает:

$$\frac{di_{a1}}{d\vartheta} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \left[\cos \vartheta + \frac{\tau}{3} \right]; \quad (4-179)$$

$$\frac{di_{a6}}{d\vartheta} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \left[\cos \left(\vartheta + \frac{\pi}{3} \right) + \frac{2\tau}{3} \right]; \quad (4-180)$$

$$\frac{di_{a5}}{d\vartheta} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \left[\cos \left(\vartheta + \frac{4\pi}{6} \right) + \frac{\tau}{3} \right]. \quad (4-181)$$

Во внекоммутационный период, когда работают 1-й и 6-й вентили, проходящий через них ток определяется из уравнения

$$e_{2a} - e_{2b} + E_0 - 2X_a \frac{di_{a1}}{d\vartheta} = 0. \quad (4-182)$$

Решая его, получаем:

$$\frac{di_{a1}}{d\vartheta} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\cos \left(\vartheta + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{\tau}{\sqrt{3}} \right]. \quad (4-183)$$

На первом участке производная анодного тока 1-го вентиля определяется из уравнения (4-179), на втором — из уравнения (4-183), на третьем — из уравнения (4-180), но с отстающим сдвигом по фазе, равным $\frac{\pi}{3}$, на четвертом — уравнением (4-183) с такой же поправкой в сдвиге фазы и, наконец, на пятом участке — уравнением (4-181), со сдвигом по фазе на $\frac{2\pi}{3}$.

Интегрированием уравнений определяется анодный ток по участкам. На первом участке

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \left[\frac{1}{3} \tau (\vartheta - \psi) + \sin \vartheta - \sin \psi \right]. \quad (4-184)$$

Отсчет угла ψ , так же как и угла ϑ , производится здесь от максимума фазового напряжения фазы a .

На втором участке

$$i_{a11} = i_{a1\kappa} + \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\frac{\tau}{\sqrt{3}} \left(\vartheta - \psi - \lambda + \frac{4\pi}{6} \right) + \sin \left(\vartheta + \frac{\pi}{6} \right) - \sin \left(\lambda + \psi - \frac{3\pi}{6} \right) \right], \quad (4-185)$$

где $i_{aIк}$ — значение анодного тока в конце первого участка и начале второго.

На третьем участке

$$i_{aIII} = i_{aIIIк} + \frac{V\sqrt{2}E_2}{X_a} \left[\frac{2\tau}{X_a} \left(\vartheta - \psi - \frac{2\pi}{6} + \sin \vartheta \right) - \sin \left(\psi + \frac{2\pi}{6} \right) \right]. \quad (4-186)$$

На четвертом участке

$$i_{aIV} = i_{aIIIк} + \frac{V\sqrt{2}E_2}{X_a} \cdot \frac{V\sqrt{3}}{2} \left[\frac{\tau}{V\sqrt{3}} \left(\vartheta - \psi - \lambda + \frac{2\pi}{6} \right) + \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right) - \sin \left(\psi + \lambda - \frac{3\pi}{6} \right) \right]. \quad (4-187)$$

На пятом участке

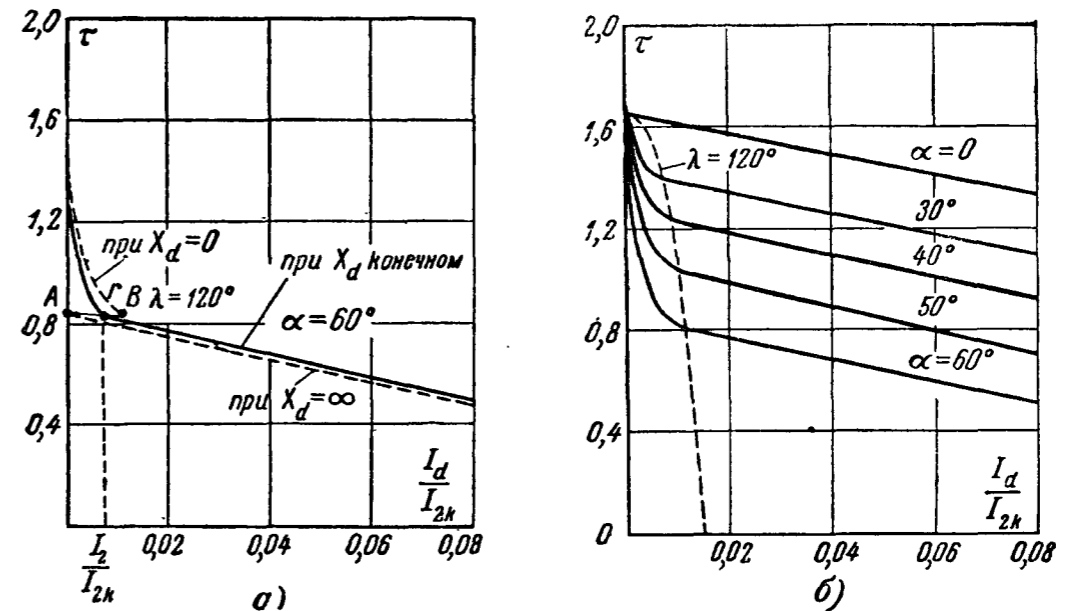
$$i_{aV} = i_{aIVк} + \frac{V\sqrt{2}E_2}{X_a} \left[\frac{\tau}{3} \left(\vartheta - \psi - \frac{4\pi}{6} \right) + \sin \vartheta - \sin \left(\psi + \frac{4\pi}{6} \right) \right]. \quad (4-188)$$

Построенная на фиг. 4-40, *e* кривая анодного тока при $X_a = 0$ и соответствует приведенным уравнениям (4-184)–(4-188). Имея кривую при $X_a = 0$, а также кривую, построенную при тех же значениях a и τ при $X_a = \infty$, можно в соответствии с фиг. 4-32, *г* построить, пользуясь методом интерполяции, кривую анодного тока при любом конечном значении X_d или $q = \frac{X_d}{X_a}$. Коэффициент интерполяции во внекоммутационный

период равен в этом случае $\frac{2}{2+q}$ [Л. 9], а в период коммутации он равен $\frac{2}{3+2q}$. Построение кривой анодного тока можно было бы выполнить, исходя из метода наложения составляющих тока аналогично тому, как это было сделано на фиг. 4-32, *a*, *б* и *в*.

Внешние характеристики при конечном значении X_d могут быть построены так же по методу интерполяции, как на фиг. 4-34, *б*, после того как нанесены в системе координат внешние характеристики при двух граничных значениях катодного сопротивления ($X_d = 0$ и $X_d = \infty$). Для этого необходимо, так же как это было выполнено для схемы с нулевым выводом, предварительно установить аналитическую связь между τ , λ и α , с одной стороны, и I_a , λ и α — с другой. Учитывая, однако, то обстоятельство, что в режиме непрерывного тока наклон

участка внешней характеристики при конечном X_d мало отличается, как это было показано на фиг. 4-34, *б*, от ее наклона при $X_d = \infty$, можно процесс нахождения исходных величин, необходимых для построения внешней характеристики при конечном X_d , значительно упростить. Такой упрощенный метод построения характеристики иллюстрируется на фиг. 4-41, *a*. Он заключается в том, что для выбранного угла α здесь



Фиг. 4-41. Внешние характеристики управляемого трехфазного мостового выпрямителя при нагрузке на встречную э. д. с.

строится на основании (4-172) внешняя характеристика при $X_d = \infty$ (на фиг. 4-41, *a* она нанесена пунктирной прямой), а для области прерывистого тока — участок характеристики, соответствующей $X_d = 0$ (на фиг. 4-41, *a* он также нанесен пунктиром). Точка *B* этой характеристики, построенная по нижеприводимой формуле, соответствует начально-непрерывному току при $X_d = 0$ и имеет ординату, равную напряжению холостого хода $E_{da0} = E_{d0} \cos \alpha$ при $X_d = \infty$. Последней отвечает точка *A* на оси ординат.

Границе начально-непрерывного тока при конечном X_d отвечает точка *r*, делящая отрезок *A* — *B* в отношении:

$$\frac{\overline{Ar}}{\overline{AB}} = \frac{2X_a}{2X_a + X_d}. \quad (4-189)$$

Двойное значение анодного сопротивления здесь берется потому, что выпрямленный ток I_d проходит в рассматриваемой схеме последовательно через две вторичные фазы, суммарное

напряжение в которых учтено коэффициентом $\sqrt{3}$ в величине τ .

Проведенная из точки r прямая параллельно пунктирной характеристике при $X_d = \infty$ или с постепенным приближением к ней (что точнее) определяет собой участок внешней характеристики при конечном значении X_d .

Уравнение для участка внешней характеристики при $X_d = 0$ в области прерывистых токов можно получить, заменив в (4-149): а) величину τ на $\frac{\tau}{\sqrt{3}}$ в связи с тем, что в мостовой схеме численное значение τ в $\sqrt{3}$ раз больше, чем в схеме с нулевым выводом; б) угол ψ на сумму углов $\psi + \frac{\pi}{6}$ в связи с тем, что с переходом к линейным напряжениям начало отсчета углов смещается влево на $\frac{\pi}{6}$; в) вместо I_6 величину

базового тока $\frac{\sqrt{3}}{2} I_6$ в связи с тем, что базовый ток, вычисляемый по (4-130), возрастает из-за увеличения напряжения в $\sqrt{3}$ раз и уменьшается в силу возрастания анодного сопротивления (в связи с подстановкой вместо X_a величины $2X_a$) в 2 раза. Это дает [Л.3]:

$$\frac{I_d}{I_6} = \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \left\{ \frac{\tau}{2\sqrt{3}} (\lambda^*)^2 - \lambda^* \sin\left(\psi + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\psi + \frac{\pi}{6} + \lambda^*\right) + \cos\left(\psi + \frac{\pi}{6}\right) \right\}, \quad (4-190)$$

где λ^* — продолжительность одного импульса анодного тока, который в режиме прерывистого тока состоит, это было показано на фиг. 4-40, в и г, из двух импульсов.

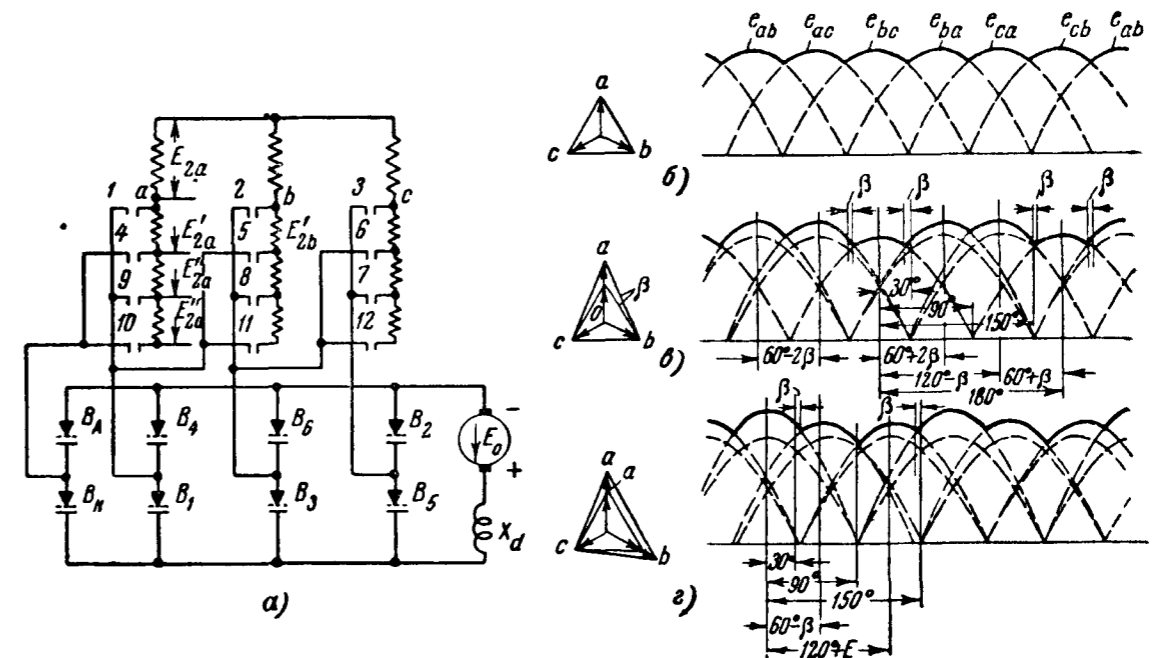
При начально-непрерывном токе $\lambda^* = \frac{2\pi}{6} = 60^\circ$, а полная продолжительность анодного тока $\lambda = \frac{2\pi}{3} = 120^\circ$. Значение τ в точке B мы находим, как уже выше указывалось, по (4-172), а значения τ при $\lambda^* < 60^\circ$ могут быть определены по кривым на фиг. 4-6, в, для любых выбранных значений λ и ψ . Численные значения параметра ψ на кривых должны быть заменены на $\psi - 90^\circ$ в связи с отсчетом текущего угла в мостовой схеме не от начала, а от максимума синусоиды линейного напряжения. Начальная точка внешней характеристики в прерывистом режиме соответствует напряжению холостого хода

$$E'_{da0} = \sqrt{2} \sqrt{3} E_2 \cos \psi. \quad (4-191)$$

В относительных единицах оно равно:

$$\tau_{00} = \frac{E'_{da0}}{\sqrt{2} E_2} = \sqrt{3} \cos \psi = \sqrt{3} \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{6} \right). \quad (4-191a)$$

Участок характеристики в области прерывистых токов при конечном значении X_d , нанесенный на фиг. 4-41, а сплошной линией, делит отрезки между осью ординат и пунктирным участком характеристики в том же отношении, что и точка r , отрезок \overline{AB} . По описанному методу выполнено построение



Фиг. 4-42. Ступенчатое регулирование под нагрузкой при помощи трехфазной мостовой схемы.

семейства внешних характеристик при разных значениях угла запаздывания α на фиг. 4-41, б.

Дуга эллипса, определяющая собой геометрическое место перехода от прерывистого режима к непрерывному при $X_d = 0$, определяется также его координатами, получаемыми из (4-150) и (4-151) при подстановке $m=6$ и введении в B в качестве дополнительного множителя $\sqrt{3}$. При этом коэффициент A , определяющий собой горизонтальную ось эллипса на оси абсцисс, становится равным 0,015, а коэффициент B , определяющий собой вертикальную ось эллипса на оси ординат, становится равным $\sqrt{3} \cdot 0,955 = 1,605$.

Трехфазная мостовая схема при добавлении к ней еще двух управляемых сетками вентиляей, как показано на фиг. 4-42, а, может быть применена, как это было предложено А. М. Бамдасом и А. М. Кузьминым [Л. 32], и для ступенчатого регулирования под

нагрузкой выпрямленного напряжения без разрыва механическими контакторами тока. В приведенной схеме для питания моста вводятся различные ступени переменного напряжения при помощи контакторов, введенных во вторичные обмотки трансформатора. Функции элементов, коммутирующих ток, выполняют здесь вентили. При включенных контакторах 1, 2 и 3 здесь работают, как и в нормальной мостовой схеме, вентили B_1 — B_6 . Кривая выпрямленного напряжения соответствует в этой позиции контакторов и холостом ходе выпрямителя линейной диаграмме напряжений, приведенной на фиг. 4-42,б, и векторной диаграмме, построенной на фиг. 4-42,б. Здесь все три линейных напряжения одинаковы по величине и сдвинуты между собой по фазе на одинаковый угол 120° . Подъем напряжения на следующую ступень производится включением вначале контактора 4 в фазе вторичной обмотки a , соединенной со свободной парой вентилей B_K и B_A . В связи с тем, что фазовое напряжение на второй ступени E_{2a} больше, чем на первой E_{1a} ток в положительную часть периода переходит от B_1 к вентилю B_K . При этом вентиль B_1 обесточивается, а в отрицательную часть периода ток переходит к вентилю B_A и обесточивается вентиль B_4 . Выпрямленное напряжение, характеризуемое в этой позиции линейной диаграммой напряжений на фиг. 4-42,в и соответствующей ей векторной диаграммой, становится несимметричным. Несимметрия выражается не только в неодинаковых значениях линейных напряжений, но и в неодинаковых сдвигах фазовых углов, что отражается на длительностях рабочих участков напряжений и моментах коммутации токов. Угловые расхождения и расхождения в длительностях могут быть выражены через поправочный угол β , как это показано на диаграммах. До замыкания контактора 5, повышающего напряжение в фазе b , выключается контактор 1 в фазе a . После замыкания контактора 5 вступают в действие ранее освобожденные вентили B_1 и B_4 , разгружая, в свою очередь, при этом вентили B_3 и B_6 . Этой позиции соответствуют линейная диаграмма напряжения на фиг. 4-42,г и векторная диаграмма на фиг. 4-42,г.

Здесь линейные напряжения на всех трех рабочих участках неодинаковы по величине.

Симметрия рабочих участков напряжения восстанавливается при замыкании контактора 6 в третьей фазе, после выключения контактора 2. При этом вступают в действие вентили B_3 и B_6 и обесточиваются вентили B_2 и B_5 . При последующих подъемах напряжения на третьих ступенях вторичных обмоток трансформатора включают поочередно контакторы 7, 8 и 9, и нагружаются током пары вентилей в направлении справа налево. В соответствии с этим и проведена нумерация контакторов слева направо в группе 7—9. При полном выпрямленном напряжении оказы-

ваются включенными контакторы 10, 11 и 12 и свободными вентили B_2 и B_5 .

При подъеме напряжения управляющие сетки вентилей в этой схеме не используются, они нужны при снижении напряжения. При снижении вначале замыкается контактор 7, что вводит в работу вентили B_7 и B_5 , а затем запираются сетками вентили B_6 и B_3 . Затем процесс снижения напряжения повторяется и для других фаз при той же очередности включения контакторов и запираения вентилей.

Средние значения выпрямленного напряжения, получаемые при таком управлении схемой, могут быть найдены путем интегрирования кривой напряжения по участкам, если известны высота участков и их длительность. В том случае, когда при переходе с более низкой ступени на более высокую фазовое напряжение повышается все время в одно и то же число раз, которое мы обозначим через k , то соответствующее увеличение линейного напряжения в двух фазах при замыкании контактора только в одной из вторичных фаз (фиг. 4-42,в) равно:

$$E_{ab} = \sqrt{k^2 + k + 1} E_{2a} = k_1 E_{2a}. \quad (4-192)$$

Угловое смещение равно при этом:

$$\beta = \arctg \frac{k - 1}{\sqrt{3}(k + 1)}. \quad (4-193)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения в том же режиме, находимое путем интегрирования линейного напряжения по отдельным участкам на фиг. 4-42,в, равно [Л. 32]:

$$E'_{a0} = \sqrt{2} E_{2a} (\sqrt{3} + 2k). \quad (4-194)$$

При замыкании контактора в другой фазе на одну ступень (фиг. 4-42,г) среднее значение напряжения согласно линейной диаграмме на фиг. 4-42,г равно:

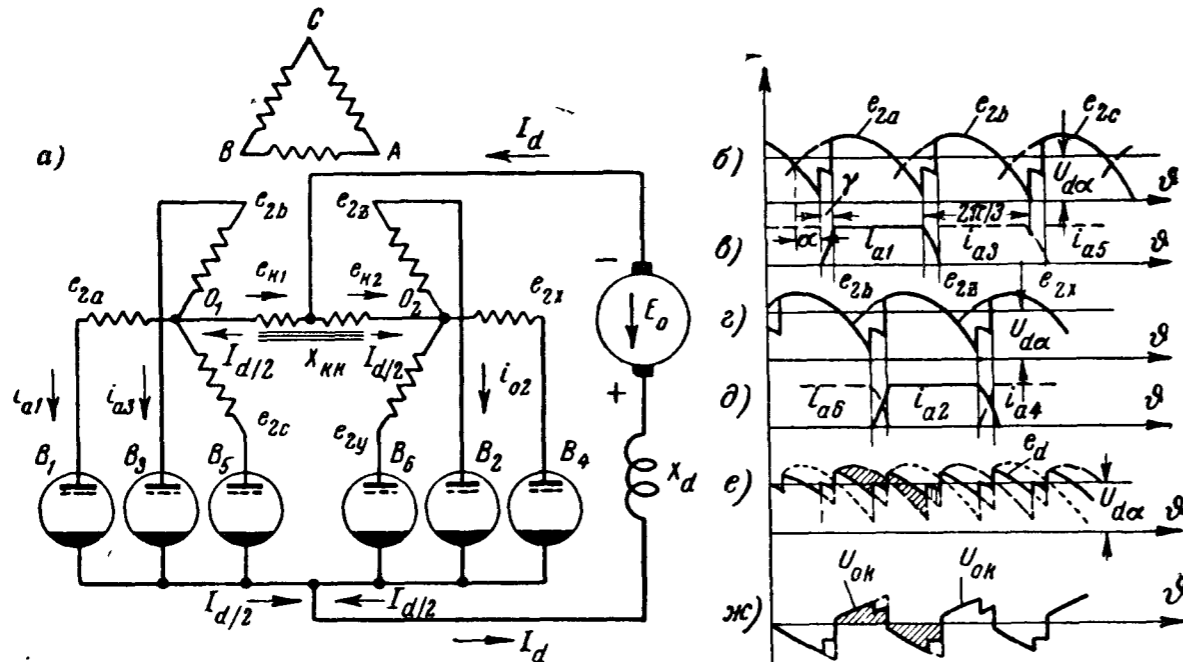
$$E''_{a0} = \sqrt{2} E_2 (\sqrt{3}k + 2k_1). \quad (4-195)$$

Упомянутыми авторами предложены и другие варианты систем ступенчатого регулирования, которые могут найти себе применение в управляемых выпрямителях, когда в целях повышения коэффициента мощности можно мириться со ступенчатым подъемом напряжения.

4-11. ШЕСТИФАЗНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТОКА ПО СХЕМЕ С УРАВНИТЕЛЬНЫМ РЕАКТОРОМ

Анализ режима работы управляемой шестифазной схемы с уравнивающим реактором (фиг. 4-43,а), являющейся практически одной из наиболее распространенных в установках боль-

шой мощности на низкие и средние напряжения, мы проведем здесь при нагрузке ее на потребителя, содержащего встречное напряжение U_0 и катодное сопротивление X_d . Других видов нагрузки мы рассматривать не будем, поскольку соотношения токов и напряжений в схеме при $X_d = \infty$ остаются такими же и при активно-индуктивной нагрузке, а теоретически ин-



Фиг. 4-43. Управляемый выпрямитель с уравнительным реактором.

а — схема; б — ж — линейные диаграммы.

тересующие нас соотношения при $X_d = 0$ (вид нагрузки, практически встречающийся крайне редко) для установления режима при конечных значениях X_d нами уже найдены в процессе анализа предыдущих схем.

Работу схемы при $X_d = \infty$ иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 4-43, б—ж. Эти диаграммы относятся к току нагрузки I_d , превышающему критический $I_{d\text{ крит}}$, т. е. к режиму, когда уравнительный реактор полностью вступил в действие, выравняв напряжения двух трехфазных систем, нулевые точки которых связаны через уравнительный реактор. Это позволяет рассматривать шести-фазный режим работы схемы как наложение двух трехфазных выпрямительных режимов с вступлением в действие вентилей с угловым сдвигом в 60° , как это показано на фиг. 4-43, б и г. Диаграммы, построенные на фиг. 4-43, б и в, показывают изменение тока и напряжения в трехфазной системе, связанной с нечетной группой вентилей (B_1, B_3 и B_5), а диаграммы на фиг. 4-43, г и д показывают изменение напряжения и тока

в трехфазной системе, связанной с четной группой вентилей (B_2, B_4 и B_6). Анодные токи при пренебрежении входящим в их состав током холостого хода уравнительного реактора (ранее показанного в составе анодных токов на фиг. 2-14, в и г) сохраняют неизменное значение во внекоммутационный период работы вентиля (если $X_d = \infty$) и изменяются по косинусоиду в соответствии с (4-107) и (4-109) в период коммутации тока. Продолжительность угла коммутации γ , зависящая от угла запаздывания α , определяется по (4-108) при подстановке: $m = 3$ и тока $\frac{I_d}{2}$ вместо I_d , поскольку через каждую из трехфазных систем проходит половина выпрямленного тока. Это дает:

$$\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma) = \frac{\frac{I_d}{2} X_a}{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{3}} = \frac{I_d X_a}{\sqrt{6} E_2}. \quad (4-196)$$

Угол α принято отсчитывать в рассматриваемой схеме от точки естественного зажигания в трехфазных, а не в шести-фазных системах, что находится в соответствии с работой схемы в двойном трехфазном режиме. Полная длительность анодного тока равна здесь:

$$\lambda = \frac{2\pi}{3} + \gamma. \quad (4-197)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения при теоретически мыслимом режиме холостого хода в пределах каждой из трехфазных звезд, дает (4-105) при подстановке в него $m = 3$. Это приводит к

$$E_{da0} = \sqrt{2} E_2 \frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha = 1,17 E_2 \cos \alpha. \quad (4-198a)$$

В относительных единицах это дает:

$$\tau_0 = \frac{E_{da0}}{\sqrt{2} E_2} = 0,825 \cos \alpha. \quad (4-198б)$$

Фактическое напряжение холостого хода выше, чем τ_0 , поскольку при токе ниже критического схема переходит в шести-фазный режим работы.

Напряжение при нагрузке меньше, чем E_{da0} на величину коммутационного падения напряжения. Суммируя кривые напряжения обеих трехфазных систем при нагрузке, как это выполнено на фиг. 4-43, е, мы получаем шести-фазную кривую выпрямленного напряжения, проведенную на этой фигуре жирной линией. Среднее значение напряжения схемы в целом остается

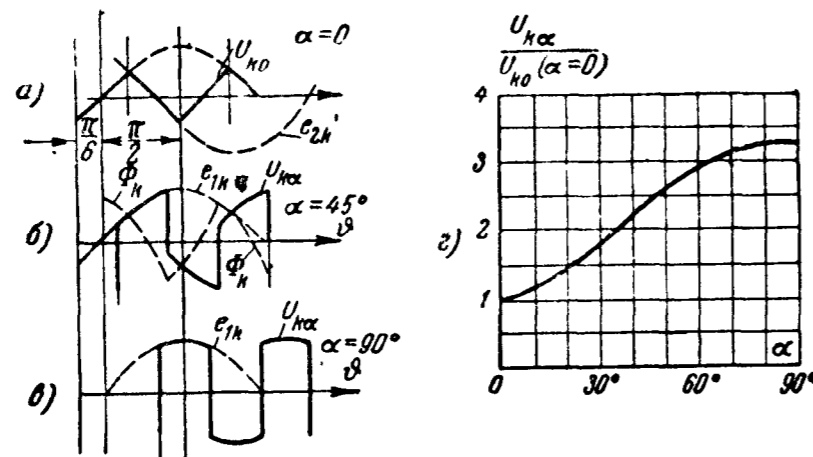
при этом таким же, как в каждой из трехфазных систем, поскольку они действуют как параллельно включенные. Значение этого напряжения:

$$U_{d\alpha} = E_{d\alpha 0} - \frac{I_d \cdot X_d}{2 \cdot \frac{2\pi}{3}} = E_{d\alpha 0} - \frac{3}{4\pi} I_d X_d. \quad (4-199)$$

В относительных единицах при введении базового тока согласно (4-130) это дает:

$$\tau = 0,827 \cos \alpha - 1,432 \frac{I_d}{I_{2\kappa}}. \quad (4-200)$$

Уравнительный реактор воспринимает разность мгновенных значений напряжений трехфазных систем. Это соответствует



Фиг. 4-44. Напряжение на уравнительном реакторе управляемого выпрямителя.

а — линейные диаграммы при разных α ; б — характеристика.

кривой напряжения тройной частоты. Кривая, построенная на фиг. 4-43, ж, определяет собой напряжение на одной половине (одной катушке реактора) $u_{0\kappa}$. Ход изменения этого напряжения иллюстрируют также ординаты заштрихованных на фиг. 4-43, е площадок. Сопоставляя кривую $u_{0\kappa}$, приведенную на фиг. 4-43, е, а также кривые $u_{\kappa\alpha}$, построенные на фиг. 4-44, а, б и в для других углов запаздывания α (здесь не учтены коммутационные участки), можно видеть, что с ростом угла α напряжение на уравнительном реакторе меняется по форме и растет по величине. Изменение по величине $u_{\kappa\alpha}$ можно найти, учтя то обстоятельство, что участки, из которых составляется кривая $u_{\kappa\alpha}$, располагаются по синусоидам $e_{1\kappa}$ и $e_{2\kappa}$, построенным на фиг. 4-44, а пунктиром, вырезая из этих синусоид только разные участки. Синусоиды $e_{1\kappa}$ и $e_{2\kappa}$ определяют собой за один

период повторяемости разность фазовых напряжений, выравниваемых реактором. Так, синусоида $e_{1\kappa}$ представляет разность напряжений очередной фазы

$$e_{2z} = \sqrt{2} E_2 \cos \left(\vartheta - \frac{2\pi}{6} + \alpha \right) \quad (4-201)$$

и предыдущей:

$$e_{2b} = \sqrt{2} E_2 \cos (\vartheta + \alpha). \quad (4-202)$$

Полуразность их равна:

$$\frac{e_{1\kappa}}{2} = \frac{e_{2z} - e_{2b}}{2} = \frac{\sqrt{6}}{2} E_2 \cos \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} + \alpha \right). \quad (4-203)$$

Синусоида $e_{2\kappa}$ представляет разность напряжений очередной фазы e_{2z} и последующей:

$$e_{2a} = \sqrt{2} E_2 \cos \left(\vartheta - 2 \frac{2\pi}{6} + \alpha \right). \quad (4-204)$$

Полуразность их равна:

$$\frac{e_{2\kappa}}{2} = \frac{e_{2z} - e_{2a}}{2} = \frac{\sqrt{6}}{2} E_2 \cos \left(\vartheta + \frac{\pi}{6} + \alpha \right). \quad (4-205)$$

Так как напряжение $e_{2\kappa}$ отличается от $e_{1\kappa}$ только начальной фазой, то действующее значение напряжения на реакторе может быть найдено при учете только $e_{1\kappa}$ либо $e_{2\kappa}$. Оно равно:

$$U_{\kappa\alpha} = \sqrt{\frac{6}{2\pi} \int_0^{2\pi/6} (e_{1\kappa})^2 d\vartheta} = \frac{1}{2} E_2 \sqrt{1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\alpha}. \quad (4-206)$$

Степень увеличения напряжения с ростом угла α может быть установлена из отношения (4-206) при конечном значении α к тому же выражению при $\alpha = 0$. Это дает:

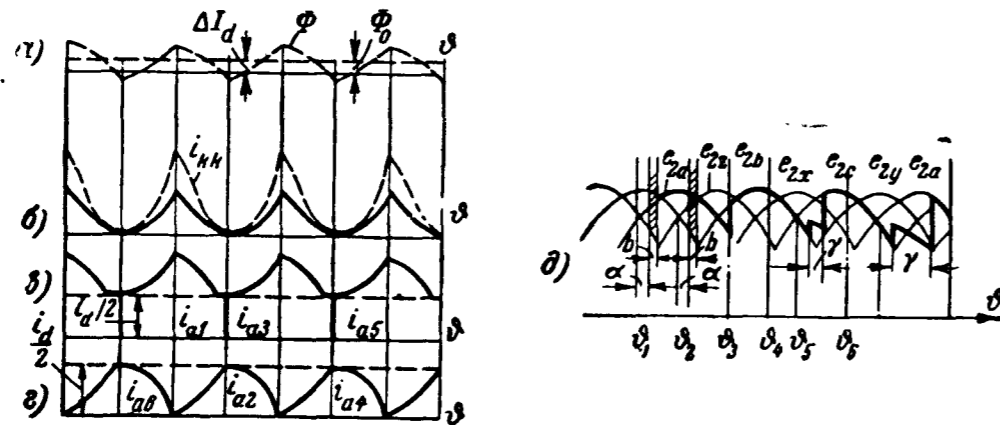
$$\frac{U_{\kappa\alpha}}{U_{\kappa 0}} = \frac{\sqrt{1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\alpha}}{\sqrt{1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}}}. \quad (4-207)$$

По (4-207) на фиг. 4-44, б построена кривая относительного возрастания действующего значения напряжения на реакторе в функции от угла запаздывания α . Эта кривая показывает, что с увеличением α до 90° действующее значение напряжения на реакторе возрастает более чем в 3 раза по сравнению с напряжением при $\alpha = 0$.

На фиг. 4-44, б, кроме кривой $U_{\kappa\alpha}$, нанесена также ее интегральная кривая, характеризующая изменение во времени

магнитного потока в сердечнике реактора. По последней может быть найдено то число витков, которое необходимо иметь в реакторе, с тем чтобы получить индуктивность его L_k такой, при которой ток намагничивания реактора ограничивается до приемлемого его значения (обычно до 0,5—1% от выпрямленного тока I_d).

Ток намагничивания может сильно возрасти и при правильно выбранной индуктивности, если в режиме работы выпрямителя имеет место несимметричное вхождение в работу трехфазных



Фиг. 4-45. Несимметричный режим уравнительного реактора.

систем. Это может быть обусловлено либо несимметричным сдвигом по фазе отпирающих импульсов, генерируемых системой сеточного управления, либо неоднотипностью пусковых характеристик вентилях разных групп. То нарушение в токо-распределении, которое может при этом возникнуть, показывают кривые, приведенные на фиг. 4-45, а—г. Кривая Φ_k на фиг. 4-45, а определяет собой изменение во времени магнитного потока в реакторе. Она перенесена с фиг. 4-44, б. В режиме симметричной работы трехфазных систем нулевая линия ее определяется пунктирной прямой. При неодинаковых углах зажигания вентилях выпрямленный ток в одной трехфазной системе становится больше, чем в другой, в связи с чем в магнитной системе реактора появляется постоянный поток намагничивания Φ_0 . На величину этого потока и сдвинута нулевая линия на диаграмме потоков на фиг. 4-45, а. В связи с появлением постоянной составляющей потока в сердечнике реактора ток намагничивания, как показывает пунктирная кривая на фиг. 4-45, б, резко возрастает. При распределении н. с. между двумя катушками реактора изменение намагничивающего тока в каждой из них соответствует сплошной кривой на фиг. 4-44, б. Так как в одной катушке реактора ток намагничивания суммируется с рабочим током $\frac{I_d}{2}$, а в другой он вычитается из рабочего

тока, то, прибавляя половину тока намагничивания к анодным токам одной группы (фиг. 4-45, в) и вычитая другую половину его из анодных токов другой группы (фиг. 4-44, з), мы находим результирующие анодные токи. Кривые этих токов, как видно из фигуры, сильно искажены и средние их значения неодинаковы в обеих трехфазных системах. Это приводит к перегрузке одних вентилях за счет других.

Кроме обеспечения симметричных сдвигов по углам запаздывания, к системе сеточного управления в рассматриваемой схеме выпрямления тока предъявляется также требование, чтобы ширина отпирающих импульсов была не менее чем 30° . При меньшей ширине возможно, как это иллюстрирует приведенная на фиг. 4-45, д диаграмма напряжения, включение в работу только одной из трехфазных систем, если угол запаздывания $\alpha < 30^\circ$. Действительно, если при включении выпрямителя в работу первый импульс напряжения подан в момент, обозначенный на диаграмме через θ_1 , то в этот момент вступает в действие только вентиль V_1 , связанный с фазой e_{2a} . Этот вентиль и фаза пропускают ток до момента θ_3 , когда открывается сеткой вентиль V_3 своей же трехфазной группы. Вентиль V_2 в момент θ_2 открытия его сеткой не вступает в работу в связи с тем, что напряжение его e_{2z} в момент θ_2 меньше, чем напряжение e_{2a} у работающей фазы. Работа только нечетной трехфазной группы продолжается до тех пор, пока возрастающий с нагрузкой угол коммутации γ не приводит к тому, что результирующее напряжение в коммутирующем ток фазах сравнивается с напряжением в очередной неработающей фазе в составе четной группы вентилях. Такой режим может наступить при больших токах I_d либо вовсе не наступит, поскольку реактор сильно насыщен проходящим через него током только одной трехфазной группы.

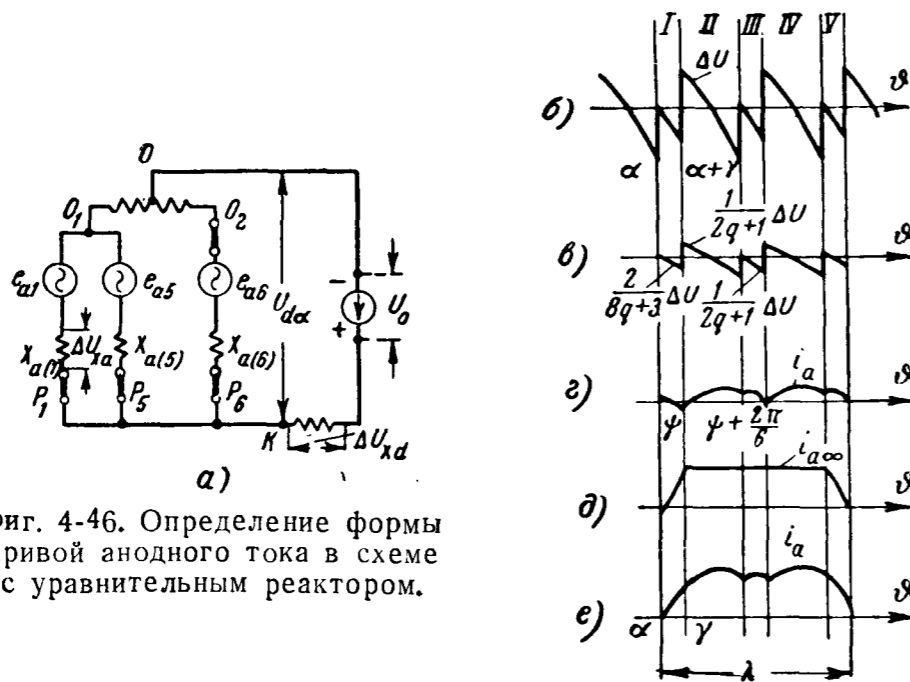
В мощных вентилях указанный предел для ширины отпирающего импульса в 30° является минимальным. По причинам, которые освещались в § 3-1, стремятся иметь ширину отпирающего импульса в рассматриваемой схеме большей, а именно равной примерно продолжительности анодного тока, т. е. 120° .

После рассмотрения нормальных условий работы схемы при $X_d = \infty$ и возможных отступлений от этих условий по причинам, зависящим от системы сеточного управления, выясним, какие изменения в форму кривых анодных токов вносит переход от $X_d = \infty$ к конечному значению X_d . Разница в величине анодного тока Δi_a может быть здесь найдена так же, как на фиг. 4-32, а, по той доле напряжения Δu_{xa} , которую воспринимает анодное сопротивление X_a от полной разности напряже-

ния Δu_x , возникающей между внутренней э. д. с. выпрямителя e_d при $X_d = \infty$ (характеризуемой жирно начерченной на фиг. 4-43, *e* кривой) и встречным напряжением U_0 . Разность напряжения Δu складывается из участков, на каждом из которых действует равенство

$$\Delta u_x = e_d - U_0. \quad (4-208)$$

Такая кривая в более крупном масштабе перенесена с фиг. 4-43, *e* на фиг. 4-46, *б*. Распределение ее по долям периода между анодным сопротивлением работающей фазы X_a



Фиг. 4-46. Определение формы кривой анодного тока в схеме с уравнивающим реактором.

и катодным сопротивлением может быть найдено при помощи схемы замещения, приведенной на фиг. 4-46, *a*. Эта схема замещает собой преобразовательный узел, в который входят: а) две анодные цепи, принадлежащие к вентилям B_1 и B_5 одной трехфазной системы; б) анодная цепь, принадлежащая вентилю B_6 в другой трехфазной системе, и в) цепь нагрузки, содержащая источник встречного напряжения U_0 и катодное сопротивление X_d .

В первый период коммутации, соответствующий участку *I*, замкнуты все три рубильника P_1 , P_5 и P_6 (заменяющие собой в схеме замещения вентили) во всех трех анодных цепях. Благодаря уравнивающему реактору через анодную цепь с сопротивлением $X_{a(6)}$ проходит переменный ток $\frac{\Delta i_d}{2}$, а по цепям с анодными сопротивлениями $X_{a(1)}$ и $X_{a(5)}$ проходят токи, рав-

ные $\frac{\Delta i_d}{4}$. В таком же соответствии находятся между собой и производные анодных токов, что позволяет написать равенство

$$\left| \frac{di_{a1}}{d\vartheta} \right| = \left| \frac{di_{a5}}{d\vartheta} \right| = \left| \frac{1}{2} \frac{di_{a6}}{d\vartheta} \right|. \quad (4-209)$$

Так как падение напряжения в параллельно связанных анодных цепях *I* и *б* равно $\frac{1}{4} \frac{d\Delta i_d}{d\vartheta} X_a$, а в анодной цепи *б* оно равно $\frac{1}{2} \frac{d\Delta i_d}{d\vartheta} X_a$, то в силу одинакового напряжения на ветвях между точками *O* и *K* левая ветвь уравнивающего реактора воспринимает напряжение, равное $\frac{\Delta i_d}{2} X_a$, а правая — напряжение, равное $\frac{\Delta i_d}{2} \cdot \frac{X_a}{2}$.

Падение напряжения в ветви $X_{a(1)}$ составляет в этом случае $\frac{1}{4} \frac{d\Delta i_d}{d\vartheta} X_a$, а общее напряжение на всех анодных ветвях с уравнивающим реактором равно $\frac{1}{4} (X_a + \frac{1}{2} X_a) \frac{d\Delta i_d}{d\vartheta} = \frac{3}{8} \frac{d\Delta i_d}{d\vartheta} X_a$. Доля напряжения, которую воспринимает ветвь $X_{a(1)}$, от полной разности напряжений $\Delta u_x = U_0 - e_2$ равна:

$$\Delta u_{xa} = \frac{\frac{1}{4} X_a}{X_d + \frac{3}{8} X_a} \cdot \Delta u_x = \frac{2}{8q + 3} \Delta u_x, \quad (4-210)$$

где

$$q = \frac{X_d}{X_a}.$$

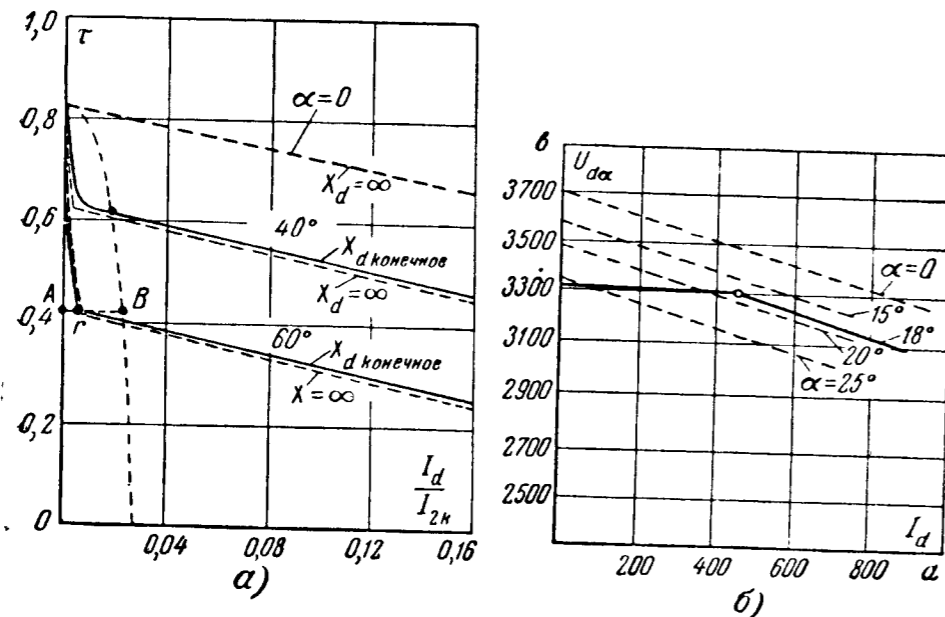
На участке *II*, соответствующем внекоммутационному периоду для вентилях B_1 и B_6 , доля напряжения, воспринимаемая $X_{a(1)}$ и $X_{a(6)}$, равна:

$$\Delta u_{xa} = \frac{\frac{1}{2} X_a}{X_d + \frac{1}{2} X_a} \Delta u_x = \frac{1}{2q + 1} \Delta u_x. \quad (4-211)$$

На участке *III* эта доля на $X_{a(1)}$ равна напряжению, воспринимаемому $X_{a(6)}$ в первый период коммутации. Ей соответствует равенство

$$\Delta u_{xa} = \frac{\frac{1}{2} X_a}{X_d + \frac{3}{8} X_a} \Delta u_x = \frac{4}{8q + 3} \Delta u_x. \quad (4-212)$$

На участке IV напряжение на $X_{a(1)}$ то же, что и на участке II , а на участке V то же, что и на участке I . По уравнениям (4-210) и (4-212) построена на фиг. 4-46,в кривая напряжения Δu_{xa} на всех пяти участках. Интегрируя эту кривую (графически либо аналитически), мы находим кривую тока Δi_a , построенную на фиг. 4-46,г. Она строится в том же масштабе, что и кривая тока $i_{a\infty}$ (фиг. 4-46,д), также связанная с раз-



Фиг. 4-47. Внешние характеристики выпрямителя с уравнительным реактором.

ностью напряжений e_{2a} и e_{2b} через свои коммутационные участки.

Суммируя составляющие тока Δi_a и $i_{a\infty}$, мы получаем (фиг. 4-46,е) полную кривую анодного тока i_a , соответствующую конечному значению X_d .

Внешние характеристики схемы с уравнительным реактором имеют много общего с характеристиками трехфазной мостовой схемы. Эта общность базируется на том, что в первой схеме две трехфазные системы включены как бы параллельно, в то время как во второй схеме они включены как бы последовательно, поскольку выпрямленный ток проходит через две вторичные фазы. Но здесь есть и свои отличия. Так, внешние характеристики, построенные для схемы с уравнительным реактором на фиг. 4-47,а по тому же методу, что и характеристики на фиг. 4-41,а для мостовой схемы, отличаются между собой шкалами напряжений и токов на осях координат. В схеме с уравнительным реактором напряжения в 2 раза меньше, а токи в 2 раза больше, чем в мостовой схеме. Это

объясняется тем, что амплитуды усредненных синусоид напряжений в первой схеме равны $\frac{\sqrt{6}}{2}E_2$, в то время как во второй схеме они равны $\sqrt{6}E_2$. Выпрямленный ток I_d в первой схеме удваивается по отношению к трехфазной системе, в то время как в мостовой схеме он остается таким, какой дает одна трехфазная система.

Соответственно изменению шкалы напряжений и токов меняются и численные значения коэффициентов A и B , определяющих собой согласно (4-150) и (4-151) оси эллипса. По последнему устанавливается граница перехода от прерывистого режима к непрерывному при $X_d=0$. Численное значение A равно в этом случае 0,03, а $B=0,83$. Участок характеристики, относящийся к режиму прерывистого тока при $X_d=0$, может быть при учете сказанного получен из (4-190) при увеличении тока в 2 раза и исключения из знаменателя первого слагаемого, заключенного в фигурные скобки, коэффициента 2, поскольку численное значение τ , входящего в это слагаемое, в схеме с реактором в 2 раза меньше. Это дает [Л. 3]:

$$\frac{I_d}{I_{2k}} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \left\{ \frac{\tau}{\sqrt{3}} (\lambda^*)^2 - \lambda^* \sin\left(\psi + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\psi + \frac{\pi}{6} + \lambda^*\right) + \cos\left(\psi + \frac{\pi}{6}\right) \right\}. \quad (4-213)$$

Здесь λ^* , так же как в (4-190), определяет собой продолжительность одного импульса анодного тока, который, пока ток в трехфазных системах прерывист, состоит из двух импульсов (как на фиг. 4-40,в и г) с продолжительностью каждого из них меньше чем 60° . Только при начально-непрерывном токе оба импульса тока сливаются в один с общей продолжительностью, равной $\frac{2\pi}{6}$.

В ином отношении делится в рассматриваемой схеме и отрезок AB на фиг. 4-47,а при определении точки перехода r от прерывистого режима к непрерывному при конечном значении X_d . Здесь эта точка определяется из отношения

$$\frac{\bar{Ar}}{\bar{AB}} = \frac{X_a}{X_a + 2X_d}, \quad (4-214)$$

поскольку через катодный реактор проходит здесь двойной ток по сравнению с током, пропускаемым анодным сопротивлением X_a . Точка r на фиг. 4-47,а расположена здесь ближе к оси ординат, чем на фиг. 4-41,а.

Отличие внешних характеристик рассматриваемой схемы при $X_d = \infty$ (пунктирные прямые на фиг. 4-47,а) в том, что так же, как у неуправляемого выпрямителя, пологий прямолинейный участок характеристики при снижении тока ниже критического переходит здесь в круто возрастающий. Величина пика напряжения, а также критического тока, при котором пик напряжения переходит в пологий участок характеристики, меняется вместе с углом α . Величина пика определяется средним значением напряжения шестифазного управляемого выпрямителя:

$$E_{d\alpha} = E_{d0} \cos \alpha = 1,35E_2 \cos \alpha. \quad (4-215)$$

Рост с углом α критического тока можно определить по увеличению намагничивающего тока, который равен половине от $I_{d \text{ крит}}$, а рост намагничивающего тока — по увеличению первой гармонической напряжения на реакторе.

Разложение этой кривой, получаемой из (4-203) и (4-205), в тригонометрический ряд приводит к действующему значению первой гармонической, даваемому равенством

$$U_{1 \text{ кк}} = \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} E_2 \sqrt{1 + 8 \sin^2 \alpha}. \quad (4-216)$$

Пренебрегая при $\alpha > 30^\circ$ единицей под радикалом, мы приходим к приближенной зависимости

$$U_{1 \text{ кк}} \approx 0,6E_2 \sin \alpha. \quad (4-217)$$

Пропорциональность $\sin \alpha$ сохраняют и ток намагничивания, и критический ток. Поэтому можно записать, что:

$$I_{d \text{ крит}} \equiv \frac{E_2}{\omega L_k} \sin \alpha. \quad (4-218)$$

При правильно выбранном значении L_k и не очень малых значениях X_d критический ток в управляемом выпрямителе, даже при больших значениях угла α , не выходит за границы выпрямленного тока I_{dr} , при котором прерывистый режим переходит в непрерывный при конечном значении X_d .

При работе управляемых выпрямителей, питающих электропривод либо тяговые сети, нередко встает вопрос об искусственном изменении внешней характеристики выпрямителя, с тем чтобы ее конфигурация удовлетворяла определенному наперед заданному начертанию. Такая задача решается путем программного изменения угла запаздывания α по мере роста тока нагрузки.

Пример искусственной характеристики (называемой также компаундной) иллюстрирует нанесенная сплошной линией на

фиг. 4-47,б. Характеристика состоит здесь из пологого начального участка и наклонного последующего. Пологий начальный участок, соответствующий нарастанию тока от нуля до $I_d = 450 \text{ а}$ достигнут изменением угла запаздывания от $\alpha = 25^\circ$ при холостом ходе до $\alpha = 18^\circ$, когда ток I_d достигает значения 450 а. Такое изменение угла α производится автоматически путем электрической связи системы управления с измерительным органом, напряжение на котором изменяется пропорционально входному либо выходному току выпрямителя.

При другом коэффициенте связи между I_d и α внешней характеристике выпрямителя может быть придана и другая необходимая для данной установки конфигурация.

4-12. ГАРМОНИЧЕСКИЕ В КРИВЫХ ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ПЕРВИЧНОГО ТОКА

Анализ общих закономерностей, касающихся не единичных управляемых схем выпрямления тока, а совокупности важнейших из них, мы начнем с рассмотрения состава гармонических в кривой выпрямленного напряжения. Кривые выпрямленного напряжения управляемых выпрямителей в режиме холостого хода вместе с входящими в их состав основными гармоническими при трех значениях m ($m = 2, 3$ и 6) и угле запаздывания $\alpha = 45^\circ$ приведены на фиг. 4-48,а, б и в. Так как период повторяемости в кривой выпрямленного напряжения здесь остается таким же, как и у неуправляемых выпрямителей, то и порядок гармонических здесь сохраняется, а именно он подчинен равенству

$$n = km, \quad (4-219)$$

в котором k — кратность гармонической по отношению к числу фаз;

n — порядок гармонической по отношению к основной частоте.

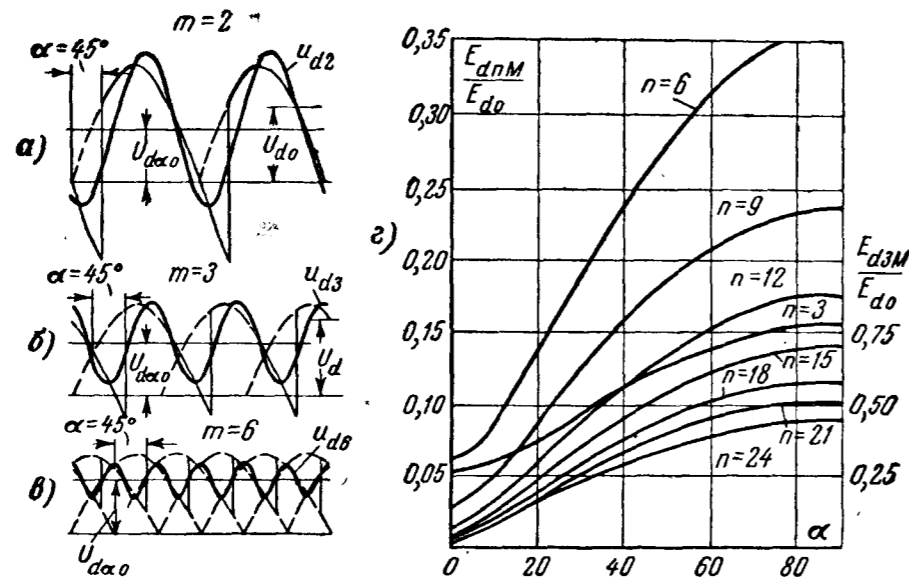
Численные значения амплитуд гармонических находятся, как обычно, путем разложения в тригонометрический ряд кривой u_d . При u_d , соответствующем начально-непрерывному току, или, что то же, холостому ходу выпрямителя, общее выражение для амплитуды гармонической n -го порядка мы получаем из интеграла

$$\begin{aligned} E'_{dnm} &= \sqrt{2} E_2 \frac{m}{\pi} \int_0^{2\pi/m} \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) \sin km\vartheta d\vartheta = \\ &= \sqrt{2} E_2 \frac{m}{\pi} \cdot \frac{2km}{k^2m^2 - 1} \sin \frac{\pi}{m} \sin \alpha. \end{aligned} \quad (4-220)$$

Здесь пределы интегрирования относятся к одному периоду повторяемости $\frac{2\pi}{m}$.

Амплитуда n -ной гармонической косинусного ряда соответственно равна:

$$E''_{dnm} = V\sqrt{2} E_2 \frac{m}{\pi} \int_0^{2\pi/m} \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) \cos km\vartheta d\vartheta = \\ = -V\sqrt{2} E_2 \frac{m}{\pi} \cdot \frac{2}{k^2 m^2 - 1} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha. \quad (4-221)$$



Фиг. 4-48. Гармонические выпрямленного напряжения m -фазных управляемых выпрямителей.

Амплитуда полной гармонической n -го порядка в этом случае составляет:

$$E_{dnm} = \frac{2}{k^2 m^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 m^2 \operatorname{tg}^2 \alpha} E_{da0}. \quad (4-222)$$

Относя действующие значения гармонических к среднему значению выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя E_{d0} и вычисляя это отношение в процентах, мы получаем:

$$\frac{E_{dnm}}{E_{d0}} 100\% = \frac{V\sqrt{2}}{k^2 m^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 m^2 \operatorname{tg}^2 \alpha} \frac{E_{da0}}{E_{d0}} 100\%. \quad (4-223)$$

По (4-223) построены на фиг. 4-48, z кривые, определяющие относительные значения амплитуд гармонических первых восьми порядков, присутствующих в трехфазных схемах выпрямления тока. Кривые порядка $n=6, 12, 18$ и 24 определяют одновременно и амплитуды гармонических, входящих в кривую выпрямленного напряжения шестифазных выпрями-

телей. Шкала значений у гармонических третьего порядка не совпадает здесь с общей шкалой и потому нанесена отдельно на фигуре справа.

С появлением в режиме непрерывного тока коммутационных участков происходит дальнейшее изменение амплитуд гармонических. Их значения мы получаем, интегрируя, как и раньше в (4-219), кривую выпрямленного напряжения по периоду повторяемости, в который сейчас входят внекоммутационный и коммутационный участки. Для амплитуды общего члена синусного ряда это дает [Л. 40]:

$$E'_{dnm} = \frac{E_{d0}}{2} \cos \pi m \left[\frac{\sin (km+1)(\alpha+\gamma) + \sin (km+1)\alpha}{km+1} - \frac{\sin (km-1)(\alpha+\gamma) + \sin (km-1)\alpha}{km-1} \right]. \quad (4-224)$$

Для амплитуды косинусного ряда мы получаем:

$$E''_{dnm} = \frac{E_{d0}}{2} \cos \pi m \left[\frac{\cos (km+1)(\alpha+\gamma) + \cos (km+1)\alpha}{km+1} - \frac{\cos (km-1)(\alpha+\gamma) + \cos (km-1)\alpha}{km-1} \right]. \quad (4-225)$$

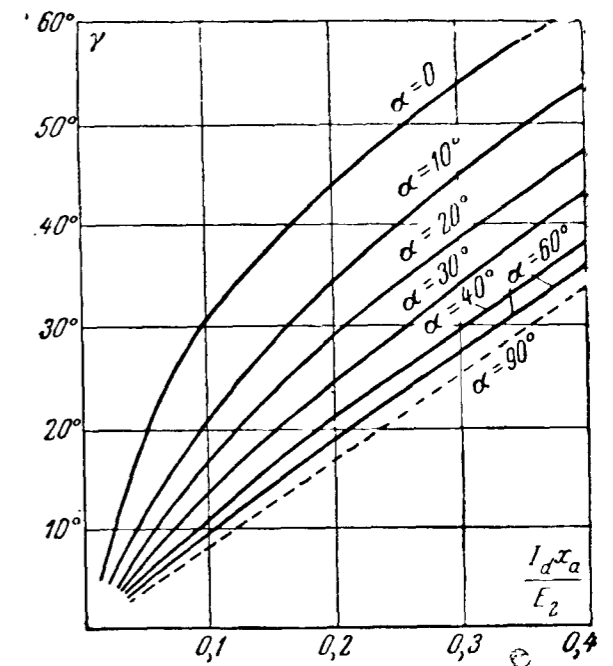
Амплитуда полной гармонической n -ного порядка находится из равенства

$$E_{dnm} = \sqrt{E_{dnm}'^2 + E_{dnm}''^2}. \quad (4-226)$$

Входящий в качестве аргумента в (4-224) и (4-225) угол коммутации γ может быть вычислен по (4-108). Так как в нее, кроме I_d , входят еще X_a и E_2 , то зависимость удобно обобщить на составной параметр:

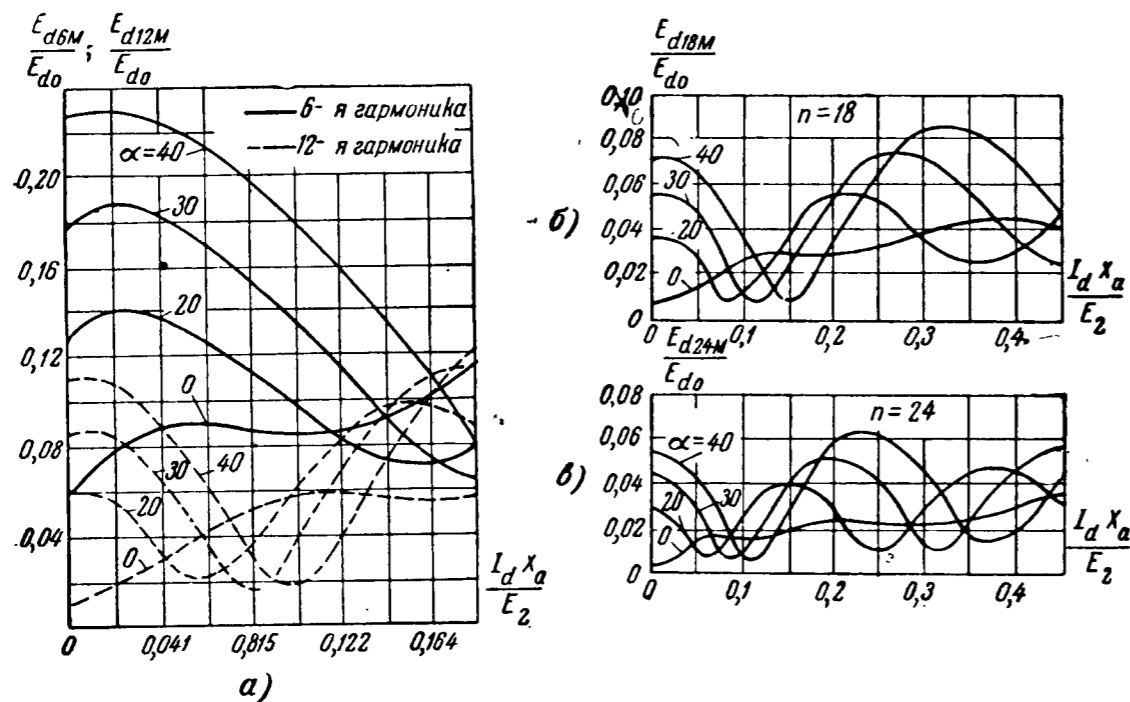
$$X_* = \frac{I_d X_a}{E_2}, \quad (4-227)$$

называемый коэффициентом реактивности преобразовательной схемы. Вычисленные по (4-108) значения углов γ в функции от коэффициента реактивности для схем с числом вторичных фаз $m=3$ и шестифазных схем, работающих в двойном



Фиг. 4-49. Зависимость угла коммутации от коэффициента реактивности.

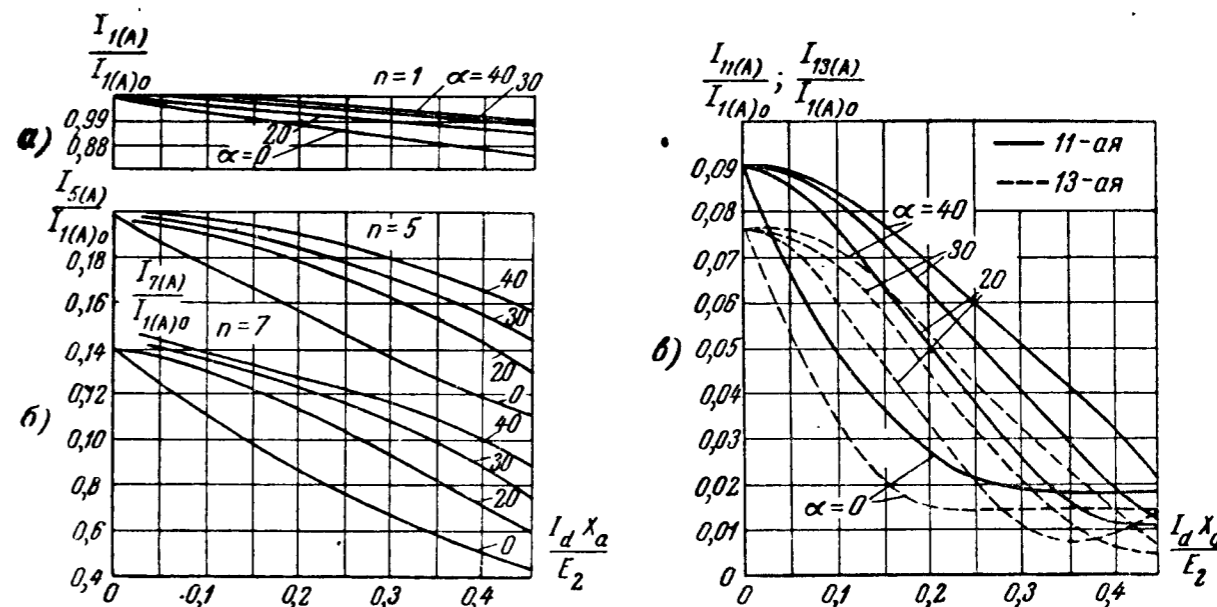
трехфазном режиме, представлены семейством кривых на фиг. 4-49. Здесь угол запаздывания α входит в качестве параметра. По известным теперь значениям γ вычислены при помощи (4-224)—(4-227) относительные значения амплитуд первых четырех гармонических, входящих в кривую выпрямленного напряжения, и по ним построены на фиг. 4-50, а, б и в кривые, определяющие их зависимость от коэффициента реактивности X_d . В ходе этих кривых обращает на себя внимание то обстоятельство,



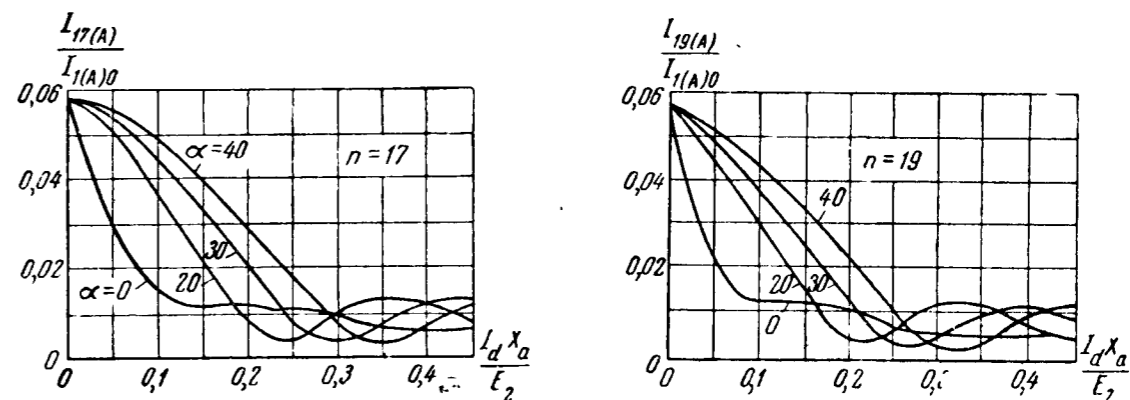
Фиг. 4-50. Зависимость изменения величин гармонических выпрямленного напряжения от коэффициента реактивности.

что с ростом угла коммутации величины гармонических в кривой выпрямленного напряжения меняются в основном монотонно только у гармонических более низкого порядка, а у гармонических более высокого порядка их изменение приближается к синусоидальному.

Гармонические, входящие в кривую первичного тока, также зависят от угла коммутации γ , а следовательно, и от угла запаздывания α . В общем виде эту зависимость выражает при $X_d = \infty$ (2-193). В нее входят универсальные функции $K(\gamma)$ и $L(\gamma)$, значения которых дают кривые, приведенные на фиг. 2-36, а—г. Влияние угла запаздывания α сказывается здесь через множитель косинуса, входящий во второе слагаемое под знаком радикала (2-193). Пересчитывая через угол γ при помощи семейства кривых на фиг. 4-49 функции $K(\gamma)$ и $L(\gamma)$ в зависимости от коэффициента реактивности и заменяя



Фиг. 4-51. Зависимость изменения величин 5; 7; 11 и 13-й гармонических первичного тока от коэффициента реактивности.



Фиг. 4-52. Зависимость изменения величин 17 и 19-й гармонических первичного тока от коэффициента реактивности.

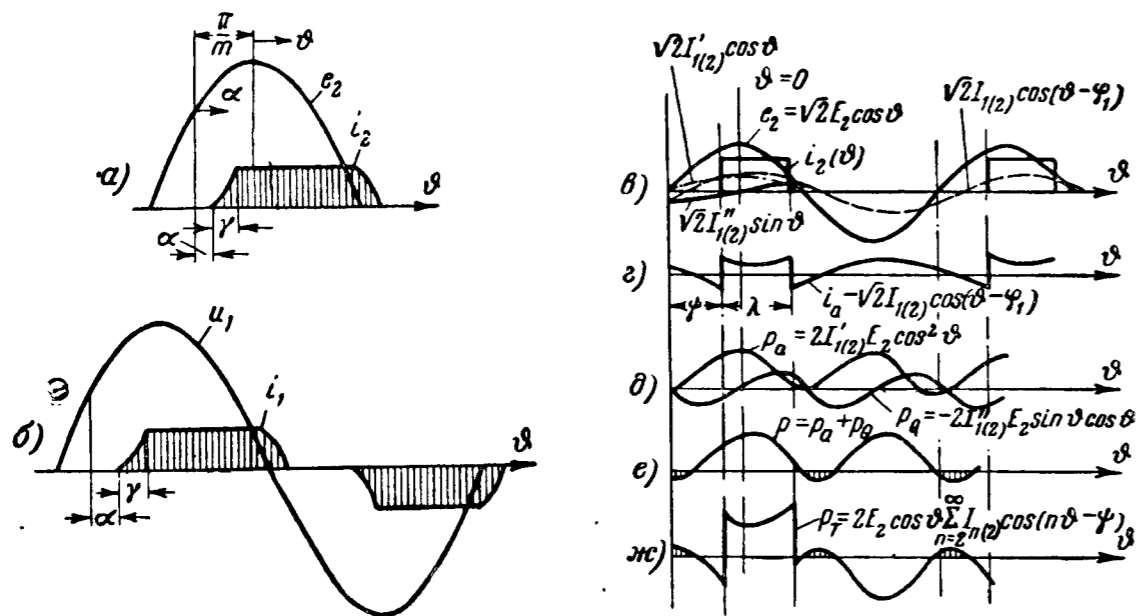
базовый ток, введенный в (2-193), на амплитуду основной гармонической первичного тока, мы приходим к семейству кривых, приведенных на фиг. 4-51, а, б и в и 4-52. Здесь также монотонное изменение кривых у гармонических более низкого порядка уступает место синусоидальному их изменению, когда порядок гармонических достигает $n=11$ и превышает его.

4-13. КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ. РАСЧЕТНАЯ МОЩНОСТЬ ТРАНСФОРМАТОРА

Еще во вступительном параграфе к настоящей главе обращалось внимание на существенное влияние, оказываемое сеточным управлением на энергетический режим работы выпрямителя. Это влияние заключается прежде всего в сильном возрастании потребляе-

мой выпрямителем из сети переменного тока реактивной мощности, что ведет к ухудшению коэффициентов сдвига и мощности, а также к повышению расчетной (типовой) мощности трансформатора.

До перехода к рассмотрению количественных закономерностей, характеризующих указанные выше связи, мы остановимся предварительно на качественной характеристике процесса, вскрывающего связь между изменением реактивной и других составляющих



Фиг. 4-53. Разложение мощности, переносимой анодным током на составляющие.

мощности в цепи, вызываемым не наличием реактивных потребителей мощности, а вынужденно создаваемым сдвигом между током и напряжением в цепи. Такое рассмотрение мы начнем с вторичных цепей трансформатора, поскольку здесь в первую очередь создаются условия для прохождения по преобразовательным цепям основных потоков мощности. Появление значительных потоков реактивной мощности во вторичных цепях схемы преобразования является несколько необычным не только потому, что через эти цепи проходят однонаправленные (в схемах с нулевым выводом) токи, но также и в связи с тем, что здесь, кроме небольших магнитных полей рассеяния, нет других накопителей энергии (индуктивных либо емкостных), с которыми связаны наши представления о реактивной мощности в цепях чисто переменного тока.

Для того чтобы выяснить поэтому, какие энергетические соотношения возникают во вторичных цепях, выделим из кривой вторичного (анодного) тока $i_2(\vartheta)$, нанесенной на фиг. 4-53,в

в упрощенном виде (без коммутационных участков и пульсаций) в виде прямоугольника, ее основную гармоническую

$$i_{1(2)} = \sqrt{2} I_{1(2)} \cos(\vartheta - \psi_1), \quad (4-228)$$

и разложим последнюю на две ее составляющие:

1) активную

$$i'_{1(2)} = \sqrt{2} I'_{1(2)} \cos \vartheta, \quad (4-229)$$

совпадающую с синусоидой вторичного напряжения $e_2 = \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta$, и

2) реактивную

$$i''_{1(2)} = \sqrt{2} I''_{1(2)} \sin \vartheta, \quad (4-230)$$

сдвинутую по отношению к ней на 90° .

Кривая тока, оставшаяся после выделения из $i_2(\vartheta)$ ее основной гармонической, определяет собой сумму всех высших гармонических или ток искажения:

$$\begin{aligned} \Sigma i_{n(2)} &= i_2 - \sqrt{2} I_{1(2)} \cos(\vartheta - \psi_1) = \\ &= \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_{n(2)} \cos(n\vartheta - \psi_n). \end{aligned} \quad (4-231)$$

Она перенесена на фиг. 4-53,з.

Умножая ординаты кривых $i'_{1(2)}$ и $i''_{1(2)}$ на ординаты синусоиды вторичного напряжения e_2 , мы получаем кривые активной p_a и реактивной p_q мощностей во вторичной обмотке (кривые на фиг. 4-53,д), а умножая ординаты кривой тока искажения $\Sigma i_{n(2)}$ на ординаты синусоиды e_2 , мы получаем приведенную на фиг. 4-53,ж кривую, определяющую собой мощность искажения p_T .

Мгновенные значения активной мощности p_a пульсируют, как и в любой однофазной цепи переменного тока, от нуля до максимума, а изменение во времени реактивной мощности характеризуется симметрично расположенной к оси времени синусоидой. Суммируя мгновенные значения активной и реактивной мощностей, мы получаем кривую результирующей мощности $p_a + p_q$, приведенную на фиг. 4-53,е. Сопоставляя кривые на фиг. 4-53,е и ж, мы видим, что в рабочую часть периода λ сумма мгновенных значений активной p_a и реактивной p_q мощностей имеет тот же знак, что и мощность искажения, а в нерабочую часть периода знаки у них противоположны. Это значит, что в период прохождения тока по вторичной цепи фактическая мощность, входящая в эту цепь, содержит все три составляющие: активную,

реактивную и мощность искажения. В периоды отсутствия тока внешнего притока мощности нет и мгновенные мощности всех трех составляющих (рассматриваемые как непрерывно существующие) взаимно компенсируются. Это может быть истолковано как расходование реактивной мощности либо мощности искажения на две другие составляющие. Такое представление о балансе мощностей расширяет рамки наших представлений о реактивной мощности как одной из составляющих полной мощности. Реактивная мощность может появиться в цепи не только тогда, когда есть накопители энергии, но и тогда, когда кривая тока благодаря внешнему либо внутреннему воздействию (механические переключатели либо электрические вентили) смещается во времени по отношению к кривой напряжения. В последнем случае одновременно с реактивной мощностью появляется и мощность искажения. Это и имеет место при регулировании момента зажигания, а тем самым и времени прохождения тока по цепи при сеточном управлении.

Переходя к количественному определению отдельных составляющих мощности, мы активную мощность P_a , потребляемую выпрямителем, будем находить по отдаваемой выпрямителем полезной мощности в цепь нагрузки с добавлением мощности, теряемой в вентиллях и трансформаторе. Этому соответствует равенство:

$$P_a = P_d + \Delta P_{dT}, \quad (4-232)$$

где ΔP_{dT} — потери мощности в вентиллях и трансформаторе.

При хорошо сглаженной кривой выпрямленного тока мощность, отдаваемая выпрямителем в цепь постоянного тока, может быть на основании (4-133) записана в следующем виде:

$$P_d = U_{d\alpha} I_d = E_{d\alpha 0} I_d \cdot \frac{1}{2} [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)]. \quad (4-233)$$

Реактивная мощность во всех m_2 фазах вторичной обмотки равна:

$$Q_2 = m_2 E_2 I_{12}'', \quad (4-234)$$

где I_{12}'' — действующее значение реактивной составляющей основной гармонической тока.

При учете в кривой вторичного тока ее коммутационных участков (фиг. 4-53, а) действующее значение реактивной составляющей вторичного тока (при отсчете угла α от точки естественного зажигания) определяется из равенства

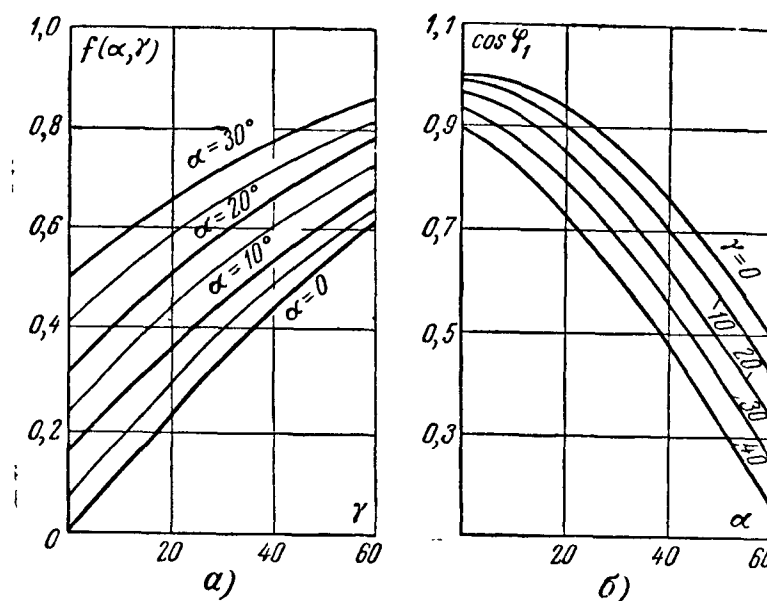
$$I_{12}'' = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\alpha}^{\alpha + \frac{2\pi}{m} + \gamma} i_2 \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{m} \right) d\vartheta. \quad (4-235)$$

Разбивая интеграл на три соответственно трем участкам в кривой вторичного тока и принимая во внимание установленные при помощи (4-110) и (4-112) закономерности изменения тока на первом и третьем участках, имеем:

$$I_{12}'' = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} I_d \left\{ \int_{\alpha}^{\alpha + \gamma} F(\vartheta, \alpha) \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{m} \right) d\vartheta + \int_{\alpha + \frac{2\pi}{m}}^{\alpha + \frac{2\pi}{m} + \gamma} \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{m} \right) d\vartheta + \int_{\alpha + \frac{2\pi}{m}}^{\alpha + \frac{2\pi}{m} + \gamma} [1 + F(\vartheta, \alpha)] d\vartheta \right\} = \sqrt{2} I_d \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} f(\gamma, \alpha). \quad (4-236)$$

Введенный в (4-236) множитель

$$f(\gamma, \alpha) = \frac{2\gamma + 2 \sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \gamma)}{4 [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)]} \quad (4-237)$$



Фиг. 4-54. Характеристики коэффициента сдвига.

представляет собой также универсальную (не зависящую от числа фаз) функцию от углов γ и α . Ее значения представлены семейством кривых на фиг. 4-54, а.

Подставляя значение I_{12}'' из (4-236) в (4-234), мы находим реактивную мощность на вторичной стороне трансформатора:

$$Q_2 = \sqrt{2} E_2 I_d \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} f(\gamma, \alpha) = E_{d0} I_d f(\gamma, \alpha). \quad (4-238)$$

Мощность на первичной стороне Q_1 отличается от вторичной лишь на мощность намагничивания Q_0 , которая равна:

$$Q_0 = 3U_1 I_{1A} x. \quad (4-239)$$

Здесь x определяет собой долю, составляемую током намагничивания от действующего значения первичного тока I_{1A} при прямоугольно-ступенчатой форме его кривой.

Заменяя в (4-239) U_1 через E_2 и E_{d0} при помощи (2-3) и I_{1A} через I_d при помощи (2-160), мы находим:

$$Q_0 = E_{d0} I_d \frac{x}{\frac{\pi}{m} \sin \frac{\pi}{m}}. \quad (4-240)$$

Обозначая часто встречающееся произведение в знаменателе через

$$v_0 = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \quad (4-241)$$

и суммируя (4-238) и (4-239), находим, что результирующая реактивная мощность первичной обмотки трансформатора равна:

$$Q_1 = Q_2 + Q_0 = E_{d0} I_d \left[f(\gamma, \alpha) + \frac{x}{v_0} \right]. \quad (4-242)$$

В тех случаях, когда мощностью холостого хода за ее малостью можно пренебречь и ограничиться получением приближенной величины коэффициента сдвига, то его можно найти как косинус результирующего угла сдвига оси симметрии кривой тока по отношению к амплитуде напряжения, который при учете коммутации по косинусоидальному закону равен:

$$\varphi_1 \approx \alpha + \frac{2}{3} \gamma, \quad (4-243)$$

а при учете коммутации по линейному закону равен:

$$\varphi_1 \approx \alpha + \frac{\gamma}{2}. \quad (4-243a)$$

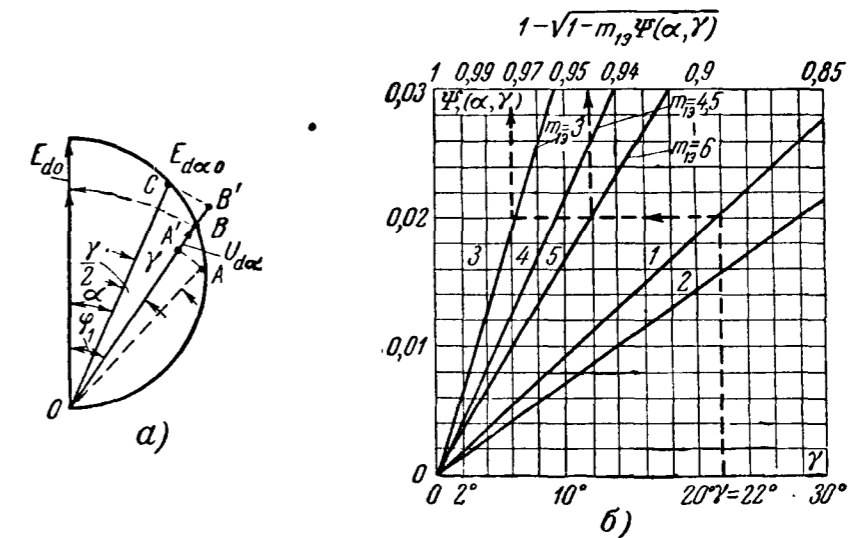
По (4-243a) построено семейство кривых коэффициента сдвига на фиг. 4-54, б при угле γ как параметре. Оно наглядно показывает, как сильно уменьшается коэффициент сдвига, а следовательно, и коэффициент мощности с ростом угла запаздывания.

Необходимый еще для подсчета коэффициента мощности коэффициент искажения может быть найден, так же как у неуправляемого выпрямителя, по (2-199) с введением под знак суммы тех гармонических, которые дают кривые, построенные на фиг. 4-51 и 4-52. По коэффициентам сдвига и искажения коэффициент мощности подсчитывается по (2-197).

Наглядную иллюстрацию изменения напряжений и коэффициента сдвига в процессе повышения тока нагрузки в управляемом сетками выпрямителе можно получить, воспользовавшись предложенным Г. А. Ривкиным [Л. 6] методом учета

их по круговым диаграммам. Строятся такие диаграммы по тому же принципу, что и для цепей переменного тока. Вариант одной из таких диаграмм приведен на фиг. 4-55, а. Диаметр окружности здесь служит пропорциональным напряжению холостого хода неуправляемого выпрямителя E_{d0} . Хорда OC , проведенная под углом, равным углу запаздывания α , равна в этом случае напряжению холостого хода E_{da0} , так как

$$E_{da0} = E_{d0} \cos \alpha. \quad (4-244)$$



Фиг. 4-55. Круговая диаграмма (а) и изменение действующего значения первичного тока в зависимости от коммутации (б).

Хорда \overline{OB} , проведенная под углом $\alpha + \frac{\gamma}{2} = \varphi_1$ к диаметру, соответствует напряжению U_{da} при нагрузке, поскольку согласно (4-168)

$$U_{da} = E_{d0} \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2} \approx E_{d0} \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right). \quad (4-245)$$

Отрезок $\overline{BB'}$ определяет падение напряжения, обусловленное сеточным управлением, а отрезок $\overline{BA'}$ — среднее значение падения напряжения, обусловленное изменением мгновенных значений напряжения в период коммутации. По относительной доле, которую составляет отрезок \overline{OB} (совмещенный с диаметром) от длины этого диаметра, можно судить о коэффициенте сдвига в схеме.

Пользуясь приведенной диаграммой, можно при заданном напряжении холостого хода найти интересующие нас значения выходного напряжения U_{da} , падения напряжения в выпрями-

теле, а также коэффициент сдвига для любых значений углов α и γ .

Выяснив основные энергетические соотношения в схеме управляемого выпрямителя, мы можем перейти сейчас к установлению расчетной (типовой) мощности, которой должен обладать трансформатор, питающий такой выпрямитель. Такую мощность принято определять как среднеарифметическую из кажущихся мощностей первичной и вторичной обмоток. Последние могут быть найдены либо суммированием в квадратуре отдельных составляющих мощности, проходящих через эти обмотки, либо можно определять эти мощности по произведению действующих значений э. д. с., наводимых в обмотках, на действующие значения токов, используя для этого формулы, аналогичные выведенным (2-172) и (2-173) для неуправляемых выпрямителей. Разница во вводимых в названные формулы величинах будет заключаться в других коэффициентах, связывающих переменные напряжения с выпрямленным, а также в несколько иных действующих значениях вторичных и первичных токов, если учитывать влияние на них коммутационных участков. Влияние таких участков может быть найдено по (2-166) и (2-171) при подстановке в них вместо $\Psi(\gamma)$ другой функции $\Psi(\alpha, \gamma)$, а именно:

$$\Psi(\alpha, \gamma) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left[\frac{\cos \alpha - \cos \vartheta}{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)} - \left(\frac{\cos \alpha - \cos \vartheta}{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)} \right)^2 \right] d\vartheta, \quad (4-246)$$

получаемой при вычислении действующих значений токов по (4-110) и (4-112).

Численные значения приведенного интеграла представлены в функции от угла коммутации γ при двух значениях угла α кривыми на фиг. 4-55, б. Кривая 1 относится к $\alpha = 0$, а кривая 2 — к $\alpha = 30^\circ$.

В связи с малым изменением численных значений поправочной функции $\Psi(\alpha, \gamma)$ при углах α , превышающих 30° , можно, не допуская заметной погрешности, пользоваться кривой 2 и при углах запаздывания вплоть до 90° .

Если вместо косинусоидального изменения токов в период коммутации принять линейное их изменение (что достаточно близко к действительности, так как фактическое изменение токов зависит еще от активных сопротивлений обмоток, нами до сих пор не учитывавшихся), то кривой 2 можно пользоваться при вычислении функции $\Psi(\alpha, \gamma)$ в полном диапазоне изменений угла запаздывания от нуля до 90° .

Кроме кривых $\Psi(\alpha, \gamma)$, на фиг. 4-55, б нанесены также кривые 3, 4 и 5 (с масштабной шкалой на верхней горизонтали), определяющие собой результирующий поправочный коэффи-

циент $1 - \sqrt{1 - m_{1\beta} \Psi(\alpha, \gamma)}$ к действующим значениям первичного и вторичного токов. Множитель у второго слагаемого под радикалом $m_{1\beta}$ равен числу вторичных фаз при подсчете согласно (2-166) действующих значений токов во вторичных обмотках, и он равен $2m \sin^2 \frac{\pi}{m}$ при подсчете согласно (2-171)

токов в первичных обмотках трансформатора. Приведенная кривая 3, относящаяся к $m_{1\beta} = 3$, дает в этом случае возможность найти результирующую поправку к действующим значениям вторичных токов в схемах трехфазного выпрямления тока и к действующим значениям первичных токов в схемах шестифазного выпрямления. Кривая 4 с $m_{1\beta} = 4,5$ позволяет учесть поправку в первичном токе в схемах трехфазного выпрямления тока, а кривая 5 с $m_{1\beta} = 6$ — учесть поправку к вторичному току в схемах шестифазного выпрямления тока.

Для того чтобы определить по углу коммутации γ численное значение поправочного коэффициента, вначале находят, как это в качестве примера показано для одного из режимов на фиг. 4-55, б стрелками, функцию $\Psi(\alpha, \gamma)$, а по ней, проведя горизонтальный отрезок до пересечения с кривой

$$1 - \sqrt{1 - m_{1\beta} \Psi(\alpha, \gamma)},$$

определяют значение поправочного коэффициента. Так, в рассмотренном примере углу $\gamma = 22^\circ$ соответствует поправочный коэффициент в первичном токе в схеме шестифазного выпрямления 0,97, а во вторичном токе 0,94.

В связи с относительно малым значением поправки при расчете трансформаторов не очень большой мощности ею обычно пренебрегают.

4-14. УЛУЧШЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ В УПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЯХ

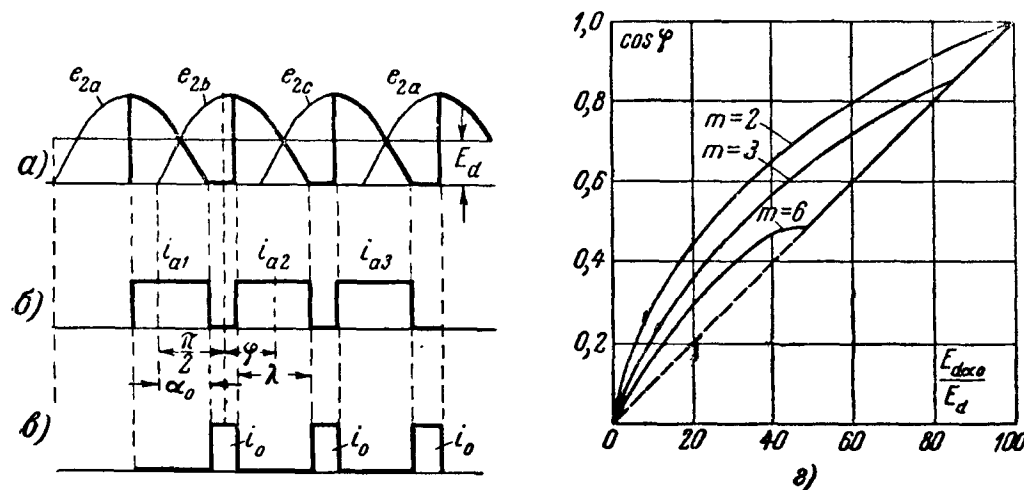
Сильное снижение коэффициента мощности при больших углах запаздывания (при глубоком регулировании напряжения) выдвинуло проблему отыскания способов улучшения коэффициента мощности у выпрямителей, управляемых сетками.

Несмотря на большое число вариантов предложенных схем по улучшению коэффициента мощности, широкого применения такие схемы пока не получили, что объясняется либо присущими им отдельными недостатками, либо недостаточно высокими технико-экономическими показателями. Мы рассмотрим здесь те из основных схем, которые ближе других соответствуют своему практическому назначению.

а) Схемы с нулевым и дополнительными анодами

Со схемами выпрямления однофазного тока, выполняемыми с нулевым (фиг. 4-14,а) и дополнительными анодами (фиг. 4-15,а) в целях повышения коэффициента мощности, мы уже познакомились в § 4-4. Здесь нам остается рассмотреть степень такого улучшения.

Для того чтобы оценить эффективность действия нулевого вентиля в отношении коэффициента мощности в схемах с различным числом фаз, мы запишем аналитические выражения для числа фаз m , несмотря на то, что диаграммы напряжения и тока



Фиг. 4-56. Работа управляемого трехфазного выпрямителя с нулевым анодом.

построены на фиг. 4-56,а для трехфазной системы. Из сопоставления диаграмм напряжения и тока на фиг. 4-56,а и б мы видим, что угол сдвига по фазе между максимумом напряжения E_{da0} и осью симметрии у кривой анодного тока в фазовом вентиле в общем случае, так же как и при $m=2$, соответствует (4-50). Поэтому полученное нами выражение (4-51) для коэффициента сдвига относится не только к двухфазной схеме выпрямления однофазного тока (фиг. 4-14,а), но и к схеме с другим числом фаз m . Среднее значение выпрямленного напряжения E_{da0} при числе фаз m мы получим, если верхний предел в интеграле (4-52) возьмем равным не $\frac{2\pi}{2} = \pi$, а $\frac{2\pi}{m}$. Это дает:

$$E_{da0} = \frac{\sqrt{2} E_2}{2\pi/m} (1 + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi/m} \cos^2 \frac{\alpha}{2}. \quad (4-247)$$

Подставляя в (4-51) значение α из (4-247), мы получаем:

$$\cos \varphi = \sqrt{\frac{\pi E_{da0}}{\sqrt{2} m E_2}}. \quad (4-248)$$

По (4-248) на фиг. 4-56,г построены кривые коэффициента сдвига в функции от относительной величины регулируемого напряжения (в процентах от E_{da0} при трех значениях m ($m=2, 3$ и 6)). Прямая линия с углом наклона в 45° показывает, как меняется коэффициент сдвига в схеме, вовсе не имеющей нулевого анода. Степень отступления соответствующей кривой от прямой является тем самым показателем эффективности нулевого анода в отношении повышения им коэффициента мощности при данном числе фаз. Более протяженный подъем кривой и более высокое ее положение в схемах с меньшим числом фаз вызваны более ранним вступлением в действие нулевого анода. Последнее приводит к более высоким значениям $\frac{E_{da0}}{E_d}$ при неизменном значении угла запаздывания α .

Более эффективным действием нулевого анода в двухфазных схемах выпрямления однофазного тока и объясняется то, что эти схемы, снабженные также дополнительными анодами, наиболее полно исследованы применительно к выпрямительным установкам, предлагаемым к осуществлению при электрификации магистральных железных дорог однофазным током [Л. 33].

Степень повышения коэффициента сдвига, достигаемая при помощи нулевого и дополнительных анодов в двухфазной схеме выпрямления тока (фиг. 4-15,а), зависит от выбранного соотношения напряжений у ступеней вторичных обмоток. Обозначая отношение ступени низкого напряжения E_2 , к ступени высокого E_2 , так же характеризуемое, как и в (4-54), через s , можно найти функциональную зависимость для коэффициента сдвига в функции от s .

Общее выражение для коэффициента сдвига мы получаем, как известно, из отношения

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_a}{\sqrt{P_a^2 + Q^2}}. \quad (4-249)$$

Здесь активная мощность при учете того, что среднее значение выпрямленного напряжения дает (4-57), равна:

$$P_a = E_{da0} I_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 I_d \left(\frac{1+s}{2} + \frac{1-s}{2} \cos \alpha \right). \quad (4-250)$$

Реактивная мощность, в свою очередь, определяется из равенства

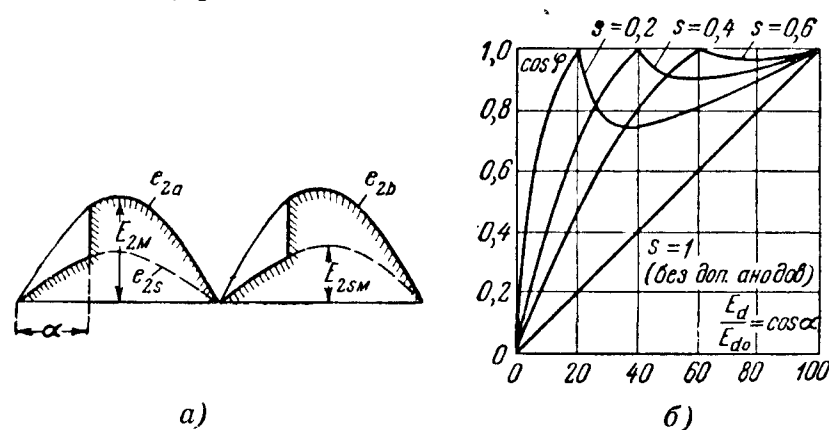
$$Q = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E_2 I_d (1-s) \sin \alpha, \quad (4-251)$$

откуда

$$\cos \varphi_1 = \frac{\frac{E_{da0}}{E_d}}{\sqrt{(1+s) \frac{E_{da0}}{E_d} - s}}. \quad (4-252)$$

По (4-252) на фиг. 4-57,б построены верхние U-образные участки кривых коэффициента сдвига при трех значениях s (0,2; 0,4 и 0,6). Начальные участки кривых повторяют кривую коэффициента сдвига в схеме с нулевым выводом, построенную на фиг. 4-56,з. При этом для каждого значения s напряжение, соответствующее полностью открытым дополнительным вентилям, принимается для построения начального участка кривой за 100%.

Построенные на фиг. 4-57,б кривые позволяют, когда график нагрузки известен, установить то оптимальное соотношение меж-



Фиг. 4-57. Диаграммы и характеристики схемы со ступенчатым регулированием.

ду напряжениями низкой и высокой ступеней, при которых может быть достигнут наивысший среднесуточный коэффициент мощности данной выпрямительной установки.

б) Схемы с искусственной коммутацией тока

Управляемые сетками выпрямители потребляют из сети переменного напряжения, как это иллюстрировалось диаграммами на фиг. 4-13,а и б, реактивную мощность индуктивного режима (или просто индуктивную реактивную мощность) так же, как и такие потребители электрической энергии, как асинхронные двигатели, электропечи, сварочные и другие устройства. Это понижает общий коэффициент мощности в питающей сети.

Ту часть реактивной мощности, которая обусловлена введением угла сдвига α с целью регулирования выпрямленного напряжения, можно перевести из мощности индуктивного режима в мощность емкостного режима, если вместо угла запаздывания α ввести такой же угол опережения, т. е. смешать момент зажигания дуги в вентилях не вправо, а влево от точки естественного зажигания. Трудности, которые при этом возникают, заключаются в условиях обеспечения коммутации тока, т. е. в обеспечении естественного перехода тока с заканчивающего свою работу анода на очередной. При запаздывающих углах α условия для естественного перехода дуги с анода на анод (с вентиля на

вентиль) подготовлены тем, что при смещении точек зажигания вправо напряжение на очередном аноде, как мы это видели на протяжении всего проведенного анализа режима работы выпрямительных схем, выше, чем у заканчивающего свою работу анода.

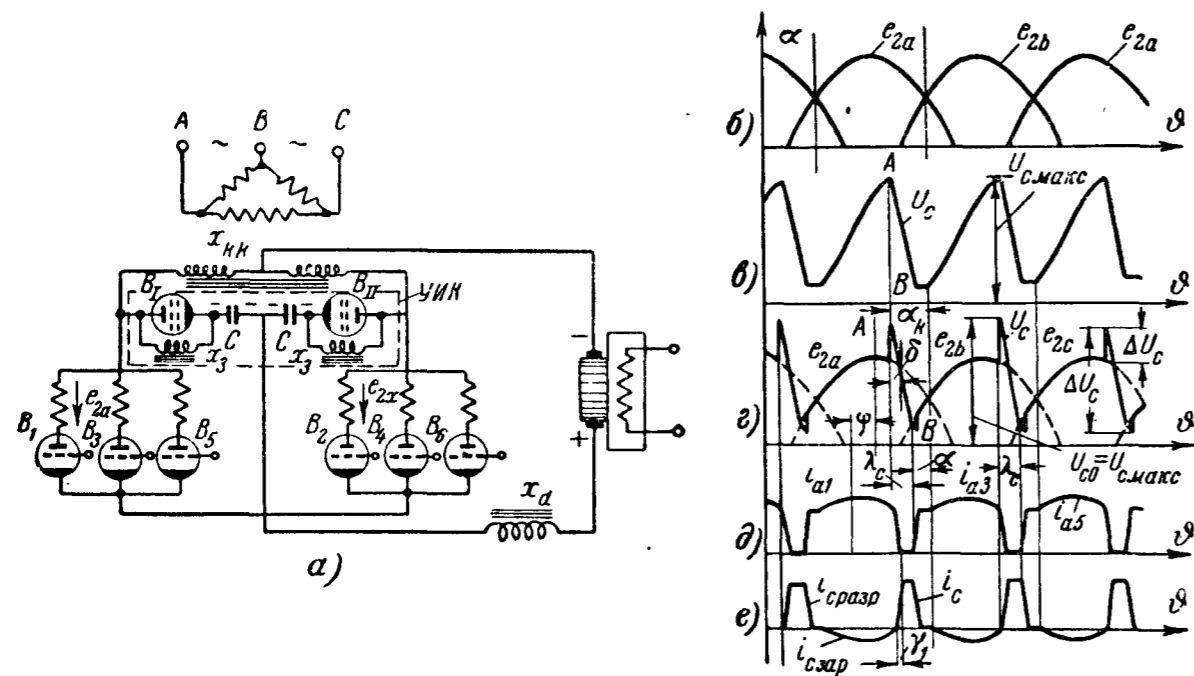
Иное положение мы имеем при смещении точки зажигания влево, когда вводится опережающий угол α . В этом случае, как это можно видеть из любой из рассмотренных ранее диаграмм напряжений, фазовое напряжение на очередном аноде ниже, чем на работающем. Для того чтобы обеспечить и в этом случае автоматизм коммутационного процесса, необходимо тем или иным путем хотя бы на небольшой промежуток времени повысить напряжение в анодной цепи очередного вентиля по отношению к напряжению в анодном контуре вентиля, который должен закончить такую работу. Создание условий для коммутации тока при таком именно режиме получило название искусственной коммутации тока. На возможность осуществления искусственной коммутации тока впервые обратил внимание Г. И. Бабат [Л. 34], предложивший ряд исходных принципиальных схем, в которых для такой коммутации тока в схему преобразования вводились конденсаторы. Эти схемы в последующем совершенствовались у нас и за рубежом с целью приближения звена искусственной коммутации к практически зарекомендовавшим себя в преобразовательной технике основным схемам. К ним прежде всего относятся схемы с уравнительным реактором и трехфазная мостовая.

Применительно к схеме с уравнительным реактором при работе ее в выпрямительном режиме автором книги [Л. 35] была предложена схема узла искусственной коммутации, окаймленная на фиг. 4-58,а пунктирным четырехугольником. Этот узел состоит из двух одинаковых звеньев, одно из которых связано с одной трехфазной группой в системе выпрямления тока, а другое с другой трехфазной группой. В каждое звено входит: а) конденсатор C ; б) вспомогательный вентиль V_I или V_{II} и в) зарядная индуктивность L_z . Действие звена искусственной коммутации заключается в следующем. В период прохождения тока через любой главный вентиль конденсатор C заряжается, пропуская ток, возникающий под действием фазового напряжения в той вторичной обмотке трансформатора, которая связана с работающим вентиляем. Полярность напряжения, возникающая при этом на обкладках конденсатора, изменяется. Так, если рассматривать ту долю периода, когда в левой трехфазной группе пропускает ток вентиль V_I , то на правой обкладке конденсатора, входящего в левое звено узла искусственной коммутации, появляется положительный потенциал, а на левой — отрицательный.

Ход напряжения на конденсаторе u_C в процессе его заряда показывают возрастающие участки кривой u_C на фиг. 4-58, в.

Сопоставляя их с соответствующими им во времени рабочими участками на диаграмме фазовых напряжений, построенной для одной трехфазной звезды на фиг. 4-58, б в том же масштабе, что и кривая u_C , можно видеть, что к концу заряда напряжение u_C превышает фазовое напряжение, что объясняется действием последовательно включенной с конденсатором зарядной индуктивности L_3 .

Превышение напряжением u_C фазового напряжения e_{2a} в работающем анодном контуре является неизменным условием



Фиг. 4-58. Искусственная коммутация по схеме с уравнительным реактором. а — схема электропривода; б — е — линейные диаграммы.

нормальной работы схемы. Зарядный ток конденсатора соответствует отрицательному участку кривой i_C на фиг. 4-58, е.

Если в момент, когда напряжение u_C превышает e_{2a} на заметную величину Δu_C (фиг. 4-58, г), открыть сеткой вспомогательный вентиль B_{II} , то конденсатор C начинает разряжаться на работающий вентиль, пропуская через него ток в непроходящем направлении. Это приводит через некоторый период времени к убыванию тока до нуля в главном вентиле (фиг. 4-58, д) и к возрастанию тока от нуля до полной величины во вспомогательном вентиле (фиг. 4-58, е). С момента окончания перехода тока на вспомогательный вентиль, определяемого углом коммутации γ_1 , анодный контур главного вентиля перестает питать цепь постоянного тока и его на время замещает анодная цепь вспомогательного вентиля.

В процессе прохождения тока через эту цепь (определяемого положительным участком кривой i_C на фиг. 4-58, е) конденсатор C разряжается, и напряжение на нем падает в соответствии со снижающимися участками в кривых напряжения, построенных на фиг. 4-58 в и г. Когда снижающееся напряжение u_C сравнивается с фазовым напряжением работающего вентиля и затем становится меньше его, создаются условия для повторного зажигания дуги в закончившем свою работу вентиле. Чтобы это предупредить, необходимо так рассчитать емкость коммутирующего ток конденсатора C , чтобы при данном токе выравнивание напряжений u_C и e_{2a} происходило не ранее, чем через интервал времени, определяемый углом

$$\delta_{\min} = \gamma_1 + \omega t, \quad (4-253)$$

где γ_1 — угол коммутации при переходе тока с главного вентиля на вспомогательный;
 t — время восстановления сеточного запирающего вентиле после гашения дуги в нем.

В процессе дальнейшего снижения напряжения на конденсаторе кривая u_C (приближающаяся при постоянном токе разряда к прямой) пересекает, как видно из диаграммы на фиг. 4-58, г, кривую фазового напряжения очередного анода e_{2b} . Вентиль, к которому этот анод принадлежит, должен быть подготовлен положительным потенциалом на сетке к его открытию, и если это условие соблюдено, то дуга с момента пересечения напряжения (точнее с момента установления между ними разницы в потенциалах, равной напряжению зажигания дуги U_{az}) зажигается на очередном аноде и имеет место переход тока с анодного контура вспомогательного вентиля на очередной вентиль. В последующем процесс заряда — разряда в рассматриваемом звене данной трехфазной группы повторяется, и ток переходит с одного главного вентиля на другой с промежуточным переходом через вспомогательный вентиль. С фазовым сдвигом в 60° повторяется тот же режим коммутации тока при помощи вспомогательного вентиля B_{II} в другой трехфазной группе. Диаграммы напряжений для второй группы на фиг. 4-58 не приводятся. Описанной коммутации с промежуточным переходом (называемой нередко двухступенчатой) противопоставляется рассматриваемая ниже непосредственная искусственная коммутация (нередко называемая также одноступенчатой). Надо отметить, что вторые названия не совсем удачны для классификации, поскольку и при непосредственной искусственной коммутации тока также возможно прохождение ее через две ступени.

В связи с параллельной работой обеих трехфазных групп, объединяемых в рассматриваемой схеме уравнительным реак-

тором, кривая выходного напряжения в схеме отвечает при искусственной коммутации, так же как и при естественной, шестифазному режиму работы схемы.

Требующаяся для нормальных условий работы звена искусственной коммутации емкость C может быть при заданном токе нагрузки I_d найдена из условий удовлетворения углу $\delta_{мин}$, определяемому (4-253). Величина угла коммутации γ_1 , входящего первым слагаемым в правую часть (4-253), зависит от индуктивного сопротивления X_a в фазе трансформатора и от степени превышения напряжением на конденсаторе U_{C0} фазового напряжения e_2 в момент открытия вспомогательного вентиля. Этот момент задается углом опережения α_k . В абсолютном исчислении степень превышения напряжения определяется отрезком ΔU_C , а в относительном исчислении коэффициентом

$$k_u = \frac{U_{C0}}{\sqrt{2} E_2} \approx \frac{U_{Cмакс}}{\sqrt{2} E_2}. \quad (4-254)$$

Этот коэффициент легко находится из условия питания контура, содержащего C и L_3 , переменным напряжением e_2 при заданном моменте включения его.

Практически проведенные расчеты показывают, что угол γ_1 лежит в пределах $1 - 2^\circ$, если k_u взять в границах $1,1 - 1,3$.

Угол θ является параметром вентиля, зависящим от действующего в цепи сетки напряжения смещения. Сообщается он заводом-изготовителем приборов или определяется по тем данным, которые приводятся в § 3-5 второй части книги.

Установив по рассчитанной величине $\delta_{мин}$ минимально допустимый наклон прямой разряда конденсатора u_C , который должен быть выдержан при максимально допустимом токе нагрузки, мы по продолжению этой прямой до точки ее встречи с очередной синусоидой можем найти минимальное время разряда до перехода тока к следующему главному вентилю, измеряемое углом, обозначенным на фиг. 4-58,2 через λ_C . Зная λ_C и соответствующую ему величину напряжения ΔU_C , теряемую на конденсаторе за время его разряда, можно, исходя из общей формулы связи тока с напряжением при разряде конденсатора

$$u_C = \frac{1}{C} \int i_d d\theta, \quad (4-255)$$

найти связь между C и i_d тогда, когда величина i_d остается неизменной. В этом случае $i_d = \frac{I_d}{2}$, где I_d — полный ток, от-

даваемый выпрямителем, а i_d — выпрямленный ток в одной из его трехфазных систем. Поэтому здесь

$$\Delta u_C = \frac{I_d}{2} \frac{t}{C}, \quad (4-256)$$

откуда

$$C = \frac{I_d t}{2 \Delta u_C} = \frac{I_d}{2 \Delta u_C} \frac{\theta}{\omega}. \quad (4-257)$$

Емкость во всем узле искусственной коммутации в 2 раза больше. Уравнение (4-257) показывает, что требующаяся емкость растет пропорционально нагрузке и обратно пропорционально Δu_C , которое можно, в свою очередь, считать величиной, пропорциональной рабочему напряжению.

При введении в схему определенной емкости время разряда конденсатора становится зависимым от тока нагрузки. Максимум тока нагрузки, как уже выше говорилось, лимитируется допустимым минимумом $\lambda_{Cмин}$, соответствующим $\delta_{мин}$, а минимум тока нагрузки лимитируется максимумом $\lambda_{Cмакс}$, который уменьшает угол опережения и сокращает длительность работы главных вентилях, что приводит к ухудшению коэффициента искажения схемы.

Зная C и напряжение на конденсаторе, можно подсчитать необходимую установленную мощность конденсаторов. Конденсаторы, применяемые в энергосистемах для улучшения коэффициента мощности, маркируются обычно при промышленной частоте 50 гц. Поэтому в нашем случае мы будем также вычислять C конденсаторов при $f = 50$ гц, несмотря на то, что фактически, как показывает кривая u_C на фиг. 4-58, б, они работают в режиме тройной частоты. В этом случае

$$Q_C = \omega \frac{U_C^2 C}{2}, \quad (4-258)$$

где U_C — действующее значение напряжения на конденсаторе;
 C — емкость конденсаторов, ф.

При подстановке в (4-258) двойного значения (в связи с двумя трехфазными системами) емкости C из (4-257), и если принять для приближенной оценки установленной мощности конденсаторов, что $\Delta U_C = U_C \approx E_2$ и $\lambda_C = \frac{\pi}{8}$, находим:

$$Q_C \approx E_2 I_d = \frac{E_{d0}}{1,17} I_d \frac{\pi}{8} = 0,195 P_d. \quad (4-259)$$

При установленной мощности конденсаторов в 19,5% от установленной мощности выпрямителя удается в рассматриваемой

схеме достигнуть, как это будет ниже подтверждено экспериментальными данными, регулирования напряжения вниз до 30% от полного и иметь опережающий коэффициент мощности до 0,5. Для того чтобы достигнуть такого же баланса мощности при установке конденсаторов непосредственно в сети переменного напряжения, надо было бы иметь установленную мощность конденсаторов, более чем в 1,5 раза превышающую установленную мощность выпрямителя. Это значит, что коэффициент эффективности схемы

$$k_{эф} = \frac{Q_r}{Q_c} \quad (4-260)$$

равен примерно 4—8. В равенстве (4-260) Q_r — мощность конденсаторов, устанавливаемых непосредственно в сети, а Q_c — мощность конденсаторов, используемых в схеме искусственной коммутации. Установленная мощность другого элемента — зарядного реактора X_s — здесь невелика и не превосходит для обоих реакторов величины 5—8% от установленной мощности трансформатора. Расчет зарядного реактора производится из условия, чтобы полупериод собственных колебаний зарядной цепи $\frac{\pi}{\omega}$, при котором происходит заряд емкости, еще не полностью закончился к моменту открытия сеткой вспомогательного вентиля. Этим предупреждается переход зарядного режима в разрядный до открытия вспомогательного вентиля. Так как зарядный период равен здесь, как это видно из диаграмм на фиг. 4-58, е, примерно

$$\lambda_{зар} \approx \frac{2\pi}{3} - \lambda_c, \quad (4-261)$$

где λ_c — длительность разрядного периода, равного длительности анодного тока во вспомогательном вентиле, то, приравняв полупериод собственных колебаний $\lambda_{зар}$, имеем:

$$\pi \sqrt{\left(L_{зар} + \frac{X_a}{\omega}\right) C} = \frac{2\pi}{3} - \lambda_c, \quad (4-262)$$

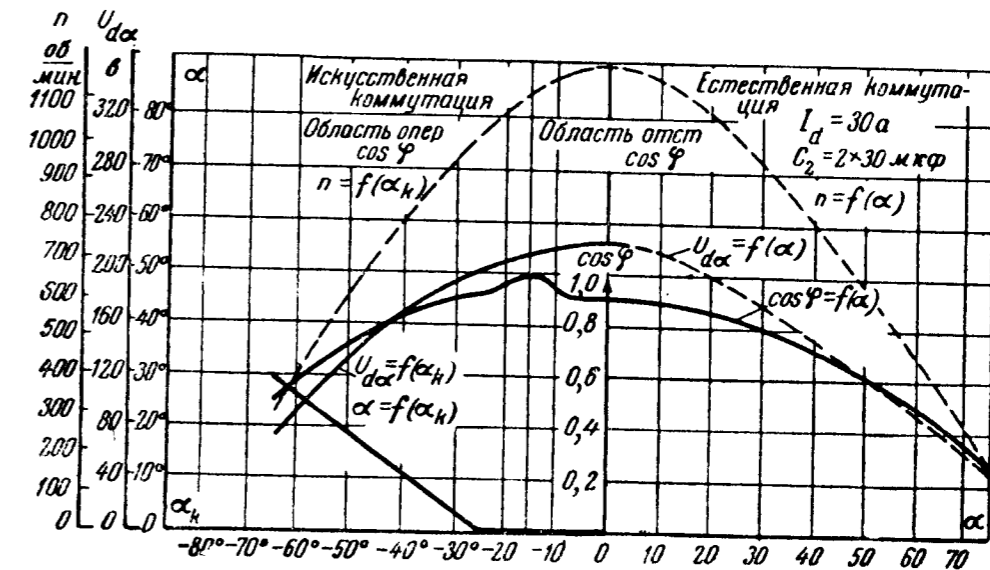
откуда находим:

$$X_s = \frac{\omega C}{\Omega_{зар}^2} - X_a. \quad (4-263)$$

Действующее значение зарядного тока может быть найдено из условия

$$I_{зар} \approx \frac{E_2}{\sqrt{L_{зар} C}}. \quad (4-264)$$

Проведенные Ж. Н. Пчачьяном [Л. 38] теоретические и экспериментальные исследования выпрямителя, выполненного по рассматриваемой схеме, в условиях питания им электропривода постоянного тока показали полную надежность работы схемы в условиях регулирования вниз напряжения до 30%. Рабочие характеристики привода в целом приведены на фиг. 4-59. Кривые, расположенные справа от оси ординат, относятся к работе выпрямителя с отстающим углом α (при естественной коммутации тока), а кривые, расположенные слева, относятся к работе вы-



Фиг. 4-59. Характеристики схемы по фиг. 4-58, а.

прямителя с опережающим углом α (при искусственной коммутации).

Расположенные симметрично ветви кривой $U_{d\alpha} = f(\alpha)$, определяющие собой регулировочную характеристику привода, показывают, что режим искусственной коммутации тока дает ту же зависимость для выходного напряжения, что и режим естественной коммутации. В связи с этим ветви кривой, определяющей собой скорость вращения привода при обоих видах коммутации, расположены также симметрично по отношению к оси ординат. Кривая коэффициента сдвига, шкала значений которой нанесена на центральной оси, показывает, что коэффициент сдвига, равный единице, достигается при некотором опережающем угле ($\alpha \approx 10-15^\circ$), что объясняется необходимостью компенсации емкостной реактивной мощностью индуктивной мощности, затрачиваемой на намагничивание трансформатора, и мощности, обусловленной коммутационными процессами.

В какой связи должны находиться между собой углы, α_k и α у вспомогательных и главных вентилях, показывают участки прямой $\alpha = f(\alpha_k)$, нанесенной на приведенной диаграмме.

Пока угол α_k не достигает значения $— 25^\circ$, угол α остается равным нулю, а затем одновременно увеличиваются оба угла, органы управления которыми связаны между собой некоторым звеном пропорциональности.

Достоинствами рассматриваемой схемы являются:

1) введение узла искусственной коммутации без изменения основной схемы выпрямления тока, что позволяет любую из выполненных установок с глубоким регулированием угла α перевести на работу в режим с искусственной коммутацией, а также исключить из схемы узел искусственной коммутации при тех или иных нарушениях в таком узле, не прерывая при этом выпрямления тока;

2) наличие достаточно большого диапазона регулирования выходного напряжения;

3) высокая экономичность схемы по эффективности действия конденсаторов.

Недостатками схемы являются:

1) необходимость применения вспомогательных вентилях с дополнительной системой управления;

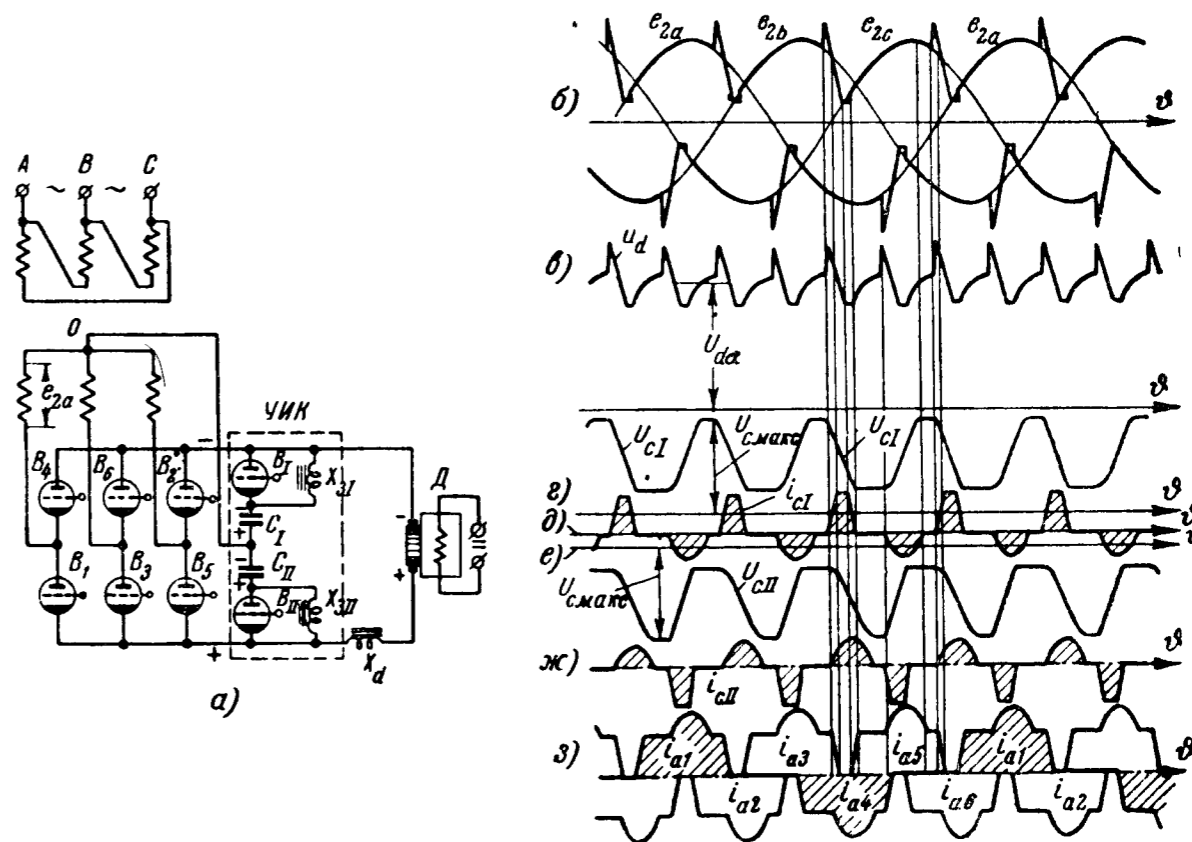
2) появление дополнительных импульсов в кривой вторичного напряжения трансформатора и вентилях, что утяжеляет режим работы последних, особенно в условиях повышенных напряжений.

Кроме того, в описанной схеме, так же как и других, в которые для искусственной коммутации вводятся конденсаторы, внешние характеристики делаются круто падающими, и ход их в большой степени зависит от величины емкости. Наличие этих недостатков ставит перед необходимостью дальнейшей работы над приведенной схемой с тем, чтобы, устранив недостатки, использовать ее преимущества.

Для работы трехфазной мостовой схемы в выпрямительном режиме с опережающим углом α автором книги [Л. 37] был предложен узел искусственной коммутации, схема которого охвачена пунктирным прямоугольником на фиг. 4-60,а. Здесь в узел искусственной коммутации входят также два симметричных звена. Первое с вспомогательным вентиляем B_I коммутирует ток в верхней (четной) группе вентилях, а нижняя часть с вспомогательным вентиляем B_{II} коммутирует ток в нижней (нечетной) группе вентилях.

Режим работы выпрямителя, выполненного по такой схеме, подробно исследован Е. Н. Зиминим [Л. 39] при питании таким выпрямителем электропривода постоянного тока (ионный электропривод). Диаграммы напряжения и тока, иллюстрирующие режим работы схемы в условиях искусственной коммутации, приведены на фиг. 4-60,б — з. Нечетной группе вентилях отвечают здесь: а) верхняя половина в диаграмме фазовых напряжений

на фиг. 4-60,б; б) кривая напряжения на конденсаторе u_c , построенная на фиг. 4-60,г; в) кривые токов в конденсаторе, приведенные на фиг. 4-60,д, и г) верхняя половина в диаграмме анодных токов в главных вентилях, построенной на фиг. 4-60,з. Остальные диаграммы напряжений и токов относятся к четной группе вентилях. Из приведенных кривых токов и напряжений видно, что они мало отличаются от соответствующих токов и напряжений в схеме с уравнивающим реактором.



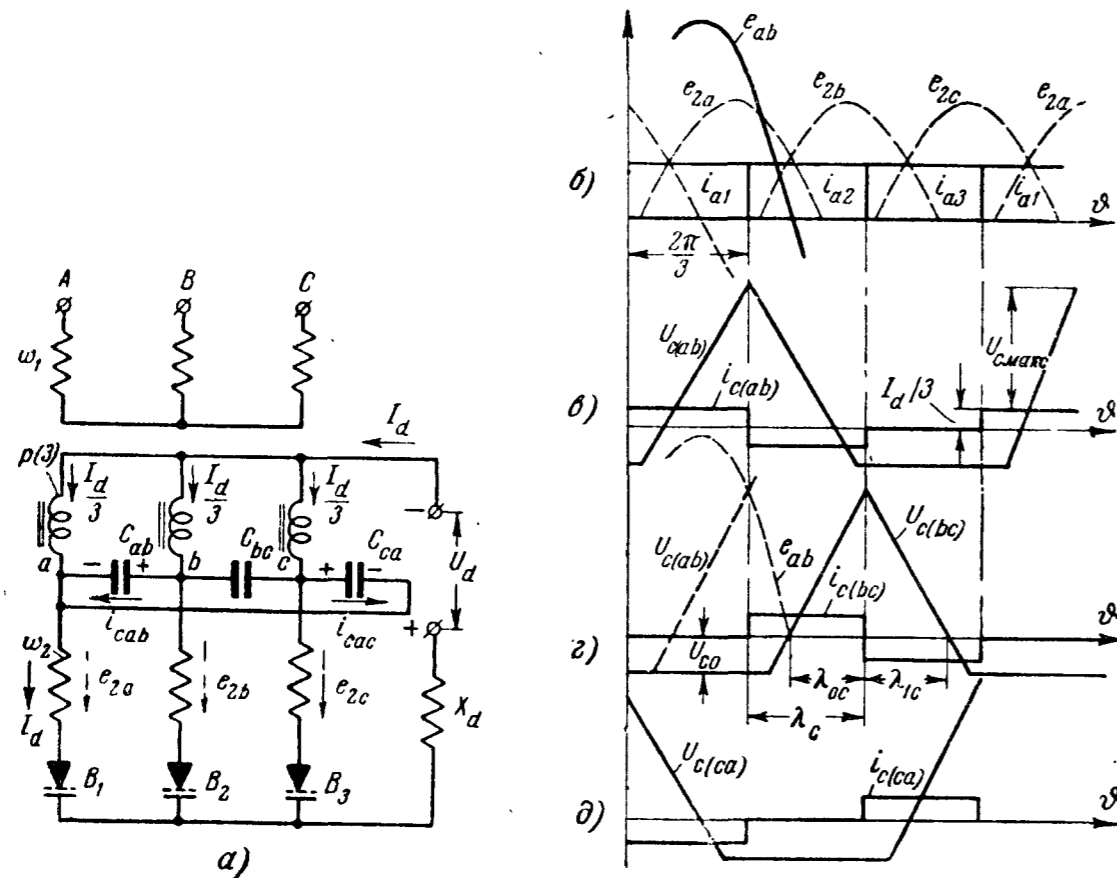
Фиг. 4-60. Искусственная коммутация в трехфазной мостовой схеме.

а — схема; б — з — линейные диаграммы.

Кривая выходного (выпрямленного) напряжения, складывающегося здесь из рабочих участков междуфазовых напряжений, приведена на фиг. 4-60,в. От кривой выпрямленного напряжения, получаемой при отстающем угле α , она отличается наличием пиков напряжения, воспринимаемых и в этой схеме обмотками трансформатора и вентилями. Подсчет показывает, что установленная мощность конденсаторов и зарядных реакторов в этой схеме примерно та же, что и в схеме с уравнивающим реактором.

На ином принципе предложил осуществлять искусственную коммутацию тока И. М. Чижено [Л. 41]. Им предложено вводить конденсаторы не в цепь постоянного тока через вспомогательные вентиля, а непосредственно во вторичные цепи

трансформатора, питая их переменным напряжением. Принципиальная исходная схема с таким образом включенными конденсаторами приведена на фиг. 4-61, а. Здесь конденсаторы C_{ab} , C_{bc} и C_{ca} введены между фазами вторичных обмоток, и питаются они через дополнительно вводимый в схему трехфазный уравнивающий реактор $P^{(3)}$. Назначение последнего — пропустить через себя переменные составляющие зарядных токов,



Фиг. 4-61. Принципиальная схема искусственной коммутации.

а — схема; б — д — линейные диаграммы.

проходящих через конденсаторы, а также постоянные составляющие токов, образующие выпрямленный ток I_d .

Действие конденсаторов в отношении осуществления искусственной коммутации тока в схеме сводится к внесению ими напряжения u_c , дополнительного к фазовому. Это позволяет повысить напряжение в очередной фазе и сместить тем самым точку пересечения кривых напряжений в сторону опережения по отношению к точке естественного зажигания.

Сказанное иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 4-61, б—д. На фиг. 4-61, б нанесены пунктирными линиями диаграммы фазовых напряжений во вто-

ричных обмотках трансформатора и сплошными линиями диаграммы анодных токов. Кроме того, здесь тонкой сплошной линией нанесена кривая междуфазового напряжения e_{ab} , представляющая собой разность между фазовыми напряжениями e_a и e_b . Продолжительность анодных токов здесь, как и в любой другой трехфазной схеме, равна $\frac{2\pi}{3}$. Так как при такой продолжительности кривые анодных токов представляют собой периодически повторяющиеся импульсы, и учитывая, что в течение каждой трети периода полярность импульсов, как это ниже выяснится, меняется, то, не прибегая даже к формальному разложению кривых анодных токов на постоянные и переменные составляющие, можно считать, что в течение каждой трети периода конденсаторы пропускают однонаправленные токи.

В первую треть периода, когда ток I_d пропускает вентиль B_1 , ток распределяется поровну между всеми тремя фазами реактора $P^{(3)}$. При этом через конденсатор C_{ab} проходит тот же ток $\frac{I_d}{3}$, что и через вторую фазу реактора $P^{(3)}$ (фиг. 4-61, в), а через конденсатор C_{ca} тот же ток $\frac{I_d}{3}$, что и через третью фазу P_c (фиг. 4-61, д). Через конденсатор C_{bc} в рассматриваемую часть периода ток вовсе не проходит (фиг. 4-61, г), поскольку токи к его обкладкам должны были бы иметь встречное направление. Во вторичной обмотке трансформатора все три частичных тока $\frac{I_d}{3}$ складываются, образуя полный ток I_d .

Проходя по конденсатору C_{ab} , зарядный ток $i_{Cab} = \frac{I_d}{3}$ повышает напряжение на его обкладках при полярности, указанной на схеме, по линейному закону, если ток i_{Cab} остается постоянным. Напряжение u_{Cab} проходит при этом через нуль не при нуле тока, а со сдвигом на некоторый угол, что обусловлено наличием на конденсаторе к началу прохождения тока некоторого заряда противоположного знака, остающегося от предыдущего периода работы конденсатора. Таким образом, точнее было бы сказать, что конденсатор не заряжается, а перезаряжается.

Возрастающее на конденсаторе по линейному закону напряжение u_c суммируется с очередным фазовым e_{2b} . Результирующий потенциал на аноде очередного вентиля, в данном случае B_2 , определяется суммой из u_c и e_{2b} . Когда эта сумма начинает превышать фазовое напряжение в цепи работающего

вентиля B_1 , то создается необходимое условие для зажигания дуги в вентиле B_2 и перехода тока с B_1 на B_2 . Аналитически это условие может быть записано в виде следующего равенства:

$$e_{2b} + u_{Cab} = e_{2a}, \quad (4-265)$$

которое мы перепишем, оставив напряжение на конденсаторе в левой части равенства. Это приводит к

$$u_{Cab} = e_{2a} - e_{2b}. \quad (4-266)$$

Из (4-266) следует, что очередной вентиль зажигается при наличии конденсатора тогда, когда напряжение на последнем сравнивается с междуфазовым напряжением, кривая которого построена на фиг. 4-61, б. Эта кривая перенесена на фиг. 4-61, г. Сюда же перенесена и кривая напряжения на конденсаторе u_{Cab} , сравниваемая с e_{ab} . Точка их пересечения и определяет момент зажигания дуги в вентиле B_2 . Как видно из сопоставления с диаграммой напряжения, это зажигание происходит с опережением на угол α (фиг. 4-61, а) против точки естественного зажигания.

После вступления в работу B_2 конденсатор C_{ab} разряжается таким же током (равным $\frac{I_d}{3}$), в связи с чем к концу второй трети периода, когда заканчивает свою работу вентиль B_2 , конденсатор оказывается перезаряженным при напряжении, равном U_{C0} и имеющим обратный знак.

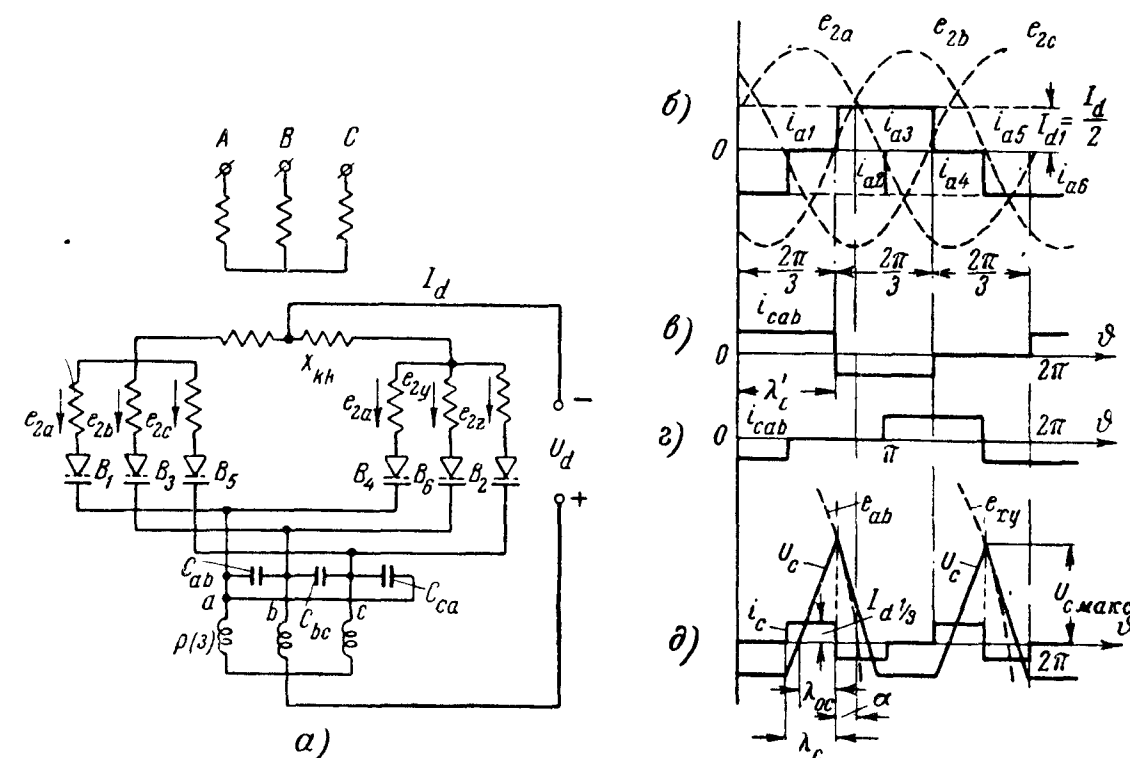
Такой процесс заряда — разряда повторяется и в следующие трети периода, когда сменяют друг друга в работе вентили с другими порядковыми номерами. Это и способствует равномерному распределению тока между фазами трехфазного реактора и стационарной работе схемы с опережающим углом сдвига. Искусственная коммутация тока по рассмотренному принципу может быть названа непосредственной.

Элементарная трехфазная схема, приведенная на фиг. 4-61, а, для практического использования неприемлема из-за низкого коэффициента использования конденсаторов в такой схеме.

Для того чтобы повысить эффективность использования описанного узла искусственной коммутации, состоящего из трех конденсаторов и трехфазного уравнивающего реактора, надо сочетать его работу с двумя трехфазными преобразовательными системами. Такие системы входят и в схему с уравнивающим реактором и в трехфазную мостовую схему. Сочетание узла искусственной коммутации со схемой уравнивающего реактора показывает приведенная на фиг. 4-62, а схема. Здесь узел искусственной коммутации включен со стороны катодов. Такое вклю-

чение может быть сделано и со стороны нулевых точек трехфазных систем.

В приведенной схеме через каждый из конденсаторов и соответствующую фазу уравнивающего реактора зарядный ток проходит дважды: один раз (фиг. 4-62, в), когда работает связанная с ним вторичная обмотка, входящая в состав трехфазной системы, и другой раз (фиг. 4-62, г), когда работает вторичная обмотка, входящая в состав другой трехфазной системы. В результате



Фиг. 4-62. Непосредственная искусственная коммутация в схеме с уравнивающим реактором.

а — схема; б — д — линейные диаграммы.

ток через конденсатор и здесь чисто переменный (фиг. 4-62, д). Напряжение, соответствующее положительным участкам в кривой u_c , повышает дважды за период напряжение в анодных цепях, способствуя вступлению в работу с опережением против точки естественного зажигания одного вентиля в пределах нечетной группы, а другого в пределах четной группы вентиляей.

Точка пересечения прямой с линейным напряжением определяет в рассматриваемых схемах тот максимальный угол опережения α_m , который при данном токе нагрузки и введенной в схему емкости доступен для управления. Аналитическое выражение для u_c мы получаем, умножая зарядный ток

$i_c = \frac{I_d}{3}$ на длительность возрастания от нуля напряжения на

конденсаторе, которая в этой схеме равна $\frac{2\pi}{9}$. В этом случае максимум напряжения на конденсаторе дает равенство

$$U_{C_m} = \frac{I_{d1}}{3} \cdot \frac{2\pi}{9} \cdot \frac{1}{\omega C}. \quad (4-267)$$

Линейное напряжение проходит через нуль, как это видно из диаграммы на фиг. 4-62, а, в момент пересечения кривых фазовых напряжений. Если отсчет текущих углов у синусоиды междупазового напряжения вести в том же направлении (справа налево), в котором производится отсчет опережающих углов α , то междупазовое напряжение может быть записано в таком виде:

$$e_{ab} = \sqrt{3} \sqrt{2} \sin \vartheta. \quad (4-268)$$

В момент встречи кривых действует поэтому равенство напряжений:

$$\sqrt{6} E_2 \sin \alpha_m = \frac{I_{d1}}{3} \cdot \frac{2\pi}{9} \cdot \frac{1}{\omega C}. \quad (4-269)$$

Из (4-269) находим, что максимальный угол опережения равен:

$$\alpha_m = \arcsin \frac{2\pi I_{d1}}{27 \sqrt{6} E_2 \omega C}. \quad (4-270)$$

Практически, однако, такой угол редко достижим в связи с тем, что у вентиля, закончившего свою работу в течение начального интервала непроводящей части периода, появляется положительный подъем напряжения, который, если вентиль не заперт сеткой, приводит к повторному зажиганию дуги.

[Угол, при котором это имеет место, носит название критического.

Величина критического угла может быть подсчитана, исходя из условия равенства производных напряжения на конденсаторе u_C и междупазового напряжения e_{ab} в момент окончания коммутации тока. Такое условие в рассматриваемой схеме [Л. 41] приводит к значению критического угла, определяемого из равенства

$$\operatorname{tg} \alpha_{кр} = \frac{2\pi}{9}, \quad (4-271)$$

откуда

$$\alpha_{кр} = 35^\circ.$$

При запираемом сетками вентиле можно перейти за критический угол, но только до таких значений угла опережения

$\alpha < \alpha_{\max}$, при которых еще обеспечивается восстанавливаемость сеточного управления у закончившего свою работу вентиля. Предел по регулировочной способности — это один из существенных недостатков рассматриваемой схемы.

Ее применение в выпрямительных установках, где не требуется иметь глубокого регулирования напряжения (электрическая тяга, электролиз цветных металлов), обеспечивает достаточно высокую эффективность, поскольку выигрыш, получаемый на установленной мощности конденсаторов при действии их в звене искусственной коммутации выпрямителя, примерно в 5,5 раза превышает то, что такие конденсаторы могли бы дать при непосредственной установке их в сети переменного напряжения. Такие расчетные соотношения подтверждены экспериментальной проверкой работы выпрямителя, выполненного по описываемой схеме на двух опытно-промышленных установках. В осуществлении первой из них, помимо автора схемы И. М. Чиженко, принимали участие А. В. Орловский и А. С. Немировский [Л. 41].

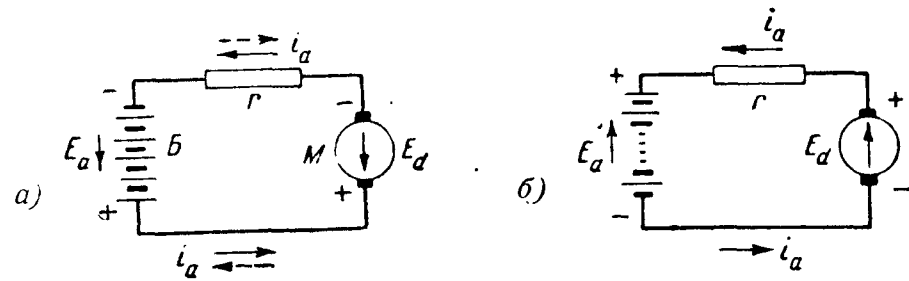
Для выпрямительных установок, нуждающихся в более глубоком регулировании напряжения, И. М. Чиженко предложена двоякая трехфазная мостовая схема, питающаяся от общих вторичных обмоток трансформатора. Между этими обмотками и включены две группы конденсаторов, каждая из которых обеспечивает коммутацию тока в одном из мостов.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ИНВЕРТИРОВАНИЕ ТОКА И ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ

5-1. ПЕРЕХОД ОТ ВЫПРЯМИТЕЛЬНОГО РЕЖИМА
К ИНВЕРТОРНОМУ

Инвертированием тока называют процесс преобразования при помощи ионных приборов постоянного тока в переменный, т. е. процесс, обратный выпрямлению тока. Отличие в энергетическом режиме двух названных видов преобразования тока заключается



Фиг. 5-1. Принцип обращения направления потока энергии.

ся в том, что при выпрямлении тока электрическая мощность передается из цепи переменного в цепь постоянного тока, в то время как при инверторном режиме поток электрической мощности идет от источника постоянного в цепь переменного тока.

Для того чтобы выяснить условия, при которых в цепях с ионными вентилями может быть достигнуто обращение потока энергии, рассмотрим предварительно цепь постоянного тока (фиг. 5-1,а), содержащую два источника мощности: а) аккумуляторную батарею B с э. д. с. E_a и б) электрическую машину M , развивающую э. д. с. E_d . Электродвижущие силы источников мощности действуют в приведенной цепи навстречу друг другу, и потому ток в цепи зависит от их разности и активного сопротивления r в ней:

$$I_a = \frac{E_a - E_d}{r}. \quad (5-1)$$

Если $E_a > E_d$, то ток совпадает по направлению с E_a . Это направление отмечено на фигуре сплошной стрелкой. Совпадение по направлению I_a и E_a означает, что аккумуляторная батарея отдает мощность в цепь (батарея разряжается), а встречное направление I_a и E_d соответствует приему мощности электрической машиной (работающей в этом случае в режиме двигателя).

Если повысить E_d , сделав ее больше, чем E_a , и сообщить машине вращающий момент извне, то ток изменяет свое направление (по пунктирной стрелке), а вместе с током изменяется направление и потока мощности. Машина M , в которой теперь E_d и I_a совпадают по направлению, становится генератором мощности, а батарея B — приемником электрической мощности (батарея заряжается).

Отдача или прием мощности данным элементом в цепи постоянного тока зависит, таким образом, от того, совпадают ли по направлению э. д. с. и ток в данном элементе либо они направлены противоположно. Это значит, что и изменение направления потока мощности может быть достигнуто либо изменением направления тока в цепи при сохранении полярности напряжения источника и приемника мощности, что иллюстрировалось на фиг. 5-1,а, либо сохранением направления тока и изменением полярности напряжения в цепи, как на схеме фиг. 5-1,б.

Рассмотрим теперь условия обращения потока мощности, когда в качестве источника либо приемника мощности в цепь входит наряду с машиной постоянного тока M_1 с э. д. с. E_d также машина переменного тока M_2 (либо обмотка трансформатора), как на фиг. 5-2,а, с э. д. с. E_2 . Если не включить вентиля B в цепь, то ток будет изменять свое направление, а вместе с ним будет изменяться и направление потока мощности. При наличии вентиля ток в цепи может иметь только одно направление, проходя по цепи в некоторую долю периода, либо под действием мгновенных значений переменного напряжения e_2 при встречном направленном постоянном напряжении E_d , либо наоборот. Передача средней за период мощности в одном направлении здесь, таким образом, возможна только при наличии в цепи вентиля B , создающего униполярную проводимость в ней.

Поскольку направление тока в рассматриваемой цепи задано вентилем, то будет ли машина переменного тока M_2 выступать в роли источника мощности (генератора), а машина постоянного тока M_1 в роли приемника энергии, или, наоборот, будет зависеть от того, какова полярность напряжения на зажимах машин M_1 и M_2 в период прохождения тока (и, конечно, от знаков механических моментов, действующих на валы машин; последние мы будем впредь считать соответствующими электрическому ре-

жиму). Если открыть ventиль сеткой на протяжении положительного полупериода переменного напряжения, которому соответствуют на фиг. 5-2,а знаки «+» и «-», то ток через ventиль начнет проходить тогда, когда переменное напряжение e_2 превышает E_d (фиг. 5-2,б). Машина переменного напряжения M_2 отдает в этом случае мощность, а машина постоянного тока M_1 ее принимает, т. е. мы имеем выпрямительный режим. Длительность отдачи и приема мощности увеличивается, если в цепь, кроме ventиля, включена индуктивность L_d , которая, накапливая энергию на протяжении некоторого участка, когда $E_d < e_2$, отдает ее затем приемнику мощности E_d на следующем участке, когда $E_d > e_2$. Роль индуктивности сводится здесь к некоторому временному накоплению энергии, выравнивающему баланс мгновенных мощностей и тем самым влияющему на среднюю мощность, передаваемую генератором приемнику энергии за время λ прохождения тока через ventиль.

Если открыть сеткой ventиль B не в положительную, а в отрицательную часть периода и изменить одновременно полярность напряжения источника постоянного тока, как на схеме фиг. 5-2, в, то ток по цепи, как это иллюстрируется диаграммой на фиг. 5-2, г, начнет проходить под действием постоянного напряжения против переменного e_2 . Такой энергетический режим и соответствует инвертированию тока. При наличии индуктивности в цепи L_d длительность прохождения тока при инвертировании также увеличивается до λ . В течение времени, характеризуемого углом λ , мощность от машины постоянного тока M_1 (работающей в этом случае в качестве генератора) передается машине переменного тока M_2 , работающей в качестве потребителя мощности (двигателя).

Переход к инверторному режиму мог бы быть осуществлен и иным путем, а именно изменением полярности включения ventиля, как на фиг. 5-2, д, что приводит к изменению направления тока в цепи при сохранении такой же полярности напряжения у генератора и потребителя мощности, как при выпрямлении тока (фиг. 5-2, б). Сетка открывает ventиль в этом режиме инвертирования также при $\alpha > 90^\circ$, но отсчет угла производится в этом случае от начала отрицательного полупериода, поскольку и ток отрицателен. Переход от выпрямительного режима к инверторному может быть осуществлен, таким образом, двумя путями: 1) изменением полярности напряжения в рабочую часть периода при сохранении направления тока в цепи; 2) изменением направления тока в цепи путем изменения полярности у ventиля при сохранении полярности напряжения у генератора и потребителя мощности в рабочую часть периода.

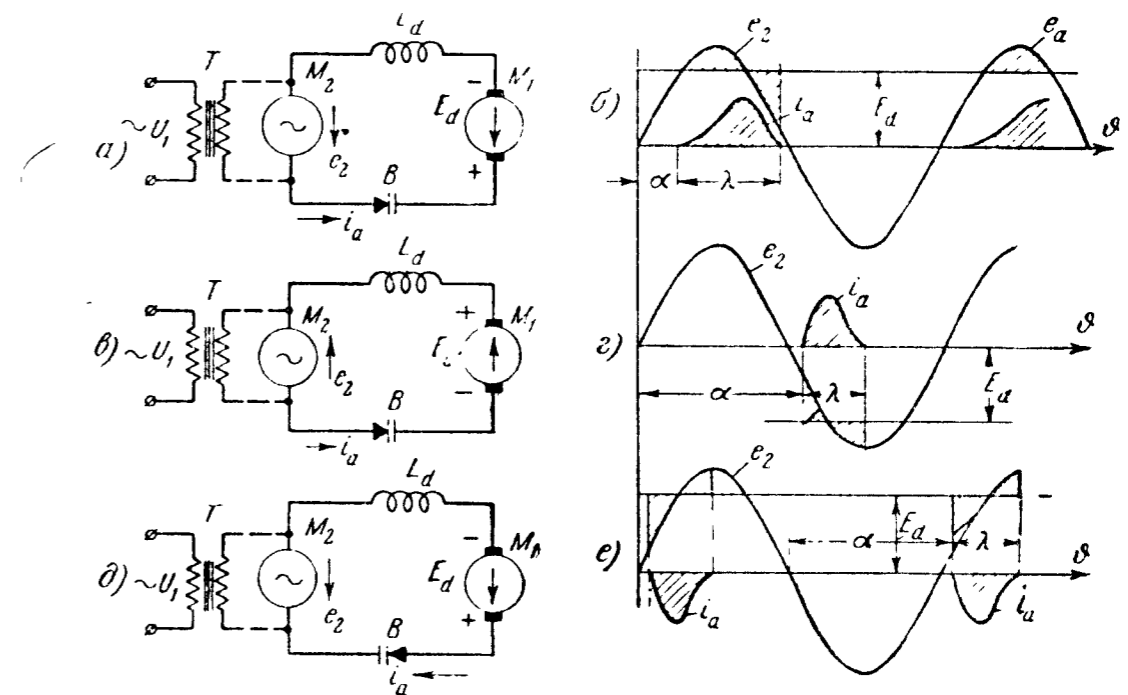
Первый способ перехода от выпрямительного режима к инвер-

торному, как более простой для осуществления, является наиболее распространенным в преобразовательных установках, в которых выпрямительный режим перемежается с инверторным.

В инверторах обоих видов сетки должны надежно запирают ventили на ту часть периода, в течение которой постоянное и переменное напряжения действуют не встречно, а в одном и том же направлении. При одном и том же направлении действия обеих э. д. с. оба источника напряжения превращаются в генераторы мощности и режим инвертирования тока нарушается (инвертор выпадает из режима, или, как иногда говорят, инвертор опрокидывается). Выпадение инвертора из режима является аварийным его состоянием, поскольку под действием двух согласованных по направлению в течение значительной доли периода постоянной и переменной э. д. с. в инверторе и питающей его цепи возникают значительные токи (токи короткого замыкания).

5-2. ЗАВИСИМЫЙ ИНВЕРТОР ОДНОФАЗНОГО ТОКА

Если заменить генератор переменного напряжения, как показано пунктиром на фиг. 5-2, в или 5-2, д, трансформатором, пер-

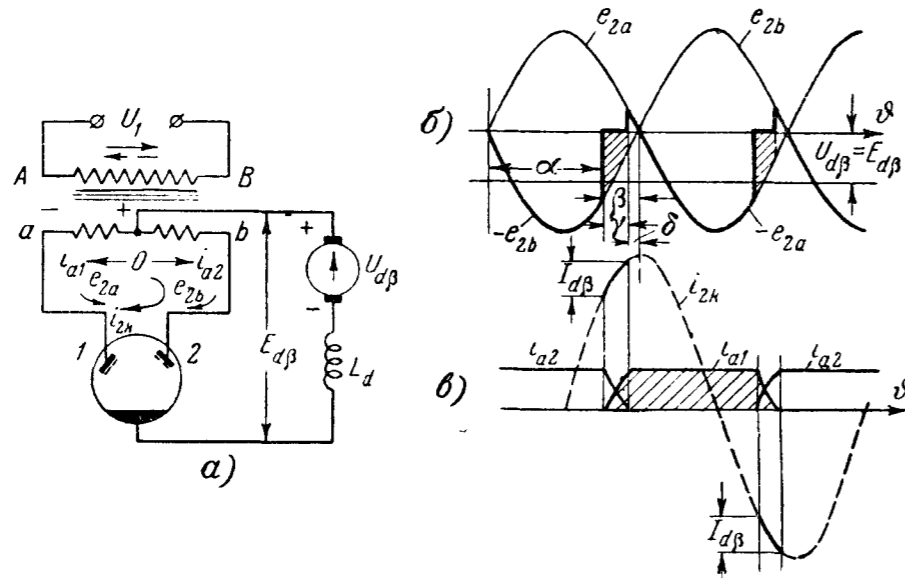


Фиг. 5-2. Обращение направления потока энергии в схемах с одним ventилем.

вичная обмотка которого присоединена к однофазной сети, являющейся приемником мощности, то мы получаем однофазный инвертор с одной первичной (сетевой) и одной вторичной (ventильной) обмотками. Такие инверторы на практике почти не применяются, так как однополупериодное инвертирование тока

приводит к недопустимо большим искажениям формы кривой постоянного и переменного токов, а также к плохому использованию нагрузочной способности трансформатора.

При питании однофазных сетей переменным током применяется обычно двухполупериодное инвертирование тока, получаемое при помощи трансформатора, имеющего две вторичные обмотки, соединенные по схеме с нулевым выводом, как на фиг. 5-3,а (двухфазный инвертор однофазного тока), либо одну



Фиг. 5-3. Двухфазный зависимый инвертор.
а — схема; б и в — линейные диаграммы.

вторичную обмотку, связанную с цепью постоянного тока через четыре вентиля, соединенные между собой по мостовой схеме.

Так как обе схемы по режиму работы идентичны, то анализ инверторного режима мы проведем применительно только к одной из схем, а именно к схеме с нулевым выводом, приведенной на фиг. 5-3,а. По входящим в схему элементам она не отличается от соответствующей ей двухполупериодной схеме выпрямления тока при работе выпрямителя на встречную э. д. с. (фиг. 1-13).

Машина постоянного тока с э. д. с. $U_{d\beta}$, работающая здесь в качестве генератора мощности, присоединена своим положительным полюсом к нулевой точке вторичных обмоток трансформатора, а отрицательным полюсом она присоединена через катодный дроссель L_d к катоду двуханодного вентиля либо к связанным между собой катодам двух одноанодных вентилях. Выбор требуемых участков рабочего напряжения, при которых обеспечивается поочередный пропуск тока через один и второй анод в пределах каждого из периодов переменного напряжения, достигается здесь выбором момента открытия анодов при помощи сеток. При подаче положительного импульса на сетку левого анода 1 незадолго до того, когда напряжение в фазе a становится

отрицательным, этот анод открывается и пропускает ток, как показывают диаграммы на фиг. 5-3,б и в, преимущественно при отрицательном напряжении в фазе a . Отрицательному значению фазового напряжения отвечают знаки «+» и «-», проставленные у концов обмотки a . Встречное направление отрицательного напряжения $-e_{2a}$ по отношению к анодному току i_a свидетельствует о приеме данной фазой мощности от источника постоянного тока. Эта мощность в процессе трансформации тока передается через вторичную и первичную обмотки трансформатора в сеть однофазного тока. Такая же передача мощности происходит в следующий полупериод через фазу b вторичной обмотки, когда через нее и анод 2 проходит анодный ток.

Переход тока от анода 1 к аноду 2 (коммутация тока) совершается здесь, так же как и при выпрямительном режиме, в течение некоторого промежутка времени, измеряемого при помощи угла коммутации γ .

Ток в первичной обмотке после коммутации его во вторичных обмотках имеет другое направление, чем он имел до коммутации вторичных токов, что соответствует переменному по знаку току в первичной обмотке. В первичной обмотке ток проходит встречно напряжению сети, что соответствует передаче мощности в эту сеть. Несмотря на то, что с точки зрения приема и передачи мощности вентильные обмотки выполняют роль первичных, а сетевые роль вторичных, мы тем не менее сохраняем для сетевых обмоток название первичных, а для вентильных — вторичных (так же как и при выпрямительном режиме), исходя из соображений сохранения одного и того же названия за обмоткой, которая в режиме двустороннего преобразования тока может работать и в выпрямительном и в инверторном режимах.

Роль анодов (вентилей) в системе инвертирования тока сводится по существу к роли переключателей, попеременно замыкающих цепь источника постоянного тока на одну из вторичных обмоток, а именно на ту, которая обеспечивает в данную часть периода наиболее отрицательное напряжение. Для того чтобы могла иметь место естественная коммутация тока, характеризующаяся переходом дуги от анода с меньшим потенциалом к аноду с большим потенциалом, открытие очередного анода должно происходить с некоторым опережением против начала отрицательного полупериода. Это опережение в угловом измерении носит название угла опережения β . Угол опережения β указанный на фиг. 5-3,б, должен быть достаточен не только для того, чтобы могла совершиться естественная коммутация анодных токов, требующая времени, измеряемого углом γ , но и для того, чтобы после коммутации тока оставался до появления положительного напряжения достаточный по величине угол δ (послекоммутационный угол), в течение которого сетка закончившего свою ра-

боту вентиля должна успеть восстановить свои запирающие свойства, предупреждая тем самым повторное зажигание дуги в этом вентиле с появлением на его аноде положительного напряжения.

Если послекоммутационный угол δ меньше, чем это требуется для восстановления сеточного запираения, то с появлением положительного напряжения на аноде, закончившем свою работу, у него вновь зажигается дуга и ток продолжает проходить и при положительном полупериоде переменного напряжения, что приводит к выпадению инвертора из режима.

Таким образом, для нормальной работы вентиля (предупреждения выпадения его из режима) необходимо, чтобы

$$\beta = \gamma + \delta \geq \gamma + \omega\theta, \quad (5-2)$$

где θ — время восстановления сеточного запираения в данном приборе;

$\omega\theta$ — угол восстановления сеточного запираения при заданной величине напряжения смещения E_{c0} и интересующей нас частоте переменного напряжения.

В уравнении (5-2) необходимо учитывать максимально возможные значения γ_{\max} и θ_{\max} при работе инвертора. Выбирать вместе с тем угол опережения заметно больше необходимого также нежелательно, так как это ухудшает, как ниже будет показано, коэффициент мощности инвертора.

Естественная коммутация тока и сохранение заданного через угол β нужного коммутационного угла обеспечиваются в рассматриваемом типе инвертора только благодаря тому, что напряжение во вторичной обмотке (а также и в первичной) существует независимо от присоединенного к ней инвертора. Такое напряжение дают источники, питающие сеть переменным напряжением в виде синхронных генераторов либо синхронных компенсаторов.

Инверторы, у которых коммутация тока совершается под действием передаваемого из сети переменного напряжения, получили название зависимых (или инверторов, ведомых сетью).

Кроме таких инверторов, имеются также независимые (автономные) инверторы, которые являются единственными источниками питания сети переменного напряжения. В них коммутация тока совершается при помощи дополнительных средств (обычно при помощи конденсаторов).

Здесь, как и в двух следующих параграфах, мы ознакомимся с количественными закономерностями, характеризующими режим работы зависимых инверторов, а затем рассмотрим и режим работы независимых инверторов.

Кривые тока и напряжения на фиг. 5-3,б и в построены в предположении, что катодная индуктивность в цепи $L_d = \infty$.

В этом случае анодный ток во внекоммутационный период сохраняет неизменное значение, а в период коммутации токи изменяются, но их изменение не влияет на сумму мгновенных значений, которая также остается постоянной.

Так же как и при выпрямительном режиме, изменение анодного тока на двух его коммутационных участках проще всего определить по току короткого замыкания $i'_{2к}$ (коммутирующему току), который, проходя по внутреннему контуру, образованному двумя коммутирующими ток фазами (фиг. 5-3,а), сводит к нулю ток в заканчивающем свою работу вентиле и повышает ток от нуля до полного в очередном вентиле. В рассматриваемой схеме вынужденное значение тока $i'_{2к}$, исходя из общей формулы, равно:

$$i'_{2к} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \cos \vartheta, \quad (5-3)$$

где ϑ отсчитывается от начала отрицательного полупериода.

Соответствующая ему косинусоида построена на фиг. 5-3,в пунктиром. Так как в момент открытия очередного вентиля ток в нем должен начинаться от нуля, то с учетом начального значения первому периоду коммутации отвечает ток

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} (\cos \vartheta - \cos \beta). \quad (5-4)$$

По истечении угла коммутации γ ток i_{a1} в первый период коммутации достигает, как это видно из фиг. 5-3,в, значения $I_{d\beta}$. Во второй период коммутации ток спадает от $I_{d\beta}$ до нуля, причем закономерность спада тока определяется отрицательным участком той же косинусоиды, приходящимся против участка коммутации, или разностью $I_{d\beta}$ и тока i_{a1} . Исходя из условия, что к концу первой коммутации ток достигает значения $I_{d\beta}$, на основании (5-3) и (5-4) можно записать уравнение

$$I_{d\beta} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta], \quad (5-5)$$

устанавливающее связь между инвертируемым током (при $X_a = \infty$), углом опережения β и углом коммутации γ , если известно переменное напряжение E_2 .

Обычно известно не E_2 , а то постоянное напряжение $U_{d\beta}$, которое питает инвертор. Связь между постоянным и переменным напряжениями может быть установлена по (4-46) при

замене угла запаздывания α через угол опережения β и при подстановке значения $m=2$. Это дает:

$$E_{d\beta} = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi} \left[\frac{\cos(\beta - \gamma) + \cos\beta}{2} \right]. \quad (5-6)$$

Если заменить в уравнениях (5-5) и (5-6) разность углов $\beta - \gamma$ через δ , который нормируется в зависимости от типа вентиля, то мы приходим к уравнениям:

$$I_{d\beta} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} [\cos\delta - \cos\beta]; \quad (5-5a)$$

$$E_{d\beta} = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi} \left[\frac{\cos\delta + \cos\beta}{2} \right]. \quad (5-6a)$$

Напряжение питания инвертора $U_{d\beta}$ выступает как активное напряжение, под действием которого через инвертор проходит ток. Величина $E_{d\beta}$, включающая в себя усредненные участки вторичных напряжений трансформатора e_{2a} и e_{2b} , а также падение напряжения в дуге ΔU_a (которым мы здесь пренебрегаем) представляет собой встречное напряжение (противо-э. д. с.) инвертора. В том случае, когда мы пренебрегаем падением напряжения в катодном реакторе L_d , численные значения $U_{d\beta}$ и $E_{d\beta}$ равны между собой, как это и записано на диаграмме фиг. 5-3, б.

Из совместного решения (5-5a) и (5-6a) могут быть найдены E_2 и β , если известны $E_{d\beta}$ и $I_{d\beta}$ в качестве исходных величин, определяющих проектные параметры инвертора. По вычисленному значению E_2 и напряжению приемной сети U_1 может быть далее найден коэффициент трансформации, а по току $I_{d\beta}$ могут быть найдены среднее и действующее значения тока во вторичных и первичных обмотках трансформатора, а следовательно, и его расчетная мощность.

Вторым элементом, подлежащим расчету в рассматриваемом инверторе, является катодный реактор. Для его конструктивного расчета необходимо знать: индуктивность реактора L_d и типовую мощность его P_L . Индуктивность L_d может быть найдена, исходя из условия ограничения второй гармонической тока, являющейся в рассматриваемой схеме наибольшей по своей амплитуде. Относительное значение амплитуды второй гармонической встречного напряжения в рассматриваемой схеме инвертирования тока при идеальных условиях, а именно, когда $\beta=0$ и $\gamma=0$, равно:

$$\frac{U_{2(\kappa)}}{U_{d\beta}} = \frac{2}{(km)^2 - 1} = \frac{2}{3}. \quad (5-7)$$

При ограничении амплитуды второй гармонической тока до 0,1 среднего значения тока $I_{d\beta}$ требуемая катодная индуктивность при $f=50$ гц должна быть равна:

$$L_d = \frac{2}{3} \cdot \frac{U_{d\beta}}{0,1I_{d\beta}2\omega} \approx 0,01 \frac{U_{d\beta}}{I_{d\beta}} [\text{гн}]. \quad (5-8)$$

Типовая мощность катодного реактора должна в этом случае быть равной:

$$P_L = \frac{1}{2} I_{d\beta} U_{2(\kappa)} = \frac{1}{2} I_{d\beta} \frac{2}{3} U_{d\beta} = \frac{1}{3} I_{d\beta} U_{d\beta}, \quad (5-9)$$

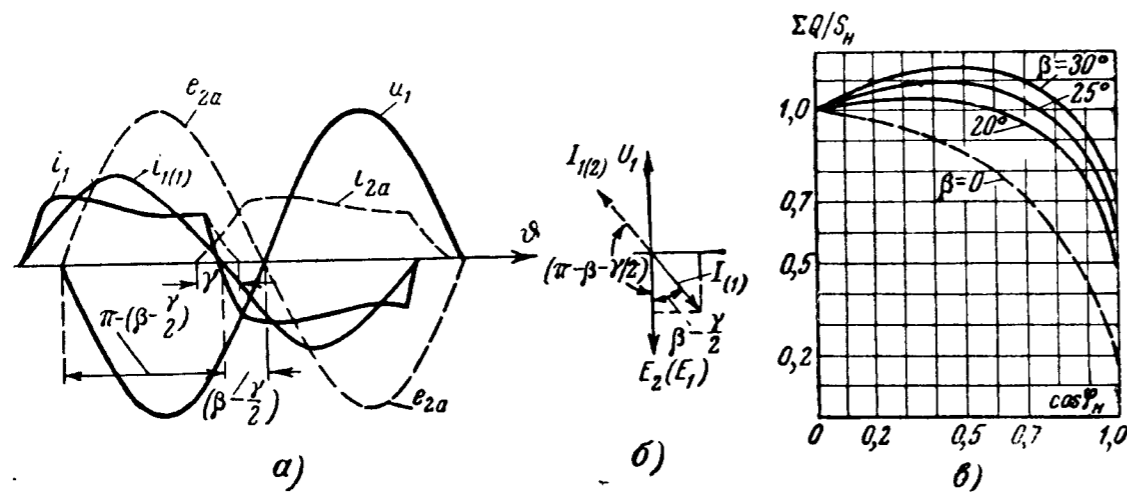
что при идеальных условиях ($\beta=0$, $\gamma=0$) составляет примерно 30—35% установленной мощности инвертора. Когда $\beta>0$ и $\gamma>0$, напряжение на реакторе может быть и больше, чем при идеальных условиях, и мощность реактора P_L при ограничении коэффициента сглаживания по току может возрасти до 35—40% установленной мощности инвертора. С переходом к многофазному инвертору мощность катодного реактора много меньше. Коэффициент $\frac{1}{2}$ в (5-9) введен в связи с тем, что у реактора только одна обмотка, в то время как типовая мощность рассчитывается по отношению к магнитным системам трансформаторов, у которых две обмотки.

Выясним еще каких значений достигает коэффициент мощности в рассматриваемой схеме. Так же как и в любой другой установке с несинусоидальным током и синусоидальным напряжением, коэффициент мощности представляет собой произведение из коэффициента сдвига $\cos\varphi$, учитывающего сдвиг первой гармонической тока по отношению к синусоидальному напряжению сети, и коэффициента искажения γ , учитывающего наличие высших гармонических в кривой тока.

Для суждения о коэффициенте сдвига, кроме кривой первичного тока i_1 , построенной по кривым анодных токов i_{a1} и i_{a2} , на фиг. 5-4, а приведены также: а) синусоида вторичного напряжения e_2 , с которой совпадает также по фазе э. д. с. первичной обмотки e_1 , и б) синусоида напряжения сети u_1 , находящаяся в противофазе с э. д. с. первичной обмотки e_1 . Из кривой первичного тока i_1 , находящейся в противофазе с вторичным током [отстающим на угол $\pi - \left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right)$ от вторичного напряжения], выделена ее основная гармоническая $i_{1(1)}$. Она сдвинута в сторону опережения на угол, приблизительно равный $\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right)$ по отношению к e_2 и e_1 , и на угол $\pi - \left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right)$ в сторону отставания по отношению к напряжению сети u_1 .

Соответственно сдвигам токов и напряжений, даваемых линейными диаграммами, на фиг. 5-4, б построена векторная диаграмма. Проекция первой гармонической тока на ось абсцисс в этой диаграмме дает такую же реактивную составляющую тока по отношению к напряжению сети, какую дает ток регулируемого сетками выпрямителя, когда $\alpha + \frac{\gamma}{2} = \beta - \frac{\gamma}{2}$. Вектор такого тока нанесен пунктиром на той же фигуре.

Кроме реактивной мощности, потребляемой инвертором из сети переменного тока, здесь могут быть другие приемники



Фиг. 5-4. Реактивная мощность однофазного инвертора.

а — линейная диаграмма первичного тока; б — векторная диаграмма первых гармонических первичного тока; в — зависимость добавочной реактивной мощности инвертора от коэффициента мощности цепи нагрузки.

энергии, которые также потребляют реактивную мощность.

Если коэффициент сдвига таких потребителей равен $\cos \varphi_n$, а активный ток, ими потребляемый, I_{1a} (точнее его первая гармоническая $I_{1(1)a}$) дает целиком инвертор, то реактивный ток инвертора, выраженный через его активный ток, равен:

$$I_{1(1)r} = I_{1(1)a} \operatorname{tg} \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right) = I_{1(1)} \cos \varphi_n \operatorname{tg} \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right), \quad (5-10)$$

где $I_{1(1)}$ — первая гармоническая полного тока потребителя; $I_{1(1)a}$ — активная составляющая этого тока.

Реактивная мощность потребителя равна в этом случае:

$$Q_n = I_{1(1)} U_1 \sin \varphi_n. \quad (5-11)$$

Отношение суммарной реактивной мощности инвертора и потребителя, которую должен отдавать в сеть имеющийся

в ней синхронный генератор либо компенсатор, к кажущейся мощности потребителя в сети переменного тока должно быть в этом случае равно:

$$\begin{aligned} \frac{\Sigma Q}{S_n} &= \frac{U_1 I_{1(1)} \sin \varphi_n + U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_n \operatorname{tg} \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right)}{U_1 I_{1(1)}} = \\ &= \sin \varphi_n + \cos \varphi_n \operatorname{tg} \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right). \end{aligned} \quad (5-12)$$

Построенные по (5-12) кривые на фиг. 5-4, в показывают, какую добавку к реактивной мощности потребителя вносит с собой инвертор при разных коэффициентах сдвига у потребителя. Эта добавка определяется разностью ординат между сплошными и пунктирной кривой, построенной для идеализированного случая работы инвертора при $\beta = 0$ (т. е. когда отсутствует сдвиг фаз между током и напряжением у инвертора). Как видно из кривых, даже при $\cos \varphi_n = 1$ реактивная мощность инвертора достигает значений от 45 до 65% его активной мощности при угле опережения, лежащем в границах от 20 до 30°.

Кроме генерации реактивной мощности, синхронный источник напряжения в приемной сети должен генерировать высшие гармонические тока. При прямоугольной форме кривой первичного тока (в которой не учитывается период коммутации γ) эти гармонические определяются следующим рядом:

$$i_1 = \frac{4}{\pi} I_{d\beta} \left(\frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \dots \right).$$

По записанному ряду, определяющему амплитуды отдельных гармонических, можно найти коэффициент искажения

$$\nu = \frac{I_{1(1)}}{I_1}, \quad (5-13)$$

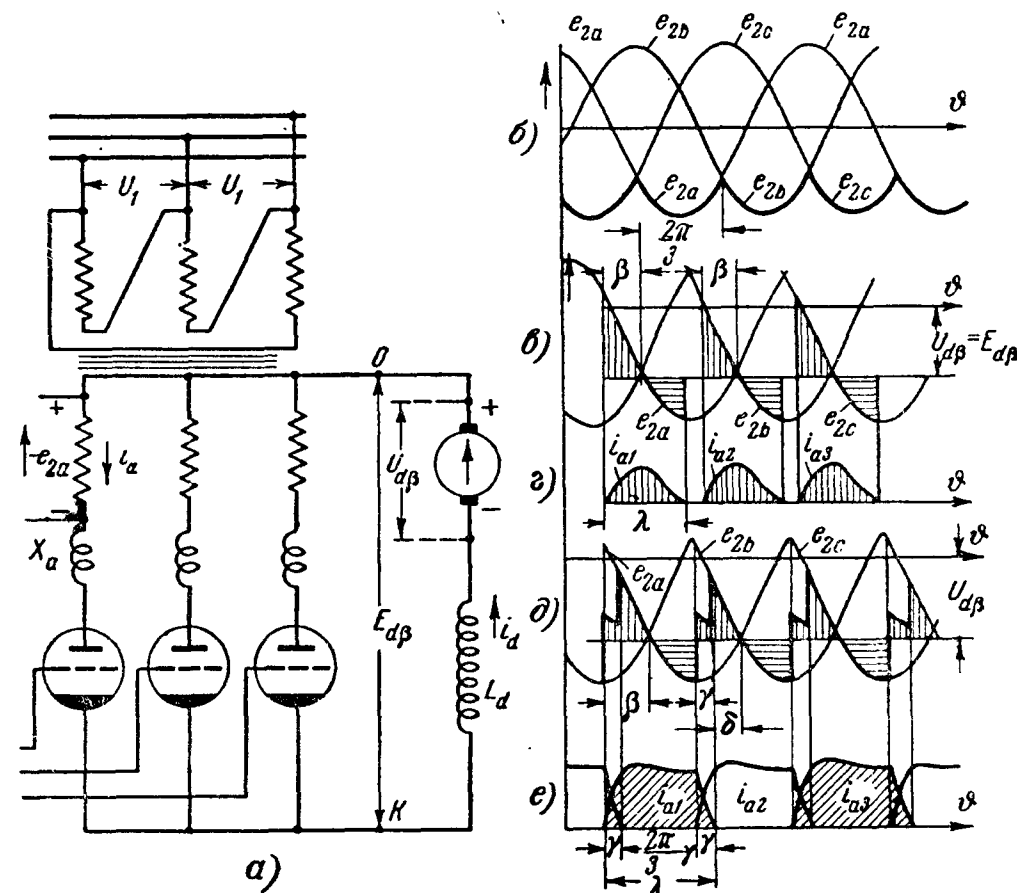
Сильное искажение формы кривой сетевого тока, а также большая мощность катодного дросселя являются неблагоприятными показателями для двухполупериодного инвертора однофазного тока. При инвертировании большой мощности поэтому предпочитают применение инверторов трехфазного тока, режим работы которых анализируется в следующем параграфе.

5-3. ЗАВИСИМЫЙ ИНВЕРТОР ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

У инвертора, питающего трехфазную сеть, первичная (сетевая) обмотка имеет три фазы, а вторичная (вентильная) может иметь три, шесть и более фаз.

Схема трехфазного зависимого инвертора (с тремя вторичными обмотками), питающего сеть трехфазного тока, имеющую и другие источники синхронного питания, приведена на фиг. 5-5, а.

Присоединение вентилей через анодные выводы к свободным концам вторичных обмоток является признаком того, что инвертирование происходит здесь, так же как и в схеме на фиг. 5-3,а, на отрицательных (преимущественно) участках синусоид, когда обеспечивается встречность напряжений и анодных токов, проходящих под действием напряжения $U_{d\beta}$ источника постоянного



Фиг. 5-5. Трехфазный зависимый инвертор.

а — схема; б — е — линейные диаграммы.

тока. Этому соответствует и указанная на схеме полярность источника тока.

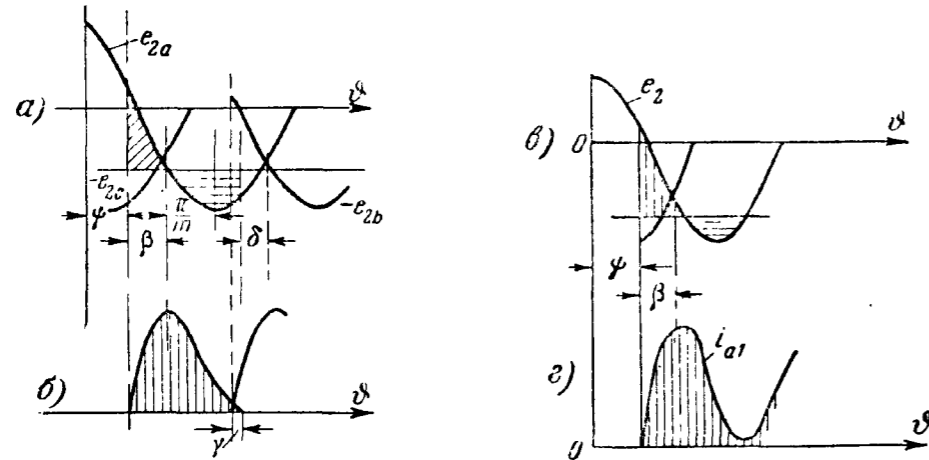
Анодные индуктивности, создаваемые потоками рассеяния первичных и вторичных обмоток, показаны в виде автономных реакторов X_a , включенных в цепи вторичных обмоток инвертора. Диаграммы напряжения и тока, иллюстрирующие режим работы схемы, приведены на фиг. 5-5,б, в и г. Хотя они построены применительно к трехфазному режиму по вторичной обмотке, тем не менее аналитические зависимости, характеризующие работу схемы, записываются ниже для числа фаз m для возможности обобщения получаемых выводов и на инверторы с другим числом фаз, и, в первую очередь, на наиболее распространенные шести-фазные схемы.

С точки зрения оптимального режима по коэффициенту мощности прохождение тока через вторичные обмотки должно было бы соответствовать наиболее отрицательным участкам синусоид, отмеченным на фиг. 5-5,б более жирными линиями. Однако необходимость соблюдения обязательных условий, заключающихся: 1) в обеспечении естественной коммутации тока и 2) в запираии сеткой закончившего свою работу вентиля до появления положительного напряжения на его аноде, обязывает и здесь вводить в действие очередной вентиль с опережением на угол β против точек пересечения отрицательных участков синусоид. Величина угла опережения β должна, так же как и в однофазном инверторе, удовлетворять уравнению (5-2). При относительно малых значениях угла β (фиг. 5-5,в) либо малых значениях $U_{d\beta} = E_{d\beta}$ анодный ток возрастает в течение малой доли периода, в связи с чем и полная длительность анодного тока λ , кривые которого приведены на фиг. 5-5,г, меньше $2\pi/m$. Постоянный ток или, как мы будем его впредь называть, инвертируемый ток, складывающийся из чередующихся между собой анодных токов, в этом случае прерывист. Когда длительность анодного тока λ достигает $2\pi/m$, инвертируемый ток становится начально-непрерывным, а при больших значениях угла β появляется период одновременного горения дуги в чередующихся в работе вентилях, в течение которого происходит коммутация тока. Когда катодная индуктивность $L_d = 0$, анодные токи в период их одновременного горения не влияют друг на друга. В этом случае имеет место только перекрытие кривых анодных токов. Длительность прохождения анодного тока зависит в этом режиме от соотношения $U_{d\beta}$ и E_2 , а также от угла опережения β . Предельно допустимая длительность анодного тока лимитируется в этом случае углом δ , опережающим вторую точку пересечения прямой $U_{d\beta}$ с синусоидой E_2 . В этой точке пересечения напряжение на аноде вентиля, заканчивающего пропуск тока, становится вновь положительным. Когда $L_d > 0$, анодные токи в период перекрытия (фиг. 5-5,д и е), являющийся в этом случае периодом коммутации γ , взаимозависимы. В этом режиме предельная длительность тока $\frac{2\pi}{m} + \gamma$ при заданном угле опережения β определяется таким значением γ , при котором $\delta = \beta - \gamma$ оказывается еще достаточным, чтобы восстановить сеточное запираие в вентиле, закончившем свою работу. В связи с наличием в инверторе предельно допустимых углов, которые зависят от величины катодной индуктивности, влияние последней в инверторном режиме больше, чем в выпрямительном. Для количественного учета влияния на работу m -фазного ин

вертора конечной величины катодной индуктивности, фактически действующей в схеме, мы рассмотрим вначале ход кривых анодных токов и напряжений при граничных значениях X_d , а именно, при: $X_d = 0$ и $X_d = \infty$.

а) Режим при $X_d = 0$

Диаграммы напряжения и тока при $X_d = 0$, когда инвертируемый ток непрерывен, приведены на фиг. 5-6, а и б. Проходящий под действием разности напряжений $U_{d\beta} - e_2$ анодный ток ограничен здесь только анодной индуктивностью X_a (ак-



Фиг. 5-6. Линейные диаграммы трехфазного инвертора при $X_d = 0$.

тивным сопротивлением в цепи в силу его малости мы пренебрегаем). Поэтому

$$\frac{di_a}{d\vartheta} = \frac{U_{d\beta} + e_2}{X_a} \quad (5-14)$$

В числителе правой части (5-14) перед e_2 введен знак „+“ в связи с тем, что отсчет текущего угла ϑ от положительного максимума косинусоиды соответствует напряжению

$$e_2 = \sqrt{2}E_2 \cos \vartheta,$$

которое получает собственный отрицательный знак при углах $\vartheta > 90^\circ$.

Момент зажигания дуги в вентиле при отсчете текущих углов от положительного максимума косинусоиды напряжения мы будем определять так же, как и при выпрямительном режиме через угол ψ , который связан с углом β , как это видно из фиг. 5-6, а, равенством

$$\psi + \beta + \frac{\pi}{m} = \pi.$$

Определяя из (5-14) анодный ток, получаем:

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{1}{X_a} \int_{\psi}^{\vartheta} (U_{d\beta} + \sqrt{2}E_2 \cos \vartheta) d\vartheta = \\ &= \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} [\tau(\vartheta - \psi) - \sin \vartheta - \sin \psi]. \end{aligned} \quad (5-15)$$

Здесь, как и при выпрямительном режиме, отношение постоянного напряжения к амплитуде переменного $\sqrt{2}E_2$ обозначено через

$$\tau = \frac{U_{d\beta}}{\sqrt{2}E_2}. \quad (5-16)$$

Кривая анодного тока может также быть построена, пользуясь графическим методом, как было показано для выпрямительного режима на фиг. 4-6.

Уравнение (4-23), при помощи которого определялась продолжительность анодного тока λ в выпрямительном режиме и в основу которого положено равенство магнитных энергий (накапливаемой в X_a при возрастании тока i_a до максимума и отдаваемой X_a при спадании тока i_a до нуля), сохраняет свою силу и для инверторного режима.

При записи выражения через $\cos \vartheta$ это уравнение принимает вид:

$$\int_{\psi}^{\psi+\lambda} (U_{d\beta} + \sqrt{2}E_2 \cos \vartheta) d\vartheta = \int_{\psi}^{\psi+\lambda} (\tau + \cos \vartheta) d\vartheta = 0. \quad (5-17)$$

Определяя из него τ , получаем:

$$\tau = \frac{\sin \psi - \sin(\psi + \lambda)}{\lambda}. \quad (5-18)$$

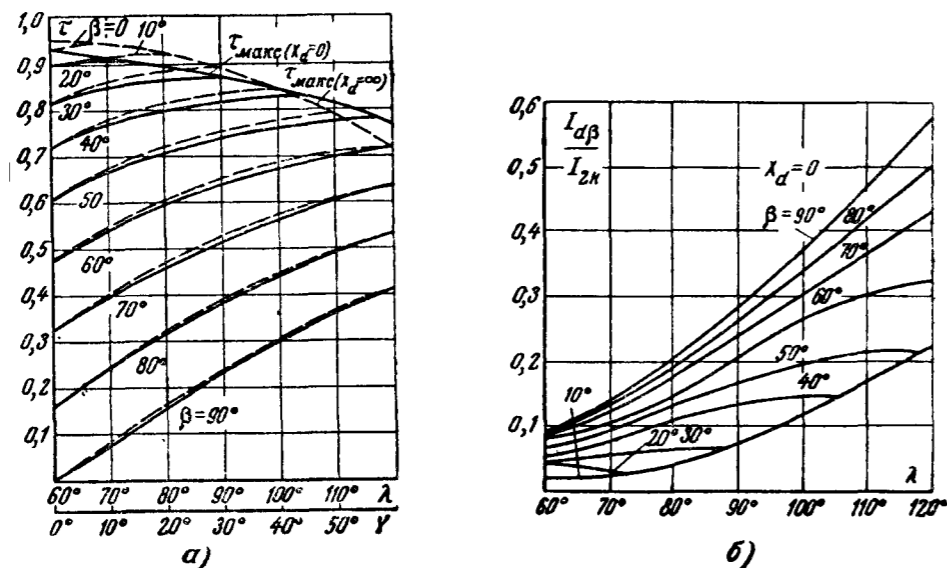
Заменив в (5-18) угол зажигания ψ через угол опережения β , получим:

$$\tau = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{m} + \beta\right) - \sin\left(\frac{\pi}{m} + \beta + \lambda\right)}{\lambda}, \quad (5-19)$$

после чего устанавливаем связь между τ , λ и β .

Семейство кривых, характеризующих эту связь при трехфазном инвертировании тока, приведено для $X_d = 0$ в виде сплошных линий на фиг. 5-7, а. Углы продолжительности λ на оси абсцисс отвечают здесь непрерывному инвертируемому току. Кроме углов полной продолжительности λ , на оси абсцисс нанесены также углы перекрытия γ , определяющие участок

одновременной работы анодов. Кривые продолжительности ограничены сверху линией максимальной продолжительности, определяемой (при неучете времени, необходимого для восстановления сеточного запираия) вторыми точками пересечения прямой $U_{a\beta}$ с отрицательными участками синусоид e_2 . За названными точками анодный ток начинает вновь нарастать, как это видно из фиг. 5-6, в и г, и инвертор выпадает из режима благодаря развивающемуся току короткого замыкания в начале в одной, а затем и в следующих анодных цепях.



Фиг. 5-7. Кривые продолжительности горения в трехфазном инверторе.

а — $\tau = f(\lambda)$; б — $I_{a\beta} = f(\lambda)$.

При учете времени, необходимого для восстановления сеточного запираия, граница максимально допустимой продолжительности анодного тока отодвигается влево еще на угол $\delta_{мин} = \omega\theta$ в соответствии с (5-2).

Среднее значение анодного тока за период переменного напряжения определяется путем интегрирования анодного тока, находимого по (5-15). Это дает:

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} \int_{\psi}^{\psi+\lambda} [\tau(\vartheta - \psi) + \sin \vartheta - \sin \psi] d\vartheta =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} \left[\tau \frac{\lambda^2}{2} - \lambda \sin \psi - \cos(\psi + \lambda) + \cos \psi \right]. \quad (5-20)$$

Среднее значение инвертируемого тока при m -фазном инвертировании в m раз больше среднего значения анодного тока. Поэтому

$$I_{a\beta} = m I_a. \quad (5-21)$$

В относительном исчислении при выборе в качестве базового тока тока короткого замыкания

$$I_{2κ} = m \frac{\sqrt{2} E_2}{X_a} \quad (5-22)$$

инвертируемый ток при $X_d = 0$ равен отношению

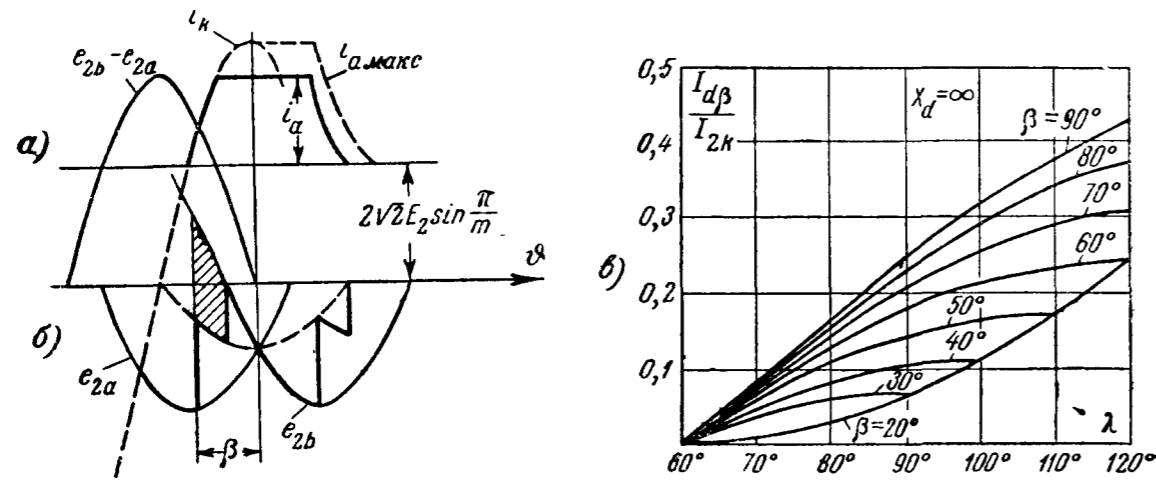
$$\frac{I_{a\beta}}{I_{2κ}} = \frac{I_a}{\sqrt{2} E_2 / X_a}. \quad (5-23)$$

По (5-20) и (5-23) после замены ψ через β построены на фиг. 5-7, б кривые относительных значений инвертируемого тока $I_{a\beta}/I_{2κ}$ в функции от продолжительности анодного тока λ при разных значениях угла опережения β как параметра. Кривые относятся к режиму непрерывного тока при трехфазном инвертировании тока. Построенные на фиг. 5-7, а и б кривые позволяют установить проектные параметры инвертора, когда известны в качестве исходных величин $U_{a\beta}$ и $I_{a\beta}$. Так, например, для определения τ , а по нему значения вторичного напряжения E_2 задаются вначале значением угла γ . Для этого угла на фиг. 5-7, а проводится вертикаль до кривой, у которой угол β равен сумме выбранного угла γ и требуемого для восстановления сеточного запираия угла δ . Точка пересечения вертикали с кривой дает нам значение τ . По найденному τ можно вычислить, пользуясь (5-16), значение вторичного напряжения E_2 . Определив E_2 и зная индуктивность обмоток трансформатора X_a (приведенную к виткам вторичной обмотки), можно определить далее значение $I_{a\beta} X_a / \sqrt{2} E_2$, шкала которых нанесена на оси ординат фиг. 5-7, б. По абсциссе точки пересечения горизонтали, проведенной на уровне $I_{a\beta} X_a / \sqrt{2} E_2$ с кривой, соответствующей найденному ранее значению β , мы находим, наконец, значение γ для требуемого тока. При несовпадении исходного и конечного значений γ расчет повторяется до тех пор, пока исходное и конечное значения γ мало отличаются между собой.

б) Режим при $X_d = \infty$

Когда при конечном значении X_d режим прерывистый, т. е. когда длительность анодного тока меньше, чем $\frac{2\pi}{m}$, при $X_d = \infty$ ток равен нулю. При такой индуктивности ток получает возможность нарастать только в период одновременной работы анодов, т. е. в период коммутации тока. Рост тока в анодных цепях в коммутационные периоды продолжается до тех пор, пока не достигается значение $I_{a\beta}$, соответствующее стацио-

нарному режиму. Для установления связи между стационарным током $I_{d\beta}$, величиной τ и углом β достаточно, так же как это делалось в предыдущем параграфе применительно к двухполупериодному инвертору, рассмотреть закономерность изменения тока в период коммутации. Это изменение определяется внутренним током короткого замыкания $i_{2к}$, который возникает в анодных контурах, участвующих в коммутации тока, под действием разности фазовых э. д. с. Такую разность определяет синусоида $e_{2b} - e_{2a}$, построенная на фиг. 5-8,а, начало



Фиг. 5-8. Линейные диаграммы (а и б) и характеристики (в) трехфазного инвертора при $X_d = \infty$.

которой сдвинуто на 180° по отношению к точке пересечения отрицательных участков синусоид вторичного напряжения. Синусоиде тока короткого замыкания $i_{2к}$, отстающего от напряжения $e_{2b} - e_{2a}$ на 90° благодаря чисто индуктивному сопротивлению в анодных цепях, соответствует уравнение

$$i_{2к} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \sin \frac{\pi}{m} \cos \vartheta, \quad (5-24)$$

если отсчет углов ϑ вести от той же точки пересечения отрицательных участков синусоид, от которой ведется отсчет углов β .

Анодный ток, который при угле $\beta = 0$ должен начинаться от нуля, равен в этом случае:

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \sin \frac{\pi}{m} (\cos \vartheta - \cos \beta). \quad (5-25)$$

К концу первого участка коммутации (по истечении угла γ) ток достигает значения $i_{a1} = I_{d\beta}$ (фиг. 5-8,а). Поэтому, подставляя в (5-25) вместо ϑ угол $(\beta - \gamma)$ и $i_{a1} = I_{d\beta}$, мы получаем:

$$I_{d\beta} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \sin \frac{\pi}{m} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta]. \quad (5-26)$$

По уравнению (5-26) на фиг. 5-8,в построено семейство кривых, характеризующих зависимость относительных значений тока $I_{d\beta} / I_{2к}$ в функции от углов $\lambda = 120^\circ + \gamma$ при разных значениях угла β , как параметре.

Среднее значение встречного напряжения, развиваемого инвертором (собственная противо-э. д. с. инвертора), складывается в рассматриваемом режиме из напряжения холостого хода $E_{d\beta 0}$ (когда $\gamma = 0$) и коммутационного подъема напряжения ΔU_x . Встречное напряжение холостого хода дает интеграл

$$E_{d\beta 0} = \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m} - \beta}^{\frac{\pi}{m} - \beta} \sqrt{2}E_2 \cos \vartheta d\vartheta = \sqrt{2}E_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \beta, \quad (5-27)$$

а величину коммутационного подъема напряжения в функции от углов β и γ дает интеграл

$$\begin{aligned} \Delta U_x &= \int_{-\beta}^{-\beta + \gamma} \sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m} \sin \vartheta d\vartheta = \\ &= \sqrt{2}E_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \frac{\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta}{2}. \end{aligned} \quad (5-28)$$

При записи той же величины в функции от инвертируемого тока получаем:

$$\Delta U_x = \frac{mX_a}{2\pi} I_{d\beta}. \quad (5-29)$$

Суммируя (5-27) и (5-28) и деля затем обе части полученной суммы на $\sqrt{2}E_2$ для нахождения относительного значения напряжения τ , имеем:

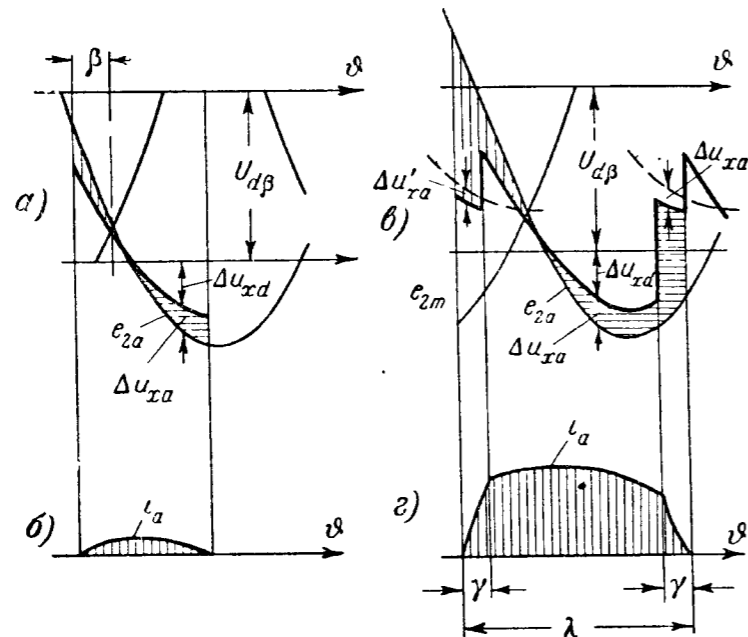
$$\tau = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \frac{\cos(\beta - \gamma) + \cos \beta}{2}. \quad (5-30)$$

По (5-30), связывающему три величины: τ , γ и β при $X_d = \infty$, на фиг. 5-7,а построены пунктирные кривые для $m=3$. Сверху кривые продолжительности анодных токов также ограничены кривой максимальной продолжительности (построенной без учета угла $\omega\theta$). Эта кривая построена, исходя из условия, что

$\gamma = \beta$. Такому предельному состоянию отвечает верхний коммутационный участок в кривой $i_{2к}$, нанесенный на фиг. 5-8,а пунктиром. При дальнейшем увеличении тока инвертор выпадает из режима, так как коммутация тока не успевает завершиться. При учете требуемого угла $\omega\theta$ выпадение инвертора из режима происходит тогда, когда остающийся угол δ меньше, чем $\omega\theta$. Учет угла $\omega\theta$ перемещает граничную кривую продолжительностей анодных токов левее на угол $\delta = \omega\theta$.

в) Режим при конечном значении X_d

Кривые анодного тока при конечном значении X_d могут быть построены после предварительного определения, какую долю из общей разности напряжений $U_{d\beta} - e_2$ принимает на себя анодная X_a и какую катодная X_d индуктивности.



Фиг. 5-9. Линейные диаграммы трехфазного инвертора при конечном значении X_d .

При начально-непрерывном режиме (фиг. 5-9,а) разность $U_{d\beta} - e_2$ распределяется пропорционально сопротивлениям катодному X_d и анодному X_a . Этому соответствует отношение

$$\frac{\Delta u_{xd}}{\Delta u_{xa}} = \frac{X_d}{X_a} = q, \quad (5-31)$$

где Δu_{xa} — напряжение, воспринимаемое анодной индуктивностью;

Δu_{xd} — напряжение, воспринимаемое катодной индуктивностью.

Напряжению Δu_{xa} соответствуют на фиг. 5-9,а ординаты заштрихованных площадок, а напряжению Δu_{xd} соответствуют ординаты площадок, оставленных без штриховки.

Также распределяется разность напряжений $U_{d\beta} - e_{2a}$ между анодной и катодной индуктивностями и во внекоммутационный период, когда инвертируемый ток непрерывен (фиг. 5-9,б).

В период коммутации, когда напряжения в коммутирующих фазах одинаковы и равны при $X_d = \infty$:

$$e_d = \frac{e_{2a} + e_{2m}}{2};$$

разность между $U_{d\beta}$ и e_2 воспринимается катодной индуктивностью и индуктивностью $X_a/2$, входящей в две соединяющиеся параллельно в период коммутации фазы трансформатора. Этому соответствует отношение:

$$\frac{\Delta u_{xd}}{\Delta u'_{xa}} = \frac{X_d}{X_a/2} = 2q, \quad (5-32)$$

где $\Delta u'_{xa}$ — напряжение, дополнительно воспринимаемое анодной индуктивностью X_a сверх значения $e_{2a} - e_d$ в период нарастания в ней анодного тока (первый период коммутации).

Во время убывания тока (второй участок коммутации) $\Delta u'_{xa}$ имеет знак, противоположный e_d . Полное напряжение, воспринимаемое анодной индуктивностью в период коммутации, так же как и во внекоммутационный период, характеризуется ординатами заштрихованных площадок на фиг. 5-9,б.

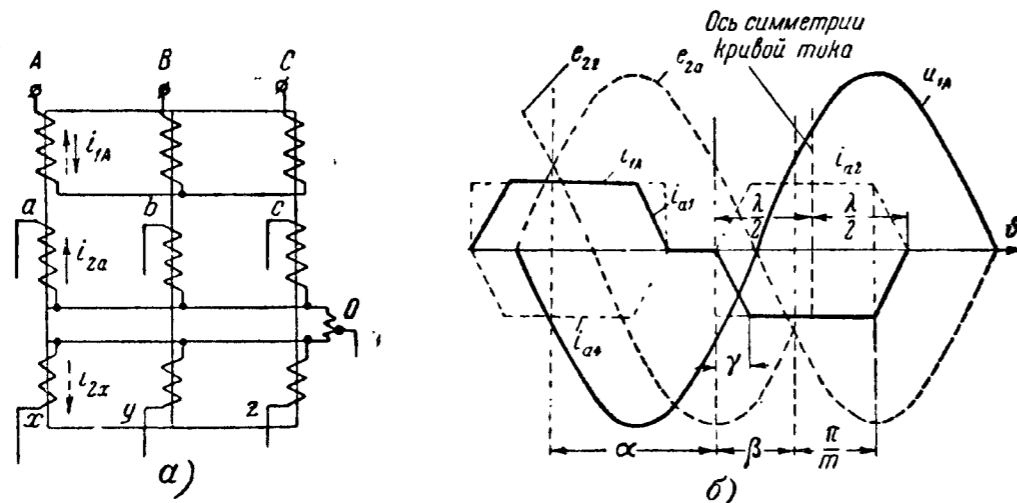
По найденным таким образом изменениям напряжения на анодной индуктивности (Δu_{xa} и $\Delta u_{xa} \pm \Delta u'_{xa}$) могут быть, так же как при $X_d = 0$, построены (аналитически либо графически) анодные токи, кривые которых приведены на фиг. 5-9,б и г. Другим методом построения кривой анодного тока является метод интерполяции, кратко рассмотренный в § 4-8, а и более полно в [Л. 9].

Участки синусоид, отмеченные на фиг. 5-9,а и в жирными линиями, определяют кривую встречного напряжения инвертора за один период повторяемости, а ординаты, определяющие удаленность этой кривой от прямой $U_{d\beta}$, показывают ход изменения напряжения на катодной индуктивности.

Выяснив ход кривых анодных токов, являющихся одновременно токами вторичных обмоток трансформатора, мы можем, пользуясь теми же закономерностями, которые были выведены в § 2-12 для выпрямителя, питаемого от трехфазной сети, по-

строить кривые первичных токов и для инверторного режима. Такое построение выполнено на фиг. 5-10,б для $X_d = \infty$ применительно к схеме на фиг. 5-10,а у которой на каждом из стержней, кроме первичной обмотки, расположены по две вторичных, обтекаемых токами i_{2a} и i_{2x} в противоположных направлениях.

Кривые вторичных токов i_{2a} и i_{2x} , по которым на фиг. 5-10,б построена кривая первичного тока i_{1A} , показаны для упрощения построения и вычисления фазовых сдвигов с прямолиней-



Фиг. 5-10. Первичный ток инвертора по схеме с уравнивающим реактором. а — исходная схема трансформатора; б — линейная диаграмма.

ными коммутационными участками и плоской вершиной, имеющей место при $X_d = \infty$. Кривая первичного тока i_{1A} расположена в противофазе к кривым вторичных токов. Первичное фазовое напряжение (напряжение сети) u_{1A} имеет также фазу, противоположную первичной э. д. с. e_{1A} , совпадающей по фазе с e_{2a} . Сдвиг по фазе между u_{1A} и i_{1A} может быть найден по углу сдвига между отрицательным максимумом синусоиды u_{1A} и осью симметрии кривой тока i_{1A} , сдвинутой вправо от момента зажигания на угол $\lambda/2$. Угол сдвига φ , как это видно из обозначений на фиг. 5-10,б, равен:

$$\varphi = \frac{\pi}{m} + \beta - \frac{\lambda}{2}. \quad (5-33)$$

Здесь угол $\lambda = \frac{2\pi}{m} + \gamma$.

При прямолинейной коммутации угол

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{\pi}{m} + \frac{\gamma}{2}. \quad (5-34)$$

Подставляя $\frac{\lambda}{2}$ из (5-34) в (5-33), находим, что:

$$\varphi = \beta - \frac{\gamma}{2}. \quad (5-33a)$$

Это показывает, что токи и напряжения, а следовательно, и их первые гармонические при многофазном инвертировании имеют те же углы сдвига по фазе, что и при двухфазном инвертировании тока. Отсюда следует, что векторная диаграмма, построенная на фиг. 5-4,б для двухфазного инвертора, сохраняет силу и для инвертора трехфазного тока.

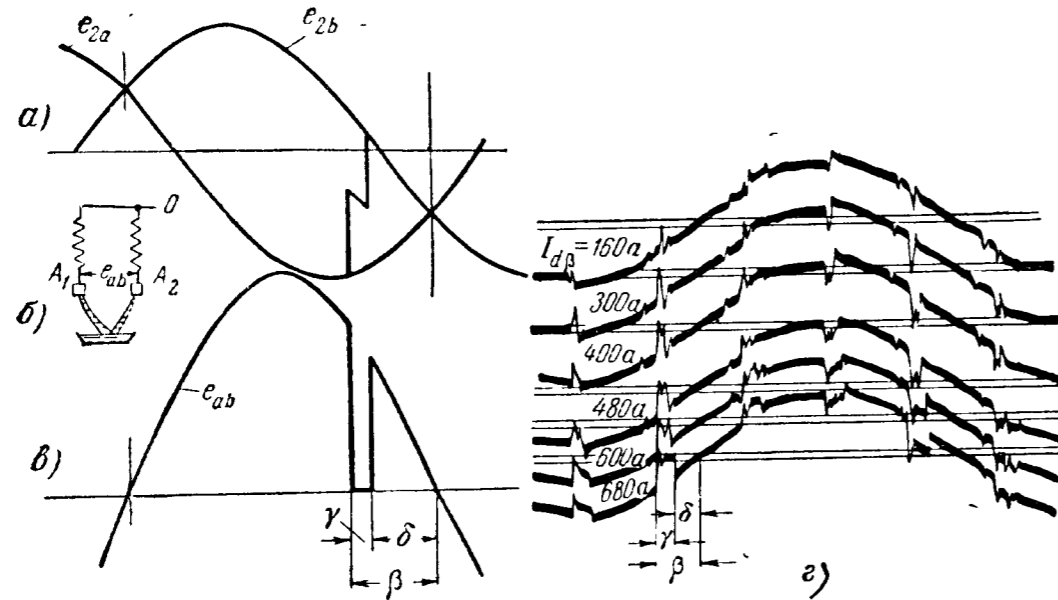
Из приведенной векторной диаграммы следует, что и у m -фазного инвертора коэффициент сдвига может быть принят приближенно равным:

$$\cos \varphi = \cos \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right). \quad (5-35)$$

По вхождению в (5-35) угла $\gamma/2$ в качестве вычитаемого можно заключить, что увеличение угла коммутации γ не уменьшает (как при выпрямительном режиме), а увеличивает коэффициент мощности. Это действительно имеет место тогда, когда угол β задан и поддерживается неизменным при всех нагрузках вплоть до максимальной. Рост угла γ сопровождается уменьшением в этом случае послекоммутационного угла δ . Когда же в целях получения максимального значения коэффициента мощности угол β автоматически меняется с нагрузкой так, что поддерживается на необходимом для надежного восстановления сеточного запирающего уровне угол δ , то с ростом γ растет и угол β и в результате коэффициент сдвига, а с ним и коэффициент мощности ухудшаются.

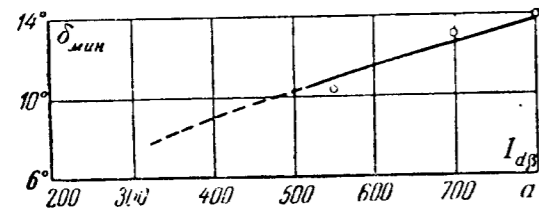
Правильный выбор угла опережения β , увеличение которого повышает, с одной стороны, запас нагрузочной способности инвертора с точки зрения его устойчивости, а с другой, — понижает его коэффициент мощности, должен быть сделан с учетом всех обстоятельств. Для этого необходимо прежде всего знать минимально необходимый послекоммутационный угол $\delta_{мин} = \omega \theta$. Так как время θ далеко не всегда сообщается заводом-производителем приборов, то его приходится измерять непосредственно на месте установки до включения инвертора в нормальную эксплуатацию.

Простейший метод измерения минимально необходимого угла $\delta_{мин}$, предложенный М. А. Чернышевым [Л. 12], заключается в снятии осциллограмм междуанодного напряжения, чередующихся в работе анодов (A_1 и A_2 на фиг. 5-11, б) при постепенном повышении нагрузки инвертора вплоть до выпадения его из режима. Междуанодное напряжение, диаграмма которого построена на фиг. 5-11, в по кривым фазовых напря-



Фиг. 5-11. Определение $\delta_{мин}$ путем осциллографирования. а — линейная диаграмма; б — осциллограммы.

жений инвертора (фиг. 5-11, а), спадает к нулю в период коммутации токов. Длительность спада позволяет определить угол γ , а последующий переход этой кривой через нуль позволяет определить послекоммутационный угол δ .



Фиг. 5-12. Зависимость $\delta_{мин}$ от тока.

Семейство осциллограмм, показывающее ход нарастания угла γ и уменьшения угла δ при заданном угле β с повышением нагрузочного тока инвертора вплоть до выпадения его из режима, приведено на фиг. 5-11, г. По найденным В. Н. Рудневым при различных

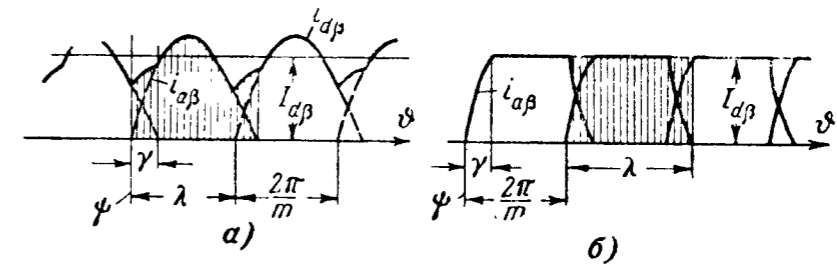
значениях β углам δ , предшествующим выпадению инвертора из режима, на фиг. 5-12 построена кривая зависимости $\delta_{мин}$ от $I_{d\beta}$ у вентилей типа РМНВ-500 \times 6, снабженных одной сеткой управления [Л. 12].

5-4. ВХОДНАЯ И ОГРАНИЧИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИНВЕРТОРА. ВЛИЯНИЕ КОЛЕБАНИЙ НАПРЯЖЕНИЯ В СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ПРЕДЕЛЬНЫЙ ТОК НАГРУЗКИ

Входная характеристика инвертора представляет собой графически выраженную зависимость между средним значением входного напряжения $U_{d\beta}$ и средним значением входного тока $I_{d\beta}$. Среднее значение тока $I_{d\beta}$ может быть найдено аналитически по сумме средних значений анодных токов (а у мостовых схем по средним значениям вторичных токов).

В тех случаях, когда необходимо иметь представление и о степени отступления мгновенных значений инвертируемого тока от его среднего значения, анодные токи суммируются графически, как это показано на фиг. 5-13, а для $X_d = 0$ и на фиг. 5-13, б для $X_d = \infty$.

Пульсации при конечном значении X_d соответствуют промежуточным их значениям между получаемыми при $X_d = 0$, когда они максимальны и, при $X_d = \infty$, когда они равны нулю.



Фиг. 5-13. Линейные диаграммы токов инвертора. а — при $X_d = 0$; б — при $X_d = \infty$.

К построению входной характеристики при конечном значении X_d мы перейдем после выяснения положения входной характеристики при $X_d = \infty$ и $X_d = 0$.

Аналитическую зависимость для входной характеристики при $X_d = \infty$ мы можем получить, суммируя (5-27) и (5-29). Это дает:

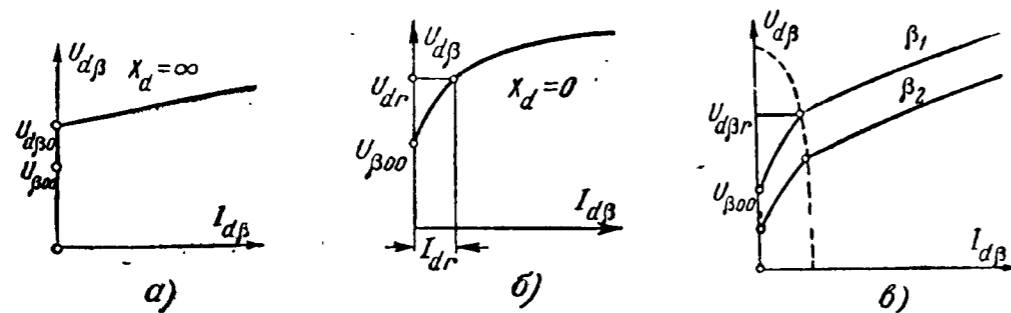
$$U_{d\beta} = E_{d\beta 0} + \Delta U_x = \sqrt{2}E_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \beta + \frac{mX_d}{2\pi} I_{d\beta}. \quad (5-36)$$

Из семейства характеристик, которое может быть построено по уравнению (5-36) при разных значениях угла опережения β , на фиг. 5-14, а нанесена только одна. Исходная точка ее на оси ординат, соответствующая напряжению холостого хода, определяется первым слагаемым в (5-36). Подъем характеристики определяет коэффициент при втором слагаемом в этом уравнении. Он тот же, что и у внешней характеристики выпрямителя, определяемой по (4-120). Поэтому коэффициент А, определяющий собой относительный наклон внешней характеристики у выпрямителя и равный согласно (2-45)—(2-52):

$$A = \frac{100}{\frac{2\pi}{m} u_{к\%}} \cdot \frac{I_{d\beta} X_d}{E_{d0}}, \quad (5-37)$$

определяет собой одновременно и угол подъема входной характеристики инвертора.

Повышение входного напряжения инвертора по мере роста входного тока объясняется добавлением коммутационной площади (фиг. 5-8, а) к общей площади, ограниченной рабочим участком синусоиды, по которой подсчитывается среднее значение $U_{d\beta}$. Кроме напряжения холостого хода, на оси ординат фиг. 5-14, б отмечена еще величина $U_{\beta 00}$. Она соответствует напряжению холостого хода в том случае, когда X_d конечно либо равно нулю. При $X_d = \infty$ подъему напряжения от $U_{\beta 00}$ до $U_{d\beta 0}$, отмеченному на фиг. 5-14, б более жирным участком прямой, соответствует нулевое значение тока. При $X_d = 0$



Фиг. 5-14. Входные характеристики инвертора.

а — при $X_d = \infty$; б — при $X_d = 0$; в — при конечном значении X_d .

подъем тока у инвертора начинается, как это видно из фиг. 5-14, б, при напряжении, равном:

$$U_{\beta 00} = -\sqrt{2}E_2 \cos \psi = \sqrt{2}E_2 \cos \left(\frac{\pi}{m} + \beta \right) \quad (5-38)$$

и ток нарастает постепенно по мере подъема напряжения. Поэтому входная характеристика при таком X_d также постепенно повышается (фиг. 5-14, б). Исходную точку характеристики в абсолютных единицах дает (5-38), а в относительных:

$$\tau_{00} = \cos \left(\frac{\pi}{m} + \beta \right). \quad (5-38a)$$

Аналитическую зависимость для рабочей части характеристики в абсолютных единицах мы получаем, подставив в (5-21) значение тока I_a из (5-20). Это дает:

$$I_{d\beta} = \frac{m}{2\pi} \frac{\sqrt{2}E_2}{X_d} \left[\tau \frac{\lambda^2}{2} - \lambda \sin \psi - \cos(\psi + \lambda) + \cos \psi \right]. \quad (5-39)$$

В относительных единицах характеристику дает (5-23) при подстановке в нее I_a из (5-20). При замене угла ψ на угол β согласно (5-14) это приводит к

$$\frac{I_{d\beta}}{I_k} = \frac{1}{2\pi} \left[\tau \frac{\lambda^2}{2} - \lambda \sin \left(\beta + \frac{\pi}{m} \right) + \cos \left(\beta + \frac{\pi}{m} - \lambda \right) - \cos \left(\beta + \frac{\pi}{m} \right) \right]. \quad (5-39a)$$

По (5-39а) с учетом (5-16) на фиг. 5-14, б построена входная характеристика при $X_d = 0$ и одном значении угла β .

На построенной характеристике отмечена точка с координатами I_{dr} и U_{dr} . Она соответствует переходу от прерывистого режима к непрерывному. Значение напряжения U_{dr} при начально-непрерывном токе мы находим, интегрируя участок косинусоиды на фиг. 5-6, а в пределах рабочего участка. Это дает:

$$U_{dr} = \sqrt{2}E_2 \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m} - \beta}^{\frac{\pi}{m} - \beta} \cos \vartheta d\vartheta = \sqrt{2}E_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \beta, \quad (5-40)$$

или в относительных единицах:

$$\tau_r = \frac{U_{dr}}{\sqrt{2}E_2} = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \beta. \quad (5-40a)$$

Относительное значение тока при начально-непрерывном режиме мы находим, подставляя в (5-39 а) значение $\lambda = \frac{2\pi}{m}$, а также значение τ_r из (5-40 а). Это дает:

$$\frac{I_{dr}}{I_k} = \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right) \sin \beta. \quad (5-41)$$

Переписав (5-40 а) и (5-41) в виде:

$$\frac{I_{dr}}{I_k} = A \sin \beta; \quad (5-42)$$

$$\tau_r = B \cos \beta, \quad (5-43)$$

мы приходим к выводу, что и в инверторе значения, соответствующие начально-непрерывному току, при изменении угла опережения β перемещаются по дуге эллипса с полуосями, равными A и B . Значения A и B дают коэффициенты при $\sin \beta$ и $\cos \beta$ в (5-40 а) и (5-41).

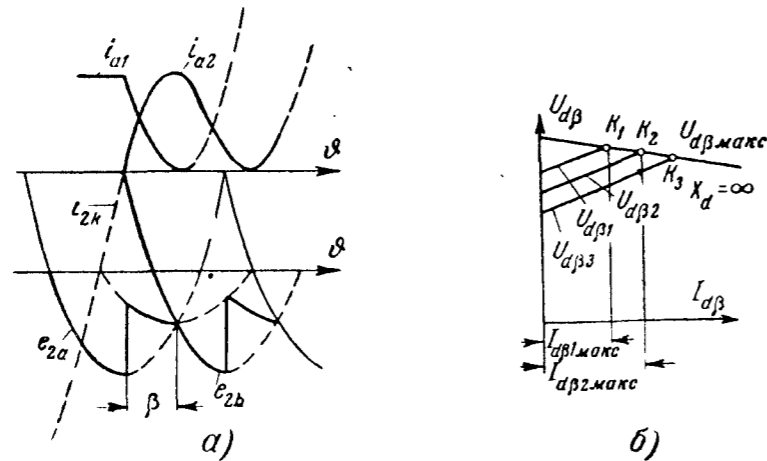
Входные характеристики инвертора при конечном значении X_d , построенные на фиг. 5-14, в для двух углов опережения, содержат два резко различающихся между собой по крутизне нарастания участка. Они разделены дугой эллипса. Перзый из них отвечает работе инвертора в режиме прерывистых токов, а второй — в режиме непрерывных токов.

Для первого участка может быть использована та же зависимость для тока, что и при $X_d = 0$, если в (5-39) ввести вместо X_d сумму сопротивлений $X_a + X_d$. Для второго уча-

стка, когда X_d не очень мало, может быть принят прямолинейный закон нарастания входной характеристики, так же как и при $X_d = \infty$.

Граница перехода от прерывистого режима к непрерывному, определяемая дугой эллипса, здесь сужается по сравнению с $X_d = 0$, поскольку ток в прерывистом режиме определяется не X_a , а $X_a + X_d$. Это уменьшает полуось эллипса на оси абсцисс против ее значения, даваемого (5-41) в $X_a / (X_a + X_d)$ раз.

Рабочий участок входных характеристик инвертора ограничен тем током, при котором послекоммутационный угол δ при



Фиг. 5-15. Режим предельной нагрузки инвертора при $X_d = \infty$.

а — линейная диаграмма; б — ограничительная характеристика.

заданном угле β становится равным минимально необходимому $\delta_{\text{мин}}$ для восстановления сеточного запирающего $\omega\theta$.

Точки на входных характеристиках, соответствующие предельным токам нагрузки $I_{d\beta \text{ макс}}$ и соответствующим им максимально допустимым значениям входного напряжения $U_{d\beta \text{ макс}}$, определяют собой вторую важную для эксплуатационного режима инвертора характеристику — ограничительную. Хотя такие характеристики при $X_d = \infty$ и $X_d = 0$, как это будет ниже показано, лежат близко друг к другу, и практически можно ограничиться использованием одной из них, мы тем не менее рассмотрим их в отдельности, с тем чтобы видеть их связь с диаграммами напряжения при предельных токах нагрузки. По этим диаграммам устанавливаются аналитические зависимости для ограничительных характеристик.

Диаграммы напряжения и тока при предельной нагрузке и $X_d = \infty$ в предположении, что клапан идеальный и управляющие свойства сеток восстанавливаются в нем мгновенно, приведены на фиг. 5-15, а. Здесь ток в клапане, заканчивающем свою работу, спадает к нулю в точке пересечения отрицательных

участков синусоиды, откуда ведется отсчет угла β . Эта диаграмма при переводе ее в область положительных значений, и чтении ее справа налево, соответствует диаграмме напряжений управляемого выпрямителя при угле запаздывания $\alpha = 0$.

Необходимость иметь в реальных вентилях послекоммутационный угол δ приводит к внешней характеристике управляемого выпрямителя при угле запаздывания $\alpha = \delta$. Ее дает уравнение

$$U_{d\beta \text{ макс}} = U_{d\alpha (\alpha=\delta)} = \sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m} \cos \delta - \frac{m}{2\pi} I_{d\beta} X_a, \quad (5-44)$$

являющееся одновременно и уравнением ограничительной характеристики инвертора при $X_d = \infty$. Такая характеристика построена на фиг. 5-15 б. В уравнение (5-44) не входит падение напряжения в дуге ΔU_a вентилях. Поэтому, если исходить из фактической внешней характеристики выпрямителя, в которую ΔU_a входит, то для перехода к ограничительной характеристике инвертора к ней надо еще добавить ΔU_a (или в относитель-

ных единицах $\epsilon = \frac{\Delta U_a}{\sqrt{2}E_2}$). Предельные токи нагрузки инвертора, отвечающие точкам пересечения на фиг. 5-15, б входных характеристик с ограничительной, могут быть аналитически найдены из совместного решения (5-36) и (5-44). Это решение приводит к

$$I_{d\beta \text{ макс}} = \frac{2}{X_a} \left[\sqrt{2}E_2 \frac{\pi}{m} (\cos \delta - \cos \beta) \right]. \quad (5-44 \text{ а})$$

В выражение (5-36), также как и в (5-44а), не входит ΔU_a . Поэтому, если исходить из характеристик инвертора, в которых учтено ΔU_a , то для вычисления предельных токов нагрузки нужно входные характеристики инвертора снизить на ΔU_a (или ϵ) либо повысить ограничительную характеристику на величину $2\Delta U_a$ (или в относительных единицах на 2ϵ) против внешней характеристики выпрямителя.

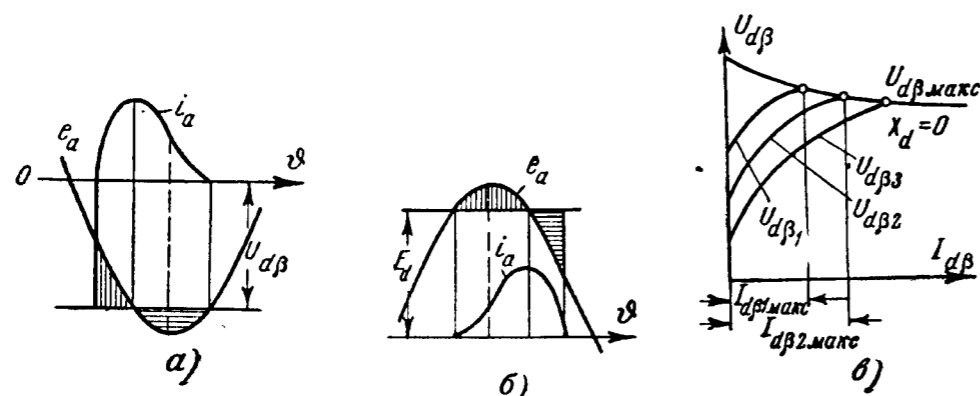
Диаграмма напряжения и тока, соответствующая предельному току нагрузки при $X_d = 0$, приведена на фиг. 5-16, а. Здесь граничной точкой спада тока к нулю является пересечение синусоиды с прямой $U_{d\beta}$ (если принять, что $\delta = 0$). При дальнейшем увеличении угла β либо повышении $U_{d\beta}$ ток в клапане начинает вновь возрастать. Это приводит к выпадению инвертора из режима. Построенной на фиг. 5-16, а диаграмме напряжения инвертора соответствует также обращенная диаграмма напряжения управляемого выпрямителя при работе

его на встречную э. д. с. (фиг. 5-16,б) и естественном угле зажигания ψ . При учете угла δ угол зажигания

$$\psi = \arccos \tau - \delta. \quad (5-45)$$

Этому углу согласно (4-143) — (4-145) отвечает относительное значение входного напряжения

$$\tau = \frac{2}{\lambda} \sin \frac{\lambda}{2} \cos \left(\arccos \tau - \delta + \frac{\lambda}{2} \right). \quad (5-46)$$



Фиг. 5-16. Режим предельной нагрузки инвертора при $X_d = 0$
а — линейная диаграмма инвертора; б — линейная диаграмма выпрямителя;
в — ограничительная характеристика.

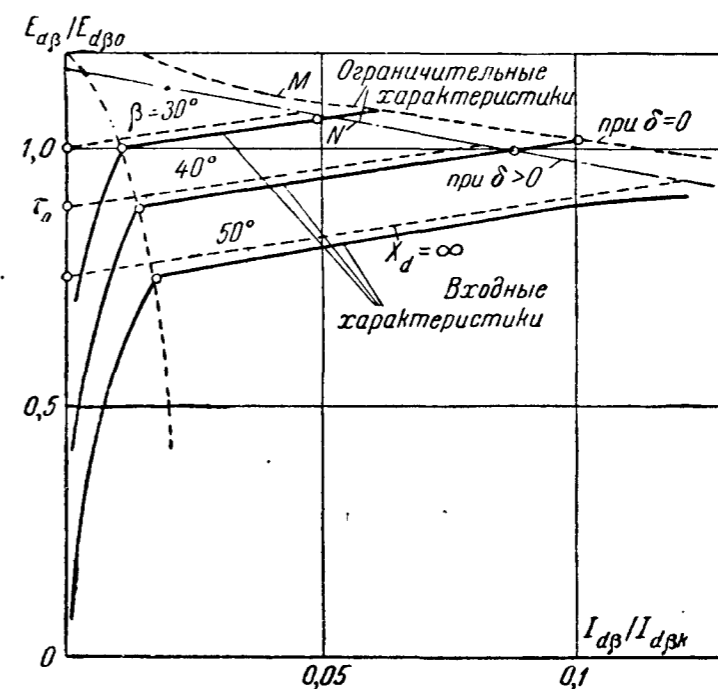
Относительные значения входного тока в функции от λ дает (4-149) при подстановке в него значения $\psi = \pi - \beta - \frac{\pi}{m}$. Это приводит к [Л. 9]

$$\frac{I_{d\beta}}{I_{2\kappa}} = \frac{1}{2\pi} \left[\tau \frac{\lambda^2}{2} - \lambda \sin \left(\beta + \frac{\pi}{m} \right) + \cos \left(\beta + \frac{\pi}{m} - \lambda \right) - \right. \\ \left. - \cos \left(\beta + \frac{\pi}{m} \right) \right]. \quad (5-47)$$

По уравнениям (5-46) и (5-47) после пересчета относительных значений в абсолютные построена ограничительная характеристика инвертора на фиг. 5-16,в при $X_d = 0$. Отличие ее от ограничительной характеристики при $X_d = \infty$ заключается в том, что она имеет более крутой начальный спад в режиме прерывистых токов. Совместное нанесение на фиг. 5-17 ограничительных характеристик для трехфазного инвертора с конкретными параметрами при $X_d = 0$ (пунктирная кривая) и при $X_d = \infty$ (прямая, построенная сплошной линией) показывает их малое отличие по положению их в области нормальных нагрузок. Сближение построенных сплошной и пунктирными линиями характеристик было бы еще большим, если бы в огра-

нительной характеристике при $X_d = 0$ был учтен, так же как при $X_d = \infty$, угол δ .

Вместе с ограничительными характеристиками на фиг. 5-17 построены и входные характеристики инвертора, как для $X_d = \infty$ (пунктирные прямые), так и для конечного значения X_d (сплошные кривые). Их точки пересечения и определяют собой предельные значения входных токов инвертора. При расчете входного тока необходимо иметь в виду его зависимость от вели-



Фиг. 5-17. Ограничительные характеристики трехфазного инвертора.

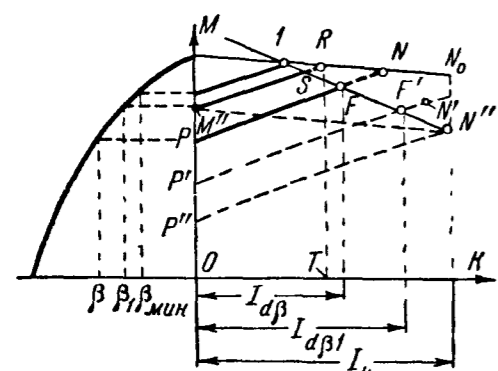
чины напряжения в приемной сети переменного напряжения. Когда это напряжение снижается, то коммутирующая э. д. с. в инверторе уменьшается, в связи с чем возрастает длительность угла коммутации γ , и в результате сокращается послекоммутационный угол δ . При уменьшении его ниже предельно допустимого $\delta_{\text{мин}}$ инвертор выпадает из режима.

Какие минимальные углы опережения могут быть допущены у инвертора при номинальном значении напряжения в приемной сети U_1 (или E_2) и насколько может быть снижено это напряжение либо повышено напряжение в цепи постоянного тока, дает наглядное представление диаграмма Келлера [Л. 50], построенная на фиг. 5-18.

Помимо ограничительной характеристики (прямая MN_0) и входных характеристик инвертора здесь нанесена также выходная характеристика цепи постоянного тока в виде наклонной прямой I . Наклон ее зависит от параметров источника и сопро-

тивления в цепи постоянного тока. Фактический ток нагрузки инвертора определяется точкой пересечения входной характеристики инвертора и выходной характеристикой сети.

Слева от оси ординат на диаграмме построен еще участок косинусоиды. Он позволяет для любого выбранного значения угла опережения β найти (в масштабе, в котором построена диаграмма) напряжение холостого хода, от которого отходит рабочий участок входной характеристики, наклон которого известен. Так, углу опережения β отвечают входная характеристика PF и рабочая точка F с входным током $I_{d\beta}$. При снижении угла опережения до β_1 рабочая точка при неизменном значении U_1 перемещается в S и входной ток при этом уменьшается.



Фиг. 5-18. Диаграмма Келлера.

При дальнейшем снижении угла β до $\beta_{мин}$ рабочая точка достигает точки пересечения входной и ограничительной характеристик, когда инвертор выпадает из режима в области малых токов. При снижении напряжения U_1 , когда угол β неизменен, уменьшаются одновременно как ординаты ограничительной, так и входных характеристик, причем это уменьшение пропорционально снижению напряжения. При таком снижении входной ток растет в связи с перемещением точки встречи входных характеристик с выходной характеристикой сети, положение которой в системе координат в этом режиме не меняется. Одновременно перемещается вправо и точка встречи входной характеристики с ограничительной. Пока последняя лежит выше, чем прямая I , инвертор работает устойчиво. Такому промежуточному режиму отвечает, например, входная характеристика $P'N'$. Здесь точка встречи N' со сниженной ограничительной характеристикой (на диаграмме не построенной) лежит выше, чем прямая I .

Предельно допустимому снижению напряжения отвечает точка N'' , в которой ограничительная характеристика $M''N''$ и входная $P''N''$ пересекаются. Так как при снижении напряжения все ординаты характеристик входной и ограничительной уменьшаются, как уже выше говорилось, пропорционально напряжению, то по отношению отрезков $\overline{N''K}/\overline{N_0K}$ можно судить о предельно допустимом снижении напряжения в приемной сети до выпадения инвертора из режима.

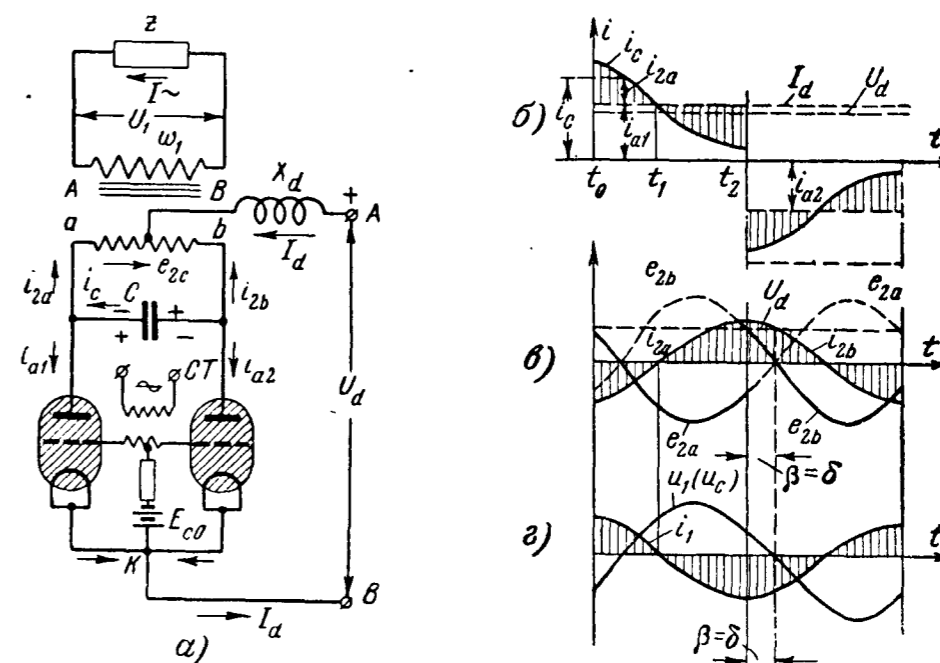
По диаграмме легко установить и то повышение напряжения, которое допустимо в питающей цепи постоянного напряжения до выпадения инвертора из режима. При повыше-

нии напряжения прямая I перемещается параллельно самой себе вверх до точки встречи выходной характеристики с ограничительной. Эта встреча происходит в точке N , если угол опережения равен β , и в точке R , если угол опережения равен β_1 . Это показывает допустимое возрастание напряжения в цепи постоянного тока во втором случае больше, чем в первом.

нии напряжения прямая I перемещается параллельно самой себе вверх до точки встречи выходной характеристики с ограничительной. Эта встреча происходит в точке N , если угол опережения равен β , и в точке R , если угол опережения равен β_1 . Это показывает допустимое возрастание напряжения в цепи постоянного тока во втором случае больше, чем в первом.

5-5. НЕЗАВИСИМЫЙ ИНВЕРТОР ОДНОФАЗНОГО ТОКА

Принципиальная схема независимого инвертора однофазного тока (двухполупериодная) приведена на фиг. 5-19, а. Питаемая через инвертор цепь переменного напряжения не имеет здесь



Фиг. 5-19. Двухфазный независимый инвертор. а — схема; б — г — линейные диаграммы.

других источников питания, в связи с чем частота тока и напряжения в этой цепи, а также форма их колебаний зависят непосредственно от режима управления инвертором и параметров его цепей, а также параметров потребителя (нагрузки) Z .

Среди элементов, действующих в цепи независимого инвертора либо в цепи его нагрузки, необходимым элементом являются конденсаторы C , вводимые в цепь с целью обеспечения коммутации тока и генерации реактивной мощности, необходимой инвертору, а также потребителям, входящим в цепь переменного напряжения, если коэффициент их мощности отличен от единицы.

В зависимости от того, как включена емкость по отношению к вторичным (вентильным) обмоткам инвертора: а) параллель-

но; б) последовательно либо в) параллельно-последовательно, различают три вида независимых инверторов: 1) параллельный; 2) последовательный и 3) последовательно-параллельный.

Практическое применение получил главным образом параллельный инвертор, однофазная (двухполупериодная) схема которого и приведена на фиг. 5-19,а.

Управление режимом работы инвертора производится через систему сеточного управления, принципиальная схема которой также нанесена на фиг. 5-19,а. В непроводящую часть периода вентили заперты напряжением E_{co} . Вентили открываются, когда на сетки их подаются положительные импульсы напряжения, превышающие E_{co} . Частота подаваемых импульсов равна здесь той частоте, которую должно иметь выходное напряжение. Импульсы, подаваемые на сетки вентиля 1 и 2, сдвинуты между собой на 180° , в связи с чем и вентили открываются поочередно со сдвигом в 180° . При открытии вентиля появляется ток в соответствующей ему анодной цепи. Так, при открытии сеткой вентиля 1 ток начинает проходить через этот вентиль и связанную с ним фазу a вторичной обмотки трансформатора. Одновременно появляется ток и в первичной (сетевой) обмотке трансформатора. Через полпериода открывается сеткой вентиль 2 и ток начинает проходить по этому вентилю и по фазе b вторичной обмотки в направлении, противоположном тому, которое он имел в фазе a . Поэтому ток в первичной обмотке изменяет свое направление. В результате через первичную обмотку трансформатора проходит переменный ток, поступающий в приемную сеть. Коммутация анодных токов вентиля здесь возможна благодаря конденсатору C , который к моменту очередной коммутации тока оказывается заряженным при такой полярности на его обкладках, которая нужна для коммутации. Так, при прохождении тока через вентиль 1 конденсатор C заряжается через вторичные обмотки трансформатора с положительным потенциалом на обкладке, присоединенной к свободному концу фазы b , и отрицательным потенциалом на обкладке, присоединенной к свободному концу фазы a . Величина напряжения на конденсаторе U_C равна двойному значению фазового напряжения вторичных обмоток трансформатора. В момент открытия при помощи сетки вентиля 2 возникает разрядный ток, проходящий через вентиль 2 в проводящем направлении и через вентиль 1 — в непроводящем направлении. В результате результирующий ток в вентиле 1 быстро падает до нуля и дуга в нем гаснет, а ток в вентиле 2 достигает своего нормального значения. С переходом тока i_a к вентилю 2 и фазе b конденсатор вначале продолжает разряжаться через вторичные обмотки трансформатора, а затем он перезарядается, приобретая противоположную полярность, указанную нижними знаками «+» и «-». Перезарядкой конденсатора подготавливаются условия для коммутации тока в следующий

полупериод, когда ток вновь переходит от вентиля 2 к вентилю 1.

Ход изменения напряжений и токов во времени зависит здесь от параметров инвертора, в которые входит и емкость C коммутирующих конденсаторов, а также параметры цепи нагрузки. Диаграммы, приведенные на фиг. 5-19,б, в и г, иллюстрируют ход изменения тока и напряжения в различных цепях инвертора при таком соотношении параметров, при котором обеспечивается почти синусоидальное изменение токов и напряжений в анодных цепях и на выходе у инвертора. Пунктирные прямые U_d и I_d показывают, что напряжение и ток во входной цепи инвертора не меняются по величине, в предположении, что катодная индуктивность в цепи постоянного тока $X_d = \infty$.

Инvertируемый ток I_d суммируется из чередующихся по полупериодам анодных токов i_{a1} и i_{a2} . Так как направление тока в контуре, включающем вентили, противоположно i_{a1} , то ток i_{a2} нанесен на диаграмме ниже оси абсцисс. Токи i_{2a} и i_{2b} , протекающие по вторичным обмоткам трансформатора (характеризуемые ординатами заштрихованных на фиг. 5-19,б площадок), можно рассматривать как алгебраическую сумму из вентильного тока i_{a1} (или i_{a2}) и тока конденсатора i_C .

В начальную часть периода (до момента t_1), пока конденсатор расходует запасенную им энергию, он питает ток, как это видно из диаграммы на фиг. 5-19,б, не только вентильную цепь, но и вторичные обмотки трансформатора. В эту часть периода ток конденсатора i_C представляет собой фактическую сумму токов i_{a1} и i_{2a} . Вторичный ток i_{2a} проходит в начальную часть полупериода от конца обмотки a к нулевой точке ее O , что соответствует отрицательному значению вторичного тока. В следующую часть периода (до момента t_2), ток во вторичной обмотке меняет свое направление. Арифметически суммируясь с током i_C , он создает вентильный ток i_{a2} . В следующий полупериод ток проходит через вентиль 2 и вторичную обмотку b . Изменение его во времени остается таким же, как и в предыдущий полупериод. Переход тока от вентиля 1 к вентилю 2 происходит здесь почти мгновенно, поскольку сопротивление в разрядной цепи конденсатора, определяемое только падением напряжения ΔU_a , крайне мало.

На фиг. 5-19,в построены кривые вторичных токов i_{2a} и i_{2b} в обмотках трансформатора, а также кривые фазовых э. д. с., возникающих в этих обмотках. В общем случае кривые вторичных и первичных токов в независимом инверторе, как это будет ниже показано, несинусоидальны. В частном случае, представленном на диаграммах фиг. 5-19,б—г, они синусои-

дальны. Это достигается при специально подобранных соотношениях между C и L в схеме. Отрицательному напряжению фазы a в рабочую для нее часть периода (участок кривой, нанесенный на фиг. 5-19, b сплошной линией) отвечает положительный участок кривой напряжения в фазе b (нанесенный на той же фигуре пунктиром). В следующий полупериод знаки фазовых напряжений меняются на обратные.

Для нормального режима работы независимого инвертора необходимо, чтобы после гашения дуги в вентиле, закончившем свою работу, на его аноде сохранилось в течение некоторого времени (измеряемого послекоммутационным углом δ) отрицательное напряжение, позволяющее восстановиться в вентиле сеточному запирающему. При включении конденсатора непосредственно к анодам вентиля, как на фиг. 5-19, a , угол δ близок к возникающему в процессе работы инвертора углу опережения β . В методах обеспечения требуемого угла β независимые инверторы существенно отличаются от зависимых. У зависимых инверторов угол β задается непосредственно сеткой. У независимых инверторов угол β возникает в процессе инвертирования и зависит от хода во времени кривой напряжения, наводимого в обмотках трансформатора. Форма этих кривых зависит, в свою очередь, от параметров инвертора и его нагрузки, в частности и от соотношения индуктивного и активного сопротивлений потребителя мощности.

Так как с изменением параметров инвертора, в частности величины емкости по отношению к сопротивлению нагрузки, меняется форма кривой выходного напряжения, то одновременно с изменением формы этой кривой автоматически меняется и величина угла опережения β . Когда величина этого угла становится меньше минимально необходимого $\delta_{\min} = \omega\theta$, то инвертор выпадает из режима.

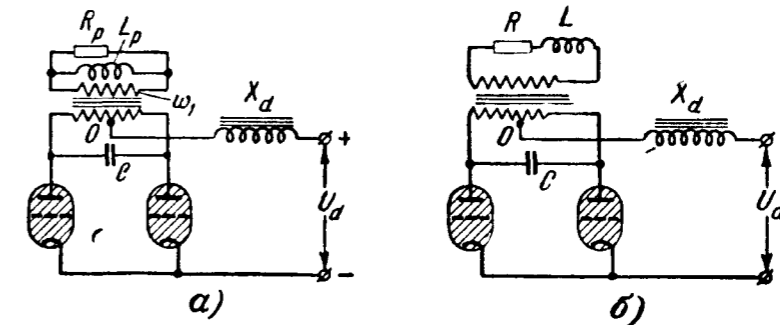
5-6. КРИВЫЕ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА НЕЗАВИСИМОГО ИНВЕРТОРА

Форму кривых токов и напряжений на входе и выходе инвертора мы будем рассматривать при активно-индуктивном сопротивлении в цепи нагрузки. При наличии также емкости в этой цепи она может быть присоединена к коммутирующей ток емкости инвертора. Так как в общем случае кривые напряжения на выходе независимого инвертора несинусоидальны, то при активно-индуктивной нагрузке токи в отдельных ветвях нагрузки будут зависеть от того, как включены между собой сопротивления: параллельно как на фиг. 5-20, a , либо последовательно, как на фиг. 5-20, b .

Так как разница в расчете вариантов приведенных схем скажется преимущественно на последней его стадии, то общий

анализ режима работы схем мы будем проводить применительно к одному из вариантов, а именно к первому, как приводящему к более простым аналитическим зависимостям.

Пренебрегая током намагничивания трансформатора и индуктивностью рассеяния его обмоток (т. е. полагая трансформатор идеальным) и принимая катодную индуктивность в цепи постоянного тока $L_d = \infty$, мы для полупериода, когда пропускает ток



Фиг. 5-20. Расчетные схемы независимого инвертора.

вентиль 1 и заперт вентиль 2, можем написать (при $\omega_1 = \omega_2$) следующие уравнения для токов:

$$i_{2a} = i_C + i_R + i_L; \quad (5-48)$$

$$I_d = i_{2a} + i_C = 2i_C + i_R + i_L. \quad (5-49)$$

Ток i_C связан с напряжением на конденсаторе равенством

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} = 2C \frac{du_1}{dt}. \quad (5-50)$$

Напряжение на нагрузке может быть записано в виде двойного равенства

$$u_1 = L_p \frac{di_L}{dt} = R_p i_R. \quad (5-51)$$

При совместном решении (5-49)—(5-51) мы получаем дифференциальное уравнение для напряжений:

$$\frac{d^2 u_1}{dt^2} + \frac{1}{4R_p C} \frac{du_1}{dt} + \frac{1}{4L_p C} u_1 = 0. \quad (5-52)$$

Из равенства абсолютных значений токов и напряжений и противоположности их знаков в конце каждого из смежных полупериодов следует, что

$$u_1(t=0) = -u_1(t=t_0); \quad (5-53)$$

$$i_L(t=0) = -i_L(t=t_0), \quad (5-53a)$$

где t_0 — продолжительность одного полупериода вынужденной частоты, задаваемой режимом сеточного управления.

Решая (5-52) по отношению к напряжению u_1 с учетом (5-53) и (5-53а), находим:

$$u_1 = u_2 = u = \frac{I_{d\beta}}{2C(\gamma_2 - \gamma_1)} \left[\frac{e^{-\gamma_1 t}}{1 + e^{-\gamma_1 t}} - \frac{e^{-\gamma_2 t}}{1 + e^{-\gamma_2 t}} \right]; \quad (5-54)$$

где

$$\gamma_{1,2} = \frac{1}{8R_p C} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{8R_p C}\right)^2 - \frac{1}{4L_p C}} \quad (5-55)$$

— показатель степени в токе свободного режима.

В зависимости от того, является ли подкоренное выражение в (5-55) величиной положительной либо отрицательной, показатель степени оказывается числом действительным либо комплексным.

В первом случае его можно записать так:

$$\gamma_{1,2} = a \pm \sqrt{a^2 - c^2} = a \pm d. \quad (5-56)$$

а во втором случае показатель степени:

$$\gamma_{1,2} = a \pm j\sqrt{c^2 - a^2} = a \pm jb; \quad (5-56a)$$

здесь

$$a = \frac{1}{8R_p C} \quad (5-57)$$

соответствует декременту затухания в колебательном процессе, причем величина

$$c = +\sqrt{\frac{1}{4L_p C}} \quad (5-58)$$

определяет круговую частоту собственных колебаний системы при декременте затухания, равном нулю.

Величина

$$b = \sqrt{c^2 - a^2} \quad (5-59)$$

определяет круговую частоту собственных колебаний при конечном декременте затухания.

Наконец, величина:

$$d = \sqrt{a^2 - c^2} \quad (5-60)$$

входит в показатель степени при аperiodическом изменении тока в пределах полупериода переменного напряжения.

Для того чтобы учесть в общем виде интересующие нас зависимости непосредственно от величины нагрузки z и коммутирующей емкости C , целесообразно, как это показал в своих

исследованиях Остендорф [Л. 42], ввести в качестве аргумента так называемый коэффициент нагрузки:

$$B = \frac{1/\omega C}{4z} = \frac{1}{4\omega Cz}. \quad (5-61)$$

Этот коэффициент обозначает отношение полного сопротивления емкостной цепи $1/\omega C$ к сопротивлению нагрузки z , приведенному к полному числу витков двух вторичных обмоток трансформатора, параллельно к которым присоединен конденсатор C .

В рассматриваемой схеме

$$z = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_p}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega L_p}\right)^2}} = R_p \cos \varphi; \quad (5-62)$$

здесь $\cos \varphi$ — коэффициент сдвига у потребителя мощности. Выражая коэффициенты a и c через B и $\cos \varphi$, находим, что

$$a = \frac{1}{2} \omega B \cos \varphi; \quad (5-63)$$

$$c = \omega \sqrt{B \sin \varphi}. \quad (5-64)$$

Если подставить значения a и c в (5-56)—(5-59), а затем найденные значения $\gamma_{1,2}$ в (5-54), то мы получим уравнение, определяющее изменение выходного напряжения в функции времени при заданном токе $I_{d\beta}$ как параметре. Известным в данном типе инвертора является, однако, не его входной ток $I_{d\beta}$, а входное напряжение инвертора $U_{d\beta}$. Для замены поэтому в уравнении (5-54) параметра $I_{d\beta}$ на $U_{d\beta}$, найдем предварительно связь между ними. Для этого проинтегрируем за полпериода мгновенное значение напряжения на одной вторичной обмотке, даваемое уравнением (5-54), отнеся интеграл к половине периода, что дает среднее значение напряжения.

При колебательном режиме, когда подкоренное выражение в (5-55) отрицательно, мы получаем следующую зависимость [Л. 42]:

$$\frac{U_{d\beta}}{I_{d\beta}} 4\omega C = \frac{2\pi}{(ct_0)^2} \cdot \frac{\text{sh } at_0 - \frac{a}{b} \sin bt_0}{\cos bt_0 + \text{ch } at_0}. \quad (5-65)$$

При аperiodическом режиме, когда подкоренное выражение положительно, интегрирование приводит к аналогичному уравнению:

$$\frac{U_{d\beta}}{I_{d\beta}} 4\omega C = \frac{2\pi}{(ct_0)^2} \cdot \frac{\text{sh } at_0 - \frac{a}{d} \text{sh } dt_0}{\text{ch } dt_0 + \text{ch } at_0}. \quad (5-66)$$

В частном случае, когда нагрузка чисто омическая, т. е.

$$B = \frac{1}{4CR\omega} = \alpha \frac{t_0}{\pi}, \quad (5-67)$$

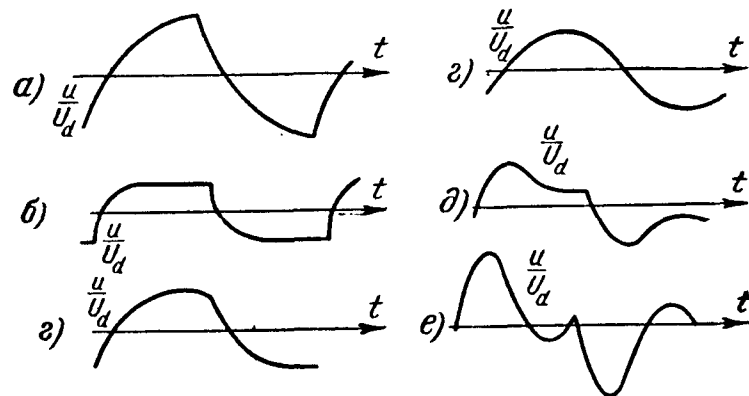
где $\alpha = 1/4RC$,

мгновенное значение напряжения на выходе связано с входным током равенством

$$u = I_{d\beta} R_p \left(1 - \frac{2e^{-at}}{1 + e^{-at_0}} \right). \quad (5-68)$$

Отношение средних значений напряжения и тока в этом случае равно:

$$\frac{U_{d\beta}}{I_{d\beta}} = R_p \frac{2(1 - e^{-at_0}) - at_0(1 + e^{-at_0})}{-at_0(1 - e^{-at_0})}. \quad (5-69)$$



Фиг. 5-21. Различные формы кривой выходного напряжения независимого инвертора.

$a - B=0,8; L_p=\infty; б - B=3,2; L_p=\infty; в - B=0,35; \frac{b}{\omega} = 1; \cos \varphi=0,847; г - B=0,93; \frac{b}{\omega} = 1; \cos \varphi=0,537; д - B=0,99; \frac{b}{\omega} = 2; \cos \varphi=0,847; е - B=3,46; \frac{b}{\omega} = 2; \cos \varphi=0,537.$

Совместное решение (5-68) и (5-69) при чисто активной нагрузке дает:

$$\frac{u}{U_{d\beta}} = \frac{-at_0(1 + e^{-at_0} - 2e^{-at})}{-at_0(1 + e^{-at_0}) + 2(1 - e^{-at_0})}. \quad (5-70)$$

Совместное решение (5-65) и (5-69) при активно-индуктивной нагрузке и колебательном режиме дает:

$$\frac{u}{U_{d\beta}} = \frac{(ct_0)^2}{2e^{-at_0}} e^{-at} \cdot \frac{\sin bt - e^{-at_0} \sin b(t_0 - t)}{bt_0 \operatorname{sh} at_0 - at_0 \sin bt_0}. \quad (5-71)$$

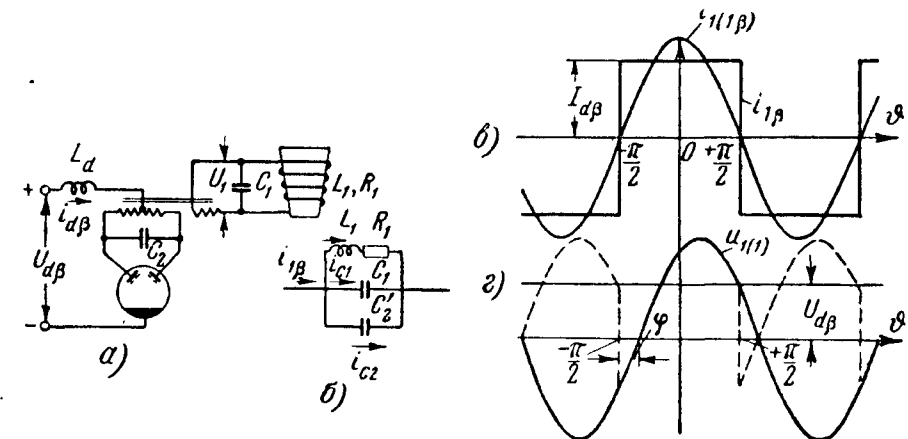
При апериодическом режиме ту же зависимость дает совместное решение (5-66) и (5-69):

$$\frac{u}{U_{d\beta}} = \frac{(ct_0)^2}{2e^{-at_0}} e^{-at} \cdot \frac{\operatorname{sh} at - e^{-at_0} \operatorname{sh} d(t_0 - t)}{dt_0 \operatorname{sh} at_0 - at_0 \operatorname{sh} bt_0}. \quad (5-72)$$

По уравнениям (5-70) и (5-72) на фиг. 5-21, $a-e$ построены кривые выходного напряжения (в относительных единицах

к $U_{d\beta}$) при трех значениях коэффициента мощности $\cos \varphi$ и разных значениях коэффициента нагрузки B и отношениях собственной частоты колебаний к вынужденной $\frac{b}{\omega}$. Кривые на фиг. 5-21, a и $б$ относятся к чисто активной нагрузке ($\cos \varphi=1$). Кривые на фиг. 5-21, $в$ и $г$ построены для $\cos \varphi=0,847$ и $0,537$ и значениях $\frac{b}{\omega} = 1$. Кривые на фиг. 5-21, $д$ и $е$ построены при тех же значениях $\cos \varphi$, но при $\frac{b}{\omega} = 2$.

Кривые токов в первичной обмотке, приведенные для варианта параллельного соединения активного сопротивления R_p и



Фиг. 5-22. Независимый инвертор для питания индукционной печи. a — схема; $б$ — схема замещения; $в$ — линейная диаграмма выходного тока; $г$ — линейная диаграмма напряжений.

индуктивности L_p в цепи нагрузки на фиг. 5-21, $a-e$, строятся по двум составляющим тока в ветвях нагрузки: 1) активной i_R , повторяющей по форме кривую напряжения, и 2) реактивной i_L , определяемой по интегральной кривой от хода изменения напряжения. Для учета масштабных соотношений между током и напряжением кривые токов на фиг. 5-21, $a-e$ построены в относительных величинах напряжений $i_d R_d / U_{d\beta}$.

Приведенные на фиг. 5-21, $a-e$ кривые напряжения показывают, что наибольшее приближение их к синусоидам мы получаем при $\frac{b}{\omega} \approx 1$, т. е. тогда, когда собственная частота колебаний в контуре (обусловленная величинами L, R и C) примерно равна вынужденной частоте колебаний, задаваемой частотой управления в сеточной цепи. Требуемая при этом емкость не только обеспечивает напряжение, необходимое для коммутации тока, но и генерирует реактивную мощность, потребляемую частично инвертором и частично нагрузкой, включенной в цепь переменного тока.

При нагрузках с низким коэффициентом мощности, каковым, например, являются индукционные печи, целесообразно, как это показано на схеме фиг. 5-22,а, разбить всю необходимую емкость между двумя группами конденсаторов C_1 и C_2 . Группу C_2 сохранить в цепи вторичных обмоток трансформатора, а группу C_1 включить параллельно нагрузке. Соответственно такой разбивке емкости на фиг. 5-22,б приведена эквивалентная электрическая схема выходного узла инвертора. Трансформатор в этой схеме показан без активных сопротивлений и ветви намагничивания, т. е., как и раньше, он предположен идеальным.

Величина нагрузочной емкости C_1 выбирается в такой схеме инвертора, исходя из равенства реактивных составляющих тока в емкости и нагрузке (резонансный режим), что аналитически выражает равенство

$$\frac{U_1}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}} \frac{\omega L_1}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}} = \frac{U_1}{\left(\frac{1}{\omega C_1}\right)}. \quad (5-73)$$

Из (5-73) следует, что:

$$\frac{1}{\omega C_1} = \left[1 + \left(\frac{R_1}{\omega L_1}\right)^2\right] \omega L_1. \quad (5-74)$$

Диаграммы выходного напряжения и тока рассматриваемого инвертора для случая, когда индуктивность в цепи постоянного тока $L_d = \infty$ и выходной ток синусоидalen, приведены на фиг. 5-22,в и г.

Синусоида на фиг. 5-22,а определяет собой основную гармоническую первичного тока $i_{1(d\beta)}$.

Высшие гармонические тока, определяемые разностью между прямоугольной кривой полного тока (тока, проходящего по обмоткам трансформатора) и основной гармонической тока, воспринимаются емкостями C_1 и C_2 .

Фазовый угол сдвига φ основной гармонической тока по отношению к основной гармонической напряжению (фиг. 5-22,г) равен углу опережения β . Это позволяет, исходя из аналогии между выпрямительным и инверторным режимами, написать равенство

$$U_{d\beta} = 0,9E_2 \cos \beta = 0,9E_2 \cos \varphi. \quad (5-75)$$

Здесь угол $\varphi = \beta$ определяется по $\operatorname{tg} \varphi$ из соотношения сопротивлений

$$\operatorname{ctg} \varphi = R \left(\frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C} \right). \quad (5-76)$$

Если $U_{d\beta}$ известно, то

$$E_2 = \frac{U_{d\beta}}{0,9 \cos \varphi}. \quad (5-77)$$

При коэффициенте трансформации, равном 1, $E_2 = U_1$.

Мгновенное значение первой гармонической $i_{1(1\beta)}$ в кривой первичного тока $i_{1\beta}$ при прямоугольной ее форме (фиг. 5-22,в) равно:

$$i_{1(1\beta)} = \frac{4}{3} I_{d\beta} \cos \vartheta. \quad (5-78)$$

Падение напряжения от активной составляющей основной гармонической тока в сопротивлении R_1 равно:

$$u_{1(1)} = \frac{4}{3} I_{d\beta} R_1 \cos \varphi \cos (\vartheta - \varphi). \quad (5-78a)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения в соответствии с диаграммами на фиг. 5,22,г равно:

$$U_{d\beta} \approx \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} u_{1(1)} d\vartheta = I_{d\beta} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi, \quad (5-79)$$

откуда

$$I_{d\beta} = \frac{U_{d\beta}}{R_1 \cdot 0,9 \cos \varphi}. \quad (5-80)$$

Множитель при $U_{d\beta}$ в правой части определяет собой в резонансном режиме входную проводимость. В более общем случае ее дают (5-65) и (5-66).

Анализ режима работы независимого инвертора был нами проведен для случая параллельного включения активного и индуктивного сопротивлений потребителя переменного тока (фиг. 5-20,а). При последовательном включении этих сопротивлений ток в активном сопротивлении тот же, что и в выходной обмотке трансформатора, а напряжения на отдельных составных элементах нагрузочного сопротивления определяются видом этих сопротивлений.

5-7. ГРАНИЧНЫЕ ЧАСТОТЫ НЕЗАВИСИМОГО ИНВЕРТОРА И ПУТИ ИХ ПОВЫШЕНИЯ

Независимый инвертор нередко входит (как будет показано в § 5-14) в качестве составного звена в преобразователе частоты. В связи с этим возникает вопрос о граничных частотах, допускаемых инвертором, когда в качестве вентиля применяются ионные приборы с накаливаемым либо ртутным катодом. Граничная частота независимого инвертора зависит не только от деионизационных свойств приборов, но и от тех параметров, которые имеет схема инвертора и нагрузочное сопротивление, по-

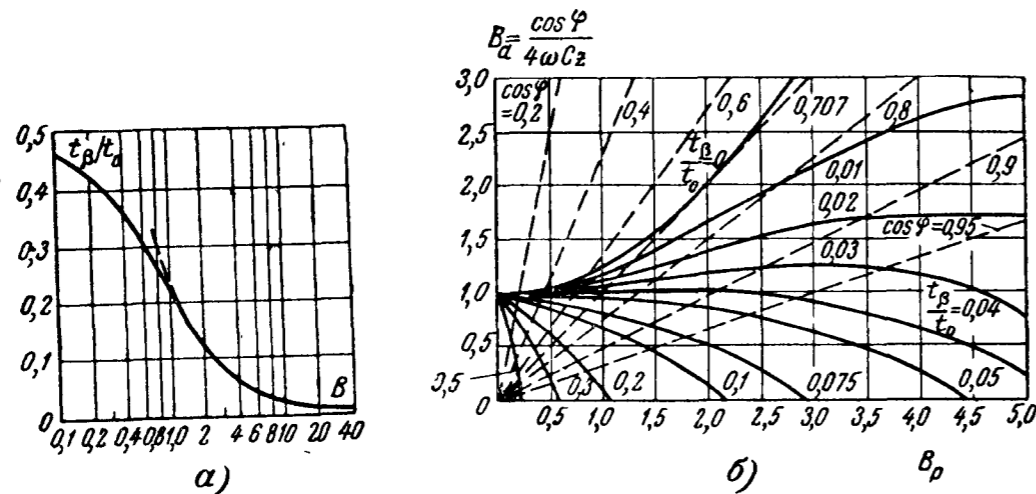
скольку ими определяется угол $\beta = \omega t_\beta$ и, тем самым, время восстановления аспирающих свойств сеток. При чисто активном нагрузочном сопротивлении угол β можно найти, приравняв напряжение в (5-70) нулю, а $t = t_\beta$. Это дает:

$$e^{-\alpha t_\beta} = \frac{1 + e^{-\alpha t_0}}{2}; \quad (5-81)$$

здесь

$$\alpha = \frac{1}{4RC}. \quad (5-82)$$

Уравнению (5-81) отвечает построенная на фиг. 5-23,а в относительных единицах (при базовой величине, равной полуперио-



Фиг. 5-23. Характеристики независимого двухфазного инвертора.

ду t_0) кривая t_β в функции коэффициента нагрузки инвертора B . С ростом нагрузочного тока и уменьшением емкости C время t_β , как видно из кривой, быстро снижается. Когда коэффициент B превышает значение 1,5, то t_β можно вычислять с достаточным для практики приближением по упрощенной формуле

$$t_\beta = 2,77CR. \quad (5-83)$$

Ей отвечает пунктирный участок гиперболы, нанесенный на фиг. 5-23,а. Зная время восстановления сеточного запирающего θ в применяемом типе вентиля, можно, пользуясь кривой на фиг. 5-23,а, найти предельную частоту независимого инвертора, нагруженного на активное сопротивление. Она равна:

$$f_{\max} = \frac{1}{2t_\beta} = \frac{1}{2\theta}. \quad (5-84)$$

У приборов (тиратронов и маломощных ртутных вентилях) с θ , лежащим в границах от 150 до 300 мксек, численные зна-

чения f_{\max} лежат в границах от 800 до 1500 гц. При активно-индуктивной нагрузке время опережения t_β мы можем найти, приравняв нулю напряжение u , выражаемое (5-71) и (5-72). При колебательном режиме это приводит к уравнению

$$\operatorname{tg} bt_\beta = \frac{e^{-\alpha t_0} \sin bt_0}{1 + e^{\alpha t_0} \cos bt_0}, \quad (5-85)$$

а при апериодическом — к уравнению

$$\operatorname{th} bt_\beta = \frac{e^{\alpha t_0} \operatorname{sh} dt_0}{1 - e^{\alpha t_0} \operatorname{ch} dt_0}. \quad (5-86)$$

Степень возможной нагрузки инвертора активной и реактивной мощностью иллюстрирует семейство кривых, построенное по (5-85) и (5-86) на фиг. 5-23,б. В качестве параметра здесь взято время t_β , необходимое для восстановления сеточного запирающего в приборе (в относительном исчислении к t_0), а в качестве сопоставляемых величин на оси абсцисс взята активная составляющая коэффициента нагрузки:

$$B_a = B \cos \varphi = \frac{\cos \varphi}{4\omega Cz}, \quad (5-87)$$

а на оси ординат его реактивная составляющая

$$B_p = B \sin \varphi = \frac{\sin \varphi}{4\omega Cz}. \quad (5-88)$$

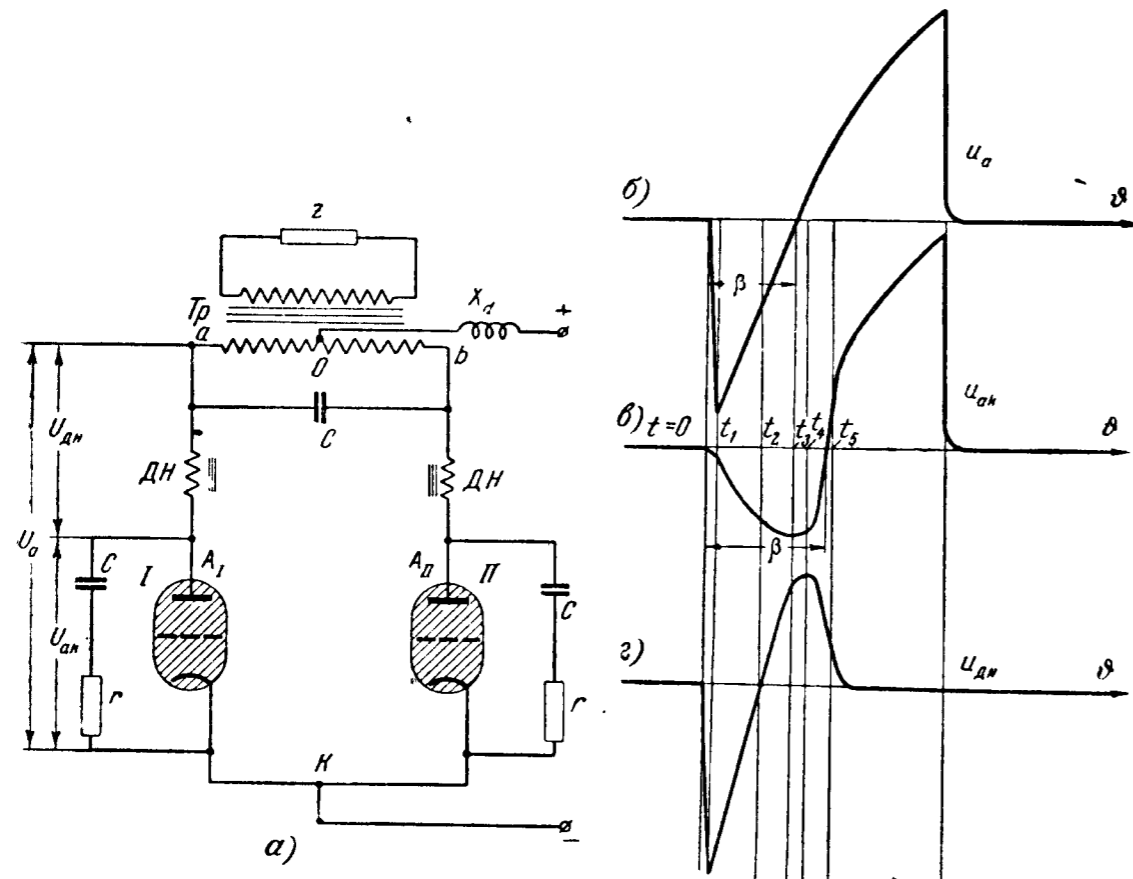
Связь между названными величинами, при значении t_β/t_0 как параметре дает семейство кривых, построенных на фиг. 5-23,б сплошными линиями. Как видно из кривых, относительная доля допустимой реактивной мощности потребителя снижается по мере возрастания его активной мощности, если отношение t_β/t_0 превышает 0,03—0,04. При меньших значениях t_β/t_0 при увеличении активной мощности растет и допустимая реактивная мощность.

Пунктирные прямые, построенные на той же фигуре 5-23,б, показывают, каково соотношение между реактивной и активной мощностями потребителя с заданным $\cos \varphi$.

По точке пересечения пунктирной прямой с кривой, построенной сплошной линией, соответствующей такому значению t_β , которое равно θ , можно установить те максимальные значения активной и реактивной мощностей, которые независимый инвертор может передать в сеть переменного тока при данной частоте, а также ту предельную частоту f_{\max} , при которой может работать инвертор с вентилями, имеющими угол восстановления θ , и потребителем, имеющим определенный $\cos \varphi$.

Предельная частота инвертора может быть заметно повышена, как показали исследования, проведенные В. А. Соколовым и Г. И. Шевченко, если последовательно с вентилями включить, как показано на схеме фиг. 5-24,а, насыщающиеся дроссели, а параллельно вентилям включить цепочки из r и C .

Напряжение на вентиле в такой схеме меняется по кривой, приведенной на фиг. 5-24,б. Она отличается от кривой напряже-



Фиг. 5-24. Независимый инвертор с повышенной граничной частотой.

а — схема; б — г — линейные диаграммы напряжений.

ния, получаемой в обычной схеме (фиг. 5-24,б) тем, что увеличивается длительность угла опережения и, кроме того, уменьшается начальный скачок отрицательного напряжения в непроводящую часть периода. Увеличение угла β позволяет повысить предельную частоту инвертирования, а уменьшение начального скачка напряжения повышает нагрузочную способность вентиля.

Видоизменение формы кривой напряжения на вентиле в рассматриваемой схеме обусловлено тем, что в начале непроводящей части периода благодаря зарядному току, проходящему через цепочку r и C , в реакторе $Д. Н.$ наводится э. д. с. самоиндукции, направленная противоположно фазной э. д. с. во вторичной обмотке. Так как реактор не насыщен, эта э. д. с. имеет

значительную величину, в связи с чем напряжение на вентиле в интервале от $t = 0$ до $t = t_1$ (фиг. 5-24,б) крайне мало. По мере насыщения реактора $Д. Н.$ под действием зарядного тока э. д. с. самоиндукции спадает по величине и в момент t_2 , когда зарядный ток достигает максимума, она равна нулю. В этот момент обратное напряжение на вентиле (и присоединенной к нему цепочке rC) равно, как и в обычной схеме, двойному фазовому напряжению или равному ему напряжению на коммутирующем ток конденсаторе. Затем зарядный ток в насыщающемся реакторе начинает спадать к нулю, в связи с чем меняется знак напряжения на реакторе на отрицательный. Поэтому длительность пребывания анода под отрицательным напряжением (время опережения) t_β увеличивается на интервал, примерно равный $t_3 - t_5$.

Экспериментальные исследования, проведенные при этой схеме, показали, что предельная частота с введением насыщающихся реакторов увеличивается примерно в 1,5—2 раза. По типу описанного инвертора однофазного тока могут выполняться и инверторы трехфазного тока.

5-8. ВХОДНАЯ И ВЫХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕЗАВИСИМОГО ИНВЕРТОРА

У независимого инвертора в отличие от зависимого нас практически интересуют две его рабочие характеристики: входная, по которой судят о связи между входным напряжением $U_{д\beta}$ и входным током $I_{д\beta}$, и выходная, по которой судят о связи между выходным напряжением U_1 и выходным током I_1 .

Входная характеристика может быть вычислена по входной проводимости Y_β , определяемой по (5-65) при параметрах инвертора, соответствующих колебательному режиму, и по (5-66) — при параметрах инвертора, соответствующих апериодическому режиму.

Результаты вычислений по приведенным формулам [Л. 42] представлены в функции от коэффициента нагрузки B кривыми на фиг. 5-25.

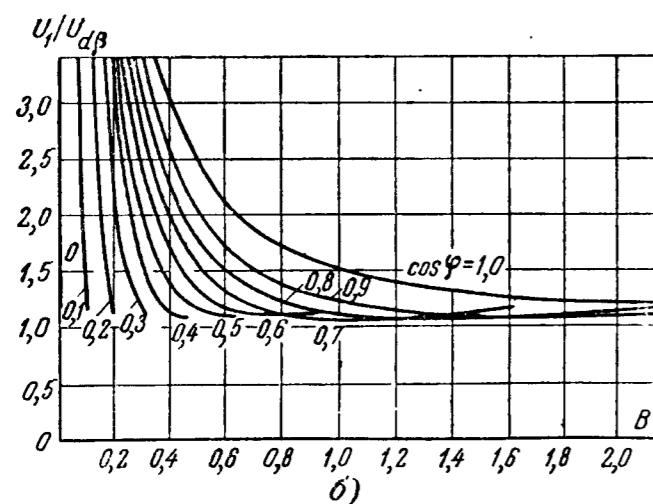
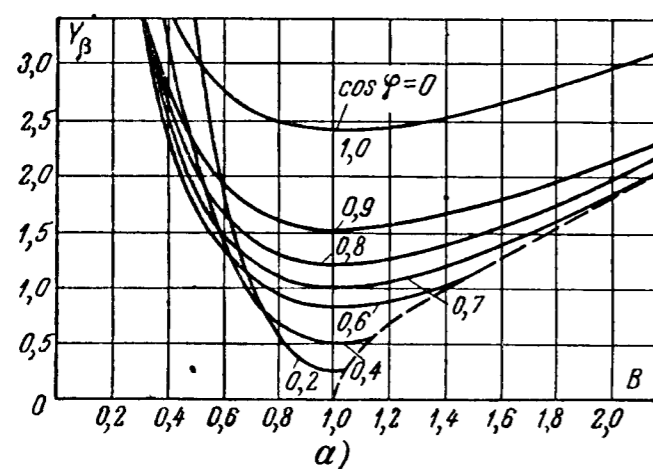
Параметром в приведенном семействе кривых служит $\cos \varphi$ потребителя. При умножении входной проводимости Y_β на входное постоянное напряжение $U_{д\beta}$ мы получаем входной ток инвертора $I_{д\beta}$, в связи с чем приведенные на фиг. 5-25,а кривые являются одновременно входными характеристиками инвертора. Переход к минимуму этих кривых при $B=1$ объясняется тем, что при таком значении B индуктивные и емкостные ветви инвертора находятся в состоянии, близком к резонансу.

Выходная характеристика независимого инвертора может быть построена, исходя из равенства мощностей на сторонах постоянного и переменного токов. При пренебрежении внутренними потерями мощности в инверторе баланс активных мощностей характеризуется равенством

$$U_{d\beta} I_{d\beta} = \frac{U_1^2}{R_p} \quad (5-89)$$

Из него следует, что

$$\frac{U_1}{U_{d\beta}} = \sqrt{\frac{I_{d\beta} R_p}{U_{d\beta}}} = \sqrt{\frac{I_{d\beta}}{U_{d\beta} \cdot 4\omega C} \cdot \frac{1}{B \cos \varphi}} \quad (5-90)$$



Фиг. 5-25. Входная (а) и выходная (б) характеристики независимого инвертора.

пологих участков при больших токах нагрузки. При низком коэффициенте мощности пологий участок у внешних характеристик вовсе отсутствует, что объясняется недостаточностью угла $\beta = \delta$ для восстановления сеточного запираения. Такой ход характеристик независимых инверторов объясняется

Вычисляя значения первого множителя, стоящего в правой части (5-90) под корнем, при помощи (5-65) и (5-66) мы получаем зависимость относительного значения переменного напряжения на выходе инвертора U_1 (в долях постоянного напряжения $U_{d\beta}$) от активной составляющей коэффициента нагрузки B_a , вычисляемой по (5-87).

Построенные по (5-90) кривые на фиг. 5-25, б представляют собой выходные характеристики инвертора. Здесь так же как и у входных характеристик в качестве параметра взят коэффициент сдвига потребителя $\cos \varphi$. Отличительными особенностями выходных характеристик независимого инвертора являются крутой спад их в области малых токов нагрузки и малая притом протяженность по-

расхождением в балансе реактивной мощности, даваемой конденсаторами и потребляемой инвертором, и нагрузкой при изменении последней. Так, например, если баланс установлен для режима полной нагрузки, то при разгрузке инвертора появляется нескомпенсированный избыток емкостной мощности, даваемой конденсаторами (если емкость конденсаторов остается неизменной), вызывающий сильное повышение напряжения на их зажимах, а следовательно, и на входе инвертора.

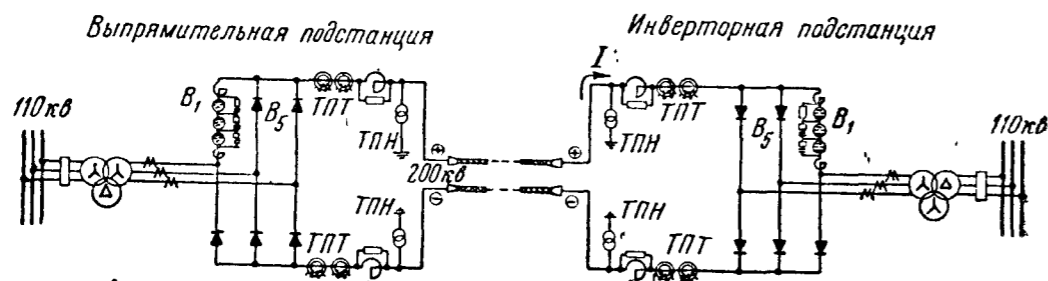
Ход внешней характеристики независимого инвертора может быть значительно улучшен, если, как это было показано в исследованиях, проведенных Демонтевиной [Л. 67], снабдить независимый инвертор, кроме емкости, включаемой параллельно обмоткам трансформатора, еще емкостью, включаемой последовательно с нагрузкой, превращая при этом параллельный конденсатор в параллельно-последовательный. Необходимо, однако, отметить, что общая установленная мощность конденсаторов при этом заметно возрастает. Другой метод улучшения входной, а тем самым и выходной характеристик независимого инвертора, предложенный Г. И. Шевченко [Л. 44], заключается в подмагничивании сердечника трансформатора постоянным током, с тем чтобы менять индуктивность трансформатора, поддерживая тем самым режим работы инвертора в состоянии, близком к резонансу. Одновременно при таком методе улучшения характеристик удается в известной степени улучшить и форму кривой выходного напряжения, приближая ее к синусоиде. При таком методе улучшения характеристик повышается расчетная мощность трансформатора и усложняется его конструкция, поскольку необходимо предупредить наводку переменного напряжения в обмотках подмагничивания.

Ограничение по выходным частотам дает независимый инвертор в области низких частот, так как в этом случае сильно возрастает необходимая емкость конденсаторов, для того чтобы привести в соответствие вынужденную частоту инвертора с его собственной частотой. Для того чтобы ограничить требующуюся емкость при низких частотах, Б. У. Умаровым [Л. 46] было предложено включать коммутирующую емкость C не непосредственно на зажимы вторичных обмоток, а после присоединенных к концам вторичных обмоток вентилях. Такое включение мешает конденсатору разряжаться, после того как на нем установилось напряжение нужной величины и знака для обеспечения очередной коммутации тока.

5-9. ИНВЕРТИРОВАНИЕ ПО ТРЕХФАЗНОЙ МОСТОВОЙ СХЕМЕ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ ПОСТОЯННЫМ ТОКОМ

Передача энергии на большие расстояния постоянным током производится при высоком напряжении. Инвертор, связывающий

линию постоянного тока с приемной сетью переменного тока, так же как и выпрямительную установку, связывающую генерирующую установку с линией постоянного тока, выполняют по трехфазной мостовой схеме, как это показано на фиг. 5-26. Это обеспечивает минимум напряжения на вентиле по сравнению с другими схемами преобразования тока. В тех случаях, когда один высоковольтный вентиль не может выдержать без пробоя напряжение, приходящееся на одно вентильное плечо, в каждое плечо моста включается по несколько вентилях, соединяемых последовательно, как это для одного из плеч в каждом из мостов показано на фиг. 5-26. В рассматриваемой системе



Фиг. 5-26. Принципиальная схема линий передачи постоянным током.

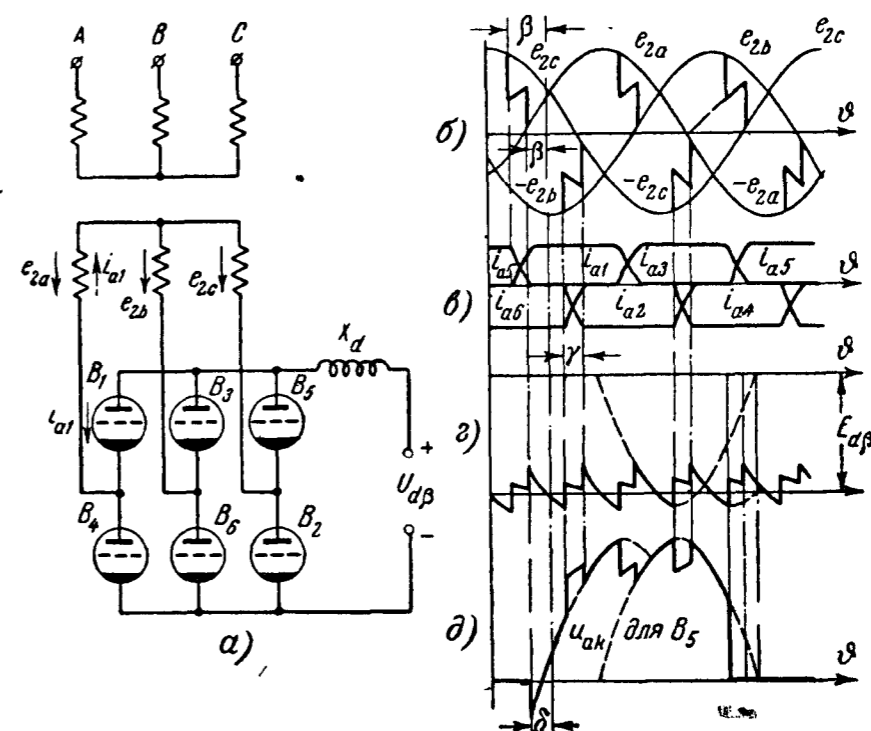
инвертор работает как зависимый, так как приемная сеть переменного тока всегда имеет и другие источники питания в виде синхронных генераторов или синхронных компенсаторов.

Положительным полюсом в мостовой схеме инвертора служит, как это видно из фиг. 5-26 и 5-27, а. общая точка соединения анодов в анодной группе вентилях (B_1 , B_3 и B_5), а отрицательным полюсом — общая точка соединения катодов в катодной группе вентилях (B_2 , B_4 и B_6). Вентили анодной группы работают при положительных значениях фазовых напряжений (отмеченных на фигуре стрелками e_{2a} , e_{2b} и e_{2c}), так как в этом случае токи вентилях (i_{a1} , i_{a2} и i_{a3}) направлены навстречу напряжению. Эти напряжения представлены верхними участками синусоид в диаграмме напряжений на фиг. 5-27, б. Катодной группе вентилях отвечают на той же диаграмме отрицательные участки синусоид. При отрицательных напряжениях токи в катодной группе вентилях направлены также навстречу напряжению.

Так как число вентилях в плече моста не влияет на соотношение токов и напряжений в схеме, то при анализе режима работы схемы мы будем полагать, что в каждом из плеч моста включено по одному вентиле.

Открытие сеткой очередного вентиля производится и здесь при угле опережения β , отсчитываемом влево от точек пересечения положительных участков синусоид для анодной группы

вентилей и отрицательных участков — для катодной группы вентилях. Если в момент открытия очередного вентиля предыдущий вентиль в данной группе еще не закончил своей работы (режим непрерывного тока), то происходит коммутация анодных токов. Так если в момент t_1 сеткой открыт вентиль B_1 , то происходит коммутация тока с вентиля B_5 на вентиль B_1 в пределах анодной группы. Ток i_{a5} спадает при этом к нулю, а ток i_{a1} возрастает до полной величины, соответствующей среднему значению тока $I_{d\beta}$. В период коммутации γ пропу-



Фиг. 5-27. Трехфазный мостовой инвертор.

а — схема; б — д — линейные диаграммы.

скают ток, как видно из диаграмм на фиг. 5-27, в, три вентиля: B_5 и B_1 в анодной группе и B_6 — в катодной. Встречное напряжение инвертора (фиг. 5-27, г) складывается в этот период из полусуммы фазовых напряжений e_{2c} и e_{2a} и полного фазового напряжения e_{2b} . По окончании коммутации остаются в работе вентили B_1 и B_6 , пропускающие ток $i_{a1} = i_{a6} = I_{d\beta}$ последовательно. Встречное напряжение в этот внекоммутационный период равно междуфазовому напряжению, представляющему собой разность напряжений $e_{2a} - e_{2b}$. По окончании внекоммутационного периода вентиля B_6 происходит коммутация тока в четной группе вентилях, причем ток от вентиля B_6 переходит к вентиле B_2 .

Длительность тока в каждом из вентилях при инверторном режиме такая же, как и при выпрямительном, а именно $\lambda = \frac{2\pi}{3} + \gamma$.

Кривые анодных токов на фиг. 5-27,в построены в предположении, что $X_d = \infty$. По кривым анодных токов можно одновременно судить и о форме кривой тока во вторичной обмотке трансформатора, так как значение вторичного тока в положительную часть периода равно анодному току в катодной группе вентилях, а в отрицательную часть периода — анодному току в нечетной группе вентилях. Первичные токи повторяют по форме вторичные при одной и той же группе соединений обмоток и имеют формы, аналогичные приведенным на фиг. 2-30, при разных группах соединения обмоток.

Напряжение на вентиле (либо группе вентилях одного плеча) характеризуется кривой, построенной (для вентиля B_5) на фиг. 5-27,д по разности ординат кривой вторичного напряжения e_{2c} , рассматриваемой вместе с ее коммутационными участками, и кривой общего потенциала анодов в анодной группе вентилях. Кривая напряжения на вентиле катодной группы определяется по той же кривой вторичного напряжения (вместе с ее коммутационными участками) и кривой общего потенциала катодов в катодной группе вентилях. В течение непроводящей части периода, когда анод отрицателен по отношению к катоду, в вентиле происходит восстановление сеточного запираания.

Максимальное значение прямого напряжения на вентиле, которое сетка должна надежно запирасть:

$$U_{a \text{ макс.}} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} E_2 = \sqrt{6} E_2. \quad (5-91)$$

Угол опережения β должен и здесь обеспечивать угол коммутации γ и послекоммутационный угол δ . Длительность угла коммутации γ в этой схеме можно найти из (5-26) при подстановке $m = 3$. Это дает:

$$I_{d\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{\sqrt{2} E_2}{X_d} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta]. \quad (5-92)$$

В относительном исчислении к базовому току, который в этой схеме принимаем равным:

$$I_{2\kappa} = 3 \frac{\sqrt{6} E_2}{X_d}, \quad (5-93)$$

это дает:

$$\frac{I_{d\beta}}{I_{2\kappa}} = \frac{1}{6} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta]. \quad (5-94)$$

По этому уравнению построено семейство кривых на фиг. 5-28,а. На оси абсцисс здесь, кроме угла коммутации γ , нанесена также полная продолжительность анодного тока.

Среднее значение напряжения, которое надо подвести к инвертору, чтобы при определенных значениях E_2 и β обеспечить пропуск инвертором необходимого тока $I_{d\beta}$, можно найти, интегрируя мгновенное значение напряжения $u_{d\beta}$ (фиг. 5-28,б) в пределах одного периода повторяемости от ψ до $\psi + \frac{2\pi}{3}$. Это дает [Л.9]:

$$\begin{aligned} U_{d\beta} = & -\frac{6}{2\pi} \left[\int_{\psi}^{\psi + \lambda - \frac{4\pi}{6}} \sqrt{2} E_2 \sqrt{3} \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{6}\right) d\vartheta + \right. \\ & \left. + \int_{\psi + \lambda - \frac{4\pi}{6}}^{\psi + \frac{2\pi}{6}} \sqrt{2} E_2 \sqrt{3} \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{6}\right) d\vartheta \right] = \\ = & -\sqrt{2} E_2 \frac{3 \sin\left(\frac{\lambda}{2} - \frac{2\pi}{6}\right) + 2\sqrt{3} \sin\left(\frac{3\pi}{6} - \frac{\lambda}{2}\right)}{\frac{2\pi}{6}} \cos\left(\psi + \frac{\lambda}{2}\right), \quad (5-95) \end{aligned}$$

что в относительных единицах соответствует:

$$\tau = -\frac{3 \sin\left(\frac{\lambda}{2} - \frac{2\pi}{6}\right) + 2\sqrt{3} \sin\left(\frac{3\pi}{6} - \frac{\lambda}{2}\right)}{2} \cos\left(\psi + \frac{\lambda}{2}\right). \quad (5-95a)$$

По этому уравнению с учетом того, что $\psi = \left(\frac{2\pi}{3} - \beta\right)$ и $\lambda = \frac{2\pi}{3} + \gamma$ на фиг. 5-28,в построено пунктиром семейство кривых, связывающих τ с γ и λ при угле β как параметре, когда $X_d = \infty$. Нанесенное на этой же фигуре для сравнения семейство кривых сплошными линиями, определяющее ту же зависимость при $X_d = 0$, показывает, насколько мало зависит τ от величины X_d .

Входную характеристику инвертора при $X_d = \infty$ можно получить из совместного решения (5-92) и (5-95) либо непо-

средственно (5-36) при подстановке в него $m=6$ и умножении первого члена в правой части на $\sqrt{3}$. Это дает:

$$U_{d\beta} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{2} E_2 \cos \beta + \frac{3}{\pi} I_{d\beta} X_a = E_{d\beta (\beta=0)} \cos \beta + \frac{3}{\pi} I_{d\beta} X_a, \quad (5-96)$$

где $E_{d\beta (\beta=0)}$ — предельное значение встречного напряжения инвертора при $\beta=0$.

Для получения входной характеристики инвертора в относительных единицах разделим все члены равенства (5-96) на $\sqrt{2}E_2$ и, кроме того, умножим и разделим второе слагаемое на базовый ток короткого замыкания $I_{2к}$. Это дает:

$$\tau = 1,65 \cos \beta + 5,73 \frac{I_{d\beta}}{I_{2к}}. \quad (5-97)$$

Характеристики, соответствующие этому уравнению, построены пунктирными линиями на фиг. 5-29,а. Характеристики, построенные сплошными линиями, соответствуют нулевым значениям X_d .

Начальные точки характеристик на оси ординат определяются здесь из равенства

$$E_{\beta 00} = \sqrt{6} E_{2\beta} \cos \left(\frac{\pi}{6} + \beta \right). \quad (5-98)$$

Относительное значение напряжения в точке перехода от прерывистого режима к непрерывному согласно (5-40а) равно:

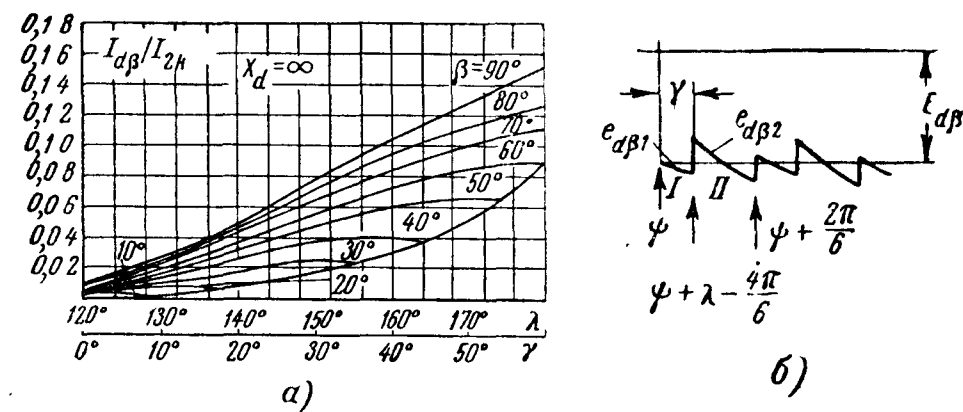
$$\tau_r = 0,995 \sqrt{3} \cos \beta. \quad (5-99)$$

Относительное значение начально-непрерывного тока согласно (5-41) равно:

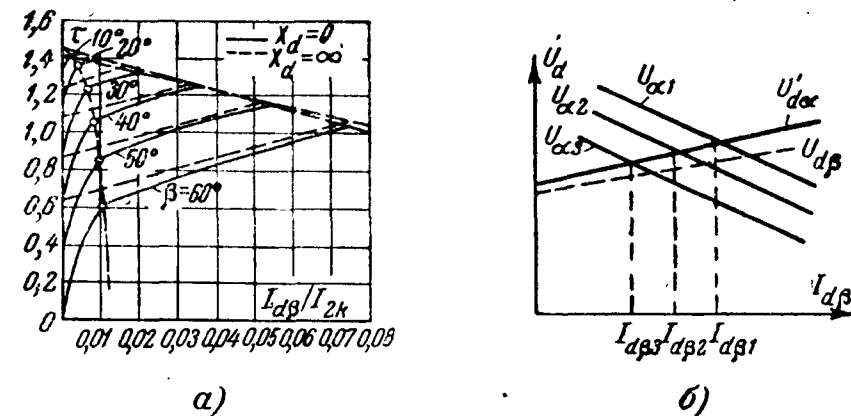
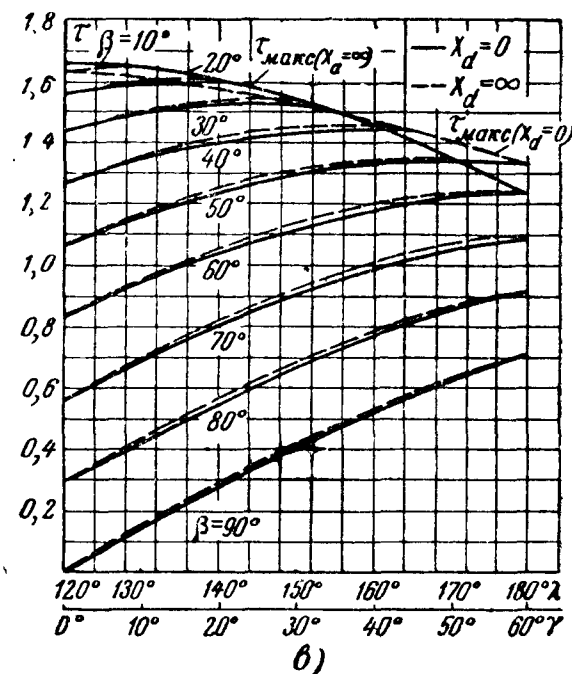
$$\frac{I_{dr}}{I_{к}} = \frac{2X_a}{2X_a + X_d} \left(\frac{\sqrt{3}}{2\pi} - \frac{1}{6} \right) \sin \beta. \quad (5-100)$$

При тех больших значениях X_d , которые обычно включают на выходе выпрямительной подстанции и на входе инверторной, $I_{dr}/I_{к}$ оказывается величиной настолько малой, что практически этим током можно пренебречь.

Рассмотренные входные характеристики действительны, пока в режиме одновременного проведения тока в пределах одного моста участвует не более трех вентилях. При большем числе вентилях либо при включенных последовательно мостах, питающихся от различных вторичных обмоток и одной



Фиг. 5-28. Характеристики трехфазного мостового зависимого инвертора.



Фиг. 5-29. Выходные характеристики инвертора по трехфазной мостовой схеме.

первичной обмотки у трансформатора, входная характеристика уже не подчиняется приведенным уравнениям.

Зная входные характеристики инвертора, одна из которых повторена пунктиром на фиг. 5-29, б, и добавляя к ней падение напряжения в линии постоянного тока:

$$\Delta U_l = I_{d\beta} R_l, \quad (5-101)$$

мы получаем входную характеристику системы постоянного тока $U'_{d\alpha} = U_{d\beta} + \Delta U_l = f(I_{d\beta})$, записанную по отношению к выходным зажимам выпрямительной подстанции.

Нанося в этой же системе координат семейство характеристик выпрямительной подстанции $U_{\alpha 1}$, $U_{\alpha 2}$ и $U_{\alpha 3}$, мы по точкам их пересечения с $U'_{d\alpha}$ устанавливаем те токи и напряжения, при которых работает линия постоянного тока при разных значениях угла α запаздывания выпрямителей.

Регулирование передаваемого тока (передаваемой мощности) можно производить и меняя угол β . Но обычно значение угла β поддерживается автоматически на том необходимом уровне, при котором обеспечивается устойчивая работа инвертора при максимальном коэффициенте мощности.

Для установления баланса активной и реактивной мощностей на инверторной подстанции выделим из полного первичного тока i_1 либо равного ему (при коэффициенте трансформации $k=1$) вторичного тока i_2 активную и реактивную составляющие, входящие в первую гармоническую тока. Активная составляющая этой гармонической разна:

$$\begin{aligned} I_{2a} &= \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \int_0^{2\pi} i_2 \sin \vartheta d\vartheta \approx \frac{3}{\pi} \frac{E_2}{X_a} \sin \gamma \sin (2\beta - \gamma) = \\ &= \frac{\sqrt{6}}{2\pi} I_{d\beta} (\cos \beta + \cos \delta). \end{aligned} \quad (5-102)$$

Реактивная ее составляющая равна:

$$\begin{aligned} I_{2p} &= \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \int_0^{2\pi} i_2 \cos \vartheta d\vartheta \approx -\frac{3}{\pi} \frac{E_2}{X_a} [\sin \gamma \cos (2\beta - \gamma)] = \\ &= \frac{E_{d\beta 0}}{2\sqrt{6}X_a} [\sin \gamma \cos (2\beta - \gamma)]. \end{aligned} \quad (5-103)$$

По отношению I_{2p} к I_{2a} может быть найден коэффициент сдвига, приближенное значение которого дает (5-35).

Заметное уменьшение потребления реактивной мощности инвертором может быть достигнуто в рассматриваемой схеме при переходе от естественной к искусственной коммутации тока, один из возможных вариантов схем которой описывается в § 5-12.

5-10. ИНВЕРТИРОВАНИЕ ТОКА ПО СХЕМЕ С УРАВНИТЕЛЬНЫМ РЕАКТОРОМ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ НА ТЯГОВЫХ УСТАНОВКАХ

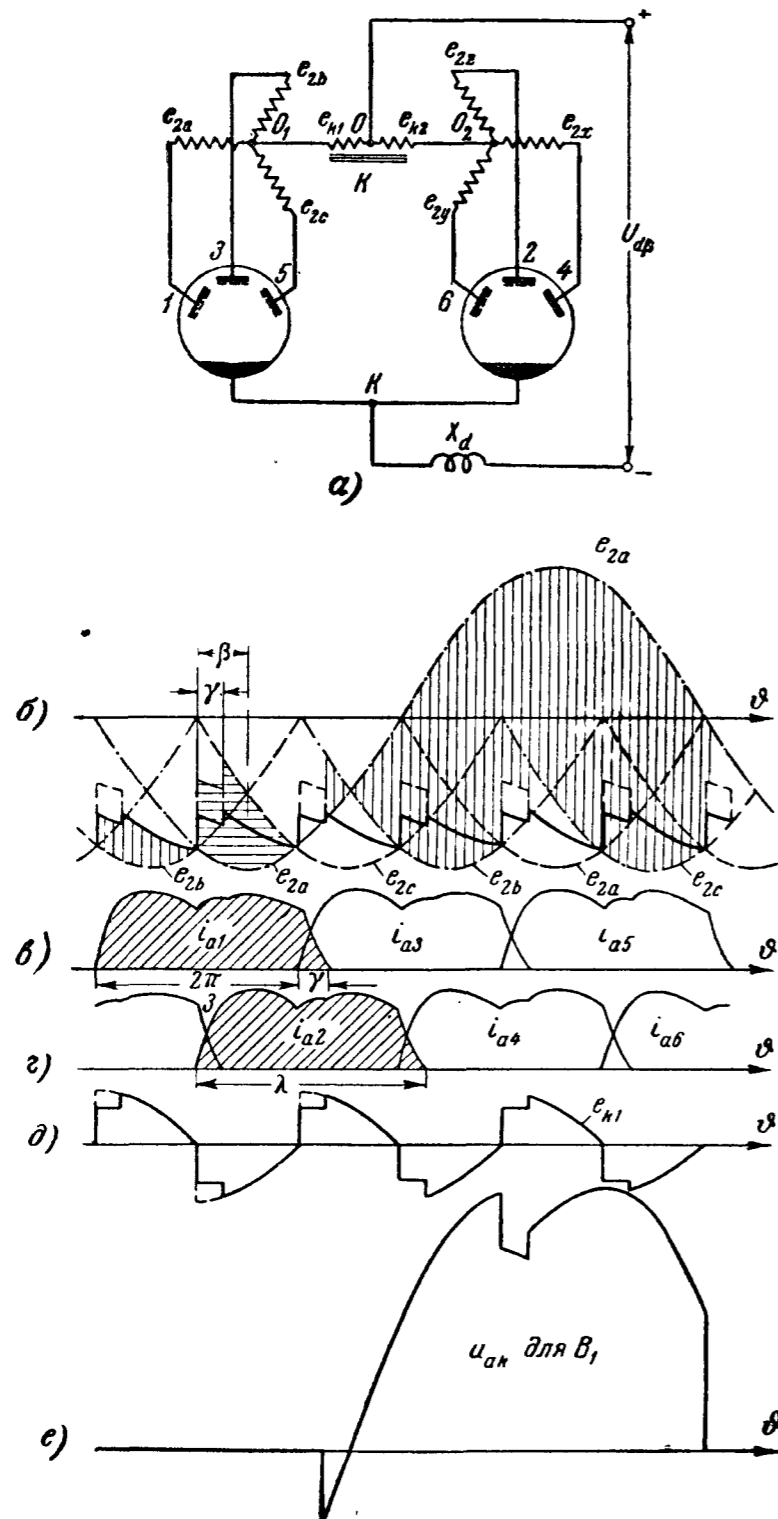
Для возможности преобразования энергии, накопленной в движущихся массах подвижного состава электрических железных дорог постоянного тока, в электрическую и передачи ее в сеть переменного тока на тяговых подстанциях, кроме выпрямителей, должны быть установлены инверторы. Они могут быть осуществлены как постоянно действующие либо как преобразователи, переключаемые из выпрямительного режима в инверторный на те промежутки времени, когда это требуется по графику нагрузки подстанции.

В условиях тяговой нагрузки переключаемый либо постоянно действующий инвертор питается от шин постоянного тока, к которым присоединены также выпрямители подстанции. Это оказывает дополнительное влияние на режим работы инвертора. Мы это влияние рассмотрим ниже после ознакомления с одиночной работой инвертора, передающего энергию из контактной сети постоянного тока в цепь переменного тока. В качестве нормальной схемы питания инверторов, устанавливаемых на тяговых установках, применяется обычно, так же как и у выпрямителей схема с уравнительным реактором, приведенная на фиг. 5-30, а, о преимуществах которой уже говорилось в § 2-8.

Режим работы схемы в инверторном режиме, когда уравнительный реактор уже полностью вступил в действие, т. е. когда напряжения в анодных цепях, перемежающихся в работе четной (2, 4, 6) и нечетной (1, 3, 5) групп вентилях, уже уравнились, иллюстрируется диаграммами напряжения и тока на фиг. 5-30, б — е.

Изменение вторичных напряжений в трехфазной системе, связанной с нечетной группой вентилях, показывают участки синусоид, нанесенные на фиг. 5-30, б точечно-штриховым пунктиром, а в трехфазной системе, связанной с четной группой вентилях, — участки синусоид нанесены на той же фигуре штриховым пунктиром. Полное встречное напряжение инвертора $e_{d\beta}$, представляющее собой среднеарифметическое мгновенных значений напряжений обеих трехфазных групп, отражает на той же фигуре кривая, построенная сплошными линиями.

При холостом ходе и до пропуска уравнительным реактором полного тока намагничивания схема работает как шестифазная. Кривые анодных токов каждой из трехфазных групп даны на фиг. 5-30, в и г. Между собой кривые токов в разных группах сдвинуты на 60° . Кривые построены в предположении, что ток намагничивания уравнительного реактора равен нулю. Напряжение, воспринимаемое одной половиной обмотки реактора, равно разности ординат сплошной и одной из пунк-



Фиг. 5-30. Инвертор по схеме с уравнительным реактором.

а — схема; б — е — линейные диаграммы.

тирных кризисов на фиг. 5-30,б. По этой разности построена кривая $e_{\kappa 1}$ на фиг. 5-30,д. Об изменении формы этой кривой с изменением углов β и γ можно судить по кривым, приведенным на фиг. 4-44, а — в для выпрямительного режима

при идентичных углах $\beta = \alpha + \gamma$ и при чтении кривых слева направо. Это вытекает из того, что инверторный режим является по существу обращенным выпрямительным при нагрузке выпрямителя на встречную э. д. с. Действующие значения напряжения на уравнительном реакторе можно также определить по кривым на фиг. 4-44,б при замене угла α на угол $\beta - \gamma$.

Кривая напряжения на вентиле в непроводящую часть периода, построенная на фиг. 5-30,д, не отличается от соответствующей кривой для трехфазного инвертора. Максимум запираемого сетками напряжения на вентиле равен:

$$U_{a \text{ макс}} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} E_2 = \sqrt{6} E_2. \quad (5-104)$$

Среднее значение встречной э. д. с. $E_{d\beta}$ при действии уравнительного реактора не отличается от того же значения при трехфазном режиме, так как обе трехфазные группы, как уже выше указывалось, работают как параллельно включенные. Численные значения этого напряжения могут быть найдены по (5-31) при подстановке $m = 3$. Связь между величинами τ , γ и β может быть в этой схеме установлена по кривым на фиг. 5-28,в при уменьшении τ на оси ординат в 2 раза.

До вступления катушки в действие (режим холостого хода) встречное напряжение инвертора возрастает в $2/\sqrt{3}$ раз против значения, даваемого (5-36), поскольку инвертор работает в этом случае по простому шестифазному режиму (а не двойному трехфазному, соответствующему нормальному режиму работы катушки).

Связь между инвертируемым током $I_{d\beta}$ и углами γ и β при двойном трехфазном режиме дает (5-39) при подстановке в него $m = 3$ и $I_{d\beta}/2$ вместо $I_{d\beta}$. Это приводит к равенству:

$$I_{d\beta} = \frac{\sqrt{6} E_2}{X_a} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta]. \quad (5-105)$$

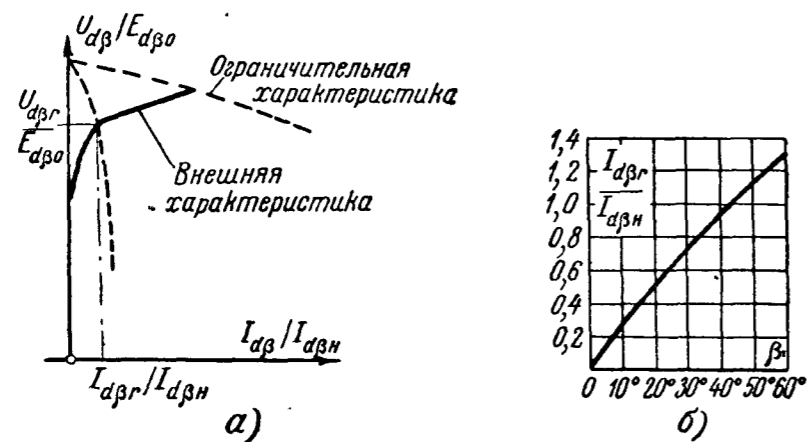
В связи с тем, что (5-105) отличается от (5-92) только коэффициентом 2, семейство кривых на фиг. 5-29,а показывает одновременно связь между входным током и входным напряжением при увеличении относительных значений токов на оси абсцисс в 2 раза. В 2 раза большие токи и в 2 раза меньшие напряжения в рассматриваемой схеме по сравнению с трехфазной мостовой объясняются тем, что в схеме с уравнительным реактором трехфазные группы, в нее входящие, работают параллельно, в то время как в мостовой схеме они действуют последовательно. Две трехфазные группы в мостовой схеме являются условными. О них можно говорить в той мере, в которой здесь каждая из

вторичных обмоток пропускает ток в положительный и отрицательный полупериоды.

Из сказанного следует, что входные характеристики, построенные на фиг. 5-29,а, действительны и для рассматриваемой схемы при пересчете значений напряжений и токов на этой фигуре в 2 раза.

Аналитическую зависимость для входной характеристики в абсолютных величинах дает уравнение

$$U_{d\beta} = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{6}}{2} E_2 \cos \beta + \frac{3}{4\pi} I_{d\beta} X_a, \quad (5-106)$$



Фиг. 5-31. Характеристики инвертора с уравнивающим реактором.

а в относительных — уравнение

$$\tau = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos \beta + \frac{9}{2\pi} \cdot \frac{I_{d\beta}}{I_k} = 0,827 \cos \beta + 1,432 \frac{I_{d\beta}}{I_k}. \quad (5-107)$$

Как и в (5-106), здесь не учтено падение напряжения в дуге вентиля и в активных сопротивлениях электромагнитных элементов схемы.

На фиг. 5-31,а построена входная характеристика инвертора при конечном значении X_a . Исходная точка ее на оси ординат определяется напряжением

$$U_{\beta 00} = \sqrt{2} E_2 \cos \left(\beta + \frac{\pi}{3} \right). \quad (5-108)$$

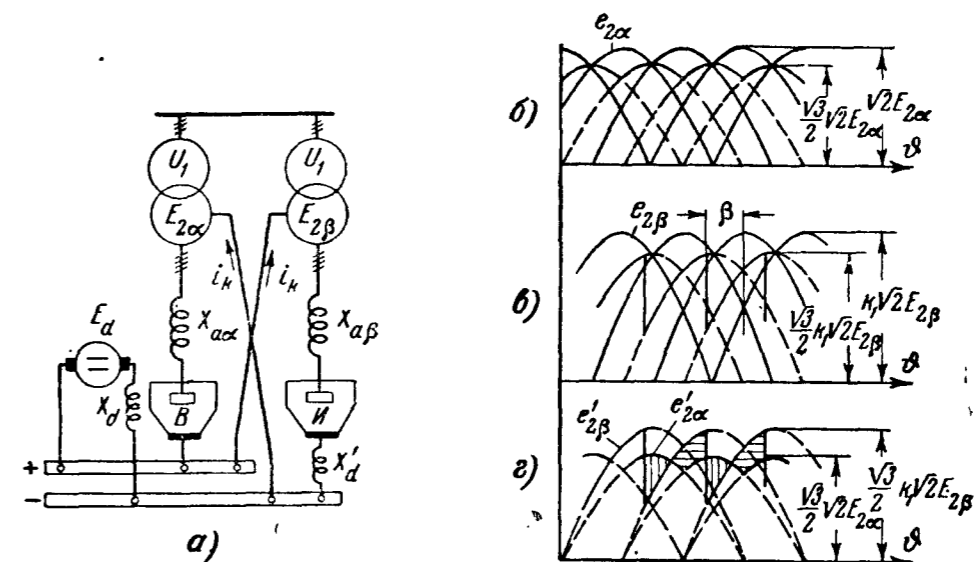
Граница перехода от прерывистого режима к непрерывному здесь та же, что и у управляемых выпрямителей. Поэтому значения начально-непрерывного тока при $X_a = 0$, лежащие на дуге эллипса, могут быть также вычислены по (4-213). Если выразить начальную величину прерывистого тока $I_{d\beta r(X_a=0)}$ в долях не от базового $I_{d\beta}$, а от номинального тока инвертора

$I_{d\beta n}$, то относительную величину начально-непрерывного тока в функции от угла опережения β дает кривая [Л. 12], приведенная на фиг. 5-31,б.

При конечном значении X_a начально-непрерывные токи меньше и определяются в соответствии с увеличением индуктивности в контуре выпрямления тока с X_a до $X_a + X_d$, равенством:

$$I_{dr} = \frac{X_a}{X_a + 2X_d} I_{dr(X_d=0)}. \quad (5-109)$$

Входная характеристика инвертора на фиг. 5-31,а относится к одиночной его работе. Когда к шинам подстанции наряду



Фиг. 5-32. Использование инвертора для рекуперативного торможения электроподвижного состава.

а — схема; б — г — линейные диаграммы напряжений.

с инвертором присоединены также и выпрямители, входная характеристика инвертора на начальном ее участке может отличаться от характеристики одиночно работающего инвертора.

Работу инвертора при наличии присоединенных к общим шинам постоянного тока одного либо нескольких выпрямителей иллюстрирует однолинейная схема, приведенная на фиг. 5-32,а. Здесь машина постоянного тока с э. д. с. E_d представляет собой установленный на подвижном составе двигатель. В зависимости от профиля пути и состояния движения он может работать либо в двигательном режиме, нагружая выпрямитель B током, либо в генераторном режиме, когда идущий под уклон поезд отдает энергию через инвертор I в сеть переменного напряжения (рекуперативное торможение). Переход от выпрямительного к инверторному режиму и обратно осуществляется здесь автоматиче-

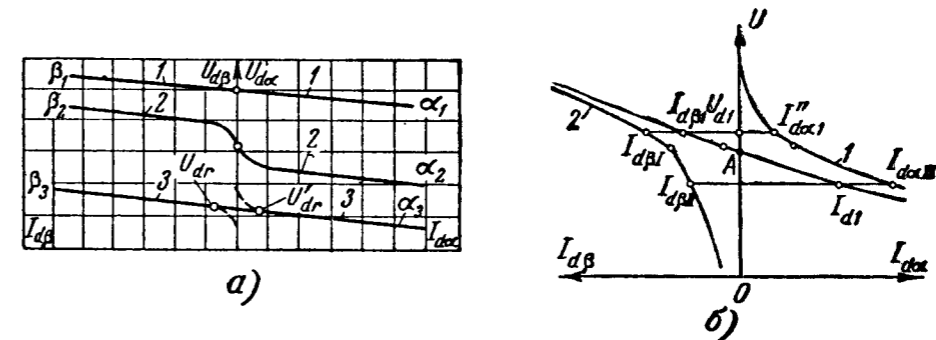
ски (без переключений в силовых цепях преобразователей) в зависимости от уровня напряжения в цепи постоянного тока. При уменьшении тяговой нагрузки и в особенности при переходе на режим рекуперации напряжение на шинах подстанции повышается в соответствии с характеристикой сети и характеристиками выпрямителя и инвертора, которые сейчас уже не могут рассматриваться как самостоятельные.

Результирующая выпрямительно-инверторная характеристика зависит от того, в каком соотношении находятся между собой вторичные напряжения выпрямительного и инверторного трансформаторов $E_{2\alpha}$ и $E_{2\beta}$. Делать их одинаковыми нецелесообразно, поскольку у них равны средние значения напряжения, в то время как инвертор должен работать всегда с углом опережения, а выпрямитель в целях удержания на высоком уровне его коэффициента мощности работает, как правило, при угле запаздывания $\alpha = 0$. В связи с этим вторичные напряжения инверторного трансформатора $E_{2\beta}$ выбираются настолько больше, чем у выпрямительного, чтобы, учитывая снижение, вносимое углом β , получить одинаковыми средние значения напряжений $E_{d\alpha} = E_{d\beta}$. При этом мгновенные значения напряжений преобразователей неодинаковы. Ход их во времени при сопряженной на общие шины работе выпрямителя и инвертора, выполненных по схеме с уравнительным реактором, когда у выпрямителя угол $\alpha = 0$, а у инвертора угол опережения близок к 30° , иллюстрируют диаграммы напряжения, приведенные на фиг. 5-32, б, в и г. На фиг. 5-32, б построены диаграммы выпрямителя, на фиг. 5-32, в — диаграммы инвертора, а на фиг. 5-32, г они совмещены. Вторичные э. д. с. инвертора $E_{2\beta}$ в k_1 раз превышают здесь вторичные э. д. с. выпрямителя $E_{2\alpha}$:

$$k_1 = \frac{E_{2\beta}}{E_{2\alpha}}. \quad (5-110)$$

Возникающую разницу в мгновенных значениях напряжений выпрямителя и инвертора $e'_{2\alpha}$ и $e'_{2\beta}$ показывают ординаты заштрихованных площадок. В те моменты времени, когда мгновенные значения напряжения выпрямителя $e_{2\alpha}$ больше, чем инвертора $e_{2\beta}$, по контуру, объединяющему соответствующие анодные цепи, проходит уравнительный ток, называемый циркуляционным. Его ограничивает индуктивное сопротивление, в которое входят, как это видно из схемы на фиг. 5-32, а, индуктивные сопротивления обмоток трансформаторов $X_{a\alpha}$ и $X_{a\beta}$ и сопротивление катодного реактора X'_d . Циркуляционный ток i_u достигает максимума при равенстве $e'_{2\alpha} = e'_{2\beta}$, а за-

тем он спадает до нуля. В каждую следующую шестую долю периода импульс циркуляционного тока повторяется. Это соответствует шестикратной его периодичности по отношению к частоте сети. Проходя по контуру циркуляции, ток i вызывает потери мощности в активных сопротивлениях контура и в дугах вентилях. Поэтому важно по возможности ограничить величину циркуляционного тока. Этого можно добиться и даже свести величину тока i_u в пределе до нуля двумя способами. Первым из них является максимальное увеличение сопротивления катодного реактора X'_d . При теоретически мыслимом $X'_d = \infty$ ток i_u был бы равен нулю. Вторым способом



Фиг. 5-33. Сопряжение характеристик выпрямителя и инвертора.

является выбор такого соотношения между $E_{2\beta}$ и $E_{2\alpha}$, при котором достигалось бы равенство напряжений $E_{d\alpha}$ и $E_{d\beta}$ не в режиме непрерывного тока, а в режиме прерывистого тока. В пределе, когда равенство напряжений выпрямителя и инвертора строилось бы по напряжениям холостого хода при начально-прерывистом режиме, когда $E_{\alpha 00} = E_{\beta 00}$, циркуляционный ток был бы равен нулю, поскольку мгновенное значение напряжения выпрямителя никогда бы не превышало мгновенного значения напряжения инвертора.

Каждому соотношению напряжений и величине X'_d отвечает свой вариант результирующей выпрямительно-инверторной характеристики. Три характерных варианта такой характеристики приведены на фиг. 5-33, а. При их построении выходные токи, даваемые выпрямителем, отложены по оси абсцисс направо от нуля, а выходные токи при инверторном режиме отложены по оси абсцисс влево от нуля.

Первый вариант результирующей характеристики, обозначенный на фиг. 5-33, а цифрой 1, является идеализированным вариантом, поскольку он достигается только при $X'_d = \infty$. Здесь инверторная характеристика является прямым продолжением выпрямительной, чем обеспечивается плавный переход

от выпрямительного режима к инверторному при минимальном подъеме напряжения в сети. Циркуляционный ток здесь равен нулю, если выбор напряжений произведен в соответствии с равенством:

$$\sqrt{2} E_{2\alpha} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - \Delta U_{\alpha} = \sqrt{2} E_{2\beta} \frac{m}{\pi} \cos \beta + \Delta U_{\alpha}. \quad (5-111)$$

Здесь для общности рассмотрения вопроса введен и угол запаздывания выпрямителя α , который в тяговых установках в большинстве случаев выбирается равным нулю.

Второй вариант характеристики, обозначенный на фиг. 5-33, а цифрой 2, соответствует такому выбору вторичных напряжений $E_{2\alpha}$ и $E_{2\beta}$, при котором равны напряжения холостого хода при начально-прерывистом режиме. Циркуляционный ток в этом случае также не возникает, но этот вариант неприемлем в силу скачкообразного повышения напряжения при переходе от выпрямительного режима к инверторному. Таким образом, первый вариант характеристики недоступен, так как он требует бесконечно большого сопротивления катодного реактора, а второй неприемлем по условиям эксплуатации тяговых установок.

Третий вариант характеристики, обозначенный на фиг. 5-33, а цифрой 3, соответствует конечному значению сопротивления реактора X'_d и вместе с тем достаточно плавному переходу от выпрямительного режима к инверторному. При нем неизбежно возникают циркуляционные токи. Внешним показателем их появления является наличие у выпрямительной и инверторной характеристик участков, соответствующих одному и тому же среднему значению напряжения на шинах подстанции, как это более отчетливо видно из фиг. 5-33, б, где начальные участки характеристик построены в более крупном масштабе.

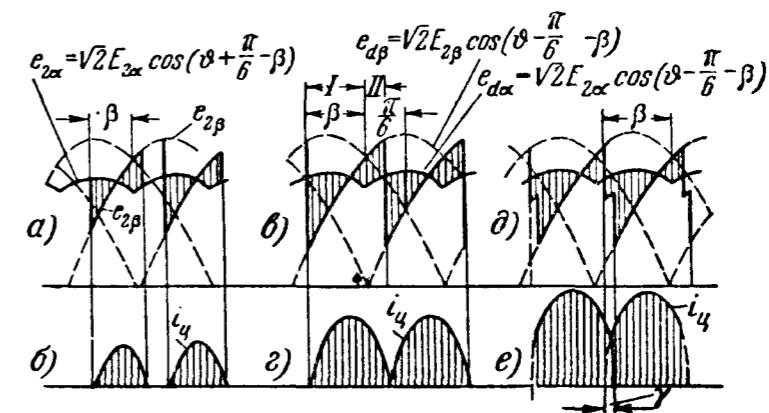
Результирующая характеристика в центральной своей части, мало отличаясь от прямой, проходит здесь между индивидуальными характеристиками выпрямителя 1 и инвертора 2.

При внешнем токе нагрузки, равном нулю, что отвечает точке А на оси ординат, между преобразователями проходит только циркуляционный ток.

При рекуперативном режиме входной ток на шины подстанций $I_{d\beta}$ представляет собой разность между полным током инвертора $I_{d\beta I}$ и циркуляционным током $I_u = I_{d\alpha I}$. При выпрямительном режиме выходной ток с шин подстанции $I_{d\alpha I}$ представляет собой разность между полным током выпрямителя $I_{d\alpha II}$ и циркуляционным током $I_u = I_{d\beta II}$.

Задача выбора оптимальной характеристики в пределах третьего описываемого здесь варианта заключается в том,

чтобы не допустить слишком больших циркуляционных токов и вместе с тем добиться достаточно плавного перехода от выпрямительного участка характеристики к инверторному ее участку. Ход изменения циркуляционного тока при неизменных значениях $E_{2\alpha}$ и $E_{2\beta}$ и нарастающем значении угла опережения β показывают диаграммы напряжения и тока, построенные на фиг. 5-34, а—е. В первых слева диаграммах (фиг. 5-34, а и б), относящихся к минимальному углу опережения β , циркуляционный ток прерывист. На фиг. 5-34, в и г, где угол β



Фиг. 5-34. Линейные диаграммы циркуляционного тока.

имеет несколько большую величину, ток i_u начально-непрерывен, а на фиг. 5-34, д и е, где угол β еще увеличен, ток непрерывен и появляется угол коммутации γ . С появлением последнего катодный реактор перестает ограничивать среднее значение циркуляционного тока, в связи с чем этот ток начинает более быстро нарастать. Это ставит перед необходимостью не допускать увеличения тока i_u сверх начально-непрерывного его значения. Добиваться дальнейшего уменьшения циркуляционного тока также нецелесообразно, поскольку это связано с подъемом напряжения на переходном участке у результирующей характеристики.

Найдем теперь то соотношение напряжений (коэффициент k_1), при котором устанавливается при выбранном угле β начально-непрерывный циркуляционный ток. Для этого найдем аналитическую связь между током i_u , напряжениями $E_{2\alpha}$ и $E_{2\beta}$ и углом опережения. Для этого воспользуемся диаграммами, построенными на фиг. 5,34, в и г, и отмеченными здесь участками I и II. Производную циркуляционного тока на участке I определяет уравнение

$$X_u \frac{di_u}{d\vartheta} = \sqrt{2} E_{2\alpha} \cos \left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \beta \right) - \sqrt{2} k_1 E_{2\alpha} \cos \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \beta \right) - 2\Delta U_{\alpha}. \quad (5-112)$$

На участке II производная тока равна:

$$X_u \frac{di_u}{d\vartheta} = \sqrt{2}E_{2\alpha} \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \beta\right) - \sqrt{2}k_1 E_{2\alpha} \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \beta\right) - 2\Delta U_a. \quad (5-113)$$

Здесь

$$X_u = X_{ax} + X_{a\beta} + X'_d.$$

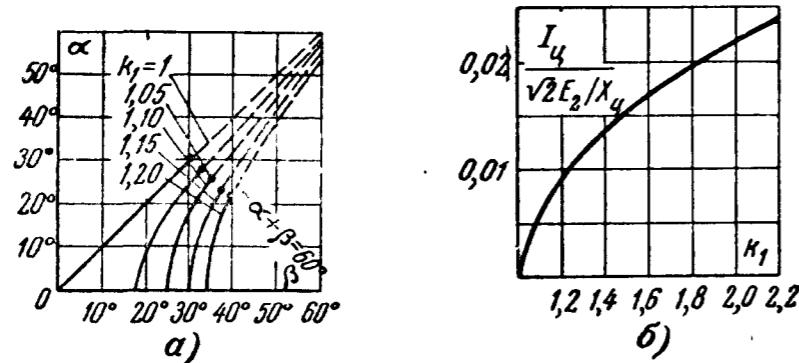
Интегрирование в пределах от $\vartheta = 0$ до $\vartheta = \frac{2\pi}{m}$ и приравнивание конечного значения тока нулю [Л. 3] приводит к

$$k_1 = \frac{1}{\cos \beta} - \frac{2\varepsilon}{\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \beta}. \quad (5-114)$$

Здесь

$$\varepsilon = \frac{\Delta U_a}{\sqrt{2}E_2}.$$

Когда и выпрямитель имеет угол запаздывания α , вместо единицы в числитель первого слагаемого в правой части (5-114)



Фиг. 5-35. Характеристики для определения коэффициента k_1 .

входит $\cos \alpha$. Для этого общего случая на фиг. 5-35, а построено семейство кривых, в котором в качестве параметра взят коэффициент k_1 . Пользуясь построенными кривыми, можно для любого угла β , требующегося по условиям работы инвертора, и известной либо выбираемой величине k_1 найти то значение угла запаздывания α , которое надо иметь, чтобы обеспечить плавный переход от внешней характеристики выпрямителя к входной характеристике инвертора и вместе с тем ограничить циркуляционный ток до начально-непрерывного его значения.

Такому режиму и отвечает точка A на результирующей характеристике на фиг. 5-33, б. В том случае, когда величиной ε по сравнению с E_2 можно пренебречь, коэффициент k_1

при начально-непрерывном циркуляционном токе должен, когда $\alpha = 0$, удовлетворять равенству:

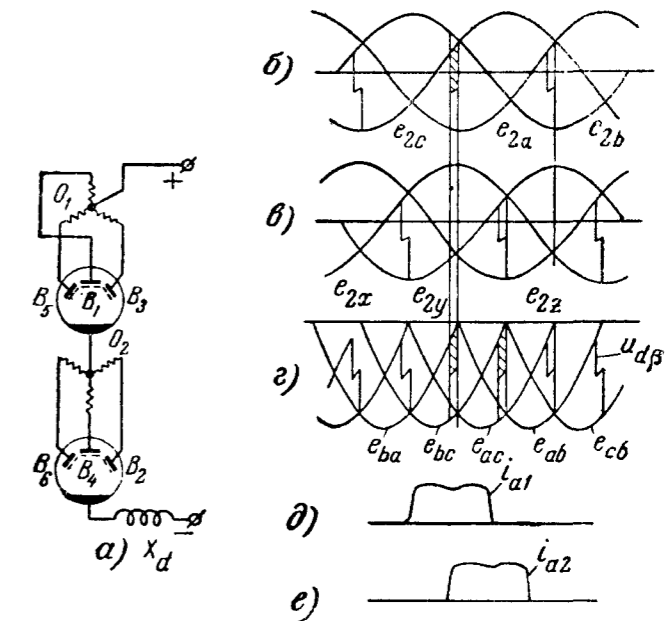
$$k_1 = \frac{1}{\cos \beta}. \quad (5-114a)$$

Среднее значение начально-непрерывного циркуляционного тока можно найти, дважды интегрируя (5-112) и (5-113) и усредняя второй интеграл по отношению к интервалу, равному $2\pi/m$. В относительных единицах к $I_0 = \sqrt{2}E_2/X_u$ и, когда $\alpha = 0$, это дает [Л. 9]:

$$\frac{I_u}{I_0} = \frac{3}{\pi} \left\{ \frac{2}{\cos \beta} \left[\sin \frac{\pi}{m} \sin \beta - \frac{\pi}{m} \sin \left(\frac{\pi}{m} + \beta \right) \right] + 2 \left(\frac{2\pi}{m} - \beta \right) \sin \frac{\pi}{m} - \frac{2\pi}{m} \sin \left(\frac{\pi}{m} - \beta \right) \right\}. \quad (5-115)$$

По уравнению (5-115) на фиг. 5-35, б построена кривая зависимости относительного значения циркуляционного тока от k_1 , т. е. от угла опережения β .

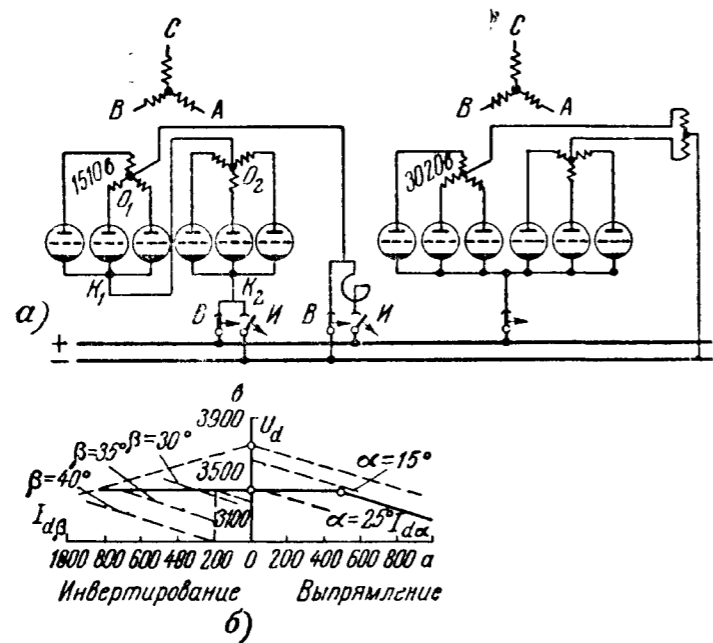
Схема с уравнительным реактором и при инвертировании, так же как и при выпрямлении, является одной из оптимальных. Но в отдельных случаях, как, например, когда вентили инвертора не обеспечивают достаточно высоких запирающих свойств при работе их в системах с повышенными напряжениями постоянно-го тока либо когда нет в наличии трансформаторов, которые могли бы обеспечить нужное значение k_1 , М. А. Чернышев предложил [Л. 12] воспользоваться каскадной трехфазной схемой, приведенной на фиг. 5-36, а, которая применительно к выпрямительному режиму была описана в § 2-4. Здесь вентили управляемые, каждый из них воспринимает половину напряжения по сравнению с вентилями, работающими в схеме с уравнительным реактором, поскольку полное входное напряжение здесь делится поровну между двумя последовательно включенными трехфазными группами.



Фиг. 5-36. Инвертирование по каскадной схеме.

а — схема; б — е — линейные диаграммы.

Диаграммы напряжения и тока на фиг. 5-36,б, иллюстрирующие режим работы инвертора в каскадной схеме, показывают, что здесь имеет место также шестифазный режим инвертирования тока. Предельные токи нагрузки инвертора здесь почти в 2 раза меньше, поскольку каждый из вентилях пропускает полный ток $I_{д\beta}$, а не половину его, как в схеме с уравнительным реактором. Впрочем для инверторного режима это не всегда представляет ограничение, поскольку токи рекуперации всегда



Фиг. 5-37. Переход от выпрямления по схеме с уравнительным реактором к инвертированию по каскадной схеме.

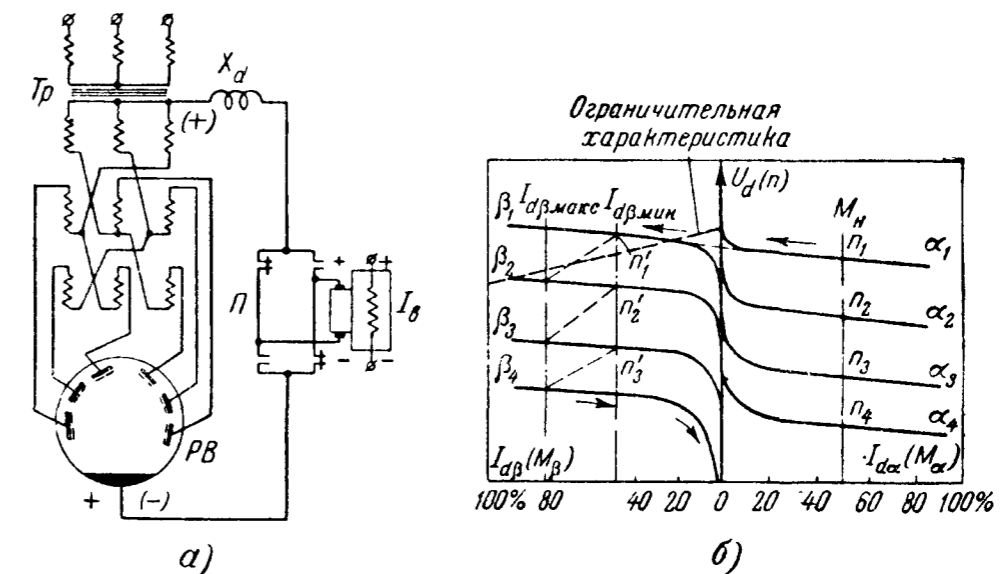
меньше, чем токи при выпрямительном режиме. Особых эксплуатационных затруднений при переходе к такой схеме от схемы с уравнительным реактором, в которой преобразователь работает в выпрямительном режиме, не встречается, поскольку для такого перехода, как это видно из схемы на фиг. 5-37,а, требуется только выключить два однополюсных контактора B и включить контакторы $И$.

В условиях рекуперации энергии на тяговых подстанциях часто ставятся жесткие ограничения по подъему напряжения при переходе с выпрямительного режима на инверторный. В этом случае для получения плоской характеристики инвертора, как показано на фиг. 5-37,б, и частично даже у выпрямителя угол опережения у инвертора автоматически повышается с нагрузкой, как это показывают пунктирные участки прямых, а у выпрямителя с уменьшением нагрузки повышается угол запаздывания. Так как такой благоприятный ход результирующей характеристики достигается ценой заметного ухудшения коэффициента

мощности у преобразовательной установки в целом, то плоскими характеристиками пользуются только в тех случаях, когда это совершенно необходимо.

5-11. ДВУСТОРОННЕЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТОКА И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ В ИОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В промышленных электроприводах постоянного тока, питаемых через ионные преобразователи, также возникает нужда в инвертировании тока для получения быстрого и экономичного торможения путем рекуперации энергии, накопленной в инерционных массах привода и рабочего механизма.



Фиг. 5-38. Реверсивный ионный привод с питанием от одного преобразователя.

а — схема; б — внешние и механические характеристики.

Инвертирование тока может быть осуществлено здесь и при использовании в схеме одного преобразователя, переключаемого в зависимости от динамического состояния привода, в выпрямительный либо инверторный режим, или же при помощи двух преобразователей, из которых один подготовлен для работы в выпрямительном, а другой — в инверторном режимах.

Принципиальная схема ионного привода с одним преобразователем приведена на фиг. 5-38,а. Здесь переход от выпрямительного к инверторному режимам достигается переключением при помощи контактора $П$ полярности у преобразователя при одновременном изменении углов управления в вентилях с $\alpha < 90^\circ$ на углы $\alpha > 90^\circ$. Переключение производится автоматически при спаде тока в цепи якоря машины к нулю. Хотя здесь уравнительные токи появиться не могут (так как имеется либо цепь выпрямителя, либо цепь инвертора), тем не менее крайне суще-

ственно правильное сопряжение характеристик, с тем чтобы избежать в моменты перехода разрывов, заметных по величине токов (облегчая тем самым конструкцию переключателя, у которого очень важно получить возможно большую скорость срабатывания) и, кроме того, избежать резкого изменения скорости вращения двигателя. Сопряжение характеристик приходится в этом случае проводить по варианту, являющемуся промежуточным между 2 и 3 из представленных на фиг. 5-33,а. Такому варианту отвечает семейство характеристик, приведенное для различных значений α и β на фиг. 5-38,б. Сопряжение характеристик по всей шкале углов α и β приходится здесь проводить не при одной паре значений α и β , как в условиях тяговой нагрузки, а в более широком диапазоне их значений, поскольку работа промышленного привода отличается большим разнообразием двигательных и рекуперативных режимов.

Если системы сеточного управления выпрямителя и инвертора связаны между собой механически либо электрически, то сопряжение достаточно провести для одной пары углов α и β , а для остальных углов оно обеспечивается установленной связью систем управления.

Условием такого сопряжения, учитывая, что $E_{2\alpha}$ в этом случае равно $E_{2\beta}$, является согласно (5-114) равенство:

$$\cos \alpha - \cos \beta = 2 \frac{\Delta U_a}{E_{d\alpha 0}} = 2\varepsilon. \quad (5-116)$$

Построенное по этому уравнению семейство результирующих выпрямительно-инверторных характеристик на фиг. 5-38, б может рассматриваться одновременно и как семейство механических характеристик привода, представляющих собой зависимость скорости вращения двигателя n [об/мин] от момента на его валу M_1 , так как n почти пропорционально $E_{2\alpha}$, а вращающий момент двигателя (при неизменном токе возбуждения) пропорционален току в цепи якоря. При заданном значении M_1 рабочая точка привода в двигательном режиме лежит на той из выпрямительных характеристик α , при которой обеспечивается требуемая скорость вращения n двигателя. Если такой точкой, например, является n_1 , то при снятии момента нагрузки (после прохождения прокатываемой болванки через валки стана, либо после подъема груза на требуемую высоту) скорость вращения двигателя под действием накопленной кинетической энергии его инерционных масс возрастает, в связи с чем рабочая точка привода перемещается влево, достигая начального участка выходной характеристики выпрямителя α_1 . При приближении тока двигателя к нулю срабатывает контакторный переключатель, ме-

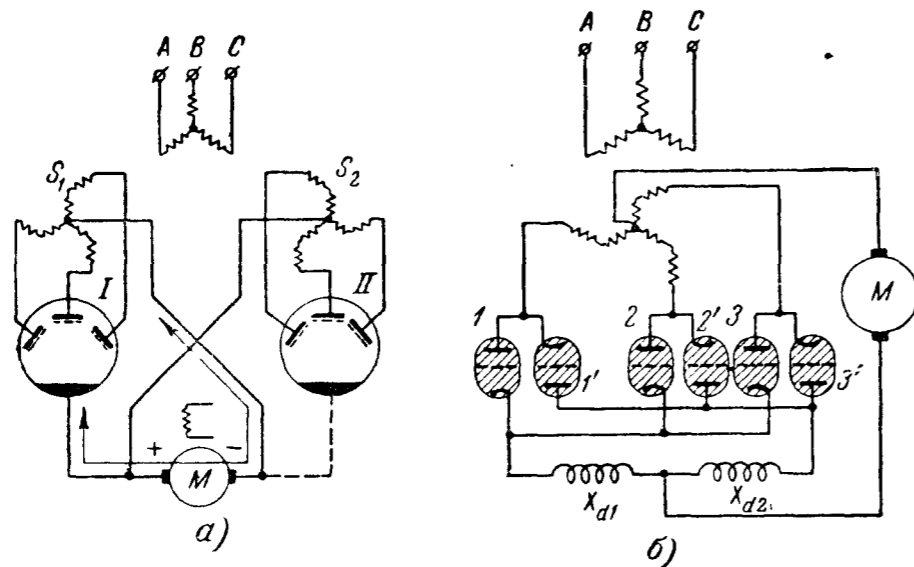
няя полярность на преобразователе, и одновременно в цепи сеточного управления выпрямителя прекращается подача зажигающих импульсов, а в цепи управления инвертора такие импульсы появляются при углах опережения β . При этом преобразователь переходит в инверторный режим и у генератора появляется тормозной момент. Рабочая точка инвертора при продолжающейся нарастать скорости вращения генератора перемещается по начальному участку инверторной характеристики β . После уравнивания мощности, развиваемой инерционными массами привода, и электрической мощности, принимаемой инвертором, ток, а следовательно, и тормозной момент генератора начинают вновь падать. Для того чтобы сохранить тормозной момент на заданном уровне, добившись тем самым более скорой остановки привода либо нужного снижения его скорости, угол β увеличивается, что обеспечивает переход на более низко расположенные входные характеристики инвертора.

С точки зрения максимального сокращения периода торможения важно дать развиться максимальному тормозному моменту, соответствующему максимуму инвертируемого тока $I_{d\beta}$. Допустимый максимум тока при различных значениях угла β указывает ограничительная характеристика инвертора, также нанесенная на фиг. 5-38,б. Фактически ток ограничен при малых углах β . При больших углах β максимум тока лимитируется нагрузочной способностью вентиля, машины и трансформатора.

Если после остановки двигателя вернуться к углам управления α , но контактор не переключать, то преобразователь начинает работать выпрямителем, сообщаящим двигателю напряжение, противоположное первоначальному. Это приводит к изменению направления вращения двигателя (реверсу). Торможение в состоянии реверса требует восстановления первоначального положения контактора и перехода вновь к углам опережения β .

Схема с одним преобразователем и переключателем в состоянии, таким образом, обеспечить изменение направления вращения двигателя и генераторное торможение привода при любом направлении вращения. Недостаток системы заключается в том, что надежность ее работы зависит от скорости действия контактора и безотказной его работы. Более надежную в эксплуатации систему питания ионного реверсивного привода постоянного тока обеспечивает система с двумя преобразователями, два варианта исполнений которой представлены на фиг. 5-39,а и б. На фиг. 5-39,а питание вентиля производится от двух систем вторичных обмоток с перекрестным соединением выводов постоянного тока до их присоединения к двигателю. При такой перекрестной (восьмерочной) схеме включения преобразователей один из них при одном направлении вращения работает в режиме выпрямления

тока (двигательный режим), а другой — в режиме инвертирования (режим генераторного торможения). Это обеспечивается установкой у первого преобразователя углов управления α , а у другого — отвечающих им по сопряжению характеристик углов опережения β . Для изменения направления вращения у первого преобразователя углы сеточного управления изменяются с α на β , а у другого с β на α . На фиг. 5-39,б питание двигателя производится от общей системы вторичных обмоток, к каждой из которых присоединено по два вентиля, включенных встречно (антипараллельно).

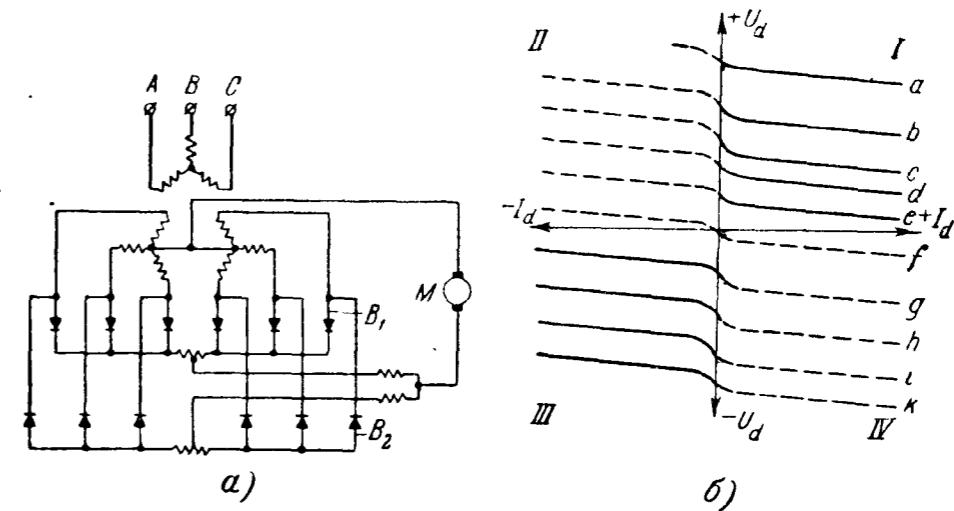


Фиг. 5-39. Схемы реверсивного ионного привода.

В антипараллельной схеме, требующей обязательного применения одноанодных вентилях, одна группа вентилях (скажем, 1, 2 и 3) работает в режиме выпрямления тока (в двигательном режиме), а другая (скажем, 1', 2' и 3') — в режиме инвертирования тока (режиме генераторного торможения) при одном направлении вращения. При изменении направления вращения углы сеточного управления всех вентилях меняются на 180° , и тогда вентиля 1', 2' и 3' работают в выпрямительном, а вентиля 1, 2 и 3 — в инверторном режимах.

Шестифазная преобразовательная схема с антипараллельным включением вентилях, примененная фирмой Сименс в Германии для питания промышленного реверсивного привода с генераторным торможением, приведена на фиг. 5-40,а. Верхние шесть приборов образуют катодную группу, а нижние шесть — анодную группу вентилях. Уравнительная катушка включена здесь не между нулевыми точками вторичных звезд, а между общими точками связи вентилях, питаемых от трехфазных вторичных групп обмоток. Кроме двух уравнительных катушек, включенных

в анодную и катодную группы вентилях, в схему введена еще одна уравнительная катушка, связывающая между собой средние точки индивидуальных катушек. Этим достигается необходимое ограничение циркуляционных токов, которые возникают как в антипараллельной, так и в перекрестной преобразовательных схемах, если сопряжения характеристик проводить по варианту 3 на фиг. 5-33,а. Циркуляционные токи ослабляются, если при сопряжении характеристик допустить некоторый подъем напряжения в месте перехода от выпрямительного режима к инвер-



Фиг. 5-40. Реверсивный электропривод с питанием от двух преобразователей по схеме с уравнительным реактором.

а — схема; б — внешние характеристики.

а — $\alpha = 29^\circ$; б — 51° ; в — 64° ; г — 72° ; д — 81° ;
е — 94° ; ж — 105° ; з — 117° ; и — 129° ; к — 140° .

торному, как в семействе, приведенном на фиг. 5-40,б. Подъем в напряжении отвечает подъему скорости вращения машины. Характеристики в первом и во втором квадрантах на фиг. 5-40,б соответствуют двигательному и генераторному режимам при одном направлении вращения, а характеристики в третьем и четвертом квадрантах отвечают двигательному и генераторному режимам при вращении в противоположном направлении. В подписи к фигуре указаны углы управления, отвечающие обозначенным буквами характеристикам. Значения углов α соответствуют их отсчету в обоих режимах от общей точки пересечения положительных участков синусоид. Углам $\alpha < 90^\circ$ отвечает в этом случае выпрямительный режим, а углам $\alpha > 90^\circ$ — инверторный режим.

Схема сеточного управления для рассматриваемого привода описана в § 3-7. Пользуясь описанной схемой, можно получить автоматическую работу реверсивного привода с использованием режима рекуперативного торможения.

5-12. УЛУЧШЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ЗАВИСИМЫХ ИНВЕРТОРОВ

Относительно невысокий коэффициент сдвига, а следовательно, и коэффициент мощности инверторов может быть повышен при переходе от естественной к искусственной коммутации тока.

Для получения искусственной коммутации был предложен ряд схем. Схемы, предложенные автором книги [Л. 36, 37], индивидуализированы применительно к наиболее распространенным схемам преобразования тока, а именно: 1) трехфазной мостовой схеме и 2) схеме с уравнительным реактором.

Трехфазная мостовая схема инвертора со звеном искусственной коммутации, исследованная в лабораторных условиях Л. П. Мелешкиной, приведена на фиг. 5-41,а.

Помимо шести главных вентилях (обозначенных $B_1 — B_6$), здесь введены еще два вспомогательных вентиля B_I и B_{II} , а также конденсаторы с емкостью C , включенные последовательно с индуктивностью L между нулевой точкой трансформатора и средней точкой соединения вспомогательных вентилях.

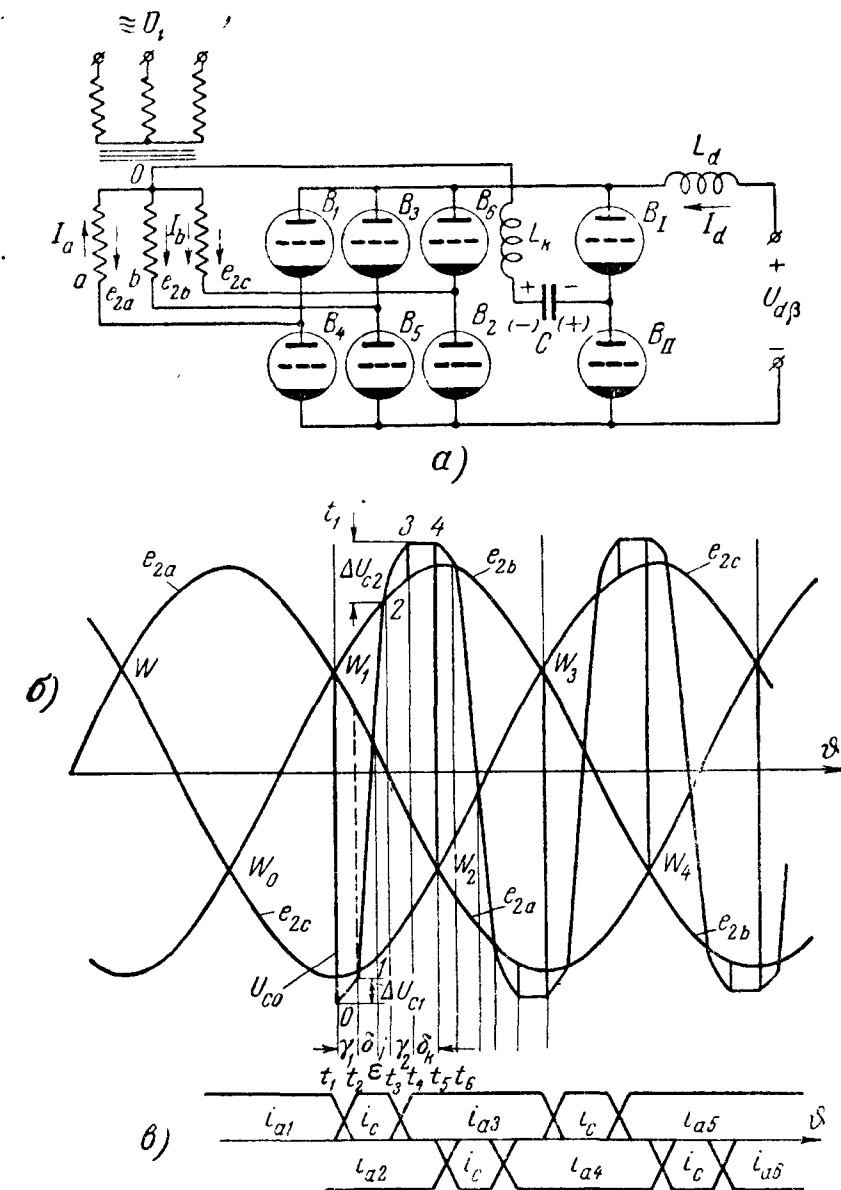
Функции звена искусственной коммутации в инверторе сводятся к тому, что оно принимает на себя ток в момент, когда он не может перейти к очередному главному вентилю в силу наличия большего (чем у работающего вентиля) встречного напряжения в связанной с ним вторичной обмотке трансформатора, а затем это звено после перезарядки конденсатора передает ток очередному главному вентилю.

Ход кривых тока и напряжения в режиме искусственной коммутации иллюстрируют в рассматриваемой схеме диаграммы на фиг. 5-41,б — в. Эти диаграммы построены для момента коммутации, когда угол $\beta = 0$, что соответствует точкам пересечения отрицательных участков синусоид.

При открытии сеткой вспомогательного вентиля B_I в момент, соответствующий на фиг. 5-34,б точке W_1 , конденсатор C_1 , сохраняющий заряд от предшествующего периода коммутации, имеет на своих обкладках напряжение U_{C0} , полярность которого обозначена на фиг. 5-34,а верхними знаками „+“ и „-“. Это соответствует отрицательному потенциалу U_{C0} на диаграмме фиг. 5-41,б, поскольку потенциал нулевой точки трансформатора совпадает с осью абсцисс на этой фигуре. Такое напряжение на конденсаторе способствует переходу тока с главного вентиля B_I на верхний вспомогательный, поскольку в цепи первого действует встречное напряжение фазы a , а в цепи конденсатора напряжение U_{C0} , совпадающее по направлению с током.

Переход тока от главного вентиля к вспомогательному длится в течение времени, определяемого углом γ_1 (первый

участок коммутации). С переходом тока к вспомогательному вентилю конденсатор перезаряжается, получая полярность, обозначенную на фиг. 5-41,а нижними знаками „+“ и „-“. Разряду конденсатора в период коммутации тока с главного вентиля на вспомогательный (фиг. 5-41,в) отвечает на фиг. 5-41,б



Фиг. 5-41. Искусственная коммутация трехфазного мостового инвертора.

а — схема; б и в — линейные диаграммы.

изменение потенциалов от точки 0 до точки 1, а после перехода тока $i_{a\beta}$ целиком к вспомогательному вентилю напряжение на конденсаторе меняется в пределах от точки 1 до точки 2 по закону прямой, если ток сохраняет постоянное значение. При открытом в момент t_2 главном вентиле B_3 ток начинает переходить к этому вентилю, поскольку встречное

фазовое напряжение $U_{d\beta}$ становится меньше, чем напряжение на конденсаторе u_C . Переход тока от вспомогательного вентиля к главному в течение γ_2 соответствует второму участку коммутации. Коммутация тока проходит здесь, таким образом, через две ступени. Полная длительность прохождения тока через конденсатор и вспомогательный вентиль равна в этом случае:

$$\lambda_s = \gamma_1 + \delta + \varepsilon + \gamma_2, \quad (5-117)$$

где $\delta + \varepsilon$ — внекоммутационный период прохождения тока через вспомогательный вентиль.

Разбивка внекоммутационного периода на два угла δ и ε обусловлена тем, что учет угла δ необходим в связи с тем, что им определяется время, в течение которого в закончившем свою работу вентиле происходит восстановление сеточного запираения.

По окончании второго участка коммутации напряжение на конденсаторе остается неизменным до открытия вспомогательного вентиля B_{II} . Перезарядкой конденсатора подготавливается напряжение, необходимое для следующего периода коммутации, в котором участвует нижний вспомогательный вентиль. Полное чередование во времени токов во вспомогательных и главных вентилях показывают диаграммы на фиг. 5-41, в. Коммутация тока показана здесь линейной, что является достаточно хорошим приближением к действительности, поскольку в контуре коммутации действует значительная разность фазовых напряжений.

Периодичность прохождения тока через конденсатор и вспомогательные вентили превышает в 3 раза периодичность прохождения тока в главных вентилях.

Рассмотренный процесс коммутации тока сохраняется и при других значениях угла опережения β . При отрицательных значениях угла β инвертирование тока может быть переведено в режим генерации инвертором реактивной мощности, т. е. в режим работы его в качестве синхронного компенсатора. Требуемая для звена искусственной коммутации емкость зависит от величины тока нагрузки, причем при уже выбранной емкости ток инвертора ограничен и по максимуму и по минимуму. Максимум тока ограничен тем, что у главного вентиля, закончившего свою работу при слишком крутом нарастании напряжения на участке δ , угол δ может оказаться недостаточным для восстановления сеточного запираения, и тогда происходит нарушение режима работы инвертора в силу повторного зажигания дуги в главном вентиле.

Минимум тока ограничен здесь тем, что при слишком пологом подъеме кривой u_C на участке 1—2 уменьшается угол δ_k ,

в течение которого происходит восстановление сеточного запираения в закончившем свою работу вспомогательном вентиле. Исходя из общей формулы, связывающей величину тока в конденсаторе с изменением напряжения на его обкладках:

$$i_C = C \frac{du_C}{dt}, \quad (5-118)$$

и учитывая, что во внекоммутационный период ток

$$i_C = I_{d\beta} = \text{const}, \quad (5-119)$$

мы получаем, что

$$\frac{du_C}{dt} C = I_{d\beta} = \text{const}. \quad (5-120)$$

Скорость нарастания напряжения на конденсаторе на линейном участке между точками 1 и 2 можно приближенно найти по междуфазовому напряжению в момент $\vartheta = \left(\frac{\pi}{m} - \beta\right)$ при отсчете ϑ от максимума синусоиды u фазы, заканчивающей свою работу, и углу $(\delta + \varepsilon)$. Это дает:

$$\frac{du_C}{d\vartheta} = \frac{\sqrt{3} \sqrt{2} E_2 \cos\left(\frac{\pi}{m} - \beta\right)}{\delta + \varepsilon}. \quad (5-121)$$

При отрицательных значениях β углы в скобке, стоящей в числителе, складываются. Максимально допустимый ток $I_{d\beta}$ определяется по минимальному значению $(\delta + \varepsilon)_{\text{мин}}$, которое определяется по диаграмме, исходя из условия получения $\delta_{\text{мин}}$, необходимого для восстановления сеточного запираения в главном вентиле. В этом случае (5-120) и (5-121) дают:

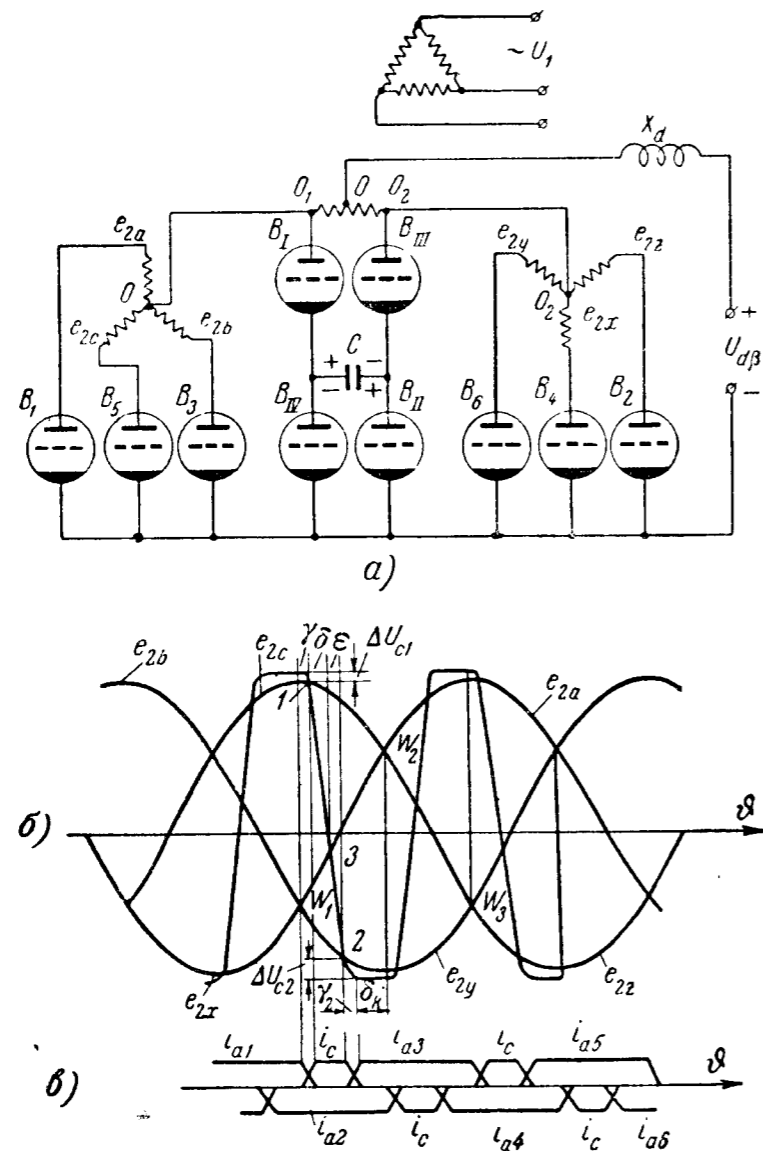
$$I_{d\beta \text{ макс}} = \frac{\sqrt{6} E_2 \cos\left(\frac{\pi}{m} - \beta\right)}{(\delta + \varepsilon)_{\text{мин}}}. \quad (5-122)$$

Минимально допустимый ток равен в этом случае:

$$I_{d\beta \text{ мин}} = \frac{\sqrt{6} E_2 \cos\left(\frac{\pi}{m} - \beta\right)}{(\delta + \varepsilon)_{\text{макс}}}. \quad (5-123)$$

Угол $(\delta + \varepsilon)$ определяется также по диаграмме, исходя из необходимости получить минимальный угол $\delta_{k \text{ мин}}$, при котором еще обеспечивается восстановление сеточного запираения во вспомогательном вентиле.

Когда заданы пределы изменения тока, формулы (5-122) и (5-123) позволяют найти необходимую величину емкости конденсаторов.



Фиг. 5-42. Искусственная коммутация инвертора по схеме с уравнильным реактором.
а — схема; б и в — линейные диаграммы.

Установленная мощность конденсаторов (отнесенная к промышленной частоте переменного тока $f = 50$ гц) может быть вычислена, исходя из приближенного равенства

$$Q_C = \frac{1}{2} k_1 U_{C0}^2 \omega C, \quad (5-124)$$

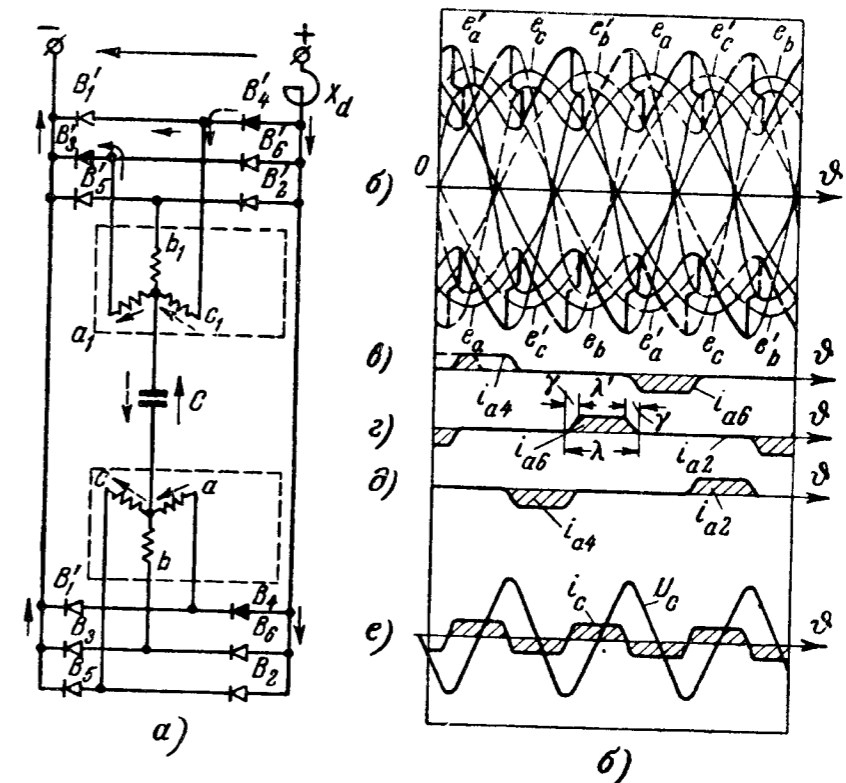
где k_1 — коэффициент, учитывающий увеличение типовой мощности конденсатора в связи с несинусоидальностью напряжения на конденсаторе; в условиях рассматриваемых частот он близок к единице.

Индуктивность $L_{\kappa 1}$ введена в схему для ограничения перенапряжений на обмотках трансформатора и вентилях. Величина

ее выбирается примерно равной индуктивности рассеяния обмоток трансформатора.

На фиг. 5-42,а приведена схема инвертора с уравнильной катушкой и звеном искусственной коммутации, состоящим из четырех вспомогательных вентилях I—IV и конденсатора С, включенного в диагональ между вентилями.

В лабораторных условиях полное исследование этой схемы было проведено Л. П. Мелешкиной.



Фиг. 5-43. Искусственная коммутация трехфазных мостовых инверторов без дополнительных вентилях.
а — схема; б — е — линейные диаграммы.

Вспомогательные вентили B_I и B_{II} , открывающиеся одновременно, управляют режимом коммутации тока в левой нечетной группе главных вентилях (B_1, B_3, B_5), а вентили B_{III} и B_{IV} управляют режимом коммутации тока в правой четной группе вентилях (B_2, B_4, B_6). Режим работы коммутирующего звена в данной схеме в принципе не отличается от его работы в трехфазной мостовой схеме, что иллюстрируют приведенные на фиг. 5-42,б, в и г диаграммы напряжения и тока. Вспомогательные вентили, как и конденсатор, коммутируют здесь половину полного инвертируемого тока $1/2 I_{d\beta}$ в связи с чем установленная мощность конденсаторов уменьшается примерно в 2 раза по сравнению с предыдущей схемой, если линейные напряжения у них одинаковы.

В порядке дальнейшего развития схем с искусственной коммутацией для инверторных режимов Ф. Буземаном [Л. 54] предложена схема искусственной коммутации, приведенная на фиг. 5-43,а. Теоретическое и экспериментальное исследование схемы в лабораторных условиях проведено В. Т. Ениным [Л. 54]. Здесь один конденсатор без вспомогательных вентилях используется для коммутации тока в двух трехфазных мостах инвертора.

Рабочий режим схемы иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, проведенные на фиг. 5-43,б—в. Эта схема дает высокие показатели по эффективности используемых конденсаторов, но имеет те же недостатки, что и описанные выше схемы, а именно появление значительных импульсов напряжения на вентилях и трансформаторе, что повышает требования и к их изоляции.

Дальнейшая работа над совершенствованием описанных и созданием новых схем лежит в устранении импульсов избыточного напряжения и повышении коэффициента эффективности.

5-13. ЗАВИСИМЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Есть большая группа потребителей мощности, которые работают при частоте, отличной от промышленной. Для питания таких потребителей нужно поэтому предварительно преобразовать промышленную частоту ($f = 50$ гц) в требуемую потребителем частоту. Иногда такое преобразование связано и с изменением числа фаз.

Наиболее высокими технико-экономическими показателями обладают ионные преобразователи частоты, в состав которых в явном либо неявном виде входят: 1) выпрямитель, преобразующий переменный ток промышленной частоты в постоянный ток, и 2) инвертор, преобразующий постоянный ток в переменный требуемой частоты. Если в приемной сети переменного тока, куда присоединен инвертор, имеется свой источник синхронного питания, то инвертор работает как зависимый и это является признаком для отнесения также и преобразователя частоты к зависимым. При отсутствии в приемной сети переменного тока источника синхронного питания преобразователь частоты, а также и инвертор, в него входящий, являются независимыми.

В зависимости от того, явно или неявно выражено звено постоянного тока, связывающее выпрямитель и инвертор, либо оно вообще отсутствует, различают далее зависимые, а также независимые:

- а) преобразователи частоты с явно выраженным звеном постоянного тока;
- б) преобразователи частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока;
- в) преобразователи с непосредственной связью.

Здесь мы рассмотрим только первых два вида зависимых преобразователей частоты. Электрическая схема первого вида приведена на фиг. 5-44,а, а второго — на фиг. 5-44,б.

Первый вид преобразователя частоты ничем в принципе не отличается от рассмотренной нами на фиг. 5-26 системы передачи энергии постоянным током. Здесь также два отдельных преобразователя, из которых один установлен на передающей подстанции, а второй на приемной. Явно выраженное звено постоянного тока может быть длинным и коротким в зависимости от того, насколько удалена инверторная часть преобразователя от его выпрямительной части. Режим работы выпрямителя в приведенной схеме преобразователя частоты иллюстрирует диаграмма напряжения на фиг. 5-44,в—г, а инвертора на фиг. 5-44,д.

Среднее значение постоянного тока, проходящего по связывающим их проводам, определяется здесь из равенства

$$I_d = \frac{(U_{d\alpha} - \Delta U_d) - (U_{d\beta} + \Delta U_d)}{R_d}, \quad (5-125)$$

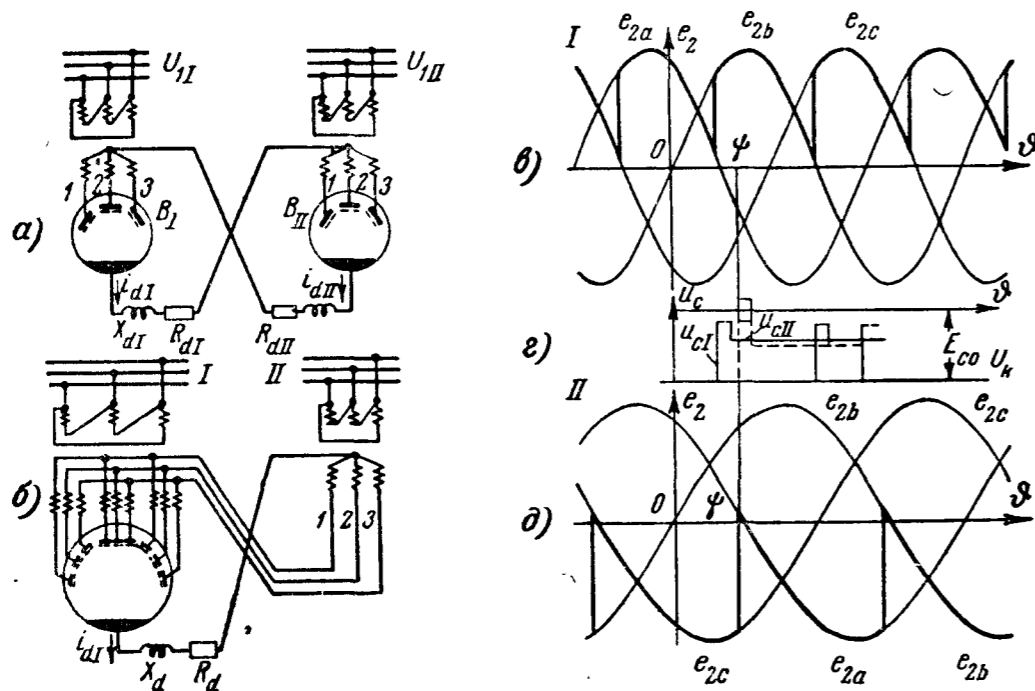
где R_d — активное сопротивление линии постоянного тока.

Катодные реакторы ограничивают пульсации тока как на стороне выпрямителя, так и на стороне инвертора.

При местном преобразовании частоты, когда выпрямитель и инвертор установлены на одной подстанции, они связаны короткими проводами, поэтому два катодных реактора могут быть заменены одним. Катодный реактор воспринимает в этом случае сумму пульсаций напряжения, даваемых выпрямителем и инвертором. Эти пульсации отличаются не только формой кривых, но и частотой. Когда входная и выходная частоты при местном преобразовании частоты заметно отличаются между собой, преобразователь частоты может быть выполнен и с неявным звеном, как на фиг. 5-44,б.

Здесь один вентиль совмещает в себе функции дугового переключателя анодных цепей выпрямителя и инвертора. Для того чтобы такое совмещение было возможно, каждая вторичная фаза выпрямительного трансформатора выполнена с числом обмоток, равным числу фаз инверторного трансформатора. В этом случае, так же как и в схеме на фиг. 5-44,а, каждая фаза выпрямителя может передавать энергию в каждую из фаз инвертора, причем чередование такой передачи идет в той же последовательности, как и при наличии явно выраженного звена постоянного тока. Поэтому диаграммы напряжения, приведенные на фиг. 5-44,б и г, действительны и для рассматриваемой схемы. Постоянный ток проходит здесь только по проводу, соединяющему катод вентиля с нулевой точкой инверторного трансформатора, что и характеризует собой неявно выраженное звено постоянного тока.

Особенностью рассматриваемой схемы является система сеточного управления в ней вентилями. Здесь важно обеспечить переход тока от одной фазы выпрямителя к другой с частотой передающей сети, и одной фазы инвертора к другой с частотой приемной сети, в то время как все аноды расположены в одном вентиле. Задача решается введением в цепь каждой сетки напряжений с кривой двухступенчатой формы, представленных сплошной и пунктирной линией на фиг. 5-44,г, через две системы се-



Фиг. 5-44. Преобразователи частоты трехфазного тока с явно и неявно выраженным звеном постоянного тока.

точного управления. Одна система питается при частоте передающей сети, а другая — при частоте приемной сети. Напряжение сеточного запирающего выбрано здесь таким, чтобы сетка могла открыть вентиль только тогда, когда суммируются импульсы напряжения на первой ступени у одной кривой сеточного напряжения с сеточным напряжением на другой кривой. В этом случае среди трех групп анодов, принадлежащих к разным фазам выпрямителя, в данный момент могут работать аноды только в пределах той группы, у которой фазовое напряжение (во внекоммутационный период) более положительно, а в пределах этой группы будет работать тот именно анод, у которого инверторное напряжение (после запирающего предыдущего анода) более отрицательно.

Разные частоты сеточных напряжений передающей f_1 и приемной f_2 систем ведут здесь к тому, что длительность пропуска токов анодами неодинакова. При близких частотах f_1 и f_2 ряд анодов может длительно не зажигаться, а при одинаковых частотах

тах из всех девяти анодов будут работать только три. Это приводит к низкому использованию нагрузочной способности вентиля. Поэтому преобразователь частоты с неявно выраженным звеном целесообразно применять, как выше уже говорилось, при большой разнице в частотах f_1 и f_2 . Преимущества, которые дает такая система, заключаются:

1) в исключении падения напряжения в дуге инверторного вентиля и

2) в возможности замены двух вентилях одним.

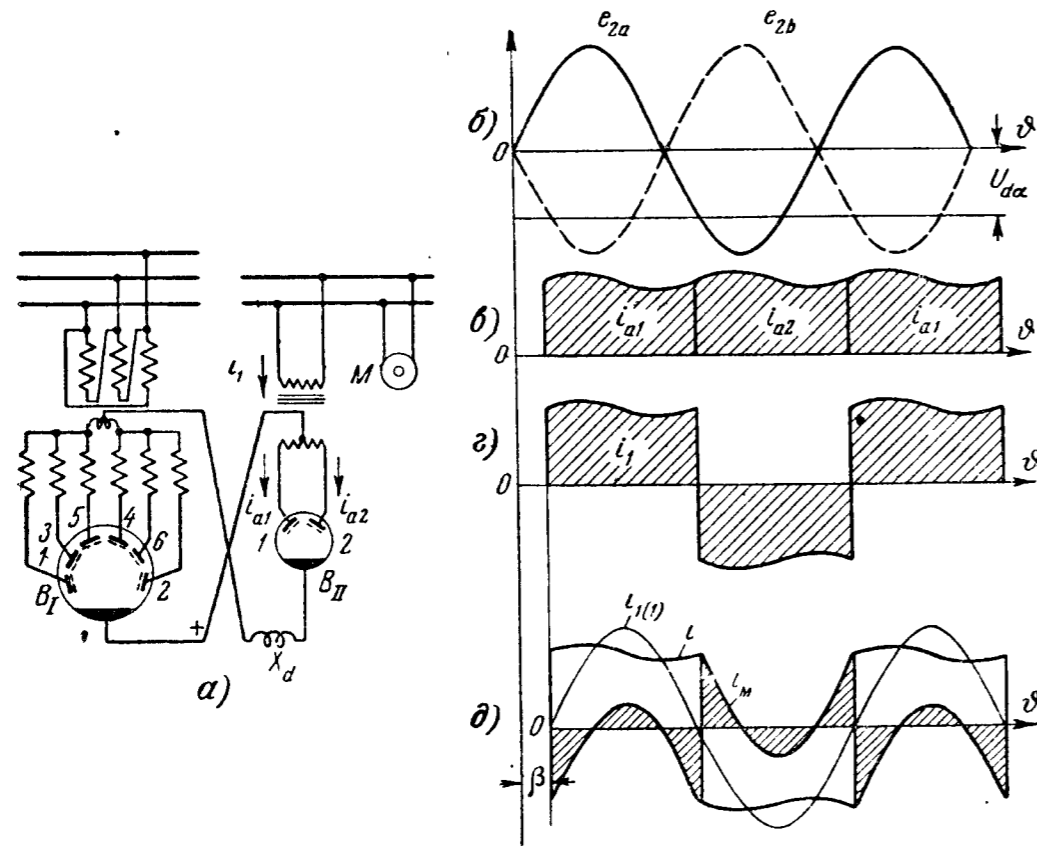
Последнее преимущество имеет место тогда, когда применяются многоанодные вентили. При одноанодных вентилях число их в схеме с неявно выраженным звеном может быть и больше, чем в схемах с явно выраженным звеном постоянного тока.

При наличии явно либо неявно выраженного звена постоянного тока в преобразователях частоты реактивные мощности, потребляемые выпрямителем и инвертором, должны доставляться другими источниками, включенными в передающую и приемную цепи, так как цепь постоянного тока пропускает только активную мощность. Кроме реактивной мощности, передающие сети должны доставлять и мощность искажения. Наибольших значений достигает мощность искажения, когда приемная сеть однофазная, как в схеме на фиг. 5-45,а. В этой схеме выпрямитель преобразует трехфазный ток промышленной частоты f_1 в постоянный, а двухполупериодный инвертор, преобразует постоянный ток в переменный требуемой частоты f_2 . Здесь возможно и обращение потока мощности путем соответствующего изменения углов управления α и β выпрямителя и инвертора.

Так как мгновенная мощность, приходящая из сети трехфазного тока во времени не меняется, а мгновенная мощность, забираемая сетью однофазного тока, пульсирует, то в промежуточной цепи постоянного тока должен находиться уравнитель мгновенных значений мощности.

В схеме фиг. 5-45,а одним из элементов такого уравнителя является катодный реактор X_d , принимающий на себя разницу (фиг. 5-45,б) между выпрямленным (кривая u_d) и синусоидальными напряжениями, получаемыми со стороны инвертора (e_1 или e_2). Благодаря наличию реактора кривые токов во вторичных обмотках трансформаторов, соединенных с анодами выпрямителя и инвертора, имеют почти прямоугольную форму (фиг. 5-45,в). Токи в первичных обмотках выпрямительного трансформатора даже при этих условиях мало отличаются от синусоидального, поскольку выпрямитель взят многофазным. В первичной обмотке однофазного трансформатора, инвертора, кривая тока имеет, как и в фазах вторичной обмотки, прямоугольную форму (фиг. 5-45,г).

Для того чтобы сохранить в однофазной сети, питающей потребителей, синусоидальный ток в схеме должен быть предусмотрен приемник, принимающий на себя разницу между синусоидальным током потребителей (кривая $i_{1(1)}$ на фиг. 5-45, д) и кривой i , изменяющейся по прямоугольнику. Эта разница



Фиг. 5-45. Преобразователь трехфазного тока в однофазный переменный частоты.

а — схема; б — д — линейные диаграммы.

представлена кривой i_M на фиг. 5-45, д. Этот ток дает машина M , которая является, таким образом, вторым уравнителем мощности в схеме фиг. 5-45, а.

Машина M дает одновременно напряжение, требующееся для коммутации тока в инверторе. Кроме того, машина M может в случае нужды служить и генератором реактивной мощности для потребителей, имеющих в сети однофазного тока.

Когда в приемной сети имеются потребители с $\cos \varphi$, отличным от единицы, то, кроме активной мощности $P_a = UI_1 \cos \varphi$, доставляемой таким потребителям, инвертором необходимо отдавать еще реактивную мощность.

Суммарная реактивная мощность, которую должна генери-

ровать машина M (кроме мощности искажения), должна быть равна:

$$Q' = U_1 I_1 \sin \varphi + U_1 I_1 \cos \varphi \operatorname{tg} \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right), \quad (5-126)$$

где U_1 — действующее значение синусоидального напряжения в приемной сети;

I_1 — действующее значение первой гармонической тока в этой цепи.

Второе слагаемое в правой части (5-126) определяет реактивную мощность, потребляемую инвертором благодаря углу опережения β и углу коммутации γ .

В относительных долях к кажущейся мощности S_1 , создаваемой основной гармонической тока в приемной сети, реактивная мощность равна:

$$\frac{Q'}{S_1} = \frac{U I_1 \sin \varphi + U I_1 \cos \varphi \operatorname{tg} \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right)}{U I_1} = \sin \varphi + \cos \varphi \operatorname{tg} \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right). \quad (5-127)$$

Из (5-127) может быть найдено, что при $\cos \varphi = 0,8$ и значении угла $\left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right)$, лежащем в границах $20-30^\circ$, величина реактивной мощности примерно равна активной мощности, передаваемой инвертором в приемную сеть.

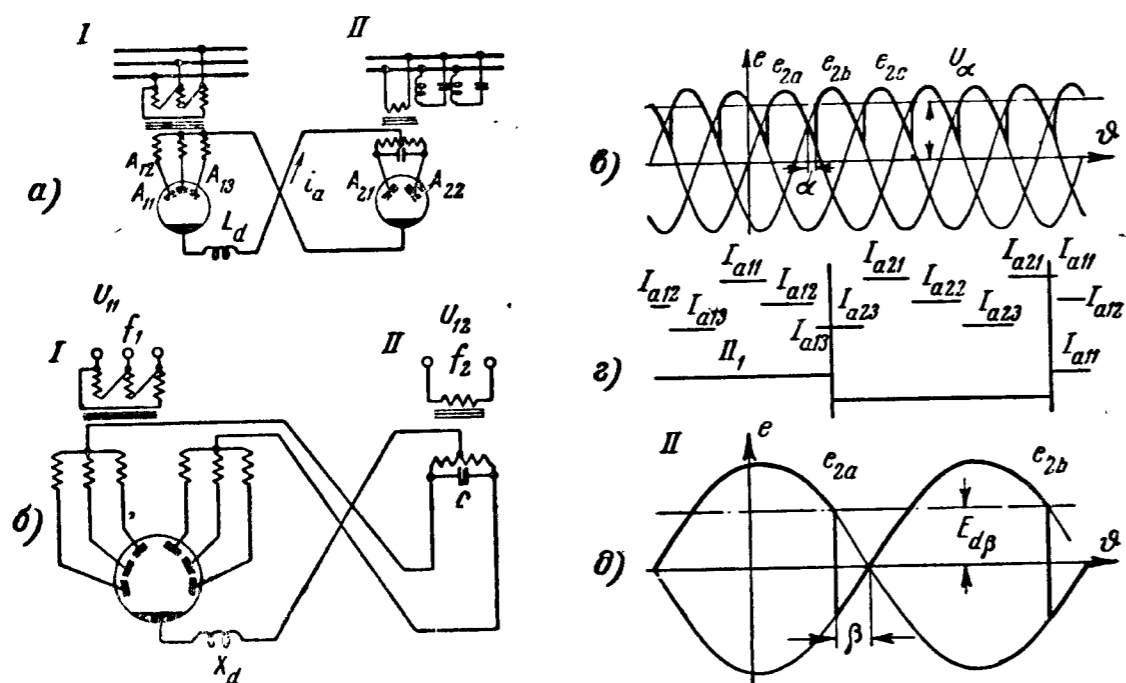
5-14. НЕЗАВИСИМЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ЗВЕНОМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Когда приемная сеть, куда преобразователь частоты передает свою мощность, не имеет других источников питания, инверторное звено выполняется независимым, что определяет независимость и преобразователя частоты в целом. Два варианта схем такого преобразователя частоты: а) с явным и б) с неявно выраженным звеном постоянного тока, приведены на фиг. 5-46, а и б.

В первой схеме, кроме емкости, включенной параллельно вторичной обмотке конденсатора, параллельно его первичной обмотке в сеть введены резонансные контуры, выполняющие те же функции, что и машина M на схеме фиг. 5-45, а, генерирующая высшие гармонические тока, а также реактивную мощность для потребителей. Этим улучшается форма кривой напряжения в сети, что обеспечивает синусоидальность тока у потребителей мощности.

Разделением емкости, генерирующей реактивную мощность, на инверторную и сетевую (входящую в резонансные контуры) достигается более быстрая коммутация тока в связи с тем, что

инверторная емкость разряжается непосредственно на вентили и вместе с тем ток конденсаторов не проходит через обмотки трансформатора, чем предупреждается повышение его типовой мощности. При правильном подборе емкости сетевых конденсаторов (или параметров резонансных контуров) получаются формы кривых токов и напряжений в сети, близкие к синусоидальным. Баланс мощности в схеме с явно выраженным звеном



Фиг. 5-46. Независимые преобразователи частоты с явно и неявно выраженным звеном постоянного тока.

постоянного тока такой же, как и у зависимого преобразователя (фиг. 5-45,а).

Вариант схемы независимого преобразователя частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока, представленный на фиг. 5-46,б, выполнен по тому же принципу, что и схема на фиг. 5-44,б, в которой каждая фаза инверторного трансформатора связана со всеми тремя фазами выпрямительного. Режим работы такой схемы иллюстрируют диаграммы напряжения и тока на фиг. 5-46,в и г. Верхняя диаграмма фиг. 5-46,в показывает ход изменения напряжения в обмотках выпрямительного трансформатора. Жирной линией выделены здесь участки кривых вторичного напряжения, соответствующие времени прохождения тока через обмотки при угле запаздывания α . Нижняя диаграмма показывает ход изменения напряжения в фазах инверторного трансформатора при угле опережения β . Средняя диаграмма иллюстрирует продолжительность анодных токов в анализируемых условиях, когда выходная частота примерно в 3 раза меньше входной, и в предположении, что коммутация тока проис-

ходит здесь мгновенно. Вертикальные линии, соответствующие моментам коммутации тока инвертора, разграничивают области работы одной трехфазной выпрямительной группы от другой. В моменты, соответствующие вертикальным линиям, ток переходит от одной вторичной обмотки выпрямительного трансформатора к другой его обмотке, расположенной на том же сердечнике. С изменением частоты линия перехода смещается, что приводит к изменению продолжительности тех анодных токов, кривые которых лежат на границе перехода. Регулировка частоты производится здесь изменением периодичности импульсов, вводимых в сеточную цепь управления инвертором, а регулировка среднего значения передаваемой мощности производится изменением угла α выпрямителя. Фазовые напряжения вторичных обмоток трансформатора выбираются такими, чтобы при холостом ходе преобразователей (и неучете падения в дуге ΔU_a) соблюдалось равенство

$$\sqrt{2}U_{2\alpha} \frac{m_1}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_1} \cos \alpha = \sqrt{2}U_{2\beta} \frac{m_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \beta, \quad (5-128)$$

где m_1 и m_2 — числа фаз выпрямительного и инверторного трансформаторов.

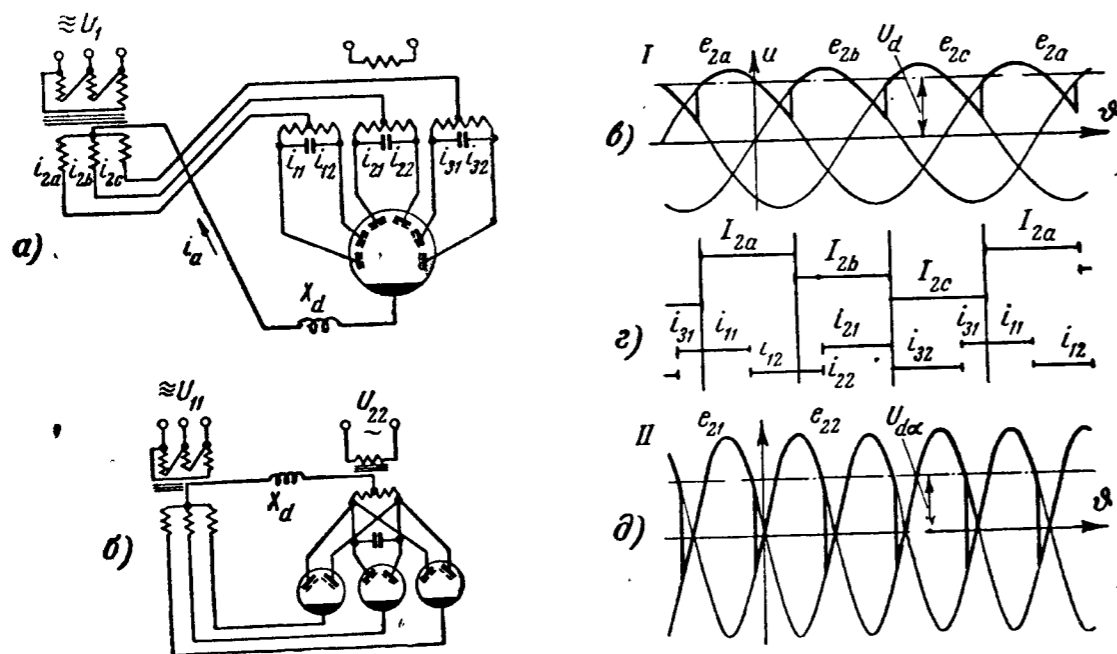
Приведенный на фиг. 5-46,б вариант схемы, в котором выпрямительный, а не инверторный трансформатор содержит сдублированные обмотки, целесообразно применять тогда, когда преобразователь понижает частоту, так как низкочастотные трансформаторы имеют больший вес и стоят дороже, чем трансформаторы, выполненные на нормальную частоту.

У преобразователей, повышающих частоту, более экономичное решение дают схемы их, приведенные на фиг. 5-47,а и б. В варианте на фиг. 5-47,а имеются одна группа вторичных обмоток у выпрямительного трансформатора и три пары этих обмоток у инверторного. Здесь каждая вторичная фаза выпрямительного трансформатора связана с обеими вторичными фазами инверторного. В варианте на фиг. 5-47,б обмотки выпрямительного и инверторного трансформаторов одинарные, но вентили выполнены двуханодными (или одноанодными). Режим работы преобразователя частоты, схема которого приведена на фиг. 5-47,а, иллюстрируется диаграммами напряжения и тока, приведенными на фиг. 5-47,в—д. Диаграммы напряжения на фиг. 5-47,в относятся к выпрямителю, а на фиг. 5-47,д — относятся к инвертору. Вертикальные линии в диаграмме продолжительностей анодных токов (фиг. 5-47,г) соответствуют здесь моментам перехода тока в фазах выпрямителя.

Так как выходная характеристика независимых преобразователей частоты определяется выходной характеристикой инвер-

тора, то и здесь мы встречаемся с теми ограничениями по рабочему диапазону и его зависимости от коэффициента мощности потребителей, как и у независимого инвертора (§ 5-8).

Для того чтобы сделать выходную характеристику преобразователя частоты более пологой на ее рабочем участке, Г. И. Шевченко предложил [Л. 44] подмагничивать трансформатор инвертора постоянным током, как это иллюстрирует схема на

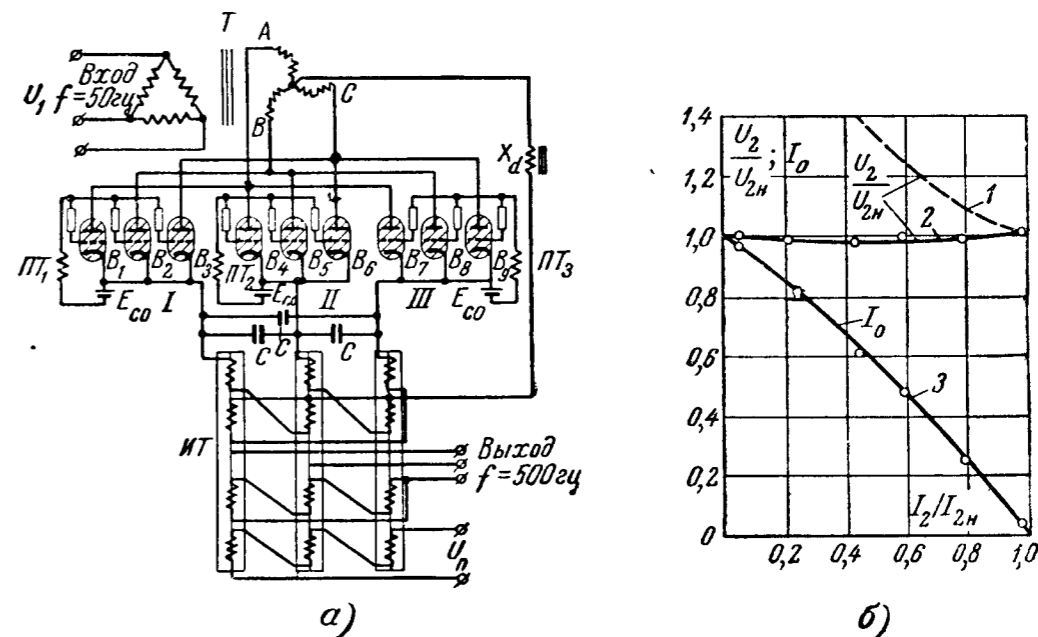


Фиг. 5-47. Независимые преобразователи для повышения частоты.

фиг. 5-48, а. Здесь преобразователь трехфазного тока промышленной частоты ($f = 50$ гц) в трехфазный ток повышенной частоты ($f = 500$ гц) выполнен с неявно выраженным звеном постоянного тока и одинарными вторичными обмотками как у выпрямительного, так и у инверторного трансформаторов. Три из девяти вентилей обеспечивают возможность передачи мощности от фазы выпрямительного трансформатора, имеющей в данный момент наиболее положительное напряжение, к фазе инвертора с наиболее отрицательным напряжением. В связи с отсутствием явно выраженного звена постоянного тока инвертор, а, тем самым и преобразователь в целом более устойчивы в работе, так как цепь постоянного тока создается здесь периодически сменяющимися друг друга в работе фазными контурами выпрямительной цепи. При возникновении случайных перегрузок инвертор выпадает здесь поэтому из режима только на то число периодов, в течение которого длится перегрузка.

Как надо изменять ток подмагничивания, чтобы получить плоскую выходную характеристику, показывают кривые на фиг. 5-48, б.

Кривая 1 определяет собой выходную характеристику преобразователя частоты (при чисто активной нагрузке и отсутствии подмагничивания), а кривая 2 — ту же характеристику при изменении тока подмагничивания по кривой 3. В некоторой степени подмагничивание улучшает и форму кривой вы-



Фиг. 5-48. Преобразователь частоты с улучшенной внешней характеристикой.

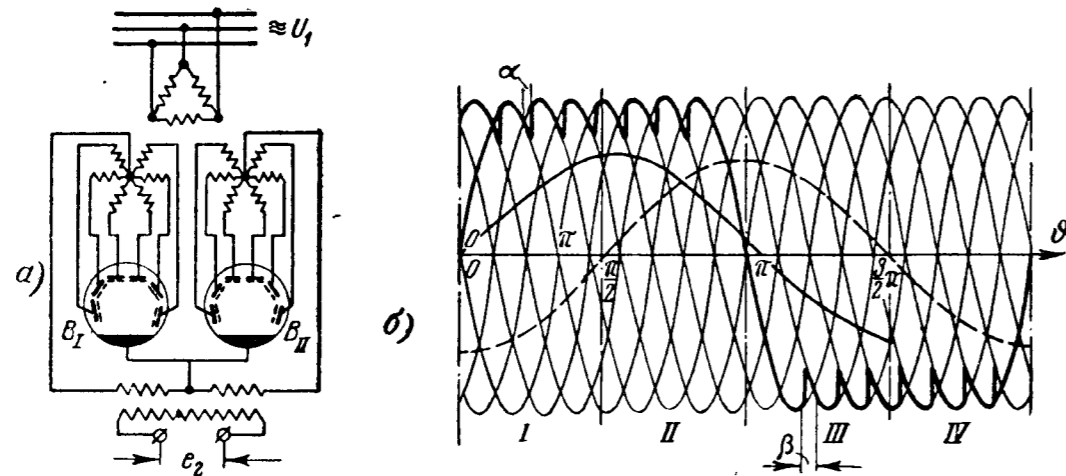
ходного напряжения. Необходимо, однако, отметить: 1) что оптимумы тока намагничивания, обеспечивающие лучшую форму кривой выходного напряжения, а также лучшую характеристику инвертора, не совпадают между собой и 2) что даже при улучшенной форме кривой выходного напряжения она содержит в связи с трехфазной вторичной обмоткой больше гармонических, чем кривая напряжения, получаемая у инвертора с шестифазной вторичной обмоткой. Недостатком описанной схемы по сравнению со схемой преобразователя частоты с явно выраженным звеном постоянного тока являются также более ограниченные возможности независимого регулирования выходной частоты и выходного напряжения, что требуется для ряда приемников повышенной либо пониженной частоты.

5-15. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ

Описанные в двух предыдущих параграфах преобразователи частоты с промежуточным (явно либо неявно выраженным) звеном постоянного тока не могут передавать реактивной мощности из одной сети переменного тока в другую. Такой возможностью

обладают преобразователи с непосредственно связанными анодными цепями выпрямителя и инвертора. Схема одного из вариантов исполнения такого преобразователя трехфазного тока в однофазный пониженной частоты приведена на фиг. 5-49,а. Каждую из двух вторичных обмоток однофазного трансформатора питает здесь свой шестифазный преобразователь.

Работа преобразователей чередуется здесь по полупериодам переменного напряжения в однофазной сети, как это иллюстри-

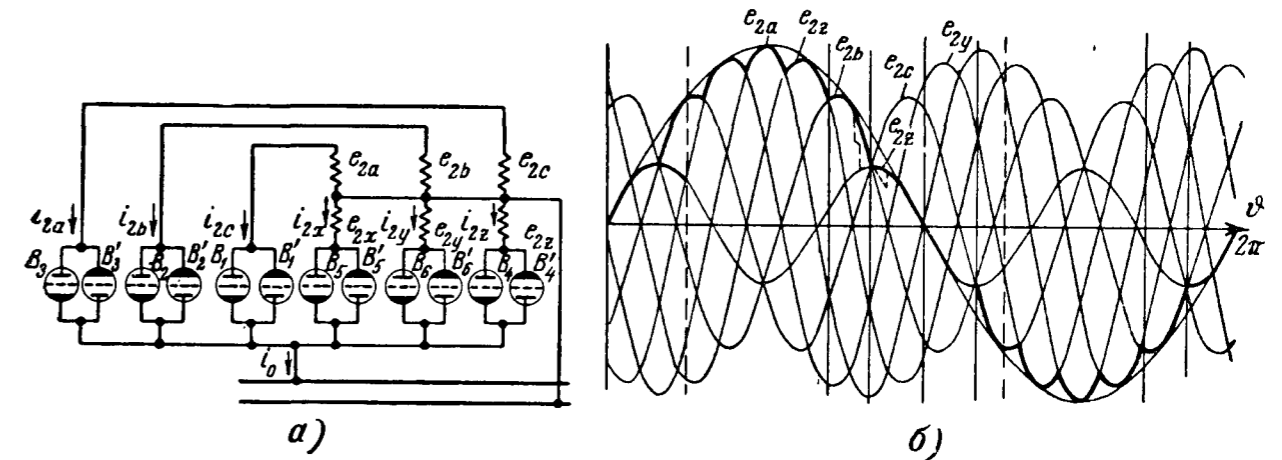


Фиг. 5-49. Преобразователь частоты с непосредственной связью.
а — схема; б — линейная диаграмма напряжений.

руют диаграммы напряжения и тока на фиг. 5-49,б. Кривая напряжения в однофазной сети характеризуется проведенной жирной линией огибающей, охватывающей собой в положительный полупериод положительные верхушки синусоид напряжения в трехфазной сети, а в отрицательный полупериод — отрицательные верхушки синусоид.

Если потребитель в однофазной цепи имеет $\cos \varphi = 1$, синусоида основной гармонической тока, нанесенная на фиг. 5-49,б сплошной линией, совпадает по фазе с трапециoidalной кривой напряжения в однофазной сети. В этом случае оба преобразователя работают в выпрямительном режиме. Если первая гармоническая тока в однофазной сети (которую мы здесь только и рассматриваем) сдвинута по фазе по отношению к напряжению, как это для сдвига фаз в 90° показывает пунктирная синусоида на фиг. 5-49,б, то преобразователи в течение каждого полупериода напряжения в однофазной сети работают частично в выпрямительном и частично в инверторном режимах. Для этого на сетки одного преобразователя подаются положительные импульсы напряжения с частотой тока в однофазной сети в моменты, соответствующие положительным полупериодам, а на сетки другого подаются импульсы со сдвигом в 180° .

Положительные импульсы на сетках одного преобразователя и отрицательные другого обеспечивают одну и ту же полярность на выходе однофазного трансформатора. При таком режиме сеточного управления вступление в действие того либо иного преобразователя в качестве выпрямителя либо инвертора зависит от фазы (направления тока) в выходной цепи. Так, в области, отмеченной на фиг. 5-49,б цифрой I, ток пропускает правый преобразователь, работающий в инверторном режиме. В области II рабо-



Фиг. 5-50. Преобразователь частоты с непосредственной связью и с улучшенной формой кривой выходного напряжения.
а — схема; б — линейная диаграмма напряжений.

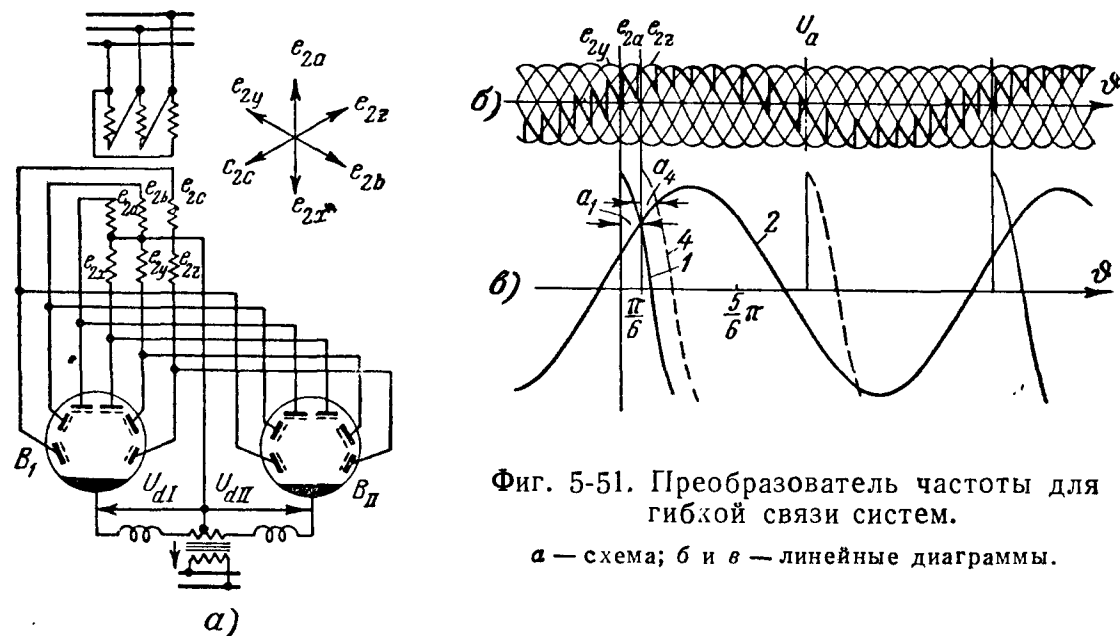
тает левый преобразователь в выпрямительном режиме, а в области III — он же в инверторном. В области IV правый преобразователь работает в выпрямительном режиме. Таким образом, преобразователь с непосредственной связью дает возможность передавать не только активную, но и реактивную мощность. При этом при изменении $\cos \varphi$ потребителей соотношение между активной и реактивной составляющими тока и мощности меняется автоматически в связи с постоянной подготовленностью одного преобразователя к работе его выпрямителем, а другого — инвертором.

Схема с непосредственной связью может быть выполнена и с антипараллельным включением вентилей, позволяющим пропускать токи в пределах каждого полупериода напряжения в разных направлениях. Близкая к синусоиде форма кривой тока в приемной сети при трапециoidalной форме кривой напряжения достигается фильтрацией тока в приемной сети.

Применение фильтров может быть исключено, если в преобразователях с непосредственной связью вторичные обмотки трехфазного трансформатора нормальной частоты выполнить с разным числом витков, как это показано на схеме фиг. 5-50,а и иллюстрирующей работу этой схемы диаграмме напряжения на фиг. 5-50,б. Включенные антипараллельно в этой схеме вентили

позволяют изменять направление тока в схеме в пределах данного полупериода, чем обеспечивается требуемый сдвиг по фазе у потребителей, включенных в однофазную сеть.

Для получения огибающей верхушек кривых вторичных напряжений, по форме приближающейся к синусоиде, отношение числа витков вторичных обмоток трансформатора, применяемого в преобразователях, понижающих частоту трехфазного тока



Фиг. 5-51. Преобразователь частоты для гибкой связи систем.

а — схема; б и в — линейные диаграммы.

($f = 50$ гц) до в 3 раза меньшей частоты однофазного тока ($f = 16,2/3$ гц), нашедшей себе широкое применение в системах электрификации железных дорог в Германии, должно удовлетворять следующему отношению:

$$\omega_{2a} : \omega_{2z}; \omega_{2b} : \omega_{2x} : \omega_{2c} : \omega_{2y} = 1 : 0,729 : 0,729 : 0,931 : 0,33; 0,931.$$

Описываемая схема рассчитана на неизменное (жесткое) отношение частот в передающей и приемной сетях (3 : 1). Когда меняется одна частота, должна меняться и другая. Иначе инвертор выпадает из режима.

Для получения гибкой связи систем по частоте при непосредственной связи выпрямителя и инвертора, что позволяет осуществлять передачу и реактивной мощности, может быть применена схема, приведенная на фиг. 5-51,а. Здесь синусоидальность кривой однофазного напряжения достигается не ступенчатым изменением величины напряжений разных вторичных обмоток, а выбором в качестве рабочих участков разных отрезков синусоид в пределах вторичных напряжений, как это иллюстрирует диаграмма и выделенная на ней жирными линиями кривая однофазного напряжения на фиг. 5-51,б. Выбор разных по положению рабочих участков в пределах синусоид достигается здесь изменением угла

управления α при переходе тока от одного анода (вентиля) к другому. Левый вентиль преобразователя пропускает ток через вторичную обмотку однофазного трансформатора в одном направлении, а правый вентиль — в противоположном направлении. Каждый из вентиляей работает на участках совпадения по знаку однофазного напряжения и тока в выпрямительном режиме, а при противоположных их знаках — в инверторном режиме.

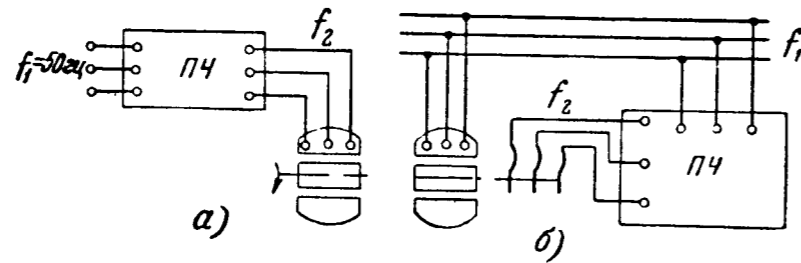
Регулирование угла α в диапазоне от 30 до 150° достигается здесь введением в сеточную цепь, как показано на фиг. 5-51,в, двух синусоидальных напряжений: одного, изменяющегося с частотой приемной сети (синусоида 2 на фиг. 5-51,в) и являющегося общим для всех анодов у данного вентиля, и другого (синусоида 1 либо 4), меняющегося по фазе от анода к аноду с частотой передающей сети (50 гц). Моменты зажигания анодов определяются точками пересечения синусоид промышленной и пониженной частот, поскольку эти напряжения вводятся в сеточную цепь в противофазе. Кривые сеточных напряжений на фиг. 5-51,в относятся к одному преобразователю. У второго преобразователя сеточные напряжения имеют противоположную фазу с тем, чтобы этот преобразователь был подготовлен к работе в инверторном режиме, когда первый работает выпрямителем, и наоборот. С изменением частоты однофазной сети автоматически изменяется частота питания сеточных цепей однофазным напряжением, что и определяет собой изменение выходной частоты преобразователя. Пределы изменения частоты лежат в границах от близкой к нулю до частоты питающей сети.

5-16. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМЕ ИОННОГО ПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Ионные преобразователи частоты открыли путь к экономичному регулированию скорости вращения асинхронных двигателей, а также к созданию нового типа двигателей, получивших название вентильных.

Изменение скорости вращения асинхронных двигателей нормального исполнения может быть достигнуто в зависимости от типа двигателей двояким путем. В двигателях с короткозамкнутым ротором изменение скорости их вращения достигается обычно питанием обмотки статора через преобразователь частоты ПЧ, как это показано на блок-схеме фиг. 5-52,а. Изменяя частоту и напряжение на зажимах статора, мы получаем пропорциональное изменение скорости его вращения. В двигателях с фазным ротором, такое изменение скорости достигается, как это иллюстрирует блок-схема, приведенная на фиг. 5-52,б, включением преобразователя частоты в роторную цепь. Функции преобразователя частоты в такой схеме привода, получившего название вентильного каскада, заключаются в преобразовании частоты скольжения

в промышленную частоту, что позволяет обеспечить полезную отдачу электрической мощности из роторной цепи двигателя в питающую сеть промышленной частоты.



Фиг. 5-52. Принципиальные схемы применения преобразователей частоты для приводов с асинхронными двигателями.

а — преобразователь частоты в цепи статора; б — преобразователь частоты в цепи ротора.

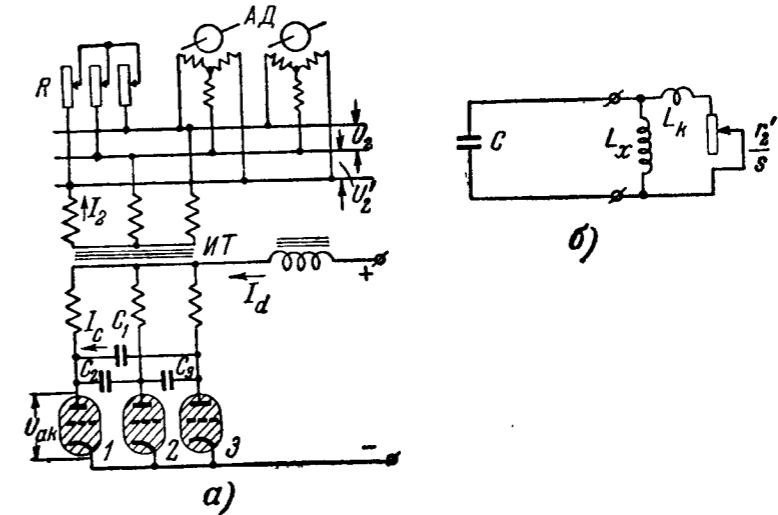
Рассмотрим вкратце те особенности, с которыми связано осуществление режима преобразователя частоты: а) при питании двигателя через цепь статора; б) при включении преобразователя в цепь ротора и в) при создании вентильных двигателей.

а) Преобразователь частоты в цепи статора

При изменении скорости вращения двигателя путем изменения частоты переменного напряжения, подводимого к его статору (фиг. 5-53, а), преобразователь частоты должен быть независимым, так как он определяет частоту питания статора двигателя¹. Такой преобразователь может выполняться по схемам с явным либо неявным звеном постоянного тока, описанным в § 5-14. Критериями к выбору конкретной схемы преобразователя частоты служат: а) стремление иметь формы кривых тока и напряжения на выходе преобразователя (на входе двигателя), возможно более приближающиеся к синусоиде; б) получение более пологой механической характеристики двигателя; в) получение достаточно высокого коэффициента использования трансформаторов и вентилях, с тем чтобы не завышать без необходимости их габаритов и, наконец, г) обеспечение стабильной работы привода во всем диапазоне его пусковых и рабочих скоростей. Последнее требование относится главным образом к диапазону пусковых скоростей и возникает оно в связи с тем, что конденсаторы, входящие в схему независимого преобразователя частоты, образуют вместе с индуктивностью обмоток двигателя колебательные контуры. Таких контуров, как это можно видеть из схемы замещения на фиг. 5-53, б, здесь два: 1) контур параллельного резонанса (резонанса токов), создаваемый конденсаторами и параллельно включенной индук-

¹ Первую установку ионного преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока выполнил Д. А. Завалишин [Л. 43].

тивностью L_x от главного потока двигателя; 2) контур последовательного резонанса, создаваемый конденсаторами и последовательной индуктивностью L_k от потоков рассеяния. Этим двум контурам соответствуют две частоты собственных колебаний, ограничивающие некоторую полосу лежащих между ними частот.



Фиг. 5-53. Преобразователь частоты в цепи статора асинхронного двигателя.

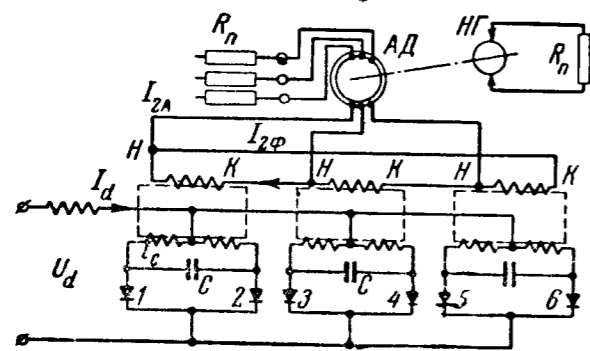
а — схема; б — схема замещения.

Возбуждение собственных колебаний имеет место, как показали исследования, проведенные В. А. Лабунцовым [Л. 43], тогда, когда (в процессе разгона двигателя) частота, соответствующая угловой скорости его вращения, оказывается близкой к указанной полосе частот. Наложение собственных колебаний контуров на синусоидальные колебания питающего двигателя напряжения вызывает биения, приводящие к искажению кривой напряжения на вентиле. В результате биений может оказаться недостаточным угол опережения β инвертора, что приводит к выпадению последнего из режима.

Для того чтобы обеспечить нормальный пуск в ход двигателей, питающихся от ионного преобразователя частоты при частоте собственных колебаний, лежащей ниже той, которая соответствует нормальной скорости вращения двигателя, на выходе у преобразователя вводится шунтирующее его активное либо активно-индуктивное сопротивление (показанное сверху слева на фиг. 5-53, а).

При наличии большого числа параллельно включенных двигателей (как это имеет, например, место в маломощных приводных устройствах для прядильных машин) пусковое устройство требуется вводить только при запуске нескольких первых двигателей. Роль демпфирующих сопротивлений при пуске следующих двигателей выполняют обмотки двигателей, уже находящихся в работе.

У двигателей с фазным ротором демпфирование собственных колебаний при пуске, если частота их лежит ниже верхней рабочей скорости двигателя, достигается при помощи пускового реостата, как показано на схеме фиг. 5-54. В этой схеме, исследованной А. М. Суторминым [Л. 48], питание вентиля инвертора производилось через однофазные трансформаторы. При регулировании скорости двигателя в диапазоне от 10 до 100% номинальной колебаний в системе по данным автора не наблюдалось. Для



Фиг. 5-54. Управление скоростью двигателя в схеме с преобразователем в цепи статора.

улучшения механических характеристик двигателей емкость в процессе нагрузки двигателя менялась здесь двумя ступенями.

Изменение скорости вращения двигателя достигается в рассматриваемом типе привода изменением частоты в цепи сеточного управления при помощи схемы, описанной в § 3-6*.

б) Преобразователь частоты в цепи ротора

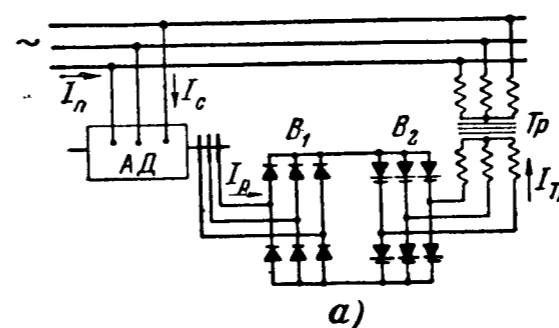
Сочетание асинхронного двигателя с преобразователем частоты, включенным в цепь ротора, как показано на схеме фиг. 5-55, а, предложено Ф. И. Бутаевым и Е. Л. Эттингером [Л. 11] и получило название вентильного каскада. Преобразователь частоты выполнен здесь с зависимым инвертором, поскольку он связан с сетью промышленной частоты, располагающей самостоятельными синхронными источниками питания.

При регулировании скорости вращения асинхронной машины в двигательном режиме в диапазоне скоростей ниже синхронной вентильный комплект B_1 , связанный с обмотками ротора машины, работает в выпрямительном режиме, а вентильный комплект B_2 , связанный через трансформатор Tp с сетью, работает в инверторном режиме. Мощность скольжения передается при этом из роторной цепи в питающую сеть.

Изменение скорости двигателя достигается изменением встречного напряжения, развиваемого инвертором на входе его. С уменьшением встречного напряжения инвертора, что достигается увеличением угла опережения β , может устанавливаться любая скорость вращения двигателя вплоть до синхронной. Принципиально здесь возможно достигнуть и сверхсинхронной скорости.

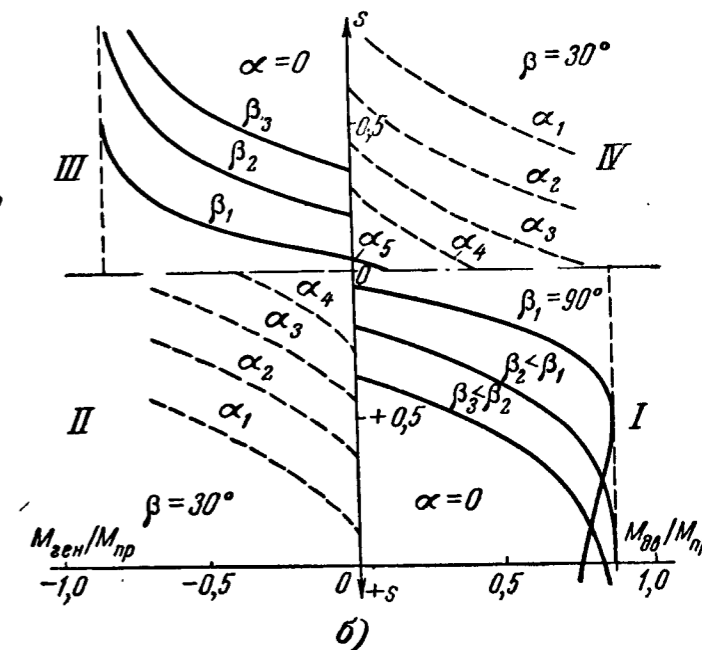
* Собственные колебания также исключаются при стабилизации с помощью электронного регулятора выходного напряжения инвертора.

При переводе при помощи сеточного управления вентильного комплекта B_2 в режим работы выпрямителем, а комплекта B_1 в режим работы инвертором, поток мощности в цепи ротора изменяет свое направление. В этом режиме асинхронная машина начинает работать в генераторном режиме при скорости вращения ниже синхронной, чем достигается быстрое торможение двигателя и преобразование механической энергии, накопленной в инерционных массах привода, в электрическую энергию, передаваемую в сеть переменного тока (генераторное торможение).



Фиг. 5-55. Преобразователь частоты в цепи ротора асинхронного двигателя.

а — принципиальная схема; б — механические характеристики.



Механические характеристики привода в двигательном режиме и в режиме генераторного торможения приведены на фиг. 5-55, б.

Приведенное семейство характеристик показывает, как надо произвести настройку системы управления на тот диапазон изменения углов α и β , при котором обеспечивается нужный диапазон регулирования скорости вращения двигателя при заданном моменте его нагрузки и достигается оптимальный режим генераторного торможения. Схема сеточного управления, применяемая в данном приводе, приведена на фиг. 3-26.

в) Вентильные двигатели

Наряду с описанными выше двумя системами ионного привода переменного тока с асинхронными двигателями нормального исполнения был предложен ряд вариантов изменения внутренней схемы двигателей постоянного и переменного токов, получивших название вентильных. В них коллектор двигателя постоянного тока заменен, как показано на фиг. 5-56, комплектом из ионных вентилялей. Этим преследовалась цель повысить надежность работы двигателей в отношении коммутации тока при сохранении высокой регулировочной способности таких двигателей.

Принципиальная схема одного из типов таких двигателей, предложенная Керном [Л. 49], приведена на фиг. 5-56. Здесь обмотка статора двигателя разбита на две трехфазные секции, соединенные с анодами многоанодного либо одноанодных вентиляй. Обмотка возбуждения двигателя включена в катодную цепь вентиля последовательно.

Зажигая сетками поочередно один анод за другим, мы создаем в статоре вращающееся магнитное поле, увлекающее за собой ротор, обмотка которого питается постоянным током. Синхронное вращение поля статора и ротора при любой скорости двигателя может быть достигнуто при питании сеточных цепей вентиля через такую же электронную схему, которая была приведена на фиг. 3-10.

Такой вентильный двигатель может работать в достаточно широком диапазоне скоростей и может быть построен на высокое напряжение.

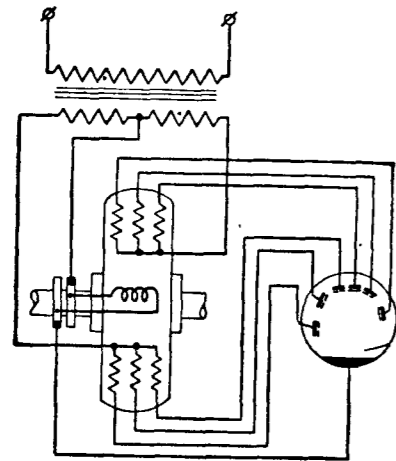
Недостатком этого рода двигателей является плохое использование меди в обмотке двигателя. Это вызывается, во-первых, необходимостью ограничиваться определенным числом секций обмотки, чтобы чрезмерно не увеличивать

числа вентиляй в схеме, и, во-вторых, необходимостью давать значительные опережения по фазе токам, протекающим по отдельным секциям обмотки относительно индуктируемых в них э. д. с. вращения с тем, чтобы обеспечить надлежащие условия коммутации тока в двигателе. В силу плохого использования обмоток такие двигатели практического применения до сих пор не получили.

5-17. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ В СВАРОЧНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Для сварки деталей относительно большой толщины, а также для перемешивания жидкого металла в некоторых типах электроплавильных печей требуется применение переменного тока ультранизкой частоты. Технически совершенный и экономически рациональный способ получения такого тока достигается путем применения ионных преобразователей частоты.

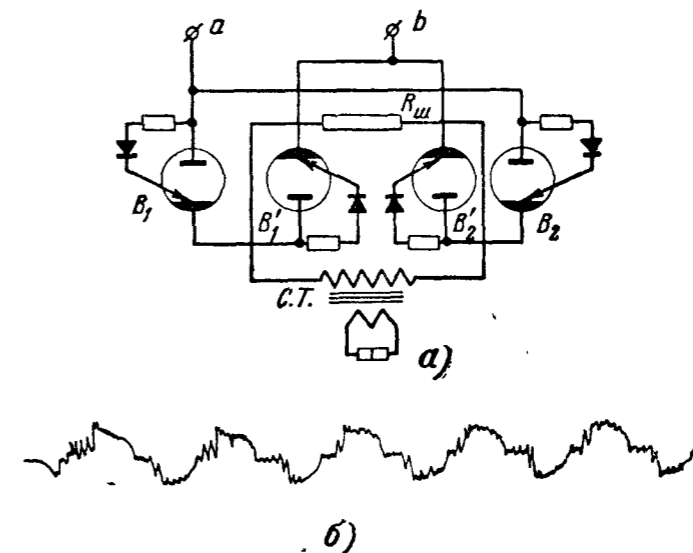
Основное звено простейшей схемы преобразователя трехфазного тока промышленной частоты в однофазный ультранизкой частоты приведена на фиг. 5-57,а. Здесь к зажимам *a* и *b* подводится от шестифазного выпрямителя трехфазного тока выпрямленный ток, который при помощи двух пар встречно параллельно включенных вентиляй коммутируется в однофазный ток. Последний через сварочный трансформатор *С. Т.* передается на контакт-



Фиг. 5-56. Схема вентильного двигателя.

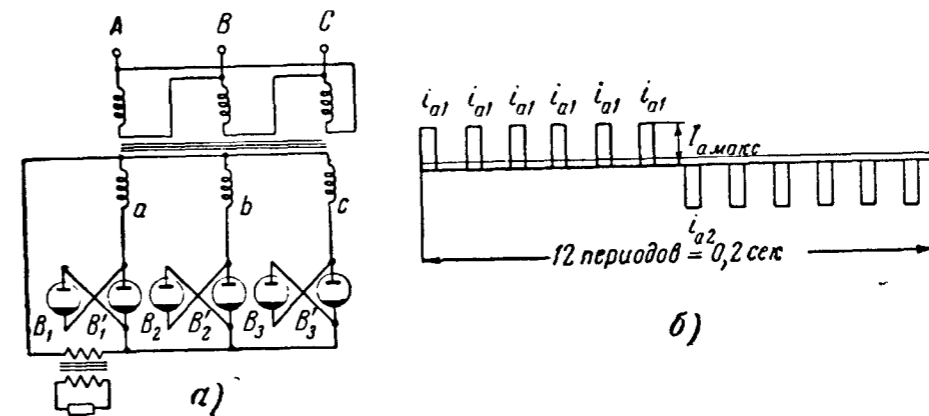
ные электроды. Нужная частота в сварочной цепи обеспечивается как системой управления выпрямителя, так и синхронизированной с ней системой управления в вентилях B_1B_1' и B_2B_2' .

Форму кривой тока, получаемой в цепи низкого напряжения, иллюстрирует осциллограмма, приведенная на фиг. 5-57,б.



Фиг. 5-57. Преобразование частоты для электрической сварки с питанием от цепи однофазного тока.

Отступление формы кривой от синусоиды объясняется здесь апериодическим спадом тока в том вентиле, который входит в состав выпрямительного комплекта и проводит ток последним в данный полупериод. Зубцы на кривой тока соответствуют пуль-

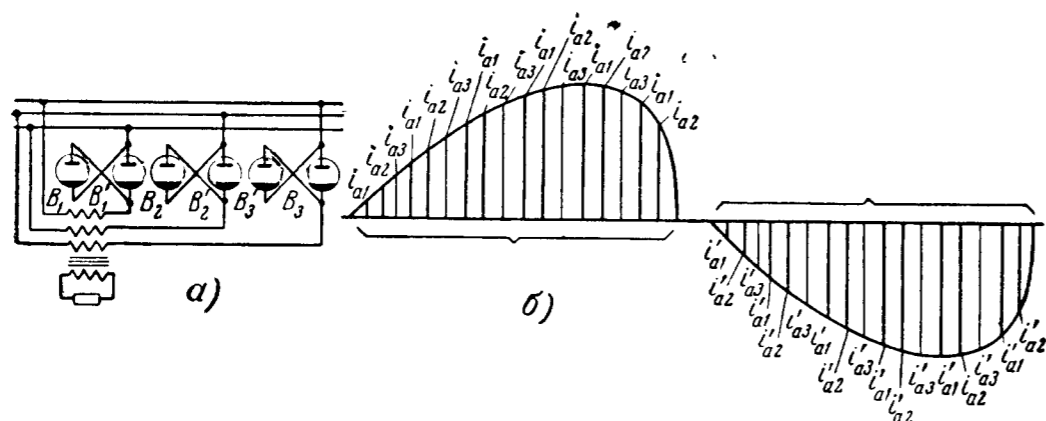


Фиг. 5-58. Преобразователь частоты для электрической сварки с питанием от трехфазного тока.

сациям в кривой выпрямленного напряжения. При введении фильтров может быть улучшена как форма кривой тока, так и уменьшены высшие гармонические.

Другой вариант решения этой задачи дает схема, приведенная на фиг. 5-58,а. Здесь однофазный трансформатор включен между

нулевым выводом трехфазного трансформатора и общей точкой связи катодов у одной группы вентилях, а анодов у другой группы. Вентили включены здесь встречно-параллельно. В течение промежутка времени, соответствующего положительному полупериоду в цепи постоянного тока, импульсы тока пропускают вентили, связанные между собой катодами (катодная группа) (фиг. 5-58,б), а в другой полупериод — вентили, связанные между собой анодами (анодная группа). В результате на выходе возникает однофазный ток. Ток складывается здесь из отдельных импульсов в связи с взаимодействием э. д. с., наводимых в обмотках трех- и однофазного трансформаторов.



Фиг. 5-59. Преобразователь для сварки с улучшенной формой кривой тока.

Форма импульсов на фиг. 5-58,б идеализирована. В действительности импульсы имеют полого нарастающий и полого спадающие фронты. Это несколько сглаживает форму кривой выходного тока. Меняя при помощи системы управления продолжительность работы каждой из групп, можно изменять частоту однофазного тока на выходе.

Преимущество описываемой схемы против предыдущей заключается в меньшем числе вентилях в связи с объединением в одних приборах функций выпрямляющих и инвертирующих ток вентилях. Недостатком схемы является еще более резко выраженное отступление от синусоидальной формы кривой тока.

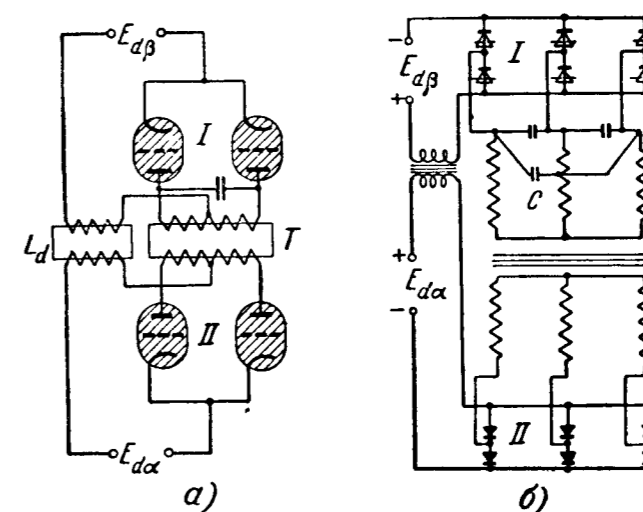
Последний недостаток устраняется в варианте схемы, приведенной на фиг. 5-59,а. Здесь в каждую из фаз включена своя первичная обмотка сварочного трансформатора. Число витков у этих обмоток разное и так подобрано, что на выходе обеспечивается непрерывная кривая тока, по форме приближающаяся к синусоиде (фиг. 5-59,б).

В таких схемах используются в большинстве своем игнитроны. Их режим нагрузки регулируется теми же соотношениями и нагрузочными диаграммами, которые приводились на фиг. 4-22,а и б.

5-18. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В электротехнических устройствах мы нередко встречаемся с необходимостью преобразовать постоянный ток одного напряжения в постоянный ток другого напряжения. Такое преобразование можно получить, сочленив, как показано на схеме фиг. 5-60,а, независимый инвертор с выпрямителем через промежуточный трансформатор переменного тока.

Роль инвертора выполняет здесь вентильный комплект *I* с присоединенной к нему первичной обмоткой трансформатора *T*. Вто-

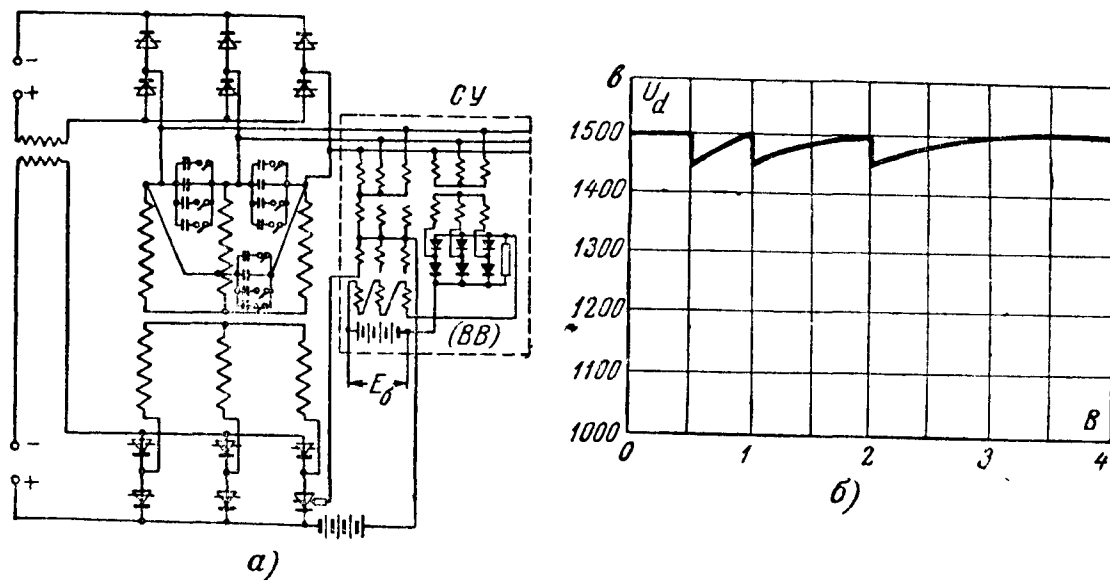


Фиг. 5-60. Преобразователи постоянного тока с однофазным (а) и трехфазным (б) трансформаторами.

ричная обмотка трансформатора вместе с комплектом вентилях *II* выполняет функции выпрямителя тока. Промежуточный трансформатор позволяет изменить в нужном соотношении входное напряжение выпрямителя $E_{d\alpha}$ по отношению к выходному инвертора $E_{d\beta}$. Трансформатор в схеме на фиг. 5-60,а взят однофазным, с тем чтобы ограничить до минимума число вентилях в мало-мощном преобразователе постоянного тока. Для улучшения формы кривых тока во входной и выходной цепях преобразователя, в схему введен катодный реактор с обмотками, введенными в обе цепи преобразователя. Это позволяет исключить постоянную составляющую намагничивания и уменьшить тем самым вес реактора. В более мощных преобразователях постоянного тока промежуточный трансформатор берется не однофазным, а трехфазным, как показано на фиг. 5-60,б.

Вентильные комплекты *I* и *II* на входе и выходе схемы соединены здесь в трехфазные мосты, что позволяет получить более высокий коэффициент использования трансформаторных обмоток и вентилях.

Для того чтобы избежать резко падающей выходной характеристики у преобразователя постоянного тока, И. И. Кантер [Л. 70] предложил на выходных зажимах инвертора включить



Фиг. 5-61. Преобразователь постоянного тока с трехфазным трансформатором.

регулируемый сетками выпрямитель, как это показано на схеме фиг. 5-61,а. Реактивная мощность, изменяемая в процессе регулирования режима вспомогательного выпрямителя, рассчитана на компенсацию избыточной реактивной мощности, даваемой инвертором, при разгрузке его. Управление углом запаздывания выпрямителя производится в нужном направлении автоматически.

Сочетая такое регулирование со ступенчатым выключением отдельных секций конденсатора, автор работы на основе проведенных им исследований показал, что у трехфазного преобразователя постоянного тока может быть получена внешняя характеристика, подобная приведенной на фиг. 5-61,б.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ПОЛНЫЕ ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И ТОКИ ПРИ АВАРИЙНЫХ РЕЖИМАХ

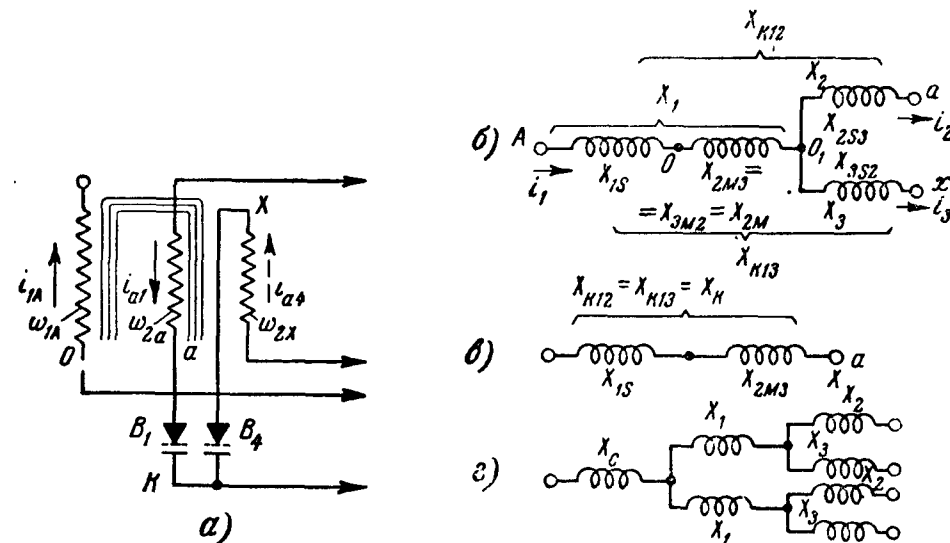
6-1. ЗАВИСИМОСТЬ ХАРАКТЕРИСТИК ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ОТ ЧИСЛА ОДНОВРЕМЕННО РАБОТАЮЩИХ АНОДОВ И РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИНДУКТИВНОСТИ МЕЖДУ ОБМОТКАМИ ТРАНСФОРМАТОРА

Анализируя в предыдущих главах ход внешней характеристики выпрямителей, мы ограничивались рассмотрением начального ее участка, который соответствовал одновременному участию в коммутационном процессе не более двух анодов. При таких условиях полную внешнюю характеристику мы могли получить только у простейших двухфазных схем (не имеющих нулевого и дополнительных анодов) при всех видах нагрузки и любом распределении индуктивностей в цепи переменного тока, поскольку общее число анодов (вентилей) у таких выпрямителей равно двум. У схем с большим числом вентилей (анодов) режим коммутации тока с двумя анодами позволял получать только начальный участок внешней характеристики, соответствующий примерно у трех и шестифазных схем диапазону нормальных нагрузок выпрямителя.

При выходе за диапазон нормальных нагрузок (перегрузочные и аварийные режимы) число вентилей, участвующих в коммутации тока, возрастает. Это сильно сказывается на ходе внешней характеристики, поскольку увеличение числа коммутирующих ток анодов вызывает повышенное падение напряжения не только в силу прямого возрастания периода коммутации, но и потому, что с вхождением в коммутационный процесс нескольких анодов уменьшаются мгновенное и среднее значения напряжения, а также появляются сдвиги в моментах начала коммутации, что приводит к такому же эффекту, как и введение углов запаздывания у управляемых выпрямителей. Взаимодействие коммутационных процессов при возрастании числа одновременно участвующих в них анодов находится в большой зависимости от характера распределения индуктивностей, создаваемых потоками рассеяния между первичными и вторичными обмотками, а также

от индуктивной связи через питающую линию переменного тока параллельно работающим трансформаторов. Особенно заметно сказывается характер распределения индуктивностей между первичной и вторичной обмотками у тех трансформаторов, у которых на каждом из стержней расположено по две вторичных обмотки, либо более, как это иллюстрирует схема, приведенная для одного из стержней трансформатора на фиг. 6-1,а.

Одна из вторичных обмоток питает здесь вентиль B_1 , а другая B_4 . Индекс указывает порядковый номер вступления в ра-



Фиг. 6-1. Схемы замещения трансформатора с двумя вторичными обмотками на стержне.

боту вентиля при их периодическом чередовании в пределах периода переменного напряжения.

Вступит ли четвертый вентиль в работу при наступлении очередного момента его естественного зажигания, зависит здесь от того, каковы соотношения между общим индуктивным сопротивлением X_1 в схеме замещения на фиг. 6-1, б и сопротивлением X_2 (а также X_3), входящими в индивидуальные ветви. Сопротивление X_1 объединяет здесь первичное индуктивное сопротивление X_{1S} , входящее в схему замещения на фиг. 1-5, б и создаваемое собственным потоком рассеяния первичной обмотки, и результирующее сопротивление $X_{3M2} = X_{2M3} = X_{2M}$, создаваемое межвторичными потоками рассеяния. Сопротивления X_2 и X_3 представляют собой сопротивления, создаваемые собственными межвторичными потоками рассеяния, обозначенными на фиг. 1-5, б через X_{2S3} и X_{3S2} .

Сумма сопротивлений X_1 и X_2 обозначена также через X_{K12} , поскольку это сопротивление дает опыт короткого замыкания, проводимый на первичной и вторичной обмотках с порядковым

номером 2, а сумма сопротивлений X_1 и X_3 обозначена соответственно через X_{K13} .

Когда $X_2 = X_3$ имеет конечное значение, то при прохождении тока через обмотку 2 потенциал обмотки 3, равный потенциалу в точке O_1 , выше чем потенциал точки O , и поэтому вентиль B_4 может вступить в действие еще до спадания до нуля потенциала точки a . Если же X_2 настолько мало (спирально-вмотанные обмотки близко соприкасаются), что его можно считать равным нулю, и схема замещения на фиг. 6-1, б переходит в приведенную на фиг. 6-1, в, то потенциалы точек a и x делаются одинаковыми, и до спадания общего потенциала в этих обмотках к нулю вентиль B_4 не может вступить в одновременную работу с B_1 .

В другом крайнем случае, когда X_1 настолько мало по сравнению с X_2 (вторичные обмотки расположены на разных стержнях и в анодные цепи дополнительно включены реакторы), что X_1 можно пренебречь, здесь заметно не сказывается влияние индуктивности в первичных обмотках, и в этом случае вентиль B_4 вступает в работу в момент, близкий к точке его естественного зажигания.

Такая же большая зависимость в чередовании и длительности коммутационных периодов имеет место и в трехфазной мостовой схеме, несмотря на то, что здесь на каждом из стержней трансформатора имеется только по одной обмотке. Это объясняется тем, что каждая из вторичных обмоток пропускает ток как в положительную, так и в отрицательную часть периода. Поэтому, если затягивается период коммутации в один из полупериодов вплоть до наступления коммутации тока в другой полупериод, то это сказывается на начале последнего. Ход изменения во времени коммутационных процессов зависит не только от распределения индуктивностей между обмотками трансформатора, но и от индуктивного сопротивления в питающей линии, если к ней присоединены два трансформатора либо более.

Большое влияние, оказываемое характером распределения индуктивности на стороне переменного тока на режим работы выпрямителя и ход внешней характеристики при вхождении в процесс коммутации тока больше чем двух анодов, требует введения в расчет таких схем замещения, распределение индуктивностей в ветвях которых находится в соответствии с теми индуктивными связями, которые фактически имеют место на стороне переменного напряжения. При наличии на стержне одной работающей вторичной обмотки в расчет могут вводиться суммарные индуктивности в каждой из фаз, приведенные к числу витков вторичной либо первичной обмотки. При переходе к режиму, когда кроме работающей вторичной обмотки должна вступить в действие и другая вторичная обмотка, расположенная на том же стержне, анализ режима может делаться на основе

схемы замещения, приведенной на фиг. 6-1,б, или, если имеется также связь через индуктивное сопротивление питающей линии, то по схеме замещения, приведенной на фиг. 6-1,г.

Кроме индуктивностей, сосредоточенных в цепях переменного напряжения, известно влияние на ход режимов оказывает также катодная индуктивность X_d . Действие X_d идет примерно в том же направлении, что и X_2 . Поэтому при наличии большого X_d действие X_2 соответственно усиливается.

Конкретный анализ режима работы выпрямителей при полном диапазоне изменения тока нагрузки у них от нуля до короткого замыкания и построение на основе такого анализа полных внешних характеристик мы проводим в нижеследующих параграфах для практически наиболее распространенных схем:

1) трехфазной с вторичными обмотками, соединенными в зигзаг, часто применяемой в установках средней мощности;

2) трехфазной мостовой и схемы с уравнильным реактором, работающих в шестифазном режиме и наиболее распространенных в мощных установках;

3) эквивалентной двенадцатифазной схемы, состоящей из двух последовательных трехфазных мостовых схем, применяемой в высоковольтных устройствах и, в частности, в системе передачи энергии постоянным током на далекие расстояния.

Анализ режима трехфазной мостовой и схемы с уравнильным реактором объединен в связи с общностью в режимах и внешних характеристиках.

Кроме анализа полных внешних характеристик перечисленных схем, в последних параграфах настоящей главы рассматривается также токораспределение в схемах при аварийных режимах: коротких замыканиях и обратных зажиганиях в выпрямителях и при выпадении инверторов из режима (опрокидывание). Знание величин аварийных токов и изменения их во времени позволяет рассчитать электродинамические усилия в трансформаторах, а также нормировать функциональные величины в защитных устройствах, призванных защищать установку от длительных перегрузок при аварийных режимах.

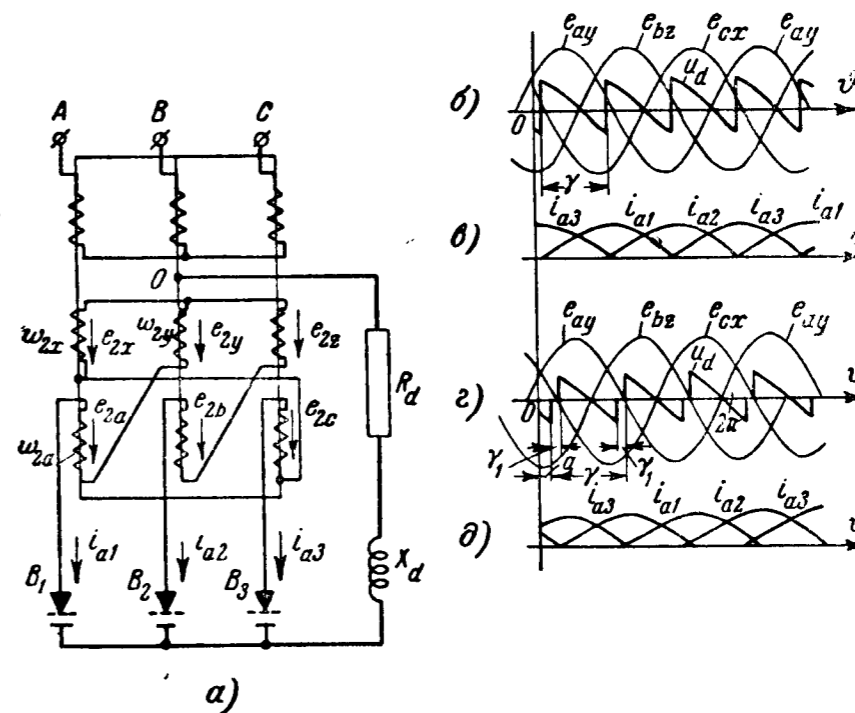
6-2. ПОЛНАЯ ВНЕШНЯЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ВЫПРЯМИТЕЛЯ ПРИ СХЕМЕ ТРЕХФАЗНОГО ЗИГЗАГА

Схема трехфазного зигзага при $X_2 \neq 0$ и $X_d = \infty$, приведенная на фиг. 6-2, а, при увеличении тока нагрузки от начально-непрерывного режима до короткого замыкания проходит через следующие два режима (этапа).

Первый режим характеризуется чередованием одиночной работы вентиля с периодом коммутации, в котором участвуют

два вентиля. Ему соответствуют диаграммы напряжения и тока, ранее приведенные на фиг. 2-6, в и г. Конечное состояние в этом режиме иллюстрируют диаграммы напряжения и тока на фиг. 6-2, б и в. Здесь одиночная работа вентиля уже отсутствует в силу того, что период коммутации $\gamma = 120^\circ$.

Второй режим характеризуется чередованием коммутационного периода, в котором участвуют два анода, с периодом



Фиг. 6-2. Режимы работы выпрямителя по схеме трехфазного зигзага. а — схема; б — д — линейные диаграммы.

коммутации, в котором участвуют три анода. Его иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 6-2, г и д. Конечное состояние в этом режиме иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 6-3, а и б. Здесь периоды коммутации с участием двух и трех анодов чередуются по интервалам, равным 60° при полной продолжительности анодных токов $\lambda = 300^\circ$. Анализ режима работы схемы и построение на его основе внешних характеристик были проведены А. М. Утевским и В. Н. Бако [Л. 51]. В основу этого анализа была положена схема замещения, приведенная на фиг. 6-1, б. Наличие тока i_{a1} во внутренней ветви зигзага w_{2y} соответствует его прохождению по суммарному сопротивлению $X_{\kappa 12}$ в схеме замещения. Наличие того же тока во внешней ветви зигзага w_{2a} соответствует его протеканию по пол-

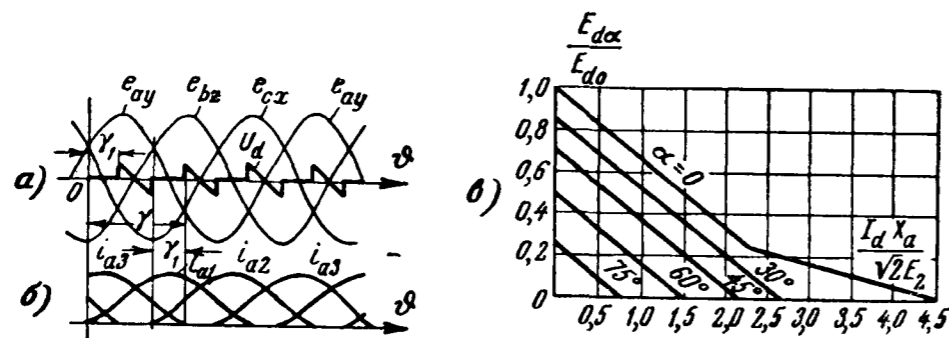
ному сопротивлению $X_{\kappa 13}$ в схеме замещения, относящейся к другому стержню. Связь между напряжениями и токами при первом режиме работы может быть в этом случае выражена следующей системой уравнений:

$$e_{2y} - e_{2a} = X_{\kappa 12} \frac{di_{a1}}{d\vartheta} - X_1 \frac{di_{a2}}{d\vartheta} + X_{\kappa 13} \frac{di_{a1}}{d\vartheta} + u_d; \quad (6-1)$$

$$e_{2z} - e_{2b} = X_{\kappa 12} \frac{di_{a2}}{d\vartheta} + X_{\kappa} \frac{di_{a2}}{d\vartheta} - X_1 \frac{di_{a1}}{d\vartheta} + u_d; \quad (6-2)$$

$$i_{a1} + i_{a2} = I_d, \quad (6-3)$$

где e_{2a} , e_{2b} и т. д. — э. д. с., наводимые в секциях вторичных обмоток, входящих в зигзаг.



Фиг. 6-3. Внешние характеристики схемы фиг. 6-2, а.

а — линейные диаграммы вблизи короткого замыкания; б — внешние характеристики.

Так как вторичные обмотки в обычных трансформаторах расположены симметрично по отношению к первичной, то здесь:

$$X_{\kappa 12} = X_{\kappa 13} = X_{\kappa}. \quad (6-4)$$

Напряжения в секциях при отсчете текущего угла от точки пересечения полных фазовых напряжений e_{ay} и e_{bz} определяются следующими косинусоидами:

$$e_{2a} = e_{2x} = \sqrt{2} E_2 \cos \left(\vartheta - \psi - \frac{\pi}{2} \right); \quad (6-5)$$

$$e_{2b} = e_{2y} = \sqrt{2} E_2 \cos \left(\vartheta - \psi - \frac{7\pi}{6} \right); \quad (6-6)$$

$$e_{2c} = e_{2z} = \sqrt{2} E_2 \cos \left(\vartheta - \psi + \frac{\pi}{6} \right), \quad (6-7)$$

где E_2 — действующее значение напряжения в секции зигзага; угол $\psi = \frac{\pi}{3}$ определяет опережение зажигания дуги в вентиле B_2 против максимума напряжения e_{bz} .

Подставляя (6-5) — (6-7) в (6-1) и (6-2), мы из совместного решения последних и при учете (6-4) получаем:

$$i_{a1} = \frac{3}{2} \frac{\sqrt{2} E_2}{2X_{\kappa} + X_1} \cos \vartheta + C_1; \quad (6-8)$$

$$i_{a2} = - \frac{3}{2} \frac{\sqrt{2} E_2}{2X_{\kappa} + X_1} \cos \vartheta + C_2. \quad (6-9)$$

Постоянные интегрирования находим из тех условий, что при $\vartheta = \alpha$ ток $i_{a1} = I_d$, а при $\vartheta = \alpha + \gamma$ ток $i_{a2} = I_d$. Это дает:

$$C_1 = I_d - \frac{3}{2} \frac{\sqrt{2} E_2}{2X_{\kappa} + X_1} \cos \alpha; \quad (6-10)$$

$$C_2 = I_d + \frac{3}{2} \frac{\sqrt{2} E_2}{2X_{\kappa} + X_1} \cos (\alpha + \gamma). \quad (6-11)$$

Из уравнений (6-3), (6-8) и (6-9) видно, что выпрямленный ток I_d равен сумме постоянных интегрирования C_1 и C_2 . Поэтому

$$I_d = C_1 + C_2 = \frac{3}{2} \frac{\sqrt{2} E_2}{2X_{\kappa} + X_1} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)]. \quad (6-12)$$

При помощи (6-12) можно для заданного тока нагрузки I_d и угла запаздывания α найти соответствующий им угол коммутации γ в первом режиме работы схемы. Подставляя постоянные интегрирования в (6-8) и (6-9), мы получаем аналитические зависимости для анодных токов в функции времени в период коммутации. Во внекоммутационный период ток $i_a = I_d$ остается величиной неизменной, что соответствует $X_d = \infty$. Диаграммы анодных токов, построенные на фиг. 6-2, б, относятся к конечному состоянию в первом режиме работы схемы. Среднее значение выпрямленного напряжения в этом режиме работы может быть найдено путем интегрирования мгновенного значения напряжения по внекоммутационному и коммутационному периодам. В период одиночной работы мгновенное значение выпрямленного напряжения равно:

$$u_{d1} = e_{2y} - e_{2a} = \sqrt{2} E_2 \left[\cos \left(\vartheta - \psi - \frac{7\pi}{6} \right) - \cos \left(\vartheta - \psi - \frac{\pi}{2} \right) \right] = \sqrt{6} E_2 \cos \left(\vartheta + \frac{\pi}{3} \right). \quad (6-13)$$

В период коммутации оно равно:

$$u_{d2} = \frac{e_{2bz} - e_{2ay}}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{6} E_2 \left[\cos \left(\vartheta + \frac{\pi}{3} \right) - \cos \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} \right) \right] = \\ = \frac{3}{2} \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta. \quad (6-14)$$

Интегрируя u_{d2} в пределах от $\vartheta = \alpha$ до $\vartheta = \alpha + \gamma$, а u_{d1} в пределах от $\vartheta = \alpha + \gamma$ до $\vartheta = \alpha + \frac{2\pi}{3}$, мы приходим к той же зависимости u_d от α и γ , которое для первого режима дает (4-133), а именно:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2} E_{d0} [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)]. \quad (6-15)$$

Исключая из (6-14) и (6-15) угол α , мы приходим к уравнению, непосредственно связывающему среднее значение выпрямленного напряжения со средним значением тока I_d :

$$U_{d\alpha} = E_{d0} \cos \alpha - \frac{3}{2\pi} (2X_\kappa + X_1) I_d. \quad (6-16)$$

Этому уравнению и отвечает начальный участок внешней характеристики в рассматриваемой схеме.

В втором режиме работы, когда в коммутации тока участвуют на протяжении угла γ_1 три анода, токи и напряжения связаны следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} e_{2a} - e_{2y} &= X_{\kappa 12} \frac{di_{a1}}{d\vartheta} - X_1 \frac{di_{a2}}{d\vartheta} + X_{\kappa 13} \frac{di_{a1}}{d\vartheta} - X_1 \frac{di_{a3}}{d\vartheta} + u_d; \\ e_{2b} - e_{2z} &= X_{\kappa 12} \frac{di_{a2}}{d\vartheta} - X_1 \frac{di_{a3}}{d\vartheta} + X_{\kappa 13} \frac{di_{a2}}{d\vartheta} - X_1 \frac{di_{a1}}{d\vartheta} + u_d; \\ e_{2c} - e_{2y} &= X_{\kappa 12} \frac{di_{a3}}{d\vartheta} - X_1 \frac{di_{a1}}{d\vartheta} + X_{\kappa 13} \frac{di_{a3}}{d\vartheta} - X_1 \frac{di_{a2}}{d\vartheta} + u_d; \end{aligned} \right\} (6-17)$$

$$i_{a1} + i_{a2} + i_{a3} = I_d = \text{const} \quad (6-18)$$

Решение этой системы дает:

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{6} E_2}{2X_\kappa + X_1} \sin \left(\vartheta + \frac{\pi}{3} \right) + C_3; \quad (6-19)$$

$$i_{a2} = -\frac{\sqrt{6} E_2}{2X_\kappa + X_1} \sin \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} \right) + C_4; \quad (6-20)$$

$$i_{a3} = -\frac{\sqrt{6} E_2}{2X_\kappa + X_1} \sin \vartheta + C_5. \quad (6-21)$$

Определяя постоянные интегрирования из равенства мгновенных значений анодных токов на границах перехода от одно-

временной коммутации тока в двух вентилях к коммутации тока, в которой участвуют три вентиля, и, учитывая, что выпрямленный ток на основании (6-18)–(6-21) равен сумме постоянных составляющих, мы находим [Л. 51]:

$$I_d = C_3 + C_4 + C_5 = \frac{3}{2} \frac{\sqrt{3} E_2}{2X_\kappa + X_1} \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\alpha + \gamma - \frac{\pi}{6} \right) \right]. \quad (6-22)$$

По (6-22) может быть для заданного тока нагрузки и угла запаздывания α найден соответствующий им угол коммутации γ при втором режиме работы схемы. Угол одновременной работы трех вентилях γ_1 (фиг. 6-3, а и б) может быть найден из соотношения

$$\gamma_1 = \gamma - \frac{2\pi}{3}. \quad (6-23)$$

В период одновременной работы трех вентилях мгновенное значение выпрямленного напряжения:

$$u_d^{(3)} = 0. \quad (6-24)$$

Равенство нулю мгновенного значения напряжения вытекает из уравнений (6-15)–(6-18), но оно очевидно и без математического обоснования, поскольку u_d при трех одновременно работающих вентилях является суммой мгновенных значений трех фазовых напряжений в симметричной трехфазной системе.

В доли периода, когда одновременно работают два вентиля, мгновенные значения выпрямленного напряжения хотя и не равны нулю, но среднее их значение равно нулю в конце второго режима работы, поскольку площади, ограниченные положительными и отрицательными участками напряжения, равны между собой. Возможность протекания тока при отрицательных напряжениях обусловлена наличием здесь катодной индуктивности в цепи нагрузки.

Диаграммы напряжения и тока на фиг. 6-3, а и б соответствуют углу $\alpha = 0$. Здесь угол γ_1 достигает предельного значения 180° , а угол $\gamma = 60^\circ$.

При управлении выпрямителем при помощи угла запаздывания α предельный режим, когда среднее значение выпрямленного напряжения равно нулю, наступает при меньших углах коммутации γ , чем 180° , а следовательно, и при меньших значениях угла γ_1 . Когда угол запаздывания α возрастает настолько, что максимальный угол коммутации не превышает 120° , то однозременная работа трех вентилях, характеризующая второй режим работы схемы, вовсе не наступает.

В связи с тем, что на протяжении угла $\gamma_1 = 0$ среднее значение выпрямленного напряжения во втором режиме работы схемы определяется интегрированием (6-14) в пределах от $\vartheta = \alpha + \gamma$ до $\vartheta = \alpha + \frac{2\pi}{3}$. Это дает:

$$U_d = \frac{3}{4\pi} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} E_2 \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\alpha + \gamma - \frac{\pi}{6} \right) \right]. \quad (6-25)$$

Исключая из (6-25) и (6-22) угол γ , мы находим, что:

$$U_d = \frac{1}{\sqrt{3}} E_{d0} \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{1}{2\pi} (2X_k + X_1) I_d. \quad (6-26)$$

Это уравнение связывает выпрямленное напряжение с выпрямленным током при втором режиме работы схемы.

По (6-24) и (6-26) на фиг. 6-3,в построено в относительных единицах семейство внешних характеристик при разных значениях угла запаздывания α .

В качестве базовой величины на оси ординат здесь взято среднее значение выпрямленного напряжения холостого хода неуправляемого выпрямителя. В качестве базовой величины на оси абсцисс здесь принят ток короткого замыкания $I_{2\phi.k}$, определяемый из равенства

$$I_{2\phi.k} = \frac{\sqrt{2} E_2}{2X_k + X_1} = \frac{\sqrt{2} E_2}{X_{a(2)}}. \quad (6-27)$$

При переносе величины $X_{a(2)}$ в числитель дроби, определяющей собой относительную величину тока нагрузки, имеем:

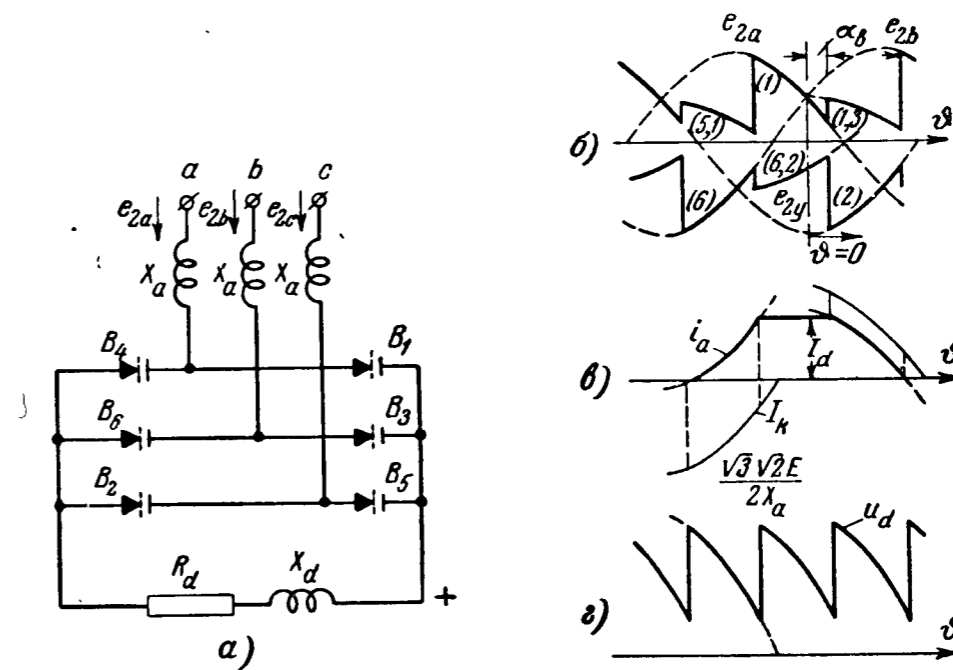
$$I \frac{I_d}{I_{2\phi.k}} = \frac{I_d}{\sqrt{2} E_2 / X_{a(2)}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_d X_{a(2)}}{E_2}. \quad (6-27a)$$

Второй множитель в правой части (6-27a) определяет собой коэффициент реактивности схемы, ранее введенный в (4-227).

Построенное на фиг. 6-3,в семейство кривых показывает, что только при $\alpha = 0$ полная внешняя характеристика включает в себя два линейных участка с различным их наклоном к оси абсцисс. Первый участок соответствует первому режиму работы схемы, а следующий — второму режиму ее работы. При угле запаздывания $\alpha \geq 30^\circ$ второй режим не наступает, и поэтому полная характеристика исчерпывается одним линейным участком. Точки пересечения характеристик с осью абсцисс определяют собой токи короткого замыкания в схеме.

6-3. ПОЛНАЯ ВНЕШНЯЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ВЫПРЯМИТЕЛЯ ПРИ ТРЕХФАЗНОЙ МОСТОВОЙ СХЕМЕ И СХЕМЕ С УРАВНИТЕЛЬНЫМ РЕАКТОРОМ

Общность в режимах работы трехфазной мостовой схемы и схемы с уравнительным реактором, отмеченная нами еще в процессе анализа первого режима работы этих схем (§ 4-10 и 4-11), сохраняется, как показали детальные исследования, проведенные Дорттортом [Л. 55], Витцке, Кресером и Диллардом [Л. 56],



Фиг. 6-4. Режимы работы трехфазной мостовой схемы выпрямителя.

a — схема; б — г — линейные диаграммы.

а также другими авторами [Л. 61, 62], и при полном диапазоне изменения нагрузки выпрямителя от холостого хода до короткого замыкания.

Анализ режима и построение полной внешней характеристики можно поэтому выполнить для одной из схем, что мы сделаем применительно к трехфазной мостовой схеме (фиг. 6-4,а), а затем покажем, почему полученные результаты могут быть перенесены и на схему с уравнительным реактором, когда индуктивности, созданные межвторичными собственными потоками рассеяния, здесь крайне малы. Анализ режима рассматриваемой схемы так же как и предыдущей, проведем при $X_d = \infty$.

В трехфазной мостовой схеме на каждой из стержней трансформатора расположено по одной первичной и одной вторичной обмотке. Поэтому здесь нет нужды разделять суммарную индуктивность обмоток, создаваемую потоками рассеяния, на первичную и вторичную. На схеме фиг. 6-4,а суммарные индуктивности (отнесенные к числу витков вторичной обмотки) введены во вто-

ричные цепи, что удобнее, поскольку токи определяются вначале в анодных контурах, а также в цепи нагрузки, связанной непосредственно с анодными цепями.

В тех случаях, когда необходимо учесть также индуктивное сопротивление X_c , входящее в питающую линию переменного напряжения, оно (после приведения к виткам вторичной обмотки) добавляется к X_a .

Нагрузка в схеме на фиг. 6-4,а показана активно-индуктивной.

При $X_a = \infty$ она по ее влиянию на режим работы схемы не отличается от нагрузки на встречную э. д. с.

Анализ режима работы схемы и построение по его результатам полной внешней характеристики мы проведем при $\alpha = 0$, так как при таком значении угла запаздывания наиболее полно, как мы это видели в предыдущем параграфе, выявляются те характерные режимы, через которые проходит схема при повышении нагрузки у выпрямителя от холостого хода до короткого замыкания.

У трехфазной мостовой схемы характерны три режима работы. Первый из них, нами уже изученный в § 4-10, соответствует чередованию одиночной работы вентиля с периодом коммутации в каждой из трехфазных групп. Состоящей из таких двух групп может условно рассматриваться анализируемая схема в связи с пропуском ее вторичными обмотками тока как в положительные, так и в отрицательные полупериоды.

Периоды коммутации в первом режиме работы схемы меньше 60° и только в пределе они становятся равными 60° . Поэтому во времени периоды коммутации в четной и нечетной группах вентиля не совпадают между собой.

Первому режиму соответствует начальный участок характеристики. Вторым режимом, иллюстрируемым диаграммами напряжения и тока на фиг. 6-4, б, в и г, характеризуется смещением по мере повышения нагрузки периодов коммутации на угол α_s при сохранении при этом их продолжительности, равной 60° .

Вынужденный угол задержки α_s возникает в силу того, что затягивающийся при первом повышении тока нагрузки угол коммутации γ в одной из групп вентиля снижает напряжение (до среднеарифметического из фазовых напряжений) не только в своей группе вентиля, но и на очередном вентиле, входящем в другую трехфазную группу. Так, например, если затянулась коммутация тока в четных вентилях V_6 и V_2 до $\gamma = 60^\circ$, когда должна была бы начаться коммутация тока в вентилях V_1 и V_3 , то она не начинается в связи с тем, что потенциал у анода V_3 , равный потенциалу у катода V_6 , изме-

няется не по пунктирному участку синусоиды e_{2b} , а по сплошному участку кривой e_{2y} . Таким образом, коммутация тока в вентилях V_1 и V_3 задерживается до гашения вентиля V_6 , или, что то же, до окончания коммутационного периода у вентилях V_6 и V_2 .

Появление первого сдвига в угле коммутации вызывает затем и последующие сдвиги у других пар вентилях, поскольку более позднее начало коммутации приводит и к более позднему ее окончанию. Режим работы схемы устанавливается при этом только тогда, когда продолжительность коммутации становится здесь равной 60° . Такая длительность обусловлена шестифазным режимом работы схемы и отсутствием перекрытия у периодов коммутации. Возможность восстановления длительности коммутации в 60° при нарастающем токе нагрузки объясняется тем, что с повышением угла задержки α_s коммутационный период, так же как и в управляемых сетками выпрямителях, сокращается. Появление угла задержки равносильно с точки зрения его влияния на среднее значение выпрямленного напряжения появлению угла запаздывания. Отличие здесь только в том, что угол задержки меняется с ростом тока, в то время как угол запаздывания остается величиной неизменной.

По диаграммам анодных напряжений (фиг. 6-4,б) построена на фиг. 6-4,г диаграмма выпрямленного напряжения. Диаграмма анодного тока, построенная на фиг. 6-4,в, рассматривается ниже при аналитическом обосновании хода кривой анодного тока.

Конечное состояние во втором режиме работы схемы иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 6-5,а б и в. Окончание коммутационного периода в одной группе вентилях (фиг. 6-5,а) соприкасается здесь с началом коммутации тока в другой группе. При этом угол задержки достигает максимального значения $\alpha_s = 30^\circ$.

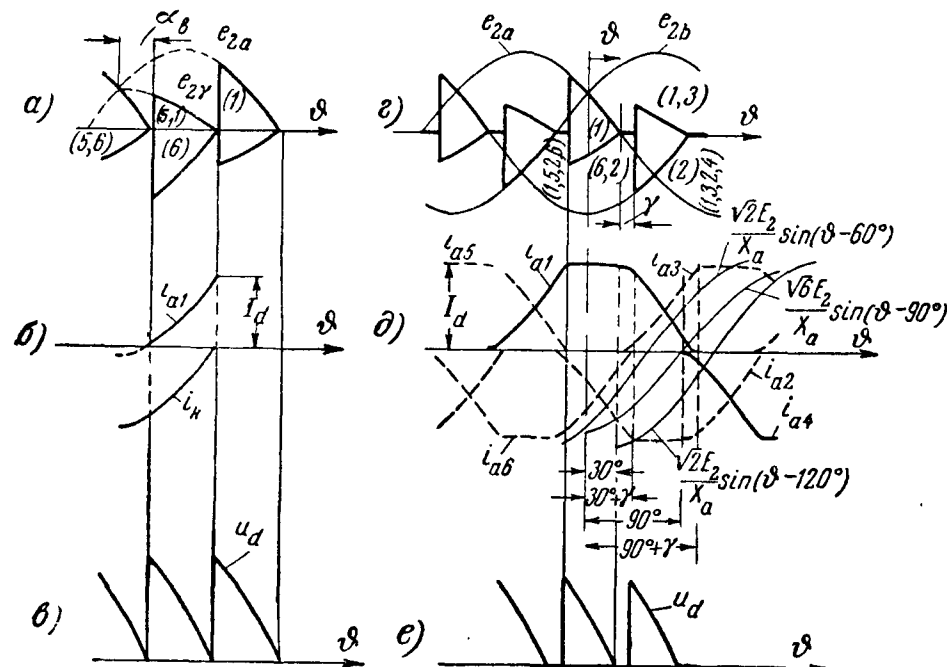
На фиг. 6-5,в построена кривая выходного напряжения u_d , а на фиг. 6-5,б — кривая анодного тока, разбираемая ниже. Третий режим работы, иллюстрируемый диаграммами напряжения и тока на фиг. 6-5,г—е, характерен тем, что прекращается дальнейшее нарастание угла задержки α_s и возобновляется рост угла коммутации γ . Такое изменение режима обусловлено тем, что после того, как α_s достигает 30° , напряжение в коммутирующих ток вентилях начинает превышать напряжение в фазе, питающей одиночно работающий вентиль в противоположной группе, как это можно видеть по продолжению пунктирных участков кривых e_{2y} и e_{2a} на фиг. 6-4,б.

Возобновление роста угла коммутации при третьем режиме работы схемы приводит к тому, что появляются участки пере-

крытия у периодов коммутации разных групп вентилях (двойное перекрытие), определяемые углом γ_1 на фиг. 6-5,з.

В период двойного перекрытия мгновенное значение выпрямленного напряжения равно нулю в связи с участием в нем всех трех фаз.

Периодам γ_1 отвечают поэтому на диаграммах анодных напряжений (фиг. 6-5,з) и диаграмме выпрямленного напряжения (фиг. 6-5,е) горизонтальные отрезки, совпадающие с осью абсцисс. В доли периода, лежащие вне γ_1 , участки в кривой



Фиг. 6-5. Режим работы схемы по фиг. 6-4,а вблизи короткого замыкания.

выпрямленного напряжения, расположенные ближе к оси абсцисс, отвечают коммутационному режиму в вентилях одной группы, а более удаленные участки кривых — периоду одиночной работы в другой группе вентилях. Это показывает сопоставление диаграмм, приведенных на фиг. 6-5,з, с диаграммами на фиг. 6-5,д. Конечной стадии в третьем режиме работы схемы отвечает угол коммутации $\gamma = 120^\circ$. Среднее значение выпрямленного напряжения в этой стадии $U_d = 0$ (режим короткого замыкания).

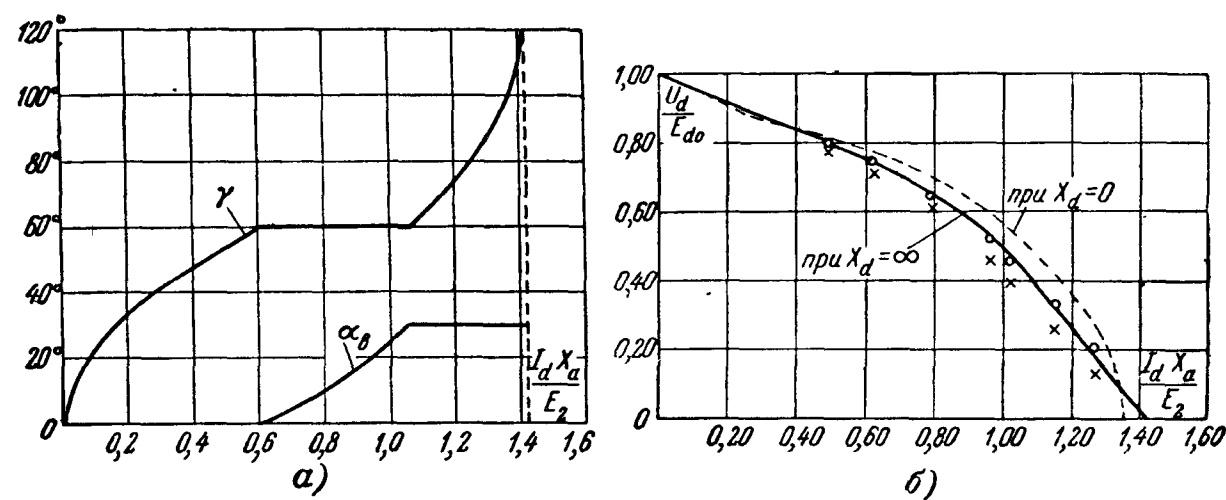
Выяснив качественно характеристики отдельных режимов работы, через которые проходит схема при нагрузке выпрямителя от холостого хода до короткого замыкания, перейдем теперь к установлению количественных закономерностей, характеризующих эти режимы. Связь между током и напряжением, которая нас в конечном итоге интересует для построения внешней характеристики, была для первого режима

установлена в § 4-11. Угол коммутации в функции тока на грузки был получен в (4-196). При записи γ в функции коэффициента реактивности схемы при $\alpha = 0$ имеем:

$$\cos \gamma = 1 - \frac{1}{\sqrt{6}} \frac{I_d X_a}{E_2} \quad (6-28)$$

Напряжение холостого хода дает (4-198а), которая при подстановке в нее вместо $\sin \frac{\pi}{6}$ его числового значения приводит к равенству

$$E_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_2 \quad (6-29)$$



Фиг. 6-6. Характеристики трехфазной мостовой схемы выпрямления. а — характеристики углов зажигания и коммутации; б — полная внешняя характеристика.

Выпрямленное напряжение при нагрузке дает (2-74). В долях от E_{d0} оно равно:

$$\frac{U_d}{E_{d0}} = 1 - \frac{I_d X_a}{\sqrt{6} E_2} = \frac{1}{2} (1 + \cos \gamma) \quad (6-30)$$

По (6-28) построен первый участок кривой γ на фиг. 6-6,а, определяющий собой зависимость угла коммутации от коэффициента реактивности, а по уравнению (6-30) построен первый участок внешней характеристики на фиг. 6-6,б.

Мгновенное значение выпрямленного напряжения u_d при втором режиме работы складывается, как это видно из фиг. 6-4,б, из полного фазового напряжения, действующего в анодной цепи вентиля, входящего в одну из трехфазных групп, и полусуммы напряжений в фазах, участвующих в коммутации тока в другой группе вентилях. Так как при $\alpha_0 = 0$, мгновен-

ное значение суммарного напряжения проходит через максимум, то:

$$u_d = \frac{3}{2} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta. \quad (6-31)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения мы находим, интегрируя мгновенное значение u_d в пределах от $\vartheta = \alpha_s$ до $\vartheta = \alpha_s + \frac{\pi}{3}$. Это дает:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha_s}^{\alpha_s + \frac{\pi}{3}} \frac{3}{2} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{9\sqrt{2}}{2\pi} E_2 \cos(\alpha_s + 30^\circ). \quad (6-32)$$

В относительных величинах к E_{d0} , значение которого дает (6-29), ему соответствует равенство:

$$\frac{u_d}{E_{d0}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha_s + 30^\circ). \quad (6-33)$$

Кривая анодного тока при втором режиме работы состоит, как это видно из фиг. 6-4, в, из: а) первого (начального) коммутационного участка; б) участка одиночной работы и в) второго (конечного) коммутационного участка. Для построения полной кривой анодного тока достаточно знать закон его изменения на первом коммутационном участке i_{a1} , поскольку в период одиночной работы ток остается неизменным и равным I_d , а на втором коммутационном участке он равен:

$$i_{a2} = I_d - i_{a1}.$$

Изменение тока на первом коммутационном участке мы можем найти, интегрируя производную тока:

$$\frac{di_a}{d\vartheta} = \frac{e_{ab}}{2X_a} = \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2}}{2X_a} E_2 \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{2}\right). \quad (6-34)$$

В правую часть (6-34) входят коммутирующее ток напряжение, представляющее собой в данном случае косинусоиду, сдвинутую на 90° в сторону опережения от точки отсчета угла ϑ (точки естественного зажигания), и сопротивление в контуре коммутации в данном случае $2X_a$. Интегрирование дает:

$$I_d = \int_{\alpha_s}^{\alpha_s + \frac{\pi}{3}} \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2}}{2X_a} E_2 \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{2}\right) d\vartheta = \frac{\sqrt{6}}{2} \sin(\alpha_s + 30^\circ) \frac{E_2}{X_a}. \quad (6-35)$$

Выражая угол запаздывания в функции от коэффициента реактивности, мы, исходя из (6-35), получаем:

$$(\alpha_s + 30^\circ) = \frac{2}{\sqrt{6}} \frac{I_d X_a}{E_2}. \quad (6-36)$$

По (6-36) построен первый участок кривой угла задержки на фиг. 6,6,а. Он соответствует изменению коэффициента реактивности в пределах от $\frac{\sqrt{6}}{4} = 0,612$ до $\frac{3\sqrt{2}}{4} = 1,06$. По найденным значениям α_s построен затем второй участок внешней характеристики на фиг. 6-6,б.

В связи с тем, что длительность анодного тока остается в пределах второго режима работы схемы неизменной, соответствующий участок внешней характеристики представляет собой дугу эллипса. Это следует из (4-150) и (4-151), действительных при постоянном значении λ не только на границе перехода от прерывистого режима к непрерывному, но и при любом другом режиме работы схемы.

Мгновенное значение напряжения в период двойного перекрытия при третьем режиме работы схемы, как уже выше говорилось, равно нулю, а после выхода из коммутационного режима одного из вентилях u_d , как это видно из сопоставления диаграмм напряжения на фиг. 6-5,а и 6-5,д сохраняет то же значение, что и при втором режиме работы. Это значит, что для u_d действительна (6-31). Интегрируя мгновенное значение напряжения в пределах от $\vartheta = \alpha + \gamma = 30^\circ + \gamma - 60^\circ = \gamma - 30^\circ$ до $\vartheta = \alpha + \gamma_1 + (\gamma - \gamma_1) = 30^\circ + 60^\circ = 90^\circ$, мы получаем:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\gamma - 30^\circ}^{90^\circ} \frac{3}{2} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{9}{2\pi} \sqrt{2} [1 - \sin(\gamma - 30^\circ)] E_2. \quad (6-37)$$

Разделив U_d на E_{d0} , мы находим относительное значение выпрямленного напряжения. Оно равно:

$$\frac{U_d}{E_{d0}} = \frac{\sqrt{3}}{2} [1 - \sin(\gamma - 30^\circ)]. \quad (6-37a)$$

Для построения внешней характеристики необходимо еще найти зависимость среднего значения тока от угла γ . Ее можно найти по закономерности возрастания анодного тока на первом его коммутационном участке.

При третьем режиме работы схемы (фиг. 6-5,з), так же как и при любом другом, производная анодного тока в период коммутации при $X_d = \infty$ определяется частным от деления мгновенного значения коммутирующего напряжения на индуктивное сопротивление, входящее в контур коммутации. В связи, однако,

с тем, что здесь на протяжении полного периода коммутации действуют три различных режима (ток коммутируют вначале три вентиля, затем два и, наконец, опять три), трижды меняется закон нарастания анодного тока.

Для того чтобы облегчить при таких условиях построение кривой анодного тока, вычислена предварительно для каждого частичного периода коммутации производная тока, и по ее интегралу найдена составляющая тока. Кривые этих токов построены на фиг. 6-5, д тонкими линиями. Каждая из них определяет собой один из участков в кривой анодного тока в период его нарастания. Кривые частичных токов и участки, им вносимые, отмечены на фиг. 6-5, д одними и теми же буквами.

По производным гармонических функций, надписанных у кривых частичных токов, а также по величинам индуктивных сопротивлений можно судить как о величине и фазе коммутирующих напряжений, так и о сопротивлении, входящем в контуры коммутации.

Суммируя участки в кривых частичных токов в пределах тех периодов, к которым они относятся, получаем:

$$I_d = \frac{V\sqrt{2}E_2}{X_a} \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) \Big|_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6} + \gamma_1} + \frac{V\sqrt{6}E_2}{2X_a} \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{2}\right) \Big|_{\frac{\pi}{6} + \gamma_1}^{\frac{\pi}{2}} + \frac{V\sqrt{2}E_2}{X_a} \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{3}\right) \Big|_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \gamma_1}. \quad (6-38)$$

Подставляя пределы и заменяя γ_1 через $\gamma - 60^\circ$, находим:

$$\frac{V\sqrt{2}}{2} + \frac{V\sqrt{6}}{4} \sin \gamma - \frac{V\sqrt{2}}{4} \cos \gamma = \frac{I_d X_a}{E_2}. \quad (6-39)$$

По уравнению (6-39) построен последний участок кривой γ на фиг. 6-6, а в пределах от $\frac{I_d X_a}{E_2} = \frac{3V\sqrt{2}}{4} = 1,06$ до $\frac{I_d X_a}{E_2} = V\sqrt{2} = 1,41$. По найденным значениям γ нанесен затем последний участок внешней характеристики на фиг. 6-6, б.

Кроме теоретической кривой, на фиг. 6-6, б указаны также величины, полученные в результате измерений внешней характеристики, проведенных Витцке, Кресером и Диллардом [Л. 56] на специально изготовленной лабораторной модели выпрямителя при большой катодной индуктивности. Значения величин, отмеченных крестиками, относятся к непосредственно полученным

экспериментальным результатам, а значения величины, отмеченных кружочками, содержат поправки, учитывающие активные падения напряжения в обмотках трансформатора моделирующего устройства, а также внутреннее падение напряжения в цепях лабораторного макета.

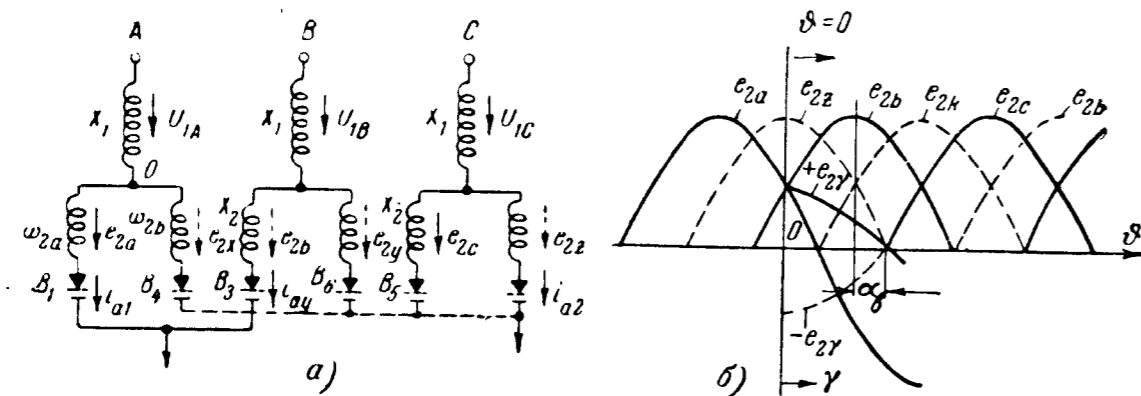
Кроме расчетной кривой, относящейся к $X_d = \infty$, на фиг. 6-6, б нанесена пунктиром также внешняя характеристика выпрямителя при $X_d = 0$, построенная по результатам расчета, проведенного Дортгортом [Л. 55]. Некоторое отличие в ходе внешних характеристик при $X_d = \infty$ и $X_d = 0$ имеет место главным образом при втором и третьем режимах работы схемы. При конечном значении X_d отличие еще меньше, поскольку характеристика проходит в этом случае между кривыми, нанесенными на фиг. 6-6, б сплошными и пунктирными линиями. Построив полную внешнюю характеристику трехфазной мостовой схемы, перейдем теперь к выяснению идентичности в режимах работы этой схемы и схемы с уравнивающим реактором.

Подробное исследование режима работы шестифазной схемы с уравнивающим реактором было проведено в общем виде М. П. Костенко, Л. Р. Нейманом и Г. Н. Бладзевичем [Л. 8]. Это исследование показало, что расчет анодных, первичных и выпрямленного токов в диапазоне их изменения по выходе из первого режима соответствует экспериментальным результатам, если учитывать индуктивности в первичных обмотках, составляющие наибольшую долю в суммарной индуктивности обмоток, не заменяя их, как это делали раньше некоторые из авторов, вторичными индуктивностями. Это же положение вытекает непосредственно и из приведенной на фиг. 6-1, б схемы замещения при применении ее к тем периодам коммутации, когда становится уже необходимым учитывать индуктивное действие одной вторичной обмотки на другую, расположенную на том же стержне трансформатора.

Составленная из трех таких схем полная схема замещения для всего трансформатора приведена на фиг. 6-7, а. Условия, определяющие появление угла задержки, в этой схеме иллюстрируют электрические связи, введенные в схему замещения на фиг. 6-7, а, а также диаграмма напряжений, построенная на фиг. 6-7, б. Электрические связи в схеме замещения, а также кривая напряжения в период коммутации относятся здесь к той доле периода, когда в нечетной группе вентилях пропускают одновременно ток вентили B_1 и B_3 (режим коммутации тока в них), а в четной группе вентилях пропускает ток вентиль B_2 , питаемый от фазы напряжения e_{2y} .

Напряжение на вентилях B_1 и B_3 определяется в период коммутации кривой $+e_{2y}$. В это же время напряжение в об-

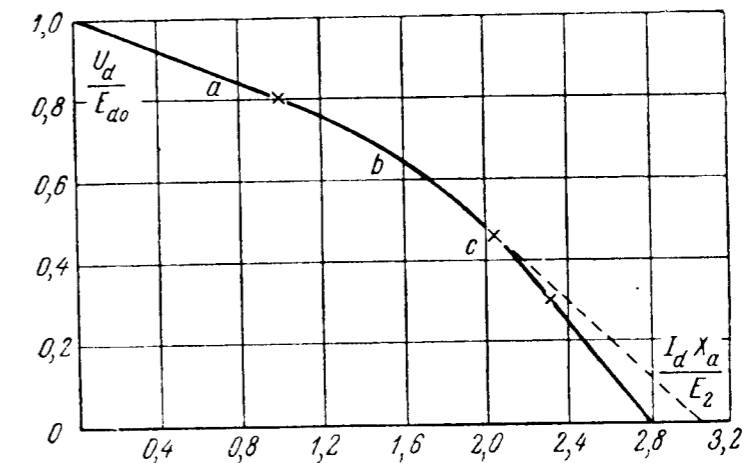
мотке ω_{2x} , направленное противоположно напряжению в обмотке ω_{2a} , меняется по пунктирному участку кривой ($-e_{2\gamma}$). Поэтому вентиль B_4 не может зажечься до тех пор, пока либо не выйдет из коммутационного режима вентиль B_1 , питающийся от обмотки ω_{2a} , либо пока не будет достигнут угол задержки $\alpha_6 = 30^\circ$. При таком угле задержки напряжение в обмотке ω_{2x} от отрицательного ($-e_{2\gamma}$) становится положительным. Начиная с этого момента, потенциал анода вентиля B_4 начинает превышать потенциал вентиля B_2 , в связи с чем начинается комму-



Фиг. 6-7. Режим работы схемы с уравнительным реактором при одновременном прохождении тока по двум вторичным обмоткам одного стержня.
а — схема замещения; б — линейная диаграмма напряжений.

тация тока в другой группе вентилях, несмотря на то, что коммутация тока в первой группе еще не закончилась. Таким образом, мы видим, что в схеме с уравнительным реактором процессы развиваются так же, как в трехфазной мостовой схеме, и ход изменения углов γ и α_6 здесь тот же. Полное соответствие в режимах сравниваемых схем относится к тому случаю, когда индуктивность от рассеяния в схеме с уравнительным реактором может быть принята равной нулю (спирально вмотанные при большом сближении вторичные обмотки). Только в этом случае ($-e_{2\gamma}$) равно по абсолютной величине ($+e_{2\gamma}$). Если же индуктивности X_2 не пренебрежимо малы, то ($-e_{2\gamma}$) $<$ ($+e_{2\gamma}$), и тогда переход напряжения e_{2k} через нуль и его подъем до некоторого положительного значения, равного напряжению e_{2z} , произойдет при угле задержки, меньшем чем 30° . Наличие индуктивностей ведет, таким образом, к тому, что переход от второго режима работы схемы с уравнительным реактором к третьему происходит при углах задержки меньших, чем 30° . Сказанному соответствует ход внешних характеристик, приведенных для схемы с уравнительным реактором на фиг. 6-8. Кривая, построенная сплошной линией, представляет собой

внешнюю характеристику выпрямителя при $X_2 = 0$. Она отличается от внешней характеристики, приведенной на фиг. 6-6,б, только в 2 раза большими относительными значениями тока на оси абсцисс. Последнее объясняется тем, что в схеме с уравнительным реактором трехфазные системы пропускают ток параллельно, удваивая его на выходе по отношению к среднему значению анодного тока, в то время как в мостовой схеме трехфазные системы (рассматриваемые условно как отдельные) пропускают ток I_d последовательно.



Фиг. 6-8. Полная внешняя характеристика схемы с уравнительным реактором.

Пунктирный участок кривой на фиг. 6-8 показывает, в какой мере внешняя характеристика отклоняется от идеальной при втором и третьем режимах работы схемы, если принять $X_2 = 0,25$ от X_{k12} . Положение пунктирного участка после спада сплошной кривой к нулю свидетельствует о появлении в рассматриваемой схеме при $X_2 \neq 0$ четвертого режима, характеризующегося перекрытием коммутационных периодов в пределах каждой из трехфазных систем.

Так как при спирально вмотанных обмотках индуктивность много меньше, чем $0,25 X_{k12}$, то фактически внешняя характеристика мало отличается от сплошной кривой, содержащей только три характерных участка.

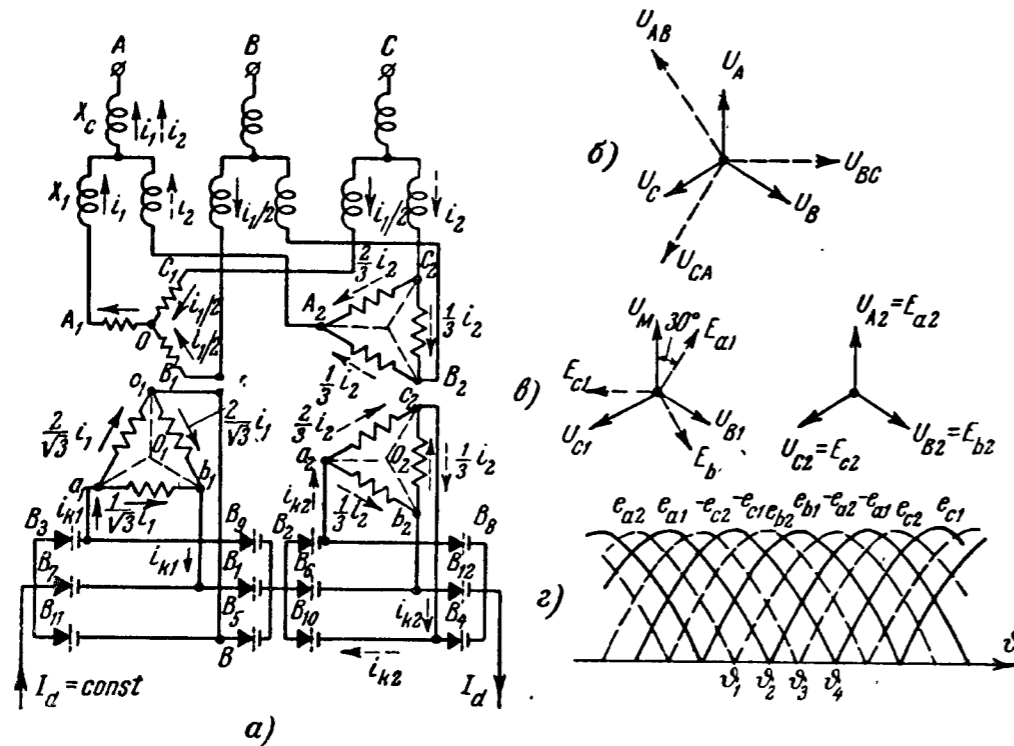
6-4. ПОЛНАЯ ВНЕШНЯЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ВЫПРЯМИТЕЛЯ ПРИ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ ДВЕНАДЦАТИФАЗНОЙ СХЕМЕ

Эквивалентная двенадцатифазная схема (фиг. 6-9,а), составленная из двух последовательно соединенных трехфазных мостов, питаемых от двух разных либо одного общего трансформатора, применяется в высоковольтных установках, в частности в системах передачи энергии на большие расстояния постоянным током. Для получения двенадцатифазного режима

фазовые напряжения в одной из трехфазных систем сдвинуты по фазе по отношению к напряжению в другой системе на 30° .

В рассматриваемой схеме это достигнуто соединением первичных обмоток у левого трансформатора в звезду, а у правого — в треугольник.

Векторные диаграммы, построенные на фиг. 6-9, б и в, иллюстрируют взаимные сдвиги фаз в обеих трехфазных системах.



Фиг. 6-9. Режимы работы эквивалентной 12-фазной схемы с двумя последовательно соединенными трехфазными мостовыми схемами.

а — схема замещения; б — в — векторные диаграммы; г — линейная диаграмма э. д. с.

Векторы U_{AB} , U_{BC} и U_{CA} на фиг. 6-9, б относятся к междуфазовым входным напряжениям. Векторы U_A , U_B и U_C на той же фигуре относятся к напряжениям между зажимами А, В и С и землей. Левая векторная диаграмма на фиг. 6-9, в содержит векторы U_{A1} , U_{B1} и U_{C1} , определяющие собой фазовые напряжения в первичных обмотках левого трансформатора, соединенных в звезду. Правая диаграмма с векторами U_{A2} , U_{B2} и U_{C2} относится к звезде, эквивалентной треугольнику, в который соединены первичные обмотки правого трансформатора. Точно так же векторы вторичных напряжений E_{a1} , E_{b1} и E_{c1} левого трансформатора и E_{a2} , E_{b2} и E_{c2} правого трансформатора отнесены к эквивалентным звездам. Сдвиг по фазе между векторами вторичных напряжений обоих трансформаторов равен при этом 30° . Все векторы фазовых напряжений равны между

собой, что имеет место при коэффициенте трансформации, равном единице. Чтобы получить такой коэффициент трансформации по отношению к фазовому напряжению у эквивалентной звезды, число витков у вторичных обмоток левого трансформатора должно быть взято в $\sqrt{3}$ раз большим, чем у его первичных обмоток. При $k=1$ равны между собой линейные напряжения и сопротивления, введенные в первичные цепи. Поэтому они могут быть без коэффициента пересчета перенесены во вторичные цепи.

Индуктивные сопротивления обмоток X_1 у каждого из трансформаторов показаны включенными в первичные цепи, что позволяет непосредственно связать их с сопротивлением линии X_c .

В соответствии с чередованием во времени векторов напряжения в диаграммах на фиг. 6-9, в, на фиг. 6-9, г построена линейная диаграмма анодных напряжений. Участки синусоид, относящиеся к положительным полупериодам, нанесены здесь сплошными линиями, а участки синусоид, относящиеся к отрицательным полупериодам, нанесены пунктиром.

Исследования работы рассматриваемой схемы, проведенные Р. Л. Витцке, Ж. В. Кресером и Ж. К. Диллардом [Л. 57], показали, что в процессе нагрузки ее от холостого хода до короткого замыкания в ней можно различать пять характерных режимов. Они отличаются между собой длительностью коммутационных периодов и сдвигом начала их по отношению к точкам естественного зажигания.

Границы перехода от одного режима к другому и обусловленный ими ход внешней характеристики зависят здесь в большей мере, как это ниже будет показано, от индуктивных сопротивлений и той доли, которую составляет линейное сопротивление, общее для обоих трансформаторов, по отношению к полному сопротивлению схемы $X_c + X_1$. Эту долю мы обозначим через

$$x = \frac{X_c}{X_c + X_1} = \frac{X_c}{X'_a}. \quad (6-40)$$

Добавленный к X_a верхний индекс указывает, что в X'_a входит не только сопротивление обмоток трансформатора, но и линии.

Первый режим работы схемы соответствует возрастанию угла коммутации γ в пределах от нуля до 30° .

Второй режим соответствует нарастанию задержки α , от нуля до некоторого предельного его значения $\alpha_{1в.макс}$. Угол γ остается в этом режиме неизменным и равным 30° .

Третий режим соответствует возобновлению нарастания угла коммутации γ от 30° до 60° . Угол задержки остается в этом режиме неизменным и равным $\alpha_{1в.макс}$.

Четвертый режим соответствует появлению добавочного угла задержки $\alpha_{2\theta}$, возрастающего от нуля до 30° . Угол γ сохраняется в этом режиме равным 60° .

Наконец, пятый режим соответствует дальнейшему возрастанию угла коммутации γ до значения $(120 - 2\alpha_{1 \text{ макс}})$ при сохранении неизменной величины добавочного угла задержки $\alpha_{2\theta} = 30^\circ$.

Найдем изменения тока и напряжения в каждом из режимов в предположении, что X_a в схеме бесконечно велико. Это предположение позволяет рассматривать реакцию питающей системы только в периоды коммутации, поскольку во внекоммутационные периоды токи сохраняют постоянное значение.

В первом режиме работы схемы периоды коммутации в мостах не совпадают. Это позволяет анализировать распределение токов и напряжений в первичной системе для каждого из мостов в отдельности.

В ту долю периода, когда коммутируют ток вентили B_9 и B_1 , входящие в левый мост, и ток коммутации $i_{\kappa 1}$ проходит по B_1 в проводящем направлении, а в B_9 — в непроводящем направлении, распределение токов в первичной системе показывают сплошные стрелки с обозначенными на них долями тока от i_1 . В следующую часть периода, когда происходит коммутация тока в вентилях B_{10} и B_2 , коммутирующему току $i_{\kappa 2}$ отвечает распределение токов, указанное на фиг. 6-9,а пунктирными стрелками с обозначенными на них долями тока от i_2 . Хотя абсолютные значения токов в отдельных обмотках и линии нам вначале неизвестны, но относительные их значения могут быть определены как для любой симметричной трехфазной системы, нагруженной на однофазную цепь. Исходя из такого определения, и указаны направления и величины токов в долях от i_1 и i_2 , которые в линии A_1 приняты за единицу. Меньшие в $\sqrt{3}$ раз значения токов во вторичных обмотках левого трансформатора по сравнению с токами в его первичных обмотках объясняются в $\sqrt{3}$ раз большим числом витков у вторичных обмоток.

В период коммутации тока у вентилях B_9 и B_1 , входящих в левый мост, линейные напряжения в первичной цепи связаны с током i_1 следующими уравнениями:

$$u_{AB} = -\frac{3}{2} X_a \frac{di_1}{d\theta} + u_{A_1 B_1}; \quad (6-41)$$

$$u_{BC} = u_{B_1 C_1}. \quad (6-42)$$

Так как в рассматриваемый коммутационный период зажимы a_1 и b_1 замкнуты между собой накоротко (фактически через вентили B_9 и B_1), то напряжение во вторичной обмотке

$a_1 b_1$, точно так же как и в первичной обмотке OA_1 , равно нулю. В этом случае

$$u_{A_1 B_1} = u_{A_1 C_1} = -\frac{1}{2} u_{B_1 C_1}. \quad (6-43)$$

Подставляя $u_{A_1 B_1}$ из (6-43) в (6-41) и учитывая (6-42), находим, что:

$$\frac{di_1}{d\theta} = \frac{2u_{AB} + u_{BC}}{2X_a} = \frac{u_A}{X_a}. \quad (6-44)$$

Применительно к векторной диаграмме на фиг. 6-9,б, напряжения u_A , u_B и u_C могут быть записаны в виде следующих косинусоидальных функций:

$$u_A = \sqrt{2} U_1 \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right); \quad (6-45)$$

$$u_B = \sqrt{2} U_1 \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right); \quad (6-46)$$

$$u_C = \sqrt{2} U_1 \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right). \quad (6-47)$$

В период коммутации тока в вентилях B_{10} и B_2 правого моста ток i_2 связан с линейным напряжением уравнением

$$u_{CA} = 2X_a \frac{di_2}{d\theta} + u_{C_2 A_2}. \quad (6-48)$$

Напряжение $u_{a_2 c_2}$ точно так же, как и $u_{A_2 C_2}$, в этот период равно нулю. Поэтому

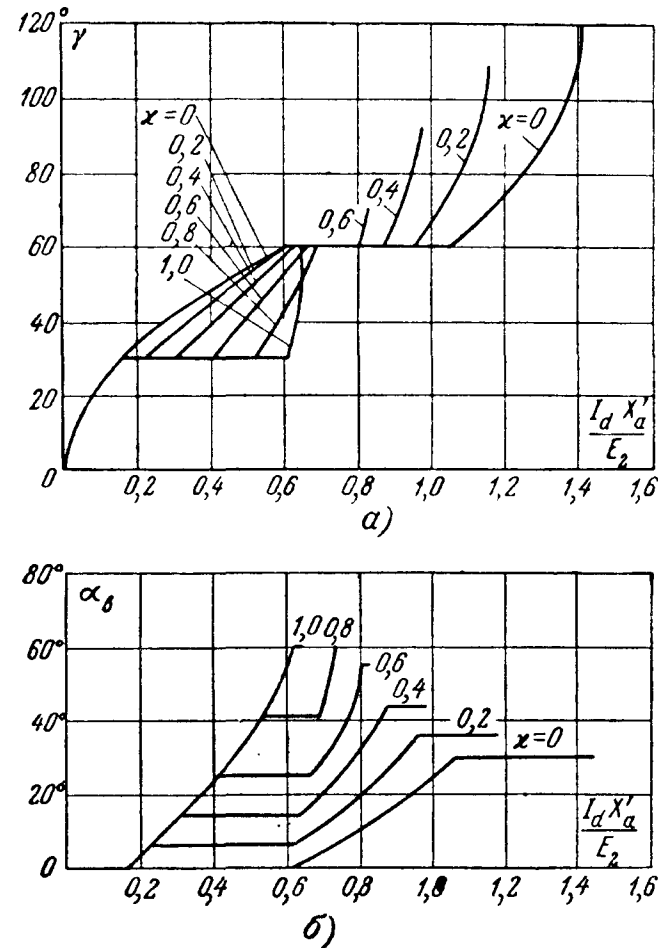
$$\frac{di_2}{d\theta} = \frac{u_{CA}}{2X_a}. \quad (6-49)$$

Так как в обеих мостовых схемах в первом режиме падение напряжения одинаково, то относительную величину выпрямленного напряжения здесь можно так же, как и при автономной работе моста, определять по (6-30). Угол коммутации сохраняет здесь значение, даваемое (6-28), если вместо X_a подставить значение X'_a и принять, что $E_{a_1} = E_{a_2} = E_2$. Это дает:

$$\cos \gamma = 1 - \frac{2}{\sqrt{6}} \frac{I_d X'_a}{E_2}. \quad (6-50)$$

По (6-50) построена первая слева кривая на фиг. 6-10,а, показывающая, как нарастает в первом режиме работы угол γ по мере увеличения коэффициента реактивности схемы $\frac{I_d X'_a}{E_2}$. Рост угла γ продолжается до перехода к горизонтальному

участку кривой, соответствующему появлению угла задержки α_s . При всех значениях $x > 0$ угол задержки появляется при $\gamma = 30^\circ$ и только при $x = 0$ он возникает при угле $\gamma = 60^\circ$. Последнее объясняется тем, что при $x = 0$ сопротивление $X_c = 0$, что соответствует независимой работе каждого из мостов.



Фиг. 6-10. Характеристики углов коммутации и задержки схемы по фиг. 6-9,а.

Аналитические зависимости, характеризующие изменение γ при других режимах работы схемы, рассматриваются ниже. Переходя к анализу второго режима работы, выясним вначале те условия, в результате которых появляется угол задержки, и установим его зависимость от коэффициента реактивности схемы.

Снижение потенциала анода очередного вентиля, приводящее к появлению угла задержки, обусловлено в рассматриваемой схеме падением напряжения в индуктивных сопротивлениях, сосредоточенных в первичных цепях при прохождении через них коммутационных токов от незавершенного еще предыдущего процесса коммутации.

Так, если к моменту ϑ_1 , отмеченному на фиг. 6-9,2, продолжается коммутация тока в вентилях B_8 и B_{12} , то мгновенное значение напряжения в фазе A_1 , которое мы определим для этого периода через u'_{A1} , равно:

$$u'_{A1} = u_A + X_c \frac{di_2}{d\vartheta}. \quad (6-51)$$

Производную тока i_2 в соответствии с (6-49) для рассматриваемого интервала времени дает равенство:

$$\frac{di_2}{d\vartheta} = \frac{u_{AB}}{2X}. \quad (6-52)$$

Вводя $\frac{di_2}{d\vartheta}$ из (6-52) в (6-51), находим, что

$$u'_{A1} = u_A - \frac{X_c}{2X} u_{AB} = \frac{2(X - X_c)u_A + X_c u_B}{2X}. \quad (6-53)$$

Если подставить значения u_A и u_B при $\vartheta = 0$ из (6-45) и (6-46) в (6-53), то мы получим $u'_{A1} > 0$. Это соответствует тому, что потенциал вентиля B_9 больше, чем очередного вентиля B_1 и, следовательно, последний вступить в работу не может. Зависимость угла задержки α_{1s} от коэффициента реактивности схемы можно найти, исходя из условия возрастания анодного тока за период коммутации γ до значения I_d . Это позволяет написать равенство:

$$\int_{\alpha_{1s} + \frac{\pi}{6}}^{\alpha_{1s} + \frac{\pi}{6}} \frac{\sqrt{6} E_2}{2X} \sin \vartheta d\vartheta = I_d. \quad (6-54)$$

После интегрирования мы получаем:

$$\frac{\sqrt{6}}{2} \sin \left(\alpha_{1s} + \frac{\pi}{6} \right) = \frac{I_d X_a'}{E_2}. \quad (6-55)$$

По (6-55) построена первая слева граничная кривая на фиг. 6-10,б, для угла задержки α_{1s} . Предельное значение этого угла $\alpha_{1s \text{ макс}}$ можно найти, если ввести в (6-53) значения u_A и u_B из (6-45) и (6-46) при аргументе $\vartheta = \alpha_{1s \text{ макс}}$ и приравнять (6-53) нулю. Это дает:

$$u'_{A1} = \frac{2X + X_c}{2X} \sqrt{2} E_2 \cos \left(\alpha_{1s \text{ макс}} + \frac{\pi}{2} \right) + \frac{X_c}{2X} \sqrt{2} E_2 \cos \left(\alpha_{1s \text{ макс}} + \frac{\pi}{6} \right) = 0, \quad (6-56)$$

откуда

$$\operatorname{tg} \alpha_{1в макс} = \frac{X_c \sqrt{3}}{4X - 3X_c} = \frac{\sqrt{3}x}{4 - 3x}. \quad (6-57)$$

Из полученной зависимости мы видим, что максимальное значение угла задержки не зависит от коэффициента реактивности, а определяется только отношением индуктивных сопротивлений в сети и в трансформаторе. Наибольшее значение угол $\alpha_{1в макс} = 60^\circ$ достигает при $x = 1$. Значения этого угла при других значениях x соответствуют точкам сопряжения кривой $\alpha_{1в}$ на фиг. 6-10, б с горизонтальными участками.

Для того чтобы установить ход внешней характеристики при втором режиме работы схемы, найдем зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла задержки $\alpha_{1в}$.

Мгновенное значение выпрямленного напряжения на выходе у левого моста, когда коммутируют ток в нем вентили B_9 и B_1 , в период от $\vartheta = \alpha_{1в}$ до $\vartheta = \alpha_1 + \frac{\pi}{6}$ равно [Л. 57]:

$$u_{d1} = \frac{3\sqrt{2}}{2} E_2 \cos \vartheta. \quad (6-58)$$

Мгновенное значение выпрямленного напряжения на выходе у правого моста в период от $\alpha_{1в} + \frac{\pi}{6}$ до $\alpha_{1в} + \frac{\pi}{3}$, когда коммутируют ток вентили B_{10} и B_2 , равно:

$$u_{d2} = \sqrt{6} E_2 \cos \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right). \quad (6-59)$$

Интегрируя u_{d1} в (6-58) в пределах от $\alpha_{1в}$ до $\alpha_{1в} + \frac{\pi}{3}$ и u_{d2} в (6-59) в пределах от $\alpha_{1в} + \frac{\pi}{6}$ до $\alpha_{1в} + \frac{\pi}{3}$ и удваивая результат, поскольку мосты соединены последовательно, находим среднее значение выпрямленного напряжения:

$$U_d = \frac{6}{\pi} \left[\int_{\alpha_{1в}}^{\alpha_{1в} + \frac{\pi}{6}} \frac{3\sqrt{2}}{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta + \int_{\alpha_{1в} + \frac{\pi}{6}}^{\alpha_{1в} + \frac{\pi}{3}} \sqrt{6} E_2 \cos \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right) d\vartheta \right] = \\ = \frac{6\sqrt{6}}{\pi} E_2 \cos 15^\circ \cos (\alpha_{1в} + 15^\circ). \quad (6-60)$$

В относительных единицах оно равно:

$$\frac{U_d}{E_{d0}} = \cos 15^\circ \cos (\alpha_{1в} + 15^\circ). \quad (6-61)$$

Зная из (6-57) зависимость угла задержки $\alpha_{1в}$ от коэффициента реактивности, можно по (6-57) и (6-61) построить внешние характеристики для второго режима ее работы.

Связь между углами коммутации, углом задержки, нагрузочным током и выпрямленным напряжением для остальных трех режимов устанавливается так же, как и для первых двух режимов. В третьем режиме схемы мы получаем следующие зависимости [Л. 57]:

а) для угла коммутации γ :

$$\left[\frac{3 + \sqrt{3}}{2} \left(\frac{2 - \sqrt{3}x}{2 + \sqrt{3}x} \right) \sin \left(\frac{\gamma}{2} - 15^\circ \right) + \frac{3 - \sqrt{3}}{2} \cos \left(\frac{\gamma}{2} - 15^\circ \right) \right] \times \\ \times \sin \left(\alpha_{1в макс} + \frac{\gamma}{2} \right) = \frac{I_d X'_a}{E_2}; \quad (6-62)$$

б) для относительной величины напряжения

$$\frac{U_d}{E_{d0}} = \frac{1 - \sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \left[\frac{2 + \sqrt{3}x}{2 - \sqrt{3}x} \sin \left(\frac{\gamma}{2} - 15^\circ \right) - \right. \\ \left. - (2 + \sqrt{3}) \cos \left(\frac{\gamma}{2} - 15^\circ \right) \right] \cos \left(\alpha_{1в макс} + \frac{\gamma}{2} \right). \quad (6-63)$$

В четвертом режиме ее работы мы получаем:

а) для второго угла задержки $\alpha_{2в}$

$$\frac{\sqrt{6}}{2 + \sqrt{3}x} \sin (\alpha_{1в макс} + \alpha_2 + 30^\circ) = \frac{I_d X'_a}{E_2}; \quad (6-64)$$

б) для относительной величины напряжения

$$\frac{U_d}{E_{d0}} = \frac{\sqrt{3}(1-x)}{2 - \sqrt{3}x} \cos (\alpha_{1в макс} + \alpha_{2в} + 30^\circ). \quad (6-65)$$

В пятом режиме работы схемы мы получаем:

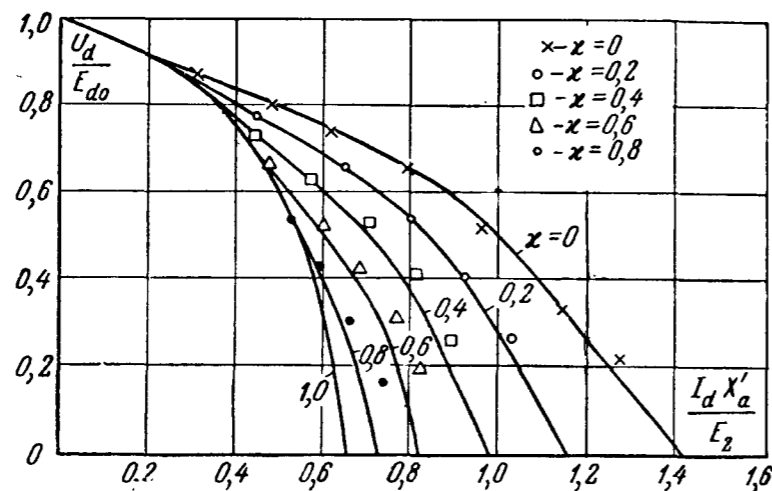
а) для угла коммутации

$$\frac{\sqrt{2}}{(1+x)(2 + \sqrt{3}x)} \left[\sin \left(\frac{\gamma}{2} - 30^\circ \right) + \sqrt{3}(1+x) \cos \left(\frac{\gamma}{2} - 30^\circ \right) \right] \times \\ \times \sin \left(\frac{\gamma}{2} + \alpha_{1в макс} + 30^\circ \right) = \frac{I_d X'_a}{E_2}; \quad (6-66)$$

б) для относительной величины напряжения

$$\frac{U_d}{E_{d0}} = \frac{\sqrt{3}(1-x)}{2 - \sqrt{3}x} \left[\cos \left(\frac{\gamma}{2} - 30^\circ \right) - \sqrt{3}(1+x) \sin \left(\frac{\gamma}{2} - 30^\circ \right) \right] \times \\ \times \cos \left(\frac{\gamma}{2} + \alpha_{1в макс} + 30^\circ \right). \quad (6-67)$$

По уравнениям, относящимся к углам коммутации и углам задержки продолжены для третьего, четвертого и пятого режимов кривые для углов γ и α_0 на фиг. 6-10, а и б. По уравнениям для относительных значений напряжений всех пяти режимов на фиг. 6-11 построено семейство внешних характеристик. Параметром в ней служит коэффициент распределения индуктивностей в первичной цепи x . Чем этот коэффициент больше, тем быстрее снижается внешняя характеристика выпрямителя. Кроме расчетных внешних характеристик, на



Фиг. 6-11. Внешняя характеристика схемы по фиг. 6-9, а.

фиг. 6-17 нанесены также точки, относящиеся к экспериментальным характеристикам, снятым на лабораторной модели преобразовательной установки.

6-5. ТОКИ ПРИ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЯХ В ВЫПРЯМИТЕЛЯХ

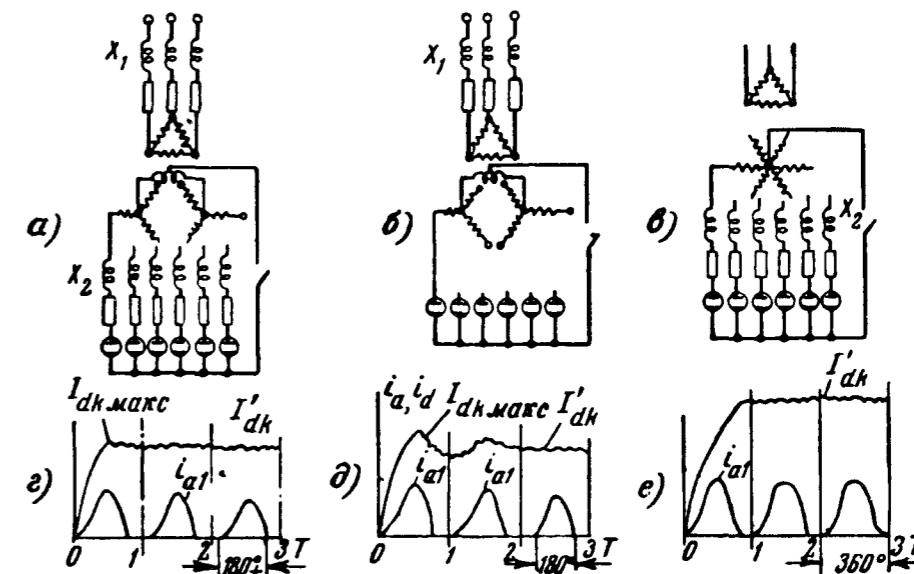
Короткое замыкание на стороне постоянного тока выпрямителя является аварийным режимом для нормально эксплуатируемой установки. Поэтому для нормирования элементов защитных устройств, а также для контроля границ, при которых короткое замыкание может привести к разрыву дуги либо прекращению нормального функционирования сетей в вентилях, необходимо знать токи во всех звеньях установки (вентильях выходной цепи и в обмотках трансформатора) при коротком замыкании.

Рассмотрение интересующих нас закономерностей можно ограничить анализом схемы с уравнильным реактором, поскольку она во-первых состоит из трехфазных систем, что позволяет получить одновременно результаты и для таких систем, во-вторых, как мы видели, режим работы такой схемы имеет много общего с трехфазной мостовой схемой, а также другими шести-фазными системами.

Режим короткого замыкания в такой схеме был исследован рядом авторов: Герскиндом и Келлогом [Л. 58], Герскиндом,

Шмидтом и Реттигом [Л. 59], М. П. Костенко и Л. Р. Нейманом [Л. 8].

В этих работах было показано, в какой мере распределение индуктивностей между первичной и вторичной обмотками влияет на величины токов коротких замыканий и их изменение во времени. По отношению к рассматриваемой схеме была особенно подчеркнута роль первичных индуктивностей. Проводя анализ применительно к варианту расположения индуктивностей в первичной обмотке рассматриваемой схемы, мы одновременно пока-



Фиг. 6-12. Различные виды коротких замыканий в схеме с уравнильным реактором.

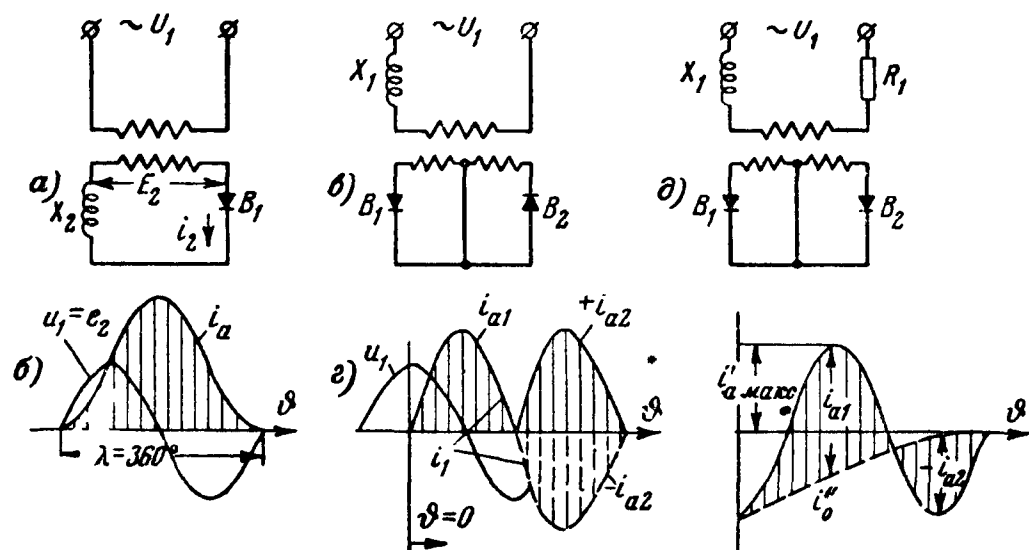
жем, какие отличия мы получаем в величинах токов и их изменении во времени, если исходить из других возможных вариантов распределения индуктивностей. Это не только расширит представления о влиянии распределения индуктивных сопротивлений по обмоткам трансформатора, но и позволит внести необходимые поправки в вариант, при котором учитываются только X_1 .

Схема с уравнильным реактором при работе ее в режиме короткого замыкания при всех трех возможных вариантах распределения индуктивных сопротивлений приведена на фиг. 6-12, а, б и в. В варианте на фиг. 6-12, а индуктивные сопротивления имеются как в первичных, так и во вторичных обмотках, что отвечает наиболее общему случаю. В варианте схемы на фиг. 6-12, б сопротивления сосредоточены только в первичных цепях, а в варианте схемы на фиг. 6-12, в сопротивления сосредоточены целиком во вторичных цепях.

Качественное представление о ходе кривых токов при всех трех вариантах распределения индуктивностей дают кривые анодных и выходного токов, приведенные на фиг. 6-12, г, д и е.

Кривые анодных токов относятся к одному и тому же вентилю и показывают изменения этого тока во времени за три периода перехода режима от неустановившегося к установившемуся. В соответствии с изменением анодных токов во всех вентилях меняется и кривая выходного тока.

Наибольшую длительность (около 360°) имеет анодный ток, как это видно из фиг. 6-12,е, при сосредоточении всех индуктивностей во вторичных цепях. Этому же варианту отвечает и наибольший выходной ток I_{dk} . Наименьшую длительность (около



Фиг. 6-13. Токи короткого замыкания в обмотках, расположенных на одном стержне.

180°) и минимальную величину имеет анодный ток при индуктивностях, сосредоточенных целиком в первичных цепях (фиг. 6-12,д).

При распределении индуктивностей по обеим группам обмоток длительность и величина анодных токов соответствуют промежуточным значениям величин анодных и выходного токов. Анализ токораспределения в режиме короткого замыкания в рассматриваемой схеме при наличии в ней только X_2 может быть проведен по простейшей схеме (фиг. 6-13,а), поскольку вторичные цепи работают в этом случае независимо друг от друга. При включении вентиля в начале положительного полупериода и при отсутствии активных сопротивлений в схеме на фиг. 6-13,а кривая тока в ней i_a проведена на фиг. 6-13,б. Продолжительность анодного тока достигает в этом случае 360° , а максимум анодного тока превышает в 2 раза амплитуду того установившегося тока, который проходил бы по цепи при включении вентиля в момент максимума напряжения. При наличии активного сопротивления в цепи уменьшается как продолжительность анодного тока, так и величина его.

При сосредоточении индуктивностей целиком в первичных обмотках продолжительность анодного тока в этой схеме может, как мы видели в § 6-3, достигнуть 240° . Практически, однако, в связи с действием активных сопротивлений и весьма малыми значениями анодного тока в начале и конце коммутационных периодов (фиг. 6-5,б) можно считать, что продолжительность тока λ не превышает заметно 180° . При такой продолжительности анализ токораспределения в рассматриваемой схеме в режиме ее короткого замыкания удобно строить по отношению к элементарному ее узлу, содержащему, как показано на фиг. 6-13,в, два вентиля, питающиеся от двух вторичных обмоток при общей первичной обмотке у трансформатора. Через первичную обмотку проходит здесь чисто переменный, притом синусоидальный ток (фиг. 6-13,г), который в положительный полупериод отвечает анодному току в одном из вентилях, а в отрицательный полупериод току в другом вентиле, взятому с обратным знаком. Амплитуда этого тока определяется из равенства

$$I'_{a.m} = \frac{V\sqrt{2}E_2}{X_1}. \quad (6-68)$$

Токи на диаграмме фиг. 6-13,г построены в предположении, что включение вентиля произошло при максимуме вторичного напряжения. В этом случае ток устанавливается сразу без свободной составляющей. Если вентиль включается в другой момент времени, то свободная составляющая тока увеличивает мгновенные и максимальные значения токов в первом вентиле, как это видно по ординатам заштрихованной положительной площадки на фиг. 6-13,е, расположенной над свободной составляющей тока i''_a . Ординаты отрицательной площадки на этой фигуре определяют ток i_{a2} , взятый с обратным знаком. Свободная составляющая тока убывает с постоянной времени $\tau = \frac{X_1}{R_1}$, соответствующей имеющимся в схеме на фиг. 6-13,д индуктивному X_1 и активному R_1 сопротивлениям.

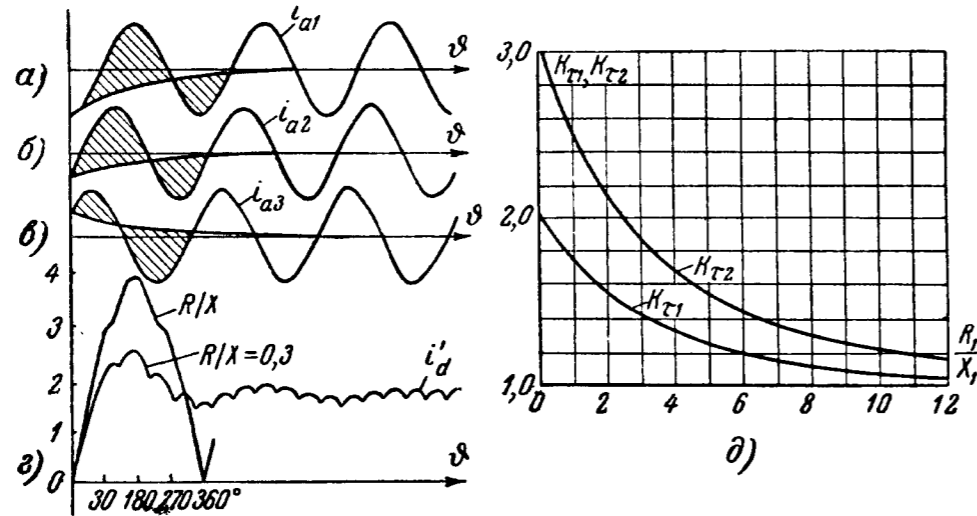
Максимальному значению тока соответствует в этом случае равенство

$$I_{a.макс} = k_{c1} \frac{V\sqrt{2}E_2}{\sqrt{R_1^2 + X_1^2}} = k_{c1} \frac{V\sqrt{2}E_2}{z_1}, \quad (6-69)$$

где k_{c1} — поправочный коэффициент, вносимый из-за наличия свободной составляющей в анодном токе. Значение этого коэффициента дает нижняя кривая на фиг. 6-14, д.

Так как в рассматриваемую схему входят три пары вентилях, из которых три пропускают ток в положительные полупериоды, а три других в отрицательные полупериоды, то при наличии

в схеме только X_1 суммарный (выходной) ток может быть найден графически путем суммирования анодных токов, находимых, как показано на фиг. 6-14,а—г, по трем первичным токам. Кривые первичных токов сдвинуты между собой на 60° в соответствии с тем, что из трех последовательно пропускающих ток вентилей два принадлежат к одной трехфазной группе, а один промежуточный — к другой группе. Так как среднее значение установившегося выходного тока в 3 раза (три пары вентилей) пре-



Фиг. 6-14. Влияние первичных сопротивлений на величину токов короткого замыкания.

вышает среднее значение анодного тока (которое в $2/\pi$ раза меньше максимального), то

$$I'_{dk} = 3 \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2} E_2}{z_1} \tag{6-70}$$

В тех случаях, когда известно z_1 не в омах, а в относительных долях z^* при базовой мощности трансформатора S_m , то, исходя из связывающего их равенства

$$z_1 = \frac{3E_2^2}{S_m} z^*, \tag{6-71}$$

можно, заменяя z_1 на z^* найти из (6-70), зависимость установившегося тока непосредственно от величин, которые сообщаются в каталоге на трансформаторы (S_m , E_2 и z^*). В функции от этих величин

$$I'_{dk} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{S_m}{E_2 z^*} \tag{6-72}$$

До установления режима, пока в анодные токи входят составляющие свободного режима, максимальное значение выходного тока равно:

$$I_{d \text{ макс}} = k_{\tau 1} \frac{\pi}{3} I'_{dk}, \tag{6-73}$$

где $\frac{\pi}{3}$ — переходный коэффициент от среднего значения тока к максимальному.

Численные значения $k_{\tau 1}$, зависящие от R_1/X_1 дает нижняя кривая на фиг. 6-14, д. Значение $k_{\tau 1} = 2$, получаемое при $\frac{R_1}{X_1} = 0$, характерно и для других шестифазных схем. Для трехфазной мостовой схемы, у которой токи в 2 раза меньше, чем в схеме с уравнительным реактором, $k_{\tau 1} = 1$. В трехфазной схеме с вторичными обмотками, соединенными в зигзаг, когда $X_2 = 0$, $k_{\tau 1} = 1,5$ [Л.59].

При наличии X_2 и R_2 , сосредоточенных только во вторичных цепях, анодные цепи работают все время в переходном режиме, поскольку начало тока не соответствует его стационарному режиму. Максимальные и установившиеся значения анодных токов поэтому равны максимальным значениям переходных токов. Они вычисляются по (6-69), в котором z_1 заменено на z_2 . Среднее значение установившегося выходного тока в этом варианте схемы сильно возрастает не только благодаря тому, что он суммируется из переходных токов, но еще и потому, что в сумму входит шесть анодных токов, а не три, как в схеме, имеющей только X_1 . Численное значение этого тока равно:

$$I_{d \text{ макс}} = I'_{dk} = 2k_{\tau 2} \frac{\sqrt{2} E_2}{z_2}, \tag{6-74}$$

где $k_{\tau 2}$ — учитывает повышение в токе $I_{d \text{ макс}}$, вызываемое вхождением составляющих свободного режима в анодные токи.

Значение $k_{\tau 2}$ дает верхняя кривая на фиг. 6-14, д. Она лежит выше, чем кривая $k_{\tau 1}$, в связи с тем, что при наличии в схеме только X_2 анодные токи имеют большую продолжительность, а поэтому их составляющие в общем токе больше.

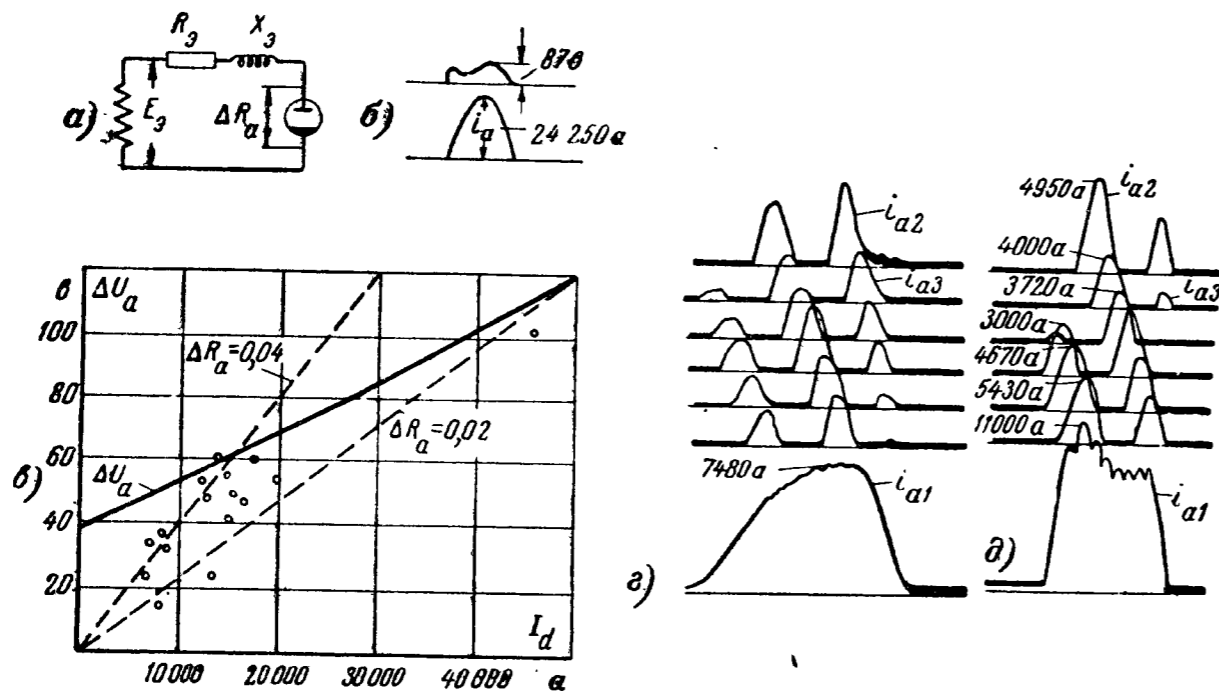
При пересчете на относительную величину z^* максимальное значение тока $I_{d \text{ макс}}$ (соответствующее $k_{\tau 2} = 3$) дает равенство

$$I_{d \text{ макс}} = 2\sqrt{2} \frac{S_m}{E_2 z^*} \tag{6-75}$$

При наличии в схеме сопротивлений в обеих обмотках коэффициент k_{τ} определяется по промежуточной кривой, про-

ходящей между $k_{\tau 1}$ и $k_{\tau 2}$. Эта кривая тем быстрее спадает от $k_{\tau 2}$ к $k_{\tau 1}$, чем меньше X_2 по сравнению с X_1 .

В тех случаях, когда используется режим работы выпрямителя, близкий к короткому замыканию его (ударное возбуждение машин постоянного и переменного тока, каталитические процессы), представляет практический интерес выяснение скорости возрастания тока на выходе у выпрямителя в режиме его короткого замыкания. Она может быть с достаточным



Фиг. 6-15. Влияние падения напряжения в вентиле на токи короткого замыкания.

для практики приближением найдена расчетным путем при помощи простейшей схемы замещения, приведенной на фиг. 6-15,а; э. д. с. E_s в этой схеме представляет собой постоянное напряжение эквивалентного генератора, заменяющего собой действующее в фазах выпрямителя среднее напряжение. Эквивалентное сопротивление X_s в схеме включает в себя как индуктивности обмоток трансформаторов (в двух параллельно работающих фазах), так и фактическую индуктивность, оставшуюся в цепи постоянного тока. Сопротивление R_s включает в себя как активное сопротивление, входящее в цепи переменного напряжения, так и заменяющее падение напряжения в дугах вентилях эквивалентное сопротивление ΔR_a . При больших токах падение напряжения в дуге растет почти пропорционально току. Это показывают экспериментальные точки на фиг. 6-15, построенные по результатам осциллографических записей, одна из которых приведена на фиг. 6-15,б. Снизу

показана осциллограмма импульса тока, а верхняя осциллограмма соответствует падению напряжения в дуге ртутного вентиля промышленного типа. Измерения при столь больших токах, как десятки тысяч ампер, проводились при однократных импульсах тока. Усреднение величин падения напряжения позволило провести на фиг. 6-15,в прямую ΔU_a , проведенную сплошной линией и две пунктирные прямые, указывающие граничные значения для эквивалентного сопротивления ΔR_a . В соответствии с разбросом результатов, полученных из опытов, здесь указаны границы для сопротивления ΔR_a от 0,02 до 0,04 ом.

Эквивалентное напряжение источника¹ тока может быть принято, как показал ряд проведенных опытных исследований, примерно равным среднему значению вторичного напряжения

$$E_s = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 = 0,9 E_2. \quad (6-76)$$

Эквивалентное индуктивное сопротивление в этом случае равно:

$$X_s = \frac{X_a}{2} + X_d, \quad (6-77)$$

где X_a — суммарное индуктивное сопротивление обеих обмоток трансформатора, приведенное к виткам вторичной обмотки;

X_d — индуктивное сопротивление в цепи нагрузки.

Проведенные по простейшей схеме замещения расчеты показали, что результаты их близко соответствуют осциллографическим измерениям. Приведенные на фиг. 6-15,г осциллограммы анодных токов и выходного тока относятся к режиму короткого замыкания при чисто индуктивной нагрузке (обмотка возбуждения с очень малым активным сопротивлением), а осциллограммы на фиг. 6-15,д относятся к короткому замыканию непосредственно на шинах постоянного тока.

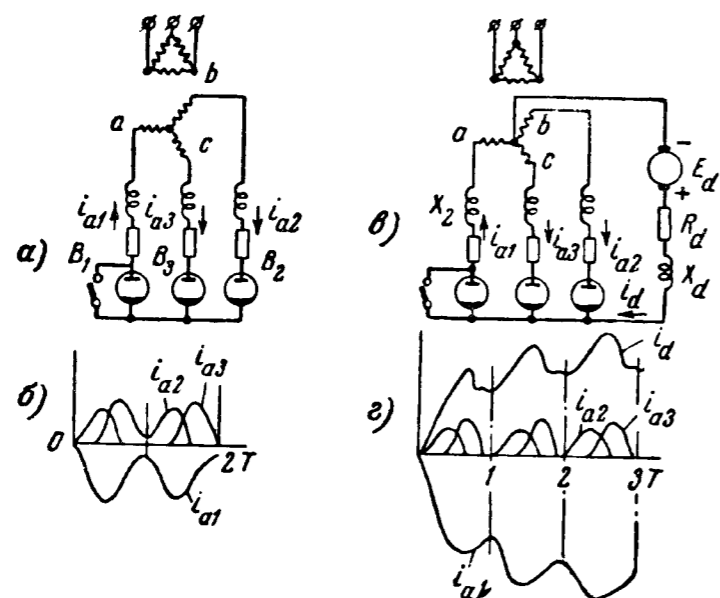
Разные скорости возрастания выходного тока на осциллограммах фиг. 6-15,г и д находятся в соответствии с расчетными данными.

6-6. ТОКИ ПРИ ОБРАТНЫХ ЗАЖИГАНИЯХ В ВЫПРЯМИТЕЛЯХ

Зажигание дуги в вентиле в непроводящую часть периода, известное под названием обратного зажигания, приводит к тому, что через поврежденный вентиль и связанную с ним фазу вторичной обмотки проходит ток в обратном направлении. Применительно к трехфазной схеме с нулевым выводом (фиг. 6-16,а) это иллюстрируют диаграммы тока, приведенные

на фиг. 6-16,б. Отрицательные ординаты кривой тока i_{a1} в обратном проводящем вентиле B_1 и фазе a равны здесь по абсолютной величине сумме положительных ординат токов i_{a2} и i_{a3} , проходящих по фазам b и c , связанных с неповрежденными вентилями B_2 и B_3 . Схема и диаграммы токов на фиг. 6-16,а и б соответствуют одиночной работе выпрямителя на шины постоянного тока.

При параллельной работе на общие шины поврежденного выпрямителя с другими, что схематически изображено на фиг. 6-16,в,



Фиг. 6-16. Схемы для определения токов при обратном зажигании.

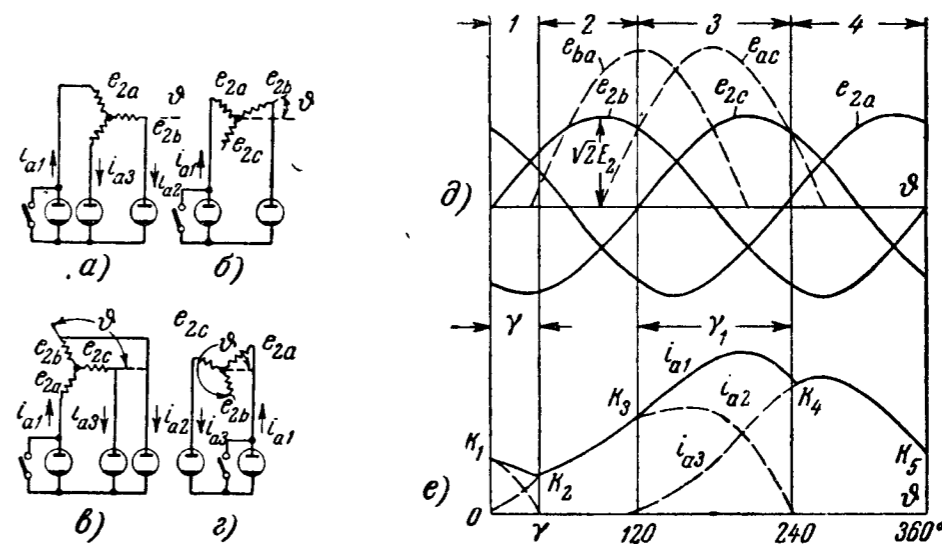
параллельно работающие выпрямители представлены в виде эквивалентного генератора постоянного тока. Ход кривых токов в прямо проводящих фазах, а также ток подпитки i_{d0} , поступающий от эквивалентного генератора, показывают диаграммы, построенные на фиг. 6-16,г над осью абсцисс. Под осью абсцисс нанесена кривая результирующего тока в обратном проводящей фазе.

Приведенные кривые показывают, что ток в обратном проводящей фазе превышает в несколько раз фазовые токи в фазах b и c , которые, в свою очередь, превышают токи при симметричном коротком замыкании фаз.

Кроме сильного возрастания обратного тока i_{a1} по величине, имеет весьма существенное значение появление в нем большой постоянной составляющей, которая не может трансформироваться в первичную обмотку. Это приводит к нарушению баланса н. с. в обеих обмотках, что при столь больших токах приводит к резкому возрастанию электродинамических усилий, действующих на

обмотки в осевом направлении. Эти усилия могут привести к разрушению обмоток, если не приняты меры по обеспечению повышенной прочности трансформаторов, питающих преобразовательные (в частности, выпрямительные) установки.

Знание величин токов, устанавливающихся при обратных зажиганиях, необходимо не только для правильного расчета механической прочности трансформатора, но также и для контроля допустимой нагрузочной способности вентилях по условиям предупреждения в них разрывов дуги и нарушения прочности вво-



Фиг. 6-17. Протекание токов обратного зажигания при одиночной работе выпрямителя.

дов. Кроме того по величинам аварийных токов подбираются элементы защитных устройств, реагирующие на появление обратных зажиганиях.

Исследованием токораспределения при обратных зажиганиях в схеме с уравнивающим реактором занимались: Герскинд и Келлог [Л. 58], Герскинд, Шмидт и Реттиг [Л. 59] и автор книги.

Мы ограничимся здесь рассмотрением токораспределения только в схеме с уравнивающим реактором как одной из наиболее распространенных схем, учитывая то, что методика исследования и расчет токораспределения при обратных зажиганиях сохраняются для всех схем.

При анализе токораспределения в схеме с уравнивающим реактором можно ограничиться рассмотрением одной из ее трехфазных систем, а именно той, которая содержит поврежденный вентиль, поскольку другая трехфазная система дает очень малые токи в поврежденную в связи с большими наводимыми в ее обмотках э. д. с. взаимной индукции и ограничением токов индуктивностью уравнивающего реактора. Изучение токораспределения

трехфазной схемы мы проведем применительно к обоим вариантам режима работы выпрямителя, иллюстрируемым рассмотренными на фиг. 6-16, *a* и *b* схемами. Для анализа хода изменения аварийных токов при одиночной работе выпрямителя на шины постоянного тока один полный период переменного напряжения разбит при установившемся режиме работы схемы на четыре интервала (фиг. 6-17, *d—e*), характеризующиеся постоянством числа вентиля, проводящих ток в данную долю периода. Границы интервалов определяются добавлением к работающим одного вентиля либо окончанием работы одного из них. Так, первый интервал на фиг. 6-17, *d* и *e* от $\vartheta = 0$ до $\vartheta = \gamma$ и соответствующая ему топографическая схема на фиг. 6-17, *a* относятся к периоду совместной работы вентиля B_3 и B_2 с обратно проводящим B_1 . В течение этого интервала вентиль B_3 заканчивает свою работу, а вентиль B_1 ее начинает. В этот интервал токи связаны с напряжением в проводящих контурах следующими уравнениями:

$$e_{2c} - e_{2a} - X_a \left(\frac{di_{a3}}{d\vartheta} + \frac{di_{a1}}{d\vartheta} \right) - R(i_{a3} + i_{a1}) = 0; \quad (6-78)$$

$$e_{2b} - e_{2a} - X_a \left(\frac{di_{a2}}{d\vartheta} + \frac{di_{a1}}{d\vartheta} \right) - R(i_{a2} + i_{a1}) = 0 \quad (6-79)$$

и

$$i_{a1} = i_{a2} + i_{a3}, \quad (6-79a)$$

где R включает в себя не только активные сопротивления в обмотках трансформатора, но и эквивалентное сопротивление ΔR_a , при помощи которого учитывается падение напряжения в дуге вентиля.

Принимая за начало отсчета момент, когда напряжение проходит через нуль (топографическая схема на фиг. 6-17, *a*), можно фазовые напряжения записать следующими синусоидами:

$$e_{2a} = \sqrt{2} E_2 \sin \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} \right); \quad (6-80)$$

$$e_{2b} = \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta; \quad (6-81)$$

$$e_{2c} = \sqrt{2} E_2 \sin \left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} \right). \quad (6-82)$$

Решая совместно (6-78) — (6-82) и обозначая

$$I_{2m} = \frac{\sqrt{2} E_2}{\sqrt{R^2 + X_a^2}} \quad (6-83)$$

и

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_a}{R}, \quad (6-84)$$

мы приходим к следующему уравнению, определяющему ток в обратно проводящей фазе:

$$i_{a1} = I_{2m} \left[\sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) + \sin \left(\frac{\pi}{3} + \varphi \right) e^{-\frac{R\vartheta}{X}} + K_1 e^{-\frac{R\vartheta}{X}} \right], \quad (6-85)$$

где K_1 — начальное значение тока i_{a1} в относительных единицах в момент $\vartheta = 0$, как это показано на фиг. 6-17, *e*.

Фазовый ток в прямо проводящей фазе в этот интервал равен:

$$i_{a3} = I_{2m} \left[\sin \left(\vartheta + \frac{\pi}{3} - \varphi \right) + \sin \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right) e^{-\frac{R\vartheta}{X}} + K_1 e^{-\frac{R\vartheta}{X}} \right]. \quad (6-86)$$

Ток i_{a2} равен разности найденных токов i_{a1} и i_{a3} . По полученным выражениям построены кривые анодных токов на первом участке на фиг. 6-17, *d*. Началу второго интервала на этой фигуре от $\vartheta = \gamma$ до $\vartheta = \frac{2\pi}{3}$ соответствует топографическая

схема на фиг. 6-17, *b*. В этот интервал ток проходит по одному контуру, включающему фазы *a* и *b*. Для него действительно уравнение (6-79). Его решение при учете того, что $i_{a1} = i_{a2}$, приводит к

$$i_{a1} = i_{a2} = I_{2m} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \varphi \right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\gamma - \frac{\pi}{6} - \varphi \right) e^{-\frac{R(\vartheta - \gamma)}{X}} + K_2 e^{-\frac{R(\vartheta - \gamma)}{X}} \right]. \quad (6-87)$$

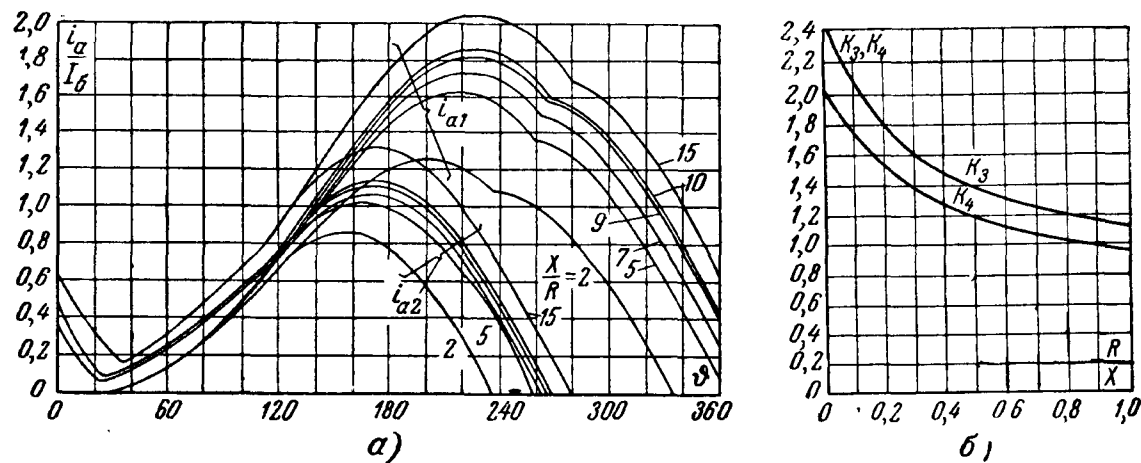
Третьему интервалу от $\vartheta = \frac{2\pi}{3}$ до $\vartheta = \frac{2\pi}{3} + \gamma_1$ соответствует топографическая диаграмма на фиг. 6-17, *b*. Здесь вступает в работу вентиль B_3 , а вентиль B_2 заканчивает свою работу. В этом интервале действительны уравнения (6-78) — (6-80). Их решение при новых постоянных интегрирования приводит к

$$i_{a1} = I_{2m} \left[\sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) - \sin \left(\frac{\pi}{3} - \varphi \right) e^{-\frac{R(\vartheta - \frac{2\pi}{3})}{X}} + K_3 e^{-\frac{R(\vartheta - \frac{2\pi}{3})}{X}} \right] \quad (6-88)$$

и

$$i_{a2} = I_{2м} \left[\sin(\vartheta - \varphi) - \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \varphi\right) e^{-\frac{R(\vartheta - \frac{2\pi}{3})}{X_a}} + K_3 e^{-\frac{R(\vartheta - \frac{2\pi}{3})}{X}} \right] \quad (6-89)$$

На последнем интервале от $\vartheta = \frac{2\pi}{3} + \gamma_1$ до 2π с топографической схемой на фиг. 6-17,з, когда обратно проводящую



Фиг. 6-18. Кривые мгновенных значений токов обратного зажигания (а) и коэффициенты для определения их максимальных значений (б).

фазу питает только вентиль B_3 , действительно уравнение (6-78). Его решение дает:

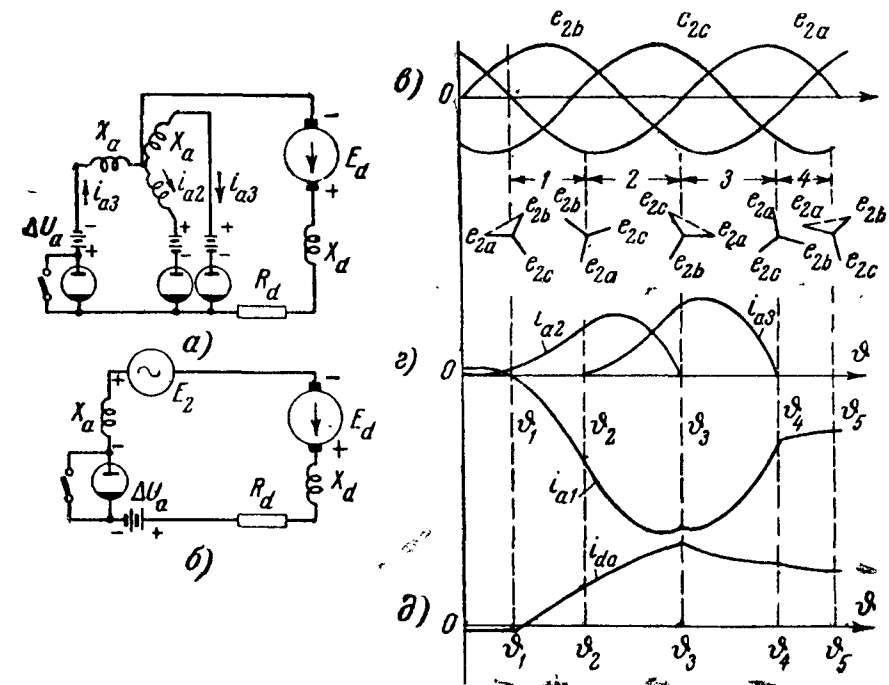
$$i_1 = i_{a3} = I_{2м} \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\vartheta - \varphi) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \gamma_1 - \varphi\right) + K_4 e^{-\frac{R(\vartheta - \frac{2\pi}{3} - \gamma_1)}{X}} \right] \quad (6-90)$$

В конце этого интервала значение тока $i_{a1} = i_{a3} = K_5$ должно быть равно значению K_1 в начале периода. Из этого условия путем нескольких пересчетов может быть найдено значение K_1 .

По полученным уравнениям на фиг. 6-18,а построено семейство кривых i_{a1} и i_{a2} в относительных единицах к базовому току $I_{2м}$, получаемому из (6-83), при разных значениях X_a/R как параметре. Для правильного представления об абсо-

лютных значениях тока необходимо учитывать, что базовый ток при чисто активном сопротивлении обычно в 2—3 раза больше, чем при чисто индуктивном сопротивлении, поскольку R в реальных схемах составляет примерно от 0,1 до 0,2 значения X_a . С уменьшением отношения X_a/R минимум в кривой обратного тока, как видно из хода кривых, снижается, и когда он становится меньше, чем 5—7, то ток i_{a1} делается прерывистым.

Помимо установившихся значений прямых и обратного токов, при обратном зажигании весьма важно знать также и ма-



Фиг. 6-19. Протекание токов обратного зажигания при работе выпрямителя на встречную э. д. с.

ксимальные значения в переходный период, и, в первую очередь, в первый после возникновения обратного зажигания период переменного напряжения, когда токи проходят через их максимальные значения. Увеличение их абсолютных значений обусловлено составляющими свободного режима, значения которых зависят от момента возникновения обратного зажигания и постоянной времени цепи, равной X_a/R , либо обратной ей величины декремента затухания, равного R/X_a .

Наиболее вероятным для возникновения обратных зажигания является момент, следующий за гашением дуги в данном венти́ле, когда к его аноду устремляются ионы обратного тока. Учитывая добавку к стационарному току, вносимую составляющей свободного режима для такого именно момента времени через коэффициент k_3 для прямого тока и k_4 для об-

ратного тока, мы можем максимальное значение прямого тока в первый период после появления обратного зажигания выразить равенством

$$I_{02 \text{ макс}} = I_{a3 \text{ макс}}, \quad (6-91)$$

а максимальное значение тока в обратно проводящей фазе выразить равенством

$$I_{a2 \text{ макс}} = k_4 I_2. \quad (6-92)$$

Значения коэффициентов k_3 и k_4 в функции R/X приведены на фиг. 6-18,б.

Когда поврежденный выпрямитель работает параллельно с другими, то обратный ток сильно возрастает за счет тока подпитки, поступающего от параллельно работающих выпрямителей. В качестве расчетной в этом случае может служить схема, приведенная на фиг. 6-19,а. Здесь вентили, работающие параллельно с поврежденным, заменены генератором постоянного тока с эквивалентной э. д. с. E_d . Падения напряжения в вентилях учтены в схеме включением в анодные цепи батарей с э. д. с., равной ΔU_a . Они могут быть заменены, так же как и в рассмотренном варианте одиночной работы выпрямителя, эквивалентными сопротивлениями, равными ΔR_a .

Расчет токов при такой схеме замещения проводится так же, как и при одиночной работе выпрямителя по отдельным интервалам, характеризуемым неизменным числом вентиля, работающих в системе. Так как в пределах каждого интервала система остается линейной, то ток в обратно проводящей фазе можно найти, пользуясь принципом наложения, как сумму составляющих, одними из которых являются фазовые токи прямо проводящих фаз, а другой составляющей ток подпитки, даваемый эквивалентными э. д. с. в схеме замещения на фиг. 6-19,б. Ток подпитки в соответствии с наличием в последней схеме двух источников напряжения E_2 и E_d может быть, в свою очередь, найден по двум составляющим: а) составляющей, получаемой от действия переменного напряжения E_2 , и б) составляющей, возникающей под действием постоянного напряжения E_d . Сумма этих составляющих при начинающемся от нуля токе равна:

$$i_d = \frac{E_d}{R_g} \left[1 - e^{-\frac{R_g}{X_g} \vartheta} \right] + \frac{\sqrt{2} E_2}{z_g} \left[\sin(\vartheta - \varphi) - e^{-\frac{R_g}{X_g} \vartheta} \right], \quad (6-93)$$

где

$$R_g = R_d + \Delta R_a; \quad (6-94)$$

$$X_g = X_d + X_a; \quad (6-95)$$

$$z_g = \sqrt{R_g^2 + X_g^2}; \quad (6-96)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_g}{R_g}. \quad (6-97)$$

Разбивая, так же как и при одиночной работе выпрямителя, период переменного напряжения на четыре интервала, границы которых обозначены на фиг. 6-19,в—д через ϑ_1 , ϑ_2 , ϑ_3 и ϑ_4 мы можем для каждого из них на основе схем замещения найти все составляющие и результирующий ток в обратно проводящей фазе.

Рассмотрим здесь ход кривых токов в первый период после возникновения обратного зажигания, когда значения токов максимальны. Полагая, что обратное зажигание в вентиле B_1 возникает в первый момент после гашения дуги в нем и считая длительность периода коммутации $\gamma = 30^\circ$, мы находим, что начало первого интервала ϑ_1 соответствует переходу через нуль к отрицательным значениям напряжения e_{2a} в фазе a . Значения фазовых напряжений, определяемые попрежнему уравнениями (6-80)—(6-82), соответствуют началу отсчета текущего угла ϑ от нуля напряжения в фазе b . Мгновенные значения фазовых напряжений в момент ϑ_1 показывают линейные диаграммы напряжения на фиг. 6-19,а и расположенная под ними первая слева топографическая диаграмма. В первый интервал ток подпитки в соответствии с (6-93) равен:

$$i_{d1} = \frac{E_d}{R_{g1}} \left(1 - e^{-\frac{R_{g1}}{X_{g1}} (\vartheta - \vartheta_1)} \right) + \frac{\sqrt{2} E_2}{2z_{g1}} \left[\sin \left(\vartheta + \frac{\pi}{3} - \varphi_1 \right) - \sin \left(\vartheta_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi_1 \right) e^{-\frac{R_{g1}}{X_{g1}} (\vartheta - \vartheta_1)} \right] + i_{d1} e^{-\frac{R_{g1}}{X_{g1}} (\vartheta - \vartheta_1)}. \quad (6-98)$$

В связи с тем, что ток от эквивалентного генератора расходуется равными долями по обоим работающим в данный интервал фазам a и b , здесь:

$$R_{g1} = R_d + \frac{\Delta R_a}{2}; \quad (6-99)$$

$$X_{g1} = X_d + \frac{\Delta X_a}{2}; \quad (6-100)$$

$$z_{g1} = \sqrt{R_{g1}^2 + X_{g1}^2}; \quad (6-101)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{X_{g1}}{R_{g1}}. \quad (6-102)$$

В (6-98) i_{d1} — начальное значение тока в момент возникновения обратного зажигания, оно равно прямому току i_d в момент появления обратного зажигания, что соответствует отрицательному значению обратного тока (фиг. 6-19, д).

Составляющую в обратном токе, даваемую прямыми токами в вентилях B_2 и B_3 , в первый интервал мы можем найти из (6-87). Результирующий обратный ток в этом случае равен:

$$i_{a1} = I_{2m} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \varphi\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} e^{-\frac{\Delta R_a}{X_a}(\vartheta - \vartheta_1)} \sin\left(\vartheta_1 - \frac{\pi}{6} - \varphi\right) \right] + \frac{1}{2} i_d + \left(i_{a11} - \frac{1}{2} i_{d1} \right) e^{-\frac{\Delta R_a}{X_a}(\vartheta - \vartheta_1)}, \quad (6-103)$$

где i_{a11} — начальное значение обратного тока, равное току i_d с обратным знаком.

Первый интервал заканчивается и начинается второй, когда напряжение e_{2c} на вентиле B_3 становится равным входному напряжению в обратнo проводящей фазе. Последнее равно:

$$e_d = E_d - i_{d1} R_d - X_d \frac{di_{d1}}{d\vartheta}. \quad (6-104)$$

Во второй интервал от $\vartheta = \vartheta_2$ до $\vartheta = \vartheta_3$, начало которого соответствует второй слева топографической диаграмме, ток подпитки расходуется по трем параллельно работающим фазам. Поэтому здесь:

$$R_{\vartheta 2} = R_d + \frac{\Delta R_a}{3}; \quad (6-105)$$

$$X_{\vartheta 2} = X_d + \frac{X_a}{3}; \quad (6-106)$$

$$z_{\vartheta 2} = \sqrt{R_{\vartheta 2}^2 + X_{\vartheta 2}^2} \quad (6-107)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{X_{\vartheta 2}}{R_{\vartheta 2}}. \quad (6-108)$$

Ток подпитки в этот интервал равен:

$$i_d = \frac{E_d}{R_{\vartheta 2}} \left[1 - e^{-\frac{R_{\vartheta 2}}{X_{\vartheta 2}}(\vartheta - \vartheta_2)} \right] + i_{d2} e^{-\frac{R_{\vartheta 2}}{X_{\vartheta 2}}(\vartheta - \vartheta_2)}. \quad (6-109)$$

Фазовый ток равен:

$$i_{a2} = I_{2m} \left[\sin(\vartheta - \varphi) - e^{-\frac{\Delta R_a}{X_a}(\vartheta - \vartheta_2)} \sin(\vartheta - \varphi) - \frac{1}{3} i_d + \left(i_{a22} + \frac{1}{3} i_{d2} \right) e^{-\frac{\Delta R_a}{X_a}(\vartheta - \vartheta_2)} \right], \quad (6-110)$$

где i_{a22} — начальное значение фазового тока в момент ϑ_2 ;
 i_{d2} — начальное значение тока подпитки в тот же момент времени.

Суммарное значение обратного тока

$$i_{a1} = I_{2m} \left[\sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) - e^{-\frac{\Delta R_a}{X_a}(\vartheta - \vartheta_2)} \sin\left(\vartheta_2 - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] \times e^{-\frac{\Delta R_a}{X_a}(\vartheta - \vartheta_2)} + \frac{1}{3} i_d + \left(i_{a12} - \frac{1}{3} i_{d2} \right) e^{-\frac{\Delta R_a}{X_a}(\vartheta - \vartheta_2)}. \quad (6-111)$$

В третий интервал ток подпитки уменьшается вследствие повышения встречно действующего положительного напряжения e_{2a} в фазе a . В этом интервале ток подпитки равен:

$$i_d = \frac{E_{d1}}{R_{\vartheta 1}} \left[1 - e^{-\frac{R_{\vartheta 1}}{X_{\vartheta 1}}(\vartheta - \vartheta_3)} \right] - \frac{\sqrt{2} E_2}{2z_{\vartheta 1}} \left[\sin(\vartheta - \varphi) - \sin(\vartheta_3 - \varphi_3) e^{-\frac{R_{\vartheta 1}}{X_{\vartheta 1}}(\vartheta - \vartheta_3)} \right] + i_{d3} e^{-\frac{R_{\vartheta 1}}{X_{\vartheta 1}}(\vartheta - \vartheta_3)}. \quad (6-112)$$

Ток в обратнo проводящей фазе равен:

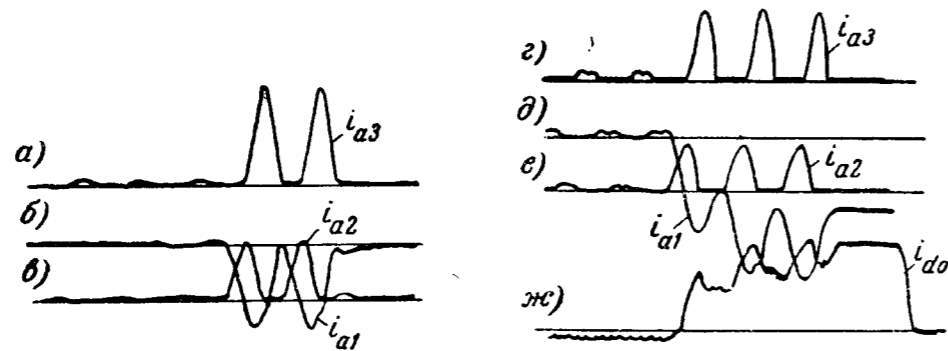
$$i_{a1} = -\frac{\sqrt{3}}{2} I_{2m} \left[\cos(\vartheta - \varphi) - e^{-\frac{\Delta R_a}{X_a}(\vartheta - \vartheta_3)} \cos(\vartheta_3 - \varphi) \right] + \frac{1}{2} i_d + \left(i_{a13} - i_{d3} \right) e^{-\frac{\Delta R_a}{X_a}(\vartheta - \vartheta_3)}. \quad (6-113)$$

В четвертый интервал ток подпитки и ток в обратнo проводящей фазе равны между собой. Их значения дает уравнение

$$i_{a1} = i_d = \frac{E_d}{R_{\vartheta 3}} \left[1 - e^{-\frac{R_{\vartheta 3}}{X_{\vartheta 3}}(\vartheta - \vartheta_4)} \right] + \frac{\sqrt{2} E_2}{z_{\vartheta 3}} \left[\sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} - \varphi_3\right) - e^{-\frac{R_{\vartheta 3}}{X_{\vartheta 3}}(\vartheta - \vartheta_4)} \sin\left(\vartheta_4 + \frac{2\pi}{3} - \varphi_3\right) \right] + i_{d4} e^{-\frac{R_{\vartheta 3}}{X_{\vartheta 3}}(\vartheta - \vartheta_4)} \quad (6-114)$$

По полученным зависимостям построены кривые токов на фиг. 6-19,г и 6-19,д.

Осциллограммы анодных токов при обратном зажигании в одиночно работающем выпрямителе приведены на фиг. 6-20,а, а при параллельной работе поврежденного выпрямителя с другими — на фиг. 6-20,б. Нижняя осциллограмма на этой фигуре показывает ход изменения тока подпитки во времени.



Фиг. 6-20. Осциллограмма токов обратного зажигания.

Ток в первичной обмотке в обратно проводящей фазе отличается от вторичного тока только постоянной составляющей. По описанной методике находится токораспределение при обратном зажигании и в других схемах выпрямления тока.

6-7. ТОКИ ПРИ ОБРАТНОМ ЗАЖИГАНИИ И ВЫПАДЕНИИ ИНВЕРТОРА ИЗ РЕЖИМА

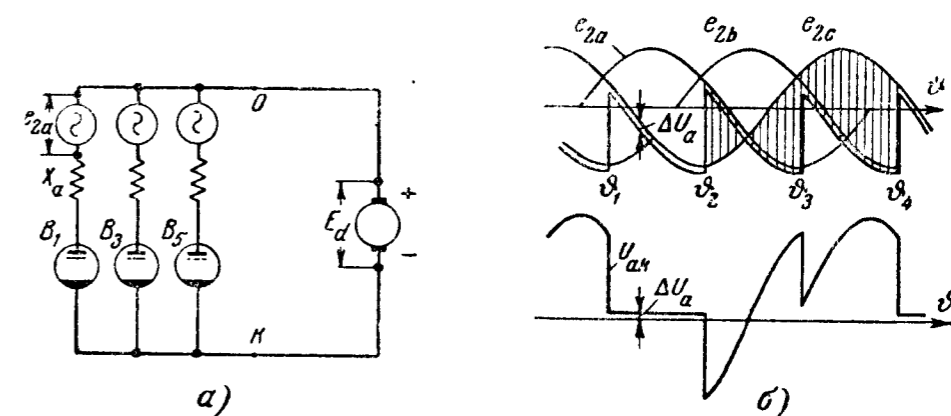
Основным видом нарушения нормальной работы инвертора является, как об этом уже говорилось в гл. 5, выпадение его из режима (опрокидывание инвертора). Появление обратных зажиганий в инверторе также возможно, но они по причинам, которые будут ниже изложены, представляют собой явление более редкое.

Для того чтобы рассмотреть условия, при которых возможно возникновение как обратных зажиганий, так и выпадение инвертора из режима, ознакомимся предварительно с ходом кривой напряжения $u_{ак}$ между анодом и катодом вентиля в условиях нормальной работы зависимого инвертора.

Такая кривая применительно к трехфазной схеме с нулевым выводом, входящей в качестве составного звена в инвертор, выполненный по схеме с уравнительным реактором (фиг. 6-21,а), приведена на фиг. 6-21,б. Ее построение выполнено для вентиля B_1 по ординатам заштрихованной на фиг. 6-21,б площади. Пока вентиль работает, напряжение между его анодом и катодом определяется падением напряжения в дуге ΔU_a . Когда вентиль прекращает свою работу, потенциал его анода определяется

последующим участком синусоиды e_A , а потенциал катода участками кривых, лежащих на ΔU_a ниже, чем рабочие участки фазовых напряжений e_B и e_C . Характерным для кривой $u_{ак}$ у всех инверторов является, как известно, наличие начального отрицательного участка и больших положительных напряжений на аноде в остальную непроводящую часть периода.

За время, соответствующее отрицательному участку напряжения, определяемому углом δ , сетка в вентиле должна полностью восстановить свои запирающие свойства, с тем чтобы не



Фиг. 6-21. Обратное зажигание в инверторе.

а — расчетная схема; б — линейные диаграммы.

допустить возобновления зажигания дуги (повторного зажигания) при переходе к положительным потенциалам на аноде.

За время, когда анод инвертора положителен, сетка должна надежно запирает вентиль, не допуская преждевременного развития в нем дуги (прорыва сетки).

Напряжение смещения, которое требуется иметь в цепи сетки для надежного запираения ею вентиля, зависит от величины и скорости нарастания положительного напряжения на аноде. Ход кривой $u_{ак}$ и величина достигаемых при этом положительных максимумов зависят от схемы инвертора, а также в известной мере и от режима его работы.

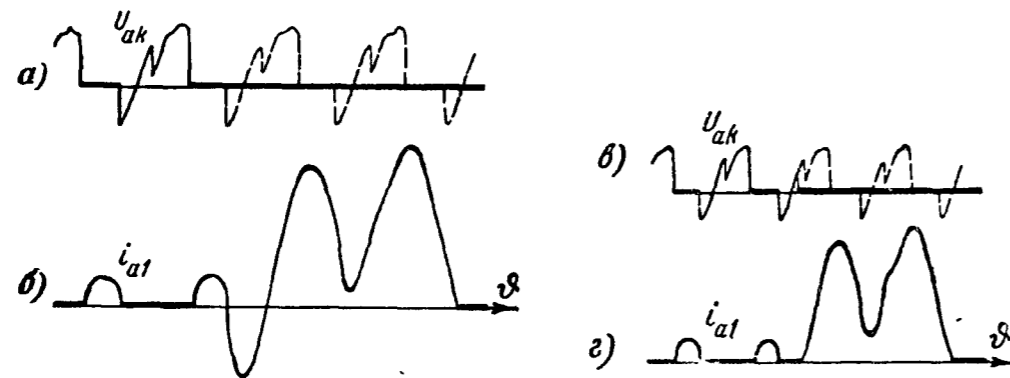
В рассматриваемой трехфазной схеме инвертора положительный максимум прямого напряжения равен амплитуде междуфазового напряжения.

В начале отрицательного участка, когда к аноду вентиля устремляются ионы из остаточной плазмы, может также развиться обратное зажигание. Ход кривой анодного тока при появлении обратного зажигания показывает осциллограмма, приведенная на фиг. 6-22,б.

Осциллограмма на фиг. 6-22,а показывает изменение напряжения на вентиле до и после появления обратного зажигания. Сплошная кривая на этой фигуре относится к периоду, пред-

шествующему возникновению обратного зажигания. После его возникновения напряжение на вентиле падает до ΔU_a .

Кривая анодного тока при обратном зажигании в инверторе резко отличается от соответствующей ей кривой при обратном зажигании в выпрямителе. Это объясняется изменением полярности у источника постоянного тока, питающего инвертор, по сравнению с эквивалентным источником постоянного тока, заменяющего собой параллельно работающие вентили при обратном зажигании в выпрямителе. У инвертора положительный полюс источника тока подведен к нулевой точке трансформатора, в то



Фиг. 6-22. Осциллограммы токов обратного зажигания в инверторе.

время как у выпрямителей этот полюс источника тока присоединен к катоду выпрямителя. Аналитическая зависимость для анодного тока в вентиле инвертора, в котором возникло обратное зажигание, может быть получена на основе схемы замещения, приведенной на фиг. 6-19,б и общего уравнения (6-93) при изменении в них знака E_d на обратный.

Меньшая подверженность инверторов обратным зажиганиям по сравнению с выпрямителями объясняется: 1) меньшими значениями начального скачка обратного напряжения, поскольку углы опережения β не достигают обычно тех значений, которые возможны для углов запаздывания α при глубоком сеточном регулировании напряжения; 2) незначительной продолжительностью отрицательного напряжения на аноде инверторов и убыванием этого значения в ходе времени и, что особенно существенно, 3) меньшим значением обратного тока, поскольку производная анодного тока в момент спадания его к нулю у инвертора много меньше, чем у выпрямителя.

Выпадение инвертора из режима может быть вызвано либо незавершенным процессом восстановления сеточного запирания до перехода потенциала анода к положительным его значениям, либо в силу недостаточно высоких запирающих потенциалов у сетки при тех высоких положительных напряжениях, которые получает анод.

Неполное восстановление запирающих свойств сетки при правильно выбранном угле β (рассчитанном не только на нормальную нагрузку, но и на нормированные перегрузки) имеет место при пропуске зажигания в одном из вентилях. Предыдущий вентиль продолжает в этом случае пропускать анодный ток, возрастающий при этом по величине, поскольку встречное переменное напряжение, имеющее отрицательный знак, уменьшается и может даже стать положительным. При возросшем токе действующие во вторичных цепях трансформатора э. д. с. могут уже оказаться недостаточными для коммутации тока, но если даже такая коммутация и произойдет, то в силу увеличения угла γ величина остающегося послекоммутационного угла δ может оказаться уже недостаточной для восстановления сеточного запирания.

Ход изменения тока при выпадении инвертора из режима при не завершеном процессе восстановления сеточного запирания иллюстрируют осциллограммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 6-22,в и г.

Форма кривой анодного тока в положительной его части не отличается здесь от формы тока при обратном зажигании (фиг. 6-22,б), что естественно, поскольку этот ток определяется теми же действующими значениями напряжения и величинами сопротивлений, что и при обратном зажигании. Следовательно, и эти токи могут быть рассчитаны по схеме замещения на фиг. 6-19,б и уравнению (6-93) после изменения знака у E_d на обратный.

Недостаточно высокие запирающие свойства сетки в ту долю периода, когда анод у вентиля положителен (прорыв сетки) могут быть вызваны: а) недостаточной величиной напряжения смещения E_{co} ; б) временным ослаблением отрицательного потенциала на сетке в силу электромагнитных наводок в сеточной цепи либо, наконец, в) возникновением при наиболее высоких потенциалах на аноде тлеющего разряда между анодом и сеткой.

Электромагнитные наводки в сеточной цепи вызваны обычно теми скачками напряжения, которые возникают в периоды коммутации на анодах (фиг. 6-22,в). При этом скачки напряжения и связанные с этим скачки зарядных токов собственных емкостей системы, имеющие место у одних вентилях, действуют на сеточные цепи других вентилях (внутренние наводки). Чувствительность системы сеточного управления к внутренним, а также к внешним наводкам повышается, если сеточные цепи не защищены конденсаторами относительно небольшой емкости (порядка 1—2 мкф), включенными между сеткой и катодом. Потеря запирающих свойств сеток в силу появления тлеющего разряда между анодом и сеткой (являющаяся дефектом вентиля) вызы-

вает снижение отрицательных потенциалов на сетке в связи с появлением значительных сеточных токов.

Токи, возникающие при выпадении инвертора из режима в доли периода, когда на аноде вентиля потенциалы положительны, как правило, меньше, чем при выпадениях инвертора, имеющих место при незавершенном восстановлении сеточного запираения, так как время действия положительного переменного напряжения в первом случае меньше.

Если в схеме с уравнительным реактором в силу той либо иной причины выпадает из режима одна трехфазная система, то это приводит к выпадению из режима и инвертора в целом, поскольку сильно возрастающее падение напряжения в цепях переменного и постоянного токов приводит к полному нарушению коммутации в вентилях всей системы.

Некоторое отличие в развитии процессов при выпадении инвертора из режима имеет место у инверторов, выполненных по трехфазной мостовой схеме. Здесь режим двойного (или сквозного) короткого замыкания, в котором участвуют цепи постоянного и переменного напряжений, наступает не сразу. Вначале здесь замыкается накоротко цепь постоянного тока при отключенной цепи переменного напряжения (режим, неточно называемый однофазным опрокидыванием), а затем уже, если дальнейшее развитие аварийного режима не предотвращено, наступает и режим двойного (сквозного) короткого замыкания (также неточно называемый двухфазным опрокидыванием).

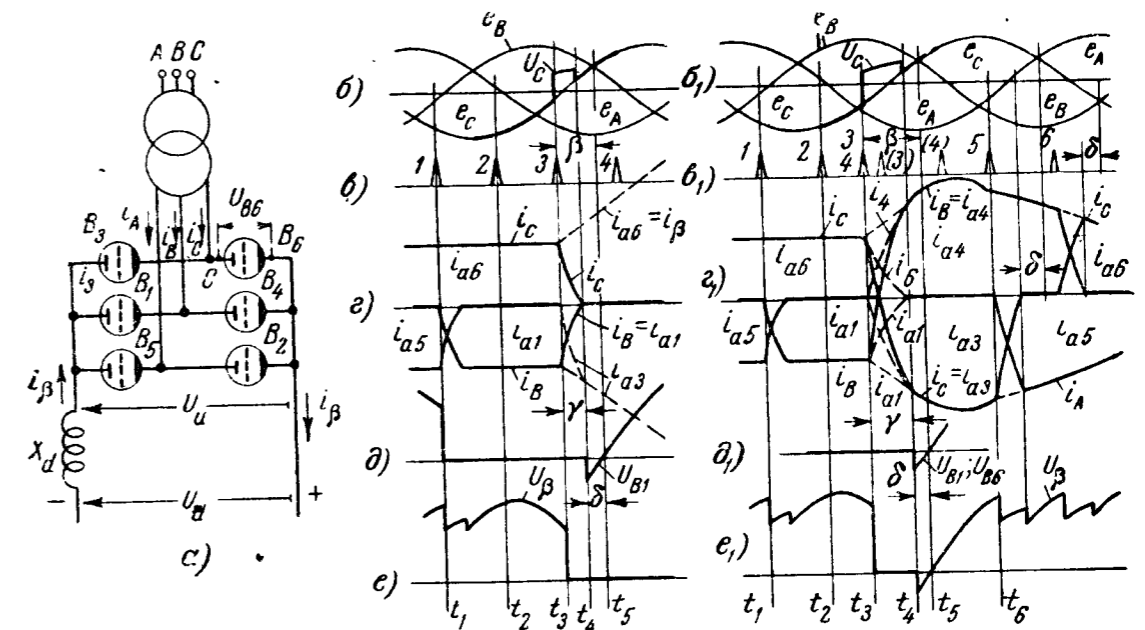
Ход кривых токов и напряжений при выпадении из режима инвертора, выполненного по трехфазной мостовой схеме (фиг. 6-23,а), иллюстрируют диаграммы напряжения и тока, приведенные на фиг. 6-23,б—е. Режим, при котором воздействием на систему сеточного управления предупреждается переход к сквозному короткому замыканию и обеспечивается восстановление нормальной работы инвертора, иллюстрируют диаграммы напряжения и тока на фиг. 6-23,б₁—е₁.

На фиг. 6-23,б и б₁ построены диаграммы фазовых напряжений, а на фиг. 6-23,в и в₁ нанесены положительные импульсы сеточного напряжения, отпирающие вентили. Порядковый номер у импульсов соответствует нумерации вентилях в схеме инвертора на фиг. 6-23,а.

При импульсе 2, обозначенном на фиг. 6-23,в пунктиром, вентиль B_6 не зажегся. Поэтому продолжает пропускать ток, как это видно из фиг. 6-24,г, вентиль B_6 . Ток i_{a3} , а следовательно, и ток i_{a6} в связи с переходом на менее отрицательные, а затем и на положительные участки фазового напряжения e_c начинает возрастать. Скорость такого возрастания токов до начала следующей коммутации здесь, однако, невелика в связи

с большим индуктивным сопротивлением реактора X_d , введенного в цепь постоянного тока.

Состояние в системе резко меняется, когда с началом следующей коммутации ток от вентиля B_1 переходит к B_3 . Это объясняется тем, что вентиль B_3 входит в ту же ветвь моста, как и вентиль B_6 , как это видно из схемы на фиг. 6-23,а. Поэтому, когда начинает пропускать ток вентиль B_3 при продолжающем свою работу вентиле B_6 , цепь постоянного тока закорачивается через эти вентили. При этом исчезает встречная э. д. с., ограни-



Фиг. 6-23. Режим выпадения из работы трехфазного мостового инвертора.

чивающая ток во входной цепи инвертора. Поэтому инвертируемый ток i_{dM} начинает быстро нарастать, как показывает пунктирное продолжение кривых токов i_{a6} и i_{a3} на фиг. 6-23,г.

Напряжение на входе инвертора (фиг. 6-23,е) при этом спадает до нуля, а напряжение на вентиле B_1 сохраняет на протяжении угла δ отрицательный знак (фиг. 6-23,д).

Если этот остающийся угол δ недостаточен для восстановления сеточного запираения, то вентиль B_1 зажигается вновь после гашения дуги в нем. Это приводит уже к сквозному короткому замыканию цепей переменного и постоянного токов (двухфазное опрокидывание). Такое же сквозное короткое замыкание наступает и в том случае, когда открываются следующие за B_3 вентили, но коммутация тока в них не завершается, в связи с чем не происходит последующего запираения вентилях. На пути перехода от частичного короткого замыкания только в цепи постоянного тока к сквозному короткому замыканию можно предотвратить дальнейшее развитие аварийного режима, введя при помощи автома-

тически действующего (подхватывающего) устройства опережение в подаче импульсов: у одного из вентилях, входящего в состав анодной группы, а другого — входящего в состав катодной группы. Ход процесса при введении таких импульсов иллюстрируют диаграммы напряжения и тока на фиг. 6-23, $e_1—e_1$. Такими опережающими импульсами являются на фиг. 6-23, e_1 импульсы 3 и 4. Углы опережения β у вентилях B_3 и B_4 при этом сильно возрастают, в связи с чем послекоммутационные углы δ оказываются здесь достаточными для восстановления управляющих свойств сетки, даже при заметно возросших углах коммутации γ . После очередной коммутации тока в вентилях B_3 и B_4 токи в них, как и ток $i_{d\beta}$, вновь уменьшаются. Это объясняется возрастанием встречно действующих напряжений в цепи переменного тока. В результате в инверторе процесс ограничивается лишь кратковременным спаданием до нуля входного напряжения, как это видно из диаграммы на фиг. 6-23, e_1 , и кратковременным возрастанием токов во всех звеньях инверторной установки.

Количественные закономерности, характеризующие выпадение инвертора, выполненного по трехфазной мостовой схеме, при работе его в системе передачи энергии постоянным током освещены более подробно в работе В. П. Пименова и А. В. Поссе [Л. 60].

ЛИТЕРАТУРА

1. Г л я з е р и М ю л л е р-Л ю б е к, Теория электронных и ионных преобразователей тока, Трансжелдориздат, 1938.
2. В. Ш и л л и н г, Схемы выпрямителей, инверторов и преобразователей частоты, Госэнергоиздат, 1950.
3. М. А. Ч е р н ы ш е в, Инвертирование тока на тяговых подстанциях, Трансжелдориздат, 1950.
4. И. Л. К а г а н о в, Электронные и ионные преобразователи, ч. I, Госэнергоиздат, 1950.
5. И. Л. К а г а н о в, Электронные и ионные преобразователи, ч. II, Госэнергоиздат, 1955.
6. Г. А. Р и в к и н, Преобразовательные установки большой мощности, Госэнергоиздат, 1951.
7. М а р т и и В и н о г р а д, Ртутные выпрямители большой мощности, Трансжелдориздат, 1933.
8. М. П. К о с т е н к о, Л. Р. Н е й м а н и Г. Н. Б л а в д з е в и ч, Электромагнитные процессы в системах с мощными выпрямительными установками, Изд-во АН СССР, 1946.
9. И. Л. К а г а н о в, Инвертирование постоянного тока в трехфазный, Госэнергоиздат, 1941.
10. А. А. Б у л г а к о в, Электронные устройства автоматического управления, Госэнергоиздат, 1951.
11. Ф. И. Б у т а е в и Е. Л. Э т т и н г е р, Вентильный электропривод, Госэнергоиздат, 1951.
12. М. А. Ч е р н ы ш е в, Инверторные агрегаты тяговых подстанций, Трансжелдориздат, 1956.
13. А. В. Н е т у ш и л и С. В. С т р а х о в, Основы электротехники, ч. II, Госэнергоиздат, 1955.

Статьи

14. И. В. А н т и к, Анодные сопротивления преобразовательных трансформаторов, „Вестник электропромышленности“, 1957, № 1.
15. Ю. Г. Т о л с т о в и Г. П. М о с т к о в а, Процесс коммутации в однофазной мостовой схеме с весьма большой сглаживающей индуктивностью, „Известия Академии наук СССР“, 1951, № 7.
16. В. П. В о л о г д и н, Каскадные схемы выпрямления тока, Авторское свидетельство № 777 от 18/VII 1921 г. и дополнение № 11450 от 8/III 1927 г.
17. Ф. И. Б у т а е в и Н. М. М а с л е н н и к о в, Распределение тока между параллельно включенными анодами и вентилями, „Электричество“, 1956, № 6.
18. М. А. Ч е р н ы ш е в, Закон первичных токов многофазных мутаторов, „Электричество“, 1940, № 6.
19. H. J u n g m i c h l, Oberwellen in der Primärströmen von Gleichrichteranlagen, ETZ, 1931, H. 6.
20. W. H a r t e l, Beanspruchung von Stromtoren bei der Feldregelung electrischer Maschinen, „Regelungstechnik“, 1955, H. 3.

21. В. А. Лабунцов, Электронные схемы сеточного управления многофазных автономных инверторов и ионных преобразователей частоты, „Труды МЭИ“, вып. XVIII, 1956.
22. E. H. Ludwig, Zur Theorie der mehrphasigen transformatorischen Frequenzwandler, *EuM*, 1941, № 21/22.
23. Л. Н. Кораблев, Пересчетные схемы, работающие на неоновых лампочках, ДАН СССР, т. 75, 1950, стр. 375—378.
24. O. Schiele, Die Saugdrossel bei gittergesteuerten Gleichrichtern, *Arch. f. El.*, Bd. XXXI, 1937, Н. 11.
25. Г. И. Бабат, Многофазные схемы управляемых выпрямителей с буферными анодами и разьединительными дросселями, „ИЭСТ“, 1935, № 2.
26. Г. И. Бабат, Схема с нулевым управляемым вентилем, Авторское свидетельство № 41072 от 21/1 1933.
27. E. Uhlmann, Die Verbesserung des Leistungsfaktors der gittergesteuerten Gleichrichtern mittels zusätzlicher Anode, *E. u. M.*, 1933, Н. 51.
28. А. В. Поссе, Анализ работы однофазного выпрямителя при нагрузке на двигатель, „Труды Ленинградского политехнического института имени М. И. Калинина“, 1950, № 3.
29. Г. И. Бабат, Каскадные схемы управляемых выпрямителей, ИЭСТ, 1939, № 9.
30. Г. И. Бабат, Регулируемый выпрямитель с применением управляемых ионных ламп, Авторское свидетельство, № 41068 от 31/1 1935.
31. Б. М. Гуткин, Е. Л. Эттингер, Пик-дроссели для управления ионными приборами, „Вестник электропромышленности“ 1956, № 1.
32. А. М. Бамдас и А. П. Кузьмин, Трехфазные ступенчатые выпрямительные схемы с бестоковой коммутацией, „Труды Горьковского политехнического института имени Жданова“, т. XII, 1956.
33. М. Шляпошников, Схема магистрального электровоза с ионными преобразователями, „Электричество“, 1937, № 14.
34. Г. И. Бабат и Я. А. Кацман, Тиратронные преобразователи с улучшенным коэффициентом мощности и тиратронные компенсаторы, „Электричество“, 1937, № 4.
35. И. Л. Каганов, Регулируемый многофазный выпрямитель, Авторское свидетельство № 64084 от 7/1 1941.
36. И. Л. Каганов, Многофазный инвертор с уравнительным реактором, Авторское свидетельство № 64126 от 31/1 1941.
37. И. Л. Каганов, Многофазный инвертор с мостовой схемой, Авторское свидетельство № 64160 от 31/1 1945.
38. Ж. Н. Пчачян, Ионный привод постоянного тока с улучшенным коэффициентом мощности, Диссертация, МЭИ, 1953.
39. А. Н. Зимин, Улучшение коэффициента мощности электропривода с управляемыми ртутными выпрямителями, Диссертация, МЭИ, 1954.
40. Е. Ф. Кристинсен, С. Х. Виллис, С. С. Херскинд, Анализ выпрямительных схем, *El. Eng.*, 1944.
41. А. В. Орловский, И. М. Чиженко, А. С. Немировский, Использование ртутно-выпрямительных установок для генерирования реактивной мощности, „Промышленная энергетика“, 1956, № 4.
42. W. Ostendorf, Der fremdgeführte Wechselrichter in Gegentakt-schaltung, *Arch. f. El.*, Bd XXXII, 1938, Н. 6.
43. Д. А. Завалишин, Ионный преобразователь частоты для регулирования скорости асинхронного двигателя „Электричество“, 1939, № 4.
44. Г. И. Шевченко, Стабилизация выходного напряжения ионного преобразователя частоты, „Электричество“, 1953, № 5.
45. Г. И. Шевченко, Режимы работы ионного преобразователя частоты, „Труды МЭИ“, вып. XIII, 1953.

46. Б. У. Умаров, Основные свойства независимого инвертора с емкостной коммутацией и добавочными вентилями, Диссертация, Средне-Азиатский политехнический институт, 1955.
47. В. А. Лабунцов, Самораскачивание ионного преобразователя частоты при нагрузке на асинхронные двигатели „Электричество“, 1954, № 6.
48. А. М. Сутормин, Исследование многофазного автономного инвертора, нагруженного на асинхронный двигатель, Диссертация, МЭИ, 1954.
49. Е. Керн, Бесколлекторный однофазный вентильный двигатель, *El. Bahnen*, 1931, № 11.
50. Keller, Das Belastungsdiagramm des Gleichstrom-Wechselstrom-Mutators, *BBC-Mitt.*, 1934, Н. 12.
51. А. М. Утевский и В. Н. Бак о, Исследование электромагнитных процессов в трехфазной схеме выпрямления звезда-зигзаг при нормальных и аварийных режимах, „Известия Академии наук СССР, ОТН“, 1953, № 11.
52. А. М. Утевский, Электромагнитные процессы при аварийных режимах, выпрямительных агрегатов (короткие замыкания и обратные зажигания), „Известия Академии наук СССР, ОТН“, 1949, № 2.
53. А. М. Утевский, К вопросу о методике исследования электромагнитных процессов в преобразовательных установках, „Известия Академии наук СССР, ОТН“, 1953, № 3.
54. В. Т. Енин, Основные характеристики инвертора с искусственной коммутацией при передаче энергии постоянным током высокого напряжения, Диссертация, Львовский политехнический институт, 1955.
55. J. K. Dortort, Extended Regulation Curves for 6-Phase Double-Way and Double-Wye Rectifiers, *Trans. of AIEE*, 1953, № 5.
56. R. L. Witzke, J. V. Kressler, J. K. Dillard, Influence of A-C Reactance on Voltage Regulation of 6-Phase Rectifiers, *Trans. of AIEE*, 1953, № 6.
57. R. L. Witzke, J. V. Kressler, J. K. Dillard, Voltage Regulation of 12-Phase Double-Way Rectifiers, *Trans. of AIEE*, 1953, № 11.
58. C. C. Herskind, H. L. Kellog, Rectifier Fault Currents. *Trans. of AIEE*, 1945, p. 145.
59. C. C. Herskind, A. Schmidt, C. E. Rettig, Rectifier Fault Currents II, *Trans. of AIEE*, 1949, p. 243.
60. В. П. Пименов и А. В. Поссе, Опрокидывание инвертора, „Электричество“, 1956, № 6.
61. D. R. Smith, Characteristics of Six-Phase Rectifiers from No-Load to Short Circuit, „*Engineer*“, 1955, № 5211, p. 824.
62. L. E. Jensen, C. E. Rettig, Regulator Curves and Transient Currents of Double-Way and Double-Wye Rectifiers, *Trans. of AIEE*, 1955, № 5.
63. Г. И. Шевченко и С. Г. Обухов, Применение дросселей насыщения для повышения предельной частоты работы преобразователя частоты, „Труды МЭИ“, вып. XXVII, 1956.
64. Г. И. Шевченко, Метод улучшения формы кривой выходного напряжения ионного преобразователя частоты, „Труды МЭИ“, вып. XVIII, 1956.
65. Ю. Г. Голстов, Электромагнитные процессы в выпрямительных установках с нелинейными анодными дросселями, „Известия АН СССР, ОТН“, 1950, № 2.
66. Г. В. Чалый, Е. Л. Эттингер и Е. М. Глух, Ионный возбудитель для генераторов Куйбышевской гидроэлектростанции, „Вестник электропромышленности“, 1956, № 2.
67. M. Demontvigner, Потребление реактивной мощности выпрямителями и инверторами в цепи постоянного тока, *Revue générale de l'El.*, 1950, № 12.

68. P. Ploeg, Ratings of Ignitron Tubes for A-C Control, The Welding Journal, 1955, № 10.

69. Ю. Г. Толстов, Контактные преобразователи, Изд. АН СССР, 1955.

70. И. И. Кантер, Регулирование преобразователя постоянного тока без применения селенового выпрямителя. Труды Саратовского автомобильно-дорожного института, вып. 12, 1953.

71. В. И. Емельянов, Электромагнитные процессы в трехфазной мостовой схеме, Диссертация, ЛПИ им. М. И. Калинина, 1947.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

Автотрансформатор в схеме выпрямления 76
 Активная составляющая коэффициента нагрузки 409
 Активно-индуктивная нагрузка 35
 Активные сопротивления обмоток 17
 Анодное сопротивление 17, 37
 Анодный делитель 146
 — контур 350
 — реактор 48, 245
 — ток 27
 Антипараллельное включение вентиля 436

Б

Базовая величина 31

В

Вентиль 9
 Вентильные обмотки 369
 Вентильный двигатель 461
 — каскад 458
 Взаимные потоки рассеяния 13, 14
 Внекоммутационный период 26
 Внешние секции зигзага 128
 Внешний реактор 43
 Внешняя характеристика выпрямителя 31, 32, 41, 43, 48, 301
 Внутренние секции зигзага 129
 Внутренний ток короткого замыкания 27
 — фазовый вентиль 258
 Внутренняя звезда зигзага 104
 — э. д. с. выпрямителя 295
 Восстановление сеточного запираания 351
 Восьмерочная схема включения преобразователя 435
 Время усреднения 277
 Всомогательный коммутирующий вентиль 350
 Встречная э. д. с. 9
 Встречное направление тока 27
 — напряжение инвертора 372

Встречно-параллельное включение вентиля 272
 Встречный ток 27
 Вторичные (анодные) токи 16
 Вторичный реактор 58, 59
 Второй коммутационный период (погасание вентиля) 28
 — угол коммутации 269
 Входная проводимость инвертора 407
 — характеристика 388
 Входной ток инвертора 403
 Вынужденный угол задержки 478
 Выпадение инвертора из режима 367
 Выпрямители однофазного тока 9
 — трехфазного тока 9, 10
 Выпрямитель 9
 Выпрямительное устройство 9
 Выпрямительно-инверторная характеристика 427
 Выпрямительно-регулирующая система 234
 Выпрямленное напряжение 31
 Выпрямленный ток 27
 Выходная характеристика преобразователя частоты 453

Г

Граничная частота инвертора 407

Д

Двойное перекрытие 480
 Двойной трехфазный режим 134
 Двойные импульсы 214
 Двухполупериодное инвертирование 368
 Двухстороннее преобразование тока 433
 Двухфазные двухполупериодные выпрямители 10, 25, 36
 Действующее значение вторичного тока 23
 — — первичного тока 25, 29
 Диаграмма Келлера 395
 Диапазон регулирования 188
 Длительность анодного тока 38
 Добавочный вентиль (шунтирующий) 19

Дополнительный анод 347

Е

Естественная коммутация 369
Естественный угол зажигания 240

З

Зависимый инвертор 367
— преобразователь частоты 444
Звезда—двойной зигзаг 127
Звено искусственной коммутации 349

И

Избыточная н. с. 99
Изолирующие трансформаторы 214
Импульсная электронная система управления 197
Импульсно-фазовое управление 191
Инвертирование тока 364
Инвертор, ведомый сетью 370
— с уравнительным реактором 422
Индукционный фазосмещатель 191
Ионное возбуждение синхронного генератора 309
Ионные выпрямители 9
— преобразователи 9
Ионный привод переменного тока 457
Искусственная внешняя характеристика 332
— коммутация тока 348, 442

К

Каскадная схема выпрямления 113
— — инвертирования 431
Каскадное соединение первичных обмоток 91
Катодный реактор 32, 44, 48
Коммутация тока 71
Коммутирующая э. д. с. инвертора 395
Коммутирующее напряжение 74
Коммутирующий конденсатор 350, 402
Компаундирование 142, 332
Компенсация намагничивающих сил 17
Контактный преобразователь 184
Косинусоида построения 169
Коэффициент волнистости 81
— заполнения 275
— интерполяции 316
— искажения 35, 85
— использования обмоток 94
— мощности 30, 34, 35, 181, 307
— нагрузки инвертора 403
— повышения расчетной мощности 34, 79
— распределения индуктивностей 496

Коэффициент реактивности 335
— скважности 272
— эффективности 354
Кривая напряжения на вентиле 245
— сеточного напряжения 189
— типовой мощности 273
Критический ток нагрузки 134
— угол коммутации 362
Круговая диаграмма преобразователя 343
Крутизна фронта импульса 201

Л

Линейное регулирование 207

М

Магнитная связь 26
Максимальное обратное напряжение 32
Максимальный угол опережения 362
Максимум прямого напряжения 416
Межвторичные потоки рассеяния 14
Междуанодное напряжение 387
Метод интерполяции 296, 301
Многофазное инвертирование 387
Мостовая схема 10, 319
Мостовой фазосмещатель 192
Мощность уравнительного реактора 139

Н

Нагрузочная диаграмма 273
Напряжение анод—катод 245
— на уравнительном реакторе 324
— питания инвертора 372
— смещения 185
— условного холостого хода 144
— холостого хода выпрямителя 31
Начало коммутации тока 28
Начальное значение обратного тока 92, 285
Начально-непрерывный ток 247, 289, 377, 391
— — циркуляционный ток 429
Начальный скачок обратного напряжения 32
Независимое зажигание 227
Независимый инвертор 370
— преобразователь частоты 449
Непосредственная искусственная коммутация 351
Неуправляемый выпрямитель 27
Номинальный ток короткого замыкания 32, 107
— — — нагрузки 106
Нулевой вентиль 255
— вывод трансформатора 25, 29

О

Ограничительная характеристика 389
Однонаправленный ток 11, 25
Однополупериодный выпрямитель 10, 18, 24
Опыт искусственного короткого замыкания 13
Относительное возрастание производной 285
Относительный коэффициент наклона внешней характеристики 108
Отпирющий импульс 292

П

Падение напряжения в дуге 30
— — — период коммутации 253
Параллельный инвертор 398
Параметры вентиля 32
Первичные токи короткого замыкания 16
Первичный реактор 58, 59
Первый коммутационный период (зажигание вентиля) 28
Период коммутации 72
— повторяемости 117
Пик-генераторы 222
— -дроссель 215
— -трансформаторы 204, 208, 226
Повторное зажигание дуги 370
Подмагничивание пик-дросселя 218
Подхватывающий анод 228
Полезное использование обмоток 240
Полная внешняя характеристика 467
Полные потоки рассеяния 13
Полный ток коммутации 104
— — короткого замыкания 28
Поправочный коэффициент к действующему значению тока 345
Последовательно-параллельный инвертор 398
Последовательный инвертор 398
Послекоммутационный угол 370
Постоянная времени нагрузки 23
Потенциал зажигания 73
Поток вынужденного намагничивания 61, 99
Предельный ток инвертора 392
Преобразование частоты 364
Преобразователи постоянного тока 465
— частоты 444, 446, 449
Прерывистый ток 19, 57
Приведенный первичный ток 24
Принцип наложения 27
Проектные параметры инвертора 381
Промежуточно-предельный ток 274
Прорыв сетки 515

Процесс коммутации 26, 34
Прямое напряжение, запираемое сетками 253
Прямой пробой 245
Прямолинейная коммутация 386
Прямоугольно-ступенчатая кривая первичного тока 168
Пульсации выпрямленного тока 41
Пусковая область 186
— характеристика 187

Р

Работа с опережающим углом 355
— — — отстающим углом 355
Разность фазовых напряжений 28
Распределение обмоток по стержням 11
Реактивная мощность инвертора 374
— составляющая коэффициента нагрузки 409
Реверсивный ионный привод 433
Регулировочная характеристика 234
Регулировочный автотрансформатор 150
Режим анодного ограничения 20
— короткого замыкания 11
— непрерывного тока 246
— прерывистого тока 246
— рекуперации 426
— сеточного ограничения 200
Резонансное зажигание 231
Резонансный режим нагрузки инвертора 406

С

Сглаживающий фильтр 9
Сеточный трансформатор 195
Система сеточного управления 189
— управления переменной частоты 202
— — электромагнитная 191
— — электромеханическая 191
— — электронная 191
Собственно 12-фазная схема 152
Собственные потоки рассеяния 13
Соединение обмоток в зигзаг 60
Сопротивление от взаимного потока рассеяния 67
— — собственного потока рассеяния 66
— приведенное к числу витков вторичной обмотки 13, 16
Сопряженная двухмостовая схема 309
— характеристика 427
Составляющая свободного режима 28
Составляющие индуктивных сопротивлений 17

Составляющие $\cos \phi$ действия переменного напряжения 242
 — — — постоянного напряжения 242
 Спад анодного тока 103
 Спирально-вмотанные обмотки 12, 15
 Среднее значение инвертируемого тока 380
 — — падения напряжения на стороне выпрямленного тока 49
 — — тока 23
 Среднепродолжительный ток 274
 Срез 205
 Стационарная составляющая переходного тока 20
 Ступенчатая искусственная коммутация 349
 Суммарное сопротивление обмоток 13
 Схема замещения 15, 25
 — с встречно-параллельными вентилями 271
 — — нулевым анодом 255
 — — — выводом 10, 255
 — — пик-трансформаторами 203
 — — симметричным управлением 261
 — со ступенчатым регулированием 257
 — трехфазного инвертора 375

Т

Типовая мощность автотрансформатора 78
 — — трансформатора 33, 34
 Типовые размеры трансформатора 110
 Тиратронно-конденсаторная схема 215
 Тиратронный электропривод 10
 Ток в обратноразветвленной фазе 504
 — при коротком замыкании в выпрямителе 496
 — — обратном зажигании в выпрямителе 503
 Трансформатор броневых типа 11
 — стержневого типа 11
 Трансформаторы, питающие выпрямители 11
 Трансформация постоянного тока 233
 Треугольник — шестифазная звезда 127
 Трехвентильная схема с нулевым анодом 260
 Трехлучевая схема замещения 16
 Трехпозиционный переключатель 151
 Трехфазный уравнительный реактор 358

У

Угол зажигания 37, 38, 45, 53
 — запаздывания 187
 — коммутации 26, 54
 — опережения 369
 Универсальные функции гармонических 336
 Уравнитель мгновенной мощности 447
 Уравнительный реактор 131, 143, 323
 — ток 125
 Установленная мощность конденсаторов 353
 Утроитель частоты 142

Ф

Фазовое управление 190
 Фазовый угол сдвига первой гармонической тока 35
 Фазорегулятор 187
 Фазосмещатель 187
 — активно-индуктивный 193
 — лампово-емкостный 194
 — мостовой 193
 Фактическая мощность, отдаваемая выпрямителем 43

Х

Характеристика инвертора 408
 Холостой ход выпрямителя 30

Ц

Циркуляционный ток 426

Ч

Частичные потоки рассеяния 64
 Частичный коэффициент трансформации 104
 — ток короткого замыкания 72
 Частота управления 465

Ш

Ширина импульса 189
 Шунтирующий вентиль 18

Э

Экзитроны и игнитроны 9
 Экономичность выпрямителей 184
 Электродинамическая прочность трансформатора 156
 Электромеханическая система управления 197
 Энергия индуктивности 21
 Эффективность действия нулевого вентиля 346
 — использования конденсаторов 44