

А. М. КУГУШЕВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ
П И Т А Н И Е
РАДИОУСТРОЙСТВ



ЛЕНИНГРАД

1935

ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ К КНИГЕ А. М. КУГУШЕВА
 „ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ПИТАНИЕ РАДИОУСТРОЙСТВ“.

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть
30	4 св.	\mathcal{E}	E
48	4 "	$= I_s$	$= I_s'$
63	7 "	$\frac{4}{\pi}$	$\frac{2}{\pi}$
63	9 "	$\frac{e_0}{R_1}$	$\frac{e_8}{R_1}$
97	9 "	$E_{2\phi}$	$\epsilon_{2\phi}$
97	14 "	$E_{2\phi}$	$\epsilon_{2\phi}$
146	14 "	ϵ_t	ϵ_1
178	14 сн.	$\frac{E}{aL}$	$\frac{E}{\omega L}$

Инж. А. М. КУГУШЕВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ П И Т А Н И Е РАДИОУСТРОЙСТВ

*Допущено ГУУЗ НКТП в качестве учеб-
ного пособия для ВТУЗ'ов*

Кугушев



ЛЕНИНГРАД

1 9 3 5

Учебник для студентов электротехнических вузов, специализирующихся по радиотехнике. В книге разобраны рабочие процессы в вентилях и в выпрямительных схемах в целом. Дается материал для расчета сглаживающих фильтров и других элементов, составляющих источники питания радиоустройств. Приведено несколько примеров, иллюстрирующих изложенный в книге материал. Книга может также служить руководством для радиоинженеров при проектировании радиоустройств.



131933

2 198/17

ПРЕДИСЛОВИЕ.

Содержание настоящей книги в основном составлено по лекциям, читаемым автором в Ленинградском электротехническом институте имени В. И. Ленина студентам радиоспециализации и соответствует программе специального курса „Электрическое питание радиоустройств“, утвержденной Комитетом по высшему техническому образованию при ЦИК СССР.

При составлении книги автор считал необходимым осветить более подробно некоторые отделы, чтобы тем самым дать возможность студентам заочных институтов пользоваться ею при самостоятельном изучении предмета.

Автор стремился не только придать настоящему труду характер учебника для студентов, но и систематизировать в нем материал, необходимый радиоинженеру при проектировании источников питания для радиоустройств.

А. М. Кукушев.

О Г Л А В Л Е Н И Е.

	Стр
Введение	
Глава I. Источники анодного питания.	
§ 1. Общие соображения	11
Виды источников питания. Характер нагрузки.	
§ 2. Динамомашины высокого напряжения	14
Особенности в устройстве их и схемы вспомогательной аппаратуры.—Пульсация напряжения.—Области применения.	
§ 3. Питание радиопередатчиков переменным током	23
Область применения.—Соотношение мощностей.	
§ 4. Выпрямители	25
Общие понятия.—Принцип устройства.	
§ 5. Классификация выпрямителей	30
Классификация по типу вентиляей.—Классификация по типу схем.	
Глава II. Главнейшие типы электрических вентиляей.	
§ 1. Кенотрон. Характеристики. Обратное зажигание	33
Механизм работы.—Нагрузка катода.—Внутреннее сопротивление.—Нагрузка анода.—Обратное зажигание и обратное напряжение.—Цепь накала.	
§ 2. Промышленные типы кенотронов и их выбор	44
Таблица с данными кенотронов.—Пример на расчет нагрузки кенотрона.—Потери на аноде при „плоском“ импульсе тока.	
§ 3. Механизм работы ртутного вентиля	49
Принцип работы.—Электронный и ионный ток.—Характеристики.—Обратный ток.—Полный ионизационный потенциал.—Зависимость его величины от внешних зарядов.	
§ 4. Обратное зажигание в ртутном вентиле и расчет допустимых нагрузок	55
Причины обратного зажигания.—Распределение характера паров ртути.—Влияние нагрузки.—Устройство анодных трубок.—Расчет допустимых нагрузок.	
§ 5. Устройство дежурного зажигания и типы стеклянных ртутных выпрямителей	60
Принципиальные схемы.—Расчет элементов дежурного зажигания.—Типы ртутных колб.	
§ 6. Устройство металлических ртутных выпрямителей	67
Преимущества металлических выпрямителей.—Детали устройства.	

§ 7.	Газотрон. Принцип работы	71
	Основное отличие газотрона от ртутного вентиля.—Характеристики.	
§ 8.	Устройство газотрона	77
	Конструкция анода.—Конструкция катода.	
§ 9.	Промышленные типы газотронов и правила эксплуатации их .	82
	Типы газотронов.—Выбор их.—Уход во время эксплуатации.	
§ 10.	Общее сравнение всех типов вентилях, области их применения и перспективы их совершенствования	85
	Сравнение главнейших типов вентилях.—Новые типы вентилях (Игнайтрон, вентиль Маркса).	

Глава III. Схемы выпрямления переменного тока.

§ 1.	Основные соотношения для схем с постоянной слагающей тока в фазных обмотках	94
	Соотношение напряжений.—Соотношение токов и мощностей.—Коэффициент использования мощности.	
§ 2.	Схема из двух трехфазных звезд с междуфазным дросселем .	102
	Принцип действия.—Основные соотношения.—Внешняя характеристика и расчет междуфазного дросселя.	
§ 3.	Трехфазная каскадная схема выпрямления	110
	Принцип действия.—Основные соотношения.—Использование части выпрямленного напряжения.	
§ 4.	Схемы Гретца	115
	Однофазная схема и ее соотношения. Трехфазная схема и принцип работы ее.—Диаграммы и основные соотношения.—Соединение трансформатора по схеме Λ / Δ — Использование части выпрямленного напряжения.	
§ 5.	Многокаскадные схемы выпрямления	124
	Схемы с 9 вентилями и их соотношения.—Схема с 8 вентилями и с разделенными фазами.—Ее соотношения.	
§ 6.	Схемы по типу Грейнахера	132
	Однофазная двухполупериодная схема и ее соотношения.—Видоизменения основной схемы.—Ток короткого замыкания и внешняя характеристика.—Многофазные схемы.	
§ 7.	Общее сравнение выпрямительных схем и области их практического использования	140
	Сравнение всех схем.—Таблица их.	
§ 8.	Форма и величина первичного тока	142
	Отсутствие постоянной слагающей в первичном токе. Определение формы и действующего значения первичного тока.	
§ 9.	Расчетная мощность первичной обмотки. Габаритная мощность. Расчетная мощность питающей сети	145
	Соотношение мощностей в простой двухполупериодной схеме.—Соотношения мощностей в многофазных схемах.—Влияние сглаживающего фильтра на соотношение мощностей.	
§ 10.	Падение выпрямленного напряжения от омического сопротивления и магнитного рассеивания в трансформаторе	157
	Общие соображения.—Падение напряжения за счет индуктивности.—Падение напряжения от омического сопротивления.—Расчет падения напряжения по характеристике короткого замыкания.	

§ 11. Поток вынужденного намагничивания	170
Постоянный поток вынужденного намагничивания.—Возникновение и компенсация переменного потока вынужденного намагничивания.	

Глава IV. Сглаживающие фильтры.

§ 1. Общие соображения	175
Назначение сглаживающего фильтра.—Метод анализа вентильных цепей.	
§ 2. Цепь однополупериодного выпрямителя с дросселем	176
Анализ в общем виде.—Случай применения кенотрона и ртутного вентиля. Выводы.	
§ 3. Цепь однополупериодного выпрямителя с конденсатором	179
Общие уравнения.—Влияние ионизационного потенциала.—Пропуски работы отдельных периодов и фаз.—Выводы.	
§ 4. Выпрямительная цепь с Г-образным фильтром	184
Общие уравнения.—Случай $\omega_0 \geq \omega$.—Выводы.	
§ 5. „Анодный“ и „катодный“ дроссель	193
Физическая связь между действием анодного и катодного дросселя.—Форма токов.—Практическое значение схемы включения дросселей.	
§ 6. Коэффициент пульсации и коэффициент фильтрации	195
Основные определения.—Коэффициент пульсации в общем виде.—Влияние гармоник и неравномерности фазных напряжений.	
§ 7. Основные требования, предъявляемые к фильтру; практические схемы фильтров и принципы их расчета	200
Практические величины допустимых коэффициентов пульсации.—Дополнительные требования, предъявляемые к фильтру.—Расчет фильтра по формулам переменного тока стационарного режима.—Пример.—Внешняя характеристика.	
§ 8. Расчет Г-образного фильтра	205
Вывод формулы для коэффициента фильтрации.—Выбор волнового сопротивления по экономическим соображениям.—Пример.	
§ 9. Проверка расчета Г-образного фильтра на демодуляцию	209
Эквивалентная схема и основные определения.—Поверочные формулы.	
§ 10. Проверка расчета Г-образного фильтра на коэффициент использования мощности трансформатора и на амплитуду тока через вентиль	214
Влияние фильтра на соотношение мощностей и токов.—Поверочные формулы.	
§ 11. Проверка расчета Г-образного фильтра на неустановившийся режим токов и напряжений	218
Случай I—включение.—Вывод основных формул для перенапряжений и бросков тока.—Случай II—выключение.—Вывод поверочных формул.	
§ 12. Проверка расчета Г-образного фильтра в режиме телеграфной манипуляции	230
Общие соображения.—Форма сигнала.—Поверочные формулы и их вывод.—Дополнительные меры против перенапряжений.	

§ 13.	Расчет П-образного фильтра	236
	Метод расчета.—I случай, когда внутреннее сопротивление равно нулю.—II случай — анализ в общем виде.—Расчетные формулы и графики.—Соотношение мощностей и токов в трансформаторе.	
§ 14.	Конструктивный расчет дросселя для сглаживающего фильтра	251
	Особенности при расчете дросселей для фильтра.—Экономические соображения, вводимые в расчет.—Расчетные формулы. Проверка длины зазора.—Конструктивное оформление.	
§ 15.	Выбор конденсаторов для сглаживающего фильтра	262
	Основные типы конденсаторов и их устройство.—Значение утечки и диэлектрических потерь.	

Глава V. Дополнительные устройства, применяемые в анодных выпрямителях.

§ 1.	Параллельная работа выпрямителей	269
	Параллельная работа кенотронов.—Устройства для осуществления параллельной работы ртутных выпрямителей. Расчет уравнительных дросселей.—Схема для параллельной работы газотронных выпрямителей.	
§ 2.	Регулирование выпрямленного напряжения	284
	Общие соображения.—Регулирование помощью омических сопротивлений и дросселей.—Потенциальный регулятор и „шуб-трансформатор“.	
§ 3.	Тиратроны	291
	Принцип действия.—Коэффициент сеточного управления.	
§ 4.	Применение тиратронов для регулировки напряжения	294
	Регулировка постоянным и переменным сеточным напряжением.—Вывод формул для выпрямленного напряжения и коэффициента пульсации.	
§ 5.	Работа тиратронного выпрямителя на сглаживающий фильтр	302
	Общие соображения.—Условия применения формул переменного тока.—Влияние фильтра на выпрямленный ток.	
§ 6.	Внешняя характеристика и коэффициент мощности тиратронного выпрямителя	312
	Отличие внешней характеристики при наличии фильтра.—Формулы для ее построения.—Пример.—Коэффициент мощности.	
§ 7.	Применение тиратронов в схемах Гретца и каскадной. Расчет сеточной цепи	319
	Основные формулы.—Расчет сеточных напряжений и фазового сдвига.—Пример.	
§ 8.	Ограничение токов короткого замыкания при обратном зажигании	333
	Основные формулы.—Применение реактивных катушек.—Пример.—Другие способы ограничения токов короткого замыкания.	

Глава VI. Источники питания цепи сетки и цепи катода.

§ 1.	Элементы сеточной цепи	344
	Устройство гридлика.—Источники независимого смещения.—Рабочий режим их.	

§ 2.	Выбор источников смещения и расчет сглаживающего фильтра . Расчет мощности источника.—Расчет сглаживающего фильтра.— Явление демодуляции при наличии динаatronного эффекта.	352
§ 3.	Накал катода Электронный и магнетронный эффекты.—Меры устранения их влияния.—Соображения о расчете сглаживающего фильтра.— Соображения о пусковом устройстве накала мощных ламп.	359

Глава VII. Примеры расчетов.

§ 1.	Общие соображения о конструктивном оформлении выпрями- тельных устройств и о расчете трансформаторов Оформление мощных и маломощных выпрямителей.—Формулы для расчета трансформаторов.	365
§ 2.	Примерные расчеты трансформаторов Трансформатор для маломощного выпрямителя с П-образным фильтром.—Трансформатор для двухполупериодного выпрями- теля 1000 вольт 0,5 амп.—Трехфазный трансформатор для вы- прямителя 4000 вольт 1 амп.	382
§ 3.	Примерные расчеты дросселей Дроссель для П-образного фильтра.—Дроссель 21,5 генри, 0,5 амп.—Дроссель для мощного выпрямителя.	392
§ 4.	Примерные расчеты выпрямителей Выпрямитель для анодной цепи приемника.—Выпрямитель с регулировкой напряжения 1000—200 вольт.—Выпрямитель для радиотелефонного передатчика коммерческой связи.— Мощный выпрямитель для радиотелефонного и радиотелеграф- ного передатчика.	403

ВВЕДЕНИЕ.

Увеличение мощности современных радиостанций, а также усложнение их устройства, в связи с применением многокаскадных схем, привели к тому, что вопросы электрического питания передатчиков образовали самостоятельную отрасль техники. То же в известной мере относится и к источникам электрического питания радиоприемных устройств и усилителей радиоузлов.

Главнейший тип радиопередатчика настоящего времени в основном состоит из катодного генератора, который в то же время является преобразователем постоянного тока в переменный ток высокой частоты. Таким же преобразователем, по существу дела, является и усилитель в радиоприемном устройстве.

Катодная лампа, являясь основным элементом всех этих устройств, в рабочем режиме, помимо подвода основной энергии (анодной), требует еще на свое питание источника электрической энергии для цепи накала и сеточного смещения.

Для источников постоянного тока катодный передатчик и усилитель являются специфической нагрузкой. Ее специфичность обуславливается наличием модуляции при радиотелефонной передаче или при передаче изображений и наличием манипуляции при телеграфной работе, особенно при быстродействующей. В конечном счете такой вид нагрузки может быть сведен к виду переменной нагрузки, причем периодичность изменений ее оказывается в пределах от десятых долей секунды до тысячных долей и даже ниже.

Режим переменной нагрузки ии для какого источника энергии не может быть выгодным, в особенности, если частота ее изменений имеет от 50 до 10000 периодов в секунду, как это бывает в радиотелефонных передатчиках. Такой характер нагрузки требует постоянства напряжения, отсутствия внутренней реакции и малой постоянной времени отдельных цепей источника. Помимо независимости напряжения от нагрузки, мгновенное напряжение источника должно быть в высшей

степени постоянным и не содержать пульсаций. Отступление от этих основных требований допустимо только в редких случаях.

Источники электрического питания радиоустройств с катодными лампами могут быть разделены на следующие группы:

1. Источники анодного питания—преимущественно с постоянным напряжением.
2. Источники сеточного смещения—обязательно с постоянным напряжением.
3. Источники накала катодов ламп; в одинаковой степени они могут быть как с постоянным напряжением, так и с переменным.

Что же касается радиопередатчиков с машинами высокой частоты, выходящих за пределы нашей темы, то для них основным источником энергетического питания является двигатель, в частности электромотор постоянного тока. Такой электромотор применяется обычно и тогда, когда питающая сеть имеет переменное напряжение. В этом случае ставится мотор-генератор и делается это в связи с тем, что число оборотов у электромотора постоянного тока легче регулировать. Постоянство же оборотов диктуется необходимой стабильностью частоты.

В виду большой важности для инженерной практики описания конструкций и работы источников питания, а также важности рационального проектирования основных элементов этих устройств, представляется совершенно необходимым дать всему этому достаточное освещение и систематизировать уже накопленный материал.

ГЛАВА I.

ИСТОЧНИКИ АНОДНОГО ПИТАНИЯ.

§ 1. Общие соображения.

Источниками анодного питания для радиопередатчика могут быть: динамомашина постоянного напряжения, выпрямитель, аккумуляторы и, в некоторых случаях, трансформатор переменного тока. Для радиоприемных устройств используются: выпрямитель, аккумуляторы и, в некоторых случаях, электрические элементы. Последние иногда употребляются и для передатчиков очень малой мощности специального назначения—как, например, на автоматических приборах метеорологии и др.

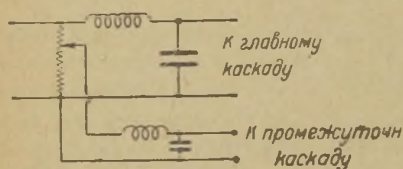
Передатчиками малой мощности будем называть передатчики мощностью меньше 100 ватт в антенне. Передатчики с мощностью от 100 ватт до одного киловатта в антенне будем относить к передатчикам средней мощности и, наконец, передатчики с мощностью свыше одного киловатта будем определять, как мощные передатчики. В первых передатчиках применяются анодные напряжения порядка 100—1000 вольт, во вторых—от 1000 до 3000 вольт, и в третьих—от 3000 до 10000 вольт, а иногда и выше (до 18000 вольт в американской практике).

Для радиоприемников и усилителей мощных радиоузлов применяемые анодные напряжения лежат в пределах 100—3000 вольт, а потребная мощность источников анодного питания исчисляется от единиц ватт до нескольких киловатт.

Анодная цепь как современного передатчика, так и радиоприемного устройства по большей части требует не одного, а нескольких напряжений для питания отдельных каскадов. В этих случаях часто применяется один источник с потенциометром в цепи постоянного тока. Потенциометр используется для деления напряжения и имеет отводы для питания соответствующих каскадов.

В передатчиках, стабилизированных кварцем, питание анодной цепи задающего каскада рекомендуется производить от аккумуляторов. Такой способ повышает постоянство частоты передатчика. Оно тем более необходимо, что напряжение на аноде кварцевого генератора сильно отличается от анодного напряжения более мощных каскадов.

Когда применяется выпрямитель с потенциометром, то для уничтожения электрической связи между различными каскадами, полезно ставить отдельные сглаживающие фильтры, как показано на фиг. 1. Расчет потенциометра часто облегчается тем обстоятельством, что потребляемые токи обычно имеют постоянную величину. Расход энергии на потенциометр в мощ-



Фиг. 1.

ных передатчиках не превосходит 1—10% от полной энергии источника, тогда как в маломощных передатчиках и, особенно, в радиоприемных устройствах он может составить большую часть всей энергии источника.

Говоря об источниках анодного питания передатчиков, как об источниках основной энергии, преобразуемой в колебания высокой частоты и излучаемой антенной, необходимо отметить, что в большинстве современных устройств расход ее сохраняется постоянным во все время включения передатчика, т. е. он имеет одинаковую величину как во время самой передачи, так и во время ее пауз. Разумеется, что расход энергии во время пауз является бесполезным. Поэтому имеется стремление, где это только возможно, исключить этот бесполезный расход энергии путем применения тех или иных усовершенствований системы радиопередатчика. В частности, можно указать на телефонные передатчики с излучением одной боковой полосы частот и на передатчики с так называемым постоянным коэффициентом модуляции. Источник анодного питания подобных передатчиков нагружается лишь в моменты самой передачи и остается почти разгруженным во время пауз ее. Эта экономическая выгода, ценная не только для мощных, но даже и для самых маломощных передатчиков, в которых она позволяет значительно дольше пользоваться, например, анодной батареей, тем самым облегчая осуществление изливой радиосвязи в отдаленных районах, вызывает, однако, некоторые технические затруднения при осуществлении необходимого источника питания.

Основная особенность в устройстве источника анодного питания для отмеченных передатчиков заключается в том, что они претерпевают нагрузку, изменяющуюся одновременно как с частотой в несколько периодов в секунду, так и с частотой в сотни и тысячи периодов. На фиг. 115 главы IV показана диаграмма анодного тока, потребляемого подобным передатчиком от источника энергии. Разумеется, при расчете такого источника необходимо озаботиться созданием малого внутреннего сопротивления его, как для постоянной слагающей, так и для переменных слагающих потребляемого от него тока, для того, чтобы напряжение на его зажимах оставалось примерно постоянным за все время изменения анодного тока. С другой стороны, при расчете необходимо учесть, что источник данного типа передатчика значительную часть времени включения работает в холостом ходе. Это позволяет уменьшить его габарит, что уменьшает, в свою очередь, стоимость первоначальных затрат и резерва, и что важно для передвижных радиостанций, в которых экономия веса играет решающую роль.

Рассчитаем для примера анодную мощность передатчика, работающего обычным способом, т. е. с излучением энергии во время пауз. Пусть анодное напряжение и ток в этом случае составляют E_0 и I_0 . При модуляции (сеточной) анодный ток будет изменяться в пределах от 0,1 до $2I_0$ со звуковой частотой, т. е. $50 \div 10\,000$ пер/сек, в отсутствии же модуляции он остается равным I_0 . Установив параллельно зажимам источника конденсатор достаточной емкости, мы можем izbavit источник от прохождения по нему пульсации тока. В таком случае его мощность определится просто в виде

$$P_0 = E_0 I_0.$$

Для второго случая работы передатчика анодный ток при установившейся модуляции не отличается от предыдущего, а потому и потребляемая мощность во время модуляции им будет та же. В отсутствие же модуляции мощность практически близка к нулю. Обычно время пауз занимает большую часть времени работы передатчика (в среднем не менее $60 \div 70\%$ всего времени). По этой причине за нормальную мощность источника для работы передатчика во втором случае можно принять величину, примерно,

$$P_0 = 0,75 I_0 E_0.$$

В режиме установившейся модуляции такой источник анодного питания окажется перегруженным, примерно, на 30% , однако,

всегда можно рассчитывать, что эта перегрузка в течение 30 минут вполне допустима для всякого рода источников анодного питания. Время же 30 минут вполне достаточно для всех испытаний передатчика в режиме установившейся модуляции.

Подобные вопросы расчета мощности источника анодного питания могут встретиться и в радиоприемных устройствах. В частности, применяемые на трансляционных подстанциях мощные усилители низкой частоты работают по пушпульной схеме, при которой анодный ток ламп мал, если на сетке нет соответствующего возбуждения.

§ 2. Динамомашинны высокого напряжения.

Для питания анодных цепей катодных ламп радиопередатчиков возможно применение высоковольтных машин постоянного тока. В последнее время в области построения высоковольтных машин постоянного тока достигнуты значительные успехи, и имеется ряд радиостанций, где установлены такие машины с напряжением в 10—12 киловольт.

Развитие конструирования высоковольтных машин встречает, однако, затруднения и прежде всего—в связи с трудностями осуществления коллектора, который в таких машинах должен быть построен с большим числом пластин и с изоляцией между пластинами на большое напряжение.

В эксплуатации такие машины также представляют известную сложность, в частности из-за возникновения так называемого кругового огня на коллекторе, который по существу является вольтовой дугой, возникающей вдоль поверхности коллектора между щетками разного знака. Возникновение его обусловлено толчками тока и, в частности, он появляется при коротких замыканиях. При коротком замыкании, вследствие ухудшения коммутации и усиленного искрообразования под щетками, искры легко перекидываются от одной пластины коллектора на другую, следствием чего и является сплошная дуга по коллектору.

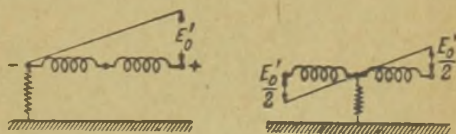
Основные трудности выполнения высоковольтной динамомашинны могут быть при ее конструировании преодолены специальными мерами. В связи с этим основная конструкция динамомашинны высокого напряжения характеризуется применением 2 коллекторов, с отдельными обмотками на одном якоре и независимым возбуждением от постороннего источника с низким напряжением.

Напряжение между соседними пластинами коллектора в машинах большой мощности, порядка 1000 kW, может быть допущено не более 25—35 вольт. В машинах на несколько десятков киловатт это напряжение может быть увеличено до 100 вольт, и даже имеются конструкции динамомашин, при которых это напряжение составляет 600 вольт. Напряжение на единицу длины коллектора нельзя допускать больше известной величины (в среднем на 1 сантиметр длины окружности коллектора допускается напряжение порядка 100 вольт). Отмеченные обстоятельства, в связи с большим напряжением машины, требуют применения коллектора с большим диаметром; однако, помимо электрической стороны, он определяется и механической прочностью. Чтобы не была превзойдена механическая прочность крепления пластин коллектора, окружная скорость на его поверхности может быть допущена не более 50 метров в секунду. Изоляция между пластинами коллектора имеет толщину в среднем 1—1,8 мм. Перечисленные данные позволяют окончательно выбрать наиболее выгодный диаметр коллектора динамомашин. В связи с большими окружными скоростями и нагреванием поверхности коллектора от трения щеток приходится применять специальные меры для его охлаждения. В качестве одной такой меры служит обдувание воздухом, чем одновременно достигается очищение поверхности коллектора от пыли. Для меньшего нагревания коллектор должен быть расположен вне магнитного поля индукторов.

Изоляция корпуса динамомашин от земли делается на полное напряжение при помощи специальных изоляторов под фундаментной плитой, или применением асфальтового пола. Со-

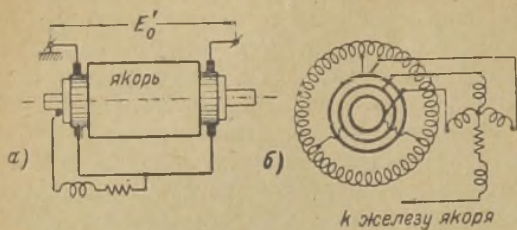
единительная муфта между валом динамомашин и валом электромотора делается с той же целью из эбонита или другого, подобного ему, изолирующего материала.

Изоляция обмотки якоря от корпуса самого якоря осуществляется на половинное напряжение, но зато средняя точка этой обмотки через сопротивление соединяется с корпусом якоря. Это необходимо для того, чтобы потенциал обмотки равномерно распределился относительно тела якоря. На фиг. 2 показаны диаграммы распределения потенциала обмотки относительно тела якоря в двух случаях. Первая диаграмма отно-



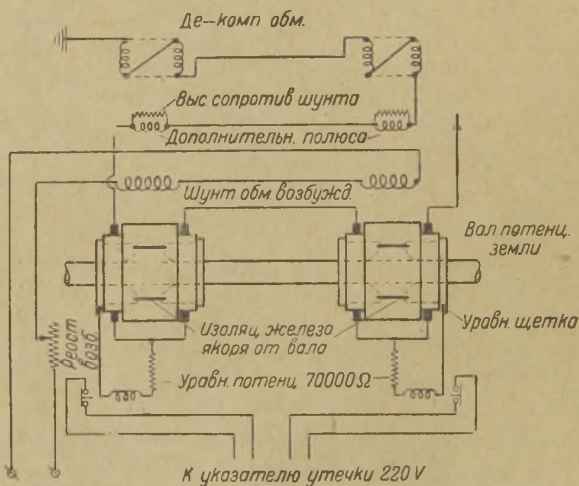
Фиг. 2.

сится к тому случаю, когда с телом якоря соединен один конец обмотки якоря, а другая — к случаю, когда с телом якоря соединена середина обмотки. Если в первом случае изоляции обмотки требуется на E_0' , то во втором случае только на $\frac{E_0'}{2}$. Среднюю точку обмотки двухколлекторной динамомашинной соединяют с телом якоря через сопротивление для того, чтобы избежать токов



Фиг. 3.

короткого замыкания при случайном пробое изоляции. В одноколлекторных динамомашинных средняя точка обмотки якоря может быть создана искусственным путем, при помощи так называемого делителя напряжения Доливо-Добровольского.



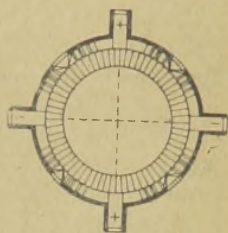
Фиг. 4.

Схема такого делителя показана на фиг. 3-б. Для ее осуществления на валу динамомашинной устанавливаются три изолированных кольца, к которым подводятся три точки обмотки якоря, сдвинутые друг относительно друга по окружности на 120° . К кольцам через посредство щеток присоединяются

три дросселя, включенные по схеме звезды, нулевая точка которой через сопротивление присоединяется к телу якоря. Так как на зажимах этих колец мы имеем три синусоидальных напряжения, сдвинутые друг относительно друга на 120° , то ток, идущий от них в дроссели, может быть сделан сколь угодно малым и является током практически реактивным.

На фиг. 4 показано схематическое осуществление двухколлекторных машин высокого напряжения с независимым возбуждением от вспомогательной динамомашины, находящейся обычно на одном валу с главным якорем.

Дополнительной конструктивной деталью, применяющейся в машинах высокого напряжения, являются экраны для борьбы с круговым огнем. Экран по системе Якоби (см. фиг. 5) располагается над коллектором и распределяет электрические силовые линии в радикальном направлении. Вследствие этого перемещение дуги вдоль коллектора ограничивается. Кроме того внутренняя поверхность экрана, обращенная к коллектору, покрывается слоем изолирующего материала, вследствие чего вольтова дуга уже совершенно лишается возможности возникновения. Помимо этого, для той же цели применяются так называемые кольцевые барьеры, расположенные в виде колец коаксиально с коллектором и изолирующие щетки разных знаков.



Фиг. 5.

Напряжение, даваемое динамомашинной постоянного тока, является, вообще говоря, напряжением пульсирующим, и это обстоятельство, до известной степени, ограничивает применение динамомашин для непосредственного питания анодной цепи радиопередатчика. Причин пульсаций несколько. Первая причина, вызывающая пульсацию напряжения, это эксцентричность якоря динамомашинной, вследствие которой воздушный зазор между зубцами якоря и полюсными наконечниками во время одного оборота якоря меняется. Частота этой пульсации равняется числу оборотов вала динамомашинной в одну секунду, ¹⁾ величина же ее—порядка 1%.

Следующей причиной пульсации напряжения является наличие зубцов на поверхности якоря. Если длина полюсного наконечника не кратна длине зубцового деления, то при вра-

¹⁾ При одной паре полюсов.

щении якоря средняя длина воздушного зазора будет меняться. Если при одном положении под полюсным наконечником находятся три зубца, а при повороте якоря на некоторый угол — четыре зубца, то это равносильно изменению средней длины воздушного зазора. Если число зубцов равняется z , а число оборотов в одну секунду n , то частота пульсации, зависящая от наличия зубцов на поверхности якоря, равна

$$f_z = n \cdot z.$$

Помимо отмеченных причин, пульсация может быть вызвана процессами коммутации и, отчасти, вибрацией щеток при вращении коллектора. Последнее совершенно понятно, если учесть то обстоятельство, что при переходе с одной пластины на другую щетка претерпевает радиальное перемещение, и тем самым изменяется плотность контакта. При самом процессе коммутации пульсация возникает по двум причинам: 1) вследствие изменения э. д. с. динамомшины от перекрывания щетками части секций обмотки якоря и 2) вследствие э. д. с. индукции, обусловленной токами в короткозамкнутых секциях. Частота пульсации, обусловленная изменением напряжения, равна $f_k = k \cdot n$, где k — число коллекторных пластин. Величина же этой пульсации по Ариольду может быть выражена в процентах от полного напряжения формулой

$$\operatorname{tg}^2 \left(\frac{36^\circ}{4k} \right) \cdot 100\%.$$

Частота пульсации, обусловленная индукцией от токов короткого замыкания, выражается формулой

$$f_k = k \cdot n.$$

Уменьшение пульсации достижимо как конструктивными мерами, так и с помощью применения сглаживающих фильтров. Число пазов якоря, приходящееся на пару полюсов, должно быть обязательно числом нечетным. Это уменьшает пульсацию от наличия зубцов на поверхности якоря. Для уменьшения этой же пульсации полезно применение косых пазов или скашивание полюсных наконечников. Для уменьшения пульсации, возникающей по коммутационным причинам, необходимо большое число пластин коллектора (не менее 10—12 на пару полюсов), устройство дополнительных полюсов, нечетное число коллекторных пластин, приходящееся на один паз. Применение успокоительных обмоток на полюсных наконечниках и

в пазах якоря тоже ослабляет пульсацию и, кроме того, такие обмотки полезны в смысле борьбы с круговым огнем.

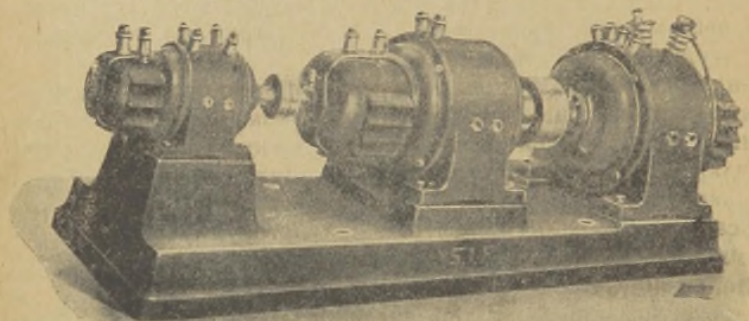
Для выбора сглаживающего фильтра необходимо иметь данные, касающиеся величины пульсации и ее частоты. Наибольшую величину имеет пульсация коммутационная. Ее частота может быть вычислена по указанной выше формуле и для обычных машин лежит в пределах от 1000 до 3000 периодов. Амплитуда ее составляет 5% от напряжения машины и в некоторых случаях даже может быть больше. Пульсация от наличия зубцов имеет частоту порядка 500—1500 периодов и амплитуду от 2 до 5%. Пульсация от эксцентриситета якоря у обычных машин составляет 15—50 периодов в секунду и амплитуда—около 1%.

В виду наличия индуктивности якоря приходится применять в цепи динамомашинны высокого напряжения, питающей аноды катодных ламп, конденсатор для уменьшения так называемой демодуляции и перенапряжений, могущих возникнуть при манипуляции (см. главу IV). С этой точки зрения применение конденсатора было бы обязательно и в том случае, если бы динамомашинна давала абсолютно постоянное, не пульсирующее напряжение.

Недостатком динамомашин высокого напряжения, помимо сложности конструкции, вызывающей большую стоимость изготовления, является большая стоимость ремонта. Кроме того недостатком их является усложнение вспомогательной аппаратуры и, в частности, аппаратуры для автоматического выключения динамомашинны при аварии. Это выключение производится путем снятия возбуждения, снять которое достаточно быстро нельзя из-за большой постоянной времени цепи возбуждения. Наконец, динамомашинна высокого напряжения представляет большую опасность для обслуживающего персонала, нежели другие источники высокого напряжения, как, например, выпрямители.

Наибольшим распространением до последнего времени динамомашинны в качестве источника анодного питания радиопередатчиков пользовались в Германии, причем в качестве дублирующей установки, применялся кенотронный выпрямитель. За последнее время на германских радиостанциях отказываются от динамомашинны и переходят к применению высоковольтных выпрямителей в металлических корпусах. Что касается Англии, то для примера можно указать на четырехколлекторную динамомашинну, установленную на одном из передатчиков в Лондоне. Кроме того, мощная радиостанция Регби

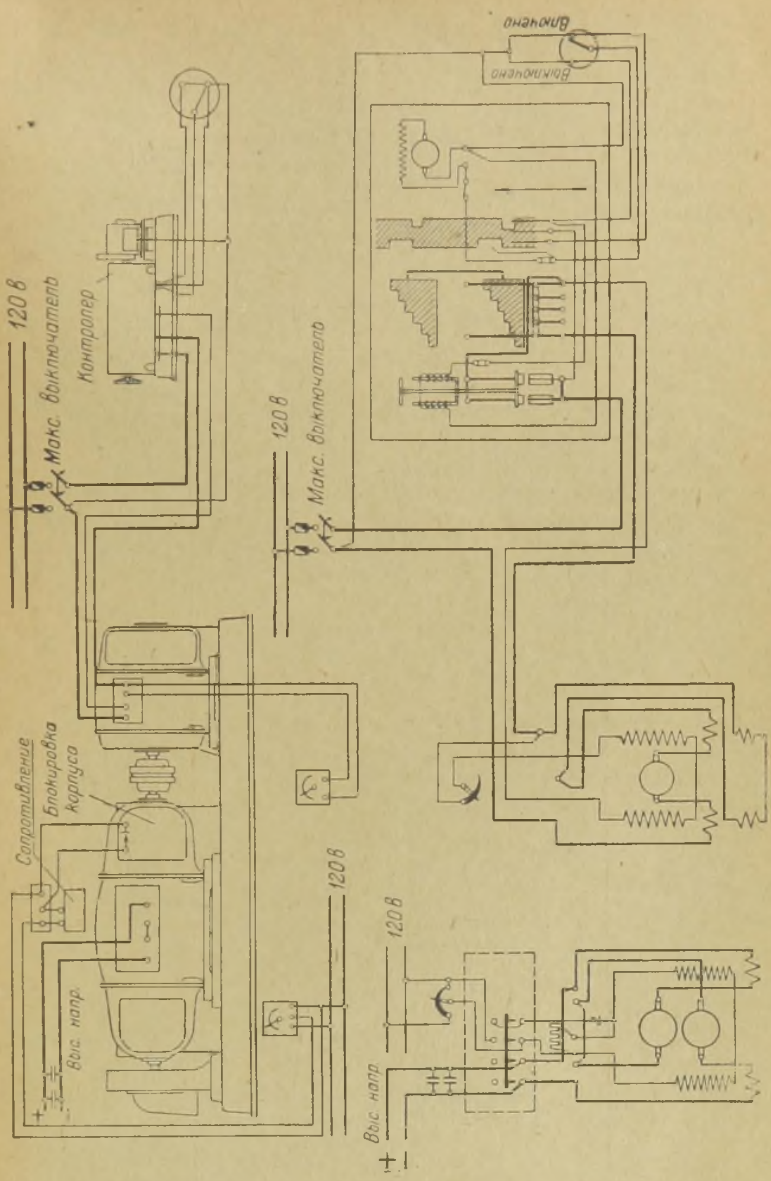
первоначально имела, в качестве источника анодного напряжения, шесть динамомашин в последовательном соединении, с общим напряжением 9000 вольт. В Америке от применения динамомашин высокого напряжения отказались, особенно теперь, в связи с развитием техники производства газотронов. В СССР имеется одна мощная установка с машиной высокого напряжения 10 000 вольт, с резервом в виде кенотронного выпрямителя (коротковолновый передатчик на Октябрьской радиостанции).



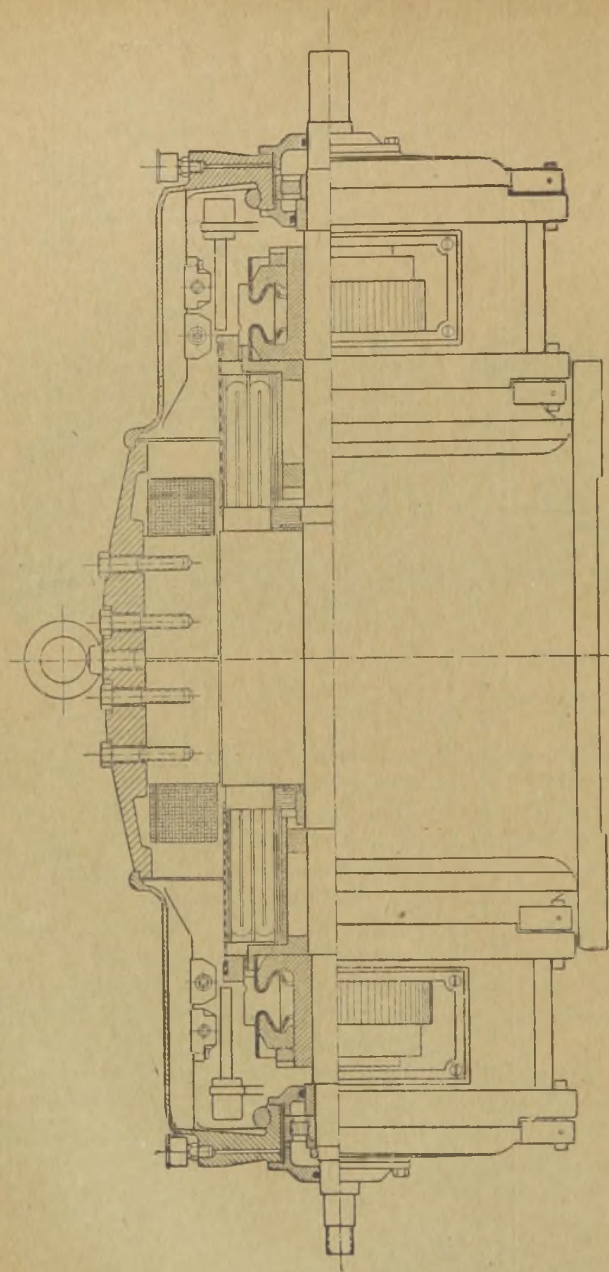
Фиг. 6.

Несмотря на то, что динамомашины высокого напряжения в настоящее время не могут конкурировать с выпрямительными устройствами для передатчиков большой мощности, их применение для передатчиков малой и средней мощности в некоторых случаях может оказаться более целесообразным. В частности, они находят широкое применение в судовых, авиационных передатчиках, и на передатчиках, расположенных далеко от баз технического снабжения. В отношении снабжения эксплуатационным расходным материалом динамомашин, без сомнения, более выгодна, нежели выпрямительное устройство, требующее обычно смены вентиляей.

На фиг. 6 приведена фотография динамомашин, применяемой на судовых передатчиках. На следующей фиг. 7-а показана схема динамомашины высокого напряжения, из которой видно, что возбуждение для индуктора главного якоря берется от сети 120 вольт. На фиг. 7-б дан продольный разрез двухколлекторной динамомашины.



Фиг. 7-а.



Фиг. 7-б.

§ 3. Питание радиопередатчиков переменным током.

Питание анодной цепи радиопередатчиков переменным напряжением при низкой частоте иногда употребляется в мало-мощных телеграфных передатчиках для осуществления так называемой тональной передачи. Применение такого питания в передатчиках большой мощности не может быть допущено, так как, помимо нерационального использования энергии, оно влечет за собой излучение широкого спектра частот.

Питание переменным током высокой частоты, например, в 10 000 периодов, принципиально допустимо и для радиотелефонных передатчиков, поскольку дополнительная модуляция будет выходить за пределы физиологического восприятия. Однако, в силу причин, указанных выше, и в силу большой стоимости машин высокой частоты, оно не может быть признано целесообразным.

При питании переменным напряжением использование мощности источника, в данном случае трансформатора, а также и самого генератора, получается неполным. Если обратиться к схеме, данной на фиг. 8, с диаграммами анодного тока и напряжения, то можно написать следующие выражения для активной и кажущейся мощности источника и питания:

$$P = \frac{E_1 I_1}{2} = \frac{E \cdot \frac{I}{2}}{2} = \frac{EI}{4}$$
$$P_k = \varepsilon J = \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I}{2} = \frac{EI}{2\sqrt{2}}$$
$$\frac{P}{P_k} = \frac{1}{\sqrt{2}} < 1.$$

В этих выражениях активная мощность находится, как полупроизведение амплитуд первой гармоники напряжения на первую гармонику тока, кажущая же мощность является произведением действующих значений полного напряжения и тока. При синусоидальном напряжении, в силу униполярной проводимости анодной цепи катодного генератора, анодный ток получается несинусоидальным, в виде однополупериодного синусоидального импульса. Действующее значение такого тока равно половине амплитуды его, а действующее значение первой гармоники его еще в $\sqrt{2}$ раз меньше. В силу этого, несмотря даже на то, что эквивалентное сопротивление анодной

цепи катодного генератора мы принимаем как чисто активное, отношение активной мощности к кажущейся мощности меньше единицы. С подобным явлением мы сталкиваемся всегда, когда в цепи возникает несинусоидальный ток, отличающийся по форме от напряжения.

Так как кажущаяся мощность является расчетной мощностью, т. е. такой, которая определяет размеры трансформатора, то превышение ею активной мощности, используемой генератором, сводится к неполному коэффициенту использования самого трансформатора.

Неполное использование мощности имеет место и для ламп катодного генератора. Если при постоянном анодном напряжении генератор может дать определенную величину мощности высокой частоты, то при питании его переменным током он может дать только часть ее. Объясняется это тем, что максимальное анодное напряжение ограничено, и при питании переменным напряжением амплитуда последнего не может превзойти максимальную допустимую величину анодного напряжения для катодной лампы данного типа. Вместе с тем, при питании переменным напряжением, среднее значение его за полпериода, конечно, меньше амплитуды, а значит и средняя мощность генератора меньше.

По тем же причинам невозможно было бы использование полной мощности антенны, рассчитанной на определенное значение максимальной амплитуды напряжения высокой частоты.

Заметим, что при питании переменным напряжением форма антенного тока может быть представлена диаграммой на фиг. 8, и уравнением

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_a \cdot \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \nu t - \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{2}{\pi(4n^2-1)} \cos \cdot 2n \nu t \right] \sin \omega t = \\
 &= \frac{I_a}{\pi} \sin \omega t + \frac{I_a}{4} \cos(\omega - \nu)t - \frac{I_a}{4} \cos(\omega + \\
 &+ \nu)t - \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{\sin(\omega - 2n \nu)t}{\pi(4n^2-1)} - \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{\sin(\omega + 2n \nu)t}{\pi(4n^2-1)}.
 \end{aligned}$$

Это уравнение действительно показывает, что антенной излучается целый спектр частот, причем вся излучаемая энергия известным образом распределяется между этими частотами.

Если приемник будет иметь настройку только на одну несущую частоту из всего этого спектра, то соответствующая полезная мощность антенны, обусловленная энергией, передаваемой этой частотой, будет составлять всего лишь $\sim 40\%$ от всей энергии, излучаемой антенной¹⁾.

Из этого расчета можно усмотреть, что, помимо неполного использования мощности катодного генератора, отмеченного выше и зависящего от его свойств, получается неполное использование приемником всей энергии, даваемой этим генератором в антенну.



Фиг. 8.

§ 4. Выпрямители.

Выпрямительное устройство в целом состоит из переходного трансформатора, электрических вентилях и сглаживающего фильтра. Трансформатор необходим тогда, когда напряжение сети не соответствует заданному значению выпрямленного напряжения. Такой трансформатор очень часто называется анодным трансформатором потому, что он подключается к анодам электрических вентилях.

Электрический вентиль представляет собою прибор, обладающий униполярной проводимостью; он так же, как и трансформатор, может быть осуществлен в виде устройства без подвижных частей и, в силу этого, обладать хорошей и надежной изоляцией между электродами, имеющими большую разность потенциалов.

1) Действующее значение всего тока антенны $\frac{I_a}{2\sqrt{2}}$, а тока несущей частоты $\frac{I_a}{\pi\sqrt{2}}$.

Под теоретическим вентилем мы условимся понимать такой прибор, который обладает бесконечно большой проводимостью в направлении от одного электрода к другому и проводимостью, равной нулю, в обратном направлении. Совершенным вентилем мы будем называть прибор с конечной проводимостью в одном направлении и проводимостью, равной нулю, в другом направлении. Несовершенным вентилем будем называть такой, у которого проводимость в обоих направлениях имеет конечную величину, но разные абсолютные значения.

Благодаря униполярной проводимости вентиля, включенного между трансформатором и нагрузкой, последняя получает ток только в те моменты, когда направление этого тока совпадает с направлением, в котором данный вентиль обладает проводимостью. В силу этого, действие вентиля можно рассматривать, как действие синхронного выключателя.

Применение сглаживающих фильтров, включаемых между вентилем и полезной нагрузкой, вызывается тем обстоятельством, что выпрямленное напряжение оказывается пульсирующим и для большинства радиоустройств непригодным. Включением этих фильтров пульсирующее напряжение может быть превращено практически в постоянное.

Принцип выпрямления можно уяснить себе из простейшей схемы, приведенной на фиг. 9. На этой схеме трансформатор T_p служит для повышения напряжения сети. Вторичная обмотка его имеет среднюю точку, которая присоединяется к полезному сопротивлению. Другой же конец полезного сопротивления присоединяется к общей точке одинаковых электродов двух вентилях. Другие электроды их присоединяются к концам трансформатора. На схеме вентили нарисованы условно, причем тот электрод, который называется анодом, обозначен стрелкой, другой же электрод—чертой. Этот электрод называется катодом и униполярная проводимость вентиля имеет место от анода к нему.

Если проследить прохождение тока за каждый полупериод напряжения, то мы увидим, что ток от каждой половины трансформатора может проходить лишь в течение одного полупериода напряжения. При этом ток разных половин вторичной обмотки трансформатора сдвинут по времени на пол периода, но по нагрузке проходит в одинаковом направлении. В конечном счете ток, проходящий через одну половину вторичной обмотки трансформатора и через соответствующий вентиль, в данном случае представляет собою несинусоидальный ток в виде однополупериодного импульса. Ток же

в полезном сопротивлении, будучи суммой двух таких импульсов, представляет собою ток, пульсирующий в течение каждого полупериода по закону синусоиды. Указанная на фиг. 9 схема выпрямления называется схемой однофазного двухполупериодного выпрямления.

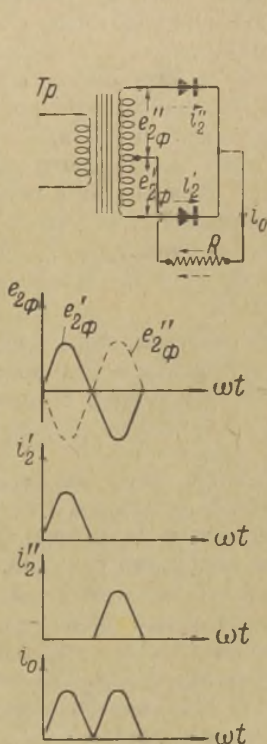
На фиг. 10 представлена другая схема, так называемая простая трехфазная схема. В данном случае имеет место выпрямление трех напряжений, подводимых от каждой фазы вторичной обмотки трансформатора. Эта обмотка соединена по схеме звезды, между нулевой точкой которой и общей точкой одноименных электродов вентилей включается полезное сопротивление. На фиг. 10 даны диаграммы фазных напряжений, токов, проходящих по фазным обмоткам и тока полезной цепи. Как видно из последней диаграммы, выпрямленный ток в данном случае так же пульсирует, как и в предыдущей схеме, но величина этой пульсации здесь меньше; ординаты тока всегда больше нуля.

В подобной многофазной схеме выпрямления, работающей на чисто омическое сопротивление, фазный ток представляет собою импульсы в виде отрезков синусоиды. Продолжительность каждого импульса составляет $\frac{2\pi}{m}$, где m — число фаз, в данном случае $m = 3$. Эти фазные токи характерны тем, что они имеют мгновенное изменение ординаты от конечного значения ее до нуля. Происходит это в силу того, что одновременно ток не может протекать через два вентиля, подключенных к различным фазам, когда напряжение последних неодинаково. При этом ток протекает в той фазе, напряжение которой больше другой. От момента отмеченного t' до момента t'' ток протекает по первой фазе, так как в ней напряжение больше, чем во второй фазе. Начиная же с момента t'' ток начинает протекать уже по второй фазе.

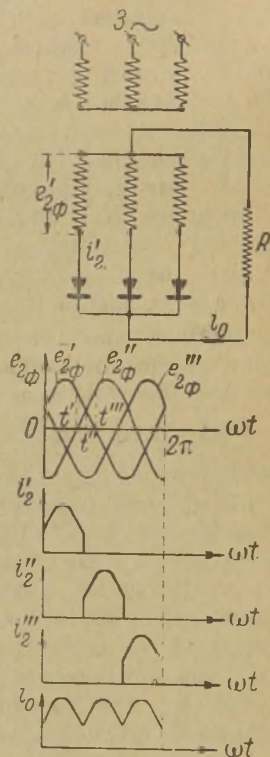
Переход тока с одной фазы, а значит и с одного вентиля, на другую фазу и на другой вентиль происходит в тот момент, когда напряжения их одинаковы. Из самого определения понятия униполярной проводимости вентиля следует, что последний проводит ток тогда, когда на его аноде относительно катода имеется положительный потенциал. Подсчетом напряжения на каждом вентиле, как разности между фазным напряжением и падением напряжения в полезном сопротивлении, можно убедиться, что, например, во время от t' до t'' потенциал на аноде второго вентиля отрицателен, во время же от t'' до t''' на его аноде оказывается положительный потенциал,

и он начинает проводить ток. Этот потенциал может быть также найден как разность ординат кривой напряжения $e''_{2\phi}$ и кривой напряжения $e'_{2\phi}$ для промежутка времени от t' до t'' .

Если обратиться к фиг. 11, имеющей два источника электродвижущих сил, включенных на общую нагрузку параллельно



Фиг. 9.



Фиг. 10.

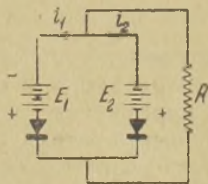
через 2 вентиля, то легко убедиться, что ток будет проходить только через тот вентиль, который включен в разветвление, имеющее источник E_2 с большей э.д.с., т. е. в этой схеме

$$i_1 = 0, \text{ а } i_2 = \frac{E_2}{R}, \text{ если } E_2 > E_1.$$

Применяемые на практике схемы выпрямления, как мы увидим дальше, сложнее, чем те две, которые приведены выше для объяснения процесса выпрямления. Эти процессы выпрям-

ления также усложняются при включении сглаживающих фильтров. Тем не менее, анализ явлений в них может быть сделан на основании общего принципа, по которому цепь становится проводящей с того момента, когда потенциал анода начинает превышать потенциал катода. Однако, при применении некоторых типов вентиляей, как, например, ртутных выпрямителей, возникновение тока может наступить несколько позднее, а именно, тогда, когда потенциал анода относительно катода достигнет определенной величины.

Во всех этих случаях, заменяя вентиль синхронно действующим выключателем, момент включения которого можно определить исходя из указанных соображений, явление тока в цепи может быть найдено, как явление нестационарного тока, с применением известных уравнений неустановившегося режима.



Фиг. 11.

Выпрямители представляют ряд значительных преимуществ по сравнению с другими источниками анодного питания. В том случае, когда энергия берется от электрической сети переменного тока, применение вращающегося преобразователя, состоящего из мотора и динамомашины постоянного тока, оказывается менее выгодно, чем установка выпрямителя. Помимо сложности устройства динамомашины высокого напряжения, а, следовательно, и высокой стоимости ее, преимущества выпрямителя заключаются, главным образом, в отсутствии у него вращающихся частей. Последнее свойство во всякой установке является чрезвычайно ценным, так как значительно упрощает эксплуатационный уход за ней.

Когда источником энергии является сеть постоянного тока, иногда также целесообразно применять для анодного питания выпрямители с одноякорными преобразователями. Подобная система, в частности, может быть рекомендована для питания радиоприемных установок. По этой системе радиоприемники делаются с выпрямителями для питания их переменным током. В тех же местах, где электрическая сеть имеет постоянный ток, каждый радиоприемник снабжается одноякорным преобразователем соответствующей мощности, который легко может быть, почти всегда, сделан из любого мотора постоянного тока. Для этого достаточно присоединить две диаметрально противоположные коллекторные пластины к двум кольцам, устанавливаемым на валу мотора.

Переменное напряжение, снимаемое с этих колец, как известно, равно

$$\varepsilon \cong 0,7E,$$

где E —напряжение сети постоянного тока. Частота переменного напряжения находится из формулы

$$f = \frac{pn}{60} \text{ герц,}$$

в которой p —число пар полюсов индуктора мотора, а n —число оборотов якоря в одну минуту. В том случае, когда получаемое переменное напряжение не подходит для питания заданного выпрямителя надлежит применять соответствующий переходный автотрансформатор.

В качестве дополнительного примера, иллюстрирующего выгоду применения выпрямителей для питания анодных цепей, может служить система питания радиоприемников от элементов или аккумуляторных батарей низкого напряжения (в несколько вольт) через выпрямитель. В этой системе применяется схема, содержащая перерыватель, первичную обмотку трансформатора или индуктора и аккумулятор на 4—6 вольт вторичная обмотка питает двух-или однополупериодный выпрямитель. Подобная система может оказаться особенно выгодной в тех местах, где не имеется общей электрической сети, и факт применения ее на практике показывает, что в эксплуатационных условиях установка выпрямителя выгоднее применения анодной батареи.

§ 5. Классификации выпрямителей.

В соответствии с характером выпрямительных устройств, применяемых на практике, и для удобства их изучения, мы условимся различать все выпрямители по двум признакам: во-первых, по типу вентиля и, во-вторых, по типу схем включения вентиля и нагрузки.

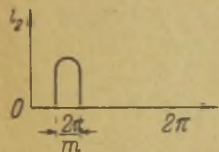
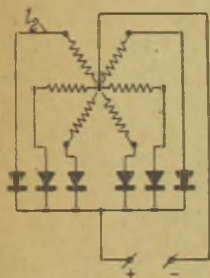
По типу вентиля мы будем различать:

- а) кенотронные выпрямители;
- б) ртутные выпрямители;
- в) выпрямители с газотронами.

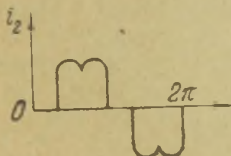
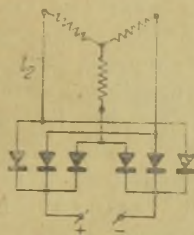
Применяемый в первых выпрямителях в качестве вентиля, кенотрон, является прибором, униполярная проводимость которого основана на перемещении зарядов свободными электронами в пустоте. Во вторых выпрямителях в качестве вентиля

используется ртутная дуга в стеклянном или металлическом резервуаре. Униполярная проводимость ее осуществляется переносом зарядов положительными ионами и электронами, являющимися следствием ионизации паров ртути. В третьих выпрямителях вентилем служит газотрон, униполярная проводимость которого имеет одинаковую природу с ртутными выпрямителями.

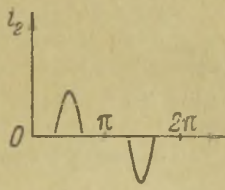
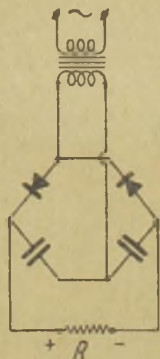
За последнее время в мощных выпрямительных установках большее распространение в качестве вентилей получают газотрон и ртутный выпрямитель, ибо с ними получаются более высокий коэффициент полезного действия и меньшие эксплуатационные расходы.



Фиг. 12.



Фиг. 13.



Фиг. 14.

С точки зрения применения для радиустройств наиболее важны следующие схемы включения вентилей:

- а) схемы с постоянной слагающей тока в фазных обмотках (см. фиг. 12);
- б) схемы по типу Греча (см. фиг. 13);
- в) схемы по типу Грейнахера (см. фиг. 14).

Первые две из этих схем по принципу действия понятны из предыдущего и имеют более важное значение. Касательно второй схемы, надо добавить, что она представляет собою

двухполупериодное выпрямление трехфазного тока. Она отличается от первой тем, что по фазным обмоткам протекает чисто переменный ток, не содержащий постоянной слагающей. Это обстоятельство, как мы увидим в дальнейшем, делает ее более ценной по сравнению со схемой первого типа, т. е. имеющей постоянную слагающую тока в фазных обмотках.

Третья схема употребляется преимущественно там, где требуется очень высокое напряжение при малой мощности, т. е. при большом сопротивлении R нагрузки, или тогда, когда выпрямлению подлежит переменный ток повышенной частоты, например, 1000 периодов. В этой схеме по обмоткам питающего трансформатора также проходит чисто переменный ток. Принцип ее действия состоит в том, что включенные конденсаторы в течение каждого периода заряжаются от источника внешнего напряжения через соответствующий вентиль и разряжаются непосредственно через полезное сопротивление R . Время заряда каждого конденсатора обычно занимает лишь часть положительного полупериода, тогда как разряд его происходит на протяжении всей остальной части целого периода. В данном частном примере подобного типа схем, выпрямленное напряжение может быть равно почти двойной величине амплитуды внешнего напряжения на трансформаторе.

В дальнейшем (глава III) мы более подробно рассмотрим свойства всех схем и выведем необходимые соотношения между выпрямленным напряжением, током и мощностью, с одной стороны, и напряжением, током и мощностью, подводимой к схеме от трансформатора—с другой. В результате этого анализа мы установим все те преимущества и недостатки, которыми обладает та или иная схема, и тем самым найдем области применения для каждой из них.

ГЛАВА II.

ГЛАВНЕЙШИЕ ТИПЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕНТИЛЕЙ.

§ 1. Кенотрон. Характеристики, обратное зажигание.

Действие кенотрона, как электрического вентиля, основано на перемещении свободных электронов в пустоте под влиянием силы электрического поля. По своему устройству кенотрон представляет собою стеклянный или металлический баллон с высоким вакуумом и имеет два электрода. Один из этих электродов накаливается током до температуры испарения электронов и называется катодом. Другой электрод—анод, выполняется по большей части в виде металлического цилиндра, либо анодом служит сам баллон, если он металлический.

Ток эмиссии, или ток насыщения, который может быть пропущен данным кенотроном, зависит от температуры катода, величины его поверхности и рода его материала. По известной формуле Ричардсона он может быть выражен следующим образом:

$$I'_s = nq = A T^{1/2} \varepsilon^{-b/T}.$$

В этой формуле:

n — число испаряющихся электронов с одного квадратного сантиметра поверхности катода в одну секунду,

q — заряд одного электрона,

A и b — постоянные, зависящие от рода материала катода,

T — абсолютная температура катода.

Механизм испарения электронов нагретым металлом состоит в том, что свободные электроны, под влиянием высокой температуры, приобретают большую скорость (а, значит, и запас кинетической энергии), достаточную для того, чтобы они могли пройти сквозь поверхностный слой и отделиться от самого нагретого тела. Необходимая для этого скорость зависит от рода нагретого металла и, в частности, для вольфрама равна $c = 1200$ км/сек. Обычно эта скорость измеряется

в вольтах, т. е. той разностью потенциалов, которая, будучи умножена на заряд электрона, выражает запас кинетической энергии движущегося электрона. Выражая математически это условие, мы имеем

$$\frac{1}{2} mc^2 = qE$$

или

$$c = \sqrt{2 \frac{q}{m} E}.$$

В этих выражениях m является массой одного электрона и, согласно им, необходимая для испарения скорость электрона, в случае нагрева вольфрама, равна

$$E \cong \frac{1}{2} (1,2 \cdot 10^8)^2 \cdot \frac{1}{1,77 \cdot 10^7} \cdot 10^{-8} \cong 4 \text{ вольта}.$$

Когда электрон покидает поверхность, скорость его сильно падает, например, с 4 вольт до 0,2 вольт; это означает, что электрон вне тела металла может преодолеть силу электрического поля в 0,2 V.

Отделившиеся от поверхности катода электроны, ввиду потери скорости, не могут от него далеко удалиться и образуют поэтому вокруг него объемный заряд, препятствующий испарению новых электронов. Если же анод имеет положительный потенциал относительно катода, то электроны начинают перемещаться в образованном электрическом поле от катода к аноду. На место удалившихся электронов из поверхности катода выделяются новые, и в конечном итоге устанавливается непрерывное перемещение зарядов в пространстве между анодом и катодом, т. е., другими словами, устанавливается электрический ток. Влияние положительного потенциала анода в таком случае можно рассматривать как нейтрализацию им объемного заряда испаряющихся электронов. Протекающий ток по величине ограничен скоростью испарения электронов в единицу времени, т. е. определяется данной выше формулой Ричардсона.

Зависимость тока от величины анодного потенциала может быть найдена помощью следующих основных уравнений:

$$i_x = c\rho; \quad \frac{1}{2} mc^2 = qE; \quad \frac{d^2 E}{dx^2} = 4\pi\rho.$$

В этих уравнениях $\rho = \frac{d(nq)}{S \cdot dx}$ — заряд в единице объема, $i_x = \frac{d(nq)}{dt} \cdot \frac{1}{S_{\text{см}^2}}$ — плотность тока на единицу поверхности.

Совместное решение этих уравнений приводит к выражению

$$\sqrt{\frac{2q}{m}} \cdot E^{1/2} \cdot d^2 E = i_x dx^2,$$

которое для плоского анода, находящегося на расстоянии x см от катода, дает формулу

$$i \cong 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{E^{3/2}}{x^2} \text{ ампер на } 1 \text{ см}^2 \text{ анода}$$

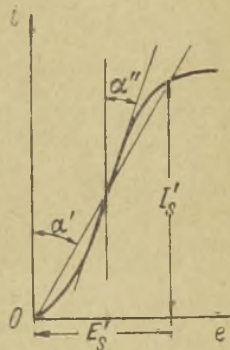
и для коаксиального цилиндрического анода радиусом r и длиной l формулу

$$i \cong 14,6 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{l}{r} \cdot E^{3/2} \text{ ампер.}$$

Обе приведенные формулы действительны до значений $i < I'_S$, поэтому полная характеристика кенотрона, т. е. $i = f(E)$ может быть представлена кривой, данной на фиг. 15.

Вольфрам в качестве материала катода употребляется преимущественно только в мощных кенотронах. Так как для технического расчета формула Ричардсона неудобна, — трудно измерить или вычислить температуру катода, — то можно воспользоваться нижеприводимой таблицей, в которой указана величина удельной эмиссии в зависимости от температуры накала катода.

$T^\circ K$	$i_s \frac{\text{амп}}{\text{ватт}}$
2300	$2,60 \cdot 10^{-3}$
2400	$5,61 \cdot 10^{-3}$
2500	$11,50 \cdot 10^{-3}$



Фиг. 15.

Температура $2400^\circ K$ применяется в маломощных кенотронах, у которых катоды делаются из тонкой вольфрамовой нити, а высшая температура $2500^\circ K$ — в мощных кенотронах с катодами из толстой проволоки. Зная напряжение и ток накала катода, в каждом отдельном случае можно подсчитать ток эмиссии. Например, для кенотрона В—17 (К-5) $E_H = 11$ вольт, $I_H = 3,5$ ампера, имеем

$$I'_S = 11 \cdot 3,5 \cdot 5,6 \cdot 10^{-3} \cong 0,22 \text{ ампер.}$$

У кенотрона В-38 (К-2000) имеем: $E_n = 16,5$ вольт, $I_n = 56$ ампер, поэтому его ток эмиссии будет:

$$I'_s = 16,5 \cdot 56 \cdot 11,5 \cong 11 \text{ ампер.}$$

Диаметр нити в первом типе кенотрона составляет 0,16 мм, а во втором—1,0 мм.

Несмотря на более высокую температуру катода из толстой нити, обычно, его срок службы превышает срок службы катода из тонкой проволоки. Объясняется это тем, что, во-первых, одинаковое абсолютное уменьшение размеров тонкого и толстого диаметра для последнего является малой относительной величиной и, во-вторых, тем, что случайные раковины на поверхности тонкого катода относительно больше сказываются на уменьшении поперечного сечения при малом диаметре, чем при большом. Если же не считаться с этими обстоятельствами и полагать, что катод находится в нормальном рабочем режиме, материал его однороден и диаметр по всей длине одинаков, то его срок службы может быть вычислен по теоретической формуле

$$\tau_{\text{час}} = 2,64 \cdot 10^{-4} \frac{d}{m_t} \text{ (1)}.$$

Эта формула показывает время в часах, в течение которого диаметр катода уменьшается на 10% своей величины за счет электронного испарения. В ней d —диаметр катода в сантиметрах, а m_t —количество вольфрама, испаряющегося в 1 секунду с одного см^2 поверхности катода. По опытам Лангмюра эта величина имеет следующие значения при различных температурах:

$$\begin{array}{ll} T^\circ\text{K} = 2400^\circ & m_t \cong 0,8 \cdot 10^{-9} \text{ г/см/сек} \\ \text{„} = 2500^\circ & m_t \cong 4,7 \cdot 10^{-9} \text{ „ „} \end{array}$$

Из этой формулы довольно просто видно влияние диаметра нити на срок службы катода. Надо заметить, что на срок службы, между прочим, влияет качество откачки, и в практической обстановке он исчисляется в 500—2000 часов, в зависимости от величины кенотрона.

Применение вольфрама для катода малых кенотронов нецелесообразно, ввиду относительно большого расхода энергии на его накал. В силу этого, в малоомощных кенотронах в на-

1) Формула В. И. Волюнкшиа.

стоящее время применяются преимущественно катоды торированные или оксидированные. В первом случае вольфрамовая проволока имеет примесь окиси тория, который во время обработки разлагается, выделяя чистый торий, обладающий большей эмиссией при сравнительно невысокой температуре, 1400—1700°K. Во втором случае слоем окислов щелочно-земельных металлов покрывается чистая платиновая проволока. Температура такого катода лежит примерно в тех же пределах. Ток эмиссии подобных катодов, приходящийся на 1 ватт мощности накала, исчисляется порядком 30—50 мА на 1 ватт накала. Недостатком такого рода катодов является их сравнительно легкое разрушение даже при небольших перекалах.

Характеристика кенотрона, указанная на фиг. 15, имеет важное техническое значение в том смысле, что позволяет рассчитать падение напряжения, даваемое кенотроном при выпрямлении. По этой характеристике внутреннее сопротивление кенотрона можно определить двояким способом, а именно:

$$r_b' = \frac{e}{i} \quad \text{и} \quad r_b'' = \frac{de}{di}.$$

Характеристика показывает, что для всех практически заданных рабочих точек

$$r_b' > r_b'',$$

так как $r_b' = \operatorname{tg} \alpha'$, а $r_b'' = \operatorname{tg} \alpha''$, но $\alpha' > \alpha''$.

Обращаясь к указанной ранее формуле Лангмюра

$$i = 14,65 \cdot 10^{-6} \frac{l}{r} E^{3/2},$$

эти сопротивления можно было бы выразить также аналитически

$$r_b' = k \cdot i^{-1/2}$$

и

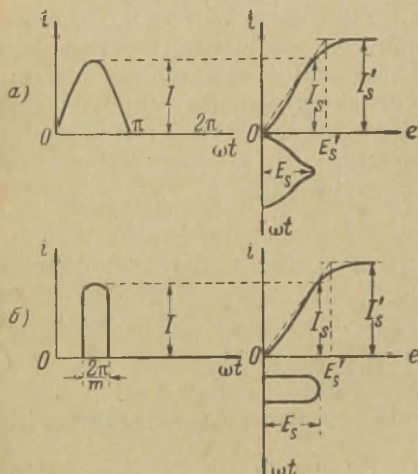
$$r_b'' = \frac{2}{3} k \cdot i^{-1/2}.$$

Сопротивление r_b' можно отнести к сопротивлению постоянному току, тогда как сопротивление r_b'' — к сопротивлению переменному току и, руководствуясь заданной формой тока, протекающего через вентиль, рассчитать интересующее нас падение напряжения аналитически по этим формулам. Так

как, помимо сложности самого точного выражения сопротивления, сложной формой обычно обладает и ток, проходящий через кенотрон (см. фиг. 9, 10), то такой способ расчета утрачивает техническую ценность и с большим успехом может быть заменен использованием выражения

$$r_b = \frac{E_s'}{I_s'} \cong \frac{E_s}{I_s} \dots \dots \dots (1)$$

В этом выражении E_s' есть так называемое напряжение насыщения, т. е. то напряжение на аноде, при котором ток i достигает величины тока насыщения I_s' , а I_s и E_s — допускаемые рабочие значения амплитуд тока через кенотрон и падения напряжения на нем.



Фиг. 16.

Обычно выбирается $I_s < I_s'$, чтобы избежать слишком большой потери напряжения в кенотроне и перегрева его анода. В дальнейшем мы будем называть I_s — рабочим значением тока насыщения, а E_s — рабочим значением напряжения насыщения и применять их для определения внутреннего сопротивления кенотрона.

Пользуясь этим выражением (1), мы пренебрегаем нелинейностью характеристики, но ошибка эта оказывается настолько малою, что в технических расчетах свободно может быть допущена.

Из графического построения, показанного на фиг. 16, нетрудно также убедиться, что эта ошибка особенно мала, когда имеет место почти полное использование тока эмиссии и применение многофазного выпрямления. Действительно, во втором случае этой фигуры падение напряжения может быть точно выражено произведением ir_b . В первом же случае получается некоторое отклонение от этого выражения.

При достижении электроном анода, его кинетическая энергия переходит в тепло, рассеиваемое поверхностью анода.

Мощность p_b при этом может быть вычислена по соотношению

$$\frac{1}{2} m c^2 n = E q n,$$

но $nq = i$, поэтому, как и следовало ожидать,

$$p_b = i E,$$

т. е. она равна произведению тока на напряжение между анодом и катодом. Если характеристику кенотрона считать линейной, то мощность иначе может быть определена, как

$$p_b = i^2 r_b,$$

а ее среднее значение за период при пульсирующем токе

$$P_b = J^2 r_b, \dots \dots \dots (2)$$

где J — действующее значение тока, проходящего через вентиль.

Поверхность анода должна иметь достаточные размеры, чтобы без опасного перегрева рассеивать получаемое количество энергии. Практически установлены следующие значения допустимой мощности, рассеиваемой анодом при условии естественного охлаждения анода за счет непосредственной радиации тепла:

для никелевых анодов 1,5 ватта на 1 см²,
„ молибденовых „ 4,5 ватта на 1 см².

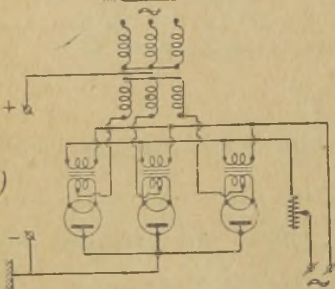
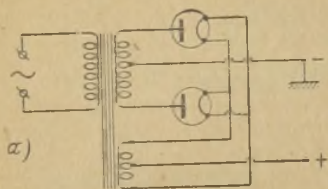
В кенотронах, у которых анодом служит сам металлический баллон, например, сделанный из меди, охлаждение устраивается с помощью проточной воды. Допускаемая при этом рассеиваемая мощность составляет 10 ~ 15 ватт на 1 см².

Накал катода кенотрона обычно производится переменным током от отдельных обмоток, находящихся часто на одном сердечнике с главной обмоткой анодной цепи. Для более равномерной загрузки катода анодным током отвод последнего делается обычно от средней точки трансформатора накала (см. фиг. 17). Для соблюдения необходимых значений тока и напряжения на катоде включается регулировочный реостат; при употреблении отдельного трансформатора накала этот реостат целесообразнее включать в первичную обмотку.

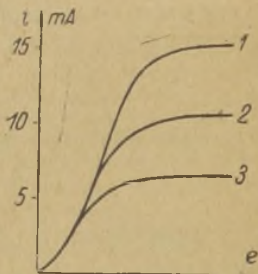
Неправильный режим цепи катода может оказаться опасным особенно в мощных установках, как при перекале, так и при

недокале. В последнем случае, вследствие уменьшения тока насыщения (фиг. 18), увеличивается падение напряжения на

кенотроне, что в свою очередь может повлечь за собой перегрев анода и его разрушение или выделение им газа и возникновение так называемого обратного зажигания (см. далее). Увеличение падения напряже-

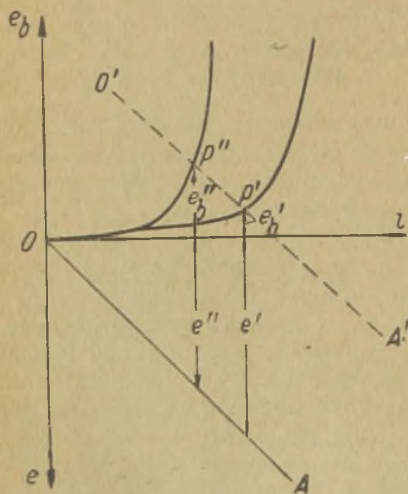


Фиг. 17.

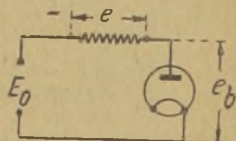


Фиг. 18.

ния в кенотроне при недокале уяснится нам из фиг. 19, построенной для цепи, содержащей кенотрон, омическое сопро-



Фиг. 19.



тивление и постоянное напряжение E_0 . Последнее всегда представляет собою сумму падений напряжений на кенотроне e_b и на сопротивлении $Ri = e$. Если при нормальном режиме в цепи может установиться ток величиной i' и рабочей точкой на характеристике будет точка p' , то, соответственно, напряжения e_b и e будут

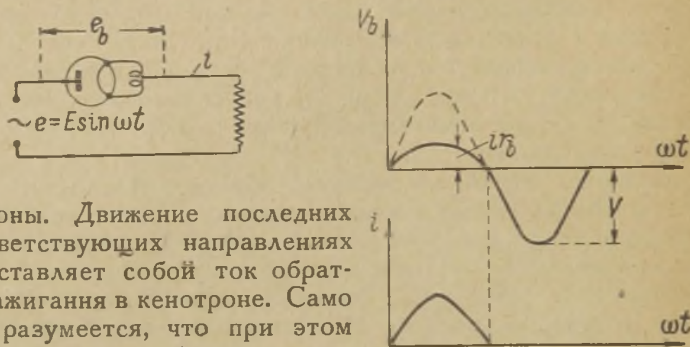
$$E_0 = e_b' + e'.$$

При недокале ток в цепи найдется, если провести через точку p' прямую $A'—O$, параллельную $A—O$. Точка пересечения p'' с новой характеристикой при недокале даст новые значения e_b'' и e'' и новое значение тока i'' . Как видно, напряжение e_b сильно возросло. Таким графическим путем могут быть найдены падения напряжения в кенотронах при различных накалах, и далее может быть вычислена рассеиваемая мощность. Если значения последней не превосходят допустимых величин, то регулировкой накала можно пользоваться для регулировки выпрямленного напряжения.

Явлением обратного зажигания во всяком вентиле называется возникновение тока через него в обратном направлении, т. е. от катода к аноду. Для большинства практически ценных выпрямительных схем явление обратного зажигания приводит к короткому замыканию источника энергии. Если обратиться, например, к простой двухполупериодной схеме, то мы видим, что при нарушении вентильного свойства одного кенотрона концы вторичной обмотки трансформатора окажутся замкнутыми почти накоротко. В самом деле: внутреннее сопротивление вентиля, давшего обратное зажигание, оказывается очень малым в силу дугового характера возникшего в нем разряда, а сопротивление другого вентиля, работающего правильно в течение данного полупериода, обычно мало в силу стремления иметь больший коэффициент полезного действия установки. Если не принято специальных мер для ограничения таких токов короткого замыкания, то явление обратного зажигания, начавшись из-за неисправности одного вентиля, может принять установившийся характер вследствие уничтожения вентильного свойства другого вентиля в тот момент, когда через него проходит первый импульс тока чрезмерной величины. Когда, же в силу тех или иных причин, явление обратного зажигания не распространяется на другой вентиль, то и вентильное свойство первого вентиля может восстановиться к началу следующего периода. Обратное зажигание подобного характера, если оно не часто повторяется, даже может быть не замечено в работающем выпрямителе.

В кенотроне, имеющем предельный вакуум $10^{-7} \sim 10^{-8}$ *mmHg*, возникновение обратного зажигания невозможно даже при таких больших напряжениях, как, например, 100 000 вольт. При указанной степени разрежения длина свободного пути электрона без соударения с нейтральными молекулами составляет величину порядка 100 *m*, далеко выходящую за пределы интересующих нас размеров. В практических условиях

вакуум у хорошо откаченных кенотронов ниже и составляет $10^{-6} \div 10^{-5}$ мм Нг, и возникновение в них ионизации при напряжениях $20 \div 40$ тысяч вольт не может иметь места. Появление же обратного тока через кенотрон может быть только следствием ионизации. При ухудшении вакуума вследствие выделения газа перегретыми внутренними частями, эта ионизация, однако, может возникнуть, и тогда установится ток обратного направления. Она заключается в том, что свободные заряды, двигаясь под действием достаточно большой разности потенциалов на электродах кенотрона, приобретают большую скорость, достаточную для того, чтобы при встрече с нейтральной молекулой газа расщепить ее на положительный и отрицатель-



Фиг. 20.

ный ионы. Движение последних в соответствующих направлениях и представляет собой ток обратного зажигания в кенотроне. Само собой разумеется, что при этом на катоде должен быть положительный потенциал относительно анода.

В нормальном режиме выпрямительной схемы знак потенциала анода вентиля периодически меняется. Если, например, рассмотреть простейшую однополупериодную схему, то диаграмма напряжения на вентиле и ток через него могут быть представлены фиг. 20. На этой диаграмме от $\omega t = 0$ до $\omega t = \pi$ анод имеет небольшой потенциал, соответствующий падению напряжения на вентиле при прямом — правильном — прохождении тока через него. Во втором полупериоде ток через вентиль равен нулю, и на аноде имеется отрицательный потенциал, соответствующий полному напряжению трансформатора. Это напряжение, совпадающее с моментом отсутствия тока через кенотрон, может быть названо обратным в силу того, что оно стремится вызвать ток обратного направления, и его величина является очень важной при выборе типа кенотрона. Назовем предельным значением обратного напряжения то по-

Таблица кенотронов завода Снеглана.

Т и п	Н а к а л		Рабочие значения		Обратное напряжение $E'_{обр}$ вольт	Допускаемая P_0 ватт	Гарантированный срок службы часов	К а т о д			А н о д			Габарит	
	E_n вольт	I_n амп.	Ток насыщения $I_n^{на}$ мА	Напряжения насыщ. E_s вольт				Диаметр мм	Длина мм	Материал	Количество	Поверхность см ²	Материал	Высота мм	Диаметр мм
В — 14	3,25	0,49	2 × 25	60	300	2 × 2	—	—	—	ТВ	2	—	—	135	48
ВО — 125	4—3,2	0,7—0,65	2 × 150	70	600	2 × 2	300	—	—	ОК	2	—	—	135	55
ВО — 116	4—3,2	2—1,6	2 × 300	90	1 000	2 × 10	300	—	—	ОК	2	—	—	155	65
В — 16	12	6,5 ± 8%	200	70	1 000	15	500	—	0,25	4 × 30 В	1	25	Н	205	75
В — 17	11	3,5 ± 8%	200	350	4 000	50	200	—	0,163	2 × 42 В	1	25	Н	235	90
В — 24	16	10,3 ± 8%	800	800	25 0 0	400	1 000	—	0,35	2 × 92 В	1	228	Н	490	210
В — 98	17	16,6—19,4	1 500	500	15 000	400	1 000	—	0,5	2 × 112 В	1	134	Мо	460	200
В — 27	17	17,7—19,1	800	550	8 000	400	800	—	—	—	1	—	—	415	100
В — 38	16,5	48—56	10 000	2 000	25 000	10 000	1 000	—	1,0	2 × 150 В	1	650	М	680	80

Примечание: 1) ТВ—торированный; ОК—оксидированный; В—вольфрамовый.

2) Н—никелевый; М—медный или ферро-хромовый; Мо—молибденовый.

3) По отношению E_s и I_s следует определять внутреннее сопротивление кенотрона

ложительное напряжение на катоде вентиля относительно анода, при превышении которого появляется обратный ток. Рабочим значением обратного напряжения будем называть то максимальное обратное напряжение, при котором данный вентиль может давать нормальную работу неопределенно долго. Испытательное обратное напряжение должно иметь значение не менее чем в два раза больше значения рабочего обратного напряжения.

Тип схемы связывает величину рабочего обратного напряжения с величиной выпрямленного напряжения. В различных схемах при одинаковом E_0' может получиться различное значение $E_{обр}'$ рабочего обратного напряжения. Например, в простой двухполупериодной схеме $E_{обр}' = 2E$, а в простой трехфазной схеме $E_{обр}' = \sqrt{3}E$, где E есть амплитуда фазного напряжения.

Для кенотрона рабочее обратное напряжение должно браться по заводским данным, и на практике устанавливается испытаниями при производстве.

§ 2. Промышленные типы кенотронов и их выбор.

Как можно видеть из предыдущего параграфа, техническими данными, характеризующими кенотрон и позволяющими выбрать его для данного частного случая, являются: рабочие значения тока насыщения I_s и напряжения насыщения E_s , обратное напряжение $E'_{обр}$ и, наконец, допустимое значение рассеиваемой мощности на аноде. Помимо этих основных параметров кенотрона дополнительными параметрами его являются: напряжение и ток накала и средний срок службы.

Выше, в таблице существующих типов кенотронов, указаны все эти параметры и, руководствуясь ею, можно сделать надлежащий выбор кенотрона.

Чтобы разъяснить порядок этого выбора, приведем пример, который одновременно нам покажет, что один и тот же тип кенотрона в различных схемах может дать разные значения E_0 и I_0 .¹⁾

Пусть дан кенотрон типа В-17 (К-5) со следующими параметрами: $I_s = 0,2$ ампера, $E_s = 350$ вольт. Поверхность никелевого анода 25 см^2 , $E_{обр} = 4000$ вольт. Требуется определить E_0 и I_0 , которые могут дать два таких кенотрона в простой двухполупериодной схеме выпрямления и три таких кенотрона в простой трехфазной схеме.

¹⁾ E_0 — выпрямленное напряжение при нагрузке, а E'_0 — при холостом ходе.

В двухполупериодной схеме $E'_{обр} = 2E$, где E — амплитуда напряжения одной половины вторичной обмотки трансформатора. С другой стороны, для этой схемы выпрямления $E_0' = \frac{2}{\pi} E$ (см. следующую главу), поэтому

$$E_0' = \frac{2}{\pi} \frac{E'_{обр}}{2} = \frac{4000}{\pi} \cong 1270 \text{ вольт.}$$

Если предположить, что нагрузкой является только омическое сопротивление, то форма выпрямленного тока будет совпадать с формой выпрямленного напряжения. Поэтому

$$I_0 = \frac{2}{\pi} I,$$

где I — амплитуда тока через вентиль и, в данном случае, по обмотке трансформатора. Эта величина должна быть связана с током эмиссии и с допустимым рассеиванием мощности на аноде. Возьмем первоначально

$$I = 0,8 \div 0,9 I_s, \dots \dots \dots (3)$$

как это часто делается на практике. Тогда в нашем случае можно иметь

$$I_0 = \frac{2}{\pi} \cdot 0,9 \cdot 0,2 \cong 0,115 \text{ ампер.}$$

Среднее значение потери напряжения за полупериод на одном кенотроне может быть вычислено с учетом внутреннего сопротивления по формуле (1), т. е.

$$\frac{350}{0,2} \cdot 0,115 \cong 255 \text{ вольт.}$$

Так как на протяжении каждого полупериода работает один кенотрон, то среднее значение падения напряжения за весь период будет тоже 255 вольт, а напряжение на нагрузке

$$E_0 = E_0' - 255 \cong 1000 \text{ вольт.}$$

Проверим теперь рассеиваемую мощность. Для одного кенотрона имеем

$$P_b = I^2 r_b = \left(\frac{0,9 \cdot 0,2}{2} \right)^2 \cdot \frac{350}{0,2} \cong 14 \text{ ватт.}$$

В этой формуле нами подставлено $J = \frac{I}{2}$, т. е. действующее значение тока, проходящего через вентиль, равно половине амплитуды этого тока, что имеет место в данном случае, так как по форме этот ток представляет собою однополупериодный синусоидальный импульс. На один квадратный сантиметр поверхности анода мы имеем $\frac{14}{25} < 1,5$, т. е. результат вполне допустимый.

Рассеиваемую мощность обонх кенотронов нельзя находить, как произведение I_0 на падение напряжения, по той причине, что действующие значения тока не совпадают со средними значениями. В самом деле, если в выражении $J^2 r_b$ заменить J через I_0 , то получим $J = \frac{I}{2} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{I_0}{2}$ и

$$2P_b = 2 \frac{\pi^2}{16} \cdot I_0^2 \cdot r_b = \frac{\pi^2}{8} I_0 (E'_0 - E_0) \cong 28 \text{ ватт.}$$

Значит, полная рассеиваемая мощность на аноде обонх кенотронов в двухполупериодной схеме может быть найдена как произведение I_0 на падение напряжения $(E'_0 - E_0)$ при условии введения множителя $\frac{\pi^2}{8}$.

Сделаем теперь подсчет для трехфазной схемы. Здесь

$$E_{обр}' = \sqrt{3} E; E'_0 = 0,827 E; J = 0,588 I_0 = 0,485 I.$$

E — амплитуда фазного напряжения (см. главу III). Подобно предыдущему получаем

$$\begin{aligned} E'_0 &= 0,827 \cdot \frac{4000}{\sqrt{3}} = 1910 \text{ вольт,} \\ I_0 &= 0,827 \cdot (0,9 \cdot 0,2) = 0,15 \text{ ампер,} \\ E_0 &= \left(1910 - 0,15 \cdot \frac{350}{0,2} \right) = 1650 \text{ вольт,} \\ P_b &= (0,588 \cdot 0,15)^2 \cdot \frac{350}{0,2} = 14 \text{ ватт.} \end{aligned}$$

Общая потеря энергии определится мощностью

$$3 P_b \cong 42 \text{ ватт.}$$

Несмотря на большее значение полной рассеиваемой мощности, при трехфазной схеме полезная мощность постоянной сла-

гающей выпрямленного тока получилась большей, $-0,15 \cdot 1650 \cong \cong 250 > 0,115 \cdot 1000 = 115$ ватт—чем при двухполупериодной схеме. Точно так же трехфазная схема имеет больший коэффициент полезного действия. Как видим, этот пример наглядно показывает влияние типа схемы на полезное значение выпрямленного тока и напряжения.

При применении маломощных кенотронов полное использование тока эмиссии обычно не связано с предельной величиной рассеиваемой мощности на аноде. В таких случаях оказывается даже возможным анодный ток с притупленной формой. Теряемая на аноде энергия при этом возрастает и общий к. п. д. выпрямительного устройства падает. Когда применяется подобный режим, расчет рассеиваемой мощности не может быть произведен по формуле (2), а необходимо пользоваться соотношением:

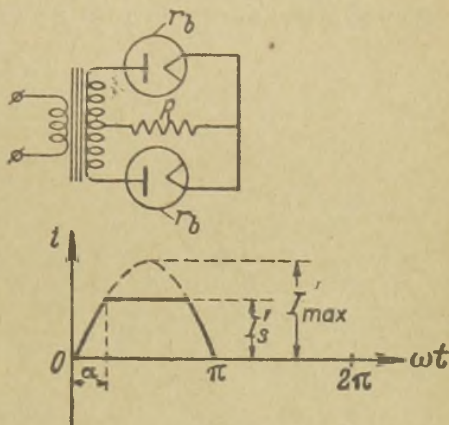
$$P_b = \frac{E I_1}{2} - J^2 R,$$

первый член которого представляет мощность, потребляемую всю цепью от одной половины трансформатора, и второй член—мощность от нее же, только на полезном сопротивлении. Форма тока, проходящего через вентиль, указана на фиг. 21. Предполагая напряжение, подводимое к схеме, синусоидальным, а нагрузку чисто активной, выражение активной мощности во всей цепи получим как полупроизведение амплитуд первых гармоник тока и напряжения. Мощность же на полезном сопротивлении выразится через квадрат действующего значения тока, умноженного на это сопротивление. На основании этого

$$P_b = \frac{E}{\sqrt{2}} \frac{I_1}{\sqrt{2}} - J^2 R = \varepsilon \cdot \frac{I_1}{\sqrt{2}} - J^2 R, \dots \dots (4)$$

где $\varepsilon = \frac{E}{\sqrt{2}}$ действующее значение выпрямляемого напряжения,

$I_1 = \frac{2\alpha + \sin 2\alpha}{2\pi \sin \alpha} \cdot I_s'$, — амплитуда первой гармоники тока,



Фиг. 21.

проходящего через вентиль — находится разложением в ряд Фурье, а

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ 2 \int_0^\alpha I'_{\max} \sin^2 \omega t \cdot d(\omega t) + 2 \int_{90^\circ-\alpha}^{90^\circ} I_s^2 d(\omega t) \right\}}$$

$$= I_s' \sqrt{\frac{1}{\sin^2 \alpha} \left(\frac{\alpha}{2\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{4\pi} \right) + \frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}}$$

— действующее значение того же тока. В этих выражениях

$$\alpha = \arcsin \frac{I_s'}{I'_{\max}},$$

причем

$$I'_{\max} = \frac{E}{R + r_b}.$$

В мощных кенотронных установках, как общее правило, полное использование тока эмиссии невозможно, ввиду больших потерь энергии на аноде. Обращаясь для примера к двух-полупериодной схеме с кенотронами типа В-38 при $I = I_s' = 12$ ампер имеем

$$P_b > J^2 r_b = \left(\frac{I}{2} \right)^2 \cdot \frac{2000}{10} = 7200 \text{ ватт,}$$

или больше 11 ватт/1 см², что является во всяком случае пределом.

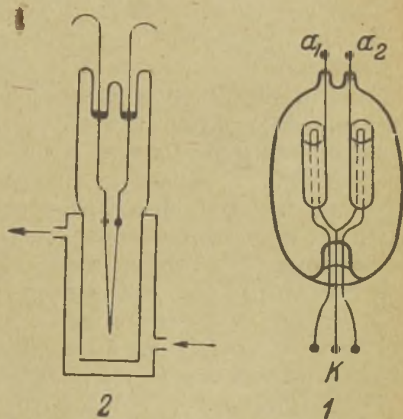
Как было упомянуто выше, охлаждение кенотронов очень большой мощности производится проточной водой, которая омывает наружную поверхность анода, заключенного в этих случаях в металлическую рубашку. Вход воды лучше делать снизу, а выход у верхней части рубашки, чтобы при слабом напоре иметь непрерывный ток воды. Чтобы не применять изолирующих длинных шлангов для подвода и увода воды, рекомендуется при многофазном выпрямлении соединять вместе аноды, а катоды отдельных кенотронов присоединять к концам трансформаторных обмоток (см. фиг. 17). При такой схеме соединения минус выпрямленного напряжения получается у анодов, вследствие чего их заземление через водопроводные трубы становится возможным.

На фиг. 22, где приведены типы кенотронов, изготовляемые заводом Светлана, показано устройство анода мощного кенотрона с водяным охлаждением, а также устройство двойного анода в маломощном типе кенотрона, предназначенном для двухполупериодной схемы выпрямления.



§ 3. Механизм работы ртутного вентиля.

В отличие от кенотрона, в ртутной колбе мы имеем электро-ионный процесс. Это означает, что перенос зарядов и явление тока происходят за счет движения электронов и ионов. Устройство ртутного вен-



Фиг. 22.

тиля в виде ртутной колбы состоит из баллона с парами ртути, катода в виде жидкой ртути и одного или нескольких анодов из железа или графита. Самый баллон для выпрямителей при малой мощности делается стеклянным, при большой мощности — металлическим (из железа).

Жидкая ртуть имеет на поверхности небольшой участок, раскаленный до температуры порядка $2000\text{--}3000^\circ\text{C}$, который эмитирует электроны. Эти электроны, вышедшие непосредственно из металла катода, мы будем называть первичными. При нормальной температуре окружающей среды в 20°C давление ртути внутри колбы равняется $\sim 1,3 \cdot 10^{-3}$ мм Hg, что есть не что иное, как давление паров ртути, насыщающих пространство. При температуре 50°C оно возрастает до $1 \cdot 10^{-2}$ мм Hg. В установившемся рабочем режиме эта температура, как средняя, имеет место в колбе. При давлении 10^{-2} мм Hg длина свободного пути составляет величину $\lambda \cong 1,13$ см., т. е., расстояние, которое первичный электрон, двигаясь под влиянием положительного потенциала на аноде, может пройти без соударения с нейтральной молекулой.

Электрон в равномерном электрическом поле движется, как известно, равномерно ускоренно. Если при наличии известной силы электрического поля электрон к концу своего свободного пути приобретет достаточную скорость (около 2000 км/сек), то при встрече с нейтральной молекулой он расщепит ее на положительный и отрицательный ионы. Для ионизации ртутной молекулы эта скорость, измеренная в вольтах, равна, как известно, $10,4$ вольта. При ионизации атома ртути образуются положительный ион и новые свободные электроны. Положительный ион, двигаясь к катоду, при соударении с ним теряет свою энергию движения и тем самым поддерживает высокую температуру раскаленного пятна на поверхности жидкой ртути. Новые же электроны, отделенные от атома паров ртути, которые мы назовем вторичными электронами, движутся к аноду, перенося электрический заряд. Таким образом, явление тока между анодом и катодом обуславливается переиосом зарядов первичными и вторичными электронами, а также положительными ионами. Надо отметить, что в общем балансе переноса зарядов главная роль принадлежит вторичным электронам, появляющимся при ионизации ввиду того, что их скорость значительно превосходит скорость передвижения положительных ионов.

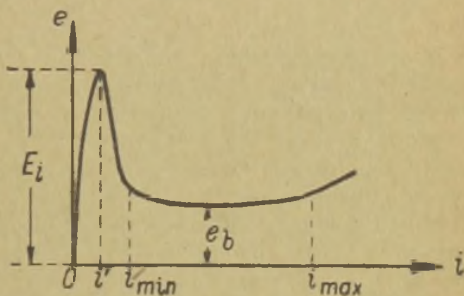
Скорость электрона, достаточная для ионизации, измеренная в вольтах и приобретенная электроном на длине свободного пути, называется ионизационным потенциалом. Мы ее будем обозначать через e_i . Если длина пути от анода до катода равна l , то приложенный к аноду потенциал, для того, чтобы возникла ионизация, должен равняться

$$E_i = e_i \frac{l}{\lambda} \dots \dots \dots (5)$$

Эту величину мы будем называть полным ионизационным потенциалом, или порогом зажигания.

После возникновения тока в результате ионизации, связанной с появлением положительных ионов, нейтрализующих объемный заряд, создаваемый первичными электронами, падение напряжения между анодом и катодом уменьшается до сравнительно незначительной величины (порядка 20—30 вольт в высоковольтной ртутной колбе).

Первоначальное место ионизации при постепенном возрастании анодного потенциала находится далеко от катода, но затем оно быстро передвигается по направлению к катоду, сосредоточиваясь на расстоянии, примерно, λ от него. Полное падение напряжения между анодом и катодом при установлении ионного тока состоит из падения напряжения у катода — около 10 вольт, падения напряжения в дуге — около 5—7 вольт, и падения напряжения у самого анода.



Фиг. 23.

На фиг. 23 показана зависимость между током и напряжением ртутной колбы. Изображенная кривая состоит из трех участков: первый участок от $i=0$ до $i=i'$, полученный плавным увеличением e до E_i , соответствует чисто электронному процессу, т. е. переносу зарядов первичными электродами, пока скорость электронов не достигла критической величины и ионизация не имеет места. Значения тока в пределах $0 < i < i'$ могут быть вычислены по формуле

$$i = k e^{3/2} \quad (1),$$

т. е. по формуле, которая применяется для расчета тока в кенотроне.

При достижении внешним напряжением величины полиого ионизационного потенциала E_i начинается второй участок $i' - i_{min}$, обусловленный появлением ионизации. Напряжение на вентиле под влиянием внешнего сопротивления резко падает

1) $k = \frac{2,33 \cdot 10^{-6}}{x^2}$, а x — расстояние между электродами в сантиметрах.

даже при небольшом увеличении тока, вследствие чего получается некоторая область неустойчивой работы ртутного вентиля. Этот участок представляет переходное состояние от чисто электронной проводимости к электронно-ионной.

Следующий, третий участок кривой, от $i > i_{\min}$, соответствует устойчивой ионизации. На этом участке падение напряжения на вентиле в широких пределах практически остается постоянным, так что ток в цепи определяется лишь внешним напряжением и сопротивлением, а именно:

$$i = \frac{e - e_b}{R} \approx \frac{e}{R}.$$

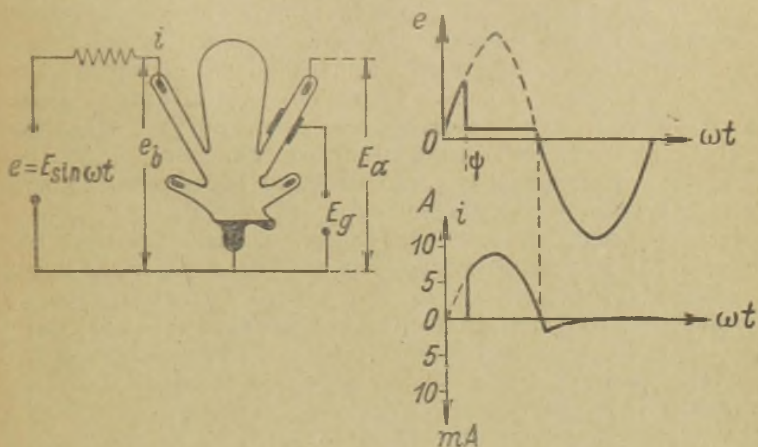
При значительном увеличении тока напряжение на вентиле начинает вновь возрастать и, главным образом, вследствие увеличения падения напряжения у анода. Значение тока i_{\max} , при котором начинается этот рост напряжения, может быть увеличено путем поддержания постоянства температуры или путем снижения ее.

Из приведенной характеристики можно усмотреть важные значения тока, характеризующие данный ртутный вентиль. Переход за минимальный ток повлечет неустойчивую работу выпрямителя, а переход за максимальный предел вызовет увеличение потерь энергии, повышение температуры и, в конечном счете, обратное зажигание. В таблице стеклянных ртутных колб нижний предел тока обозначен через $I_{0 \min}$ и верхний предел через $I_{0 \max}$. Надо иметь в виду, что понижение окружающей температуры повышает как нижний, так и верхний пределы рабочего тока.

Если аноду ртутного вентиля первоначально дать отрицательный потенциал, то первичные электроны не в состоянии получить ускорение, ионизации не происходит и явление тока вообще не возникает. С другой стороны, когда ртутный вентиль находится в цепи с переменным внешним напряжением, то к моменту перехода последнего из области положительных в область отрицательных значений, в пространстве между анодом и катодом находятся как положительные ионы, так и вторичные электроны, могущие теперь перемещаться в обратном направлении. В силу этого имеет место обратный ток (см. фиг. 24), т. е. от холодного анода к жидкой ртути. Его максимальное значение нарастает в течение $\sim 1/1000''$, а на протяжении остальной части отрицательного полупериода он продолжается, имея совсем незначительную величину, ибо насту-

пает явление молизации, т. е. образование из положительных ионов и электронов нейтральных атомов. Величина обратного тока по сравнению с прямым током ничтожна, и ртутный вентиль можно относить, практически, к совершенным вентилям. По измерениям Гюнтершульце для колбы, рассчитанной на 10 ампер, пик обратного тока может достигнуть всего лишь 3 мА и сильно падает с уменьшением нагрузки.

Большее практическое значение обратного тока заключается в том, что с ним связано распыление анодов. Это



Фиг. 24.

явление неблагоприятно отражается на работе колбы, увеличивая полный ионизационный потенциал.

Окончательная картина прохождения тока через ртутный вентиль представлена диаграммами на фиг. 24. Ввиду того, что в ртутной колбе нормально рассчитанной на ток в несколько ампер, величина чисто электронного тока, меньшая i' , составляет несколько миллиампер, она не показана на кривой тока. Возникновение прямого тока показано лишь начиная с момента, когда внешнее напряжение достигает величины полного ионизационного потенциала. Таким образом, этот момент может быть найден из уравнения

$$\sin(\omega t_1) = \sin(\psi) = \frac{E_i}{E} \dots \dots \dots (6)$$

В связи с этим ртутный вентиль можно рассматривать, в отличие от кенотрона, как вентиль, обладающий проводимостью в прямом направлении лишь по достижении анодным потенциалом величины E_i . Кенотрон же является проводником при каком угодно малом положительном значении анодного потенциала.

Как доказано проф. В. П. Вологдиным, величина E_i , помимо температурного режима, зависит от посторонних зарядов, могущих иметь место на стенках ртутной колбы. Поверхность стекла может удержать отрицательные заряды, получаемые ею от ударяющихся об нее электронов, движение которых происходит по извилистым силовым линиям. Заряженная же поверхность стекла повышает падение напряжения между катодом и анодом колбы. Особенно сказывается влияние стенок, когда они покрываются слоем ртути. Последнее явление имеет место чаще всего тогда, когда ртуть была недостаточна очищена, и когда не было достигнуто достаточного вакуума при изготовлении ртутной колбы.

Чтобы показать, как влияет на полный ионизационный потенциал наличие ртутного зеркала на внутренней поверхности стекла, обратимся к фиг. 24, на которой изображена двуханодная ртутная колба с металлической манжетой на одной из анодных трубок. Пусть напряжение, приложенное к аноду, равно e_b , а к манжете— e_g . В таком случае можно составить уравнение

$$e_{st} = e_g + D e_b,$$

как при анализе трехэлектродных катодных ламп, и действительное до момента появления ионизации. В этом уравнении e_{st} —так называемое управляющее напряжение, которое по своему воздействию на поведение свободного электрона эквивалентно воздействию на него потенциалов e_g и e_b . Величина

$$D = \frac{C_{ak}}{C_{gk}}$$

равна отношению емкости анод-катод и емкости манжета-катод; она является в данном случае проницаемостью манжеты. Если допустить, что $e_g = 0$, т. е. манжета присоединена коротко к катоду, и в то же время требуется вызвать ионизацию, т. е., должно быть $e_{st} = E_i$. то для этого, очевидно, анодный потенциал должен иметь величину

$$e_b = E_i = \frac{E_i}{D}.$$

При $D = 0,1$ мы получаем десятикратное увеличение полного ионизационного потенциала, если на пути между анодом и катодом имеется металлическая манжета, соединенная с катодом. Не трудно теперь представить себе, что точно такую же роль может играть и ртутное зеркало, распространенное по внутренней поверхности анодной трубки, продолжающееся до соединения с жидкой ртутью.

С подобным же явлением увеличения E_i мы столкнемся, если конструктивная деталь, поддерживающая ртутную колбу, присоединена к катоду.

В типовых ртутных колбах полный ионизационный потенциал, без учета влияния посторонних зарядов, определяется величиной 200—400 вольт для высоковольтных колб и 50—100 вольт для низковольтных.

Должно быть совершенно очевидно, что применение высоковольтной колбы для выпрямления низкого напряжения бесполезно, несмотря даже на низкое падение напряжения в ней. В самом деле, если только амплитуда выпрямляемого напряжения $E < E_i$, то колба не в состоянии пропустить и ток прямого направления.

Подобная картина нарушения проводимости в прямом направлении или, как говорят, появление псевдовысокого вакуума, может наблюдаться и тогда, когда тип колбы выбран правильно. Во-первых, причиной его может быть образование ртутного зеркала, соединившегося с катодом, а, во-вторых, возникновение на зеркале, не соединенном с катодом, отрицательного потенциала, равного амплитуде выпрямляемого напряжения, во время действия обратного напряжения. Подобное же влияние оказывает и поверхность анодной трубки, покрытая продуктами распыления анода от обратного тока.

На практике, во избежание указанных явлений, ставят нарочно манжету, но соединяют ее коротко с анодом. Ради той же цели концы анодных трубок, вместе с их выводами, иногда металлизуются, т. е. покрываются снаружи тонким слоем металла.

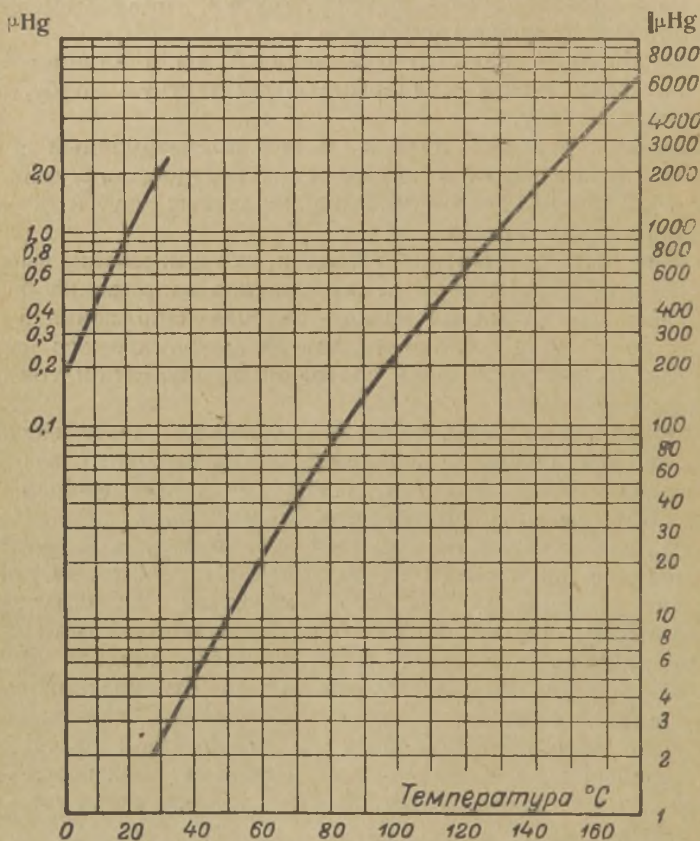
§ 4. Обратное зажигание в ртутном вентиле и расчет допустимых нагрузок.

Появление тока в обратном направлении в ртутном вентиле значительно облегчено по сравнению с кенотроном. Причинами обратного зажигания в этом случае являются:

- а) наличие паров, насыщающих пространство;
- б) присутствие в колбе посторонних газов;

в) нечистая поверхность анода и попадание на него капелек ртути, могущих образовать эмитирующее пятно (конденсация паров ртути вблизи анода).

Ранее было показано, что в исправно работающей ртутной колбе имеет место обратный ток в периоды отрицательного



Фиг. 25.

напряжения на аноде. Этот ток, очень незначительный по величине, по своей природе представляет не что иное, как так называемый ток тихого разряда. При наличии перечисленных обстоятельств, однако, такой ток тихого разряда может почти мгновенно превратиться в ток дугового разряда, и, благодаря

падающей характеристике $e_b = f(i)$, падение напряжения на дуге становится весьма малым, что и обуславливает короткое замыкание сети, приключенной к данному вентилю.

Первое из отмеченных обстоятельств имеет место в ртутном вентиле всегда, поскольку у катода выделяется большое количество тепла вследствие потерь, и имеется избыток жидкой ртути. С повышением температуры давление паров, насыщающих пространство, не подчиняется закону Бойля-Мариотта, а растет быстрее по сложному закону. На фиг. 25 эта зависимость представлена графически. Увеличение давления может одинаково произойти и при увеличении температуры окружающего пространства.

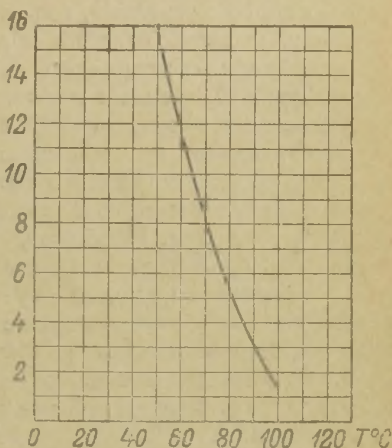
Произведенные исследования показывают, что электрический пробой в атмосфере насыщающих паров ртути не зависит практически ни от расстояния, ни от размеров электрода, но зато в высокой степени определяется температурой паров. На фиг. 26 приведена эта зависимость; из нее следует, что при температуре в 70° — 80° С электрическая прочность паров, насыщающих пространство, ниже 5000 вольт.

При таких обстоятельствах, казалось бы совершенно невозможно использовать ртутный вентиль для практических целей. Однако, отмеченные затруднения устраняются, во-первых—искусственным охлаждением, поддерживающим сравнительно низкую температуру 40° — 50° С, и, во вторых,—расположением анодов в узких каналах; у стеклянных ртутных колб в длинных и сравнительно тонких трубках.

Потеря энергии в ртутной колбе может быть выражена через

$$P_b = \frac{1}{T} \int_0^T i e_b dt = e_b \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i dt = e_b \cdot I_0 \quad (7)$$

Через $e_b = 20 \div 30$ вольт обозначено постоянное, практически не зависящее от выпрямляемого тока, падение напряжения



Фиг. 26.

в колбе. Необходимо отметить, что отличие этого уравнения от формулы (2), выражающей потерю мощности в кенотроне, заключается не только в том, что здесь играет роль среднее значение общего выпрямленного тока вместо действующего значения тока, проходящего через один анод. Существенно и то, что главная часть потерь энергии сосредоточена на катоде и лишь небольшая часть в самой дуге и на анодах. В кенотроне же мы имеем совершенно противоположную картину — там все потери сосредоточены на аноде.

Разумеется, если при данном установившемся значении I_0 и определенном устройстве охлаждения, ртутная колба не дает обратного зажигания, то повышение нагрузки при увеличении I_0 может вызвать явление обратного зажигания. В этом случае оно будет обусловлено непосредственно повышением температуры насыщенных паров, а значит, согласно фиг. 26, понижением их электрической прочности. Поэтому ртутная колба, рассчитанная на нормальную нагрузку при определенной степени искусственного охлаждения, может работать без всякого искусственного охлаждения при условии снижения величины нагрузки. Наоборот, нормальную нагрузку можно превысить, если увеличить степень искусственного охлаждения.

Устройство анодов ртутной колбы в длинных трубках позволяет осуществить разные температурные режимы и давления в различных частях колбы. Этим достигается, прежде всего, то, что аноды оказываются в среде с ненасыщенными парами ртути, которые подчиняются закону Бойля-Мариотта и Гей-Люссака, т. е.

$$pv = \text{const} (1 + \alpha t^\circ)$$

и имеют, благодаря малой плотности, более высокую электрическую прочность при одинаковой температуре, чем насыщенные пары.

Длинные анодные трубки, имеющие вдобавок колено, ограждают анод от непосредственного попадания на него струи паров ртути, которая нормально направляется в расширенную часть колбы, где и происходит конденсация их в капельки жидкой ртути. Различное состояние среды как по характеру паров, так и по давлению и плотности их, разумеется, возможно в силу некоторого динамического равновесия, связанного с непрерывным движением струй паров ртути внутри колбы. Это движение имеет направление от горячих частей к холодным, где пары конденсируются, поддерживая тем самым необходимое для динамического равновесия непрерывное дви-

жение. Кроме того, наличие сравнительно низкого общего давления всегда позволяет в более легкой степени осуществить разные давления в различных частях одного и того же сосуда.

На основании сказанного ртутная колба будет нормально работать, не давая обратного зажигания, если температура у катода, а значит, и давление насыщающих паров поддерживается на достаточно низком уровне, а около анодов имеется среда с ненасыщающими парами, имеющими малую плотность, высокую, сравнительно, температуру и давление, определяемое по закону Бойля-Мариотта.

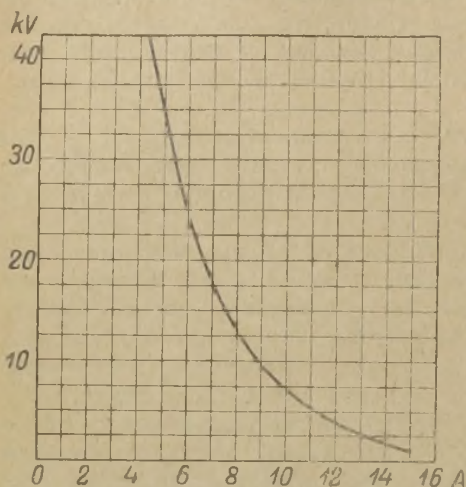
Само собой разумеется, что при этом внутри колбы не должно быть посторонних газов, могущих, независимо от сказанного, превратить тихий разряд в дуговой, создав тем самым обратное зажигание.

Точно так же нечистая поверхность анодов, или попадание на нее капелек ртути вследствие вредной конденсации около анодов, может вызвать обратное зажигание, независимо от вышеуказанного. Это обратное зажигание будет обусловлено образованием на анодной поверхности участков, испускающих свои первичные электроны. Надо заметить, однако, что обратное зажигание вследствие появления эмитирующих пятен на поверхности анода редко переходит в установившийся режим и, обычно, не вызывает тока короткого замыкания.

Расчет допустимой нагрузки, ограниченной, как это следует из предыдущего, опасностью появления обратного зажигания, может быть произведен, если известны условия охлаждения. В случае применения воздушного охлаждения теплоотдача стеклянными стенками ртутной колбы равна $\sim 0,005$ ватта каждым квадратным сантиметром ее поверхности, при условии разности температур стенки и окружающего пространства в 1°C . При бездействующем вентиляторе эта же колба способна рассеивать только $\sim 0,001$ ватт/ см^2 на 1°C .

Так как при данной общей поверхности колбы и определенных условиях охлаждения температура ее определяется в силу формулы (7), выпрямленным током I_0 , проходящим через катод, а также током дежурного зажигания (см. следующий параграф), то фиг. 26 можно видоизменить, отложив по оси абсцисс вместо температур силу тока I_0 , а по оси ординат напряжения, при которых наступает электрический пробой. Для частного случая стеклянной ртутной колбы, имеющей поверхность 3000 см^2 , такая кривая дана на фиг. 27. Эта кривая действительна при окружающей температуре 30°C и хорошем обдувании колбы снизу при помощи вентилятора. Для

колбы с другой поверхностью, но находящейся в тех же условиях охлаждения, эта кривая дает допустимую силу тока, измененную пропорционально поверхности колбы. Если поверхность другой колбы составляет, например, 1500 см^2 , то для одинакового значения $E_{\text{обр}}$ ток должен быть в два раза снижен.



Фиг. 27.

Из предыдущего ясно, что ртутная колба может допускать кратковременные перегрузки, при которых опасный перегрев не успевает нарасти.

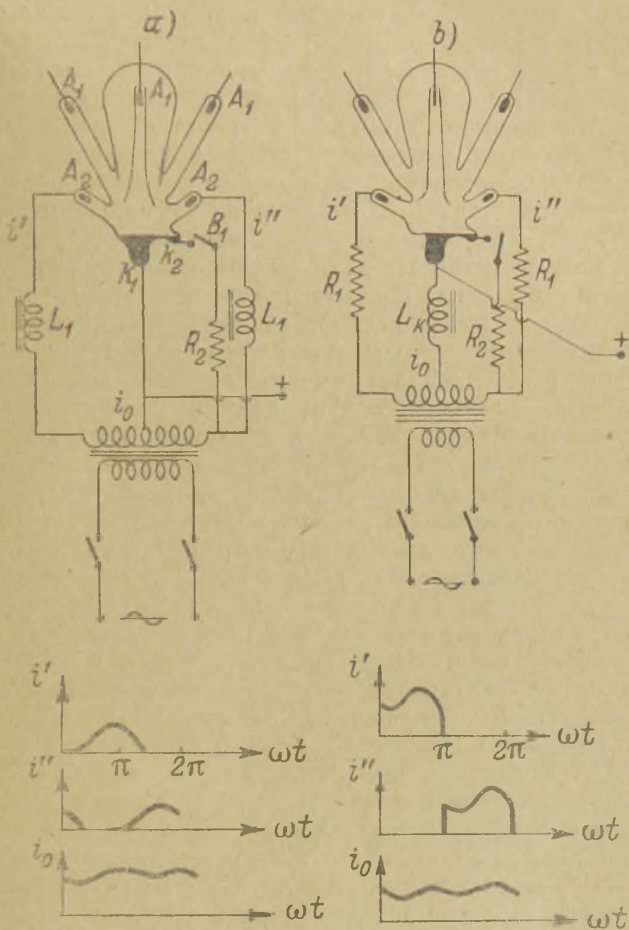
Показанный способ определения величины нагрузки и обратного рабочего напряжения является до известной степени ориентировочным. В силу этого ртутная колба должна выбираться по заводским данным. В число их, кроме I_0 и $E'_{\text{обр}}$, должны входить обязательно условия искусственного охлаждения. Последние очень часто характеризуются мощностью вентилятора, устанавливаемого

под ртутной колбой, при известной окружающей температуре. В металлических ртутных выпрямителях охлаждение производится проточной водой и для них должна устанавливаться скорость ее протекания (литр/мин).

§ 5. Устройство дежурного зажигания и типы стеклянных ртутных выпрямителей.

Для пуска ртутного выпрямителя в ход и поддержания его действия необходимо специальное приспособление, называемое обычно дежурным зажиганием. Дело в том, что необходимо первоначально создать раскаленное пятно на поверхности жидкой ртути, эмитирующее электроны, и сохранить его в моменты ослабления главного тока I_0 , ибо оно может существовать лишь при условии, когда этот ток не опускается ниже 3—4 ампер. При низких окружающих температурах может оказаться недостаточным даже и этой величины тока для поддержания раскаленного пятна, или кратера, как его иначе называют.

На фиг. 28-а дана принципиальная схема устройства дежурного зажигания стеклянного ртутного выпрямителя. Из нее следует, что колба снабжается, помимо главных анодов A_1 ,



Фиг. 28.

A_1 , A_1 , двумя вспомогательными анодами A_2 , A_2 , заключенными в короткие трубки, и одним вспомогательным отростком с жидкой ртутью K_2 . Ртуть этого отростка при наклонении

колбы может соединиться с ртутью главного отростка K_1 , служащего общим катодом. Если при повороте колбы однополюсный рубильник B_1 был замкнут, то при возвращении колбы в нормальное положение и разрыве жидкой ртути появится искра с образованием кратера. Так как в это же время аноды A_2 , A_2 находятся под напряжением относительно катода, то через них устанавливается ток, и вся схема дежурного зажигания начинает работать как постоянно действующий двухполупериодный выпрямитель. Разумеется, выключатель B_1 следует после этого разомкнуть, так как электрический ввод у отростка K_2 не рассчитан на продолжительную нагрузку.

Наличие дросселей L_1 , L_1 обеспечивает непрерывное протекание тока i_0 через катод. Без них ток сильно пульсировал бы и доходил бы на мгновения до нуля. Этого, однако, допускать не следует, ибо опыт показывает, что достаточно прервать ток дежурного зажигания даже на одну стотысячную долю секунды, чтобы раскаленное пятно успело охладиться. Помимо сглаживания пульсаций тока дежурного зажигания, в данной схеме дросселя действуют как анодные (см. § 5 главы IV), т. е. ограничивают величину тока дежурного зажигания.

Если видоизменить схему включения дросселей (смотри фиг. 28-б), включив дроссель между катодом и средней точкой трансформатора, то для ограничения величины тока дежурного зажигания необходимо ставить два сопротивления R_1 , R_1 или одно последовательное с дросселем L_k . Это необходимо потому, что дроссель L_k , включенный в данном случае как катодный, не влияет на величину постоянной слагающей выпрямленного тока, а уменьшает лишь его переменные слагающие, т. е. сглаживает пульсации (см. главу IV).

На диаграммах, помещенных на фиг. 28-а, б видно, что форма тока i_0 , проходящего через катод, почти не зависит от способа включения дросселей, тогда как форма анодных токов оказывается при этом различной.

При расчете трансформатора и других частей схемы дежурного зажигания нужно иметь в виду, что амплитуда E напряжения одной половины вторичной обмотки трансформатора должна быть больше полного ионизационного потенциала вспомогательных анодов E_{id} . Так как последний составляет не более $50 \div 80$ вольт, благодаря сравнительно малому расстоянию анодов от катода, то достаточно принять

$$E \geq 150 \text{ вольт и } \varepsilon = \frac{E}{\sqrt{2}} \geq 110 \text{ вольт.}$$

При установлении тока напряжение на вспомогательных анодах будет падать до постоянной величины 15—25 вольт, и разница между ними должна быть поглощена либо дросселями L_1, L_1 в схеме 28-а, либо сопротивлениями R_1, R_1 в схеме 28-б. Если обозначить среднее значение необходимого тока дежурного зажигания через $I_{од}$, то для первой схемы имеем

$$I_{од} \cong \frac{1^2 E}{\pi \omega L_1} \left[(\pi - \psi) \cos \psi + \sin^2 \psi \right]^{1)}, \dots \dots (8)$$

а для второй

$$I_{од} \cong \frac{E}{R_1} \frac{1 + \cos \psi}{\pi} - \frac{e_0}{R_1} \quad ^2), \dots \dots (9)$$

где

$$\psi = \arcsin \frac{E_{ид}}{E}$$

Задаваясь указанными выше значениями $I_{од} = 3 \div 4$ ампер $E = 150$ вольт; $E_{ид} = 50 \div 80$ вольт и $e_0 = 15 \div 25$ вольт³⁾ можно найти L_1 и R_1 .

Во второй схеме оба сопротивления R_1 могут быть заменены одним R_0 , включенным последовательно с дросселем L_k и имеющим ту же величину. Величина дросселя L_k должна быть найдена по формуле

$$3 \omega L_k \cong R_1 \quad ^3) \dots \dots (10)$$

Конструктивный расчет всех деталей (выбор диаметра проводов трансформатора, дросселей и сопротивлений и т. д.) следует сделать на основании общих указаний о работе двухполупериодной схемы выпрямления с фильтром, имеющих в главах III и IV. Сопротивление R_2 обычно делается от 100 до 200 ом.

Изоляция между первичной и вторичной обмоткой трансформатора дежурного зажигания должна делаться на полное напряжение выпрямителя, если его отрицательный полюс подлежит заземлению, как это и имеет обычно место в выпрямителях для радиопередатчиков.

Так как расход энергии в цепи дежурного зажигания, проходящий на долю ртутной колбы, составляет относительно

¹⁾ Вывод см. гл. V, § 5.

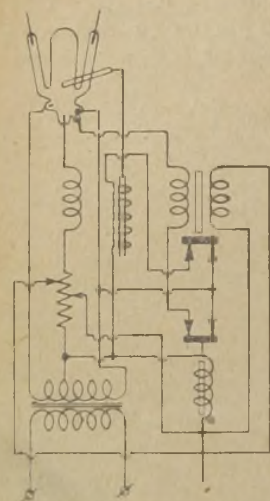
²⁾ Вывод см. гл. V, § 4.

³⁾ См. главу IV, § 7.

значительную величину $50 \div 100$ ватт и тем самым может сказаться на температурном режиме колбы и повлиять на условия обратного зажигания, то его необходимо учитывать при расчете охлаждения для нее.

Помимо неавтоматической системы дежурного зажигания существует ряд схем автоматического пуска в ход, причем в некоторых из них покачивание для первоначального образования раскаленного пятна заменяется другими способами, например, электрической искрой между главным катодом и близко расположенным от него вспомогательным электродом.

На фиг. 29 изображена для примера полная схема автоматического дежурного зажигания с покачиванием колбы, а на фиг. 30 пример устройства пуска колбы в ход без покачивания с применением железного поплавка *a*, управляемого соленоидом и поднимающего уровень ртути до соприкосновения со вспомогательным электродом *n*. Наконец, на фиг. 31 дана полная схема трех-

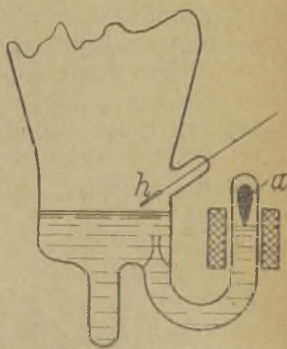


Фиг. 29.

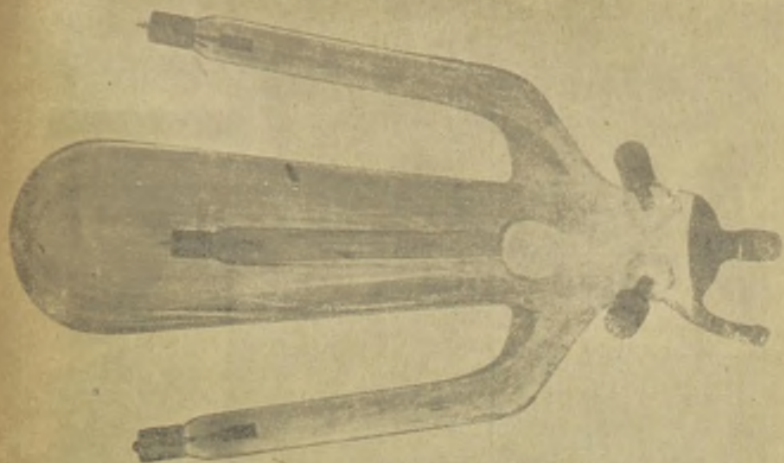
фазного выпрямителя, у которого пуск производится с помощью биметаллической пластины, разрывающей при включении вспомогательную цепь в месте соприкосновения конца пластины с жидкой ртутью катода.

В таблице ниже помещены типы стеклянных колб, изготавливаемых заводом Светлана. Эта таблица позволяет выбрать необходимую колбу для заданного частного случая, исходя из рабочего обратного напряжения $E_{обр}$ и среднего значения полезного выпрямленного тока I_0 . В этой таблице также содержатся необходимые сведения, касающиеся устройства дежурного зажигания и способов охлаждения.

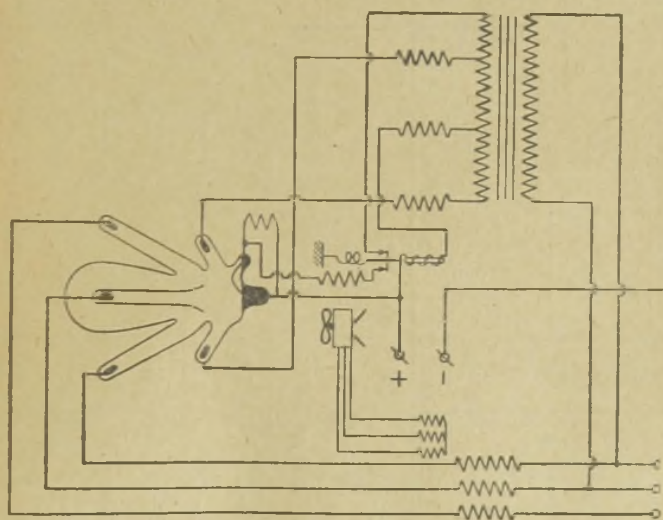
На фиг. 32, дана фотография стеклянной колбы завода Светлана.



Фиг. 30.



Фиг. 32.



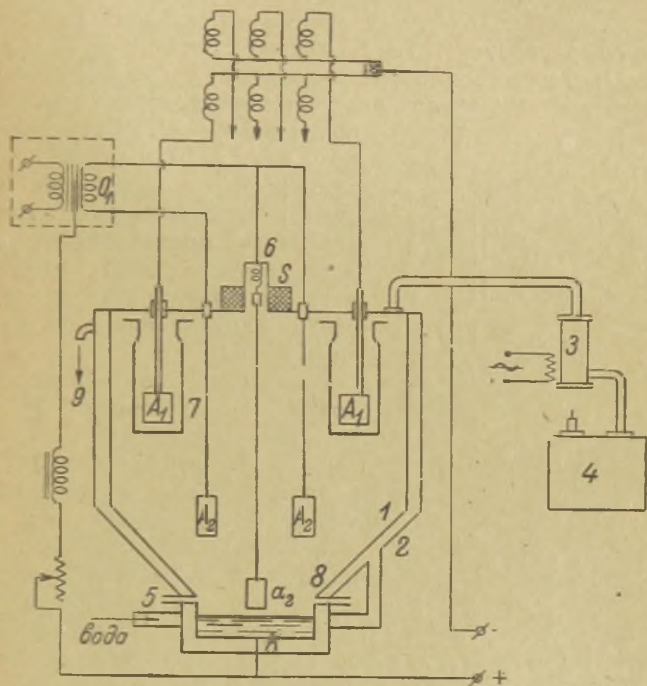
Фиг. 31.

Таблица ртутных стеклянных колб завода Светлана.

Т и п	Число главных анодов	Главные аноды				Ток дежурного зажигания $I_{од}$ ампер	Наибольшая высота мм	А н о д		Гарантируемый срок службы часов	Охлаждение	Примечания
		Среднее значение тока через катод		Рабоч. значение об-ратного напряжения $E_{обр}$ вольт	Наименьш. значение выпрямленного на-пряж. $E_{0 min}$ вольт			Диаметр и высота мм	Материал			
		Допускае-мое $I_{он}$ ампер	Наимень-шее I_{min} ампер									
2В--6	2	6	3,5	500	4	—	235	8/25	1 000	Естеств.	Колбы вы-держивают перегрузку 10% — 5 мин. 25% — 30 сек.	
4В--6	2+2	6	3,5	500	4	—	235	8/25	1 000	"		
2В--12	2	12	4	1 500	6	—	385	15/30	1 000	"		
2В--20	2	20	5	1 500	6	—	588	15/45	1 000	"		
3В--Н--60	3	60	3	1 200	12	6—7	605	20/60	800	Вентил.		
3В--Н--100	3	100	5	1 200	12	7—8	655	28/70	800	"		
3В--Н--4	3	4	0,2	15 000	500	6—7	428	8/25	800	"		
3В--Н--6	3	6	0,3	15 000	1500	6—7	588	10/25	800	"		
3В--Н--15	3	15	0,8	12 000	1500	7—8	—	15/45	800	"		

§ 6. Устройство металлических ртутных выпрямителей.

В последнее время германская фирма Телефункен на ряде построенных ею радиостанций начала применять для анодного питания металлические ртутные выпрямители. Для регулировки выпрямленного напряжения, около анодов в этих выпрямителях устраивают дополнительные электроды на подобие сеток

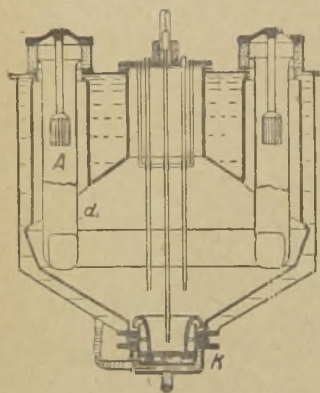


Фиг. 33.

катодных ламп, и такое устройство носит название тиратронный выпрямитель (см. главу V). По многим своим свойствам и, в частности, благодаря своей долговечности, металлический ртутный выпрямитель превосходит выпрямитель со стеклянными ртутными колбами и, очевидно, в ближайшее время будет широко распространен на мощных радиостанциях. В связи с этим необходимо дать краткие общие сведения, касающиеся его устройства.

Металлические ртутные выпрямители уже сравнительно давно вошли в практику электротехнических сооружений, где напряжение выпрямленного тока не превосходит 3—5 тысяч вольт. Их применению для радиостанций препятствовали трудности осуществления надлежащей конструкции, способной обеспечить отсутствие обратного зажигания, когда рабочие значения обратного напряжения достигают 10—20 тысяч вольт.

В основном металлический ртутный выпрямитель отличается от стеклянной колбы применением железного или стального закрытого резервуара, заменяющего стеклянный баллон. Это обстоятельство в свою очередь вызывает применение специальной конструкции выводов анодов и катода, а также применение



Фиг. 34.

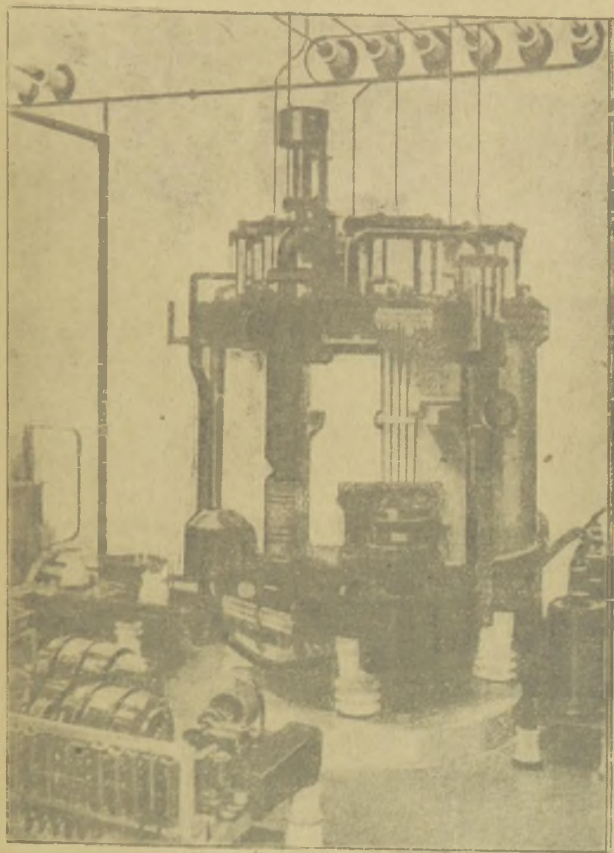
Катод в виде жидкой ртути наливается в изолированную от корпуса чашку *K*. Аноды A_1 окружены изолирующими манжетами 7. На чертеже, для упрощения нарисовано только два анода вместо шести. Для пуска в ход и дежурного зажигания служат аноды A_2 — A_2 и вспомогательный электрод a_2 , который помощью соленоида *S* может опускаться до соприкосновения с поверхностью ртути.

Благодаря наличию швов в местах анодных и катодных выводов необходимо наличие вакуумного насоса, постоянно действующего во время работы выпрямителя. Для этой цели применяются две ступени: первая—форвакуумная, осуществляемая с помощью масляного насоса Геде (4), и другая—с помощью ртутного конденсационного насоса Лангмюра (3). После первой ступени получается разрежение порядка

постоянно действующего вакуумного насоса. Для предотвращения непосредственной дуги между анодами и корпусом, аноды располагаются в металлических цилиндрах, изолированных от корпуса и самих анодов. Для охлаждения всего корпуса применяется проточная вода.

На фиг. 33 дан схематический чертеж выпрямительной установки с металлическим ртутным выпрямителем. Самый корпус (1) окружен снаружи кожухом и в пространстве, между ними циркулирует охлаждающая вода. Вход воды помечен цифрой 5, а выход—цифрой 9.

0,1 ÷ 2 мм Hg, а после второй, т. е. в самом корпусе выпрямителя, 0,001 ÷ 0,01 мм Hg. Так как при установившейся нормальной работе выпрямителя его температура находится в пределах 45° ÷ 55°С, а давление имеет среднюю величину,

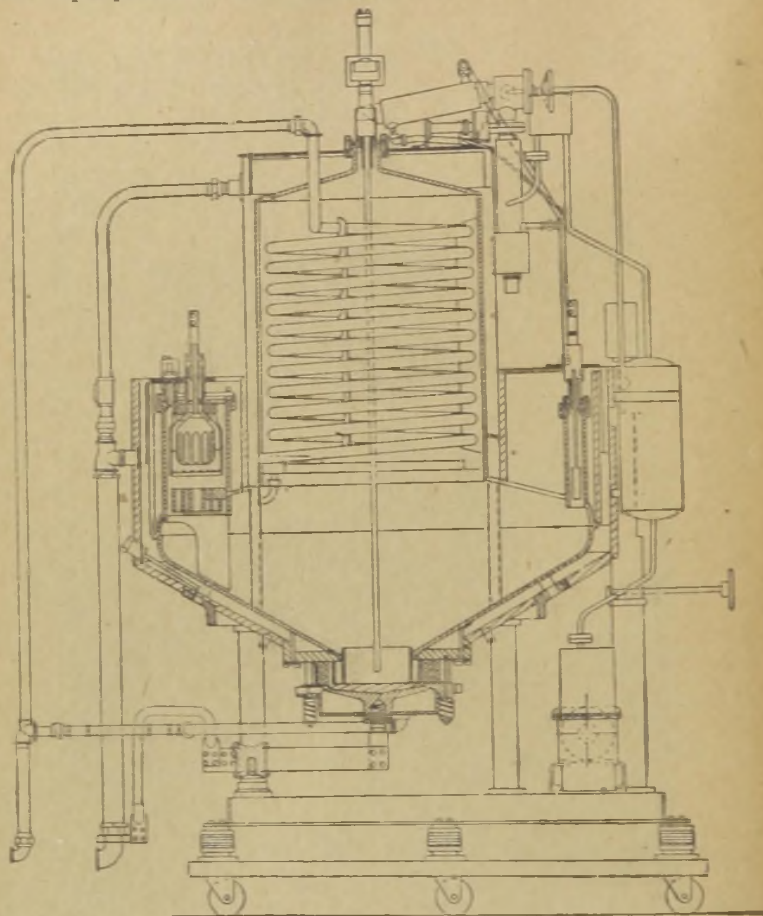


Фиг. 35.

0,01 ÷ 0,1 мм Hg, то во время работы выпрямителя вакуумные насосы можно периодически останавливать.

В качестве примера на фиг. 34 дан разрез ртутного выпрямителя завода Электросила, и на фиг. 35 дана фотография

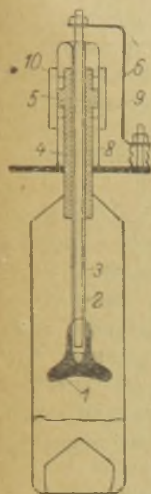
металлического ртутного выпрямителя с управляющими сетками, установленного на радиостанции около Вены фирмой Телефункен. Наконец, на фиг. 36 показан разрез металлического тиратронного выпрямителя.



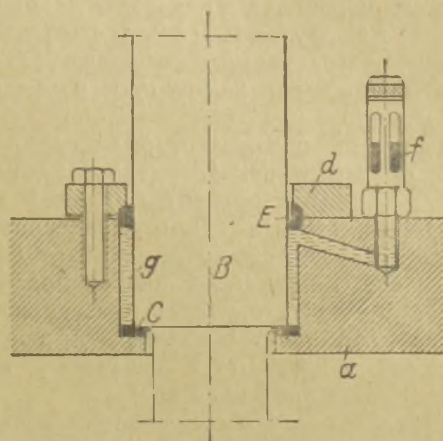
Фиг. 36.

Наибольшее затруднение при осуществлении высоковольтного металлического выпрямителя, и особенно с применением управляющих сеток, лежит в устройстве анодных и катодных выводов, а также и самых электродов. Помню надлежащей

электрической прочности, выводы должны обладать плотностью для сохранения вакуума. С этой целью применяется фарфор, стыки которого с металлическими поверхностями уплотняются иногда заливкой из жидкой ртути. На фиг. 37 даны примеры таких уплотнений. Что же касается конструкций анодов и катодной чашки,



Фиг. 37-а.



Фиг. 37-б.

то на выбор их влияют условия, предотвращающие обратное зажигание. В настоящее время уже разработаны надлежащие конструкции этих частей выпрямителя, позволяющие осуществить мощные установки на напряжение до 30 тысяч вольт и выше (фирма Броун-Бовери и др.).

§ 7. Газотроны. Принцип работы.

Как уже было отмечено, основной опасностью нарушения нормальной работы ртутного вентиля является легкость возникновения обратного зажигания. Она обуславливается главным образом наличием насыщенных паров ртути внутри такого вентиля. Преимущества ртутного выпрямителя перед кенотроном в отношении потери напряжения, а, значит, и в отношении к.п.д., настолько велики, что стимулируют исследовательскую работу над усовершенствованием применения именно ионного (дугового) разряда для практических целей выпрямления. В результате подобных работ американской фирмой Джeneralь

Электрик К⁰ был впервые выпущен вентиль с ртутными парами и твердым катодом, за которым в нашей практике установилось название газотрона.

По существу принципа действия и устройства газотрон может быть отнесен к обычным газовым выпрямителям. Однако, от них он отличается тем, что в нем приняты специальные меры для увеличения срока службы катода. От обычной же ртутной колбы газотрон отличается наличием твердого, накаливаемого внешним током, катода и средой с ненасыщенными парами ртути в области, где расположены катод и анод.

На фиг. 38 показан разрез одного газотрона. Как можно видеть, он характерен удлиненной нижней частью стеклянного баллона, куда налито небольшое количество ртути. При накаленном катоде, вынесенном далеко от жидкой ртути, пространство между ним и анодом содержит ненасыщенные пары ртути, тогда как внизу баллона в холодной части последнего происходит конденсация паров ртути и имеются ее пары, насыщающие пространство.



Фиг. 38.

Ионный разряд в ненасыщенных парах ртути может происходить между анодом и катодом благополучно без обратных зажиганий даже при сравнительно высокой температуре, например, 80°С. При этой температуре в насыщенных парах ртути мы получили бы обратное зажигание от отрицательного напряжения всего лишь 1000 вольт (см. фиг. 26).

По этим же соображениям анод и катод могут быть сравнительно близко расположены друг к другу, и поскольку они при этом вынесены в верхнюю часть баллона, не подвергающуюся искусственному охлаждению, в ней не может иметь места конденсация паров ртути. Энергия, выделяемая накалом катода, и энергия от падения напряжения между анодом и катодом достаточны для того, чтобы при известной окружающей температуре поддерживать надлежащую температуру этой части баллона и предотвращать в ней конденсацию ртутных паров.

Разделение в баллоне газотрона областей насыщенного и ненасыщенного пара еще не решает всей задачи. Дело в том, что твердый накаленный катод, находясь в газовой среде, какой является область ненасыщенных паров, подвергается бом-

бардировке положительными ионами и разрушается. Особенно это разрушение сказывается на катодах, покрытых для увеличения эмиссии оксидным слоем. Этим разрушением обычно и определялся малый срок службы прежних газовых вентиляей, доходивший иногда всего лишь до нескольких часов. Газотрон лишен этого недостатка при помощи двух способов. Во-первых, в нем соблюдается известное минимальное падение напряжения у катода и, во-вторых, применяется специальная экранировка, благодаря которой тяжелые положительные ионы не попадают непосредственно на активную поверхность катода, предназначенную для испускания первичных электронов.

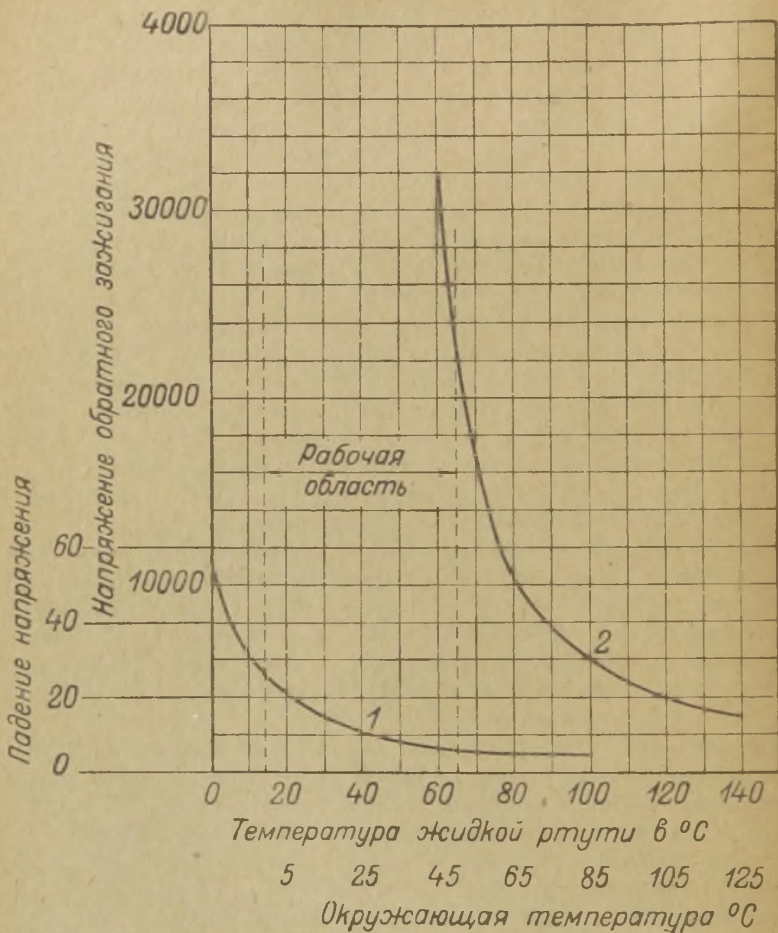
Практически заметное разрушение катода положительными ионами имеет место только тогда, когда ионы обладают необходимой скоростью. В частности, для среды с ненасыщенными ртутными парами это разрушение катода не имеет места, если падение напряжения между электродами не превосходит 22 вольт. Происходит это оттого, что при меньших значениях напряжения положительный ион не в состоянии приобрести опасную в смысле разрушения катода скорость. Величина падения напряжения между анодом и катодом газотрона зависит, однако, от температуры. С понижением температуры это напряжение возрастает, и может наступить разрушение катода.

Таким образом, мы приходим к определению двух температурных границ, внутри которых может происходить нормальная работа газотрона, т. е., с одной стороны, без обратного зажигания, а с другой стороны без разрушения катода. Превышение высшей температуры приводит к возникновению обратного зажигания, а переход за нижний предел температуры—к разрушению катода.

Поскольку температурный режим в верхней и в нижней части баллона газотрона должен быть разным и при установленном рабочем режиме зависит от окружающей температуры, для определения вышеупомянутых границ благополучной работы газотрона полезно обратиться к кривым фиг. 39. Эта фигура, заимствованная из статьи Steiner and Maser (Proc. Inst. Rad. Eng. № 1, 1930 г.) дает, с одной стороны, зависимость от окружающей температуры падения напряжения на электродах (кривая 1) и, с другой стороны,—зависимость от окружающей температуры обратного напряжения, при котором возникает обратное зажигание (кривая 2).

Эти кривые сняты при постепенном увеличении окружающей температуры у газотрона, работавшего в качестве выпрямителя в условиях полной нагрузки. Между окружающей тем-

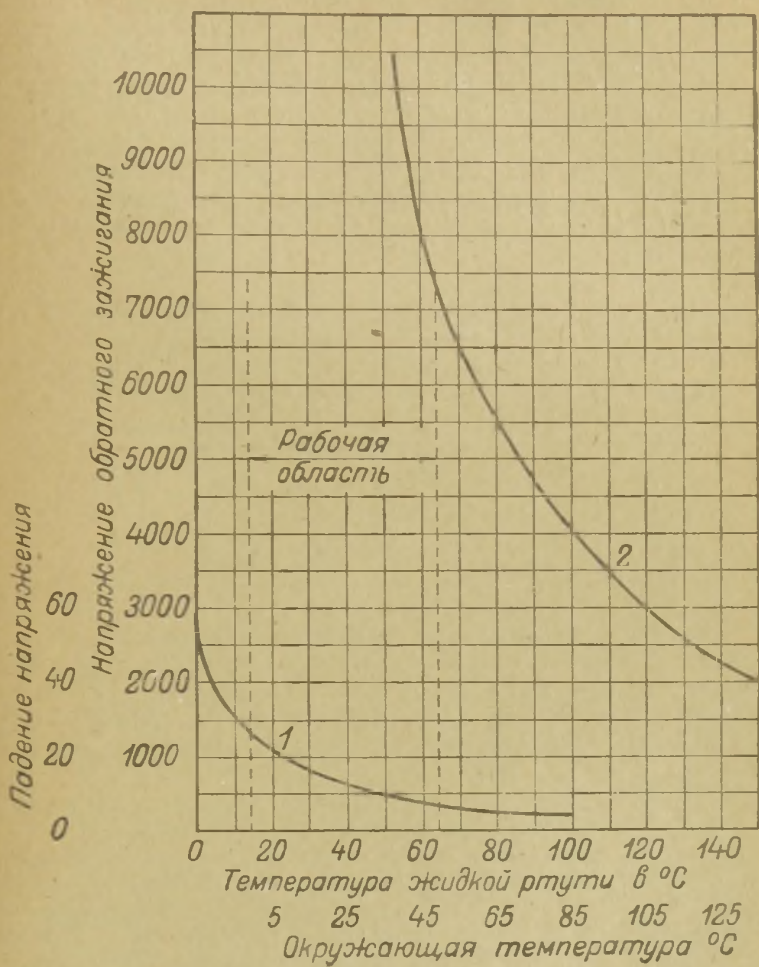
пературой и температурой самой холодной части баллона при этом все время оказывалась разность в 15°C . Так как в самой холодной части—внизу баллона—происходит конденсация паров



Фиг. 39.

в жидкую ртуть, то температура последней может быть также отложена по оси абсцисс с учетом указанной разности в 15°C . Кривая 1 показывает, что если окружающая температура ниже 0°C то температура нижней части может быть ниже 15°C

и падение напряжения на анод-катоде превысит критическую величину, т. е. начнется разрушение оксидного слоя катода.



Фиг. 40.

С другой стороны, кривая 2 показывает, что выше окружающей температуры 50°C обратное зажигание может иметь место при обратных напряжениях ниже 20 000 вольт.

По такого рода кривым может быть найден допустимый рабочий режим для любого типа газотрона. На фиг. 40 приведены подобные кривые для других газотронов: *UV*—866 и *UV*—872. Если предположить, что в условиях эксплуатационной обстановки окружающая температура будет изменяться от 0° С до 50° С, то эти газотроны будут удовлетворительно работать, когда обратное напряжение на них не будет превосходить 7000 вольт. В таблице газотронов и тиратронов завода Светлана (см. ниже) отмечено, каким типам могут быть уподоблены упомянутые американские газотроны *UV*—869, *UV*—857, *UX*—866 и *UV*—872, данные которых здесь приводятся.

Таблица газотронов американской фирмы Дженераль Электрик Ко.

Тип	К а т о д		Обратное напряжение вольт	Максимальный пик анодного тока ампер
	вольт	ампер		
<i>UX</i> —866 . . .	2,5	5	5 000	0,6
<i>UV</i> —872 . . .	5	10	5 000	2,5
<i>UV</i> —869 . . .	5	20	20 000	5
<i>UV</i> —857 . . .	5	60	20 000	20

Важно подчеркнуть, что практическое использование газотронного выпрямителя при очень низкой температуре невозможно (кривые фиг. 39 и 40). Это затруднение, однако, в случае нужды, можно преодолеть путем применения дополнительного подогрева баллонов от внешнего источника тепла.

Интересно отметить, что перемещение катода и анода в нижнюю часть баллона, обладающую температурой, например, 60° С, неминуемо вызвало бы обратное зажигание от напряжения менее 10 000 вольт, тогда как, находясь в верхней части, они дают его лишь при 32 000 вольт. Это следует из сравнения фиг. 26 и 39. Необходимо при этом указать, что, когда нижняя часть газотрона имеет температуру 60°, верхняя часть его имеет более высокую температуру и, несмотря на это, обратного зажигания в ней все же не получается только потому, что в верхней части баллона пространство заполнено ненасыщенными парами, имеющими малую плотность по сравнению с насыщенными парами.

§ 8. Устройство газотрона.

Из приведенного описания условий нормальной работы газотрона вытекают определенные требования, которым должна удовлетворять его конструкция, а из этих требований дополнительные данные, относящиеся к его характеристике.

Прежде всего, как было и ранее отмечено, баллон газотрона должен иметь шарообразную форму с удлиненной нижней частью. При возрастании окружающей температуры охлаждать следует только нижнюю часть, и направление охлаждающей струи воздуха от вентилятора должно быть горизонтальным. Жидкая ртуть в количестве, примерно, одного грамма находится на дне нижней части баллона.

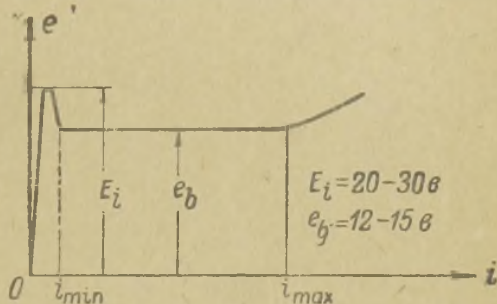
Анод делается в виде грибовидной головки из графита (в маломощных и из железа) и располагается на расстоянии $l \approx 2-3$ см от катода.

Помещать их так близко друг от друга нужно для того, чтобы иметь малое значение E_i — полного ионизационного потенциала. В противном случае возможно в известной степени разрушение катода. Так как ионизационный потенциал для ртутных паров при длине свободного пути $\lambda = 1$ см составляет $e_i = 10,4$ вольт, то при близко расположенных аноде и катоде получается

$$E_i = e_i \frac{l}{\lambda} \approx 20 \div 30 \text{ вольт.}$$

Падение напряжения между анодом и катодом для средних рабочих температур имеет величину порядка $e_b = 15$ вольт. Оно так же, как и в ртутной колбе, начинает возрастать после перехода анодного тока за известный предел.

Вольтамперная характеристика газотрона (фиг. 41) имеет такой же общий вид как у ртутной колбы. Различие заключается лишь в числовых значениях параметров. Это различие ведет, между прочим, к тому, что минимальный рабочий ток при котором начинается неустойчивая работа газотрона,



Фиг. 41.

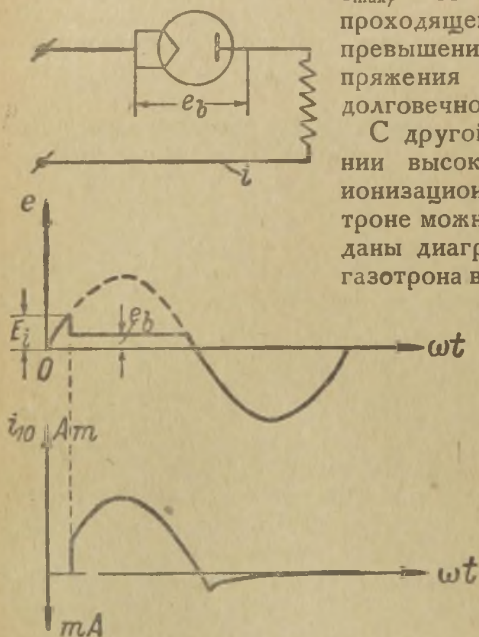
практически равен нулю. Однако, величина анодного тока, при которой падение напряжения увеличивается, в данном случае играет большую роль, чем в ртутной колбе, потому что увеличение падения напряжения, как нам известно, связано с разрушением катода. Кривая (1), приведенная на фиг. 39 и 40, относится к некоторому предельному значению тока через газотрон. Превышение этого значения повлечет за собою возрастание ординат кривой (1). Мы будем обозначать через I_{\max} , — тот максимальный пик тока, проходящего через газотрон, при превышении которого падение напряжения становится опасным для долговечности катода.

С другой стороны, при выпрямлении высоких напряжений явлением ионизационного потенциала в газотроне можно пренебрегать. На фиг. 42 даны диаграммы тока и напряжения газотрона в однополупериодной схеме.

Из этих диаграмм ясно следует, что когда $E \gg E_i$, то

$$\psi = \arcsin \frac{E_i}{E} \approx 0,$$

и газотрон уподобляется кенотрону, т. е. такому вентилю, который проводит ток в прямом направлении, начиная с момента перехода напряжения из области отрицательных ординат в область положительных.



Фиг. 42.

Обратный ток тихого разряда во время отрицательных полупериодов напряжения в газотроне составляет, как и в ртутной колбе, ничтожную величину, и потому газотрон должен быть также отнесен к разряду совершенных вентиляй.

Потеря энергии в газотроне очень мала. Она определяется, как и в ртутной колбе, средним значением анодного тока, ибо падение напряжения практически постоянно, т. е.

$$P_b \text{ ватт} = \frac{1}{T} \int_0^T i \, e dt = e_b \cdot I_0 \approx 15 I_0 \text{ амп} \dots (11)$$

Знание этой величины необходимо, поскольку она может вызвать опасный перегрев газотрона и обратное зажигание. Американская практика устанавливает следующее соотношение:

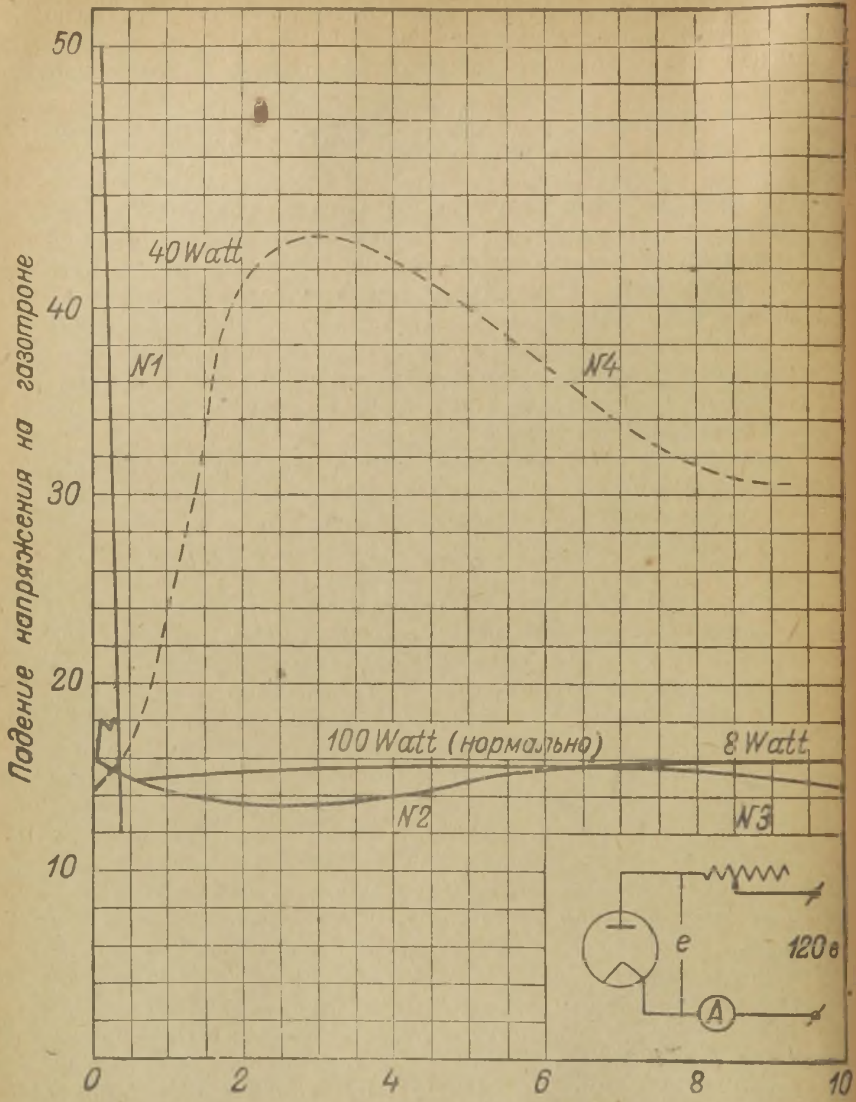
$$I_{0Г} \cong \frac{1}{2} \div \frac{1}{3} I_{\max Г} \dots \dots \dots (12)$$

Переходя к устройству самого катода, необходимо подчеркнуть, что для увеличения эмиссии он покрывается слоем окислов щелочно-земельных металлов. Основой же для него служит никелевая лента. Температура катода сравнительно низка, порядка 800° — 900° С. Полный ток эмиссии тем не менее выбирается очень большим: он должен быть по крайней мере в два раза больше допустимого пика анодного тока $I_{\max Г}$. Это необходимо для того, чтобы по возможности уменьшить падение напряжения на газотроне.

Регулировать ток накала приходится очень точно. Перекал для оксидированного катода, как известно, вреден тем, что он непосредственно сокращает долговечность активного слоя. Недокал, вызывая увеличение падения напряжения на анод-катоде, также ведет к преждевременному разрушению активированного катода. На фиг. 43 приведена зависимость $e_b = f(i)$ при различной мощности накала. Кривая № 1, относящаяся к мощности в 2,5 раза меньше нормальной, показывает, что работа данного газотрона с ней совершенно невозможна. Скачки этой кривой показывают образование кратеров на поверхности катода, т. е. раскаленных точек, из-за которых эмиссия временно увеличивается. После же испарения вследствие высокой температуры эмиссия в этих местах оксидного слоя снова падает, и напряжение на аноде возрастает скачком.

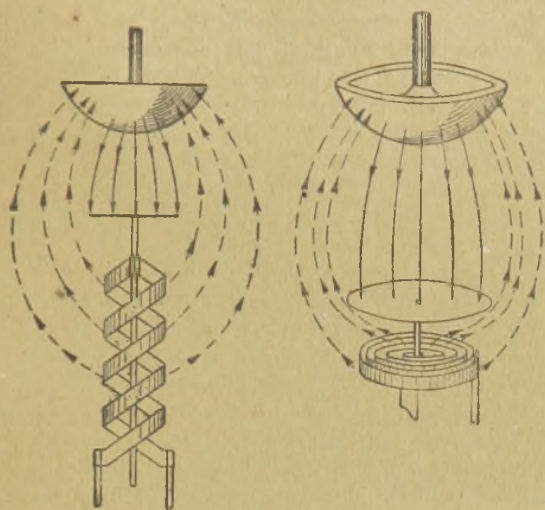
Напряжение накала выбирается низким—2—5 вольт, а ток—большим. Это необходимо, с одной стороны, для того, чтобы анодный ток, проходя по катоду, не сказывался заметно на перегреве последнего. Кроме того, применить низкое напряжение на концах катода, необходимо для того, чтобы избежать возникновения ионного разряда между ними. Надо помнить, что при скорости электрона 10,4 вольта, в ртутных парах имеет место ионизация, и если мы не должны ее иметь между данными электродами, то разность потенциалов между ними должна быть меньше 10,4 вольта.

С целью дополнительной защиты катода от бомбардировки его положительными ионами применяется экранировка катода и изготовление его для мощных типов из широкой



Фиг. 43.

гофрированной ленты, намотанной в плоскую спираль. На фиг. 44 показаны примерные конструкции катода в схематическом изображении. Проследим на одной из них защитное действие экрана. Электрон, отрываясь от поверхности активного слоя, оказывается в слабом электрическом поле между соседними витками. Благодаря экрану и узким промежуткам между витками электрические силовые линии от анода только в небольшой части могут проникнуть к активному слою. Тем не менее, как показывает опыт, электрон, хотя медленно, но способен



Фиг. 44.

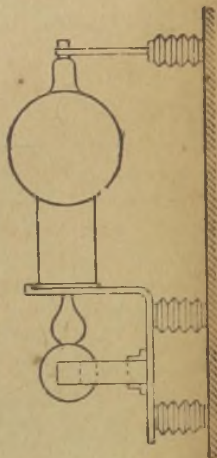
выйти из щели к наружной поверхности экрана и попасть здесь уже в сильное электрическое поле. Сила этого поля создает ему нужную скорость, при которой он ионизирует нейтральный атом при своем движении к аноду. Образующиеся вторичные электроны устремляются к аноду, а положительные ионы — к катоду. Однако, последние, благодаря экрану, не могут попасть на активный слой катода. Они в большей своей части попадают на поверхность экрана, и лишь небольшая часть их бомбардирует край ленты, не будучи в состоянии совершенно пройти в пространство между витками и попасть на активную поверхность катода. В силу этого всегда можно ожидать разрушения активного слоя на торцевой поверхности такого катода,

т. е. на краях его ленты, однако, в общем эмиссионном балансе роль их конечно, ничтожна.

Свертывание катодной ленты в тесную спираль преследует еще и другую цель. Благодаря ему, излучение тепла во внешнюю среду имеет место только с наружного витка, да и то, если он не окружен кольцевым экраном. Уменьшение излучения тепла ведет к повышению температуры катода при той же затрате мощности на накал. Если же, как это обычно бывает, необходимо достигнуть определенной температуры катода, то при свертывании его в тесную спираль можно увеличить удельную эмиссию. Опыт показывает, что если оксидный катод открытой конструкции при температуре $1000-1200^{\circ}$ дает эмиссию $30-40$ mA на 1 ватт, то закрытый катод при температуре $800-900^{\circ}$ C дает 100 и больше mA на 1 ватт накала. На фиг. 45 приведена одна конструкция закрытого типа катода, которая может при бариевом оксидном слое дать эмиссию даже до 2 ампер на 1 ватт мощности накала катода.



Фиг. 45.



Фиг. 46.

В заключение, следует упомянуть о способе монтажа его в рабочей схеме. На нижнем конце удлиненной части баллона делается металлический цоколь, которым газотрон упирается в кронштейн, поддерживающий его в надлежащем положении. Такое устройство способствует лучшему охлаждению нижней части баллона, что необходимо для конденсации в этой части ртутных паров. Самая верхняя часть газотрона охватывается легкой державкой, которая прочно удерживает в вертикальном положении газотрон (см. фиг. 46). Поддерживать газотрон за среднюю часть баллона не рекомендуется вовсе.

§ 9. Промышленные типы газотронов и правила эксплуатации их.

Ниже в таблице приведены типы газотронов и тиратронов (газотрон с управляющей сеткой, см. главу V), изготавливаемые заводом Светлана.

На фиг. 47 приведены фотографии некоторых из этих типов.

При выборе газотрона необходимо определять а) максимальный пик рабочего тока через него $I_{\max \Gamma}$; б) максимальное среднее значение тока через него $I_{\text{ог}}$, которое при простой многофазной схеме равно $I_{\text{ог}} = \frac{I_0}{m}$; в) допустимое значение обратного рабочего напряжения $E'_{\text{обр}}$.

При расчете неустановившихся режимов в выпрямителе с фильтром необходимо соблюдать условие, чтобы бросок тока не превосходил $I_{\max \Gamma}$ (см. § 11 главы IV). С этой целью очень часто нарочито увеличивается индуктивность сглаживающего дросселя.

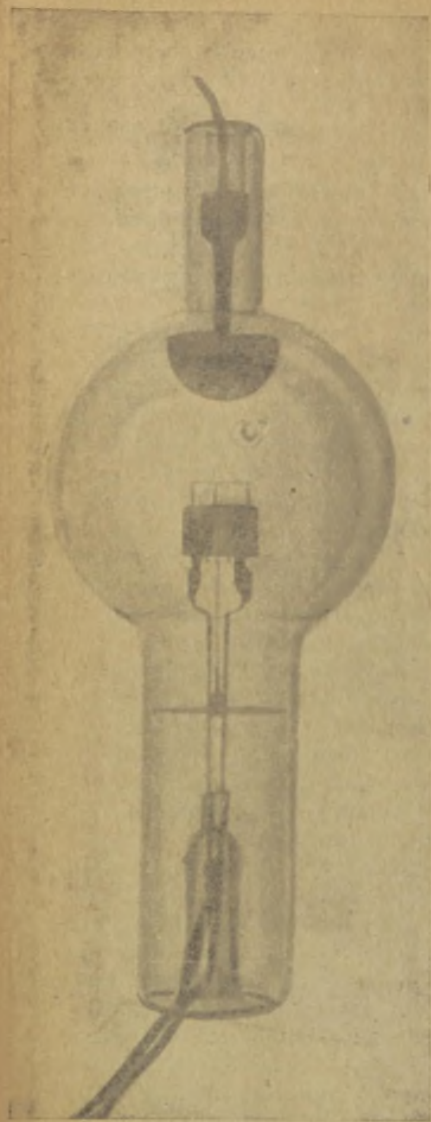
В эксплуатационных условиях необходимо заботиться о поддержании точного значения напряжения накала. Отклонение допустимо не более как на $\pm 0,1$ вольта. Включение высокого напряжения можно производить лишь после включения накала. При этом необходим промежуток времени 1—2 минуты между указанными включениями, чтобы теплота накаленного катода успела удалить насыщенные пары ртути из газобразной части баллона. Если газотрон ставится в работу впервые, то предварительный прогрев должен быть сделан в течение по крайней мере 30 минут. Это необходимо для того, чтобы удалить в совершенстве капельки ртути, попавшие на анод и на самый катод во время перевозки газотронов.

При пуске в ход иногда замечается появление светлых мигающих пятен на аноде или устойчивого светлого пятна на катоде. При этом обычно возникают обратные зажигания, ликвидирующиеся иногда сами по себе, без выбрасывания автоматов. Эти явления объясняются попаданием капелек ртути на анод и катод и служат признаком того, что газотроны не были предварительно достаточно прогреты.

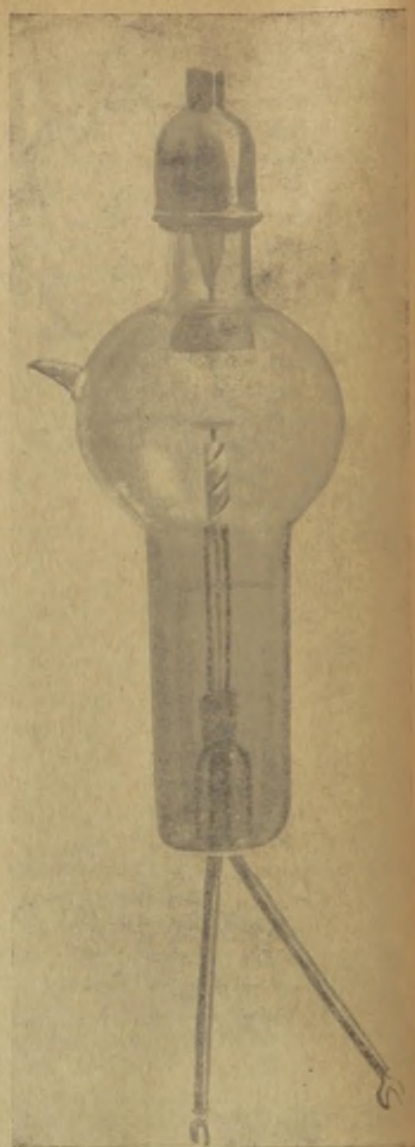
Искусственное охлаждение не требуется вплоть до температуры окружающего воздуха в $40-45^{\circ}\text{C}$.

В силу указанных выше обстоятельств мощный газотронный выпрямитель особенно желательно снабжать автоматически работающими выключателями. В частности, желательно применение реле времени, недопускающего включение анодного напряжения до истечения известного времени с моментом включения накала. Полезно автоматическое выключение анодной цепи при падении напряжения накала ниже известной нормы.

Пусковой и регулировочный реостаты цепи накала должны иметь пусковую часть, рассчитанную на медленное установление нормального значения тока накала в виду большой тепловой



Фиг. 47-а



Фиг. 47-б

инерции катода. Первая ступень этого реостата должна иметь достаточное сопротивление, чтобы ограничить пусковой ток накала в первый момент, поскольку сопротивление холодного катода практически близко к нулю.

Трансформатор накала, так же, как и при кенотроне, должен быть снабжен вторичной обмоткой, изолированной на полное анодное напряжение и имеющей среднюю точку для вывода анодного тока.

Регулировочный реостат, вольтметр и другие контрольные приборы цепи накала следует включать в первичную обмотку трансформатора. Если эти приборы являются общими для всех работающих газотронов, то при сборке схемы необходимо отрегулировать, путем введения добавочных сопротивлений, надлежащий режим всех катодов. При смене выбывшего из строя газотрона необходимо проверять, сохранилась ли эта регулировка.

В заключение этого параграфа отметим, что нет препятствий к изготовлению газотронов в металлических сосудах. Возможно, что в ближайшее время такие газотроны найдут широкое практическое применение.

§ 10. Общее сравнение всех типов вентилях, области их применения и перспективы их совершенствования.

Выше мы подробно разобрали наиболее ценные в практическом смысле типы вентилях. Кенотрон, ртутный вентиль и газотрон более, чем какие-либо другие существующие типы вентилях, могут удовлетворить тем требованиям, которые предъявляются к источникам питания радиоустройств.

Кроме упомянутых вентилях следует указать на широко распространенный в настоящее время купроксный вентиль, который применяется в целом ряде слаботочных электротехни-



Фиг. 47-в.

Таблица газотронов и тиратронов

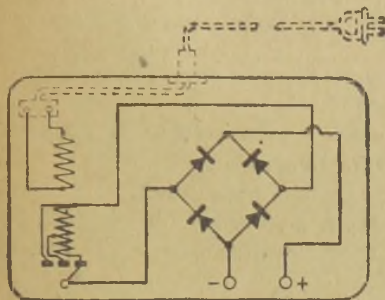
Тип	Максимальный пик анод-ного тока I_{max}^A амп.	Допускаемое среднее значение анодного тока I_{0T} амп.	Рабочее значение обрат-ного напряжения $E_{обр}$ вольт	Накал катода		Допускаемое уклонение накала %	Время прогрева минут	Габарит		Назна-чение	Производство
				I_n амп.	E_n вольт			Наибольшая диа-метр мм	Наибольшая вы-сота мм		
—	0,8	0,3	1 200	5-6	2,5	+10, -5	1	60	160	Газотрон	Зав. Светлана
ВГ-129	1,5-2	0,6	5 000	8-10	2,5	+10, -5	3	70	210	"	"
ВГ-130	4,0	1,5	10 000	20	2,5	+10, -5	5	110	315	"	"
ВГ-131	10,0	4,0	10 000	20-22	5,0	+10, -5	10	160	430	"	"
ВГ-126	40,0	15,0	15 000	40	5,0	+10, -5	10	220	590	"	"
F _g -41	75,0	12,5	15 000	17,5	5,0	—	—	125	430	"	Америк. фирма
F _g -53	600,0	100,0	1 500	80,0	5,0	—	—	200	670	"	"

Примечание: 1) Все указанные типы изготавливаются также с сетками и в этом случае могут служить как тиратроны.

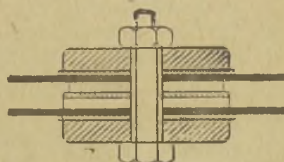
- 2) Тип ВГ-129 подобен UV-872
 " ВГ-130 " UV-869
 " ВГ-126 " UV-857

ческих аппаратов. Он представляет собою медную пластинку, покрытую закисью меди. Вентильное свойство его основано на униполярной проводимости плоскости раздела слоя закиси и самого металла. Такой вентиль, не являясь совершенным, оказывается пригодным для небольших напряжений 4—6 вольт на силу тока около 1 ампера. Его схема включения представлена на фиг. 48-а.

Можно упомянуть также об электролитическом вентиле, состоящем по большей части из сосуда с раствором двууглекислой соды и двух электродов, из которых один делается алюминиевым. Такой вентиль может быть использован как выпрямитель для зарядки аккумуляторных батарей.



Фиг. 48-а.



Фиг. 48-б.

Для той же цели (зарядка аккумуляторных батарей) иногда применяются механические выпрямители, основанные на синхронном перемещении того или иного рода замыкателя с частотой выпрямляемого напряжения. Однако, подобные устройства не имеют широкого распространения в виду их ненадежной работы в эксплуатационной обстановке.

Для того, чтобы правильно пользоваться каждым типом вентиля, необходимо сделать общее сравнение их.

Обращаясь к кенотрону, можно отметить следующие его преимущества:

а) сравнительно высокое значение обратного рабочего напряжения,

б) отсутствие ионизационного потенциала, что имеет следствием устойчивую работу на емкость (см. гл. IV),

в) постоянную готовность к работе,

г) достаточный срок службы, от 500 часов для маломощных кенотронов и до 1500 часов для мощных кенотронов.

К его недостаткам, однако, относятся:

а) малый коэффициент полезного действия, около 60%, и только в лучших случаях 80%, что имеет большое значение, особенно для мощных устройств,

б) невозможность перегрузки при полном использовании эмиссии.

Переходя к ртутным колбам, необходимо отметить следующие их преимущества:

а) высокий коэффициент полезного действия, достигающий в мощных высоковольтных установках до 99%,

б) неограниченность эмиссии, что позволяет иметь хотя бы кратковременную перегрузку,

в) сравнительно большой срок службы—от 1 000 часов до 8 000 часов (для стеклянных колб),

г) возможность изготавливать их в металлических сосудах.

К недостаткам ртутной колбы относятся:

а) легкое возникновение обратного зажигания,

б) сравнительно высокий ионизационный потенциал, что препятствует работе ртутного выпрямителя непосредственно на конденсатор,

в) трудность фабрикации и перевозки,

г) сложность устройства дежурного зажигания, составляющего значительную стоимость в установках средней мощности.

Газотрон по своим свойствам является как бы промежуточным между кенотроном и ртутным вентилем. К его преимуществам может быть отнесено:

а) сравнительно высокое значение обратного напряжения,

б) низкий ионизационный потенциал,

в) высокий коэффициент полезного действия, достигающий до 99%,

г) легкая фабрикация, с возможностью применения машинного изготовления его баллонов, и легкость перевозки.

К его недостаткам относятся:

а) необходимость некоторого времени для пуска (прогрев катода и баллона),

б) ограниченность эмиссии, вследствие чего невозможна перегрузка при полном использовании I_{max} ,

в) невозможность работы при низкой окружающей температуре.

Из рассмотрения как преимуществ, так и недостатков, указанных выше, и относящихся к изучаемым нами типам вентиля, можно сделать нижеследующие выводы.

В выпрямительных устройствах, предназначенных для питания радиоприемников, наиболее целесообразно применение кенотрона. При этом, в целях экономии энергии на накал, желательно применение кенотронов с оксидированными и титрованными катодами. Для большей компактности следует применять кенотроны с двумя анодами, ибо по большей части для такого рода выпрямительных устройств наиболее выгодна простая двухполупериодная схема выпрямления.

Для выпрямительных устройств мощностью до 5—10 киловатт целесообразно применять в качестве вентилей газотроны.

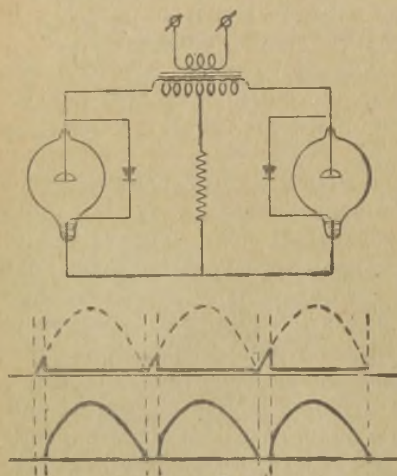
Для выпрямительных устройств мощностью порядка 10—40 киловатт в некоторых случаях может оказаться выгодным применение треханодной ртутной стеклянной колбы.

Для выпрямителей большой мощности, выше 30—50 киловатт, наиболее целесообразным является применение в качестве вентилей мощных газотронов и металлических ртутных выпрямителей.

В заключение настоящей главы необходимо сделать краткое замечание о перспективах усовершенствования вентилей. Хотя указанные три типа вентилей в известной мере удовлетворяют тем требованиям, которые предъявляются к выпрямительной установке, предназначенной для питания радиоустройств, тем не менее они еще далеко не являются сами по себе совершенными. В частности, ртутный вентиль и газотрон, несмотря на высокий коэффициент полезного действия, обладают указанными выше недостатками. В связи с этим, в настоящее время широко проводятся работы в области усовершенствования вентилей, причем можно было бы указать, в качестве примера, на следующие новые типы вентилей.

Для получения больших мощностей при высоком напряжении может иметь значение ионный вентиль с магнитным управлением. В подобном устройстве, разработанном М. М. Ситниковым, в качестве вентильного эффекта используется действие магнитного поля на траекторию ионов и электронов. Как известно, под влиянием магнитного поля электрон претерпевает отклонение при своем движении, причем, если в нужный момент сила магнитного поля достаточно велика, то отклонение от первоначального направления электрона или иона может быть настолько велико, что он, выйдя из одного электрода, не достигнет другого, в то время как в другой полупериод выпрямляемого напряжения это влияние магнитного поля очень ослаблено, и электрон в состоянии пройти весь путь от одного электрода до другого.

В самое последнее время, под названием „игнайтрон“ (Ignitron) в литературе появилось описание нового типа ртутного вентиля. Такой вентиль представляет собою стеклянный баллон, имеющий катод в виде жидкой ртути и анод на подобие анода газотрона. Кроме этих двух электродов, имеется вспомогательный электрод, сделанный из карборунда и имеющий контакт с поверхностью жидкой ртути. Если через вспомогательный электрод пропускается ток, то у места его контакта образуется раскаленный участок ртути, способный дать эмиссию электронов. Если при этом главный анод имеет положительный потенциал относительно ртутного катода, то возникнет ток от него к ртутному катоду за счет ионизации атомов ртути, как это бывает в обычном ртутном выпрямителе или газотроне. Этот ток не прекратится, если при этом будет выключен ток через вспомогательный электрод.



Фиг. 49.

Целесообразное использование такого рода вентиля может быть понято из рассмотрения двухполупериодной схемы выпрямления, снабженной двумя „игнайтронами“ (см. фиг. 49). Вспомогательный электрод („игнайтер“—„Igniter“) присоединен к аноду через маленький вентиль. При положительном полупериоде напряже-

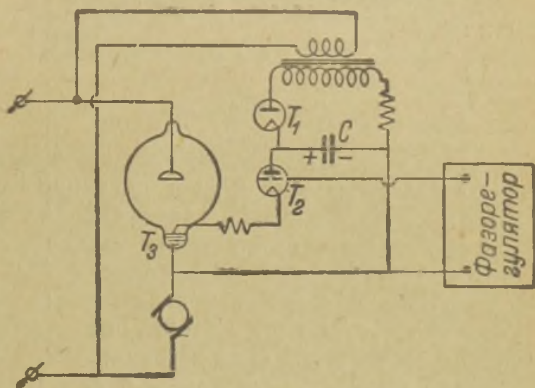
ния на аноде одного игнайтрона в цепи вспомогательного электрода появляется ток и возникает эмиссия первичных электронов, вслед за чем устанавливается ток через главный катод. Время для этого требуется всего лишь 20—30 микросекунд. Одновременно с возникновением ионизации напряжение на главном аноде падает, и ток через карборундовый электрод прекращается. Однако, раскаленное пятно на поверхности жидкой ртути поддерживается бомбардировкой положительными ионами, т. е. за счет тока главного анода. Когда на этом аноде появляется отрицательный потенциал, ток через него прекращается, и раскаленное пятно на поверхности ртути мгновенно тухнет, так что во время второго отрица-

тельного полупериода нет раскаленного катода внутри баллона вентиля.

Такое устройство обладает преимуществами по сравнению с газотроном, которые заключаются в том, что не требуется времени для предварительного прогрева, эмиссия неограничена, и допустима перегрузка, как в обычном ртутном выпрямителе. Однако, по сравнению с обычным ртутным выпрямителем игнайatron не имеет его недостатка — легкого возникновения обратного зажигания, так как при отрицательной полуволне в пространстве нет первичных электронов. Преимущество игнайatronа по сравнению с обычным ртутным вентилем и газотроном заключается также и в том, что для него не требуется дополнительного устройства и энергии на разогрев катода; отпадает необходимость в трансформаторе накала и в агрегате дежурного зажигания.

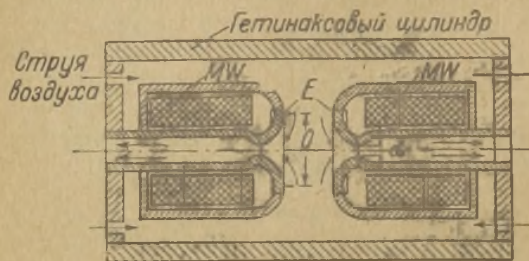
Игнайтрон может быть применен в выпрямителе для регулировки напряжения, как при применении тиратронов. На фиг. 50 представлена схема игнайatronа, позволяющая осуществить регулировку среднего значения тока, проходящего через него. Для этой цели вспомогательный электрод присоединяется не непосредственно к цепи главного анода, а через отдельный выпрямитель и трехэлектродную лампу T_2 . Сеточный потенциал этой лампы берется от фазорегулятора, который, в свою очередь, должен быть присоединен к общей питающей сети. Регулируя фазу сеточного потенциала, можно регулировать момент возникновения тока через главный анод игнайatronа и тем самым, значит, изменять среднее значение этого тока.

Наконец, как о новом типе электрического вентиля, следует упомянуть о выпрямителе Маркса (Marx). Это устройство заключается в использовании вентильного свойства дугового разряда в атмосфере, причем для поддержания его применяется специальное устройство электродов.



Фиг. 50.

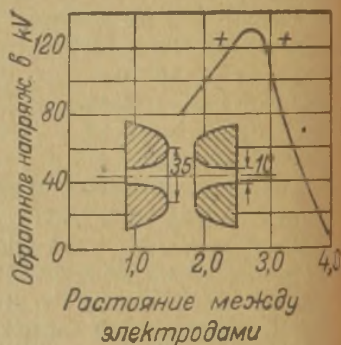
Фиг. 51-а показывает схематически такой вентиль. Процессы, которые происходят в подобном вентиле, заключаются в следующем. Между электродами E периодически возбуждается зажигающая искра от вспомогательного напряжения. Это вспомо-



Фиг. 51-а.

Неподвижные электроды вращающегося разрядника можно переставлять и тем самым регулировать момент зажигания. Зажигающие искры от токов высокой частоты проскакивают между близлежащими точками электродов E . Это обстоятельство влечет за собой возникновение дугового разряда и появление тока в главной цепи. Чтобы поверхность электродов не обгорала, дуга вращается параллельно оси электродов помощью магнитного поля, создаваемого катушками MW . Одновременно сильные воздушные струи, направление которых показано на фиг. 51-а стрелками, отклоняют дугу к оси электродов. Можно выбрать такие соотношения, чтобы основания дуги в момент, близкий к переходу тока через нуль (из области положительных ординат в область отрицательных), смещались бы к самым узким частям d каналов в электродах, где скорость воздушных струй достигает такого значения, при котором дуга разрывается. После этого можно приложить очень высокое напряжение, не опасаясь перекрытия между электродами, так как поверхность их после исчезновения дуги быстро охлаждается сильными струями воздуха. Новое

вспомогательное напряжение может быть получено, например, путем последовательного включения в цепь главного тока катушки, индуктивно связанной с цепью зажигания. В цепи зажигания с помощью вращающегося разрядника возникает ток высокой частоты.



Фиг. 51-б.

возникновение разряда будет иметь место лишь после проскакивания новых искр высокой частоты.

Как можно видеть из фиг. 51-б, обратное напряжение может быть более 120 киловольт при токе прямого направления до 180 ампер. Коэффициент полезного действия такого вентиля достигает $98 \div 99\%$.

Вентиль подобного устройства скорее всего может быть использован для передачи энергии постоянным током. Применению его для радиопередатчиков, вероятно, мешает сложность устройства вспомогательной цепи зажигания.

ГЛАВА III.

СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА.

§ 1. Основные соотношения для схем с постоянной слагающей тока в фазных обмотках.

Для того, чтобы установить необходимые соотношения в той или иной схеме выпрямления, предположим, прежде всего, что мы имеем дело с идеальными вентилями, и что внутреннее сопротивление трансформатора вместе с питающей сетью равно нулю. В качестве метода будем пользоваться рассмотрением диаграмм токов и напряжений, составленных для случая, когда выпрямляемое напряжение является чисто синусоидальным, а нагрузка—омической.

Обращаясь к фиг. 52, на которой представлены простая шестифазная схема и соответствующие диаграммы, решаем задачу об искомых соотношениях в общем виде для m -фазной схемы.

Из рассмотрения диаграмм устанавливаем, прежде всего, что ток через каждый вентиль идет в течение $\frac{T}{m}$ части периода, где m —число фаз, на протяжении остальной части периода ток равен нулю, так как во время ее напряжение данной фазы меньше других. Потенциал же анода относительно катода в том вентиле, который приключен к фазе, имеющей меньшее напряжение, отрицателен.

Далее необходимо отметить, что ток i_2 , являясь током несинусоидальным, содержит постоянную слагающую.

Форма выпрямленного напряжения на нагрузке образуется отрезками косинусоид фазных напряжений. Эти отрезки симметричны относительно амплитуды косинусоиды и по оси абсцисс занимают также $\frac{2\pi}{m}$. Выпрямленное напряжение, как видим, является пульсирующим, причем основная частота пульсации в m раз больше частоты питающего напряжения.

Так как в большинстве случаев использования выпрямительной схемы для питания радиоустройств мы применяем сглаживающие фильтры с тем, чтобы на зажимах полезной нагрузки иметь лишь постоянное напряжение, то прежде всего установим связь между средним значением выпрямленного напряжения E_0 и амплитудой фазного напряжения E . Математически эта связь может быть выражена следующим интегралом:

$$E_0 = \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} E \cos \omega t d(\omega t).$$

Решая его, мы имеем

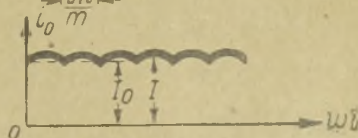
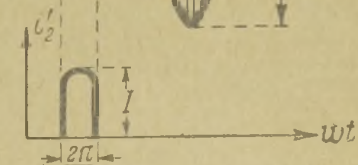
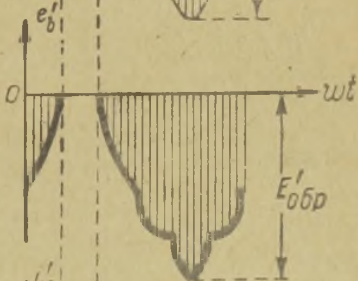
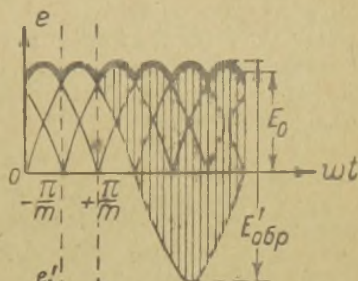
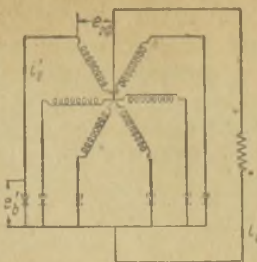
$$E_0 = \frac{m}{2\pi} \left\{ E \sin \omega t \right\}_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}},$$

или

$$E_0 = E \cdot \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \dots (1)$$

Для расчета или выбора трансформатора нам необходимо знать его действующее напряжение, т. е. $E_{2\phi} = \frac{E}{\sqrt{2}}$. Значение же E_0 нам обычно задается. Поэтому перепишем уравнение (1) в виде

$$E_{2\phi} = E_0 \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}} \dots (2)$$



Далее для расчета трансформатора надо знать действующее значение тока J_2 , протекающего по его обмоткам. Эту величину мы определим в зависимости от величины среднего значения выпрямленного тока I_0 . Так как нагрузка представляет собою чисто омическое сопротивление, то форма выпрямленного тока совпадает с формой выпрямленного напряжения. Вследствие этого для амплитуды выпрямленного тока I имеет

$$I = I_0 \frac{1}{\frac{\pi}{m} \sin \frac{\pi}{m}} \dots \dots \dots (3)$$

Эта величина является амплитудой тока, проходящего по фазным обмоткам, а, значит, и через вентиля, и может служить для выбора тока насыщения I_s в случае применения кенотронов или для выбора газотрона, для которого должно быть соблюдено условие

$$\bullet \quad I \leq I_{\max \Gamma}.$$

С другой стороны, через I и m выражается J_2 следующим образом:

$$J_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{2\pi + \frac{\pi}{m}} i_2^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{I^2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \cos^2 \omega t d(\omega t)}.$$

Решение этого выражения дает

$$\begin{aligned} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \cos^2 \omega t d(\omega t) &= \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \left(\frac{1}{2} + \frac{\cos 2\omega t}{2} \right) \cdot d(\omega t) = \\ &= \frac{\pi}{m} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{m}, \end{aligned}$$

или окончательно

$$J_2 = \frac{I}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{m} + \frac{1}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{m}} \dots \dots \dots (4)$$

Если I заменить по выражению (3) через I_0 , то получим расчетную формулу для действующего значения тока транс-

форматора J_2 по среднему значению выпрямленного тока I_0 , т. е.

$$J_2 = I_0 \frac{\pi}{m\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{m \cdot \sin^2 \frac{\pi}{m}} + \frac{1}{\pi \operatorname{tg} \frac{\pi}{m}}} \dots (4')$$

Эта формула для $m \geq 3$ может быть переписана в приближенном виде

$$J_2 \approx \frac{I_0}{\sqrt{m}} \dots (4'')$$

При этом ошибка для $m=3$ равна около -2% , а для $m=6$ меньше $0,2\%$.

Хотя по значениям J_2 и $E_{2\Phi}^{\xi}$ можно рассчитать или выбрать необходимый трансформатор, тем не менее важно иметь одну величину для оценки его размеров, а значит, и стоимости его. Так как число витков определяется напряжением, а сечение их — действующим значением тока, то, очевидно, размеры трансформатора зависят от произведения J_2 и $E_{2\Phi}^{\xi}$. На практике для оценки размеров трансформатора обычно и принимают эту величину, называя ее кажущейся мощностью, которая, вообще говоря, не равна активной мощности.

В теории синусоидальных переменных токов за кажущейся мощностью установлено понятие произведения тока на напряжение, которое может отличаться от активной мощности при реактивном характере нагрузки. В нашем случае мы пренебрегаем внутренним сопротивлением трансформатора, вызываемым как омическим сопротивлением обмоток, так и индуктивностью магнитного рассеивания, а нагрузку мы выбрали чисто активной. По этой причине произведение действующего значения тока на действующее значение напряжения мы будем называть расчетной мощностью, ибо оно является исходной величиной при расчете трансформатора. Физического же смысла мощности в этом произведении искать не следует. Единицей измерения расчетной мощности является вольтампер.

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора, имеющего m фаз, очевидно, равна

$$P_2 = m E_{2\Phi} J_2 \dots (5)$$

Целесообразно в этом выражении $E_{2\Phi}$ и J_2 заменить через E_0 и I_0 , пользуясь формулами (2) и (4).

Тогда получаем

$$P_2 = P_0 \cdot \frac{m}{\sqrt{2} \cdot \frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m}} \cdot \frac{\pi}{m \sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{m \sin^2 \frac{\pi}{m}} + \frac{1}{\pi \operatorname{tg} \frac{\pi}{m}}} \quad (6)$$

В этом выражении мы сделали подстановку

$$P_0 = E_0 \cdot I_0,$$

которая имеет физический смысл выражения активной мощности постоянной слагающей выпрямленного тока. Эта мощность меньше активной мощности всего выпрямленного тока, поскольку по сопротивлению R , кроме постоянной слагающей, проходят еще гармоники пульсирующего тока.

В практике P_0 имеет большое значение, так как при применении сглаживающих фильтров или при большом числе фаз m она приближенно равняется активной мощности выпрямленного тока, проходящего по цепи полезной нагрузки. Делая необходимые преобразования, находим

$$P_2 = \frac{\pi^2}{2 m \sin \frac{\pi}{m}} \sqrt{\frac{1}{m \sin^2 \frac{\pi}{m}} + \frac{1}{\pi \operatorname{tg} \frac{\pi}{m}}} \cdot P_0 \dots \quad (7)$$

Найденная формула практически очень важна потому, что позволяет определить расчетную мощность вторичной обмотки трансформатора непосредственно по мощности постоянной слагающей выпрямленного тока.

Не трудно видеть, что

$$\frac{P_0}{P_2} = \frac{2 m \sin \frac{\pi}{m}}{\pi^2 \sqrt{\frac{1}{m \sin^2 \frac{\pi}{m}} + \frac{1}{\pi \operatorname{tg} \frac{\pi}{m}}}} < 1.$$

Этой величине целесообразно дать название коэффициента использования мощности, поскольку она показывает, какую часть расчетной мощности составляет величина полезной активной мощности P_0 .

Численное расхождение между P_0 и P_2 , с одной стороны, понятно, так как им соответствуют два различных понятия P_0 , как было указано, — активная мощность, а P_2 — формальное

произведение действующих значений тока и напряжения. С другой стороны, это различие обуславливается несинусоидальностью токов, с которыми мы имеем дело.

Из теории последних известно, что произведение действующих значений тока и напряжения, вообще говоря, не равно активной мощности даже и тогда, когда цепь лишена реактивных сопротивлений. Непременным условием для этого, однако, является то, чтобы цепь была нелинейной системой. В данном случае наша цепь является таковой в виду наличия вентиляей, которые по своему существу представляют сопротивления, не подчиняющиеся закону Ома, т. е. для которых не имеет места закон $i = \text{const} \cdot e$.

Для несинусоидального тока в такой цепи как с реактивными сопротивлениями, так и без них, произведение действующих значений $E \cdot J$ всегда больше, чем активная мощность P , ибо

$$\frac{P}{E \cdot J} = \frac{\sqrt{\sum_0^{\infty} J_k E_k \cos \varphi_k}}{\sqrt{\sum_0^{\infty} J_k^2} \cdot \sqrt{\sum_0^{\infty} E_k^2}} < 1.$$

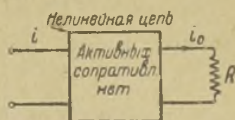
Поэтому P_2 еще больше превышает P_0 , в состав которой входит только произведение нулевой гармоники тока и нулевой гармоники напряжения.

Разницу между расчетной мощностью и активной мощностью P_0 можно показать еще на следующем примере. Пусть, как показано на фиг. 53, имеются зажимы источника энергии с синусоидальным напряжением

$$e = E \sin \omega t$$

и между ними и активным полезным сопротивлением R включена некоторая цепь, не содержащая активных сопротивлений. Эта промежуточная цепь, в силу своей нелинейности, заставляет проходить по источнику энергии несинусоидальный ток, а по сопротивлению R — только постоянный ток. С таким процессом мы и имеем дело, когда применяем выпрямитель со сглаживающим фильтром.

Активная мощность, потребляемая от источника энергии с синусоидальным напряжением, равна произведению дей-



Фиг. 53.

ствующих значений первой гармоники тока и напряжения, т. е.

$$P = \sum J_{\kappa} \varepsilon_{\kappa} \cos \varphi_{\kappa} = \varepsilon_1 J_1 \cos \varphi_1,$$

так как в напряжении имеется одна лишь первая гармоника.

С другой стороны, она может быть найдена как

$$P = R I_0^2 = E_0 I_0 = P_0,$$

так как активное сопротивление во всей цепи сводится всего лишь к R .

В виду того, что потребляемый от источника ток i является, как предполагалось, несинусоидальным, его выражение может быть представлено в виде

$$i = \sum_0^{\infty} I_{\kappa} \sin(k \omega t + \psi_{\kappa}),$$

а действующее значение

$$J = \sqrt{\sum_0^{\infty} J_{\kappa}^2}.$$

По определению расчетная мощность имеет выражение

$$P_{\kappa} = \varepsilon J = \varepsilon \sqrt{\sum_0^{\infty} J_{\kappa}^2} = \varepsilon \sqrt{J_0^2 + J_1^2 + J_2^2 + \dots}$$

Теперь легко видеть, что

$$\varepsilon J_1 \cos \varphi_1 < \varepsilon \sqrt{J_0^2 + J_1^2 + J_2^2 + \dots}$$

а значит, и

$$I_0 E_0 < \varepsilon J,$$

что и требовалось показать.

Из изложенного также ясно вытекает, что разность между P_2 и P_0 ни в каком случае не связана с потерями энергии в трансформаторной обмотке, тем более, что мы условились наш трансформатор считать лишенным каких-либо потерь.

По практическим соображениям удобнее пользоваться не коэффициентом использования, а обратной величиной, т. е.

$$\frac{P_2}{P_0} = \frac{\pi^2}{2m \cdot \sin^2 \frac{\pi}{m}} \sqrt{\frac{1}{m \cdot \sin^2 \frac{\pi}{m}} + \frac{1}{\pi \operatorname{tg} \frac{\pi}{m}}}, \dots \quad (8)$$

которая показывает, во сколько раз расчетная мощность вторичной обмотки больше мощности постоянной слагающей выпрямленного тока.

Как мы знаем из предыдущей главы, очень важной величиной при выборе типа вентиля является значение обратного рабочего напряжения $E'_{обр}$. Это напряжение зависит от схемы включения вентиля и является тем наибольшим отрицательным напряжением на аноде относительно катода, которое в данной схеме имеет место.

В общем случае это напряжение является максимальным значением разности напряжения на нагрузке и напряжения на зажимах фазной обмотки трансформатора. На фиг. 52 кривая e_b представляет эту разность, т. е.

$$e_b = e_0 - e_{2\Phi}.$$

Так как кривая e_0 имеет разрывы непрерывности, то составить уравнения e_b в общем виде для любого значения m трудно, поэтому $E'_{обр}$ мы будем определять отдельно в каждом частном случае.

Для $m = 2$, или, что все равно, для двух полупериодной простой схемы (см. фиг. 9) обратным рабочим напряжением является

$$E'_{обр} = 2E,$$

ибо в тот момент, когда одна половина обмотки имеет максимальную отрицательную амплитуду, другая имеет максимальную положительную амплитуду и вентиль, включенный в конец первой половины обмотки, в этот момент имеет на аноде относительно катода максимальный отрицательный потенциал.

Аналогично для $m = 3$ имеем $E'_{обр} = \sqrt{3}E$, а для $m = 6$, $E'_{обр} = 2E$.

Если в найденных значениях для $E'_{обр}$ заменить E по формуле (1), то получим следующую табличку значений обратного рабочего напряжения:

$$\begin{array}{ll} m = 2, & E'_{обр} = 3,14 E_0, \\ m = 3, & E'_{обр} = 2,1 E_0, \\ m = 6, & E'_{обр} = 2,1 E_0. \end{array}$$

Обратное рабочее напряжение может быть найдено и как амплитуда максимального линейного напряжения. В самом деле, все вентили присоединены одноименными электродами

к концам фазных обмоток. Поэтому всегда на любую пару вентиля действует линейное напряжение, являющееся в течение каждого полупериода обратным напряжением для одного из этих вентилях. В многофазной схеме ($m > 3$) имеют место несколько линейных напряжений, различающихся своими амплитудами. Например, в шестифазной схеме мы имеем одно линейное напряжение, равное фазному, другое в $\sqrt{3}$ раз больше фазного и, наконец, третье в два раза больше фазного. Последнее является напряжением на концах фаз, имеющих сдвиг 180° .

В § 7 настоящей главы приведена таблица соотношений для токов, напряжений и мощностей всех наиболее важных схем выпрямления. В ней можно найти для частных значений m величины по формулам (1), (2), (3), (4'), (7) настоящего параграфа, а также значения $E'_{обр}$.

Разобранные выше схемы выпрямления имеют ограниченное применение. Из них простая двухполупериодная схема, для которой $m = 2$, находит еще сравнительно широкое применение в маломощных выпрямителях (для приемной аппаратуры), поскольку ее недостатки, в виде большего значения $E'_{обр}$, большой пульсации и большего значения P_2 , в этих случаях практического значения не имеют. С другой стороны, ее простота, возможность применения одного двуханодного кенотрона, позволяют пренебрегать этими недостатками. Применение достаточно большой индуктивности и емкости в сглаживающем фильтре позволяет осуществить необходимую фильтрацию и, благодаря малости абсолютных значений E_0 и I_0 , элементы фильтра не представляют практических осложнений.

Что касается выпрямителей средней и большой мощности, то указанные схемы не могут быть признаны удовлетворительными. Если, например, необходимо иметь $E_0 = 10$ киловатт и $I_0 = 10$ ампер, т. е. $P_0 = 100$ киловатт, то обратное рабочее напряжение в лучшем случае ($m = 6$) оказывается 21 киловольт, а $P_2 = 183$ киловольтампер, что как для вентиля, так и для трансформатора является явно невыгодным.

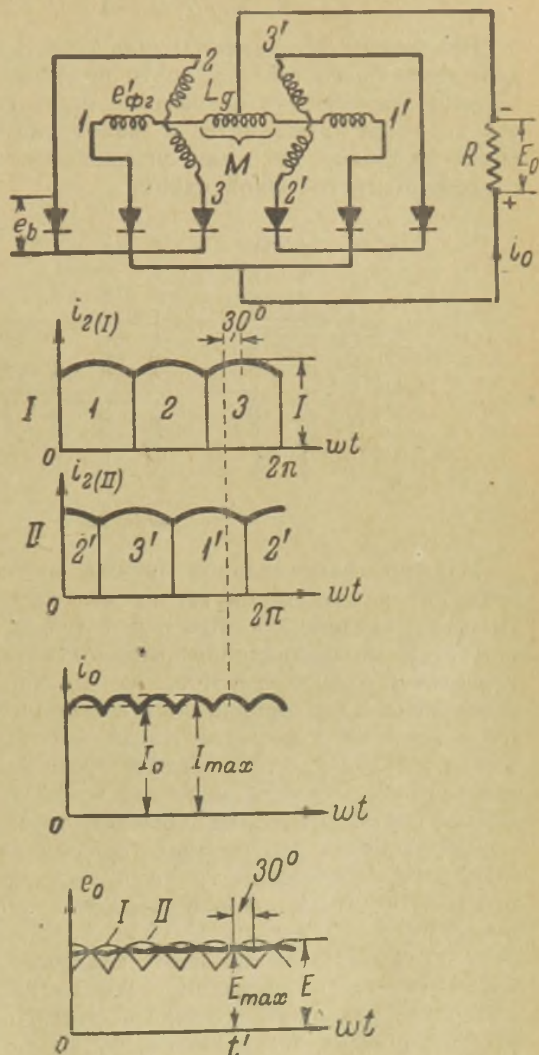
§ 2. Схема из двух трехфазных звезд с междуфазным дросселем.

Эта схема, иначе называемая схемой Кюблера, по своему типу относится к схемам с постоянной слагающей тока в фазных обмотках и является лишь видоизменением основного типа. Однако, она в некоторых случаях представляет известные преимущества.

На фиг. 54 дана такая схема вместе с диаграммами тока и напряжения. Как можно видеть, она состоит из двух трехфазных простых схем, соединенных между нулевыми точками дросселем L_g . Фазные напряжения обеих звезд I и II сдвинуты друг относительно друга на 60° .

Подобная система может быть осуществлена на обычном трехфазном трансформаторе, вторичная обмотка которого в каждой фазе разделена на две части. От вторичной обмотки в таком случае необходимо иметь 8 выводов—две нулевых точки и шесть фазных концов. На фиг. 55-а показано шестифазное соединение вторичной обмотки трансформатора для простой шестифазной схемы выпрямления, тогда как на фиг. 55-б — для схемы Кюблера. Сам дроссель Кюблера L_g может быть помещен в общий кожух с сердечником трансформатора.

В подобной схеме работа обеих звезд происходит параллельно, благодаря наличию дросселя. Этот дроссель заставляет одновременно прохо-

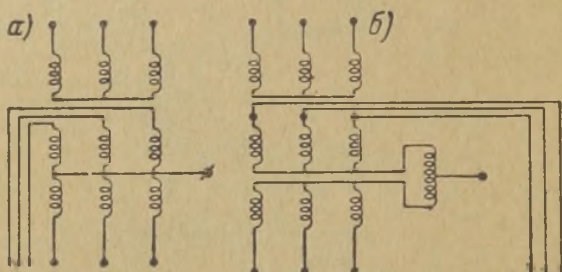


Фиг. 54.

дить ток через два вентиля, присоединенные к фазам разных звезд. Например, одновременно работают вентиля в фазах 2—1 и далее:

$$1 - 3', 3' - 2, 2 - 1', 1' - 3, 3 - 2'.$$

Вследствие этого, амплитуда тока, проходящего через каждый вентиль, составляет почти половину выпрямленного тока. Падение напряжения на вентиле от этого уменьшается, и если такую схему применять с кенотронами, то общий коэффициент полезного действия установки возрастет по сравнению с простой многофазной схемой.



Фиг. 55.

Наличие параллельной работы от различных фазных напряжений в данном случае не является противоречием тому, что было сказано об этом в § 4 (глава I), так как лишь при отсутствии индуктивной реактивности ток мгновенно перебрасывается с одного вентиля на другой. При наличии же ее мгновенное прекращение тока, а равно и мгновенное появление его в цепи, невозможно. Когда имеется такая реактивность, всегда возникают промежутки времени, в течение которых работают по меньшей мере два вентиля, причем, если в одном из них ток за это время убывает, то в другом он нарастает.

Обратимся к диаграммам, данным на фиг. 54. На первой диаграмме изображены три импульса токов, протекающих по фазным обмоткам первой звезды 1—2—3, а на второй диаграмме—второй звезды 1'—2'—3'. Во внешней нагрузке эти токи складываются и дают кривую, обладающую формой шестифазного выпрямления. Амплитуда выпрямленного тока I_{\max} равна удвоенной ординате фазного тока в момент, соответствующий ее значению $\cos 30^\circ$, т. е.

$$I_{\max} = 2 I \cos 30^\circ = \sqrt{3} \cdot I.$$

В данном выражении I является амплитудой фазного тока или, что то же, тока, проходящего через вентиль. Так как по форме выпрямленный ток является шестифазной кривой, то его среднее значение

$$I_0 = I_{\max} \cdot \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = 0,955 I_{\max}.$$

Соединяя это выражение с предыдущим, получаем

$$I = 0,605 I_0 \dots \dots \dots (9)$$

Эта формула действительно подтверждает, что амплитуда тока, проходящего через каждый вентиль, равна только части выпрямленного тока.

Действующее значение фазного тока J_2 , выраженное через его амплитуду I , может быть найдено по формуле (4) путем подстановки $m=3$, так как по форме ток, протекающий через каждый вентиль, совпадает с подобным током в простой трехфазной схеме. Таким образом, имеем

$$J_2 = \frac{I}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{\sin 120^\circ}{2\pi}}.$$

Если здесь заменить I через I_0 из формулы (9), то окончательная формула для действующего тока в обмотке каждой фазы

$$J_2 = 0,29 \cdot I_0 \dots \dots \dots (10)$$

Для расчета напряжения обратимся к следующей диаграмме $e=f(\omega t)$. На этой диаграмме тонкими линиями изображены частично фазные напряжения каждой звезды. На стороне выпрямленного тока, в случае работы каждой звезды на самостоятельную нагрузку, мы имели бы трехфазные кривые выпрямленного напряжения, сдвинутые друг относительно друга на угол 60° . В моменты периода, подобные отмеченному моменту t' , обе эти кривые имеют одинаковые ординаты, равные $E \cdot \cos 30^\circ$, где E —амплитуда фазного напряжения каждой звезды.

При работе на одну и ту же нагрузку, без дросселя L_g , кривая выпрямленного напряжения образовалась бы из отрезков косинусоид фазных напряжений и не имела бы ординаты меньше $E \cdot \cos 30^\circ$. При наличии же дросселя, выпрямленное напряжение является полусуммой обеих трехфазных кривых, т. е. его кривая пойдет так, как показано на диаграмме, жирной линией.

Действительно, обращаясь к самой схеме, мы видим, что напряжение на полезном сопротивлении R является в любой момент разностью между фазным напряжением и падением напряжения на одной половине индуктивности L_g . При этом падение напряжения на индуктивности имеет то знак плюс, то знак минус. Если ток данной звезды медленнее падает, чем нарастает ток другой звезды, то падение напряжения на половине индуктивности, включенной в первую звезду, арифметически вычитается из фазного напряжения этой звезды. Когда же скорость убывания тока первой звезды превосходит скорость нарастания его в другой звезде, напряжение на индуктивности арифметически складывается с фазным напряжением первой звезды. Так как в любой момент ток одной звезды уменьшается, а другой растет, то индуктивность L_g в любой момент уравнивает разность фазных напряжений разных звезд¹⁾.

Выпрямленное напряжение (жирная кривая) состоит из отрезков косинусоид, имеющих продолжительность $\frac{2\pi}{6}$, т. е. оно по форме такое же, как и при простом шестифазном выпрямлении. Это следует, во-первых, из того, что суммой двух синусоид одинаковой частоты является синусоида той же частоты и, во-вторых, из того, что смена слагающих напряжений происходит шесть раз за период. В такой форме выпрямленного напряжения можно было бы убедиться и графическим построением. Наконец, эта форма напряжения совпадает с найденной ранее формой тока, что и должно быть, так как R является чисто омической нагрузкой.

Амплитуда выпрямленного напряжения, как не трудно судить по диаграмме, равна

$$E_{\max} = E \cos 30^\circ \cong 0,867 E,$$

где E —амплитуда фазного напряжения каждой звезды.

Так как, с другой стороны,

$$E_0 = E_{\max} \cdot \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = 0,955 E_{\max},$$

то имеем

$$E_0 = 0,827 E \dots \dots \dots (11)$$

¹⁾ Надо иметь в виду, что падение напряжения на одной половине индуктивности L_g выражается через $\left[L_g \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \right]$, где M —коэффициент взаимной индукции.

Это соотношение напряжений мы имеем и для простой трехфазной схемы, что еще раз служит подтверждением параллельной работы обеих половин нашей схемы.

Расчетное напряжение, т. е. действующее значение фазного напряжения, легко определяется теперь через $E_{2\Phi} = \frac{E}{\sqrt{2}}$ или

$$E_{2\Phi} = 0,855 E_0 \dots \dots \dots (12)$$

Обратное рабочее напряжение, как максимальное линейное напряжение для данной схемы, равно двойной амплитуде фазного напряжения, т. е.

$$E'_{сбр} = 2E$$

или

$$E'_{обр} = 2,4 E_0 \dots \dots \dots (13)$$

Необходимо заметить, что это обратное напряжение не опасно в смысле установления в цепи тока короткого замыкания. Ток, возникший вследствие обратного зажигания от этого напряжения, ограничен реактивным сопротивлением междуфазного дросселя. Это сопротивление, вообще говоря, может быть сделано очень большим, и ток, проходящий одновременно по двум противоположным фазам, например 1—1' и через приключенные к ним два вентиля, может быть сильно ограничен.

Если же обратное зажигание произойдет от линейного напряжения, равного $E \cdot \sqrt{3}$ или

$$E'_{обр} = 2,1 \cdot E_0 \dots \dots \dots (13')$$

и ток короткого замыкания пройдет одновременно по двум фазам одной звезды, например, 1'—2', через приключенные к ним вентили, то он, не будучи ограничен никаким добавочным сопротивлением, может достигнуть опасной величины.

В силу этого обстоятельства достаточно выбрать вентили, по меньшему значению обратного напряжения. При холостом ходе, пока нет падения напряжения на дросселе L_g , он будет испытывать несколько большее обратное напряжение, но это допустимо, поскольку в отсутствие анодного тока вентиль всегда является более стойким в отношении обратного зажигания и, кроме того, имеет испытательное обратное напряжение, превышающее рабочее обратное напряжение, обычно, не менее, чем в два раза.

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора может быть найдена по формуле

$$P_2 = 6 \cdot \varepsilon_{2\Phi} \cdot J_2 = 6 \cdot 0,855 \cdot 0,29 \cdot E_0 I_0$$

или

$$P_2 = 1,5 \cdot P_0 \dots \dots \dots (14)$$

Переходя к расчету дросселя, мы должны прежде всего отметить, что влиять на работу всей схемы он будет при том условии, если, с одной стороны, он обладает достаточным коэффициентом индуктивности, а с другой стороны, если через него проходит некоторый ток i . Только при таких условиях падение напряжения на его зажимах будет иметь необходимое значение

$$\pm L_g \frac{di}{dt}.$$

Если мы предположим случай холостого хода или очень малой нагрузки, например, только на один вольтметр, т. е. $I_0 \cong 0$, то дроссель L_g влияния иметь не будет. В этом случае схема будет работать как простая шестифазная, и выпрямленное напряжение будет определяться выражением

$$E_0' = E \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = 0,955 E > 0,827 E.$$

Только при достижении током I_0 определенной величины, его изменения будут создавать достаточную величину $\pm L_g \frac{di}{dt}$, и начнется параллельная работа обеих звезд с одновременным протеканием тока через два вентиля и уменьшением выпрямленного напряжения от $E_0' = 0,955 E$ до $E_0 = 0,827 E$.

На основании сказанного внешняя характеристика $E_0 = f(I_0)$ такого выпрямителя имеет особенный вид (см. фиг. 56) и в идеальном случае складывается из круто падающей кривой при малых нагрузках и прямой горизонтальной линии при значениях тока I_0 выше некоторой критической величины $I_{0кр}$.

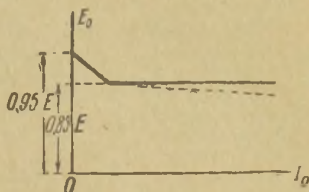
Физическая причина особенного вида внешней характеристики обуславливается тем, что при значениях тока $I_0 < I_{0кр}$ падение напряжения на дросселе L_g недостаточно для того, чтобы уравновесить в любой момент разность фазных напряжений различных звезд.

При наличии добавочных потерь напряжения, например, в вентилях или обмотках трансформатора, горизонтальный

участок характеристики также становится падающим, как это показано пунктирной линией на фиг. 56.

Сказанное о влиянии индуктивности можно еще дополнить указанием на то, что сердечник дросселя не содержит постоянного потока. Средний ток в каждой половине его обмотки одинаков, ибо является половиной среднего значения выпрямленного тока. Направления токов в обеих половинах обмотки различны, коэффициент же магнитной связи между ними делается равным почти единице.

Установим теперь формулу для расчета коэффициента индуктивности дросселя. Падение выпрямленного напряжения



Фиг. 56.

$$E_{0L} = 0,955 E - 0,827 E \cong 0,128 E$$

при токе $I_{окр}$ происходит исключительно из-за наличия индуктивности дросселя L_g . В § 5 главы IV будет выведена формула, выражающая среднее значение падения выпрямленного напряжения при наличии индуктивности, включенной последовательно с вентилями; применительно к данному случаю она может быть переписана в виде

$$E_{0L} = 6 \cdot f \cdot (L_g + M) \cdot I_{окр}$$

Здесь L_g — индуктивность одной половины дросселя, а M — коэффициент взаимной индукции между обеими половинами. Так как выгодно взять $M \cong L_g$ то получим

$$0,128 E = 6 \cdot f \cdot 2 \cdot L_g \cdot I_{окр}$$

Если нормальный рабочий ток равен I_0 , то, очевидно, надо иметь $I_{окр} < I_0$, чтобы тем самым заставить схему работать параллельно еще при достаточно малой нагрузке. Мы допустим $I_{окр} \leq \frac{1}{4} I_0$. Тогда, заменив E через E_0 , т. е. $E = \frac{E_0}{0,827}$ будем иметь

$$\frac{0,128}{0,828} E_0 \leq 6 \cdot f \cdot 2 \cdot L_g \cdot \frac{I_0}{4}$$

и, так как $\frac{E_0}{I_0} = R$, то окончательно

$$L_g \cong \frac{0,05}{f} \cdot R \dots \dots \dots (15)$$

Обычно $f = 50$ пер/сек.—частота выпрямляемого напряжения, а поэтому

$$L_g = \frac{R_{om}}{1000} \text{ генри} \dots \dots \dots (15')$$

Конструктивный расчет дросселя может быть произведен на основании соображений, указанных в § 14 главы IV. При этом необходимо иметь в виду, что сечение провода обмотки надлежит рассчитывать на ток $0,5 I_0$. Если, как это обычно делается, провод круглый и допустимая плотность тока равна 2 А/мм^2 , то его диаметр может быть взят по формуле

$$d = \sqrt{\frac{I_0^{\text{амп}}}{\pi}} \text{ мм} \dots \dots \dots (16)$$

Сердечник дросселя делается замкнутым, хотя для выпрямителей большой мощности может оказаться целесообразным введение диамагнитного зазора. Так как L_g — коэффициент индуктивности одной половины его обмотки, то полный коэффициент индуктивности равен $4L_g$. С другой стороны, размеры дросселя зависят, кроме коэффициента индуктивности, и от квадрата тока (§ 14, гл. IV), поэтому размеры данного дросселя следует определять, исходя из выражения

$$4L_g \left(\frac{I_0}{2}\right)^2 = L_g I_0^2.$$

Напряжение на концах дросселя в установившемся режиме работы на омическую нагрузку является переменным синусоидальным с тройной частотой 3ω . Амплитуда его равна

$$E - E \cos 60^\circ = 0,5 E.$$

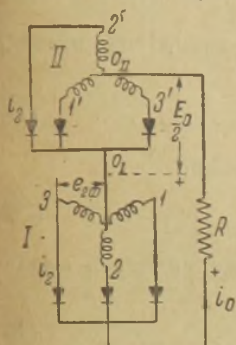
На это напряжение должна быть рассчитана изоляция витков обмотки.

§ 3. Трехфазная каскадная схема выпрямления.

Другим видоизменением простой многофазной схемы выпрямления является схема, указанная на фиг. 57. Эта схема дает также постоянную слагающую тока в фазных обмотках и отличается от предыдущей последовательной работой двух трехфазных звезд. Фазовые напряжения обеих звезд здесь точно так же отличаются на 60° , и система таких звезд может

быть получена путем вывода порознь двух нулевых точек вторичной обмотки.

Для данной схемы не требуется никаких дополнительных приспособлений в виде дросселя Кюблера, так как последовательная работа двух вентилялей может быть всегда осуществлена путем простого их включения.

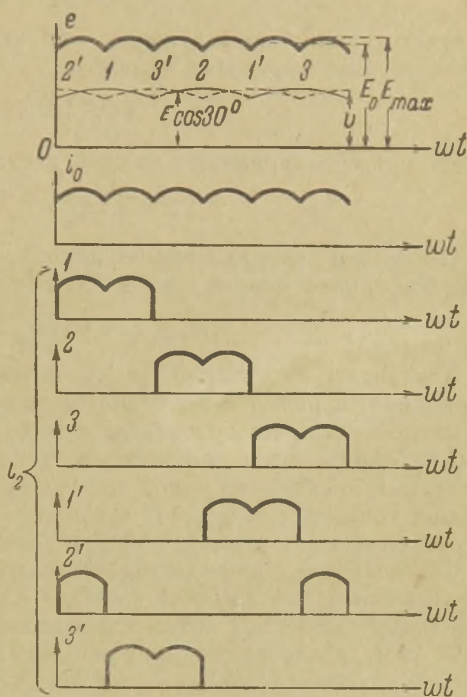


Эта схема имеет перед простыми многофазными схемами то преимущество, что обратное напряжение в ней сравнительно мало. В силу этого она особенно пригодна для ртутных колб. Представленная диаграмма выпрямленного напряжения получается как сумма двух кривых трехфазного выпрямленного напряжения, создаваемого каждой звездой. Обе эти кривые сдвинуты друг относительно друга на 60° , а потому амплитуда выпрямленного напряжения равна

$$E_{\max} = E \cdot 2 \cos 30^\circ = 1,73 E.$$

При замене E_{\max} через E_0 имеем

$$E_0 = \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \cdot E_{\max} = 0,955 E_{\max},$$



Фиг. 57.

ибо результирующая кривая по форме совпадает с кривой выпрямленного напряжения при шестифазном выпрямлении. Делая соответствующие подстановки, окончательно находим для амплитуды E фазного напряжения одной звезды значение, выражаемое через E_0 , а именно

$$E = 0,605 E_0 \dots \dots \dots (17)$$

Соответственно, действующее значение фазного напряжения одной звезды выразится формулой

$$E_{2\phi} = 0,428 E_0 \dots \dots \dots (18)$$

Линейное же напряжение каждой звезды равно

$$E_2 = 0,74 E_0 \dots \dots \dots (18')$$

Обратным напряжением в данной схеме является амплитуда линейного напряжения звезды, т. е.

$$E'_{\text{обр}} = 1,05 E_0 \dots \dots \dots (19)$$

Как видим из установленных формул, напряжения трансформатора, а равно и значения обратного напряжения в этой схеме не велики по сравнению с рядом предыдущих схем.

Для определения соотношения токов построим диаграммы последних, исходя из того, что форма выпрямленного тока должна совпадать с формой выпрямленного напряжения, раз нагрузкой у нас является только омическое сопротивление.

Форма токов, проходящих через каждый из трех вентилях, преключенных к фазам 1—2—3, представляет собою три импульса, сдвинутые друг относительно друга на 120° . Три таких импульса в сумме дают выпрямленный ток i_0 . Подобные диаграммы имеют место и для фазных токов другой звезды 1'—2'—3'. Каждый из указанных токов содержит постоянную слагающую, равную $\frac{1}{3} \cdot I_0$. Форма каждого импульса ограничена двумя косинусоидальными отрезками, симметричными относительно амплитуд и имеющими по оси абсцисс угол $\frac{2\pi}{6} = 60^\circ$.

Указанная форма импульсов тока может быть найдена и непосредственно на основании диаграмм фазных напряжений. В самом деле, обращаясь к ним, мы видим, что на протяжении первой шестой части периода складываются фазные напряжения 2 и 1, а значит, ток соответствующей формы

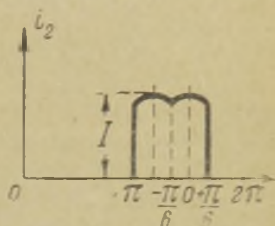
происходит только по этим фазам и приключенным к ним вентилям. На протяжении следующей шестой части периода будут складываться фазные напряжения 1 и 3, поэтому в первой фазе ток будет продолжаться, тогда как во второй фазе, отмеченной одним штрихом (2'), его уже не будет, но зато он возникнет в фазе 3'. Разбирая постепенно весь период через каждую шестую часть его, мы найдем необходимую форму тока.

Пусть средняя величина выпрямленного тока равна I_0 . Тогда амплитуда тока, проходящего через вентиль, составит

$$I = \frac{I_0}{\frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6}} = 1,05 I_0 \dots \dots \dots (20)$$

Действующее значение J_2 тока, проходящего по фазным обмоткам и вентилям, может быть найдено из следующего выражения:

$$J_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot 2 \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} i_2^2 d(\omega t)}$$



Фиг. 58.

В самом деле, обращаясь к вспомогательному чертежу фиг. 58, мы видим, что интеграл должен быть взят в пределах $\pm \frac{\pi}{6}$ и удвоен. Изменение тока i_2 при этом происходит по косинусоиде. Таким образом, окончательно получаем

$$J_2 = \sqrt{\frac{I^2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \cos^2 \omega t d(\omega t)} = I \sqrt{\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi}}$$

или

$$J_2 = 0,552 I.$$

Заменяя же I через I_0 по формуле (20), имеем

$$J_2 = 0,58 I_0 \dots \dots \dots (20')$$

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора выражается через

$$P_2 = 6 \varepsilon_{2\Phi} \cdot J_2 = 6 \cdot 0,428 E_0 \cdot 0,581 I_0$$

и определяется окончательной формулой

$$P_2 = 1,5 P_0 \dots \dots \dots (21)$$

Таким образом, мы видим, что данная схема, будучи в отношении расчетной мощности тождественна предыдущей схеме, требует применения вентиля на больший максимальный ток [ср. формулы (9) и (20)], но зато с меньшим значением обратного рабочего напряжения [ср. формулы (13) и (19)]. Этими причинами и объясняется то, что данная схема более пригодна при ртутных вентилях, тогда как предыдущей схемой целесообразно пользоваться при кенотронах.

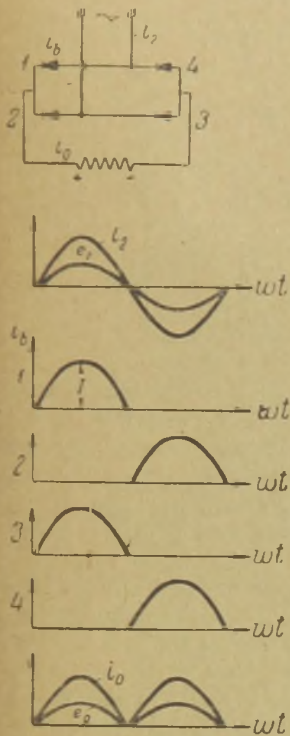
Необходимо иметь в виду, что каскадная схема из двух трехфазных звезд обладает тем практически ценным свойством, что она дает возможность иметь, кроме одного выпрямленного напряжения E_0 , еще другое, со значением $0,5 E_0$. Для этого достаточно сделать дополнительный отвод от места соединения трех катодов одной группы вентиля с нулевой точкой первой звезды. На фиг. 57 этот отвод показан. Среднее значение напряжения между ним и каким-либо полюсом общей цепи выпрямленного тока составляет половину всего выпрямленного напряжения. Это не трудно понять, если обратить внимание на то обстоятельство, что указанное напряжение представляет собою не что иное, как выпрямленное напряжение от одной трехфазной звезды. В силу этого мгновенное его значение меняется по закону трехфазной кривой выпрямленного напряжения, а значит обладает и большей пульсацией, чем полное выпрямленное напряжение от обеих звезд всей схемы.

При использовании части выпрямленного напряжения данной схемы, например, для питания маломощных каскадов передатчика, путем включения их анодной цепи между точками O_I и O_{II} , вентили звезды II будут нести нагрузку по току больше, чем вентили звезды I. Эта дополнительная нагрузка, равно как и большая пульсация напряжения между точками O_I и O_{II} , конечно, должны быть учтены при выборе типов вентиля и расчете дополнительного сглаживающего фильтра.

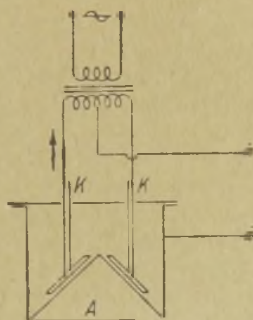
§ 4. Схемы Гретца.

Эти схемы характерны использованием обеих полуволи выпрямляемого напряжения, в силу чего по обмоткам анодного трансформатора протекает чисто переменный ток, не содержащий постоянной слагающей. Это обстоятельство дает схемам Гретца ряд преимуществ по сравнению с уже разобранными ранее типами схем.

На фиг. 59 представлена однофазная схема Гретца. Она имеет четыре вентиля, и ток от источника протекает на протяжении каждого полупериода через два вентиля, расположенные по диагонали. Все четыре вентиля попарно соединены катодами и анодами, а поэтому данная схема может быть осуществлена с помощью



Фиг. 59.



Фиг. 60.

двух сложных вентилях, из которых один имеет два отдельных анода и один общий катод, тогда как другой, наоборот, имеет два отдельных катода и один общий анод.

Сложный вентиль последнего типа может быть сделан, например, из электролитических выпрямителей (см. фиг. 60). Подобное устройство иногда применяется для зарядки аккумуляторов и состоит из железного сосуда и двух алюминиевых электродов в виде пластин, служащих катодами. Общим

анодом является корпус самого сосуда. В качестве электролита применяется 8%-ный раствор двууглекислой соды в дистиллированной воде.

Соотношения напряжений и токов для однофазной схемы Гретца таковы:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_2 &= \frac{E}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2} E_0 = 1,11 E_0 \\ E'_{обр} &= E = \frac{\pi}{2} V_0 = 1,57 V_0 \\ I &= \frac{\pi}{2} I_0 = 1,57 I_0 \\ J_2 &= \frac{I}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2} I_0 = 1,11 I_0 \\ P_2 &= \varepsilon_2 J_2 = 1,11^2 E_0 I_0 = 1,24 P_0 \end{aligned} \right\} \dots \dots (22)$$

По значениям обратного напряжения и коэффициента использования мощности видно, что данная схема выгоднее, чем простая двухполупериодная схема, в частности, чем показанная на фиг. 9 (см. главу I). Однако, применение ее сравнительно ограничено. Объясняется это некоторой сложностью ее, которая не может быть оправдана в случаях однофазного выпрямления.

Помимо указанного применения однофазной схемы Гретца с электролитическими выпрямителями, она применяется с купроксными вентилями в измерительной технике и в других подобных случаях в области слабых токов.

Трехфазная схема Гретца вместе с ее диаграммами изображена на фиг. 61. Для такой схемы необходимы шесть вентиляей. Когда применяются ртутные вентили, можно ограничиться всего лишь четырьмя колбами, одна из которых должна иметь не менее трех анодов. В некоторых случаях может оказаться целесообразным комбинированное применение одного треханодного ртутного вентиля и трех отдельных кенотронов или газотронов, у которых аноды должны быть соединены между собой.

Во вторичной обмотке трансформатора, присоединенной к вентилям, нет нужды выводить нулевую точку, а поэтому она может быть соединена как звездой, так и треугольником.

По линейным проводам, идущим от трех концов вторичной

обмотки трансформатора к анодам трех вентилей 1, 2, 3 одной группы и одновременно к катодам трех вентилей 4, 5, 6 другой группы, протекает ток i_2 , который является чисто переменным током, т. е. не содержит постоянной слагающей.

Работу схемы можно уяснить себе, последовательно рассмотрев действие линейных напряжений. Предположим, что на протяжении некоторой части периода мгновенные значения линейного напряжения e_{31} больше, чем между точками 3—2 и 2—1, и что потенциал конца 3 имеет положительный знак, а конец 1—отрицательный. Тогда ток проходит по проводу 3 в направлении сверху вниз, через вентиль 3, по нагрузке R , через вентиль 4, по проводу 1 снизу вверх, к точке 1. На протяжении другой части периода знаки у концов 3 и 1 меняются, и ток проходит по проводу 1 уже в направлении сверху вниз, через вентиль 1, по нагрузке R , и возвращается через вентиль 6 по проводу 3 в направлении снизу вверх. Первый случай прохождения тока на фиг. 61 показан сплошными стрелками, второй—пунктирными.

Приведенное рассуждение показывает, что ток в линейных проводах в течение периода меняет свое направление и в силу этого должен быть чисто переменным.

Для того, чтобы нарисовать полную картину токов и напряжений, обратимся к векторной диаграмме линейных напряжений, представленной на фиг. 61. Эта векторная диаграмма дает три напряжения, сдвинутые симметрично на взаимный угол, равный 120° . На плоской диаграмме в силу этого получаются три синусоиды, смещенные друг относительно друга на тот же угол. На этой диаграмме период разделен на шесть одинаковых частей, и за время каждой из них ординаты одного линейного напряжения по абсолютной величине больше ординат двух других линейных напряжений.

Если условимся обозначать одно и то же напряжение, например, между концами 1—2, через e_{12} тогда, когда конец 1 имеет плюс (+), а конец 2—минус (—), и через e_{21} тогда, когда плюс (+) имеет конец 2, а минус (—) конец 1, то не трудно будет получить диаграмму токов, проходящих как через вентили, так и через линейные провода.

При этом необходимо, конечно, иметь в виду, что ток в цепи возникает под действием лишь того напряжения, которое за данный отрезок периода имеет ординаты, по абсолютной величине превышающие ординаты других напряжений. Так, например, за первую шестую часть периода будет давать ток напряжение на концах 1—2 с положительным знаком

в точке 1 и отрицательным знаком в точке 2. За вторую шестую часть периода будет давать ток напряжение на концах 1—3, с положительным знаком у точки 1 и отрицательным знаком у точки 3.

Условившись приписывать ординатам тока, проходящего по линейному проводу от источника к вентилям, т. е. сверху вниз, положительный знак и при обратном направлении—отрицательный знак, мы видим, что его форма образуется из четырех косинусоидальных импульсов, симметричных относительно амплитуд. Продолжительность каждого импульса составляет $\frac{1}{6}$ часть периода. Такая форма тока не содержит постоянной слагающей и показывает, что каждое линейное напряжение работает на нагрузку в течение двух третей периода.

Во всех предыдущих схемах мы имели время работы каждого напряжения меньше одного полупериода. Эта разница в продолжительности времени работы каждого напряжения, очевидно, приводит к тому, что коэффициент использования мощности источника (например, трансформатора) в трехфазной схеме Гретца выше, чем в других схемах, рассмотренных нами ранее.

Ток, проходящий по каждому вентилю, состоит только из двух импульсов, представляющих симметричные отрезки косинусоид за ту же часть периода. Таким образом, в отличие от анодного трансформатора, каждый вентиль работает только $\frac{1}{3}$ периода и поэтому его использование нельзя считать полным. Одновременно ток протекает через два вентиля. В силу этого и предыдущего обстоятельства, токи, проходящие через вентиля в данной схеме, ничем не отличаются от тех же токов в каскадной схеме из двух трехфазных звезд.

Выпрямленный ток является суммой токов, проходящих через три вентиля 1—2—3, или, что то же, через три вентиля 4—5—6. Поэтому его формой является шестифазная кривая выпрямленного тока, и амплитуда I , являясь в то же время амплитудой вентильного тока i_b и тока i_2 , в линейном проводе равна

$$I = \frac{\sqrt{3} \cdot E}{R}.$$

В этом выражении через E обозначено фазное напряжение трехфазной сети или анодного трансформатора, питающего данную схему.

Форма выпрямленного напряжения, очевидно, в данном случае омической нагрузки, не отличаясь от формы выпрямленного тока, является шестифазной кривой, составленной

из отрезков синусоид с амплитудами $E \cdot \sqrt{3}$. В отличие от других схем, описанных в предыдущих параграфах, выпрямляемым напряжением здесь является линейное напряжение, а не фазное.

Необходимые соотношения теперь, после указанного выше рассмотрения работы трехфазной схемы Гретца, легко могут быть установлены. Действительно, так как

$$E_{\max} = E \sqrt{3},$$

$$E_0 = \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} E_{\max},$$

$$\varepsilon_2 = \frac{E \sqrt{3}}{\sqrt{2}},$$

то действующее значение ε_2 линейного напряжения равно

$$\varepsilon_2 = 0,74 E_0 \dots (23)$$

Действующее же значение фазного напряжения выразится формулой

$$\varepsilon_{2\Phi} = \frac{\varepsilon_2}{\sqrt{3}} = 0,428 E_0 \dots (23')$$

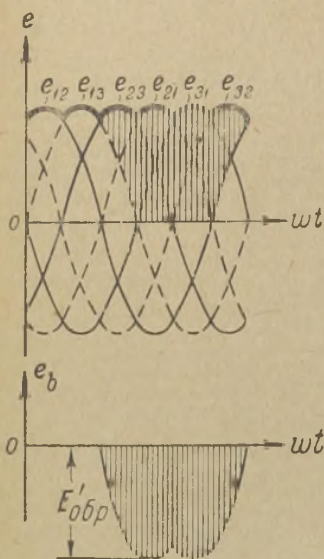
Рабочим значением обратного напряжения является $E \cdot \sqrt{3}$ — амплитуда линейного выпрямленного напряжения, а значит его соотношение с E_0 выразится через

$$E'_{обр} = 1,05 E_0 \dots (24)$$

Это значение напряжения мы находим, рассмотрев тот момент времени, когда линейное напряжение достигает амплитуды, например, когда конец 1 имеет (+), а конец 2 — (—), и действует как обратное напряжение по отношению к вентилю 4 через вентиль 5. Диаграмма мгновенных значений напряжения на вентиле 1 представлена отдельно на фиг. 62. Из нее следует также, что максимальное обратное напряжение равно амплитуде линейного напряжения.

Переходя к расчету токов, имеем

$$I = I_0 \frac{1}{\frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6}} = 1,05 I_0 \dots (25)$$



Фиг. 62.

т. е. пик тока, имеющий место в вентиле при данной схеме, немногим превышает среднее значение выпрямленного тока и имеет такое же значение, как при каскадной схеме из двух трехфазных звезд.

Действующее значение J_b тока, проходящего через вентили в схеме Гретца, отличается от действующего значения J_2 тока в линейных проводах. Именно

$$J_b = \sqrt{\frac{I^2}{2\pi} \cdot 2 \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \cos^2 \omega t d(\omega t)}$$

или $J_b \cong 0,55 \cdot I$, тогда как

$$J_2 = \sqrt{\frac{I^2}{2\pi} \cdot 4 \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \cos^2 \omega t d(\omega t)},$$

или $J_2 = 0,781 \cdot I$.

Если заменить I через I_0 , то получим окончательные формулы для токов в виде

$$J_b = 0,58 I_0 \dots \dots \dots (25')$$

$$J_2 = 0,817 I_0 \dots \dots \dots (26)$$

При применении ртутных вентиляей с жидким катодом, а также при применении газотронов, J_b не имеет практического значения, поскольку потери в них зависят от среднего значения тока. При кенотронных выпрямителях через J_b определяются потери на аноде, а потому его большая величина невыгодна в смысле использования кенотрона, и в этом отношении трехфазная схема Гретца с кенотронами не представляет преимуществ по сравнению с каскадной схемой из двух трехфазных звезд. Обе они в этом отношении значительно уступают схеме с междуфазным дросселем Кюблера.

Расчетная мощность питания, или вторичной обмотки трансформатора, при наличии такового, выразится через

$$P_2 = \sqrt{3} \cdot \varepsilon_2 J_2,$$

ибо \mathcal{E}_2 и J_2 в изучаемой схеме Гретца представляют действующие значения линейного напряжения и тока. Заменяя E_2 и J_2 через E_0 и I_0 , получим

$$P_2 = \sqrt{3} \cdot 0,74 \cdot E_0 \cdot 0,817 \cdot I_0$$

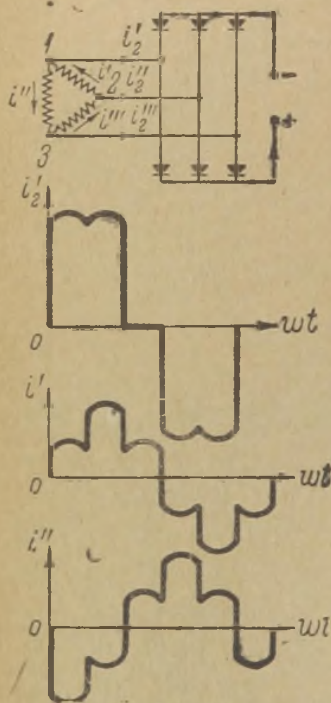
или

$$P_2 = 1,05 P_0 \dots \dots \dots (27)$$

Здесь нам впервые встретился случай, когда расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора оказывается

почти равной мощности постоянной слагающей выпрямленного тока или, что практически то же — активной мощности выпрямителя. Этого результата мы вправе были ожидать в связи с продолжительным протеканием линейного тока от источника за время одного периода. Это же обстоятельство, наряду с относительно низким значением обратного напряжения, дает трехфазной схеме Гретца значительные преимущества по сравнению с другими, рассмотренными нами выше. Само собой разумеется, что эти преимущества схемы Гретца особенно ценны для установок большой мощности.

Дополнительным преимуществом схемы Гретца является и то, что для нее не требуется усложнений в схеме соединений трансформаторных обмоток, и может быть использован любой готовый трансформатор, только бы он был достаточным по напряжению. В частности, как уже было указано и



Фиг. 63.

ранее, для ее питания можно применить трансформатор, имеющий вторичную обмотку треугольником. В этом случае ток в обмотках каждой фазы (стороны) треугольника будет отличаться от линейного тока J_2 не только величиной, но и формой.

На фиг. 63 для примера приведены диаграммы: а) линейного тока в проводе i_2' ; б) фазного тока в стороне 1—2

и в) то же в стороне 1—3. Последние две диаграммы построены на основании общих уравнений

$$\begin{aligned} i' - i'' &= i_2', \\ i'' - i' &= i_2'', \\ i'' - i''' &= i_2'''. \end{aligned}$$

Как можно видеть из сравнения первой диаграммы с двумя остальными, фазный ток течет в течение всего периода.

Коэффициент использования мощности при соединении треугольником остается прежним. В самом деле, если ранее мы имели для линейного тока выражение действующего значения в виде

$$J_2 = \sqrt{\frac{I^2}{2\pi} \cdot 4 \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \cos^2 \omega t d(\omega t)} = \sqrt{4}y,$$

то теперь, по аналогии, действующее значение $J_{2\Phi}$ фазного тока будет

$$\begin{aligned} J_{2\Phi} &= \sqrt{\frac{2}{2\pi} \left(\frac{2}{3}I\right)^2 \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \cos^2 \omega t d(\omega t) + \frac{4}{2\pi} \left(\frac{I}{3}\right)^2 \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \cos^2 \omega t d(\omega t)} = \\ &= \sqrt{\frac{4}{3}}y. \end{aligned}$$

Беря отношение найденных величин, получаем

$$\frac{J_2}{J_{2\Phi}} = \sqrt{3},$$

т. е. обычный коэффициент, имеющий место и в случае простых синусоидальных токов. Таким образом, коэффициент использования мощности вторичной обмотки анодного трансформатора в схеме Гретца остается одним и тем же, независимо от соединения Δ или Y .

Когда применяется звезда, то выводом ее нулевой точки можно воспользоваться для получения меньшего выпрямленного напряжения $0,5 E_0$, как это при каскадной схеме, опи-

санной в предыдущем параграфе. Форма этого напряжения будет трехфазной, и включение дополнительной нагрузки, например, в виде промежуточных каскадов передатчика между точкой 0 и общей точкой анодов вентилях 4, 5, 6 будет увеличивать загрузку этих вентилях по сравнению с загрузкой вентилях 1, 2, 3, через которые в этих условиях будет проходить только ток, идущий на питание одного главного каскада передатчика.

§ 5. Многокаскадные схемы выпрямления.

Когда требуется более значительная величина выпрямленного напряжения, то можно применить две трехфазные схемы Гретца, работающие последовательно. В некоторых случаях при этом может оказаться целесообразным изменить общую схему включения вентилях и сократить их число от 12 до 9 без нарушения величины выпрямленного напряжения. Подобное видоизменение представлено на фиг. 64.

Обе питающие обмотки могут явиться вторичными обмотками одного трансформатора, причем пересоединением концов одной лишь из них можно изменить величину выпрямленного напряжения от E_0 до $0,5 E_0$. Так схема, представленная на фиг. 64-а, дает полное значение выпрямленного напряжения E_0 , тогда как вторая схема (фиг. 64-б) при том же значении линейного напряжения дает $0,5 E_0$.

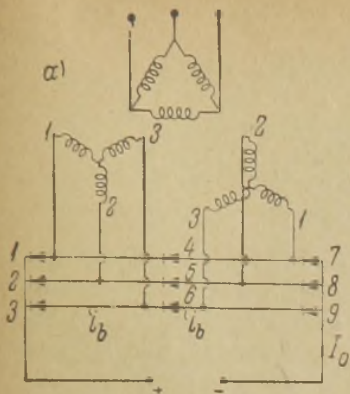
Понятно, что можно соединять и больше, чем два подобных каскада, и прибавление каждого каскада будет вызывать увеличение числа вентилях лишь на три, а не на шесть, как это требуется для одного первого каскада.

В случае схемы 64-б обратное напряжение, которое стремится в любом среднем вентиле создать „обратное зажигание“, равно, по амплитуде, примерно E_0 , разделенному на число каскадов, т. е. на два, это же относится и к крайним вентилям 1, 2, 3, 7, 8, 9 схемы 64-а, тогда как для ее средних вентилях оно почти в два раза больше.

Переходя к выводу соотношения между напряжениями, укажем, что в нашей схеме (фиг. 64) кривая выпрямленного тока, естественно, должна иметь шестифазную форму, как и в случае однокаскадной схемы, разобранной в § 4.

Связь между E_0 и E_2 , на основании предыдущих исследований, может быть выражена для новой схемы фиг. 64-а в виде

$$E_2 = \frac{E_0}{2\sqrt{2} \cdot 0,955} = 0,37 E_0, \dots (28)$$

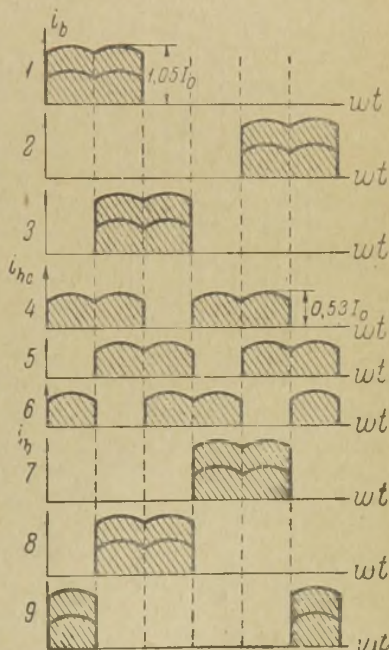
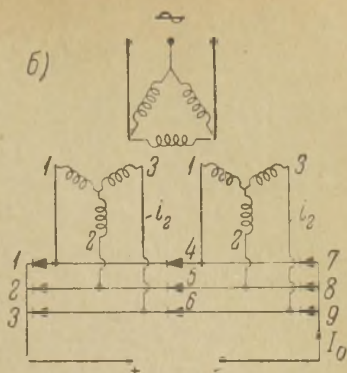


а для параллельной работы каскадов (фиг. 64-б)

$$\varepsilon_2 = 0,74 E_0 \dots (28')$$

Соотношение токов и коэффициент использования мощности сети или переходных трансформаторов остаются такими же, как и при простой однокаскадной схеме, вследствие чего сказанное об этих величинах в § 4 остается в силе и для данного случая ¹⁾. Следует лишь оговорить, что когда осуществляется схема 64-б, т. е. параллельная работа каскадов, то ток, проходящий через крайние и средние вентили, не одинаков — в первых он больше, чем во вторых, а именно: действующее значение тока в крайних вентильях, так же, как и для последовательной работы каскадов, равно

$$J_b = 0,58 I_0, \dots (29)$$



Фиг. 64.

¹⁾ Разумеется, при схеме фиг. 64-б действующее значение тока в линейных проводах

$$J_2 = (0,817 I_0) : 2 \cong 0,409 I_0,$$

а в средних

$$J_{bc} = \frac{J_b}{\sqrt{2}} = 0,409 I_0 \dots \dots \dots (29')$$

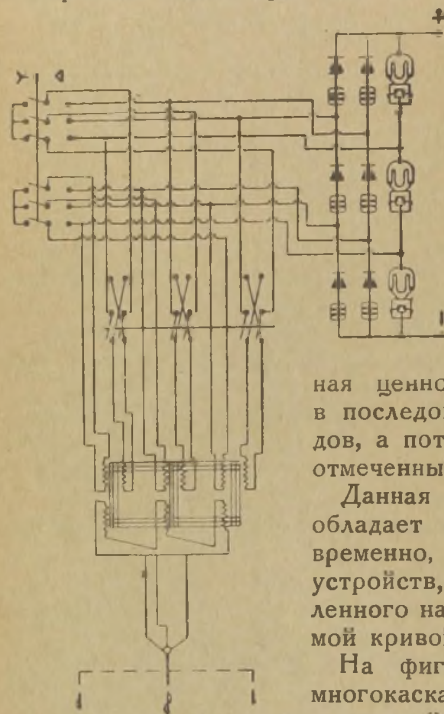
Амплитуда же тока в крайних вентилях

$$I = 1,05 I_0, \dots \dots \dots (30)$$

а в средних

$$I_c = 0,53 I_0 \dots \dots \dots (30')$$

Полученные равенства нетрудно доказать, ибо из плоской диаграммы токов через вентиля можно видеть (фиг. 64-б), что



Фиг. 65-а.

в крайних вентилях по сравнению со средними больше амплитуда, но зато меньше время прохождения тока за период. Среднее же значение тока во всех вентилях одинаково.

Небольшая неравномерность в эффективной нагрузке вентилей может требовать лишь различных выводов у ртутных колб и газотронов, однако, главная ценность этой схемы заключается

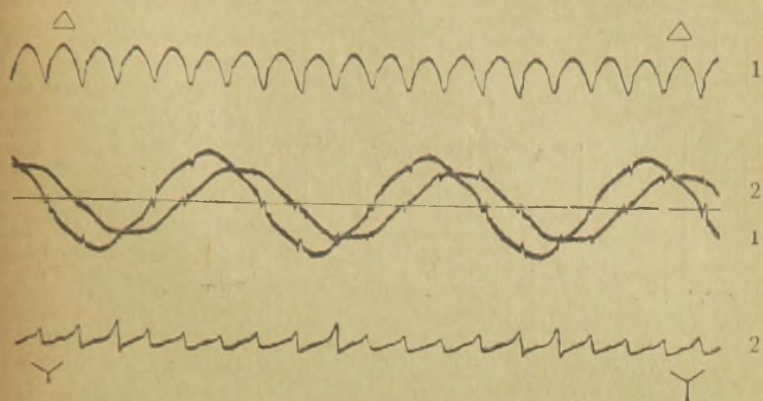
в последовательном соединении каскадов, а потому существенного значения отмеченный недостаток иметь не может.

Данная схема, как и однокаскадная, обладает способностью давать одновременно, без особых дополнительных устройств, пониженное значение выпрямленного напряжения с трехфазной формой кривой.

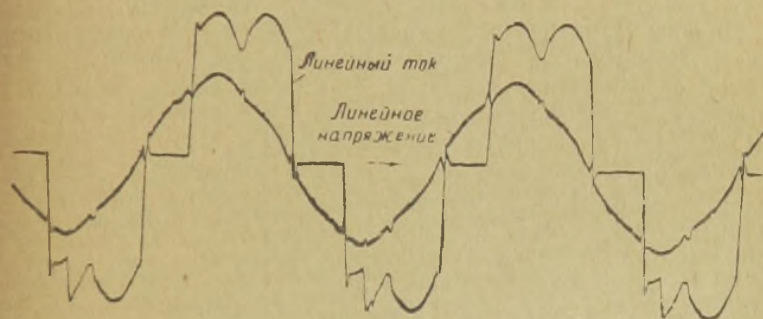
На фиг. 65-а дан частный случай многокаскадной схемы мощной выпрямительной установки. Благодаря наличию двух шестиполусных трансальтеров - переключателей, соединяющих вторичные обмотки в звезды или в треугольники, а каскады — параллельно или последовательно, эта установка может давать, следующие четыре напряжения при полной своей мощности:

$$E_o = 15,5 - 9,0 - 7,8 - 4,5 \text{ kV.}$$

На фиг. 65-б, в, представлены осциллограммы, снятые на этой установке, причем кривые 1 относятся к случаю включения вторичных обмоток в Δ , а кривые 2 — к случаю включения их в Y .



Фиг. 65-б.

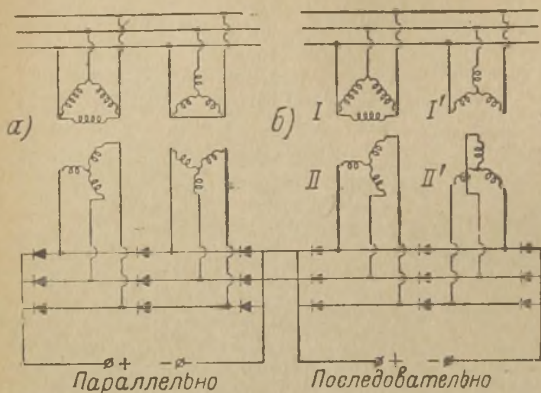


Фиг. 65-в.

На этих осциллограммах можно наблюдать влияние ионизационного потенциала на форму кривой выпрямленного напряжения, а также гармоник питающего напряжения, о чем будет речь ниже, в § 6 главы IV.

Укажем еще на возможность получения многокаскадной схемы двенадцатифазного выпрямления. Пусть, как показано на фиг. 66, питание вентилях происходит от двух трехфазных трансформаторов, и в сеть они включены один треугольником, а второй звездой. Векторная диаграмма на-

пряжений, выполненная для такой схемы, представлена на фиг. 67. Она показывает, что векторы вторичных напряжений каждой группы сдвинуты друг относительно друга на 30° .

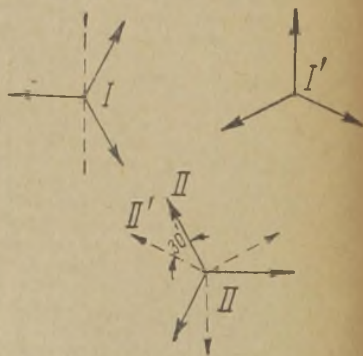


Фиг. 66.

Другим видоизменением трехфазной схемы Гретца является схема, изображенная на фиг. 68, которую можно назвать схемой с разделенными фазами. Как видно, эта схема требует применения восьми вентиляй, из которых два можно заменить одним с общим катодом и двойным анодом, а два других можно заменить одним с общим анодом и двойным катодом. Вторичная обмотка анодного трансформатора имеет по два вывода от каждой фазы.

Работа данной схемы выпрямления подобна работе трехфазной схемы Гретца. Форма тока, проходящего по фазным обмоткам в этой схеме, так же, как и в трехфазной схеме Гретца, не содержит постоянной слагающей. Форма же тока, проходящего через каждый вентиль, составляется из трех косинусоидальных отрезков, симметричных относительно амплитуд и имеющих продолжительность по оси

Это обстоятельство может дать двенадцатифазную кривую выпрямленного тока. То же можно получить и при одном трехфазном трансформаторе, если вторичную обмотку разбить на две системы и одну из них соединить звездой, а другую — треугольником, или, наконец, можно воспользоваться рядом однофазных трансформаторов, включенных трехфазно.



Фиг. 67.

абсцисс $\frac{2\pi}{6}$. Таким образом, полное время работы каждого вентиля в течение одного периода составляет $0,5 T$, т. е. получается большее использование вентиля, чем при обычной трехфазной схеме Гретца

Кривая выпрямленного напряжения в данной схеме получается совпадающей по форме с кривой обычного шестифазного выпрямителя, однако, выпрямляемыми напряжениями здесь являются линейные напряжения, сдвинутые взаимно на угол 120° .

Переходя к определению соотношений между напряжениями, обозначим амплитуду фазового напряжения через E ; тогда среднее значение выпрямленного напряжения выразится уравнением

$$E_0 = E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6},$$

т. е.

$$E_0 = \sqrt{3} \cdot 0,955 \cdot E = 1,65 E.$$

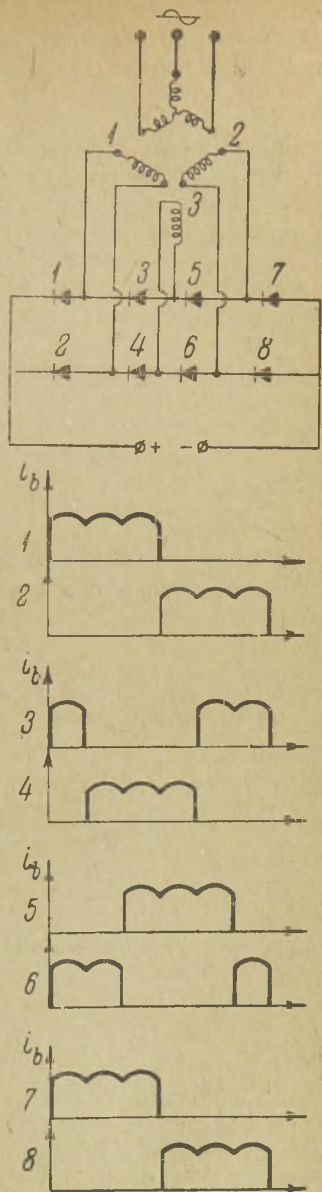
Если заменить E через $E_{2\Phi} \cdot \sqrt{2}$, то для действующего значения фазного напряжения получаем

$$E_{2\Phi} = 0,428 E_0, \dots (31)$$

т. е. тот же результат, что и для трехфазной схемы Гретца.

Если подсчитать значение обратного напряжения, то оказывается, что для крайних вентилях 1, 2, 7, 8 оно равно всего лишь

$$E'_{обр} = E \cong 0,605 E_0, \dots (32)$$



Фиг. 68.

тогда как для четырех средних вентилях оно больше в $\sqrt{3}$ раз, т. е. равно

$$E'_{обр} \cong 1,05 E_0 (32')$$

Важно отметить, что в схеме с разделенными фазами такому же, как при схеме Гретца, обратному напряжению подвергаются всего лишь четыре вентиля, тогда как в схеме Гретца и в других, разобранных ранее,—не менее шести. Кроме того, ток короткого замыкания, возникший при обратном зажигании, в данной схеме проходит только через два вентиля. Эти обстоятельства делают выпрямитель с подобной схемой более надежным в работе.

Соотношение между токами найдем, если обозначим амплитуду выпрямленного тока через I . Та же величина амплитуды тока имеет место в любом вентиле и в фазной обмотке. Так как кривая выпрямленного тока является шестифазной кривой, то

$$I = 1,05 I_0 (33)$$

Действующее значение тока в обмотках трансформатора таково же, что и при схеме Гретца, т. е.

$$J_2 = 0,817 I_0, (34)$$

тогда как действующее значение тока, протекающего через любой вентиль, равно

$$J_b = \sqrt{\frac{I^2}{2\pi} \cdot 3 \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \cos^2 \omega t d(\omega t)} .$$

Решая это уравнение, мы получаем

$$J_b = 0,708 I,$$

или

$$J_b = 0,67 I_0, (35)$$

т. е. несколько больше, чем при трехфазной схеме Гретца, как и следовало ожидать, поскольку в данной схеме мы имеем большую загрузку каждого вентиля по времени. Однако, это обстоятельство, как уже упоминалось, не имеет большого значения при применении ртутных колб и газотронов. Важнее

то обстоятельство, что среднее значение тока, проходящего через каждый вентиль при данной схеме, составляет

$$I_{об} = \frac{I_0}{2}, \dots \dots \dots (36')$$

тогда как при трехфазной схеме Гретца и при каскадной (§ 3) оно равно:

$$I_{об} = \frac{I_0}{3}, \dots \dots \dots (36'')$$

а при любой простой многофазной:

$$I_{об} = \frac{I_0}{m} \dots \dots \dots (36''')$$

Потеря энергии в ртутном вентиле с жидким катодом, как и в газотроне, определяется, как известно, именно средним значением тока. В силу этого расход энергии в вентилях при схеме с разделенными фазами несколько больше, чем, например, при трехфазной схеме Гретца. В самом деле, применяя газотроны с постоянной потерей напряжения $e_b = 15$ вольт, для первого случая будем иметь

$$\Sigma P_b = 8 \left(15 \cdot \frac{I_0}{2} \right) = 60 I_0,$$

тогда как для второго

$$\Sigma P_b = 6 \left(15 \cdot \frac{I_0}{3} \right) = 30 I_0.$$

Поскольку абсолютная величина этой потери энергии ничтожна (при мощной установке), говорить о заметном уменьшении кпд. при схеме с разделенными фазами не приходится. Точно так же не приходится говорить о возможном перегреве вентилях, так как газотрон обычно изготавливается на средний ток, равный половине максимального тока $I_{max\Gamma}$, который в свою очередь должен быть больше или равен найденной по формуле (33) амплитуде выпрямленного тока. Что же касается ртутных колб, то применение их по данной схеме возможно всегда, поскольку каждая колба рассчитывается на полное среднее значение выпрямленного тока I_0 .

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора с разделенными фазами находится по формуле

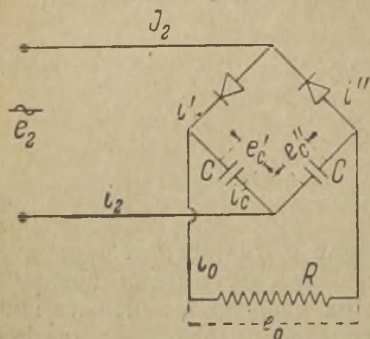
$$P_2 = 3 \varepsilon_{2\Phi} J_2 = 3 \cdot 0,428 E_0 \cdot 0,817 I_0$$

и равняется

$$P_2 = 1,05 P_0 \dots \dots \dots (37)$$

Недостатком схемы с разделенными фазами является некоторая сложность ее, вследствие наличия 8 вентиляй.

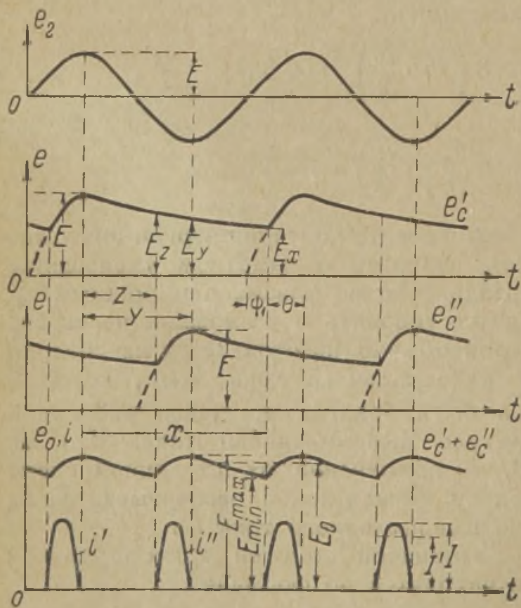
Нельзя, однако, сказать, что в силу этого при ней эксплуатации вообще дороже, чем при схеме с 6 вентилями. Дело в том, что преимущественной причиной выхода из строя вентиляй является возникновение обратного зажигания. Данная же схема, как было уже отмечено, в этом отношении является как раз наиболее благополучной.



§ 6. Схемы по типу Грейнахера.

В главе I при классификации выпрямителей по типам схем была уже указана, в качестве примера, схема Грейнахера. Основным элементом подобных схем, помимо вентиля, является конденсатор, который заряжается от источника через вентиль в течение известной, обычно небольшой, части периода, а в остальную часть его разряжается на полезную нагрузку.

Там же было указано, что для радиотехнических целей применение подобных



Фиг. 69.

схем целесообразно только тогда, когда требуется сравнительно высокое напряжение, и когда частота выпрямляемого напряжения составляет несколько сот герц.

В § 3 главы IV будет разобран в общем виде процесс для цепи, содержащей вентиль и конденсатор. Здесь же мы коснемся его лишь применительно к упомянутой схеме и выведем необходимые соотношения, пренебрегая внутренним сопротивлением вентиля и трансформатора.

На фиг. 69 изображены сама схема, а также и диаграммы токов и напряжений. Как можно из них видеть, выпрямленное напряжение e_0 является суммой напряжений на конденсаторах, т. е.

$$e_0 = e'_c + e''_c.$$

Если предполагать, что разряд конденсатора начинается в тот момент, когда напряжение источника достигает амплитудного значения, что верно только приблизительно, то время его заряда определится в радианах разностью

$$\Theta = \frac{\pi}{2} - \psi_1 = 2\pi - x \dots \dots \dots (a)$$

Далее можно написать еще следующие выражения для максимального и минимального напряжений на сопротивлении нагрузки R

$$E_{\max} \cong E + E_y,$$

$$E_{\min} \cong E_z + E_x.$$

Поэтому среднее значение того же напряжения приблизительно может быть выражено в виде

$$E_0 = \frac{E_{\max} + E_{\min}}{2} = E \frac{1 + \frac{E_y}{E} + \frac{E_z}{E} + \frac{E_x}{E}}{2} \dots \dots \dots (b)$$

Уменьшение напряжения от E_{\max} до E_{\min} соответствует израсходованному количеству электричества за время $\frac{\pi - \Theta}{\omega}$ в сопротивлении R . Это соображение дает возможность написать следующее выражение:

$$(E_{\max} - E_{\min}) \cdot \frac{C}{2} = I_0 \frac{\pi - \Theta}{\omega},$$

в котором C означает емкость одного конденсатора. Разделив обе части равенства на E_0 и подставив

$$\frac{E_{\max} - E_{\min}}{2E_0} = s, \dots \dots \dots (B)$$

$$\frac{I_0}{E_0} = \frac{1}{R},$$

получим формулу, определяющую емкость конденсатора

$$C = \frac{\pi - \theta}{s \omega R} \dots \dots \dots (38)$$

В этой формуле s есть коэффициент пульсации выпрямленного напряжения (см. также § 6 главы IV) и в данном случае может быть выражен также через соотношение

$$s \cong \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}}.$$

В силу этого можно написать с точностью, достаточной для практических расчетов, еще следующие соотношения

$$\left. \begin{aligned} E_x &\cong (1 - 4s) \cdot E \\ E_y &\cong (1 - 2s) \cdot E \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (r)$$

Далее примем во внимание, что заряд конденсатора начинается в момент достижения внешним напряжением $e = E \sin \omega t$ величины, одинаковой с напряжением на конденсаторе, т. е. когда

$$E_x = E \sin \psi_1$$

или, что то же,

$$E_x \cong E \sin \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right); \quad \theta = \frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{E_x}{E}.$$

В связи же с условием (r) имеем

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \arcsin (1 - 4s) \dots \dots \dots (39)$$

Предположим, что допустимая пульсация должна быть равна $s = 0,05$, а $\omega = 2\pi f$.

Тогда имеем

$$C = \frac{8 \cdot 10^6}{f \cdot R} \mu F \dots \dots \dots (38')$$

Разумеется, в данных формулах частота измеряется в герцах и сопротивление в омах.

Как нетрудно было бы убедиться путем применения последних формул к частным случаям, при обычной частоте $f=50$ герц значения емкости конденсатора получаются довольно значительными. По этой причине на практике иногда данную схему снабжают дополнительным Г-образным фильтром, как показано на фиг. 70. В этой схеме на зажимах конденсаторов C допускается сравнительно большая пульсация, которая может быть уменьшена более выгодно в экономическом отношении дополнительным фильтром (см. его расчет в § 8 гл. IV).

Для расчета соотношения между токами мы можем воспользоваться равенством количеств электричества при заряде и разряде конденсатора, т. е.

$$I_0 \pi = I' \theta.$$

Допуская далее, что по своей форме импульс зарядного тока, проходящий через вентиль, мало отличается от синусоиды, можем написать

$$I' \cong \frac{2}{\pi} I,$$

а отсюда

$$I \cong I_0 \frac{\pi^2}{2\theta} \dots \dots \dots (40)$$

При пульсации $s=0,05$,

$$I \cong 8 I_0 \dots \dots \dots (40')$$

Действующее значение J_2 тока, проходящего через трансформатор, может быть найдено приближенно по формуле

$$J_2 = I \sqrt{\frac{\theta}{2\pi}} = I_0 \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2\theta}} \dots \dots \dots (41)$$

и для того же случая $s=0,05$,

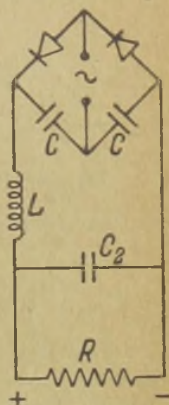
$$J_2 \cong 2,5 I_0 \dots \dots \dots (41)$$

Действующее значение J_{2b} тока, проходящего через вентиль, очевидно, в $\sqrt{2}$ раз меньше чем J_2 , так как через каждый вентиль протекает один импульс за время одного периода.

Среднее значение выпрямленного напряжения можно подсчитать совокупным решением по формулам (б) и (г), а именно:

$$E_0 = E \cdot 2(1 - 2s)^1 \dots \dots \dots (42)$$

1) Полагая $E_v \cong E_2$.



Фиг. 70.

и для действующего значения ε_2 анодного трансформатора получаем формулу:

$$\varepsilon_2 = E_0 \frac{1}{2\sqrt{2}(1-2s)} \cong \frac{0,354}{(1-2s)} \cdot E_0 \dots (43)$$

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора равна

$$P_2 = \varepsilon_2 \cdot J_2$$

и для данного частного случая при пульсации в 0,05 она равняется

$$P_2 \cong P_0,$$

т. е. коэффициент использования мощности получается высоким. Вследствие этого обстоятельства действующее значение J_2 вторичного тока можно было бы определить через отношение между P_0 и P_2 .

Обратное рабочее напряжение на каждом вентиле равно сумме $\frac{E_0}{2}$ и E , т. е.

$$E'_{\text{обр}} \cong \frac{E_0}{2} + E \cong E_0 \dots (44)$$

Так как такая схема обычно применяется тогда, когда E_0 велико, то целесообразно в качестве вентилях брать кенотроны. Употребление ртутных колб было бы нецелесообразно из-за наличия у них большого ионизационного потенциала, а газотроны имеют ограниченное значение допустимого пика тока $I_{\text{max}\Gamma}$.

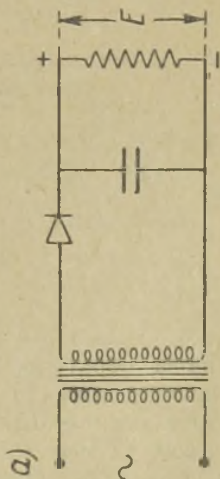
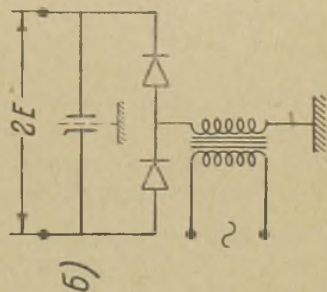
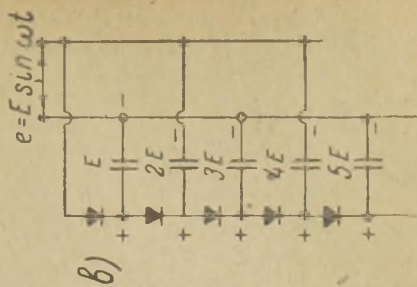
В произведенном расчете, помимо уже указанных допущений, не учтено внутреннее сопротивление кенотронов. Расчет более точный, с учетом этого сопротивления, можно произвести на основании анализа элементарной схемы вентиля с конденсатором, приведенной в § 13 главы IV. Надо заметить, однако, что в разобранный выше схеме, обычно R нагрузки настолько велико, что внутренним сопротивлением по сравнению с ним вполне можно пренебречь.

Более существенную поправку необходимо ввести в расчет, когда по формуле (40) амплитуда тока I получается больше тока насыщения кенотронов, которые желательно применить в заданном частном случае. Эту поправку можно сделать, руководствуясь указаниями, приведенными в § 2 главы II.

Видоизменениями схемы Грейнахера являются схемы, приведенные на фиг. 71. Первая из них (фиг. 71-а) может дать выпрямленное напряжение, равное почти амплитуде напряжения трансформатора, тогда как другие (фиг. 71-б и 71-в), наоборот, могут дать $E_0 \gg 2E$, т. е. даже больше, чем в разобранной схеме, данной на фиг. 69.

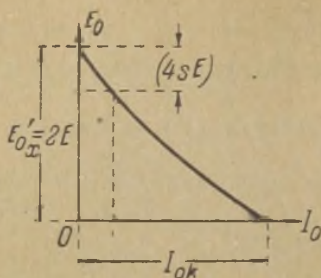
Для всех указанных выше схем характерно то обстоятельство, что их внешняя характеристика, т. е. $E_0 = f(I_0)$ является падающей кривой даже тогда, когда анодный трансформатор и вентиль сами по себе не дают потери напряжения (см. фиг. 72). Причиной этого является то, что с увеличением тока I_0 при уменьшении R уменьшается напряжение E_x на конденсаторе. Вследствие этого, конечно, меньше и среднее значение выпрямленного напряжения. Это же следует и из формул (38) и (42). С уменьшением R увеличивается s , а значит, уменьшается E_0 .

В силу этой причины схема Грейнахера дает конечное значение тока короткого замыкания I_{0k} . Этот ток так же, как и обратный ток, возникающий при обратном зажигании, ограничивается реактивным сопротивлением конденсатора.



Фиг. 71.

На фиг. 73 показана диаграмма токов в схеме, замкнутой на короткое. Ток i_0 , проходящий по короткому замыканию,



Фиг. 72.

представляет собою при

$0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}$ — ток заряда конденсатора C'' ,

$\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \pi$ — ток разряда конденсатора C' ,

$\pi \leq \omega t \leq \frac{3}{2}\pi$ — ток заряда конденсатора C' ,

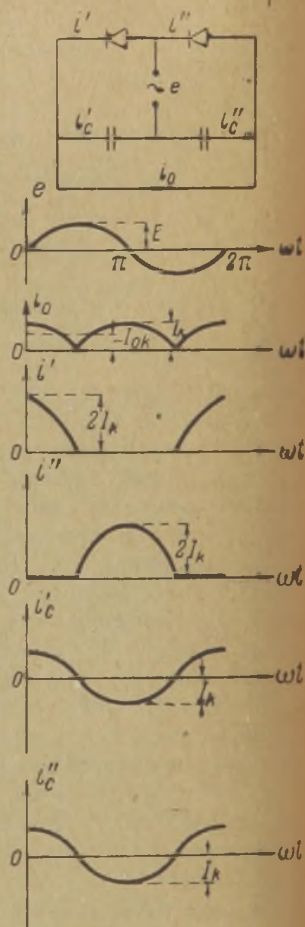
$\frac{3}{2}\pi \leq \omega t \leq 2\pi$ — ток разряда конденсатора C'' .

Амплитуда этого тока и его среднее значение могут быть найдены по формулам

$$\left. \begin{aligned} I_k &= E \omega C \\ I_{0k} &= \frac{2}{\pi} E \omega C \end{aligned} \right\} \dots (45)$$

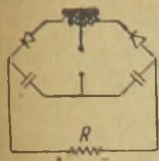
При коротком замыкании какого-либо вентиля из-за обратного зажигания в нем, значения тока те же.

Приведенные результаты показывают, что хорошим свойством данной схемы — автоматически ограничивать ток при коротком замыкании — широко воспользоваться нельзя. В самом деле, уменьшение величины тока короткого замыкания требует



Фиг. 73.

уменьшения емкости конденсаторов, уменьшить же ее невозможно, во-первых, потому, что это дает большую пульсацию напряжения, а, кроме того, делает внешнюю характеристику круто падающей и тем самым увеличивает разность между напряжением при нормальной нагрузке и напряжением холостого хода. Последнее, как нетрудно понять, определяется формулой



Фиг. 74.

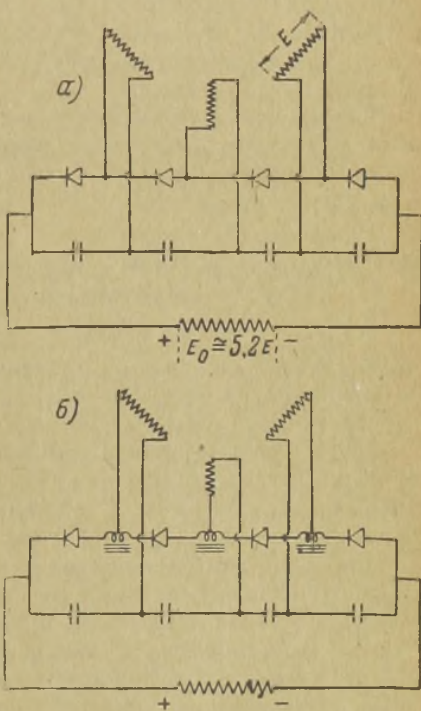
$$E_{0x}' = 2E,$$

а поэтому указанная разность определяется выражением

$$E_{0x}' - E_0 = 2E - 2E(1 - 2s) = 4sE \dots (46)$$

Разумеется, чем меньше C и меньше R , тем больше s , а значит, и больше разница ($E_{0x}' - E_0$).

Улучшенной внешней характеристикой обладает видоизмененная К. Сабба схема Грейнахера. В этой схеме, изображенной на фиг. 74, благодаря наличию дросселей, время заряда каждого конденсатора увеличивается, а, следовательно, время разряда в течение остальной части периода уменьшается и выпрямленное напряжение в меньшей степени зависит от величины внешнего сопротивления нагрузки R . Такая схема обладает также автоматическим ограничением тока короткого замыкания, возникающего при обратном зажатии. Недостатком ее является большая переменная слагающая напряжения на конденсаторах, которая, складываясь с постоянной слагающей того же напряжения, требует увеличения их электрической прочности.



Фиг. 75.

Все указанные выше схемы могут быть применены и при трехфазной сети. В частности, на фиг. 75 показаны схемы с разделенными фазами. В схеме, изображенной на фиг. 75-а, работающей наподобие однофазной схемы Грейнахера, требуется только четыре вентиля, тогда как выпрямленное напряжение в предельном случае может достигнуть величины

$$E_0 \cong 3\sqrt{3} E \cong 5,2 E,$$

а соотношение между E_0 и действующим значением $E_{2\Phi}$ фазового напряжения может быть равно

$$E_{2\Phi} \cong 0,14 E_0.$$

Это дает возможность от обычной низковольтной сети 120/210 вольт получить без применения повышающего анодного трансформатора выпрямленное напряжение порядка $E_0 = 850 \div 1500$ вольт.

Схема, изображенная на фиг. 75-б, как и схема К. Сабба, дает улучшенную внешнюю характеристику, а потому от нее можно получить большее значение выпрямленного напряжения при нагрузке.

§ 7. Общее сравнение выпрямительных схем и области их практического применения.

Для того, чтобы читателю легче было сравнивать и выбирать схемы для каждого практического случая, в таблицу (см. в конце книги) сведены все ранее найденные соотношения между токами и напряжениями, а также и между мощностями.

На основании того подробного изучения, которому мы подвергли все схемы, можно прийти к следующим выводам, подтверждаемым практикой и позволяющим ориентироваться при проектировании выпрямительных устройств.

Для выпрямителей, которые предназначаются для питания радиоприемных устройств и в силу этого обладают малой мощностью, наиболее целесообразна простая двухполупериодная схема. Выпрямитель с такой схемой (см. фиг. 9), особенно с применением двуханодного кенотрона, получается весьма компактным. Трансформатор, служащий для питания анодной цепи, снабжается двумя дополнительными обмотками, одна из которых дает накал кенотронам, а другая накаливает катоды усилительных ламп. Недостатки этой выпрямительной схемы, а именно, большое значение обратного напряжения и большая

расчетная мощность в данном случае несущественны, благодаря небольшой абсолютной величине применяемых напряжений и мощностей.

Желая избежать применения анодного трансформатора в радиоприемниках, можно пользоваться для питания их схемами выпрямления по типу Грейнахера. Как известно, выпрямленное напряжение в таких схемах выше, чем переменное напряжение. В частности, от сети 120 вольт можно получить без повышающего трансформатора напряжение $E_0 \cong 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 120 \cong \cong 340$ вольт, что является пригодным для питания некоторых радиоприемников. Однако, необходимым условием применения подобных схем в этих случаях служит наличие конденсаторов с малой стоимостью и кенотронов с подогревным катодом, рассчитанным на напряжение 120 вольт.


Для выпрямителей более мощных, но не выше одного киловатта, целесообразнее применить трехфазное питание. Схемой выпрямления может служить простая трехфазная схема (фиг. 10), а в качестве вентилей следует пользоваться газотронами. Хотя такая схема обладает, как и предыдущая, значительной пульсацией выпрямленного напряжения и требует поэтому сравнительно большого коэффициента индуктивности и емкости сглаживающего фильтра, тем не менее по размерам дроссель и конденсатор этого фильтра оказываются вполне приемлемыми.

Для выпрямителей мощностью от 1 до 10 киловатт с напряжениями до 5 000—6 000 вольт рационально воспользоваться трехфазной схемой Гретца (фиг. 61). В тех же случаях, когда требуемое напряжение при таких мощностях достигает 10 000 вольт или даже больше, целесообразно применить схему с междуфазным дросселем Кюблера и с кенотронами (фиг. 54).

В установках повышенной мощности, от 10 до 30—40 киловатт, может быть рекомендовано применение каскадной трехфазной схемы (фиг. 57) с двумя треханодными ртутными колбами. Такой выпрямитель при напряжениях до 10—12 киловольт будет вполне надежным в эксплуатационных условиях. Он обладает высоким кпд. и малыми эксплуатационными расходами.

Для выпрямителей большой мощности, выше 40—50 киловатт целесообразнее трехфазная схема Гретца с газотронами (фиг. 61). Такое устройство обладает малой установленной мощностью, высоким кпд. и не требует усложнений в схеме соединения вторичных обмоток трансформатора.

Для сверхмощных установок, свыше 200—300 киловатт, следует применять параллельную работу подобных выпрями-

телей (см. § 1 главы IV). При возможности применить металлические ртутные выпрямители с высоким обратным напряжением выгодной может оказаться схема Кюблера (с междуфазным дросселем или схема , или, наконец, каскадная трехфазная схема.

В применении к мощным установкам может быть с успехом применена на газотронах также трехфазная схема с разделенными фазами (фиг. 68).

Для тех случаев, когда выпрямляемое напряжение имеет повышенную частоту, а постоянное напряжение равно 5—10 киловольт, выгодной может быть схема Грейнахера (фиг. 70).

Разумеется, что все вышесказанное является лишь грубым очертанием области применения той или иной схемы. В практической обстановке необходимо, конечно, учесть все моменты как технические, так и экономические, и окончательный выбор делать на основании результатов этого учета.

Может оказаться, например, что род вентиля задается. Тогда выбрать схему следует с учетом особенностей данного типа вентиля. Если, например, применению подлежат кенотроны и установка мощная, 30—40 киловатт, то без сомнения надлежит применить схему выпрямителя с междуфазным дросселем.

§ 8. Форма и величина первичного тока.

Обычно выпрямительная схема содержит так называемый анодный трансформатор для повышения выпрямляемого напряжения или для возможности заземления отрицательного полюса. До сего времени, разбирая отдельные типы выпрямительных схем, мы не интересовались ни величиной, ни формой первичного тока анодного трансформатора, а поэтому решим теперь эту задачу в общем виде.

В качестве основного положения, прежде всего необходимо установить, что первичный ток трансформатора, питающего выпрямительную установку по любой схеме, не содержит постоянной слагающей и является током чисто переменным.

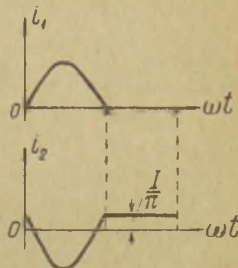
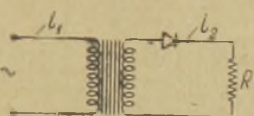
Обратимся к фиг. 76, где дана схема однополупериодного выпрямителя. Первичное напряжение является синусоидальным, т. е.

$$e = E \sin \omega t.$$

Во вторичной цепи протекает ток, изображенный на первой диаграмме. Этот ток содержит постоянную слагающую $I_0 = \frac{I}{\pi}$, благодаря наличию вентиля во вторичной цепи.

Будем предполагать, что сердечник трансформатора обладает бесконечно большой магнитной проницаемостью и не имеет потерь на токи Фуко и гистерезис. В таком случае первичный ток равен нулю при разомкнутой вторичной цепи. Если же она окажется замкнутой, то в первичной цепи для уравнивания переменных ампер-витков вторичного тока должен возникнуть свой ток.

В отличие от вторичного тока первичный ток является чисто переменным, во-первых, потому, что источник обладает



Фиг. 76.

переменным синусоидальным напряжением и не может дать сам по себе постоянной слагающей тока и, во-вторых, потому, что эта слагающая не может появиться под влиянием электромагнитной индукции из вторичной цепи. В противном случае происходило бы непрерывное нарастание или непрерывное убывание общего магнитного потока в сердечнике трансформатора. Разумеется, подобных явлений не наблюдается, а, следовательно, первичный ток должен быть чисто переменным.

Докажем то же математическим путем. Уравнение Кирхгофа для первичной цепи может быть написано в следующем виде:

$$E \sin \omega t = i_1 r_1 + w_1 \frac{d\Phi}{dt}.$$

Здесь мы предполагаем, что трансформатор не обладает магнитным рассеиванием, и Φ является поэтому общим потоком. Под r_1 и w_1 подразумеваются омическое сопротивление и число витков первичной обмотки трансформатора.

Умножив обе части равенства на dt , затем проинтегрировав их в пределах от 0 до T и разделив на T , мы, не нарушив равенства, получим

$$\frac{E}{T} \int_0^T \sin \omega t dt = \frac{r_1}{T} \int_0^T i_1 dt + \frac{w_1}{T} \int_0^T d\Phi.$$

Левая часть найденного уравнения равна нулю. Также равно нулю приращение потока за период, т. е.

$$\int_0^T d\Phi = 0$$

поэтому должно иметь место

$$r_1 \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_1 dt = 0.$$

Поскольку $r_1 \neq 0$, должно быть

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_1 dt = 0,$$

а это как раз и показывает, что среднее значение первичного тока, или, что то же, его постоянная слагающая равна нулю.

Отличие формы первичного тока от формы вторичного тока, служит причиной разницы между действующими значениями обоих токов. Оно же в общем случае вызывает неравенство расчетных мощностей первичной и вторичной обмоток.

Пусть для простоты рассуждений число витков первичной и вторичной обмотки одинаково, тогда

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_2$$

и, если амплитуда тока вторичной обмотки $I = \frac{E}{R}$, то имеем

$$P_2 = J_2 \varepsilon_2 = \frac{I}{2} \cdot \frac{E}{\sqrt{2}} \dots \dots \dots (a)$$

В этом выражении мы приняли действующее значение вторичного тока равным половине его амплитуды, так как по своей форме он является однополупериодным синусоидальным импульсом.

Действующее значение первичного тока находим, исходя из того, что он отличается от вторичного тока лишь отсутствием постоянной слагающей. Амплитуды первой и других, высших гармоник обоих токов, одинаковы потому, что одинаково число витков первичной и вторичной обмоток, а током холостого хода мы уже условились пренебрегать. На основании этого, если

$$J_2 = \sqrt{\sum_0^{\infty} J_k^2} = \sqrt{\frac{I^2}{\pi^2} + \sum_1^{\infty} J_k^2} = \frac{I}{2}, \dots \dots \dots (6)$$

то

$$J_1 = \sqrt{\sum_1^{\infty} J_k^2}.$$

В первом выражении $\frac{I}{\pi}$ есть постоянная слагающая, которая отсутствует в первичном токе. Это обстоятельство позволяет также построить кривую первичного тока в виде однополупериодной синусоиды, смещенной по оси ординат на величину $\frac{I}{\pi}$. Такая кривая (см. вторую диаграмму на фиг. 76) является чисто переменным током.

Решая (б) относительно $\sqrt{\sum_1^{\infty} J_k^2}$, находим

$$J_1 = \sqrt{\sum_1^{\infty} J_k^2} = \sqrt{\left(\frac{I}{2}\right)^2 - \left(\frac{I}{\pi}\right)^2}$$

или

$$J_1 = I \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi^2}} = 0,386 I \dots \dots \dots (в)$$

Теперь можем найти расчетную мощность первичной обмотки трансформатора, т. е.

$$P_1 = \varepsilon_1 J_1 = \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot 0,386 I \dots \dots \dots (г)$$

Сопоставляя этот результат с выражением (а), мы видим, что

$$P_1 < P_2; \frac{P_1}{P_2} \cong 0,77, \dots \dots \dots (д)$$

т. е. расчетная мощность первичной обмотки меньше вторичной, как мы и предполагали, исходя из общих соображений.

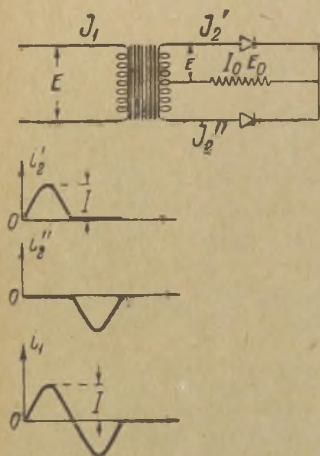
Необходимо отметить, что в частных случаях величины P_1 и P_2 могут оказаться и одинаковыми, но во всяком случае P_2, P_1 не могут быть меньше P_0 .

Само собой разумеется, что найденная нами разность между P_1 и P_2 ни в коем случае не обусловлена какими-либо энергетическими причинами, а только различием между формами токов, которое объясняется в конечном счете наличием вентилля, делающего нашу цепь нелинейной системой.

§ 9. Расчетная мощность первичной обмотки. Габаритная мощность. Расчетная мощность питающей сети.

Прделаем расчет по способу, указанному в предыдущем параграфе для практической схемы двухполупериодного выпрямителя и найдем для нее соотношения между P_1, P_2, P_0 .

Обращаясь к фиг. 77, мы видим, что в данном случае первичный ток является не только чисто переменным, но в то же время и синусоидальным. При равенстве витков одной половины вторичной обмотки и всей первичной обмотки и при наличии тех же свойств идеального трансформатора, амплитуда у первичного тока такова же, как у вторичного.



Фиг. 77.

Соотношение между P_1 и P_0 для других выпрямительных схем можно найти аналогичным приемом. Если мы обратимся, например, к простой трехфазной схеме, изображенной на фиг. 78 и имеющей первичную обмотку, соединенную в звезду, то увидим, что первичный ток может быть найден путем вычитания из вторичного тока постоянной слагающей, равной $\frac{I_0}{3}$. Вычитание, в данном случае, такой величины вполне понятно, ибо среднее значение вторичного тока, проходящего по каждой фазе, равно одной трети выпрямленного тока. С другой стороны, для подобной схемы нам известны следующие соотношения:

$$\varepsilon_{2\Phi} = 0,855 E_0; P_2 = 1,5 \cdot P_0 \text{ и } J_2 = 0,588 I_0.$$

Для определения расчетной мощности первичной обмотки мы имеем

$$P_1 = 3 \cdot \varepsilon_{1\Phi} \cdot J_1.$$

Как известно, для двухполу-
периодной схемы

$$I = \frac{\pi}{2} I_0 \text{ и } E = \frac{\pi}{2} E_0,$$

поэтому

$$P_2 = 2 \varepsilon_{2\Phi} J_2 = \\ = 2 \cdot \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I}{2} \approx 1,75 P_0.$$

Далее находим

$$P_1 = \varepsilon_1 J_1 = \\ = \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I}{\sqrt{2}} \approx 1,23 P_0.$$

Таким образом, расчетная мощность у первичной обмотки оказывается опять меньше, чем у вторичной.

Действующее значение первичного тока находим из уравнений

$$J_2 = \sqrt{\left(\frac{I_0}{3}\right)^2 + \sum_1^{\infty} J_k^2} = 0,588 I_0,$$

$$J_1 = \sqrt{\sum_1^{\infty} J_k^2}$$

Решая их совместно, получаем

$$J_1 = \sqrt{0,588^2 \cdot I_0^2 - \frac{I_0^2}{9}} = 0,485 I_0. \dots (a)$$

Имея такой результат и принимая во внимание, что по условию $\varepsilon_{1\Phi} = \varepsilon_{2\Phi}$, окончательно находим

$$P_1 = 3 \cdot 0,855 E_0 \cdot 0,485 I_0 \cong 1,24 P_0. \dots (б)$$

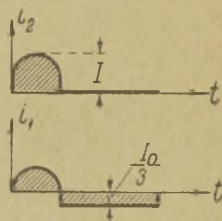
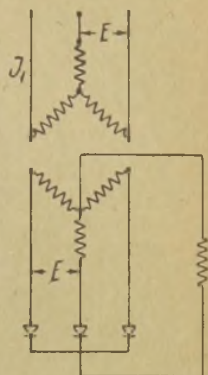
В этом примере, как и следовало ожидать, первичная расчетная мощность получилась также меньше вторичной.

Не трудно было бы показать, что в других схемах, в частности не имеющих постоянной слагающей тока во вторичной обмотке трансформатора, расчетная первичная мощность равна вторичной мощности. Например, в однофазной или трехфазной схеме Гретца первичный ток по своей форме не отличается от вторичного тока, а поэтому при идеальном трансформаторе будет иметь место

$$P_1 = P_2.$$

В тех случаях, когда $P_1 \neq P_2$, рассчитывать сердечник трансформатора необходимо по средней величине между P_1 и P_2 . В самом деле, сердечник трансформатора, питающего выпрямительную цепь, как и при обычной, не вентиляльной нагрузке, должен быть рассчитан так, чтобы имелось место для укладки первичной и вторичной обмоток. Поэтому за мощность, определяющую габарит всего трансформатора, можно принять величину

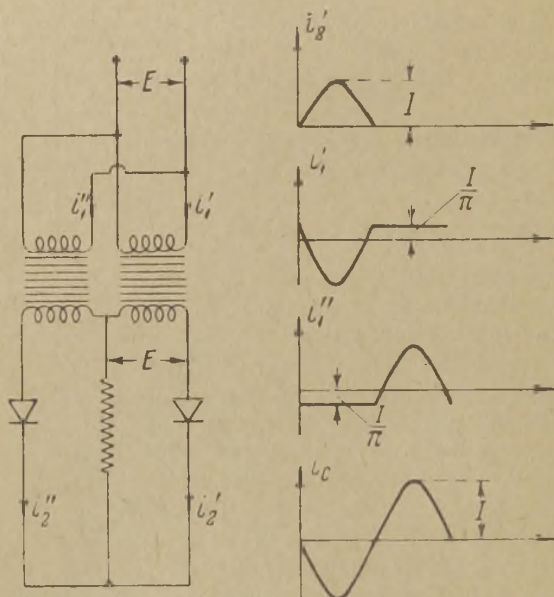
$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2}, \dots \dots \dots (47)$$



Фиг. 78.

называемую габаритной (или типовой) мощностью трансформатора. Понятно, что это выражение не имеет никакого прямого физического смысла, а должно служить лишь для выбора трансформатора по каталогу или для расчета трансформаторного сердечника.

Расчет самих обмоток трансформатора должен вестись по тем значениям, которые получаются из основных соотношений для J_2 , ε_2 и для J_1 , ε_1 . При этом, в виду неравенства P_2 , P_1 и



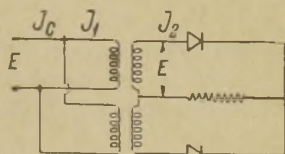
Фиг. 79-а.

объем, занимаемый каждой обмоткой, будет различен при прочих одинаковых условиях (изоляция и длины среднего витка).

Если первичная обмотка составлена из параллельных ветвей, то может оказаться, что вольтамперы, потребляемые из сети, и вольтамперы всей первичной обмотки не будут друг другу равны. Это обстоятельство приводит к установлению еще одного понятия—расчетной мощности потребляемой из сети, которую будем обозначать через P_c .

Причиной возможного неравенства $P_c \neq P_1$ опять-таки может послужить различие между формой тока i_c , потребляемого из сети, и формой первичного тока, протекающего по любой параллельной ветви первичной обмотки трансформатора.

Для лучшего выяснения этого вопроса сделаем расчет для двухполупериодной выпрямительной схемы, анодное напряжение в которой получается от двух отдельных трансформаторов (см. фиг. 79). Первичные обмотки трансформаторов соединены параллельно, а вторичные последовательно. Если начало и конец двух вторичных обмоток соединить между собою, то, применяя два вентиля, получим простое двухполупериодное выпрямление. Разумеется, первичные обмотки при этом должны быть соединены одинаковыми концами. Вследствие всего этого, каждый трансформатор будет работать независимо и характер его нагрузки будет такой, как при однополупериодной схеме выпрямления.



Пусть для упрощения расчетов коэффициент трансформации у обоих трансформаторов равен единице. Положим далее, что амплитуда вторичного тока равна I , тогда первичный ток каждого трансформатора представляет собою однополупериодный синусоидальный импульс, смещенный по оси ординат на $\frac{I}{\pi}$. При этом оба первичных тока имеют максимальные ординаты с противоположными знаками.

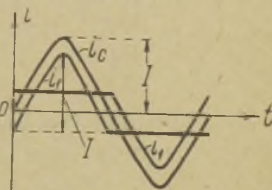


Рис. 79-б.

Ток i_c , идущий из сети, является суммой первичных токов, т. е.

$$i_c = i_1' + i_1'',$$

причем, как легко видеть, он оказывается синусоидальным с амплитудой I . В самом деле, разлагая в ряд Фурье фазные токи, мы имеем

$$i_1' = -\frac{I}{2} \sin \omega t + I \sum_2^{\infty} \frac{2}{\pi (k^2 - 1)} \cos k \omega t,$$

$$i_1'' = -\frac{I}{2} \sin \omega t - I \sum_2^{\infty} \frac{2}{\pi (k^2 - 1)} \cos k \omega t,$$

а отсюда уже

$$i_c = -I \sin \omega t.$$

К этому результату можно было бы прийти, пользуясь и графическим сложением i_1' с i_1'' .

Из предыдущих параграфов мы знаем, что

$$I = \frac{\pi}{2} I_0; \quad E = \frac{\pi}{2} E_0; \quad J_2 = \frac{1}{2} I.$$

Известно уже также [§ 8 формула (в)] действующее значение J_1 тока в первичной обмотке трансформатора, работающего на однополупериодную нагрузку, а именно,

$$J_1 = 0,386 I.$$

Что касается действующего значения J_c тока, потребляемого из сети, то, в виду синусоидальности, оно равно

$$J_c = \frac{I}{\sqrt{2}}.$$

Указанные соотношения токов позволяют определить прежде всего расчетную мощность обеих вторичных обмоток

$$P_2 = 2 E_{2\Phi} J_2 \cong 1,75 P_0,$$

расчетную мощность обеих первичных обмоток трансформатора

$$P_1 = 2 E_1 J_1 = 2 \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot 0,386 I \cong 1,35 P_0$$

и, наконец, расчетную мощность P_c , потребляемую обоими трансформаторами из сети, т. е.

$$P_c = E_1 \cdot J_c = \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I}{\sqrt{2}} \cong 1,24 P_0.$$

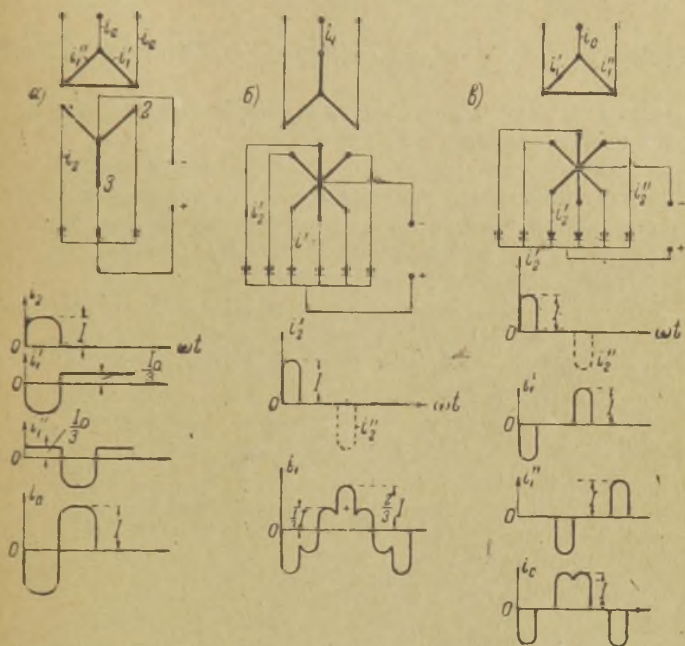
Результат, действительно, показывает, что $P_c \neq P_1$ и

$$P_c < P_1 < P_2.$$

В наиболее часто употребляемых схемах подобный результат может получиться тогда, когда для питания служит трехфазная сеть, и первичная обмотка анодного трансформатора соединена треугольником.

Обратимся к простой трехфазной схеме, при которой первичная обмотка трансформатора соединена треугольником. На фиг. 80-а изображена такая схема и там же приведены диаграммы токов i_2 , i_1' , i_1'' и i_c . Последний ток, потребляемый из сети, находится, как разность двух фазных токов первичной обмотки, т. е.

$$i_c = i_1' - i_1''$$



Фиг. 80.

и он, как видим, имеет иную форму, нежели каждый из образующих его токов.

Пусть первичное и вторичное числа витков в каждой фазе одинаковы, амплитуда вторичного тока равна I , а амплитуда фазного напряжения трансформатора (в данном случае равно линейному напряжению сети) — E . Тогда, на основании предыдущего, имеем

$$P_2 = 1,5 P_0; J_1 = 0,485 I_0; P_1 = 1,24 P_0^1)$$

¹⁾ См. формулы (а) и (б) настоящего параграфа.

Амплитуды тока i_c , потребляемого из сети, и вторичного тока одинаковы, что следует из построения диаграмм, а действующее значение J_c должно быть в $\sqrt{2}$ раз больше действующего значения J_2 вторичного тока, в силу того, что по форме i_c представляет два импульса, а i_2 —один такой же импульс. Таким образом,

$$J_c = J_2 \sqrt{2} = 0,831 I_0$$

и

$$P_c = \sqrt{3} \cdot \varepsilon_1 \cdot J_c = \sqrt{3} \cdot 0,855 E_0 \cdot 0,831 I_0 \cong 1,23 P_0.$$

Разность между P_c и P_1 в данном случае по абсолютной величине незначительна, но все же $P_c < P_1$.

Более заметна эта разность в случае шестифазного выпрямителя. Когда первичная обмотка трансформатора такого выпрямителя соединена звездой, то, конечно, не может быть речи о неравенстве P_c и P_1 (см. фиг. 80 б). В этом случае, как не трудно убедиться из диаграмм, при $w_1 = w_2$

$$J_c = J_1 = J_2 \cdot \sqrt{2 \left(\frac{2}{3}\right)^2 + 4 \left(\frac{1}{3}\right)^2} = 0,41 \cdot I_0 \frac{2}{\sqrt{3}} = 0,472 I_0.$$

И так как

$$\varepsilon_{1\Phi} = \varepsilon_{2\Phi} = 0,74 E_0,$$

то

$$P_c = P_1 = 6 \cdot 0,74 \cdot E_0 \cdot 0,472 I_0 = 1,05 P_0;$$

$$P_r = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,44 P_0.$$

Если же первичная обмотка соединена треугольником (см. фиг. 80-в), то не только по величине, но и по форме токи i_c и i_1 будут различны. В силу этого нарушится равенство между J_c и $J_1 \cdot \sqrt{3}$, а тем самым и равенство между P_1 и P_c .

Пользуясь диаграммами фиг. 80-в, находим

$$J_2 = 0,41 I_0,$$

$$J_1 = \sqrt{2} \cdot J_2 = 0,578 I_0,$$

$$J_c = \sqrt{2} \cdot J_1 = 0,817 I_0,$$

так как i_2 имеет один импульс за период, i_1 — два импульса и i_c — четыре таких же одинаковых импульса. Конечно, мгно-

венные значения тока сети находятся как разность мгновенных значений двух фазных токов i_1' и i_1'' , т. е.

$$i_c = i_1' - i_1''.$$

Указанные выше действующие значения токов позволяют далее вычислить соотношения мощностей P_2 , P_1 , P_c , а именно

$$P_2 = 6 \varepsilon_{2\Phi} \cdot J_2 = 6 \cdot 0,74 \cdot E_0 \cdot 0,41 I_0 = 1,82 P_0,$$

$$P_1 = 3 \varepsilon_{1\Phi} \cdot J_1 = 3 \cdot 0,74 \cdot E_0 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,41 \cdot I_0 =$$

$$= \frac{P_2}{\sqrt{2}} = 1,29 P_0,$$

$$P_c = \sqrt{3} \varepsilon_1 \cdot J_c = \sqrt{3} \cdot 0,74 E_0 \cdot 2 \cdot 0,41 I_0 =$$

$$= \frac{P_2}{\sqrt{3}} = 1,05 P_0,$$

$$P_r = \frac{P_1 + P_2}{2} \cong 1,55 P_0.$$

Как видим, в данном случае разность между P_c и P_1 получилась более заметная, и первичная обмотка менее использована, чем при соединении ее обмотки звездой.

Заметим, попутно, что, несмотря на худшее использование трансформатора при только что рассмотренной схеме, ее, однако, иногда предпочитают схеме включения звездой, так как переменный поток вынужденного намагничивания меньше при соединении первичной обмотки треугольником (см. § 11 главы III).

В упомянутой ранее таблице выпрямительных схем показаны соотношения всех расчетных мощностей и для других случаев. Напомним, что числа, приведенные в таблице, относятся к идеальным условиям устройства вентиля и трансформатора и к условию, что нагрузкой является только омическое сопротивление. При идеальных условиях ни в трансформаторе, ни в вентилях, ни в сети нет потерь энергии и напряжения, само же питающее напряжение является синусоидальным. В сердечнике трансформатора также не происходит магнитного рассеяния, и коэффициент магнитной проницаемости у него равен бесконечности.

Из всего изложенного в настоящей главе вытекает, что в системе трансформатор—выпрямительная схема мы имеем дело с шестью величинами

$$P_c, P_1, P_r, P_2, P_0 \text{ и } P.$$

Из них всех только P имеет действительный физический смысл активной мощности всего выпрямленного тока. Эта величина, равная

$$P = J_0 \varepsilon_0,$$

есть произведение действующих значений выпрямленного тока и выпрямленного напряжения, которые, в свою очередь, определяются из уравнений

$$\varepsilon_0 = E \sqrt{\frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \cos^2 \omega t \, d(\omega t)} = \sqrt{\varepsilon_0^2 + \sum_1^{\infty} \varepsilon_k^2},$$

$$J_0 = I \sqrt{\frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \cos^2 \omega t \, d(\omega t)} = \sqrt{I_0^2 + \sum_1^{\infty} J_k^2},$$

в которых ε_k и J_k представляют действительные значения гармоник кривых выпрямленного тока и напряжения. Средние значения того же тока и напряжения, как уже нам известно, меньше, ибо они выражаются первой степенью подынтегральной функции, а именно

$$E_0 = E \cdot \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \cos \omega t \, d(\omega t),$$

$$I_0 = I \cdot \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \cos \omega t \, d(\omega t).$$

Поэтому и произведение их $P_0 = E_0 \cdot I_0$, представляющее также активную мощность, но только от одной постоянной слагающей выпрямленного тока, меньше, чем полная активная мощность P всего выпрямленного тока.

Произведение $\varepsilon_0 J_0$ при многофазном выпрямлении мало отличается от произведения $E_0 I_0$. Например, при

$$m = 6 \quad P = J_0 \varepsilon_0 \cong 1,002 I_0 E_0,$$

$$m = 3 \quad P = J_0 \varepsilon_0 \cong 1,03 I_0 E_0,$$

тогда как при $m = 2$ уже имеем $P = J_0 \varepsilon_0 = 1,24 I_0 E_0$.

Когда имеется достаточный сглаживающий фильтр, можно считать, что $J_0 \varepsilon_0 \cong I_0 E_0$ не только при $m > 2$, но и при $m = 2$. По этой причине и в связи с тем, что сглаживающий фильтр является обязательным в выпрямителях для радиоустройств, можно полагать всегда, что $P_0 \cong P$, и все расчеты производить лишь по величине P_0 .

P_c , P_1 , P_r и P_2 отличаются от активной мощности $P \cong P_0$, как уже говорилось, не из-за обычного сдвига фаз между током и напряжением, а из-за несинусоидальности тока, которая создается вентильной нагрузкой, являющейся нелинейной системой. Всякая нелинейная цепь, у которой $i \neq ke$, как известно, может создавать гармоники и субгармоники тока даже при включении ее на синусоидальное напряжение. Во всех случаях, когда ток i_c питающей сети оказывался несинусоидальным, мы не могли иметь равенства

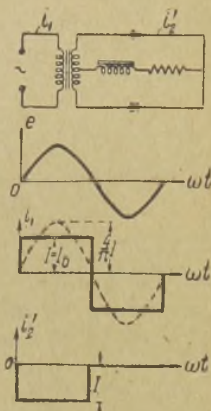
$$P_c = P.$$

В примерах, данных на фиг. 77 и фиг. 79, мы имели ток i_c чисто синусоидальным, и вследствие этого у нас оказалось что

$$P_c = 1,24 P_0 = P.$$

Если бы в этих случаях был применен индуктивный сглаживающий фильтр (дрессель), то P уменьшилась бы и сравнялась бы с P_0 , и мы имели бы расчетную мощность сети P_c уже не равную активной мощности, потому что потребляемый ток i_c из сети стал бы несинусоидальным, благодаря включению фильтра в вентильную цепь.

На фиг. 81 показаны диаграммы токов двухполупериодной выпрямительной схемы с дроссельным фильтром. Из этих диаграмм следует, что как результирующая кривая первичного



Фиг. 81.

тока, так и его первая гармоника, имеющая амплитуду $\frac{4}{\pi} I$, находятся в фазе с синусоидой питающего напряжения. Соотношение мощностей для такой схемы, как нетрудно видеть, следующее ¹⁾:

$$P_2 = 2 \varepsilon_{2\Phi} J_2 = 2 \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I}{\sqrt{2}} = 2 \cdot \frac{\pi E_0}{2 \sqrt{2}} \cdot \frac{I_0}{\sqrt{2}} \cong 1,57 P_0 = 1,57 P,$$

$$P_1 = \varepsilon_1 \cdot J_1 = \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot I = \frac{\pi E_0}{2 \sqrt{2}} \cdot I_0 \cong 1,11 P_0 = 1,11 P.$$

Активную мощность P в данном случае можно рассчитать и как полупроизведение амплитуд напряжения и первой гармоники тока i_1 , т. е.

$$P = \frac{E \cdot \frac{4}{\pi} I}{2} = \frac{\frac{\pi}{2} \cdot E_0 \cdot \frac{4}{\pi} I_0}{2} = P_0.$$

Этим путем мы уже точно доказываем равенство $P_0 = P$ (при полном сглаживании выпрямленного тока).

Физическую причину уменьшения активной мощности в нагрузке выпрямителя при включении индуктивного фильтра легко понять, если учесть, что включение дросселя последовательно с сопротивлением R уменьшает переменные слагающие тока, проходящие по этой нагрузке. При этом от переменных слагающих разгружается и трансформатор. Действующее значение J_2 тока становится меньше, и возрастает немного коэффициент использования трансформатора.

Влияние фильтра на величину расчетных мощностей, вообще говоря, может быть двойное. Введение фильтра с емкостным характером может уменьшить коэффициент использования мощности трансформатора и сети, т. е. увеличить значения расчетных мощностей, тогда как введение фильтра с индуктивным характером, наоборот, увеличивает коэффициент использования, уменьшая значения расчетных мощностей. Кроме уже сказанного по этому вопросу в настоящей главе, в § 10 главы IV приводятся подробные указания об учете этого влияния и даются способы определения расчетных мощностей взамен их

¹⁾ См. также § 10 главы IV.

величин, приведенных в таблице настоящего параграфа. Отметим лишь, что в большинстве случаев, особенно в установках средней и большой мощности, фильтр рассчитывается таким образом, чтобы он не уменьшал коэффициентов использования, т. е. применяется фильтр с индуктивным характером.

§ 10. Падение выпрямленного напряжения от омического сопротивления и магнитного рассеяния в трансформаторе.

До сего времени нами не учитывалось влияние внутреннего сопротивления вентилей, трансформатора и питающего фидера на величину выпрямленного напряжения E_0 . Что касается потери напряжения в вентилях, то оно может быть легко нами учтено на основании материала, уже изложенного в главе II и в предыдущих параграфах настоящей главы. В отношении же обмоток трансформатора и линии необходимо указать, что их влияние на выпрямленное напряжение E_0 определяется не только омической составляющей сопротивления, но и индуктивной слагающей, которая, в частности у трансформатора, может быть вследствие магнитного рассеяния.

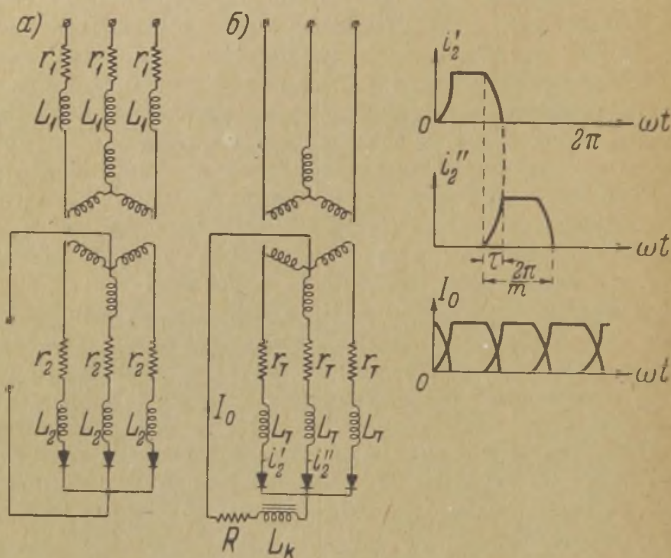
Обратимся к фиг. 82-а, на которой представлена эквивалентная схема практического трансформатора, работающего на трехфазную выпрямительную цепь. На этой фигуре r_1 , r_2 и L_1 , L_2 обозначают соответственно омические сопротивления и индуктивности рассеяния обмоток, принадлежащих одной фазе. При условии синусоидальности токов мы могли бы омическое сопротивление и индуктивность рассеяния перечислить на одну, например, вторичную обмотку трансформатора по формулам

$$r_T = r_2 + r_1 k^2,$$
$$L_T = L_2 + L_1 k^2.$$

В выпрямительной схеме, как мы знаем, имеют место высшие гармоники, а потому для нее применение подобных формул, строго говоря, недопустимо, и точный расчет влияния этих величин должен учитывать разницу между формами первичного и вторичного тока. Однако, такой точный расчет вызывает почти непреодолимые математические трудности, решение которых не оправдывалось бы практическим значением влияния указанных величин.

Решим первоначально простой вопрос: как влияет только одна индуктивность L_T , включенная последовательно с венти-

лями. На фиг. 82-б приведена необходимая схема и даны надлежащие диаграммы анодных токов, в предположении, что выпрямленный ток, благодаря наличию очень большой индуктивности L_k , свободен от пульсации. Диаграммы анодных токов отличаются от ранее приводившихся тем, что нарастание и спадание анодного тока происходит не мгновенно, а постепенно. Это совершенно понятно, поскольку в анодных цепях находятся индуктивности, вслед-



Фиг. 82.

ствие чего не может быть мгновенного изменения тока. Далее мы видим, что постепенное спадание тока связано с увеличением времени протекания тока. Явление, когда ток через вентиль протекает дольше, чем $\frac{T}{m}$, или в радианах $\frac{2\pi}{m}$, называется перекрытием анодных токов, а время, в течение которого происходит спадание тока, — временем перекрытия анодных токов. Во время спадания тока, проходящего через один вентиль, происходит нарастание тока, проходящего через другой вентиль, вследствие чего общий выпрямленный ток одновременно протекает минимум через два вентиля.

Отметим одно время перекрытия через τ и составим основные уравнения, имеющие силу для этого отрезка периода,

$$e_2'_{\Phi} = L_T \frac{di_2'}{dt} + I_0 R \dots \dots \dots (a)$$

$$e_2''_{\Phi} = L_T \frac{di_2''}{dt} + I_0 R \dots \dots \dots (b)$$

$$i_2' + i_2'' = I_0 \dots \dots \dots (в)$$

Продифференцировав (в), имеем

$$di_2' + di_2'' = 0; \quad di_2'' = -di_2'.$$

Подставляя этот результат в разность первых двух уравнений, найдем

$$e_2''_{\Phi} - e_2'_{\Phi} = L_T \frac{di_2''}{dt} - L_T \frac{di_2'}{dt},$$

$$\frac{e_2''_{\Phi} - e_2'_{\Phi}}{2} = L_T \frac{di_2''}{dt} \dots \dots \dots (г)$$

Полученное выражение показывает, что падение напряжения на индуктивности L_T меняется по синусоидальному закону, когда фазные напряжения являются сами синусоидальными функциями. Это падение напряжения, вычитаясь из фазного напряжения, уменьшает величину напряжения на сопротивлении R , а значит, и интересующую нас величину E_0 .

Падение напряжения, выраженное формулой (г), имеет место лишь в течение времени τ , на протяжении же остальной части отрезка периода $\left(\frac{T}{m} - \tau\right)$ на зажимах индуктивности нет никакого напряжения. По этой причине для определения среднего значения выражения (г) мы проинтегрируем его в пределах от 0 до τ и разделим на $\frac{T}{m}$, т. е.

$$\frac{m}{T} \int_0^{\tau} L_T \frac{di_2''}{dt} dt = E_{0L} \dots \dots \dots (д)$$

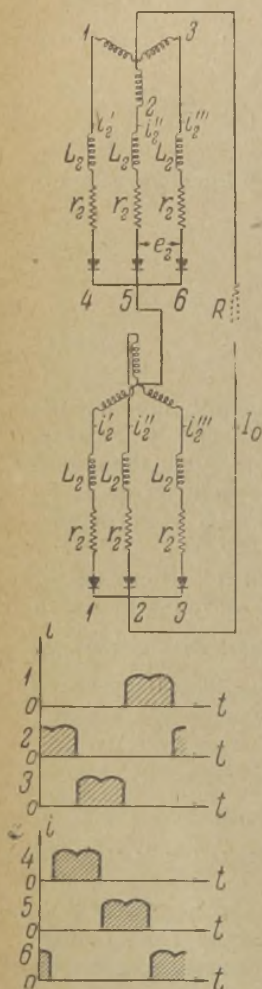
Процесс перехода тока от одного вентиля к другому совершается в подобных схемах m раз за период, а потому найденная величина E_{0L} будет иметь место в течение всего периода.

Решая уравнение (д), имеем

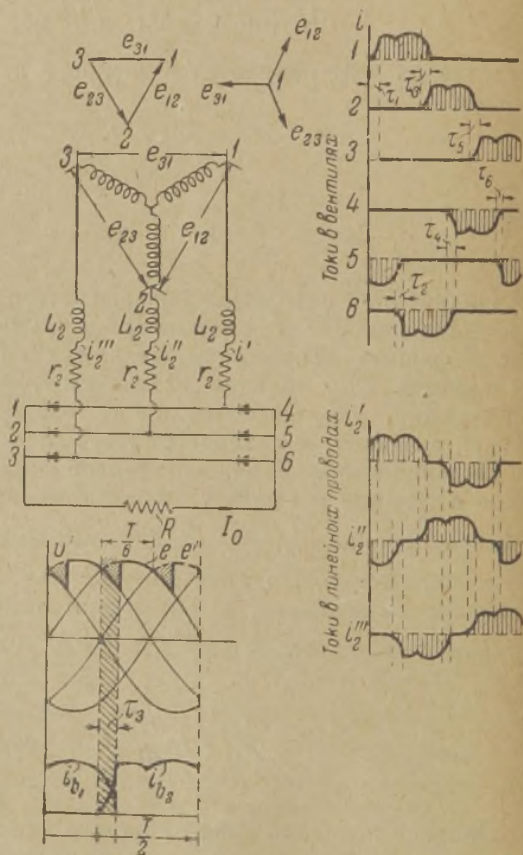
$$E_{0L} = \frac{m}{T} \cdot L_T \cdot \int_0^T di_2''.$$

Так как за время от $t=0$ до $t=\tau$, i_2'' изменяется от 0 до I_0 , то

$$E_{0L} = \frac{m}{T} L_T \cdot \int_0^{I_0} di_2''.$$



Фиг. 83.



Фиг. 84.

Заменяя еще T через f , окончательно получаем

$$E_{0L} = m \cdot f \cdot L_T \cdot I_0 \dots \dots \dots (48)$$

Эта формула позволяет определить величину падения выпрямленного напряжения при наличии индуктивности в анодной цепи вентилях. Ни в коем случае, однако, не следует думать, что ее можно измерить магнито-электрическим вольтметром, приключенным к зажимам этой индуктивности. Само собой разумеется, что на зажимах последней, кроме чисто переменного напряжения, никакого другого быть не может. На уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения при наличии подобных индуктивностей следует смотреть, как на уменьшение э. д. с. выпрямительной установки, которое по существу своему происходит вследствие уменьшения выпрямляемого напряжения и искажения его формы (см. также фиг. 84).

При наличии индуктивности рассеяния вторичной обмотки трансформатора мы имеем, очевидно, совершенно подобный описанному процесс и вправе пользоваться формулой (48) для определения падения выпрямленного напряжения. Что касается влияния индуктивности рассеяния первичной обмотки, то, как показывают некоторые расчеты и опыт, можно и в этом случае пользоваться той же формулой с достаточной для практики точностью, перечисляя коэффициент индуктивности на вторичную цепь по способу, применяющемуся для синусоидальных токов, т. е. по выражению

$$L_T = L_2 + L_1 k^2,$$

в котором k означает коэффициент трансформации, равный

$$k = \frac{\varepsilon_{2\Phi}}{\varepsilon_{1\Phi}}.$$

Мы вывели формулу (48) на примере простой трехфазной схемы. Однако, в самом уже выводе ее видно, что она действительна для любой простой m -фазной схемы, имеющей постоянную слагающую тока в фазных обмотках. Кроме того, эта формула при соответствующей подстановке величины m действительна и для других более сложных схем.

В самом деле, в предыдущем расчете мы вынуждены были воспользоваться числом перекрытий анодного тока, имеющих место в течение одного периода. В разобранный схеме, как и в других простых многофазных схемах, это число перекры-

тый совпадает с числом фаз. Поэтому, если мы желаем применить формулу (48) для других выпрямительных схем, то под m надлежит подразумевать число возможных перекрытий анодного тока за период.

Если обратиться к схеме Кюблера (фиг. 54), то можно видеть, что ток в каждой фазе нормально (без индуктивностей L_T) течет $1/3$ периода, поэтому и число возможных перекрытий равняется трем. Значит для такой схемы формула (48) должна быть переписана в виде

$$E_{0L} = 3 \cdot f \cdot L_T \cdot I_0, \dots \dots \dots (48')$$

причем, разумеется, что L_T включено в каждую из шести вторичных фаз.

В каскадной схеме, состоящей из двух трехфазных звезд, число перекрытий за каждый период равно шести (см. фиг. 83), а потому для нее формула (48) принимает вид

$$E_{0L} = 6 \cdot f \cdot L_T \cdot I_0 \dots \dots \dots (48'')$$

Точно также в трехфазной схеме Гретца (фиг. 84) и в схеме с разделенными фазами (§ 4 гл. III) число перекрытий анодных токов равно шести, и расчет падения выпрямленного напряжения, обусловленного индуктивностью рассеяния, следует производить по формуле (48''), т. е. с подстановкой $m = 6$.

Несмотря на то, что последние из указанных схем дают формулу для падения напряжения E_{0L} с большим коэффициентом (6 вместо 3), чем схема Кюблера, это еще не значит, что при прочих равных условиях последние схемы менее выгодны, чем схема Кюблера с междуфазным дросселем, так как при одинаковой мощности и одинаковом напряжении выпрямителя анодный трансформатор для схемы Кюблера имеет большее число витков в каждой фазе, вследствие чего перечисленный коэффициент индуктивности рассеяния L_T у него будет больше. В дальнейшем, при расчете падения напряжения от омического сопротивления мы покажем, что в этих условиях схема Гретца дает наименьшее значение потери выпрямленного напряжения.

Для простой шестифазной схемы, разумеется, действительна формула (48''). Так как эта схема имеет примерно те же соотношения между переменным и выпрямленным напряжением, что и схема Кюблера, то она по сравнению со всеми вышеуказанными схемами оказывается самой невыгодной и в отношении потери напряжения.

Перейдем теперь к вопросу, как влияет омическое сопротивление на величину выпрямленного напряжения. Если сопротивление первичной и вторичной обмотки каждой фазы перечислить надлежащим способом на одно сопротивление r_T , включенное последовательно с соответствующим вентилем, то падение напряжения от него будет определяться так же, как и падение напряжения от внутреннего сопротивления самого вентиля. При этом среднее значение E_{0r} этого падения напряжения для всех простых многофазных схем, включая и простую двухполупериодную схему, выражается простой формулой

$$E_{0r} = I_0 \cdot r_T \dots \dots \dots (49)$$

Эта формула вытекает из того, что в течение каждой $\frac{T}{m}$ части периода весь ток I_0 проходит по одному сопротивлению r_T . Само собой разумеется, что это равносильно непрерывному прохождению тока величиной I_0 в течение всего периода по одному сопротивлению r_T .

Формула (49) для схемы с междуфазным дросселем Кюблера должна быть переписана в виде

$$E_{0r} = \frac{1}{2} I_0 \cdot r_T, \dots \dots \dots (49')$$

так как в этом случае через каждое сопротивление r_T проходит только половина выпрямленного тока (см. фиг. 85-б).

Наоборот, для трехфазной схемы Гретца и каскадной

$$E_{0r} = 2 \cdot I_0 r_T, \dots \dots \dots (49'')$$

ибо, как показано на фиг. 85-в и 85-г, при них весь выпрямленный ток одновременно проходит по двум сопротивлениям r_T .

Как и при расчете E_{0L} , необходимо иметь в виду, что при одинаковой мощности и напряжении выпрямленного тока величина E_{0r} , вычисленная по формуле (49''), меньше, чем по формуле (49) и даже чем по формуле (49'). Причиной этого является большее число витков, приходящееся на одну фазу трансформатора, в схеме Кюблера, чем в схеме Гретца или чем в каскадной, состоящей из двух трехфазных звезд.

Для расчета омической потери напряжения от трансформатора в других схемах следует учитывать, подобно предыдущему (фиг. 85), через сколько сопротивлений и какая часть

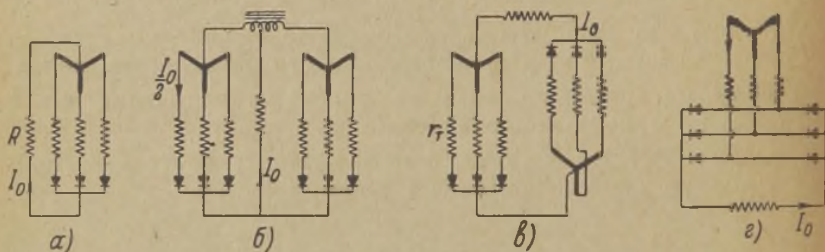
тока I_0 проходит за время одного периода. В силу этого перепишем формулы (49) в общем виде

$$E_{0r} = m_r \cdot r_T \cdot I_0, \dots \dots \dots (49''')$$

подразумевая под m_r той или иной величины коэффициент, свойственный данной схеме.

Определять самую величину r_T , содержащую как сопротивление вторичной обмотки трансформатора, так и первичной, можно с достаточной для практики точностью по формуле синусоидального тока, т. е.

$$r_T = r_2 + r_1 \cdot k^2,$$



Фиг. 85.

где k — коэффициент трансформации, равный

$$k = \frac{\mathcal{E}_{2\Phi}}{\mathcal{E}_{1\Phi}}.$$

В практических условиях часто бывают неизвестны L_1 , L_2 и r_1 , r_2 , но зато дается характеристика короткого замыкания трансформатора в виде величины $\mathcal{E}_k\%$ напряжения короткого замыкания в процентах от нормального напряжения и в виде величины $\cos \varphi_k$, являющейся косинусом угла сдвига между током и напряжением при коротком замыкании. В связи с этим мы постараемся заменить в найденных формулах (48) и (49) L_T и r_T через эти величины.

Пусть при опыте короткого замыкания последнее производилось на стороне первичной обмотки. Тогда абсолютная величина фазного напряжения короткого замыкания равна

$$\mathcal{E}_{2\Phi} \cdot \frac{\mathcal{E}_k\%}{100}.$$

Эта величина может быть разложена на реактивную составляющую

$$\varepsilon_{2\Phi} \frac{\varepsilon_k \%}{100} \cdot \sin \varphi_k,$$

равниую

$$2\pi f \cdot L_T \cdot J_2,$$

т. е.

$$\varepsilon_{2\Phi} \frac{\varepsilon_k \%}{100} \cdot \sin \varphi_k = 2\pi f L_T \cdot J_2,$$

и на активную, т. е.

$$\varepsilon_{2\Phi} \frac{\varepsilon_k \%}{100} \cdot \cos \varphi_k = r_T \cdot J_2.$$

Само собой разумеется, что в опыте короткого замыкания мы имеем дело с практически синусоидальным током, а потому J_2 , являясь действующим значением такового, по величине должно равняться действующему значению тока в этой же обмотке при работе трансформатора на выпрямительную схему.

Подставив найденные соотношения в формулы (49''') и (48), имеем

$$E_{0L} = \frac{m}{2\pi} \sin \varphi_k \frac{I_0}{J_2} \cdot \frac{\varepsilon_k \%}{100} \cdot \varepsilon_{2\Phi},$$

$$E_{0r} = m_r \cdot \cos \varphi_k \frac{I_0}{J_2} \cdot \frac{\varepsilon_k \%}{100} \cdot \varepsilon_{2\Phi}.$$

Разделив обе части каждого уравнения на E_0 и умножив их на 100, а затем сложив, получим

$$\frac{E_{0L} + E_{0r}}{E_0} \cdot 100 = \left(\frac{m}{2\pi} \sin \varphi_k + m_r \cdot \cos \varphi_k \right) \frac{I_0}{J_2} \cdot \frac{\varepsilon_{2\Phi}}{E_0} \cdot \varepsilon_k \%.$$

Обозначим отношения, зависящие от рода выпрямительной схемы, через ¹⁾

$$\frac{J_2}{I_0} = k_i; \quad \frac{\varepsilon_{2\Phi}}{E_0} = k_v,$$

а левую часть найденного уравнения через $E_{0T} \%$, найдем

$$E_{0T} \% = \left(\frac{m}{2\pi} \sin \varphi_k + m_r \cos \varphi_k \right) \frac{k_v}{k_i} \cdot \varepsilon_k \% \dots (50)$$

¹⁾ Эти коэффициенты могут быть взяты из таблицы предыдущего параграфа.

Эта формула дает непосредственно относительную величину падения выпрямленного напряжения, выраженную в процентах от нормальной рабочей величины E_0 того же напряжения и получающуюся вследствие омического сопротивления и индуктивности рассеяния обмоток трансформатора.

Если учесть еще падение напряжения в вентилях и в омическом сопротивлении сглаживающего дросселя, то необходимо в формуле (50) прибавить соответствующие количества $E_b\%$ и $E_g\%$. Тогда окончательно будем иметь

$$\Sigma E_0 \% = \left(\frac{m}{2\pi} \sin \varphi_k + m_r \cos \varphi_k \right) \frac{k_v}{k_i} E_k \% + E_b \% + E_g \% \dots (51)$$

Когда нам задается требование иметь на зажимах полезного сопротивления R напряжение E_0 , то, очевидно, в силу указанных выше обстоятельств, напряжение при холостом ходе E_0' будет выше, а именно:

$$E_0' = E_0 \left(1 + \frac{\Sigma E_0 \%}{100} \right) \dots \dots \dots (51)$$

Определение напряжения трансформатора при нагрузке практической ценности не имеет, так как оно может отличаться от синусоидальной формы, и выражение для него в виде

$$\varepsilon_{2\Phi} = (E_0 + E_b + E_g) \cdot k_v, \dots \dots \dots (53)$$

строго говоря, является лишь приближенным. Напряжение же $\varepsilon_{2\Phi}'$ при холостом ходе, очевидно, равно

$$\varepsilon_{2\Phi}' = \varepsilon_{2\Phi} \left[1 + \frac{\varepsilon_k \%}{100} \left(\frac{m}{2\pi} \sin \varphi_k + m_r \cdot \cos \varphi_k \right) \frac{k_v}{k_i} \right] \dots (54)$$

или

$$\varepsilon_{2\Phi}' = (E_0 + E_b + E_g) \cdot k_v \left[1 + \frac{\varepsilon_k \%}{100} \left(\frac{m}{2\pi} \sin \varphi_k + m_r \cdot \cos \varphi_k \right) \frac{k_v}{k_i} \right] \dots \dots \dots (54')$$

То обстоятельство, что зависящее от рода выпрямительной схемы выражение

$$\left(\frac{m}{2\pi} \sin \varphi_k + m_r \cos \varphi_k \right) \frac{k_v}{k_i} > 1,$$

является причиной, по которой падение выпрямленного напряжения $E_{от}\%$, выраженное в процентах, оказывается бóльшим, чем потеря напряжения $\varepsilon_k\%$ самого трансформатора, получающаяся при обычной нагрузке его синусоидальным током. В самом деле, пусть некоторый трансформатор, имеющий

$$\varepsilon_k\% = 5\% \text{ и } \cos \varphi_k = \sin \varphi_k = 0,707,$$

работает при включении на двухполупериодную простую схему. Пренебрегая потерями в вентилях и не имея в схемах сглаживающего фильтра, получаем при нормальной нагрузке падение выпрямленного напряжения (см. формулу 50)

$$E_{от}\% = \left(\frac{2}{2\pi} \cdot 0,707 + 0,707 \right) \frac{1,11}{0,78} \cdot 5\% \cong 6,6\%.$$

Подобный же расчет для простой шестифазной схемы дает

$$E_{от}\% = \left(\frac{6}{2\pi} \cdot 0,707 + 0,707 \right) \frac{0,74}{0,41} \cdot 5\% \cong 12,4\%,$$

т. е. потеря выпрямленного напряжения оказывается весьма значительной, и получается она, с одной стороны, как уже было указано, вследствие уменьшения и искажения выпрямляемого напряжения (фиг. 84) под влиянием индуктивности рассеяния L_T и, с другой стороны, тем, что

$$\frac{k_v}{k_i} = \frac{I_0}{J_2} \cdot \frac{\varepsilon_{2\Phi}}{E_0} \neq 1.$$

Для простых многофазных схем, как можно видеть из таблицы, помещенной в предыдущем параграфе,

$$\frac{k_v}{k_i} > 1,$$

и поэтому для них увеличение потери напряжения $E_{от}\%$ особенно заметно. В трехфазной схеме Гретца, в схеме с разделенными фазами и в каскадной из двух трехфазных звезд отношение

$$\frac{k_v}{k_i} < 1$$

и поэтому для них возрастание $E_{от}\%$ по сравнению с $\varepsilon_k\%$ не так велико¹⁾.

¹⁾ При наличии в схеме конденсаторов соотношение напряжений меняется и E_0 становится больше. См. также § 6 главы III и §§ 3, 13 главы IV.

Формула (50) для частных случаев имеет следующий вид:

а) Трехфазная схема Гретца и схема с разделенными фазами

$$E_{от\%} = (0,5 \sin \varphi_k + 1,05 \cos \varphi_k) \varepsilon_k \% \dots (50^I)$$

б) Каскадная схема из двух трехфазных звезд

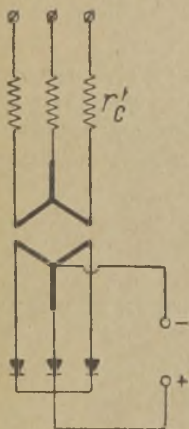
$$E_{от\%} = (0,707 \sin \varphi_k + 1,48 \cos \varphi_k) \varepsilon_k \% \dots (50^{II})$$

в) Схема с междуфазным дросселем Кюблера

$$E_{от\%/0} = (1,41 \sin \varphi_k + 1,48 \cos \varphi_k) \varepsilon_k \% \dots (50^{III})$$

г) Простая шестифазная схема

$$E_{от\%/0} = (1,72 \sin \varphi_k + 1,8 \cos \varphi_k) \varepsilon_k\%/0 \dots (50^{IV})$$



Фиг. 86.

Сравнивая написанные формулы, мы видим, что падение выпрямленного напряжения, происходящее под влиянием анодного трансформатора в первых схемах, оказывается наименьшим.

В выпрямителях небольшой мощности очень часто применяется регулирование напряжения при помощи омических сопротивлений, включаемых в линейные провода питающей сети. В связи с этим возникает необходимость перечисления омического сопротивления обмоток трансформатора и внутреннего сопротивления вентилей на провода сети. Подобное перечисление, т. е. определение r'_c (см. фиг. 86) выполнимо по формуле

$$r'_c = 3 \frac{\eta_{лж}}{k_c} (k_v')^2 \cdot m_r \cdot (r_2 + r_b) + r_1, \dots (55)$$

если первичная обмотка соединена звездой, и по формуле

$$r'_c = 3 \frac{\eta_{лж}}{k_c} (k_v')^2 \cdot m_r \cdot (r_2 + r_b) + \frac{r_1}{3} \cdot \frac{k_I}{k_c}, \dots (55')$$

если первичная обмотка соединена треугольником.

Значения отдельных величин в этих формулах следующие:

$\eta_{ж}$ — к. п. д. трансформатора, обусловленный потерями на токи Фуко и гистерезис,

$k_c = \frac{P_c}{P_0}$ — обратная величина коэффициента использования сети по мощности,

$k_I = \frac{P_1}{P_0}$ — обратная величина коэффициента использования первичной обмотки трансформатора по мощности.

$$k_v' = \frac{\mathcal{E}_{1\Phi}}{E_0} = \frac{\mathcal{E}_{2\Phi}}{E_0} \frac{w_1}{w_2} = k_v \cdot k,$$

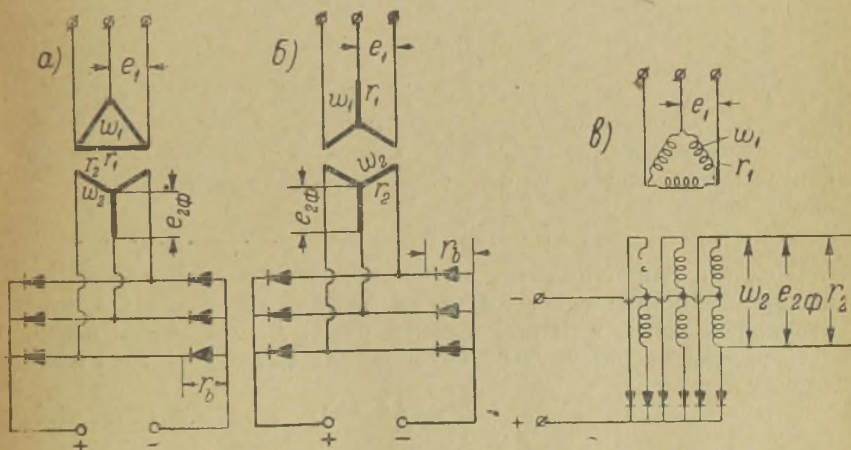
r_b — внутреннее сопротивление вентиля,

r_1, r_2 — омические сопротивления отдельных фаз первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Для некоторых частных случаев (см. фиг. 87) ниже приведены соответствующие значения r_c' , вычисленные по указанным выше формулам (55) и (55')

а) для схемы, изображенной на фиг. 87-а,

$$r_c' = 1,1 \cdot k^2 \cdot \eta_{ж} \cdot (r_b + r_2) + \frac{r_1}{3},$$



Фиг. 87.

б) для схемы, изображенной на фиг. 87-б,

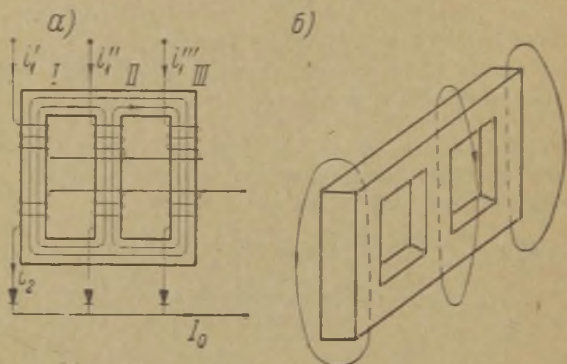
$$r_c' = 1,1 \cdot k^2 \cdot r_{жж} \cdot (r_b + r_2) + r_1,$$

в) для схемы, изображенной на фиг. 87-в,

$$r_c' = 2,1 \cdot k^2 \cdot r_{жж} \cdot \left(r_b + \frac{r_2}{2} \right) + 0,41 r_1.$$

§ 11. Поток вынужденного намагничивания.

В выпрямительных схемах, в которых фазный ток имеет постоянную слагающую, в сердечнике трансформатора возникает, помимо главного потока, добавочный поток вынужденного намагничивания.



Фиг. 88.

Рассмотрим работу простой трехфазной схемы, в которой первичная обмотка анодного трансформатора соединена звездой с изолированной нулевой точкой. Пользуясь обозначениями, приведенными на фиг. 88-а, напишем уравнение первичных токов

$$i_1' + i_1'' + i_1''' = 0 \dots \dots \dots (а)$$

Полагая для простоты, что число витков в первичной и вторичной обмотке каждой фазы одинаково, и считая, что вторичный ток i_2 в любой момент равен I_0 , мы можем написать уравнения магнитных потоков для каждой из трех магнитных цепей

$$I_0 + i_1' - i_1'' = 0 \dots \dots \dots (б)$$

$$I_0 + i_1' - i_1''' = 0 \dots \dots \dots (в)$$

$$i_1'' - i_1''' = 0 \dots \dots \dots (г)$$

Эти уравнения означают, что сумма первичных и вторичных ампер-витков в каждой цепи равна нулю. Первое уравнение относится к магнитной цепи, образованной первым и вторым стержнем, второе уравнение, в свою очередь, относится к магнитной цепи, состоящей из первого и третьего стержня и, наконец, последнее уравнение—к цепи, состоящей из стержней II и III.

Решая совместно (а), (б), (в), находим

$$i_1'' = i_1'''; i_1' = -2 i_1'' = -2 i_1'''$$

или

$$i_1' = -\frac{2}{3} I_0; i_1'' = i_1''' = \frac{1}{3} I_0 \dots \dots \dots (д)$$

Найденный результат показывает, что во всех трех стержнях в любой момент существует постоянный поток, направленный одинаково. Его силовые линии вне стержней замыкаются от ярма к ярму через воздух или конструктивные детали.

Такой поток (см. фиг. 88-б), называемый постоянным потоком вынужденного намагничивания, является в некоторых отношениях неблагоприятным фактором. Во-первых, из-за него могут возрасти потери в железе трансформатора, а, во-вторых, при выключениях установки под его влиянием могут создаваться опасные перенапряжения, ибо он действует подобно индуктивности сглаживающего дросселя (см. гл. IV, § 8). Само собой разумеется, что по этой же причине он оказывает пользу, так как при его наличии можно уменьшить размеры специального дросселя в сглаживающем фильтре.

Большой вред наносит переменный поток вынужденного намагничивания, который особенно имеет место, когда вторичная обмотка работает по схеме шестифазной звезды (λ/\ast). Поскольку вторичные токи каждой фазы в таком случае меняют направление потока через каждую $\frac{1}{3}$ основного периода, поток вынужденного намагничивания не остается постоянным, Три раза в течение одного основного периода он также меняет свое направление. При наличии переменного потока, имеющего частоту 150 Hz, потери в сердечнике увеличиваются весьма значительно. Кроме того, потери происходят и в конструктивных деталях трансформатора, причем в медных и других диамагнитных частях эти потери обусловлены токами Фуко. Другой вред, наносимый переменным потоком вынужденного намагничивания, это—уменьшение выпрямленного напряжения.

Это падение напряжения обуславливается влиянием электродвижущей силы, индуцируемой переменным потоком вынужденного намагничивания в обмотках трансформатора.

Если первичная обмотка шестифазного выпрямителя соединена треугольником, то переменный поток вынужденного намагничивания уменьшен до практически ничтожной величины. Происходит это вследствие того, что индуцируемые им электродвижущие силы с частотой 3ω в каждой фазной обмотке первичной цепи складываются, совпадая по фазе. Вследствие этого в первичной обмотке возникает ток с тройной частотой, и поток, вызванный им, направлен против потока вынужденного намагничивания и ослабляет его. Этим и объясняется то, что в шестифазных схемах часто соединяют первичную обмотку треугольником, хотя, как мы уже знаем из таблицы § 9 настоящей главы, такая схема соединения обмоток дает несколько большую величину габаритной мощности P_T трансформатора.

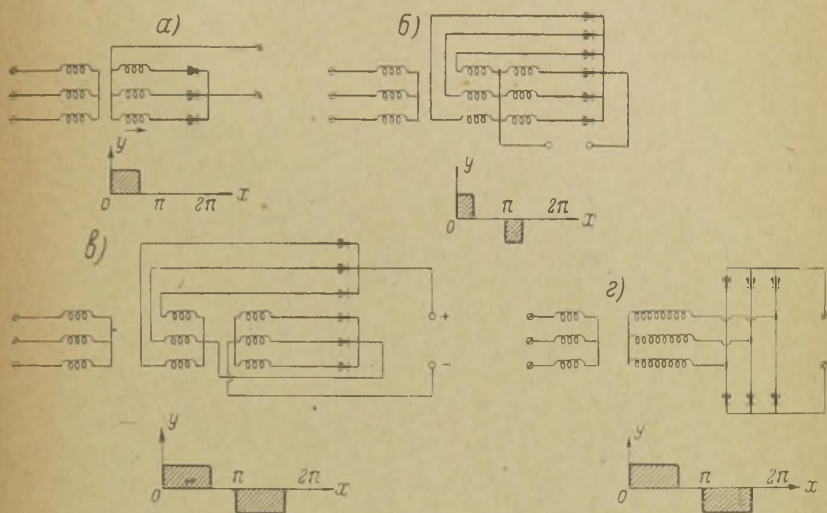
Если обратиться к рассмотрению работы трехфазного трансформатора в схемах: с междуфазным дросселем Кюблера, каскадной из двух трехфазных звезд и Гретца, то можно видеть, что в них сердечник трансформатора не обладает не только постоянным потоком, но и переменным потоком вынужденного намагничивания, имеющего тройную частоту по сравнению с частотой оснoвного потока. В самом деле, постоянный поток вынужденного намагничивания возникает тогда, когда по всей вторичной обмотке каждой фазы протекает ток, имеющий постоянную слагающую одинакового направления с такими же слагающими в других фазах. Переменный поток вынужденного намагничивания тройной частоты точно так же появляется тогда, когда вторичный фазный ток всей обмотки, находящейся на одном стержне трансформатора, имеет третью гармонику.

На фиг. 89 показаны упрощенные диаграммы токов, протекающих по всей вторичной обмотке каждой фазы в различных схемах, упоминавшихся выше. Для практических расчетов можно полагать, что такой формой обладает и поток, создаваемый этими токами, в каждом стержне трансформатора. Разложение в ряд Фурье первой кривой (фиг. 89-а), относящейся к простой трехфазной схеме, показывает, что она содержит постоянную слагающую $b_0 = \frac{1}{3}$ и первую гармонику $a_1 = \frac{1}{\pi}$, но не имеет третьей гармоники. Гармонический

анализ второй кривой (фиг. 88-б), относящейся к простой шестифазной схеме, соответственно дает

$$b_0 = 0; \quad a_1 = \frac{2}{\pi}; \quad a_3 = \frac{4}{3\pi},$$

т. е. третья гармоника у него составляет значительную величину по сравнению с первой гармоникой, а именно, $\frac{a_3}{a_1} = \frac{2}{3}$, и



Фиг. 89.

если ее не скомпенсировать применением треугольника на первичной стороне, то она создаст уже указанные выше неблагоприятные условия.

Разложение в ряд Фурье третьей кривой, имеющей место в схемах Гретца, Кюблера и в каскадной схеме из двух трехфазных звезд, дает

$$y = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cos x - \frac{2\sqrt{3}}{5\pi} \cos 5x + \\ + \frac{2\sqrt{3}}{7\pi} \cos 7x - \frac{2\sqrt{3}}{11\pi} \cos 11x + \dots,$$

т. е. здесь мы не имеем ни постоянной слагающей, ни третьей гармоники.

Разумеется, помимо вынужденного потока тройной частоты, возможно появление вынужденного потока, имеющего более высокую частоту. Однако, как можно видеть из приведенного выше анализа, величина его амплитуды будет мала, а потому он не может создать каких-либо неблагоприятных явлений, имеющих практическое значение.

ГЛАВА IV.

СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ.

§ 1. Общие соображения.

Выпрямленный ток, получаемый непосредственно от электрических вентилях, является непригодным для питания радиостановок вследствие присущих ему пульсаций. Эти пульсации можно рассматривать как наложение гармоник—переменных слагающих. Основная частота пульсации в m (число фаз выпрямленного тока) раз больше частоты переменного напряжения, питающего установку. Например, при шестифазном выпрямлении 50-периодного напряжения основная частота пульсации равна 300 пер/сек.

Наличие переменных слагающих в анодном напряжении ведет к появлению так называемого фона передатчика или приемника, ибо при этом дело по существу сводится к анодной или сеточной модуляции.

Задача сглаживающего фильтра заключается в уменьшении гармоник выпрямленного напряжения, действующего на зажимах полезной нагрузки. Так как при этом необходимо избежать, по возможности, потери постоянной слагающей напряжения, то, очевидно, элементы сглаживающего фильтра должны представлять из себя реактивные сопротивления. При этом, разумеется, индуктивные сопротивления надлежит включать последовательно с нагрузкой, а емкостные—параллельно ей.

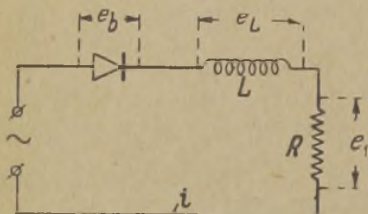
Цепь переменного тока, содержащую вентиль и комплексное сопротивление, весьма удобно исследовать, заменив вентиль синхронно и автоматически действующим выключателем. Момент выключения, согласно с физическими свойствами вентиля, будет соответствовать моменту перехода тока через нуль из области положительных ординат в область отрицательных. С другой стороны, момент включения будет определяться моментом прохождения через нуль из области отрицательных ординат в область положительных анодного напря-

жения для кенотронов и моментом достижения этим напряжением величины ионизирующего потенциала для ртутных колб и газотронов.

Как процесс включения, так и процесс выключения электрической цепи дает неустановившиеся процессы. Находя для i и e соответствующие уравнения и устанавливая пределы их действительности между указанными моментами включения и выключения, мы тем самым сумеем установить форму кривой для тока или напряжения в цепи, содержащей вентиль и реактивные сопротивления.

§ 2. Цепь однополупериодного выпрямителя с дросселем.

На фиг. 90 дана цепь переменного тока, содержащая вентиль и комплексное сопротивление, образованное индуктивностью L и омическим сопротивлением R .



Фиг. 90.

для неустановившегося режима включения такой цепи на синусоидальную э. д. с. Оно имеет вид

$$i = I \sin(\omega t + \psi - \varphi) - I \sin(\psi - \varphi) \varepsilon^{-\frac{R}{L}t}, \dots (2)$$

который обязательно дает для $t=0$, $i=0$.

В этом уравнении

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}; \varphi = \arctg \frac{\omega L}{R} \dots (3)$$

и оно, очевидно, справедливо для нашего случая в пределах от $t=0$ до момента, когда $i < 0$.

Уравнение (2) удобно рассматривать для графического построения как сумму двух токов—одного $I \sin(\omega t + \psi - \varphi)$, соответствующего стационарному режиму, и другого

$$I \sin(\psi - \varphi) \cdot \varepsilon^{-\frac{R}{L}t},$$

Пусть внешнее напряжение определяется уравнением

$$e = E \sin(\omega t + \psi),$$

причем

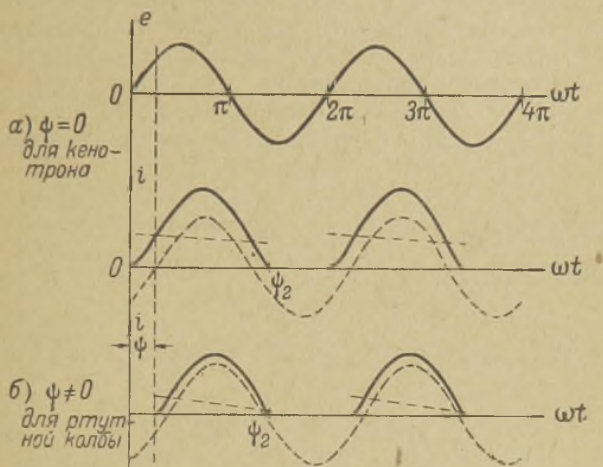
$$\psi = \arcsin \frac{e_i}{E} \dots (1)$$

Из общей теории переменного тока известно уравнение тока в цепи, содержащей R и L ,

постепенно исчезающего до наступления стационарного режима.

На фиг. 91 сделаны соответствующие построения и сплошной линией показан действительный ток, возникающий в нашей цепи.

Для кенотрона $E_i = 0$ и $\psi = 0$ поэтому цепь с таким вентиляем вступает в работу в момент прохождения внешнего напряжения через нуль из области отрицательных значений ординат в область положительных значений. Ток для такого



Фиг. 91.

случая дан диаграммой на фиг. 91-а. Прекращение тока происходит в момент ψ_2 , когда в обычных условиях, т. е. без вентиля, ток в цепи должен был бы перейти через нуль в область отрицательных значений. Из диаграммы довольно ясно видно, что ток через вентиляем в однополупериодной схеме с дросселем протекает дольше одного полупериода. Кроме того, форма импульса отличается от чистой синусоиды, а величина постоянной слагающей зависит не только от R , но и от L . Прохождение тока в положительном направлении в течение части отрицательного полупериода внешнего напряжения не должно казаться парадоксальным. В самом деле, несмотря на смену знака внешнего напряжения, на дросселе теперь имеется напряжение, которое в алгебраической сумме с внешним способно поддержать в цепи ток прямого направ-

ления, т. е. создать положительный потенциал на аноде вентиля относительно его катода.

Если цепь содержит в качестве вентиля ртутную колбу, для которой ионизационный потенциал $E_i \neq 0$, то ток в такой цепи появляется в момент достижения внешним напряжением величины E_i . Импульс тока в этом случае меньше, чем при кенотроне (см. фиг. 91-б).

Из сравнения кривых 91-а и 91-б устанавливаем, что кенотроны можно заменить синхронно работающим выключателем, включающим напряжение в момент прохождения его через нулевое значение, а ртутную колбу—выключателем, включающим напряжение в момент достижения им величины ионизационного потенциала. Выключение же в обоих случаях происходит в момент прохождения тока через нуль из области положительных значений в область отрицательных.

Разберем частный случай, когда имеется условие

$$\omega L \gg R.$$

В соответствии с этим

$$\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \cong \omega L; \varphi \cong \frac{\pi}{2} \quad \text{и} \quad \varepsilon^{-\frac{R}{L}t} = \varepsilon^{-\frac{\omega t}{\operatorname{tg} \varphi}} \cong 1.$$

Тогда уравнение (2) для ртутной колбы принимает вид

$$i = \frac{E}{\omega L} [\cos \psi - \cos (\omega t + \psi)], \dots \dots \dots (2')$$

а для кенотрона

$$i = \frac{E}{\omega L} [1 - \cos \omega t] \dots \dots \dots (2'')$$

Последние уравнения подтверждают, что величина постоянной слагающей выпрямленного тока зависит от индуктивности L . Далее оказывается, что амплитуды переменной и постоянной слагающей могут оставаться одинаковыми, равными $\frac{E}{\omega L}$, и увеличением индуктивности никак нельзя уменьшить их отношения, т. е. нельзя достигнуть полного „сглаживания“ выпрямленного тока.

Фиг. 92-а и 92-б дают формы тока по уравнениям (2') и (2''), причем для второй диаграммы, с ртутной колбой, принято $E_i = E$. Полные амплитуды токов на диаграммах показаны в одинаковом масштабе. Действующие значения, равно

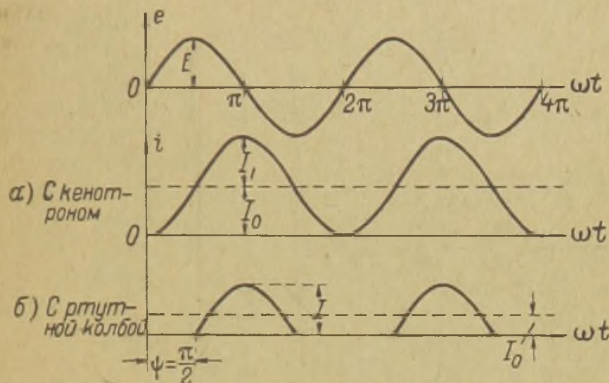
как и средние, в обоих случаях будут разными. Для схемы с кенотроном

$$J = \frac{E}{\omega L} \sqrt{1 + \frac{1}{2}}; \quad I_0 = \frac{E}{\omega L}; \quad I_1 = \frac{E}{\omega L};$$

для схемы же с ртутной колбой соответственно

$$J = \frac{E}{\omega L} \cdot \frac{1}{2}; \quad I_0 = \frac{E}{\omega L} \frac{1}{\pi}; \quad I_1 = \frac{E}{\omega L} \cdot \frac{1}{2},$$

где I_1 —первая гармоника пульсации, I_0 —постоянная слагающая, J —действующее значение выпрямленного тока.



Фиг. 92.

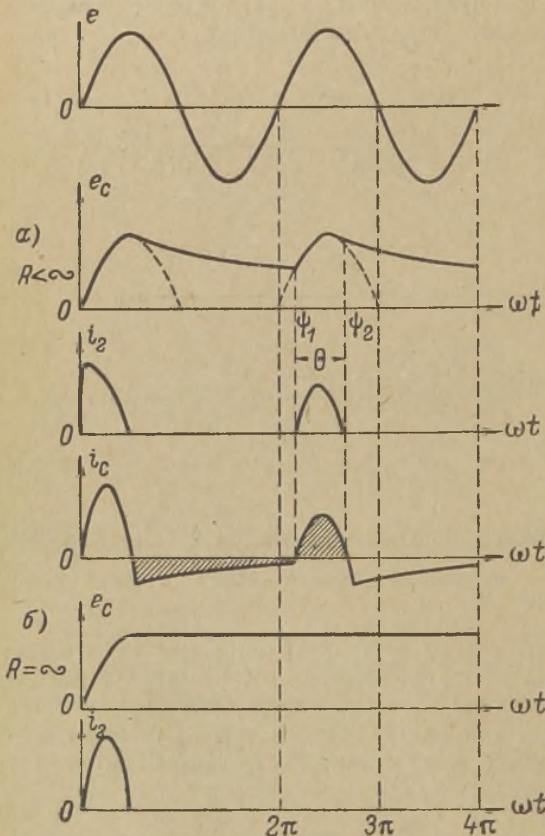
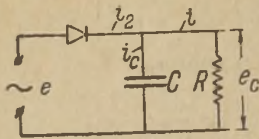
По мере дальнейшего увеличения индуктивности форма кривых и отношение $\frac{I_1}{I_0}$ остаются неизменными, тогда как J и I_0 уменьшаются.

В качестве окончательного вывода устанавливаем, что индуктивность в цепи однополупериодного выпрямителя, уменьшая постоянную слагающую тока, не может дать достаточного уменьшения пульсации, так как в пределе, при $L = \infty$, отношение первой гармоники к постоянной слагающей не может быть меньше единицы.

§ 3. Цепь однополупериодного выпрямителя с конденсатором.

Такая цепь дана на фиг. 93. Если клапан идеальный (т. е. обладает бесконечно большой проводимостью в направ-

лении от анода к катоду и проводимостью, равной нулю, в обратном направлении), то напряжение на конденсаторе определяется на протяжении первой части периода синусоидой внешнего напряжения, а на протяжении остальной части периода показательной кривой разряда конденсатора через сопротивление R нагрузки.



Фиг. 93.

В первом случае для напряжения на конденсаторе, а, значит, и напряжения на нагрузке, имеем

$$\text{при } \psi_1 < \omega t < \psi_2$$

$$e_c = E \sin \omega t,$$

$$\text{при } \psi_2 < \omega t < \psi_3$$

$$e_c = E \sin \psi_2 e^{-\frac{\omega t - \psi_2}{CR}}.$$

В этом уравнении ψ_1 определяется точкой пересечения первой четверти синусоиды с показательной кривой, а ψ_2 — моментом, в который $\frac{de}{dt} = \frac{de_c}{dt}$, так как, начиная с этого момента,

ординаты синусоиды внешнего напряжения становятся меньше ординат показательной кривой напряжения на конденсаторе (см. фиг. 94), вследствие чего начинается его разряд через сопротивление R . Приравнявая

$$\frac{de}{dt} (\omega t = \psi_2) = \omega E \cos \psi_2$$

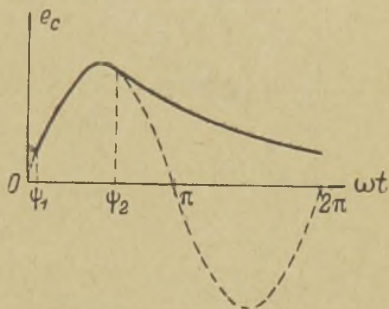
и

$$\frac{de_c}{dt} = -E \sin \psi_2 \cdot \frac{1}{RC} \cdot e^{-\frac{\omega t - \psi_2}{\omega CR}}; \quad \frac{de_c}{dt} (\omega t = \psi_2) = -E \sin \psi_2 \cdot \frac{1}{RC},$$

получаем¹⁾

$$\psi_2 = \arctg(-\omega CR) = \pi - \arctg \omega CR \dots \dots (4)$$

Из чертежа явствует, что $(\psi_2 - \psi_1) < \pi$, а, значит, время прохождения тока через вентиль меньше времени одного полупериода, т. е. картина протекания тока противоположна той, которая получается при предыдущей схеме, имеющей дроссель. Напряжение на вентиле в данном случае есть алгебраическая сумма внешнего напряжения и напряжения на конденсаторе, которая, начиная с момента $\omega t = \psi_2$, приобретает отрицательное значение на аноде вентиля по отношению к его катоду.



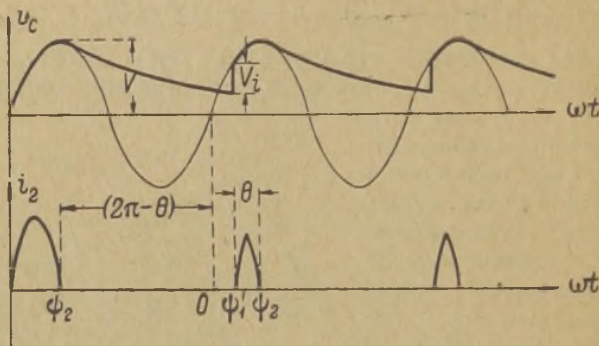
Фиг. 94.

Поскольку R есть чисто активное сопротивление, ток через него по форме совпадает с напряжением на нем, т. е. с e_c . Постоянная слагающая этого напряжения E_0 в общем виде больше, чем $\frac{E}{\pi}$, а амплитуды переменных слагающих значительно меньше E . Поэтому, одновременно с увеличением постоянной слагающей выпрямленного тока, уменьшается отношение амплитуд переменных слагающих к величине I_0 . Это значит, что введение конденсатора в цепь однополупериодного выпрямителя с кенотроном одновременно увеличивает постоянную слагающую выпрямленного тока и уменьшает пульсацию его, т. е. „сглаживает“ выпрямленный ток.

¹⁾ Ибо $\psi_2 > +90^\circ$.

Из сравнения с предыдущим параграфом становится понятной та причина, по которой в однополупериодном выпрямителе для сглаживания необходимо включение конденсатора, а не дросселя.

Диаграммы напряжений и токов, данные на фиг. 93, относятся к случаю схемы с кенотроном. При замене его ртутной колбой кривые изменятся в зависимости от ионизационного потенциала. Так как ртутная колба в прямом направлении становится проводящей только по достижении анодным напряжением величины E_i , то, очевидно, ток через нее возникает



Фиг. 95.

позже, чем в предыдущем случае с кенотроном. Он появляется тогда, когда разность между внешним напряжением $e = E \sin \omega t$ и экстенциальным напряжением

$$e_c = E \sin \psi_2 \cdot e^{-\frac{\omega t + 2\pi - \psi_2}{\omega RC}}$$

достигает величины E_i (см. также фиг. 95). Момент начала тока через вентиль теперь определяется из уравнения

$$E_i = E \sin \omega t - E \sin \psi_2 e^{-\frac{\omega t + 2\pi - \psi_2}{\omega RC}}$$

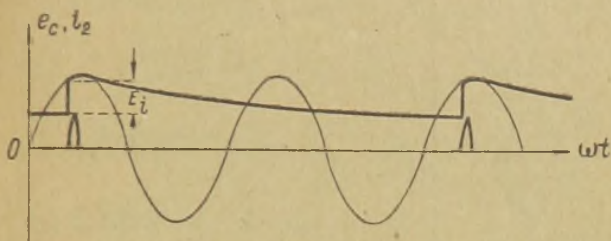
или, полагая $(\psi_2 - \psi_1') = \theta$ и $\omega CR = x$,

$$\sin \psi_1' - \sin \psi_2 \cdot e^{-\frac{2\pi - \theta}{x}} = \frac{E_i}{E} \dots \dots \dots (5)$$

При достаточно большом значении ионизационного потенциала может случиться, что уравнение (5') не удовлетворяется, но зато может быть удовлетворено уравнение

$$\sin \psi_1' - \sin \psi_2 \cdot \varepsilon^{-\frac{k2\pi - \theta}{x}} = \frac{E_i}{E} \dots \dots \dots (5')$$

Здесь k —целое число, [большее единицы. Если $k = 2$, то мы получаем режим напряжения и тока, данный на диаграмме фиг. 96. Эта диаграмма показывает, что источник энергии дает ток только один раз за два периода. Основная частота такого тока оказывается в два раза меньше частоты питающего



Фиг. 96.

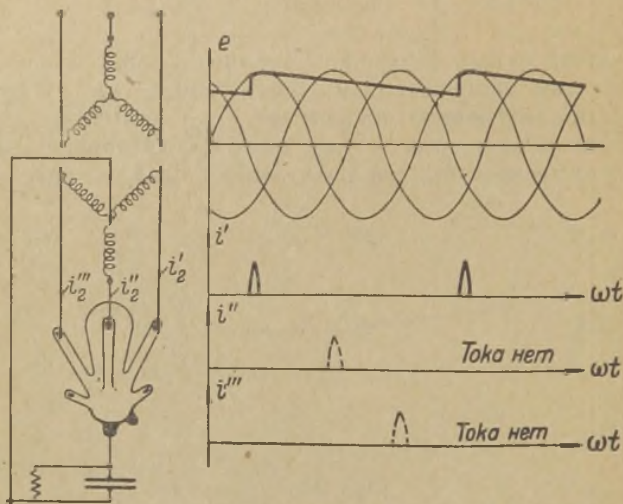
напряжения, и мы получаем процесс так называемого „деления“ частоты. Подобное явление пропуска работы отдельных периодов для выпрямителей неблагоприятно, ибо оно уменьшает коэффициент использования мощности установки. Это явление может случиться и тогда, когда E_i сравнительно не велико, но зато большим значением обладает постоянная времени RC , вследствие чего показательная кривая разряда идет очень полого.

Включение конденсатора в многофазный выпрямитель может по указанным же причинам дать пропуск работы отдельных фаз. Кривые токов и напряжений на фиг. 97 иллюстрируют такой случай. Пропуск работы отдельных фаз создает неравномерную нагрузку фазных обмоток трансформатора и отдельных анодов ртутной колбы.

При неодинаковой величине ионизационного потенциала для различных анодов одной и той же колбы, неравномерность работы может усугубиться, и характер неравномерной нагрузки отдельных фаз ухудшится. Внешне это может быть

определено по различной яркости свечения анодных трубок колбы.

Все изложенные соображения о работе цепи, содержащей ртутный вентиль и конденсатор, приводят к заключению, что работа ртутного выпрямителя на нагрузку только с одним конденсатором недопустима.



Фиг. 97.

§ 4. Выпрямительная цепь с Г-образным фильтром.

Явления тока в цепи, указанной на фиг. 98, протекают еще более сложно, чем при одном лишь дросселе или при одном конденсаторе. Анализировать это явление точно также следует на основании уравнений нестационарного режима, определяя начальные и конечные пределы их действительности по физическим свойствам вентиля.

Если, как это обычно бывает в практической обстановке,

$$R' = \left(r + \frac{L}{CR} \right) < 2 \sqrt{\frac{L}{C}},$$

то система становится периодической, а, значит, переходные токи и напряжения неустановившегося режима являются периодическими функциями времени.

Под действием переменного напряжения

$$e = E \sin(\omega t + \psi),$$

где

$$\psi = \arcsin \frac{E_i}{E}, \dots \dots \dots (1)$$

данного на цепь в момент $t = 0$, в этой цепи появится ток, который, согласно общей теории переменных токов¹⁾ выражается уравнением

$$i_2 = i_{ст} + i_n,$$

где, в свою очередь, $i_{ст}$ — ток стационарного режима

$$i_{ст} = I \sin(\omega t + \psi + \varphi),$$

а i_n — ток свободных колебаний с убывающей амплитудой

$$i_n = I e^{-\alpha t} \left[-\frac{\cos(\psi + \varphi)}{\omega_0 \omega LC} \sin \omega_0 t + \frac{\sin(\psi + \varphi)}{\omega_0 \sqrt{LC}} \sin \left(\omega_0 t - \arctg \frac{\omega_0}{\alpha} \right) \right].$$

С другой стороны, напряжение на конденсаторе

$$e_c = e_{ст} + e_n,$$

причем

$$\begin{aligned} e_{ст} &\cong \frac{1}{C} \int i_{ст} dt = -\frac{I}{\omega C} \cos(\omega t + \psi + \varphi) = \\ &= \frac{E}{Z \omega C} \sin \left(\omega t + \psi + \varphi - \frac{\pi}{2} \right), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} e_n &\cong \frac{1}{C} \int i_n dt = \frac{E}{Z \omega C} e^{-\alpha t} \left[-\frac{\omega}{\omega_0} \sin(\psi + \varphi) \sin \omega_0 t + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\cos(\psi + \varphi)}{\omega_0 \sqrt{LC}} \sin \left(\omega_0 t + \arctg \frac{\omega_0}{\alpha} \right) \right]. \end{aligned}$$

В этих формулах

$$\begin{aligned} I = \frac{E}{Z}; Z &= \frac{\sqrt{\left(rR + \frac{L}{C} \right)^2 + \left[\omega LR - \frac{1}{\omega C} (R + r) \right]^2}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C} \right)^2}} \cong \\ &\cong \sqrt{R'^2 + \left(\frac{1}{\omega C} - \omega L \right)^2}, \end{aligned}$$

¹⁾ См., например, Круг К. А. „Основы электротехники“.

$$\varphi \cong \arctg \frac{\left(\frac{1}{\omega C} - \omega L\right)}{R'}; R' = r + \frac{L}{RC},$$

$$\alpha = \frac{R'}{2L}; \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r}{R}\right) - \frac{R'^2}{4L^2}}.$$

Знаки приближенного равенства определены тем, что для обычных практических условий

$$\frac{1}{\omega C} \ll R \text{ и } r \ll R.$$

Так как по тем же соображениям можно положить еще

$$\omega_0 \cong \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ и } \frac{\omega_0}{\alpha} = \infty,$$

то переходным значениям напряжения и тока могут удовлетворить уравнения

$$\left. \begin{aligned} e_n &\cong \frac{E}{Z \omega C} \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \left[-\frac{\omega}{\omega_0} \sin(\psi + \varphi) \sin \omega_0 t + \right. \\ &\quad \left. + \cos(\psi + \varphi) \cos \omega_0 t \right] \\ i_n &\cong \frac{E}{Z} \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \left[-\frac{\omega_0}{\omega} \cos(\psi + \varphi) \sin \omega_0 t - \right. \\ &\quad \left. - \sin(\psi + \varphi) \cos \omega_0 t \right] \end{aligned} \right\} \dots (6)$$

Соответственно для стационарных значений имеем

$$\left. \begin{aligned} e_{ст} &= -\frac{E}{\omega CZ} \cos(\omega t + \psi + \varphi) \\ i_{ст} &= \frac{E}{Z} \sin(\omega t + \psi + \varphi) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (7)$$

Конечно, надо помнить, что для нашей схемы, имеющей вентиль, эти уравнения справедливы лишь до тех пор, пока ток через вентиль течет в прямом направлении, т. е.

$$i_2 \geq 0.$$

Рассмотрим теперь эти уравнения применительно к отдельным случаям, которые характеризуются отношением частоты

внешнего напряжения ω к частоте свободных колебаний ω_0 . Окончательные формулы сведены в таблицу (см. стр. 190) и представлены графически на фиг. 98 и 99.

Из сопоставления полученных данных можно сделать следующие выводы:

1 случай: $\omega_0 > \omega$.

а) В установившемся режиме цепь обладает емкостным характером, т. е. $\varphi \cong \frac{\pi}{2}$ и $Z \cong \frac{1}{\omega C}$, ибо ее реактивное сопротивление при $\omega_0 > \omega$ становится меньше нуля, т. е.

$$\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = \omega L \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) < 0.$$

б) Импульс тока по времени сокращается подобно тому, как мы это видели в § 3.

в) При $\psi \neq 0$, т. е. при применении ртутных колб, на конденсаторе появляются перенапряжения, $e_{c\max} > E$. Эти перенапряжения, обычно неопасные для самого конденсатора, тем не менее недопустимы, ибо могут вызвать пропуски в работе отдельных периодов.

г) Применение такого фильтра недопустимо.

2 случай: $\omega_0 < \omega$.

а) Цепь при установившемся режиме обладает индуктивным характером, ибо

$$\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = \omega L \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) > 0.$$

Поэтому $\varphi \cong -\frac{\pi}{2}$; $Z \cong \omega L$.

б) Импульс тока по времени растягивается подобно тому, как это мы имели в § 2.

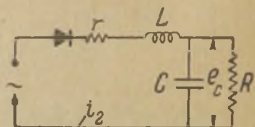
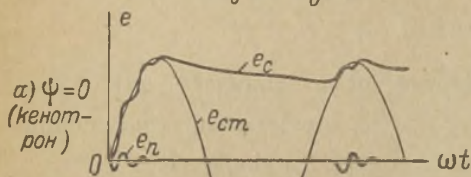
в) При любом значении ψ в пределах от 0 до $\frac{\pi}{2}$ напряжение на конденсаторе остается меньше амплитуды внешнего напряжения, поэтому пропусков в работе отдельных периодов быть не может.

г) Применение такого фильтра вполне допустимо.

3 случай: $\omega_0 = \omega$.

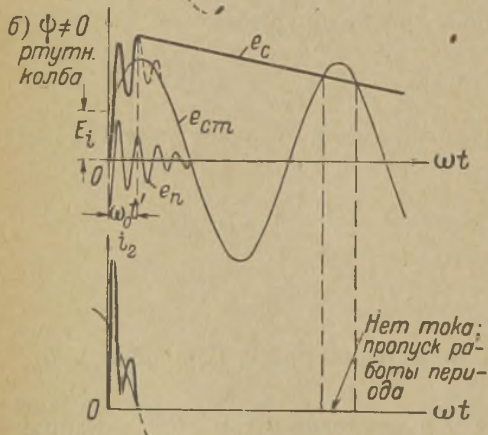
Применение такого фильтра недопустимо, так как помимо перенапряжений, возможных потому, что в практических усло-

1 случай $\omega_0 > \omega$



виях $\frac{E}{\omega CR'} > E$, условие $\omega_0 = \omega$ противоречит фильтрующему свойству Г-образного фильтра (см. § 7).

Установленные выводы об условиях устойчивой равномерной работы одинаково относятся и к многофазным схемам выпрямления. На фигуре 100 даны диаграммы тока и напряжения для трехфазного выпрямителя ртутной колбой. Благодаря перенапряжениям и достаточной величине $R \times C$ возникают пропуски работы отдельных фаз, т. е. неравномерная загрузка фазных обмоток трансформатора и анодов ртутной колбы.



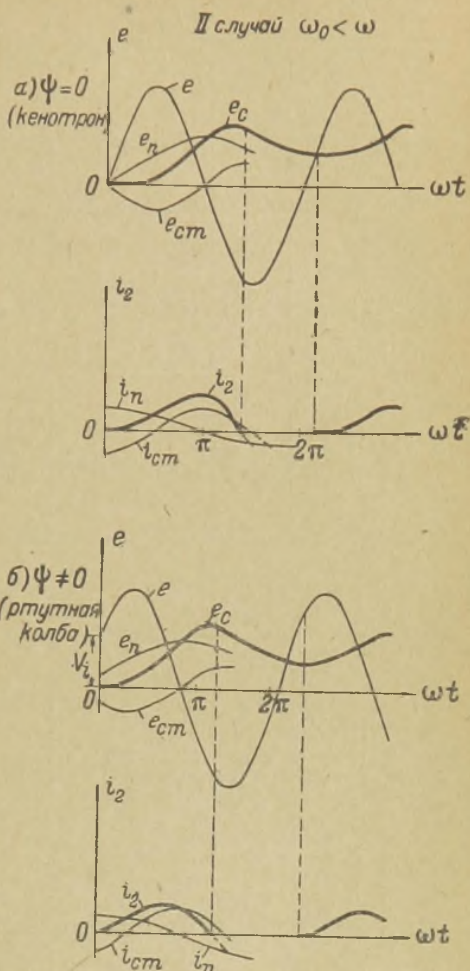
Фиг. 98.

считывать на равномерную работу установки с фильтром, имеющим $\omega_0 > \omega$, путем уменьшения величины $R \times C$, так как

величина C — емкости конденсатора, — по условиям фильтрации, не может быть взята малой, а величина эквивалентного сопротивления нагрузки в эксплуатационных условиях всегда может оказаться очень большой. Минимальное значение R получается при полной нормальной мощности, при уменьшенной же нагрузке она примет большие значения и вызовет явление пропусков работы фаз.

Из предыдущего ясно, какую роль в рабочем режиме цепи, содержащей тот или иной вентиль и реактивные сопротивления, играет наличие ионизационного потенциала. Сам собой возникает вопрос, с чем следует сравнивать схему, имеющую газотрон, — с ртутной колбой или с кенотроном? Ответ станет ясным, если обратиться к выражению, определяющему угол ψ . Именно, уже было установлено ранее, что

$$\sin \psi = \frac{E_i}{E}.$$



Фиг. 99.

Для высоковольтных ртутных колб величина ионизационного потенциала может колебаться в пределах 200 — 2000 вольт и даже выше. Поэтому в обычных выпрямительных установках

Условия		Ток через вентиль	
		$i_{ст}$	i_n
1 случай	$\psi \neq 0$	$E \omega C \cos(\omega t + \psi)$	$E \omega C \cdot \epsilon^{-\alpha t} \left[\frac{\omega_0}{\omega} \sin \psi \sin \omega_0 t - \cos \psi \cos \omega_0 t \right]$
	$\omega_0 \gg \omega$ $\psi = 0$	$E \omega C \cos \omega t$	$-E \omega C \epsilon^{-\alpha t} \cos \omega_0 t$
	$\psi = 30^\circ$	$E \omega C \cos(\omega t + 30^\circ)$	$\cong E \omega C \epsilon^{-\alpha t} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sin \omega_0 t$
2 случай	$\psi \neq 0$	$-\frac{E}{\omega L} \cos(\omega t + \psi)$	$\frac{E}{\omega L} \epsilon^{-\alpha t} \left[-\frac{\omega_0}{\omega} \sin \psi \cdot \sin \omega_0 t + \cos \psi \cos \omega_0 t \right]$
	$\omega_0 < \omega$ $\psi = 0$	$-\frac{E}{\omega L} \cos \omega t$	$\frac{E}{\omega L} \epsilon^{-\alpha t} \cos \omega_0 t$
	$\psi = 30^\circ$	$-\frac{E}{\omega L} \cos(\omega t + 30^\circ)$	$\cong \frac{E}{\omega L} \epsilon^{-\alpha t} \cdot 0,87 \cos \omega_0 t$
3 случай $\omega_0 = \omega$	$\psi \neq 0$	$\frac{E}{R'} \sin(\omega t + \psi)$	$-\frac{E}{R'} \epsilon^{-\alpha t} \cdot \sin(\omega_0 t + \psi)$

к фиг. 98 и 99 (см. формулы (6) и (7)).

Напряженне на конденсаторе		Характер работы
$e_{ст}$	e_n	
$E \sin(\omega t + \psi)$	$\bar{E} \varepsilon^{-\alpha t} \left[-\frac{\omega}{\omega_0} \cos \psi \sin \omega_0 t - \sin \psi \cos \omega_0 t \right]$	—
$E \sin \omega t$	$-\bar{E} \varepsilon^{-\alpha t} \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \sin \omega_0 t$	Устойчивый; фиг. 98-а
$E \sin(\omega t + 30^\circ)$	$-\bar{E} \varepsilon^{-\alpha t} \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos \omega_0 t$	Неустойчивый; фиг. 98-б
$-\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \cdot E \sin(\omega t + \psi)$	$\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \cdot E \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \left[\frac{\omega}{\omega_0} \cos \psi \sin \omega_0 t + \sin \psi \cos \omega_0 t \right]$	—
$-\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \cdot \sin \omega t$	$\frac{\omega_0}{\omega} \cdot E \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \sin \omega_0 t$	Устойчивый; фиг. 99-а
$-\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \cdot E \sin(\omega t + 30^\circ)$	$\frac{\omega_0}{\omega} E \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \cdot 0,87 \sin \omega_0 t$	Устойчивый; фиг. 99-б
$-\frac{E}{R \omega C} \cos(\omega t + \psi)$	$\frac{E}{R \omega C} \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \cdot \cos(\omega_0 t + \psi)$	Перенапряжения, отсутствие фильтрации

для радиопередатчиков, у которых можно принять $E = 5000 \div 10000$ вольт, наибольшая величина угла ψ лежит в пределах

$$\psi \cong \arcsin \frac{2000}{10000} \div \arcsin \frac{2000}{5000}$$

или

$$\psi \cong 12^\circ \div 24^\circ.$$

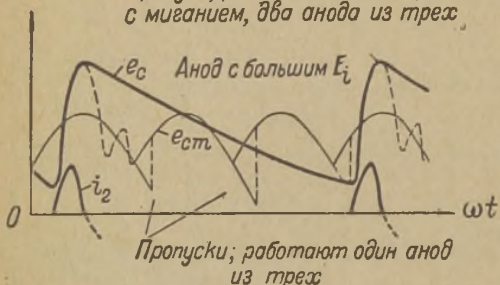
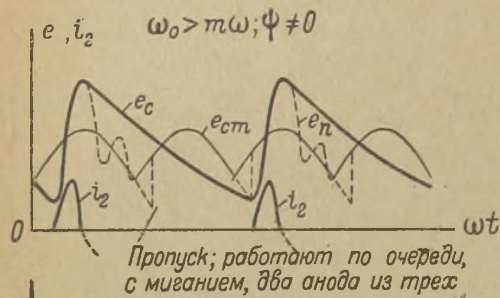
Для газотрона ионизационный потенциал имеет меньшую величину и более постоянное значение, порядка $E_i = 20 - 25$ V, так что

$$\psi = \arcsin \frac{25}{10000} \cong 0.$$

По этой причине режим выпрямительной схемы с газотронами подобен кенотронной схеме и при всяком соотношении ω_0 и ω обеспечивает равномерную загрузку фаз¹⁾.

Условие $\omega_0 < \omega$, обеспечивающее нормальную работу выпрямителя

с фильтром и увеличивающее время протекания тока через вентиль в прямом направлении, на практике обычно удовлетворяется автоматически при расчете фильтра по основным техническим и экономическим требованиям. Так, например, в следующих параграфах (7, 8, 9) мы увидим, что для удовлетворения требований фильтрации, неустановившихся режимов пуска, демодуляции, и т. д. частота свободных колебаний фильтра должна быть всегда по крайней мере в два раза меньше основной частоты пульсации выпрямляемого тока, т. е. $2\omega_0 \leq m\omega$, где m — число фаз, а ω — круговая частота внешнего напряжения.

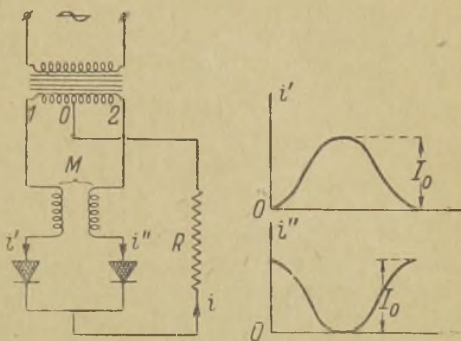


Фиг. 100.

¹⁾ Разумеется, этот вывод не касается случаев применения газотронов в низковольтных выпрямителях, у которых $E < 1000$ V.

§ 5. „Анодный“ и „катодный“ дроссель.

Раньше, в § 10, гл. III, мы уже рассматривали влияние индуктивности рассеяния трансформатора на величину и форму выпрямленного тока. При этом мы пользовались эквивалентной схемой, состоящей из трансформатора без магнитного рассеяния, и последовательно включенными в каждую фазу дросселями с индуктивностью, равной индуктивности рассеяния трансформатора. Распространим произведенный анализ на такой случай когда дросселя, включенные в фазы последовательно с вентилями, обладают взаимной индукцией.



Фиг. 101.

Фиг. 101 представляет двухполупериодную схему с дросселями, обладающими взаимной индукцией. Основные уравнения, очевидно, имеют вид

$$e_{10} = L \frac{di'}{dt} + M \frac{di''}{dt} + (i' + i'') R,$$

$$e_{02} = L \frac{di''}{dt} + M \frac{di'}{dt} + (i' + i'') R.$$

Если индуктивное сопротивление каждого дросселя достаточно велико по сравнению с R , то каждый из токов может быть изображен кривыми, данными на фиг. 101 и отвечающими формулам

$$i' \cong I(1 - \cos \omega t),$$

$$i'' \cong I(1 + \cos \omega t)$$

(см. также § 2, гл. IV). На основании этого находим, что $di' = -di''$, и после подстановки в разность $e_{10} - e_{02}$ имеем

$$e_{10} - e_{02} = L \frac{di' - di''}{dt} + M \frac{di'' - di'}{dt},$$

$$\frac{e_{10} - e_{02}}{2} = (L - M) \frac{di'}{dt}.$$

Правая часть равенства есть не что иное, как мгновенное падение напряжения на зажимах дросселя. Взяв среднее арифметическое значение этой части за время $\frac{T}{m} = \frac{T}{2}$, мы получим величину E_{0L} — падение выпрямленного напряжения, вызываемое введенными дросселями. Действительно,

$$E_{0L} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} (L - M) \frac{di'}{dt} \cdot dt \cong \\ \cong 2 \cdot f \cdot (L - M) \int_0^{I_0} di' = 2f(L - M) \cdot I_0 \dots (8)$$

Знак взаимной индукции M может быть как положительным, так и отрицательным, в зависимости от направления витков. Выведенная формула показывает, что применение M с отрицательным знаком уменьшает выпрямленное напряжение, а взаимная индукция с положительным знаком, наоборот, уменьшает падение напряжения. В пределе для положительной взаимной индукции и ее абсолютного значения $M = L$ падение напряжения равно нулю, т. е. $E_{0L} = 0$. Этот результат понятен, ибо в таких условиях сердечник дросселей имеет только постоянный магнитный поток со взаимным уничтожением его переменных слагающих. Создание $L = M$ требует применения общего сердечника. На фиг. 102-а показана подобная конструкция, причем, судя по направлению витков, мы имеем $-M$; на фиг. 102-б мы, наоборот, имеем $+M$, причем для лучшего выполнения условия $M = L$ теперь может быть применен не только общий сердечник, но и общая намотка, что и представлено на следующей фиг. 102-в.

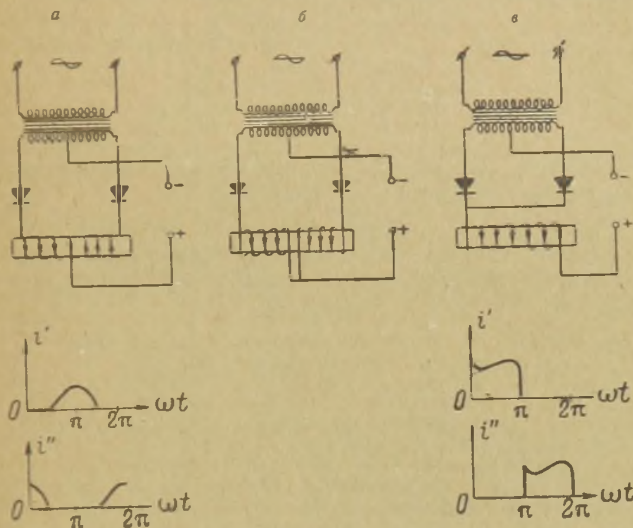
На практике дроссель, включенный непосредственно в цепь выпрямленного тока, т. е. как показано на фиг. 102-в, часто называют „катодным“ дросселем, с целью отличить его от дросселя, изображенного на фиг. 101 и 102-а, который создает падение выпрямленного напряжения и называется „анодным“¹⁾. Для установления более точного определения, под „катодным“ дросселем надлежит понимать дроссель, который не дает потери напряжения на стороне выпрямленного тока²⁾. Поэтому,

¹⁾ Название исторически перешло из техники металлических ртутных выпрямителей, у которых ввиду наличия только одного катода нельзя применять схему 102-а.

²⁾ Исключая случаи, указанные в § 5 гл. V.

с другой стороны, под „катодным“ дросселем можно понимать совокупность дросселей, имеющих положительную взаимную индукцию и коэффициент связи, равный единице.

Хотя в схемах, изображенных на фиг. 101 и 102-а, пульсация выпрямленного тока уменьшается, тем не менее для практических целей они редко употребляются. Объясняется это потерей напряжения, вносимой дросселями с отрицательной взаимной индукцией. Поэтому в качестве сглаживающих дросселей на практике применяют „катодный“ дроссель, вклю-



Фиг. 102.

чаемый в общую цепь выпрямленного тока, так как он не дает добавочной потери напряжения, если не считаться с омическим сопротивлением его обмоток.

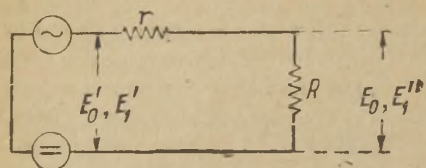
§ 6. Коэффициент пульсации и коэффициент фильтрации.

Назовем отношение амплитуды основной гармоники выпрямленного напряжения к постоянной слагающей его коэффициентом пульсации. В отсутствии фильтра это будет:

$$s' = \frac{E_1'}{E_0'} = \frac{E_1''}{E_0''}$$

(см. также фиг. 103).

Далее положим, что, благодаря введению фильтра уменьшилась только переменная слагающая, а E_0 не изменилась; тогда коэффициент пульсации с фильтром



Фиг. 103.

$$s = \frac{E_1}{E_0} < s',$$

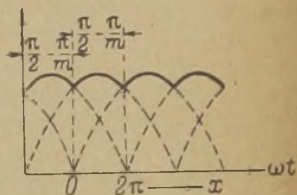
меньше, чем в предыдущем случае (см. фиг. 112).

Если теперь возьмем отношение этих коэффициентов, то получим величину

$$u = \frac{s}{s'} \quad \text{или} \quad u = \frac{E_1}{E_1''},$$

которую будем называть „коэффициентом фильтрации“ или „коэффициентом сглаживания“ фильтра.

По существу s и s' характеризуют выпрямленное напряжение с точки зрения глубины его пульсации, тогда как u , представляя собою отношение амплитуд первой гармоники напряжения на нагрузке при включенном и выключенном фильтре, характеризует способность последнего уменьшать эту пульсацию напряжения. Поэтому коэффициент фильтрации всегда меньше единицы, $u < 1$, и может быть при соблюдении известных условий выражен через постоянные цепи, C , R , L , а также через круговую частоту данной гармоники. Основным условием этого, например, для простого Г-образного фильтра, является прохождение тока через вентиль в прямом направлении в течение всего периода пульсации.



Фиг. 104.

Коэффициент пульсации на нагрузке с фильтром задается радиотехническими требованиями. Пульсация без фильтра определяется схемой выпрямительной установки. Пусть имеется многофазное выпрямление синусоидального переменного тока. Тогда, пользуясь фиг. 104, можем написать следующее выражение для любой E_k' гармоники пульсирующего напряжения:

$$E_k' = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos\left(\frac{x-\pi}{m}\right) \cdot \cos kx \, dx,$$

где $k = m \cdot n = 1, 2, 3, \dots$, порядок гармоники по отношению к частоте питающего напряжения¹⁾.

Решая интеграл, получим

$$E_k' = -E \cdot \frac{2}{k^2 - 1} \cdot \frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m}$$

Но, с другой стороны, мы уже знаем, что

$$E_0' = E \cdot \frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m},$$

поэтому

$$\frac{E_k'}{E_0'} = \frac{E_k''}{E_0} = \frac{2}{k^2 - 1} \dots \dots \dots (9)$$

Порядок гармоники n по отношению к частоте пульсации, очевидно, может быть определен по формуле

$$k = n \cdot m.$$

Так как расчет фильтра вполне достаточно выполнить на первую гармонику пульсации, т. е. брать $n = 1$, то окончательно имеем

$$s' = \frac{E_1'}{E_0'} = \frac{E_1''}{E_0} = \frac{2}{m^2 - 1} \dots \dots \dots (10)$$

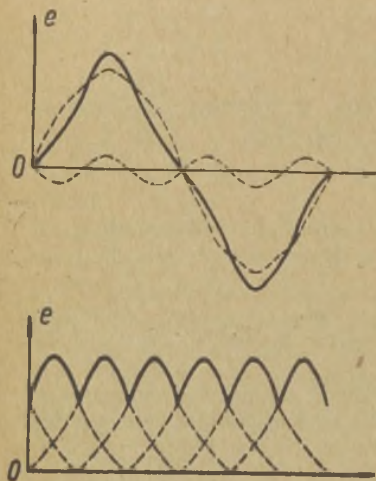
Приводимая ниже таблица дает значение коэффициента пульсации при отсутствии фильтра для ряда наиболее употребительных схем выпрямления при условии синусоидальности питающего напряжения.

m	s^1	Основная частота пульсаций при 50 Hz питающего напряжения
2	0,67	100 Hz
3	0,25	150 "
6	0,057	300 "
12	0,014	600 "

На практике часто приходится сталкиваться с несинусоидальной кривой питающего напряжения. В трехфазных системах наибольшее значение из высших гармонических обычно

¹⁾ См. также § 4 гл. V.

имеет третья гармоника. Однако, в зависимости от схемы трансформаторных обмоток, линейное напряжение может не содержать третьей гармоники тогда, когда она все же имеется в кривой фазного напряжения, и наоборот. Данное обстоятельство важно в том отношении, что схемы выпрямления с постоянной слагающей в фазных обмотках питаются фазными напряжениями, а схемы по типу Гретца — линейными напряжениями. Надлежащим выбором схемы обмоток трансформатора поэтому можно избавиться от нежелательного наличия третьей гармоники в том или ином случае.



Фиг. 105.

Допустим, что форма линейных напряжений силовой сети, подведенной к радиостанции, содержит в „противо-фазе“ третью гармонику, т. е. имеем $e = E_1 \sin \omega t - E_3 \sin 3\omega t$. Если такой формой будет обладать и вторичное напряжение, то выпрямленное напряжение будет иметь слишком большую пульсацию, как показано на фиг. 105. Этого, однако, можно избежать путем применения схемы обмоток трансформатора Δ/Δ или Δ/Δ , когда предполагается схема выпрямления по типу Гретца, см. фиг. 106-а. Если же схемой выпрямления будет служить схема с постоянной слагающей в фазных обмотках, то трансформатор необходимо спроектировать со схемой соединения обмоток Δ/Y (см. фиг. 106-б). Диаграммы напряжений, выполненные на фиг. 106, поясняют необходимость указанного.

Причина же, по которой третья гармоника отсутствует, например, в линейном напряжении при ее наличии в фазном, как известно, заключается в том, что при угле сдвига 120° для основных гармоник в трехфазной системе, угол сдвига для третьих гармоник оказывается равным 360° . Пусть, например, имеем

$$e_{\Phi'} = E_1 \sin \omega t - E_3 \sin 3\omega t,$$

$$e_{\Phi''} = E_1 \sin(\omega t - 120^\circ) - E_3 \sin(3\omega t - 3 \cdot 120^\circ).$$

Тогда

$$e_{\lambda} = e'_{\Phi} - e''_{\Phi} = E_1 \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t - 60^\circ),$$

т. е. третья гармоника исчезла.

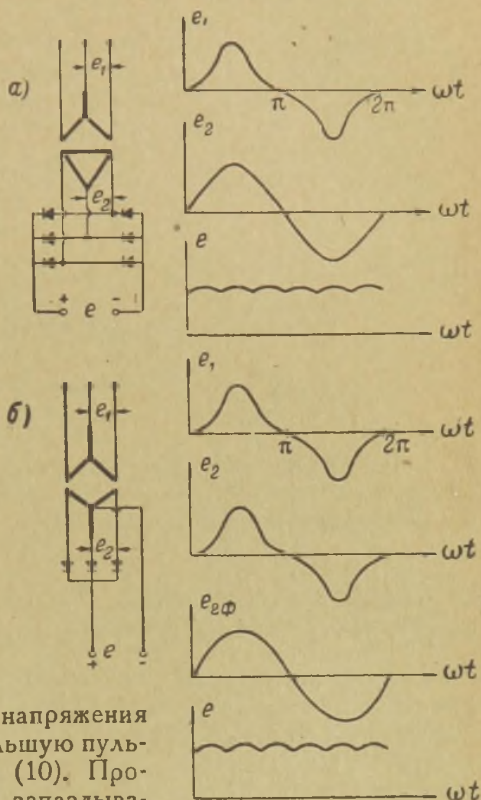
Наличие в выпрямляемом напряжении третьей гармоники иногда может оказаться, наоборот, выгодным с точки зрения пульсации выпрямленного тока. Если, например, уравнение линейного напряжения

$$e_1 = E_1 \sin \omega t + E_3 \sin 3\omega t,$$

т. е. третья гармоника находится „в фазе“ с основной гармоникой, то результирующая кривая имеет притупленную форму, (см. фиг. 107), а кривая выпрямленного напряжения ровнее. В таком случае для трансформатора в схеме Гретца следует применить Y/Δ или Δ/Δ а в схемах с постоянной слагающей — Δ/Y .

При применении чисто синусоидального напряжения и ртутных колб с высоким ионизационным потенциалом, кривая выпрямленного напряжения может также получить большую пульсацию, чем по формуле (10). Происходит это вследствие запаздываний в работе следующих анодов до момента возникновения на них достаточной величины положительного потенциала. Фиг. 108 иллюстрирует указанное обстоятельство.

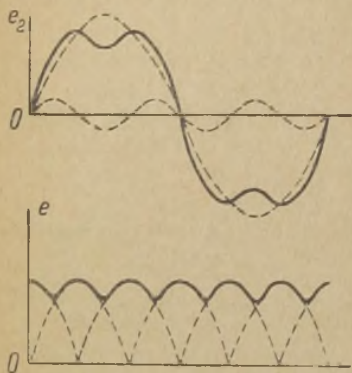
Несмотря на возможные отклонения коэффициента пульсации от величины его, определяемой по формуле (10), на практике, при расчете сглаживающих фильтров, все же пользуются этой формулой, так как, обычно, требуемый коэффициент пуль-



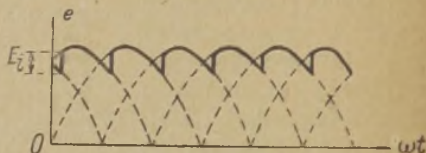
Фиг. 106.

сации s задается с достаточным запасом, способным перекрыть изменения, возникающие из-за несинусоидальности или из-за применения ртутных колб с высоким ионизационным потенциалом. Бóльшее практическое значение несинусоидального напряжения состоит в том, что, при нем не удастся уменьшить s' путем применения 12-фазного выпрямления.

Другое большое практическое влияние на s' имеет неравномерность фазных напряжений. Неодинаковость напряжений может вызвать при многофазном выпрямлении пульсацию с частотой 50 Hz.



Фиг. 107.



Фиг. 108.

Так как освобождение от нее при помощи фильтра может оказаться нецелесообразным, то надлежит самым тщательным образом выравнять эти напряжения.

§ 7. Основные требования, предъявляемые к фильтру; практические схемы фильтров и принципы их расчета.

Основное требование, предъявляемое к фильтру, вытекает из его назначения. Оно сводится к определенной величине коэффициента фильтрации, которой должен обладать данный фильтр, и которая, в свою очередь, определяется заданным коэффициентом пульсации s на выходе из фильтра.

Для величины s можно принимать следующие значения:

1. Для концертных телефонных радиопередатчиков, приемников и трансляционных устройств $s = 0,05 \cdot 10^{-2}$
2. Для радиотелефонных передатчиков и аппаратуры коммерческой связи . . . $s = 0,1 \div 0,2 \cdot 10^{-2}$

3. Для коротковолновых телеграфных передатчиков и другой аппаратуры того же назначения $s = 0,1 \div 0,5 \cdot 10^{-2}$

4. Для длинноволновых телеграфных передатчиков и соответствующей аппаратуры $s = 0,2 \div 1 \cdot 10^{-2}$

От указанных значений в отдельных, специальных случаях можно отступать, и приведенные числа, конечно, надо считать средними, допустимыми на основании установившейся практики последнего времени и, главным образом, в видах удовлетворения требованиям демодуляции¹⁾. Касательно высшего их предела следует заметить, что он может быть увеличен. Для коммерческой связи на длинных волнах с использованием одной боковой полосы можно допускать $s = 1 \div 2 \cdot 10^{-2}$; для быстродействующих телеграфных передатчиков можно даже обходиться совсем без фильтра, применяя выпрямительные схемы, дающие шестифазную кривую выпрямленного тока.

Следует указать, что наибольшей восприимчивостью наше ухо обладает к пульсациям от 300 до 1200 Hz. С этой точки зрения можно, например, увеличить допустимый коэффициент пульсации при трехфазном выпрямлении по сравнению с шестифазным. Иногда на практике так и делается, если только этому не препятствуют другие требования, предъявляемые к фильтру.

Помимо основного требования, касающегося коэффициента пульсации, фильтр должен удовлетворять ряду других требований как технического, так и экономического характера. Таковы:

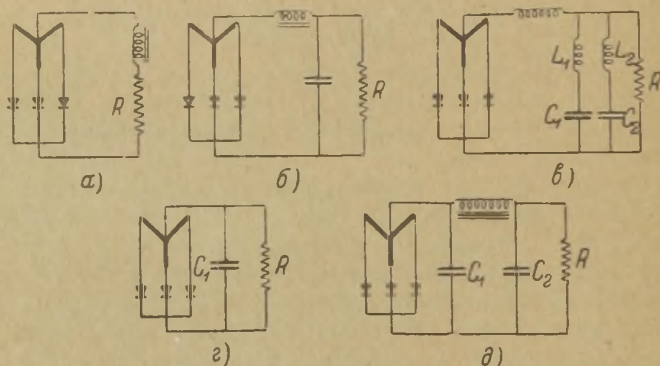
- 1) отсутствие опасных перенапряжений на конденсаторе в момент обрыва тока в нагрузке;
- 2) отсутствие опасных перенапряжений и бросков тока в моменты включения и выключения всей установки;
- 3) наименьшая стоимость;
- 4) отсутствие демодуляции;
- 5) возможность быстродействующей телеграфной манипуляции;
- 6) сохранение или увеличение коэффициента использования установки по сравнению с коэффициентом ее использования без фильтра (согласно таблице § 7 главы III);
- 7) устойчивая работа в случае применения ртутных колб.

¹⁾ А также с целью уничтожить фон из-за неравномерности фазных напряжений.

Может случиться, что не все из этих требований необходимы для данной установки. Далее может оказаться, что эти требования или взаимно друг друга перекрывают, или же, наоборот, друг другу противоречат, и тогда необходимо найти оптимальный вариант. Во всяком случае, выполнение первых четырех требований, в большинстве случаев удовлетворяет остальные и во всех случаях последнее—об устойчивой работе с ртутными колбами,

Современные практические схемы сглаживающих фильтров указаны на фиг. 109.

Первая из них (фиг. 109-а) с одним „катодным“ дросселем может употребляться как с кенотронами, так и с ртутными



Фиг. 109.

колбами. Будучи невыгодной в экономическом отношении и опасной в смысле перенапряжений, она применима только в установках такого рода, как, например, выпрямители для зарядки аккумуляторов.

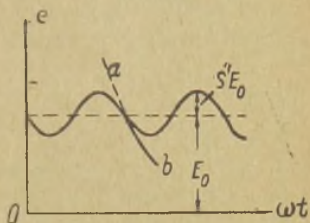
Вторая схема (фиг. 109-б) — Г-образная—также применима с кенотронами и ртутными колбами. Благодаря своим электрическим и экономическим свойствам эта схема наиболее употребительна в радиоустановках.

Третья—с одним конденсатором (фиг. 109-г), а равно четвертая—П-образная (фиг. 109-д)—применима только с кенотронами и для установок малой мощности. Применение их с газотронами также нельзя рекомендовать.

Пятая схема—„резонансного фильтра“ (фиг. 109-в)—экономически целесообразна для установок очень большой мощ-

ности и сравнительно невысокого напряжения. Она обычно применяется с металлическими ртутными выпрямителями на подстанциях электрических железных дорог.

Метод расчета 1, 2 и 5 схем фильтра можно свести к применению формул переменного тока для стационарного режима. Этим самым мы не будем учитывать односторонней проводимости вентиля, что, как было уже ранее показано, возможно, если только ток через вентиль, вычисленный по этим формулам, не принимает отрицательных значений. С физической стороны данное условие будет удовлетворено тогда, когда включение данного фильтра не влияет на величину постоянной слагающей выпрямленного тока¹⁾. В самом деле, обращаясь к фиг. 110 напряжения на конденсаторном фильтре, мы видим, что если показательная кривая $a-b$ пойдет ниже синусоиды выпрямленного напряжения, то напряжение на конденсаторе будет поддерживаться внешним источником, и ток из него будет протекать в прямом направлении через вентиль.



Фиг. 110.

Для этого, очевидно, необходимо, чтобы наибольший угол касательной, проведенной в любой точке показательной кривой, был больше максимального угла касательной к синусоиде, т. е.

$$\frac{d}{dt} \left[E_0 \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \right] > \frac{d}{dt} [-s' E_0 \sin m \omega t],$$

откуда, при $t=0$, имеем:

$$s' \cdot m \omega CR < 1 \dots \dots \dots (11)$$

Под ω подразумевается круговая частота сети, а под m — число выпрямляемых фаз.

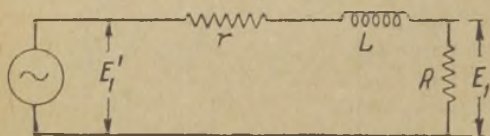
Основанием для вывода этой формулы, между прочим, служат те же соображения, что и в формуле (4), данной в § 3, для определения момента начала разряда конденсатора через внешнее сопротивление R . На практике условие (11) применимо и для Г-образного фильтра. Что же касается фильтра с одним дросселем, то применение формул переменного тока установившегося режима для него вполне возможно в силу соображений, указанных в § 5²⁾.

¹⁾ Вопрос, конечно, не касается влияния омического сопротивления дросселя.

²⁾ См. также § 4 гл. V.

Пользуясь указанным методом расчета, мы можем изменить действительную цепь выпрямителя эквивалентной, содержащей только переменную э. д. с. e_1' , сопротивление нагрузки и данный фильтр. Постоянная э. д. с. в этой схеме не обязательна, поскольку данный фильтр все равно не влияет на постоянную слагающую выпрямленного тока.

При расчете конденсатора для 3 схемы необходимо исходить из кривых заряда его от внешней э. д. с. через вентиль и разряда на сопротивление нагрузки. Очевидно, величина конденсатора будет определять не только переменные слагающие выпрямленного напряжения, но и постоянную слагающую его.



Фиг. 111.

Точно так же надлежит рассчитывать конденсатор C_1 в схеме 4. Конденсатор же C_2 и дроссель могут быть после этого рассчитаны по формулам переменного тока, как Г-образный фильтр. При этом за пульсацию при входе в Г-образную часть фильтра надлежит принимать пульсацию напряжения на конденсаторе C_1 . Разумеется, таким образом мы допустим некоторую ошибку, поскольку в действительности C_1 разряжается не просто через R , а на сложное сопротивление всей Г-образной части фильтра.

В качестве примера расчета по формулам переменного тока, определим коэффициент фильтрации схемы с одним дросселем (фиг. 109-а) Эквивалентная схема для этого случая дана на фиг. 111. Сопротивлением r обозначено внутреннее сопротивление источника.

Очевидно, когда введен дроссель, то мы имеем следующее напряжение первой гармоники на сопротивлении нагрузки:

$$E_1 = \frac{R}{\sqrt{(R+r)^2 + (m\omega L)^2}} \cdot E_1'$$

В отсутствие же дросселя оно равняется

$$E_1'' = \frac{R}{R+r} E_1'$$

Отсюда для коэффициента фильтрации имеем

$$u = \frac{E_1}{E_1''} = \frac{R+r}{\sqrt{(R+r)^2 + (m\omega L)^2}}$$

Обычно $u < 0,1$, тогда $(R+r) \ll (m\omega L)$, вследствие чего

$$L \cong \frac{R+r}{u \cdot m\omega} \dots \dots \dots (12)$$

Очень часто бывает $r \ll 0,1 R$, тогда

$$L \cong \frac{R}{um\omega} \dots \dots \dots (12')$$

В связи с указанным выражением (11), определяющим условие применимости формул переменного тока, необходимо отметить, что внешняя характеристика выпрямителя, имеющего Г-образный фильтр, приобретает особый вид. При холостом ходе, когда $I_0 = 0$, выпрямленное напряжение, или, что все равно, напряжение на конденсаторе, равно амплитуде выпрямляемого напряжения. При увеличении тока нагрузки E_0 первоначально сильно уменьшается и затем достигает своего нормального значения, когда сопротивление нагрузки R приобретет величину, удовлетворяющую условию (11) (см. также § 5 гл. V). Дальнейшее увеличение нагрузки может вызвать уменьшение E_0 только под влиянием внутреннего сопротивления вентилей и анодного трансформатора.

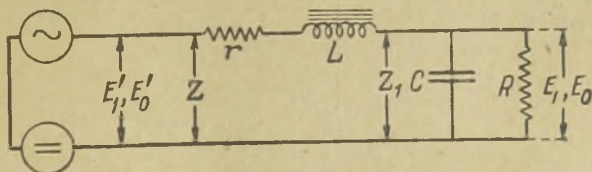
Напряжение выпрямителя при холостом ходе, обусловленное наличием конденсатора, будем в дальнейшем обозначать через E_{0x}' , как это уже было сделано в § 6 гл. III.

§ 8. Расчет Г-образного фильтра.

Пользуясь методом расчета по формулам переменного тока, обратимся к фиг. 112, где изображена выпрямительная схема в эквивалентном виде.

Напряжение переменной слагающей на нагрузке при отсутствии фильтра равно

$$E_1'' = E_1' \frac{R}{R+r},$$



Фиг. 112.

где E_1' — э. д. с., а r — внутреннее сопротивление всей установки, т. е. трансформатора и вентилях, перечисленное на цепь выпрямленного тока.

При включении фильтра напряжение переменной слагающей на нагрузке становится меньше, согласно выражению

$$E_1 = E_1' \frac{Z_1}{Z},$$

в котором Z — модуль полного сопротивления эквивалентной схемы, а Z_1 — разветвленной части ее. Коэффициент фильтрации теперь может быть представлен формулой

$$u = \frac{E_1}{E_1''} = \frac{Z_1}{Z} \frac{r+R}{R}.$$

Далее имеем

$$\bar{Z}_1 = \frac{R \cdot \left(-j \frac{1}{m \omega C} \right)}{R - j \frac{1}{m \omega C}}; \quad \bar{Z} = r + jm \omega L + \bar{Z}_1,$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}} &= \frac{R \cdot \left(-j \frac{1}{m \omega C} \right)}{(r + jm \omega L) \left(R - j \frac{1}{m \omega C} \right) + R \left(-j \frac{1}{m \omega C} \right)} = \\ &= \frac{R}{(R + r - m^2 \omega^2 LC \cdot R) + j(m \omega L + m \omega CRr)}, \end{aligned} \right\}$$

вследствие чего

$$u = \frac{r+R}{\sqrt{(R+r-m^2 \omega^2 LCR)^2 + (m \omega L + m \omega CRr)^2}} \quad (13)$$

Полученное выражение не дает возможности определить оба неизвестных L и C и, кроме того, оно мало наглядно. Примем следующие условные обозначения:

$$x = m^2 \omega^2 LC; \quad \eta = \frac{R}{r+R},$$

$$\rho^2 = \frac{L}{C}; \quad M_0 = \frac{\rho}{R+r}.$$

Тогда

$$m \omega C = \frac{\sqrt{x}}{\rho}; \quad m \omega L = \rho \sqrt{x}; \quad r = \frac{\rho}{M_0} (1 - \eta),$$

а предыдущее уравнение (13') может быть переписано в следующем виде:

$$\frac{1}{u^2} = (1 - \eta x)^2 + x \left[M_0 + \frac{\eta(1 - \eta)}{M_0} \right]^2.$$

Приводя его к нормальному виду квадратного уравнения относительно x , имеем

$$x^2 + \left\{ \left[\frac{M_0}{\eta} + \frac{1 - \eta}{M_0} \right]^2 - \frac{2}{\eta} \right\} x + \frac{1}{\eta^2} \left(1 - \frac{1}{u^2} \right) = 0.$$

Обозначая для сокращения письма

$$a = \left\{ \left[\frac{M_0}{\eta} + \frac{1 - \eta}{M_0} \right]^2 - \frac{2}{\eta} \right\}; \quad b = \frac{1}{\eta^2} \left(1 - \frac{1}{u^2} \right) = 0, \quad (14)$$

получаем

$$x = -\frac{a}{2} + \sqrt{\frac{a^2}{4} - b} \quad \dots \dots \dots (15)$$

Прибегая к принятым подстановкам

$$LC = \frac{x}{m^2 \omega^2}; \quad \frac{L}{C} = M_0^2 (R + r)^2; \quad (R + r) = \frac{R}{\eta},$$

окончательно получаем

$$L = \frac{M_0 R}{m \omega \cdot \eta} \sqrt{x} \quad \dots \dots \dots (16)$$

$$C = \frac{\eta}{m \omega \cdot M_0 R} \sqrt{x} \quad \dots \dots \dots (17)$$

Так как обычно $u \ll 1$, $M_0 \leq 0,5$, $0,5 < \eta < 1$, вследствие чего $a \ll b$ и $x = \frac{1}{\eta u}$, то те же формулы приближенно будут иметь вид

$$L \cong \frac{M_0 R}{m \omega \sqrt{u \eta} \cdot \eta} \quad \dots \dots \dots (16')$$

$$C \cong \frac{1}{m \omega \cdot M_0 \cdot R} \sqrt{\frac{\eta}{u}} \quad \dots \dots \dots (17')$$

Эти формулы можно применить для любого случая, когда дана дополнительно величина M_0 . С физической стороны M_0 представляет не что иное, как относительное перенапряжение, возникающее на конденсаторе во время обрыва тока нагрузки. Так как конденсаторы конструируются на испытательное напряжение, превосходящее нормальное рабочее напряжение всего лишь в два раза, то для сохранности конденсатора следует выбирать $M_0 < 1$; нижний предел M_0 , согласно физическому смыслу, равен нулю, так что

$$0 < M_0 < 1.$$

Выбирая минимальное значение M_0 , одни технические свойства фильтра (например, в смысле демодуляции) можно улучшить, а другие (броски тока при включении), наоборот, ухудшить. Точно так же при этом может изменяться полная стоимость фильтра. Поэтому, если нет другого задания для M_0 , то можно его подчинить требованию минимальной стоимости фильтра. Общая стоимость фильтра может быть выражена формулой

$$N = K_1 C + K_2 L \text{ рублей,}$$

в которой K_1 —стоимость 1 фарады емкости в рублях для данного напряжения E_0 , а K_2 —стоимость одного генри дросселя в рублях для данной силы I_0 тока. Так как размеры конденсатора определяются выражением запасаемой энергии $\frac{CE_0^2}{2}$, а дросселя—аналогично, $\frac{LI_0^2}{2}$, то до известных пределов величина K_1 пропорциональна E_0^2 , а K_2 пропорциональна I_0^2 . Но во всяком случае для одной и той же выпрямительной установки эти величины суть постоянные.

Пользуясь уравнениями (16') и (17'), получаем

$$N \cong \frac{\sqrt{\eta}}{m \omega R \sqrt{u}} \frac{K_1}{M_0} + \frac{R}{m \omega \eta \sqrt{\eta u}} M_0 K_2.$$

Эта функция имеет минимум, условие которого определяется из $N'_{M_0} = 0$, а именно

$$-\frac{K_1}{M_0^2} \frac{\sqrt{\eta}}{R} + \frac{R}{\eta \sqrt{\eta}} K_2 = 0,$$

откуда

$$M_0 \cong \frac{\eta}{R} \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} \dots \dots \dots (18)$$

Разумеется, этим уравнием можно пользоваться только тогда, когда оно дает $M_0 < 1$. В противном случае его придется отбросить. Применяя уравнения (16') и (17') вместе с найденным, можем найти L и C фильтра, не задаваясь произвольно величиной M_0 . Значения: m — числа фаз выпрямителя; η — его коэффициента полезного действия; ω — круговой частоты питающей сети, а также R и u , разумеется, должны перед этим определиться из общего расчета выпрямительной установки.

Пример расчета Г-образного фильтра.

$$\begin{aligned} \text{Дано: } E_0 &= 10 \text{ kV; } I_0 = 5 \text{ A; } \omega = 314, \\ m &= 6; \quad s = 0,06 \cdot 10^{-2}; \quad \eta = 0,95. \end{aligned}$$

Так как для шестифазного выпрямления $s' = 0,057$, то

$$u = \frac{0,06 \cdot 10^{-2}}{0,057} \cong 0,01.$$

Кроме того

$$R = \frac{10\,000}{5} = 2\,000 \text{ } \Omega.$$

Руководствуясь заводскими данными, имеем для $E_0 = 10 \text{ kV}$ $K_1 = 300 \cdot 10^6$ руб./фарада и для $I_0 = 5 \text{ A}$ — $K_2 = 300$ руб./генри, находим

$$M_0 \cong \frac{0,95}{2000} \sqrt{\frac{300 \cdot 10^6}{300}} \cong 0,47.$$

Далее, по формулам (16') и (17'),

$$L = \frac{0 \cdot 47 \cdot 2000}{6 \cdot 314 \cdot \sqrt{0,95^3}} \cdot \frac{1}{\sqrt{10^{-2}}} \cong 5,4 \text{ генри,}$$

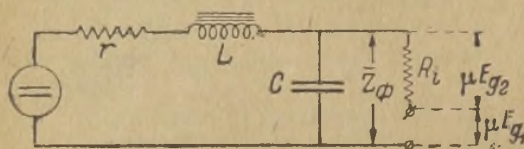
$$C = \frac{\sqrt{0,95}}{6 \cdot 314 \cdot 0,47 \cdot 2000 \cdot \sqrt{10^{-2}}} \cong 5,4 \text{ } \mu\text{F.}$$

§ 9. Проверка расчета Г-образного фильтра на демодуляцию.

Как уже было указано ранее, фильтр, рассчитанный по основному требованию, необходимо проверить в отношении удовлетворения других требований. Если фильтр обслуживает анодную цепь радиотелефонного передатчика с сеточной моду-

ляцией, то необходимо установить, не будет ли реактивное сопротивление выбранного фильтра нарушать эту модуляцию.

На фиг. 113 дана эквивалентная схема анодной цепи радиотелефонного передатчика с сеточной модуляцией. Модулирующее напряжение $e_{g1} = E_{g1} \sin \nu t$ перенесено в анодную



Фиг. 113.

цепь с умножением на коэффициент усиления μ и нагрузка представлена сопротивлением R_i , являющимся по существу внутренним сопротивлением лампового генератора перемен-

ному току модулирующей частоты. Эта величина должна быть определена по модуляционной характеристике $I_0 = f(E_g)$. Надо заметить, однако, что она мало отличается от $R = \frac{E_0}{I_0}$. Раз-

ница между R и R_0 может быть пояснена фиг. 114. Судя по ней, выходит, что

$$R = \operatorname{ctg} \alpha$$

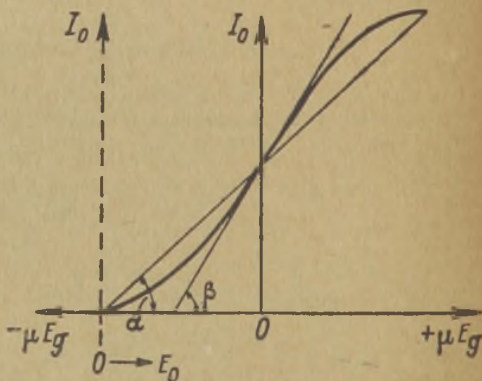
и

$$R_i = \operatorname{ctg} \beta.$$

Так как, далее, $\alpha < \beta$, то, очевидно,

$$R_i < R.$$

В среднем, можно принимать для расчета демодуляции



Фиг. 114.

$$R_i \cong 0,9 R + 0,95 R . .$$

Так как во время максимальной 100% модуляции анодный ток изменяется между значениями $I_{0\max} \cong 2 I_0$ и $I_{0\min} \cong 0,1 I_0 > 0$, то в эквивалентной схеме можно не изображать вентилей, а заменить их вместе с трансформатором источником постоянной э. д. с. E_0' с внутренним сопротивлением r . Очевидно, при отсутствии фильтра, почти все модулирующее напряжение μE_{g1} приходится на полезный участок R_i , точнее,

его большая часть, равная $E_{g1} \cdot \frac{R_i}{R_i + r}$. При наличии же фильтра эта часть, очевидно, меньше, ибо сопротивление Z_ϕ фильтра при круговой частоте ν поглощает некоторую долю всего напряжения. Пользуясь буквенными обозначениями, данными на фиг. 113, имеем

$$E_{g2} = E_{g1} \cdot \frac{R_i}{|R_i + Z_\phi|}$$

Отношение $\frac{E_{g2}}{E_{g1}}$, показывающее, насколько уменьшается модуляция по напряжению, назовем коэффициентом демодуляции и обозначим его через

$$D_M = \frac{E_{g2}}{E_{g1}} = \frac{R_i}{|R_i + Z_\phi|} \dots \dots \dots (19)$$

Модулирующая частота ν при концертной радиотелефонии лежит в пределах

$$2\pi \cdot 50 < \nu < 2\pi \cdot 10\,000$$

и при коммерческой

$$2\pi \cdot 300 < \nu < 2\pi \cdot 3000$$

Так как собственная резонансная частота фильтра лежит обычно около нижнего из указанных пределов, то, очевидно, при расчете величины Z_ϕ надо пользоваться минимальными значениями

$$\nu_{\min} \cong 2\pi \cdot 50 \cong 320.$$

и, соответственно,

$$\nu_{\min} = 2\pi \cdot 300 \cong 1900.$$

Резонансная частота фильтра, разумеется, должна быть меньше ν_{\min} , так что

$$\omega_{\text{рез}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{r^2 C}{L}} < \nu_{\min}.$$

Допустимое значение коэффициента демодуляции следует принять

$$D_M \geq 0,85 \div 0,95$$

Оно определяется допустимым спаданием нижнего конца частотной характеристики радиопередатчика.

Модуль $|R_i + \bar{Z}_\phi|$ может быть определен из уравнения

$$R_i + \bar{Z}_\phi = R_i + \frac{r + j \nu_{\min} L}{(1 - \nu_{\min}^2 LC) + j \nu_{\min} Cr} \dots (20)$$

При совпадении резонансной частоты фильтра со значением ν_{\min} , т. е.

$$\nu_{\min} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{r^2 C}{L}} \cong \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

сопротивление его

$$Z_\phi = \frac{L}{rC}$$

из-за малости r оказывается очень велико, и наступает недопустимая демодуляция. По этой причине приходится выбирать $\frac{1}{\sqrt{CL}}$ примерно в два раза меньше, чем ν_{\min} . Тогда \bar{Z}_ϕ можно находить, с достаточной степенью точности, по формуле

$$Z_\phi \cong \frac{1}{\nu_{\min} C}$$

или

$$|R_i + \bar{Z}_\phi| = \sqrt{R_i^2 + \left(\frac{1}{\nu_{\min} C}\right)^2} \dots (20')$$

В этих условиях требование $D_M \geq 0,95$ будет эквивалентно с выражением

$$\frac{R_i}{\sqrt{R_i^2 + \left(\frac{1}{\nu_{\min} C}\right)^2}} = D_M; \quad \nu_{\min} C R_i = \frac{D_M}{\sqrt{1 - D_M^2}} = \frac{0,95}{\sqrt{1 - 0,95^2}}$$

или

$$\nu_{\min} C R_i \geq 3 \dots (21)$$

Часто случается так, что для удовлетворения коэффициента демодуляции приходится брать большее значение C , чем то, которое требуется по формуле (17).

Если радиотелефонная передача такова, что во время пауз анодный ток близок к нулю, а появляется только во время модуляции¹⁾, то вопрос о расчете фильтра на демодуляцию

¹⁾ Например, так называемая система „постоянного коэффициента модуляции“ или система без несущей частоты.

необходимо расширять. В этих случаях играет важную роль вопрос прохождения „нижайших“ или „амплитудных“ частот модуляции. Если обратиться к фиг. 115, то можно увидеть разницу в характере анодных токов при обычной системе модуляции и при указанной. На фиг. 115 б пунктиром отмечена кривая, которая выше названа „амплитудной“ частотой. Если отрывисто и периодически, появляется однтонная модуляция, например, в 100 Hz, то в анодном токе обычной установки практически мы не наблюдаем иикакого другого тона, кроме 100-периодного (фиг. 115-а). В передатчике же суказанной системой периодическое возникновение и уничтожение модуляции, кроме 100 Hz, дает добавочную переменную слагающую с большим периодом (фиг. 115-б).

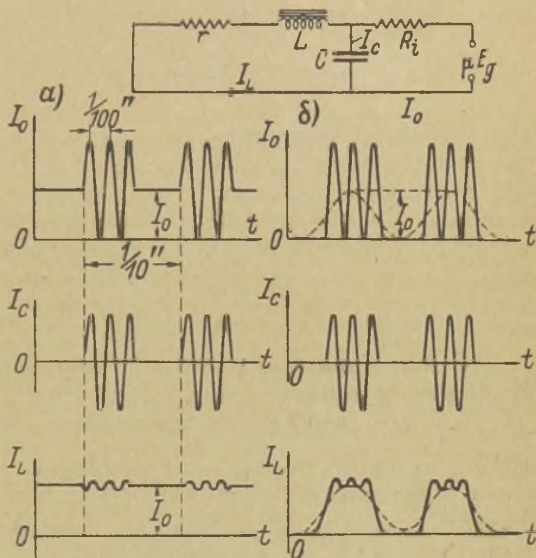
Само собой разумеется, что фильтр должен быть так рассчитан, чтобы эти „нижайшие“ частоты не давали демодуляции. Можно полагать, что они занимают диапазон от 0 до 10 Hz; тогда резонансная частота фильтра такого передатчика должна, очевидно, лежать в пределах

$$2\pi 10 < \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{r^2 C}{L}} < 2\pi 50$$

для радиовещательных концертных передатчиков, и

$$2\pi 10 < \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{r^2 C}{L}} < 2\pi 300$$

для передатчиков коммерческой связи.



Фиг. 115.

Фиг. 115-6 показывает, что „нижайшие“ частоты должны проходить по индуктивной ветви фильтра, а звуковые — по емкостной.

Если допустить

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{r^2 C}{L}} \geq 2(2\pi 10),$$

то, очевидно, аналогично уравнению (21) имеем

$$\frac{R_i}{2\pi 10 L} \geq 3 + 2 \dots \dots \dots (22)$$

Необходимо отметить, что расчет выпрямителя для передатчика без несущей частоты или подобной ей по характеру потребляемого анодного тока должен вестись по средней величине последнего. Выпрямитель должен при этом выдерживать, по крайней мере, получасовую перегрузку, необходимую для регулировки передатчика на максимальную пиковую мощность.

§ 10. Проверка расчета Г-образного фильтра на коэффициент использования мощности трансформатора и на амплитуду тока через вентиль.

Как известно, в основном коэффициент использования мощности определяется соотношением действующих и средних значений токов и напряжений в выпрямительной схеме. В § 9 главы III был уже показан элементарный случай того, как влияет на это соотношение сглаживающий дроссель. Числа, показанные в § 7 главы III, выведены в предположении, что форма тока, проходящего по обмоткам трансформатора, соответствует естественной пульсации выпрямленного тока, т. е. случаю отсутствия фильтра. Включение сглаживающего фильтра в виде „катодного“ дросселя увеличивает коэффициент использования. Включение одного конденсатора, наоборот, уменьшает его и, наконец, включение Г-образного фильтра может повлечь и то и другое, в зависимости от соотношения L и C .

В качестве примера приведем определение расчетной мощности трансформатора для схемы, указанной на фиг. 116. Благодаря наличию фильтра, амплитуда гармоник в выпрямленном токе стала меньше, $I \cong I_0$; вследствие этого импульс тока через вентиль и обмотки трансформатора теперь при-

близается по форме к прямоугольнику. Очевидно, эффективное значение вторичного тока

$$I_2 \cong \frac{I_0}{\sqrt{2}},$$

а поэтому расчетная мощность II обмотки трансформатора равна

$$P_2 = 2 \varepsilon_{2\Phi} J_2 = 2 \cdot \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_0}{\sqrt{2}} = 2 \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} E_0 \cdot \frac{I_0}{\sqrt{2}} \cong 1,57 P_0,$$

и отношение

$$\frac{P_2}{P_0} \cong 1,57 < 1,75$$

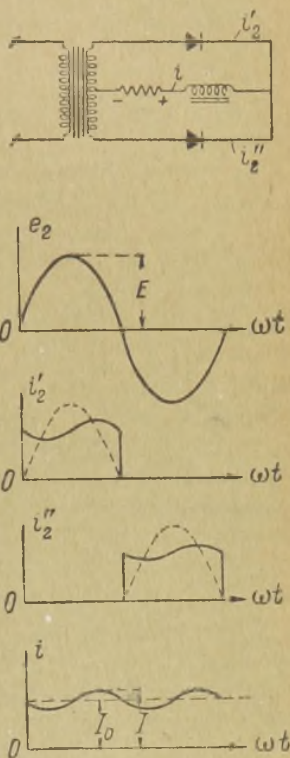
меньше указанного в таблице § 7 главы III.

Форма импульса тока во вторичной обмотке трансформатора для случая многофазной схемы с Г-образным фильтром показана на фиг. 117. При этом диаграмма 117-а дана для сравнения, и она отвечает случаю работы без фильтра. Диаграмма 117-б соответствует работе с фильтром, у которого полное сопротивление эквивалентной схемы Z для первой гармоники пульсации больше, чем $R+r$, а поэтому амплитуда этой гармоники стала меньше. Это, в свою очередь, увеличивает коэффициент использования трансформатора. Диаграмма 117-в изображает, наоборот, противоположный случай, когда

$$Z < (R+r),$$

и амплитуда гармоники увеличивается; вместе с тем коэффициент использования падает. Ток i в выпрямительной цепи до фильтра при этом больше пульсирует, чем без фильтра.

Воспользовавшись данными, указанными на фиг. 117-б и 117-в, произведем расчет вторичной мощности трансформатора.



Фиг. 116.

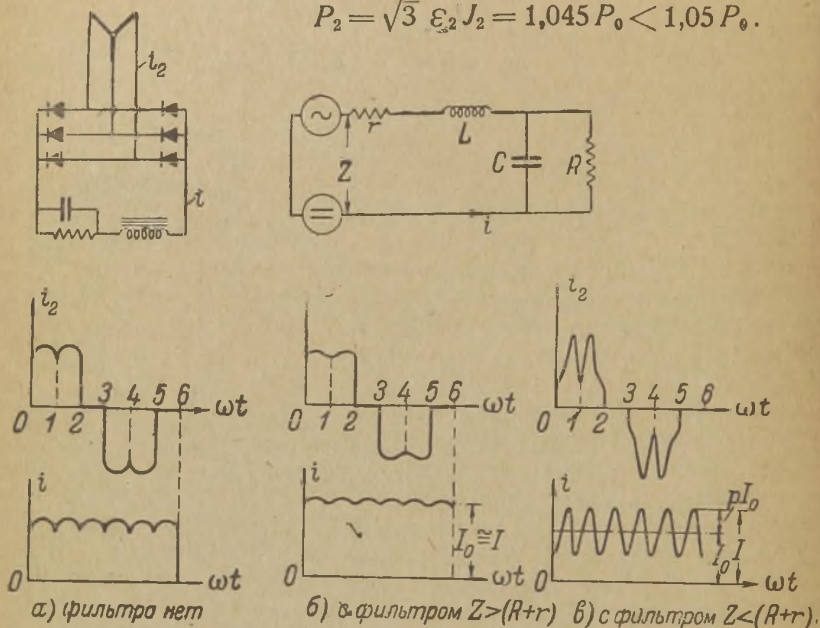
Случай а) $Z > (R+r)$.

Пренебрегая пульсациями тока i , получим

$$I \cong I_0; \quad J_2 \cong I_0 \sqrt{\frac{4}{6}}.$$

Из таблицы § 7 главы III $\varepsilon_2 = 0,74 E_0$, откуда имеем

$$P_2 = \sqrt{3} \varepsilon_2 J_2 = 1,045 P_0 < 1,05 P_0.$$



Фиг. 117.

Случай б) $Z < (R+r)$.

Учитывая прямоугольные импульсы с наложением на них синусоидальной пульсации, мы получаем большее значение действующего тока J_2 при той же величине I_0 . В самом деле, пусть амплитуда синусоиды составляет pI_0 , тогда

$$I = (1+p)I_0;$$

$$J_2 = \sqrt{\frac{4I_0^2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} (1+p \sin m\omega t)^2 d(m\omega t)} = I_0 \sqrt{\frac{4}{6} \left(1 + \frac{p^2}{2}\right)}.$$

При $p = 0,5$,

$$J_2 \cong I_0 \sqrt{\frac{4}{6}} \cdot 1,06$$

и

$$P_2 \cong 1,11 \cdot P_0 > 1,05 P_0,$$

т. е. в этом случае оказывается, что вторичная расчетная мощность больше, чем при отсутствии фильтра.

Надо отметить, что уменьшение коэффициента использования идет медленно по сравнению с ростом величины p , которая может быть приближенно выражена через отношение

$$(R + r) : Z.$$

При отсутствии фильтра, когда общее сопротивление цепи равно $(R + r)$, относительная величина амплитуды основной гармоники пульсации составляет s' . Введение фильтра изменяет общее сопротивление эквивалентной схемы для переменной слагающей до величины Z . Поэтому, новое значение пульсации тока i , очевидно,

$$p = s' \frac{R + r}{Z}.$$

Если уменьшение коэффициента использования мощности трансформатора с введением фильтра допускать в пределах $\sim 1\%$, то для этого величину отношения $\frac{R + r}{Z}$ можно рассчитать, исходя из того, что увеличение расчетной мощности трансформатора определяется увеличением $\sqrt{1 + \frac{p^2}{2}}$ по сравнению с $\sqrt{1 + \frac{s'^2}{2}}$, ибо от этого в конечном счете зависит увеличение действующего значения тока J_2 , определяющего P_2 . Поэтому можно написать

$$1,01 \sqrt{1 + \frac{s'^2}{2}} \cong \sqrt{1 + \frac{p^2}{2}}$$

или

$$\frac{R + r}{Z} \leq 1,01 \sqrt{1 + \frac{0,04}{s'^0}}.$$

Для $m = 6$, $s' = 0,057$, вследствие чего имеем

$$\frac{R+r}{Z} \leq 3,5, \quad \text{а } p \cong 0,21.$$

Для двухполупериодной схемы однофазного тока

$$m = 2, \quad s' = 0,67,$$

поэтому

$$\frac{R+r}{Z} \leq 1,06, \quad p \cong 0,7.$$

Примеры показывают, что в некоторых случаях, как-то для $m = 6$, относительная пульсация тока i до фильтра может быть увеличена с 0,057 до 0,21 без заметного понижения коэффициента использования мощности трансформатора. Однако, надо помнить, что такое повышение пульсации связано с увеличением максимального (пикового) тока $I = I_0(1+p)$ и поэтому не всегда возможно. Например, при установке газотронов с максимально допустимым током, превышающим I_0 ровно настолько, сколько указано в таблице соотношений в § 7 главы III, очевидно, необходимо удовлетворить требование

$$\frac{R+r}{Z} \leq 1 \quad \dots \dots \dots (25)$$

Согласно формулам, приведенным в начале § 8,

$$Z = \sqrt{\frac{[r+R - \omega^2 CLR]^2 + [m\omega L + m\omega CRr]^2}{1 + m^2\omega^2 C^2 R^2}} \quad \dots \dots \dots (25')$$

Во многих случаях практики можно полагать, что

$$Z \cong m\omega L \quad \dots \dots \dots (25'')$$

§ 11. Проверка расчета Г-образного фильтра на неустановившийся режим токов и напряжений.

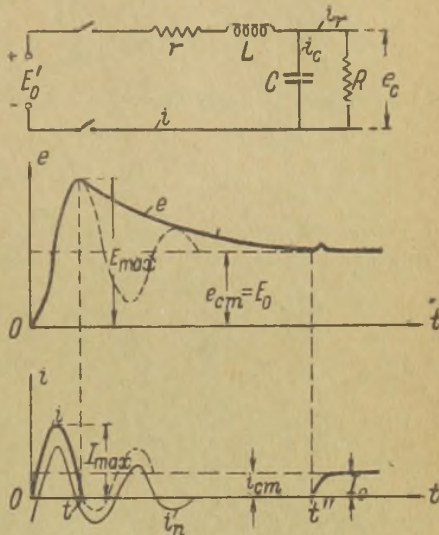
Независимо от указанного в § 4 настоящей главы анализа явлений в цепи с переменным внешним напряжением, содержащей вентиль и Г-образный фильтр, необходимо рассмотреть явления в такой же цепи, но с постоянным внешним напряжением (см. фиг. 118). Подобная цепь может быть принята за эквивалентную схему выпрямителя, когда надлежащим соотношением $\omega_0 < m\omega$ обеспечена равномерная нагрузка всех

вентилей и фазных обмоток трансформатора, и когда ток i установившегося режима больше нуля.

Явления тока и напряжения, возникающие в выпрямительной схеме при включении или выключении нагрузки, а равно и при включении первичной обмотки трансформатора на сеть, сопровождаются процессами нестационарного режима. Само собой разумеется, что в фильтре должны быть при этом предотвращены опасные перенапряжения и чрезмерные броски тока.

Случай 1. Включение.

Проанализируем вначале пуск в ход выпрямительной установки выключателем, расположенным до фильтра, но безразлично, в первичной ли или во вторичной обмотке трансформатора. Фиг. 118 как раз дает необходимую для этого случая эквивалентную схему.



Фиг. 118.

Применяя метод дифференциальных уравнений и разделяя ток и напряжение на стационарные и переходные

$$i = i_{ст} + i_a = I_0 + i_p \dots \dots \dots (a)$$

$$e = e_{ст} + e_n = E_0 + e_a, \dots \dots \dots (б)$$

имеем для нахождения тока

$$E_0' = ir + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i_c dt \dots \dots \dots (в)$$

$$\frac{1}{C} \int i_c dt = i_r \cdot R \dots \dots \dots (г)$$

$$i_c + i_r = i \dots \dots \dots (д)$$

Под E_0' разумеется э. д. с. выпрямительной установки и под r — внутреннее сопротивление вентилей, трансформатора и т. д. Индуктивностью рассеяния трансформатора, малой по сравнению с L , пренебрегаем.

Дифференцируя (в) по t и заменяя i_r и i_c через i помощью уравнений (г) и (д), получим

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{1}{L} \left(r + \frac{L}{RC} \right) \frac{di}{dt} + \frac{i}{LC} \left(1 + \frac{r}{R} \right) = \frac{E_0'}{RLC} \quad \dots (e)$$

Для стационарного значения тока имеем

$$i_{ст} = I_0 = \frac{E_0'}{R+r} \quad \dots \dots \dots (ж)$$

Для переходного тока надо решить уравнение (е) с подстановкой i_n вместо i и правой частью равной нулю, а именно

$$\frac{d^2 i_n}{dt^2} + \frac{1}{L} \left(r + \frac{L}{RC} \right) \frac{di_n}{dt} + \frac{i_n}{LC} \left(1 + \frac{r}{R} \right) = 0 \quad \dots (з)$$

Если

$$\frac{\left(r + \frac{L}{RC} \right)^2}{4L^2} < \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r}{R} \right),$$

то решение такого уравнения имеет вид

$$i_n = A_1 \epsilon^{\gamma_2 t} + A_2 \epsilon^{\gamma_1 t},$$

где

$$\gamma_{1,2} = -\alpha \pm j \omega_0.$$

Далее при замене

$$r + \frac{L}{CR} = R' \quad \dots \dots \dots$$

имеем

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{R'}{2L}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r}{R} \right) - \frac{R'^2}{4L^2}} \quad \dots \quad (26) \\ \alpha^2 + \omega_0^2 &= \left(1 + \frac{r}{R} \right) \frac{1}{LC} \quad \dots \dots \dots \end{aligned} \right\}$$

Делая дальнейшие подстановки, получаем

$$i_n = \left(A_1 \epsilon^{-j \omega_0 t} + A_2 \epsilon^{+j \omega_0 t} \right) \epsilon^{-\alpha t}.$$

Так как

$$\varepsilon^{-j\omega_0 t} = \cos \omega_0 t - j \sin \omega_0 t$$

и

$$\varepsilon^{+j\omega_0 t} = \cos \omega_0 t + j \sin \omega_0 t,$$

то

$$i_n = [(A_1 + A_2) \cos \omega_0 t + j(A_2 - A_1) \sin \omega_0 t] \cdot \varepsilon^{-\alpha t}.$$

Пусть

$$(A_1 + A_2) = I_n \sin \varphi,$$

$$j(A_2 - A_1) = I_n \cos \varphi;$$

тогда

$$i_n = I_n \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi),$$

а

$$i = \frac{E_0'}{R+r} + I_n \varepsilon^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi) \dots (27)$$

Дифференциальное уравнение напряжения на конденсаторе в связи с (в) гласит

$$e = \frac{1}{C} \int i_c dt = E_0' - ir - L \frac{di}{dt}.$$

Подставляя сюда значение тока из уравнений (а) и (ж), имеем

$$e = \frac{R}{R+r} E_0' - r I_n \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi) - \\ - L \cdot I_n \cdot \varepsilon^{-\alpha t} [\omega_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) - \alpha \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi)]$$

или

$$e = \frac{R}{R+r} E_0' - r I_n \varepsilon^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi) + \\ + \frac{I_n \cdot L \varepsilon^{-\alpha t}}{\sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r}{R}\right)}} \sin\left(\omega_0 t + \varphi - \arctg \frac{\omega_0}{\alpha}\right) \dots (28)$$

Для нахождения постоянных интегрирования будем помнить, что при $t=0$, $i_{(0)}=0$ и $e_{(0)}=0$ ¹⁾, а

$$i_{ст(0)} = \frac{E_0'}{r+R} = I_0, \quad e_{ст(0)} = E_0' \frac{R}{r+R} = E_0.$$

¹⁾ Энергия, определяемая через $\frac{Li^2}{2}$ и $\frac{Ce^2}{2}$, не может быть мгновенно передана источником в цепь.

Поэтому, подставляя в уравнения (27), (28) $t=0$ и пользуясь тем, что $\varepsilon^{-\alpha 0} = 1$, получаем

$$0 = \frac{E_0'}{r+R} + I_n \sin \varphi,$$

$$0 = E_0' \frac{R}{r+R} - r I_n \sin \varphi - \omega_0 L I_n \cos \varphi + \alpha L I_n \sin \varphi.$$

Из этих двух уравнений теперь уже легко найти I_n и φ

$$I_n \cdot \sin \varphi = -\frac{E_0'}{r+R} \dots \dots \dots (и)$$

$$\omega_0 L I_n \cos \varphi = E_0' \frac{R}{r+R} + E_0' \frac{r}{R+r} - \frac{\alpha L}{r+R} E_0'$$

или

$$I_n \cos \varphi = \frac{E_0'}{\omega_0 L} \frac{R+r-\alpha L}{r+R} \dots \dots \dots (к)$$

Деля (и) на (к), имеем

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{\omega_0 L}{R+r-\alpha L} \dots \dots \dots (29)$$

Возведя в квадрат и сложив $I_n \sin \varphi$ и $I_n \cos \varphi$, имеем

$$I_n = \frac{E_0'}{r+R} \sqrt{1 + \left(\frac{R+r-\alpha L}{\omega_0 L} \right)^2} \dots \dots \dots (30)$$

Во многих случаях практики: $r \ll R$; $\omega_0 L < R$; $\alpha \ll \omega_0$, тогда

$$I_n \cong \frac{E_0'}{\omega_0 L} \cong E_0' \sqrt{\frac{C}{L}}, \dots \dots \dots (30')$$

$$\operatorname{tg} \varphi \cong \frac{\omega_0 L}{R+r}, \dots \dots \dots (29')$$

$$\operatorname{arctg} \frac{\omega_0}{\alpha} \cong \frac{\pi}{2},$$

а значит,

$$i = \frac{E_0'}{r+R} + E_0' \sqrt{\frac{C}{L}} \varepsilon^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi), \dots \dots \dots (31)$$

$$e = E_0' \left[\frac{R}{R+r} - \varepsilon^{-\alpha t} \cos(\omega_0 t + \varphi) \right] \dots \dots \dots (32)$$

Такие решения имеют место, как уже оговорено, в случае периодического характера цепи. В аperiodической цепи e и i имеют другой закон изменения во времени, и, в силу того, что при этом не возникает перенапряжений, исследование их не интересно.

Найденные уравнения тока и напряжения (27), (28), (31), (32) изображены на фиг. 118. Они будут, конечно, действительны только до тех пор, пока ток не падает ниже нуля. Начиная же с такого момента t' , напряжение на конденсаторе изменяется по показательной кривой разряда. Ток через вентиль от t' до t'' , пока $e > E_0'$, остается равным нулю. Пунктирные кривые показывают процесс, каким бы он был в том случае, если бы в цепи не было вентиля, а источником служила, например, динамомашина постоянного тока.

Практический интерес представляют максимальные значения e и i . E_{\max} , очевидно, нельзя допускать больше той величины, которая обеспечена запасом электрической прочности конденсатора. Что касается I_{\max} , то он также ограничивается допустимым пиковым током. Для газотронов нельзя превосходить известный максимум тока, при котором начинается разрушение катода, для ртутных колб также полезно ограничить I_{\max} , для сохранности выводных впаев в стекле. Ограничение I_{\max} полезно и для общей электротехнической аппаратуры, например, для масляных выключателей, во избежание бесполезного автоматического выключения. Наконец, ограничение кратковременных ударов тока в мощных установках полезно как мера защиты мощных трансформаторов от повреждений под действием электродинамических усилий, возникающих в катушках.

Не трудно видеть, что I_{\max} наступает через

$$t \cong \frac{1}{4} \cdot T = \frac{1}{4} \frac{2\pi}{\omega_0},$$

а E_{\max} через

$$t \cong \frac{1}{2} T = \frac{1}{2} \cdot \frac{2\pi}{\omega_0}.$$

Поэтому

$$I_{\max} = \frac{E_0'}{r + R} + E_0' \sqrt{\frac{C}{L}} e^{-\frac{\alpha T}{4}} \dots \dots \dots (33)$$

$$E_{\max} = E_0' \left[1 + e^{-\frac{\alpha T}{2}} \right] \dots \dots \dots (34)$$

Последняя формула показывает, что напряжение на конденсаторе, при пуске установки в ход, в наихудшем случае может достигнуть двойной величины по сравнению с рабочим напряжением. Хотя конденсаторы по техническим требованиям должны выдерживать двойное напряжение, однако, полезно для повышения надежности действия всей установки в целом,

ограничить это перенапряжение более низким значением. Действительно, спустя полпериода, напряжение на вентиле в некоторых схемах может оказаться равным почти тройной величине выпрямленного напряжения (см. фиг. 119). В схеме Гретца это перенапряжение окажется на двух вентилях, включенных последовательно.

С другой стороны, совершенно необходимо определенным образом понизить величину I_{\max} ,

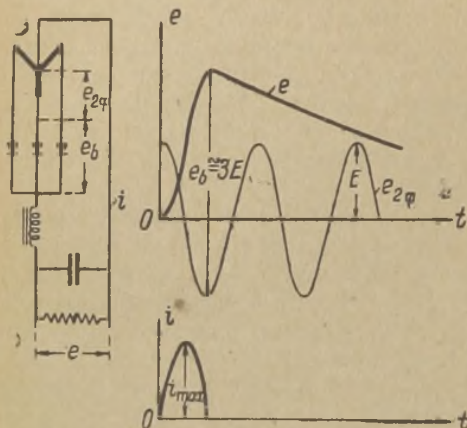
которая, как показывает формула 33, может при неудачном выборе отношения $\sqrt{\frac{C}{L}}$ во много раз превзойти величину рабочего тока.

Если проверка расчета фильтра по формуле (33) дает

$$I_{\max} > 2 I_0 \text{ для ртутных выпрямителей и}$$

$$I_{\max} > I_{\max \Gamma} \text{ для газотронных выпрямителей,}$$

где $I_{\max \Gamma}$ — допустимый пиковый ток для данного типа газотронов, то необходимо уменьшить отношение $\frac{C}{L}$, а если это невозможно по другим причинам, то применить пусковые сопротивления. Такие сопротивления можно включать либо в цепь выпрямленного тока, либо в цепь переменного тока, и через несколько секунд после включения замыкать коротко



Фиг. 119.

Величина пускового сопротивления, в случае схемы, изображенной на фиг. 120, может быть определена из соотношения

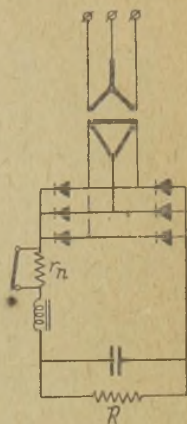
$$\left[\frac{E_0'}{r+r_n+R} + E_0' \sqrt{\frac{C}{L}} e^{-\frac{\alpha' T}{4}} \right] \leq 2I_0 + I_{\max} \Gamma, \dots (35)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \alpha' &= \left(r+r_n + \frac{L}{CR} \right) \frac{1}{2L} \\ \frac{2\pi}{T'} &= \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r+r_n}{R} \right) - \alpha'^2} \end{aligned} \right\} \dots (26')$$

Пусковые сопротивления излишни, когда установка снабжается регулировочным приспособлением в виде потенциального регулятора, ступенчатого трансформатора и т. п.

Проверять установку на перенапряжение и бросок тока следует для пуска ее как на полную нагрузку, так и на холостой ход, т. е. при $R \rightarrow \infty$.

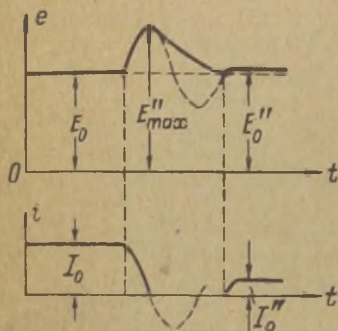
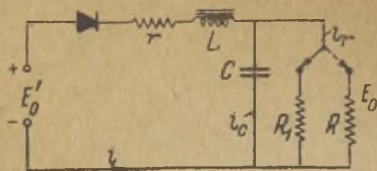


Фиг. 120.

Случай 2. Выключение.

Проанализируем процессы, возникающие в выпрямительной цепи при снятии нагрузки. Прежде всего необходимо заметить, что выключение постоянного тока ни в коем случае не следует производить до конденсатора. Если, например, предполагается анодная манипуляция, то соответствующее реле можно включить лишь между конденсатором и нагрузкой. Это позволит избежать чрезмерных перенапряжений на дросселе, так как магнитная энергия, переходя после обрыва тока в электрическую, может пойти на заряд сравнительно большой емкости C . Напряжение на конденсаторе от этого, конечно, возрастает, но при правильном выборе отношения $\frac{C}{L}$ не достигнет опасных значений. Совершенно выключать установку целесообразнее всего на стороне переменного тока.

Как для указанной системы манипуляции, так и для случая сеточной манипуляции, при которой ключ помещается в цепь сетки, эквивалентная схема может быть представлена фиг. 121.



Фиг. 121.

Положение переключателя на R соответствует нормальной нагрузке выпрямителя или „нажатому“ ключу, положение же переключателя на R_1 — частичной или полной разгрузке при „отжатом“ ключе. Полному обрыву тока, очевидно, соответствует $R_1 = \infty$.

Так как по своему общему характеру цепь, изображенная на фиг. 121, не отличается от изображенной на фиг. 118, то, очевидно, основные дифференциальные уравнения у них совпадают. Разница лишь в интеграционных постоянных, которые зависят от начальных условий.

Для режима „отжатого“ ключа можем написать уравнения

$$i = i_{cr} + i_n = \frac{E_0'}{r + R_1} + i_n = I_0'' + i_n,$$

$$e = e_{cr} + e_n = E_0' \frac{R_1}{R_1 + r} + e_n = E_0'' + e_n,$$

$$R' = r + \frac{L}{R_1 C}; \quad \alpha = \frac{R'}{2L}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r}{R_1}\right) - \alpha^2}, \quad (36)$$

$$i = I_0'' + I_n \varepsilon^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi), \quad \dots \dots \dots (37)$$

$$e = E_0'' - I_n r \varepsilon^{-\alpha t} \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi) - I_n L \varepsilon^{-\alpha t} [\omega_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) - \alpha \sin(\omega_0 t + \varphi)], \quad \dots (38)$$

ИЛИ

$$e = E_0'' - I_n r \varepsilon^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi) + \frac{I_n \cdot L \varepsilon^{-\alpha t}}{\sqrt{\frac{1}{CL} \left(1 + \frac{r}{R_1}\right)}} \sin\left(\omega_0 t + \varphi - \text{arctg} \frac{\omega_0}{\alpha}\right), \quad \dots (38')$$

В момент $t = 0$,

$$i_{(0)} = I_0 = \frac{E_0'}{R+r} \quad \text{и} \quad e_0 = E_0 = E_0' \frac{R}{R+r},$$

поэтому предыдущие уравнения дают

$$I_0 - I_0'' = I_n \sin \varphi,$$

$$E_0'' - E_0 = E_n \cdot r \cdot \sin \varphi + \omega_0 L I_n \cos \varphi - \alpha L I_n \cdot \sin \varphi,$$

$$I_n \cos \varphi = (I_0 - I_0'') \left(\frac{\alpha}{\omega_0} - \frac{r}{\omega_0 L} \right) + \frac{E_0'' - E_0}{\omega_0 L}.$$

Отсюда

$$\operatorname{ctg} \varphi = \left(\frac{\alpha}{\omega_0} - \frac{r}{\omega_0 L} \right) + \frac{1}{\omega_0 L} \frac{E_0'' - E_0}{I_0 - I_0''} \dots \dots (39)$$

$$I_n = \sqrt{(I_0 - I_0'')^2 + \left[(I_0 - I_0'') \left(\frac{\alpha}{\omega_0} - \frac{r}{\omega_0 L} \right) + \frac{E_0'' - E_0}{\omega_0 L} \right]^2} \quad (40)$$

Во многих случаях практики

$$R_1 \gg r; \quad \frac{E_0'' - E_0}{\omega_0 L} \cong 0; \quad \frac{\alpha}{\omega_0} \cong 0; \quad \frac{r}{\omega_0 L} \cong 0.$$

Тогда

$$\varphi \cong \frac{\pi}{2} \quad \text{и} \quad I_n = I_0 - I_0'' \dots \dots \dots (40')$$

Поэтому

$$i = I_0' + (I_0 - I_0'') e^{-\alpha t} \cos \omega_0 t, \dots \dots \dots (37')$$

$$e = E_0'' + (I_0 - I_0'') \sqrt{\frac{L}{C}} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t \dots \dots \dots (38')$$

Найденные уравнения относятся, конечно, к случаю периодической цепи, удовлетворяющей условию

$$\left(r + \frac{L}{R_1 C} \right) \leq 2 \sqrt{\frac{L}{C} \left(1 + \frac{r}{R_1} \right)},$$

которому обычно удовлетворяют практические схемы.

Диаграммы, данные на фиг. 121, показывают действительное изменение e и i во времени, с учетом вентиля. Как и следовало ожидать, напряжение на конденсаторе при уменьшении тока повышается и в основном определяется отношением $\frac{L}{C}$. При полном обрыве тока перенапряжение может достигнуть опасных значений и при конденсаторе, не имеющем утечки, держаться сколь угодно долго. Исходя из этого обстоятельства, при выводе расчетных формул (16), (17) для L и C , мы выбирали это отношение так, чтобы максимальное напряжение ни в коем случае не превышало двойной величины стационарного рабочего напряжения. В самом деле, максимальное значение e наступает примерно через четверть периода после „отжатия“ ключа. Согласно формуле 38', оно равняется

$$E''_{\max} = E'_0 + (I_0 - I'_0) \sqrt{\frac{L}{C}} \varepsilon^{-\frac{\alpha T}{4}},$$

а при полном обрыве тока

$$E''_{\max} = E'_0 + I_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \varepsilon^{-\frac{\alpha T}{4}}$$

Относительная же величина его

$$\frac{E''_{\max}}{E'_0} = 1 + \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R+r} = 1 + M_0 \dots \dots \dots (41)$$

Наконец, относительная величина переинтерпретации выразится формулой

$$M_0 = \frac{E''_{\max} - E'_0}{E'_0} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R+r} \dots \dots \dots (41')$$

принятой нами для расчета L и C (см. формулы 16, 17).

При выключении нагрузки помощью выключателя, расположенного на стороне первичной обмотки трансформатора, неустановившийся режим оказывается более благоприятным, чем в предыдущем случае. Разница будет заключаться в том, что, благодаря большому множителю затухания, свободные колебания быстро затухают без большого перенапряжения на

конденсаторе. Уравнения тока и напряжения для данного случая гласят

$$i = i_{cr} + i_n = i_n,$$

$$e = e_{cr} + e_n = e_n,$$

$$R' = r + \frac{L}{CR}; \quad \alpha = \frac{R'}{2L}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r}{R}\right) - \alpha^2} \quad (42)$$

$$i = I_n \varepsilon^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi) \dots \dots \dots (43)$$

$$e = -I_n \cdot r \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi) -$$

$$-I_n L \varepsilon^{-\alpha t} [\omega_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) - \alpha \sin(\omega_0 t + \varphi)] \dots (44)$$

В момент $t = 0$;

$$i_{(0)} = I_0; \quad e_{(0)} = E_0,$$

поэтому из предыдущих уравнений находим

$$I_n \sin \varphi = I_0$$

$$I_n \cos \varphi = \left(\frac{\alpha}{\omega_0} - \frac{r}{\omega_0 L} \right) I_0 - \frac{E_0}{\omega_0 L}.$$

Отсюда

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega_0 L}{\alpha L - (r + R)} = -\frac{\omega_0 L}{r + R - \alpha L}, \dots \dots (45)$$

$$I_n = I_0 \sqrt{1 + \frac{[\alpha L - (r + R)]^2}{\omega_0^2 L^2}} \dots \dots \dots (46)$$

Когда

$$r \ll R; \quad \alpha \ll \omega_0,$$

то приближенно

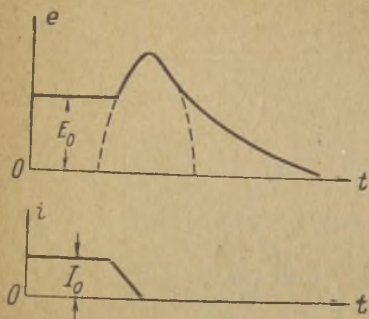
$$i \cong I_0 \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega_0 L}\right)^2} \varepsilon^{-\alpha t} \cos(\omega_0 t + \psi), \dots \dots (43')$$

$$e \cong \omega_0 L I_0 \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega_0 L}\right)^2} \varepsilon^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \psi), \dots \dots (44')$$

где

$$\psi = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\omega_0 L}{r + R - \alpha L} \dots \dots \dots (45')$$

На фиг. 122 эти уравнения изображены графически, причем учтено, что цепь содержит электрический вентиль. Найденные уравнения и диаграммы подтверждают, что выключение в цепи переменного тока сопровождается небольшим перенапряжением на конденсаторе. Заменяв



Фиг. 122.

$$\sqrt{\frac{L}{C}}: R \cong M_0,$$

имеем

$$\omega_0 L I_0 \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega_0 L}\right)^2} = E_0 \sqrt{M_0^2 + 1},$$

вследствие чего

$$e = E_0 \sqrt{1 + M_0^2} e^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \psi).$$

Очевидно, предельное значение E_{\max} в данном случае

$$E_{\max} \cong E_0 \sqrt{1 + M_0^2} < E_0 (1 + M_0), \dots (47)$$

меньше того, что мы имели по формуле (41) для режима выключения тока в схеме фиг. 121.

§ 12. Проверка расчета Г-образного фильтра в режиме телеграфной манипуляции.

Применение радиопередатчика для телеграфной работы может встретить технические затруднения, если сглаживающий фильтр неправильно рассчитан. Основное требование заключается в том, чтобы форма сигнала не была искажена, и чтобы была осуществима назначенная скорость манипуляции.

Когда передатчик работает с так называемой балластной нагрузкой при „отжатом“ ключе, подобранной с тем расчетом, чтобы анодный ток, потребляемый от выпрямителя I_0 , был таким же, как при „нажатом“ ключе, то наличие фильтра не может ни вызвать искажения формы сигнала, ни замедлить скорость манипуляции. В противном случае возникают переходные процессы установления тока и напряжения, влияющие на качество телеграфной работы передатчика.

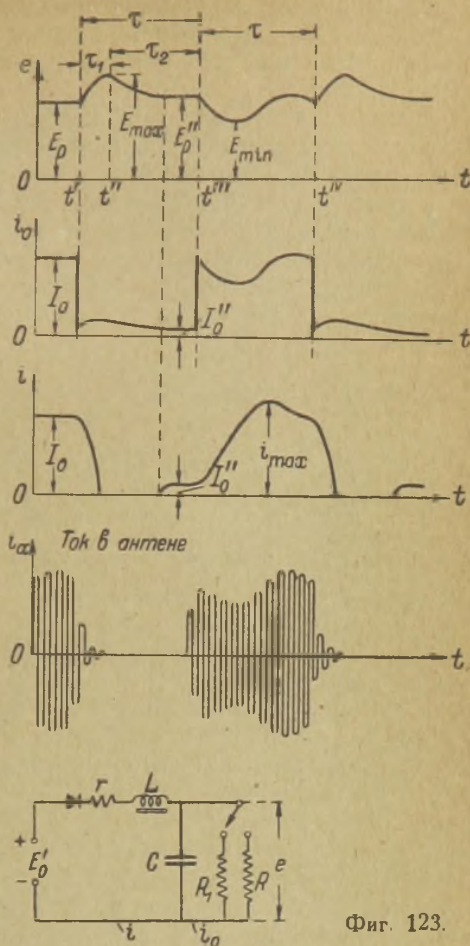
Работа с балластной нагрузкой крайне невыгодна по экономическим соображениям и потому редко применяется. Кроме бесполезного расхода энергии при „отжатом“ ключе, она тре-

бует установки либо добавочных генераторных ламп, либо эквивалентных нагрузочных контуров для поглощения энергии за то время, когда ключ отжат.

Для проверки выбранного фильтра в отношении телеграфной работы обратимся к эквивалентной схеме, изображенной на фиг. 123, которая может быть применена, когда ключ или соответствующее реле находятся в цепи сетки генераторных ламп передатчика. Такой случай носит название сеточной манипуляции.

Напряжение e на конденсаторе и ток i_0 в нагрузке представлены диаграммами на фиг. 123. Если временная постоянная высокочастотных цепей передатчика мала, то, очевидно, можно полагать, что огибающая антенного тока высокой частоты — i_a — почти совпадает по форме с током i_0 от выпрямителя. Этот ток, в свою очередь, по форме совпадает с напряжением e на конденсаторе, поскольку обычно существует примерно линейная зависимость между анодным напряжением и анодным током генератора.

Отличительной особенностью сеточной манипуляции является постоянное электрическое соединение анодов с источником высокого напряжения. Поэтому анодную цепь генератора при сеточной манипуляции удобнее всего рассматривать как переменную нагрузку, изменяющую скачкообразно свое



Фиг. 123.

сопротивление от минимальной величины R при „нажатом“ ключе до максимальной — R_1 — при „отжатом“ ключе. На фиг. 123 отрезок времени от t' до t''' соответствует „отжатому“ ключу, а от t''' до t'''' — „нажатому“ ключу. Соответственно этим отрезкам времени имеем значения установившегося тока I_0'' и I_0 и напряжения — E_0'' и E_0 .

Процесс при „отжати“ ключа совпадает с выключением нагрузки и разобран в предыдущем параграфе. Так как генераторные лампы остаются в это время присоединенными к выпрямителю, то, очевидно, необходимо, чтобы величина возникающего перенапряжения на конденсаторе оставалась ниже опасного значения не только для самого конденсатора, но и для генераторных ламп. Практически, в большинстве случаев, фильтр может считаться удовлетворительным, если только

$$E_{\max} \leq 1,2 E_0''$$

или, согласно формуле (38') должно быть

$$1,2 E_0'' \geq E_0'' + (I_0 - I_0'') \sqrt{\frac{L}{C}} e^{-\frac{\alpha T}{4}} \dots (48)$$

Если найденное неравенство не удовлетворяется, а менять отношение $\frac{L}{C}$ по каким-либо другим соображениям не целесообразно, то следует уменьшить $(I_0 - I_0'')$, т. е. увеличить ток при „отжатом“ ключе.

Процесс установления тока и напряжения при „нажати“ ключа характеризуется появлением так называемого „провала“ в форме сигнала. Это происходит от понижения напряжения на конденсаторе вследствие разряда его на нагрузку и от возникающей при этом на дросселе противоэлектродвижущей силы. Допустимая величина „провала“ не должна превосходить 20% от нормальной величины тока, в противном случае интегральный эффект сигнала заметно уменьшается, и надежность прохождения радиопередачи может упасть. Поскольку повышение напряжения ограничено в предыдущем величиной 20%, очевидно, понижение его тем более будет меньше, т. е.

$$\frac{E_0}{E_{\min}} < 1,2 \dots (48')$$

Достаточно вспомнить, что при „нажатом“ ключе цепь обладает значительным затуханием, и уж в силу этого обязательно

$$\frac{E_0}{E_{\min}} < \frac{E_{\max}}{E_0''}$$

Формулы тока и напряжения при „нажатом“ ключе легко установить по формулам (36), (37), (38), (39), (40) режима „отжата“ ключа, приведенным в предыдущем параграфе. При этом необходимо лишь взаимно заменить R_1 и R , I_0'' и I_0 и, наконец, E_0'' и E_0 , а именно:

$$i = I_0 + i_n,$$

$$e = E_0 + e_n$$

$$R' = r + \frac{L}{CR}; \alpha = \frac{R'}{2L}; \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r}{R}\right) - \alpha^2} \dots (26)$$

$$i = I_0 + I_n \varepsilon^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi) \dots (27)$$

$$e = E_0 - I_n \cdot r \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi) - I_n \cdot L \cdot \varepsilon^{-\alpha t} [\omega_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) - \alpha \sin(\omega_0 t + \varphi)] \dots (28)$$

В момент $t = 0$,

$$i_{(0)} = I_0'' \text{ и } e = E_0'',$$

поэтому

$$I_n \sin \varphi = -(I_0 - I_0''),$$

$$I_n \cos \varphi = - \left[(I_0 - I_0'') \left(\frac{\alpha}{\omega_0} - \frac{r}{\omega_0 L} \right) + \frac{E_0'' - E_0}{\omega_0 L} \right].$$

Отсюда

$$\operatorname{ctg} \varphi = \left[\left(\frac{\alpha}{\omega_0} - \frac{r}{\omega_0 L} \right) + \frac{1}{\omega_0 L} \frac{(E_0'' - E_0)}{(I_0 - I_0'')} \right],$$

$$I_n = (I_0 - I_0'') \sqrt{1 + \left[\left(\frac{\alpha}{\omega_0} - \frac{r}{\omega_0 L} \right) + \frac{1}{\omega_0 L} \frac{(E_0'' - E_0)}{(I_0 - I_0'')} \right]^2}.$$

Для практических случаев, когда

$$r \ll R; \alpha \ll \omega_0; \frac{E_0'' - E_0}{\omega_0 L} \cong 0; \frac{r}{\omega_0 L} \cong 0,$$

имеем

$$\varphi = -\frac{\pi}{2}; I_n = I_0 - I_0'',$$

а, значит,

$$i = I_0 - (I_0 - I_0'') \varepsilon^{-\alpha t} \cos \omega_0 t, \dots (49)$$

$$e = E_0 - (I_0 - I_0'') \sqrt{\frac{L}{C}} \varepsilon^{-\alpha t} \sin \omega_0 t \dots (50)$$

Мы видим, что, кроме смены знаков у переменных слагающих, возросло затухание, так как

$$\frac{1}{2 \cdot L} \left(r + \frac{L}{CR} \right) > \frac{1}{2 \cdot L} \left(r + \frac{L}{CR_1} \right).$$

Помимо определения минимальных и максимальных значений ϵ , полезно установить такое соотношение $C \cdot R_1$, при котором было бы достаточно обеспечено спадание напряжения на конденсаторе после „отжатия“ ключа. Действительно, во время τ_2 (см. фиг. 123) конденсатор отдает заряд только через лампы генератора. Кривая разряда, очевидно, будет асимптотически стремиться к оси абсцисс. Допуская превышение напряжения к концу времени τ_2 не более чем на 10%, можем получить следующее уравнение:

$$1,1 \cdot E_0'' = 1,2 \cdot E_0'' \cdot e^{-\frac{\tau_2}{R_1 \cdot C}},$$

откуда

$$\tau_2 = R_1 \cdot C \cdot \ln \frac{1,2}{1,1} \cong 0,085 \cdot R_1 \cdot C \dots (51)$$

Когда задается определенная скорость манипуляции, определяемая числом слов N в одну минуту, то время, занимаемое элементарным сигналом, — одной точкой — составляет

$$\tau = \frac{60}{N \cdot 5 \cdot 5 \cdot 2} = \frac{1,2}{N} \text{ сек} \dots (52)$$

В этом расчете подразумевается, что каждое слово состоит из пяти букв, а каждая буква из пяти „точек“ с равными между ними промежутками.¹⁾ Для того, чтобы импульс каждой „точки“ вышел наиболее полным, очевидно, желательно удовлетворить условие

$$\tau \geq \tau_1 + \tau_2,$$

в котором τ_2 определяется формулой (51), а

$$\tau_1 \cong \frac{T}{4} = \frac{\pi}{2 \omega_0},$$

где ω_0 надлежит подставлять, пользуясь формулой (26).

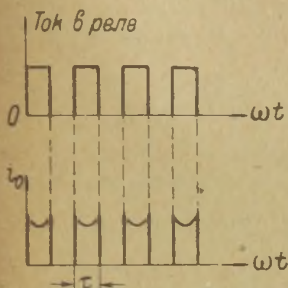
¹⁾ По международным правилам за среднее слово принято слово „Paris“

Проверить фильтр на телеграфную работу можно также способом, указанным ранее для расчета демодуляции. При установленном режиме подачи

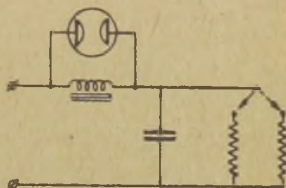
$$\frac{1}{2\tau} = \frac{N}{2,4}$$

„точек“ в 1 секунду, манипуляционную в цепи сетки можно сравнить с сеточной модуляцией несинусоидальной кривой, имеющей основную частоту $\frac{1}{2\tau}$ Hz. Форма тока, потребляемого

анодной цепью от выпрямителя, исказится, благодаря реактивному сопротивлению фильтра, и примет вид,



Фиг. 124.



Фиг. 125.

данный на фиг. 124. Если „провал“ в форме телеграфного сигнала допустим на 20%, то, очевидно, это соответствует демодуляции в 80%, т. е.

$$D_M = \frac{R_i}{|R_i + Z_\phi|} \leq 0,8.$$

Определять \bar{Z}_ϕ надлежит по формуле (20) с подстановкой

$$\nu_{\min} = \frac{\pi}{\tau} = \frac{\pi}{1,2} N \dots \dots \dots (53)$$

Для уменьшения перенапряжения и „провала“ в форме сигналов, помимо снижения величины $(I_0 - I_0'')$ и $\sqrt{\frac{L}{C}}$, можно принять ряд других мер. К числу их относится, например, схема фиг. 125, в которой дроссель шунтируется газовым разрядником. При таком устройстве перенапряжение на зажимах дросселя ограничивается дуговым разрядом. Аналогичная цель преследуется включением „катушки Кампоса“ между конденсатором и анодами генераторных ламп.

Весьма важно заметить, что для осуществления сверхбыстродействующей передачи, часто применяемой на коротких волнах, особой необходимости в сглаживающем фильтре нет. Время τ в этих случаях достигает порядка 0,01 доли секунды, и сглаживание фильтром такого импульса кажется мало целесообразным.

При анодной манипуляции, когда „ключ Крида“ или „реле Клифдена“ ставится в анодную цепь, отличие от сеточной манипуляции заключается только в том, что при анодной можно допустить несколько большее значение E_{\max} , так как аноды ламп при „отжатом“ ключе оказываются отсоединенными от выпрямителя. В остальном проверка фильтра идет аналогичным путем.

§ 13. Расчет П-образного фильтра.

Расчет на пульсацию фильтра, имеющего на входе конденсатор, по формулам переменного тока установившегося режима невозможен, если ток течет через вентиль меньше, чем $\frac{2\pi}{m\omega}$ сек.

С таким случаем мы будем встречаться почти всегда в мало-мощных выпрямителях для приемной радиоаппаратуры. Такие выпрямители делаются по двухполупериодной схеме с кенотронами.

Введение П-образного фильтра в двухполупериодную схему ведет, как и следовало ожидать, на основании § 3 настоящей главы, к уменьшению времени протекания тока через вентиль, т. е. к сужению импульса тока по оси абсцисс. В общем случае это обязательно связано также с изменением основных соотношений двухполупериодной схемы. Рассчитывать П-образный фильтр в подобных случаях надлежит, исходя из уравнений кривых заряда и разряда первого конденсатора C_1 . Для большей наглядности разберем отдельно два случая: один из них—когда r —внутреннее сопротивление кенотрона и обмоток трансформатора мало по сравнению с сопротивлением нагрузки R , и другой—когда r имеет относительно большую величину.

Случай 1.

Если внутреннее сопротивление кенотронов очень мало по сравнению с внешним сопротивлением, т. е. если

$$r \cong 0,$$

то кривая напряжения на конденсаторе C_1 состоит из отрезков синусоиды и отрезков показательной кривой. Первые имеют

место во время заряда конденсатора от внешнего источника через сопротивление r , а вторые—во время разряда его через сопротивление R ¹⁾.

Так как мы положим $r=0$, то, очевидно, напряжение конденсатора при заряде и должно совпасть с синусоидой внешнего напряжения.

Обращаясь к фиг. 126, мы можем написать следующие уравнения:

$$E_{\min} = E' \cdot e^{-\frac{\tau_1}{RC_1}} \dots \dots \dots (54)$$

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &= t''' - t'', \\ s' &\cong \frac{E - E_{\min}}{2E_0}, \\ \omega t' &= \arcsin \frac{E_{\min}}{E} \\ \omega t'' &= \arcsin \frac{E'}{E} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (55)$$

Допустим $s' = 0,1$ и будем считать, что в этом случае

$$\left. \begin{aligned} E' &\cong E, \\ \omega \cdot t'' &\cong \frac{\pi}{2}, \\ \omega t' &= \arcsin 0,8 = 53^\circ; \quad t' = 0,147 T, \\ E_{\min} &= 0,8 E, \\ \tau_2 &= t''' - \frac{T}{4} = \frac{T}{2} + t' - \frac{T}{4} = 0,4 T. \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (56)$$

Подставляя эти величины в уравнения (54 и 55), получим

$$0,8 = e^{-\frac{0,4 \cdot T}{R C_1}}$$

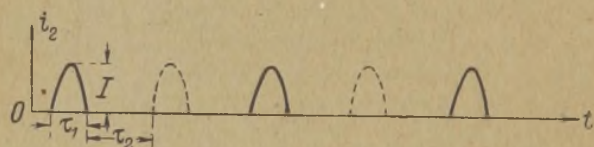
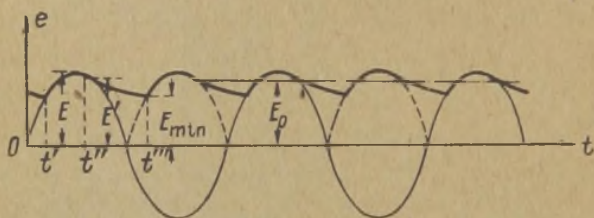
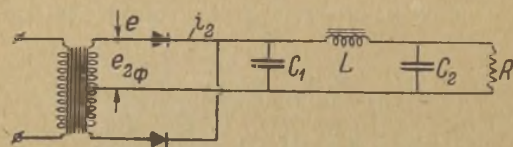
$$\frac{0,4}{f \cdot R \cdot C_1} = \ln 1,25$$

$$C_1 \cong \frac{1,77 \cdot 10^6}{f \cdot R} \mu F \dots \dots \dots (57)$$

¹⁾ Здесь мы делаем допущение, что Г-образная часть фильтра не влияет на характер разряда первого конденсатора C_1 .

При обычной частоте $f = 50 \text{ Hz}$

$$C_1 = \frac{3,54 \cdot 10^4}{R} \mu\text{F} \dots \dots \dots (57')$$



Фиг. 126.

Расчет второго конденсатора C_2 и индуктивности L можно произвести, как расчет Γ -образного фильтра, т. е. по формулам переменного тока стационарного режима. Если задано s , то коэффициент фильтрации Γ -образной части фильтра

$$u = \frac{s}{s'} = 10 s.$$

С другой стороны, формулу (13) можно упростить, а именно, если $u \ll 1$ и $m = 2$, то

$$4\omega^2 L C_2 \cong \frac{1}{u}.$$

Задаваясь далее для избежания перенапряжений

$$\sqrt{\frac{L}{C_2}} \leq 0,5 R$$

и подставляя это выражение в предыдущее, получим

$$\left. \begin{aligned} L &\leq \frac{0,5 R}{2\omega \sqrt{10 s}} \cong \frac{R}{25,3 \cdot \pi \cdot f \sqrt{s}} \text{ генри} \\ C_2 &\geq \frac{10^6}{6,3 \cdot \pi \cdot f \cdot R \sqrt{s}} \cong \frac{10^6}{20 \cdot f \cdot \sqrt{s} \cdot R} \mu F \end{aligned} \right\} \dots (58)$$

Посмотрим теперь, как изменит введение П-образного фильтра основные соотношения напряжений и токов. Действительно, из диаграмм для условия $s' = 0,1$ имеем

$$E_0 \cong 0,9 E; \varepsilon'_{2\Phi} = 0,78 E_0, \dots (59)$$

где $\varepsilon'_{2\Phi}$ — эффективное напряжение одной половины вторичной обмотки трансформатора.

Предполагая синусоидальную форму импульса тока i_2 , протекающего в течение времени

$$\tau_1 < \frac{T}{2},$$

найдем его амплитуду I из следующих соображений. Так как средний заряд конденсатора за полупериод остается постоянным, то, очевидно,

$$\int_0^{\tau_1} i_2 dt = I_0 \cdot \frac{T}{2},$$

откуда

$$I \int_0^{\tau_1} \sin \frac{\pi}{\tau} t dt \cong I_0 \cdot \frac{T}{2}$$

1) Предполагаем синусоидальный характер изменения тока с периодом $2\tau_1$.

или

$$I \left| \frac{\tau}{\pi} \left(-\cos \frac{\pi}{\tau} t \right) \right|_0^{\tau_1} \cong I_0 \frac{T}{2},$$
$$I \cong \frac{\pi}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{\tau_1} \cdot I_0.$$

Так как, далее,

$$\tau_1 = t'' - t' = 0,25 T - 0,147 T \cong 0,1 T,$$

то окончательно

$$I \cong 2,5 \pi I_0 \dots \dots \dots (60)$$

Этой величине должен равняться ток эмиссии одного кенотрона или одной его половины при двуханодной конструкции. По тем же соображениям эффективное значение вторичного тока

$$J_2 = \sqrt{\frac{I^2}{T} \int_0^{\tau_1} \sin^2 \frac{\pi}{\tau_1} t dt} = \sqrt{\frac{I^2}{T} \left[\frac{t}{2} - \frac{\tau_1 \sin \frac{2\pi}{\tau_1} t}{4\pi} \right]_0^{\tau_1}}$$

$$J_2 = \sqrt{\frac{I^2}{T} \cdot \frac{\tau_1}{2}} = \frac{I}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\tau_1}{T}} \cong \frac{I}{\sqrt{20}}, \dots \dots \dots (61)$$

$$J_2 \cong \frac{2,5\pi \cdot I_0}{\sqrt{20}} \cong 1,75 I_0 \dots \dots \dots (61')$$

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора, очевидно, равна

$$P_2 = 2 \cdot \varepsilon'_{2\Phi} J_2 = 2 \cdot 0,78 \cdot 1,75 E_0 \cdot I_0 \cong 2,7 P_0 \dots (62)$$

Как мы знаем из главы III, для простой двухполупериодной схемы эта величина меньше, т. е.

$$P_2 = 1,75 P_0.$$

Расчетная мощность всегда увеличивается, когда импульс тока сужен по оси абсцисс и увеличен по амплитуде.

Расчетную мощность первичной обмотки можно определить, положив при коэффициенте трансформации, равном единице,

$$J_1 = \sqrt{2} \cdot J_2$$

и

$$e_1 = e_2' \Phi;$$

Поэтому

$$P_1 = \varepsilon_1 J_1 \cong 1,9 P_0 \dots \dots \dots (63)$$

Наконец, для габаритной мощности имеем

$$P_r = \frac{P_1 + P_2}{2} = 2,3 P_0 \dots \dots \dots (64)$$

Само собой разумеется, что допущение $r \cong 0$ делает приведенный расчет приближенным, однако для большого ряда устройств, потребляющих ток I_0 порядка 10—20 мА, выпрямитель с кенотронами достаточно точно может быть рассчитан по указанным формулам.

Необходимо отметить, что, задаваясь иным значением s' пульсации на первом конденсаторе, мы получили бы и иное значение C_1 , L и C_2 . Наиболее выгодное значение s' получается при наименьшей стоимости всего выпрямительного устройства и может быть найдено путем ряда пробных расчетов.

Случай 2.

Будем предполагать теперь, что внутреннее сопротивление кенотронов составляет заметную величину по сравнению с R . В таком случае кривая напряжения на конденсаторе при заряде уже не совпадает с синусоидой вторичного напряжения. Общая картина процесса, возникающая в такой цепи двухполупериодного выпрямителя с П-образным фильтром, представлена на фиг. 127. При этом опять предполагается, что Г-образная часть фильтра не влияет на разряд первого конденсатора C_1 . В действительности это, конечно, не так. Однако, ошибка от такого допущения практического значения не имеет. Кроме того, точный расчет очень сложен и в техническом отношении бесполезен.

Для того, чтобы найти необходимые расчетные формулы, решим систему дифференциальных уравнений, написанных для одной половинки схемы и для времени, в течение которого происходит заряд конденсатора, т. е. для промежутка от t_1 до t_2

$$e_2' \Phi = i_2 \cdot r + \frac{1}{C_1} \int i_c dt \dots \dots \dots (a)$$

$$\frac{1}{C_1} \int i_c dt = i_0 R \dots \dots \dots (б)$$

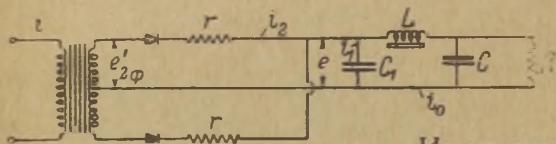
$$i_2 = i_0 + i_c \dots \dots \dots (в)$$

Продифференцировав по t уравнение (а), имеем

$$\frac{de_2' \Phi}{dt} = r \frac{di_2}{dt} + \frac{i_c}{C_1} \dots \dots \dots (г)$$

Разделив обе части уравнения (а) на R и умножив обе части уравнения (г) на C_1 , сложим их

$$\frac{e_2 \Phi}{R} + C_1 \frac{de_2' \Phi}{dt} = \frac{r}{R} i_2 + r C_1 \frac{di_2}{dt} + i_c + \frac{1}{RC_1} \int i_c dt \dots (д)$$



Из уравнений (б) и (в) находим

$$i_0 = i_c + \frac{1}{RC_1} \int i_c dt.$$

Подставляя это в предыдущее уравнение (д), имеем

$$\frac{di_2}{dt} + \frac{1 + \frac{r}{R}}{r C_1} i_2 = \frac{e_2' \Phi}{r \cdot R \cdot C_1} + \frac{1}{r} \frac{de_2' \Phi}{dt} \dots (е)$$

или

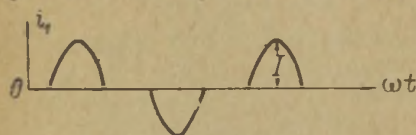
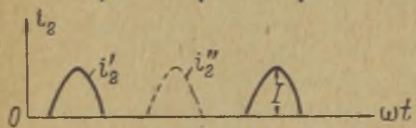
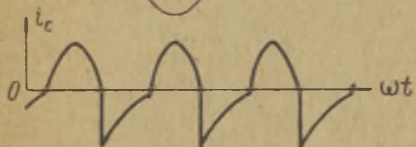
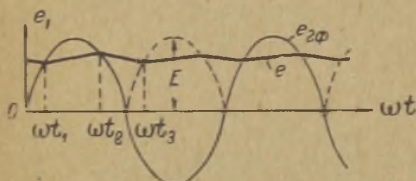
$$\frac{di_2}{dt} + \alpha i_2 = f_1(t), \dots (ж)$$

где

$$\alpha = \frac{1 + \frac{r}{R}}{r C_1} = \frac{p + 1}{RC_1} \dots (65)$$

$$p = \frac{R}{r} \dots \dots \dots (66)$$

$$f_1(t) = \frac{E}{r RC_1} \sin \omega t + \frac{\omega E}{r} \cos \omega t \dots (ж)$$



Фиг. 127.

Общее решение уравнения (е) гласит

$$i_2 = \varepsilon^{-\alpha t} \cdot \int f_1(t) \varepsilon^{\alpha t} dt + A \varepsilon^{-\alpha t}$$

или

$$i_2 = \frac{E}{r RC_1} \sqrt{\frac{1 + \omega^2 C_1^2 R^2}{\alpha^2 + \omega^2}} \sin(\omega t - \varphi_1 + \varphi_2) + A \varepsilon^{-\alpha t} \quad (67)$$

Если сделать подстановку

$$\omega C_1 R = x, \dots \dots \dots (68)$$

то в этой формуле

$$\varphi_1 = \arctg \frac{x}{p+1}, \dots \dots \dots (69)$$

$$\varphi_2 = \arctg x \dots \dots \dots (70)$$

Делая далее замены

$$I_m = \frac{E}{r RC_1} \sqrt{\frac{1 + R^2 \omega^2 C_1^2}{\alpha^2 + \omega^2}} = \frac{E}{R} p \cdot \sqrt{\frac{1 + x^2}{(p+1)^2 + x^2}} \quad (71)$$

и

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \arctg x - \arctg \frac{x}{p+1}, \dots \dots \dots (72)$$

окончательно имеем

$$i_2 = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) + A \varepsilon^{-\alpha t} \dots \dots \dots (67')$$

Напряжение e на конденсаторе C_1 , ток через него i_c и ток i_0 определяются теперь следующими уравнениями:

$$e = e_2'_{\Phi} - i_2 r$$

или

$$e = E \sin \omega t - I r \sin(\omega t + \varphi) - A \cdot r \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \dots \dots \dots (73)$$

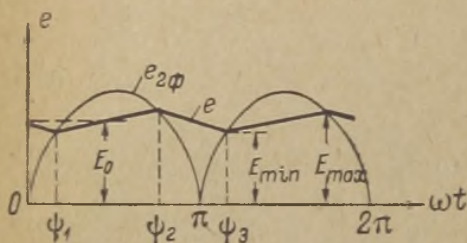
$$i_c = \frac{d(e C_1)}{dt} = E \omega C \cos \omega t - I \cdot r \cdot \omega C \cos(\omega t + \varphi) + A r \alpha C \varepsilon^{-\alpha t} \dots \dots (74)$$

$$i_0 = \frac{e}{R} = \frac{E}{R} \sin \omega t - \frac{r}{R} I \sin(\omega t + \varphi) - \frac{r}{R} \cdot A \cdot \varepsilon^{-\alpha t} \dots (75)$$

Все найденные формулы, разумеется, имеют место, когда $i_2 > 0$, т. е. когда наличием вентиля можно пренебрегать. Как

Только i_2 становится равным нулю, найденные уравнения теряют силу, а напряжение на конденсаторе с этого момента $t_2 = \frac{\psi_2}{\omega}$ начинает изменяться по показательной кривой

$$e = E \sin \psi_2 \cdot \varepsilon^{-\frac{t-t_2}{RC_1}} \dots \dots \dots (76)$$



Фиг. 128.

Интеграционную постоянную A определим следующим образом. Согласно фиг. 128 в момент времени $\omega t_1 = \psi_1$, начала нового заряда конденсатора,

$$e = E_{\min} = E \sin \psi_1.$$

Подставив это в уравнение (73), будем иметь

$$E_{\min} = E \sin \psi_1 - r I_m \sin(\psi_1 + \varphi) - r A \varepsilon^{-\frac{\alpha}{\omega} \psi_1}$$

или

$$A = -I_m \sin(\psi_1 + \varphi) \cdot \varepsilon^{\frac{\alpha}{\omega} \psi_1} \dots \dots \dots (77)$$

В момент времени $\omega t_2 = \psi_2$ напряжение на конденсаторе

$$E_{\max} = E \sin \psi_2 - r I_m \sin(\psi_2 + \varphi) + r I_m \sin(\psi_1 + \varphi) \cdot \varepsilon^{-\frac{\alpha}{\omega}(\psi_2 - \psi_1)},$$

но

$$E_{\max} = E \sin \psi_2,$$

поэтому

$$0 = -\sin(\psi_2 + \varphi) + \sin(\psi_1 + \varphi) \varepsilon^{-\frac{\alpha}{\omega}(\psi_2 - \psi_1)}$$

Заменив

$$\psi_2 - \psi_1 = \theta, \dots \dots \dots (78)$$

$$\frac{\alpha}{\omega} = \frac{p+1}{x} \theta \dots \dots \dots (79)$$

получим

$$\sin(\psi_2 + \varphi) = \sin(\psi_1 + \varphi) \varepsilon^{-\frac{(p+1)\theta}{x}} \dots \dots \dots (80)$$

¹⁾ Согласно формулам (65), (68).

Найденное уравнение важно в том отношении, что дает зависимость углов ψ_1 , ψ_2 и θ от параметров ω , C , R и r . Угол θ носит название угла работы вентиля, а ψ_1 и ψ_2 —соответственно начала и конца ее.

Обращаясь снова к фиг. 128, мы можем вывести другое уравнение, связывающее угол работы с параметрами цепи и коэффициентом пульсации напряжения на конденсаторе C_1 . Пользуясь уравнением (76), мы можем написать

$$E_{\min} = E_{\max} e^{-\frac{\psi_3 - \psi_2}{\omega C_1 R}}$$

Но

$$\psi_3 - \psi_2 = \pi + \psi_1 - \psi_2 = \pi - \theta,$$

что вместе с предыдущим дает

$$\pi - \theta = \omega C_1 R \ln \frac{E_{\max}}{E_{\min}}.$$

С другой стороны,

$$E_{\max} \cong E_0(1 + s') \text{ и } E_{\min} \cong E_0(1 - s'),$$

поэтому

$$\theta = \pi - x \ln \frac{1 + s'}{1 - s'} \dots \dots \dots (81)$$

Если кривую напряжения принять за прямую линию, то приближенное уравнение для θ можно найти из следующих соотношений

$$(E_{\max} - E_{\min}) C_1 = I_0 \frac{\psi_3 - \psi_2}{\omega},$$

$$\frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_0} = \frac{\psi_3 - \psi_2}{\omega C_1 R},$$

или

$$2s' = \frac{\pi - \theta}{x}$$

и окончательно

$$\theta \cong \pi - x \cdot 2s' \dots \dots \dots (81')$$

Расчет выпрямителя может быть осуществлен только тогда, когда мы имеем, кроме двух уравнений (80) и (81), еще одно, ибо по существу у нас есть три искоемых величины: ψ_1 , θ и C_1 .

Это третье уравнение, однако, легко получается из тригонометрических соотношений. Действительно,

$$\frac{\sin \psi_2}{\sin \psi_1} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} \approx \frac{1+s'}{1-s'} \dots \dots \dots (82)$$

Для дальнейшего использования уравнений (80), (82), исключим из них ψ_2 , подставив уравнение (78) в (82). Действительно, преобразовывая (82), имеем

$$\frac{\sin \psi_2}{\sin \psi_1} = \frac{\sin(\psi_1 + \theta)}{\sin \psi_1} = \frac{\sin \psi_1 \cos \theta + \cos \psi_1 \sin \theta}{\sin \psi_1} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}}$$

или

$$\text{ctg } \theta + \text{ctg } \psi_1 = \frac{1}{\sin \theta} \frac{E_{\max}}{E_{\min}},$$

откуда окончательно

$$\text{ctg } \psi_1 = \sqrt{1 + \text{ctg}^2 \theta} \frac{E_{\max}}{E_{\min}} - \text{ctg } \theta \dots \dots \dots (83)$$

Производя аналогичные преобразования уравнения (80), получим

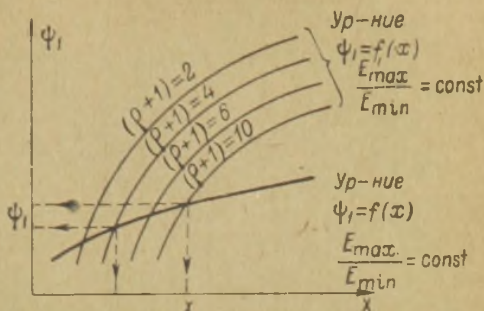
$$\begin{aligned} \text{ctg} \left(\psi_1 + \text{arc tg } x - \text{arc tg } \frac{x}{\rho + 1} \right) = \\ = \sqrt{1 + \text{ctg}^2 \theta} \varepsilon^{-\frac{p+1}{x} \theta} - \text{ctg } \theta \dots \dots \dots (84) \end{aligned}$$

Важно отметить то обстоятельство, что в уравнении (83) r не фигурирует. Так на самом деле и должно быть, ибо это уравнение выведено из процесса разряда конденсатора через нагрузочное сопротивление R , а внутреннее сопротивление источника r при этом никакой роли не играет.

Дальнейшее решение системы найденных уравнений лучше всего провести графическим путем. Для этой цели составляется табличка значений $\psi_1 = f_1(x)$ по уравнению (83) для нескольких значений s' . Затем составляется ряд табличек со значениями $\psi_1 = f(x)$ по уравнению (84) для тех же величин s' и для нескольких значений p . Точки пересечения кривых по уравнению (84), при различных p , с кривой уравнения $\psi_1 = f_1(x)$ уравнение (83) дадут зависимость x и ψ_1 от p . Действительно,

Опуская из точки пересечения (фиг. 129) перпендикуляры на оси координат, находим для данных $\frac{E_{max}}{E_{min}}$ и p сразу однозначные ответы для ψ_1 и x .

На фиг. 130 представлены кривые, позволяющие одновременно найти x и ψ_1 по имеющемуся значению p и для заданной величины s' . Пользуясь далее формулами (68), (81) и (78), находим C_1 , θ и ψ_2 . Последние же величины, как уже было сказано, позволяют рассчитать все остальные элементы данной установки.



Фиг. 129.

Имея величины ψ_1 и ψ_2 , находим соотношение напряжений. Действительно, из фиг. 128 получаем

$$E_0 \cong E \frac{\sin \psi_1 + \sin \psi_2}{2},$$

откуда, в свою очередь,

$$E = E_0 \frac{2}{\sin \psi_1 + \sin \psi_2} \dots \dots \dots (85)$$

и

$$\varepsilon_2' \Phi = E_0 \frac{\sqrt{2}}{\sin \psi_1 + \sin \psi_2} \dots \dots \dots (86)$$

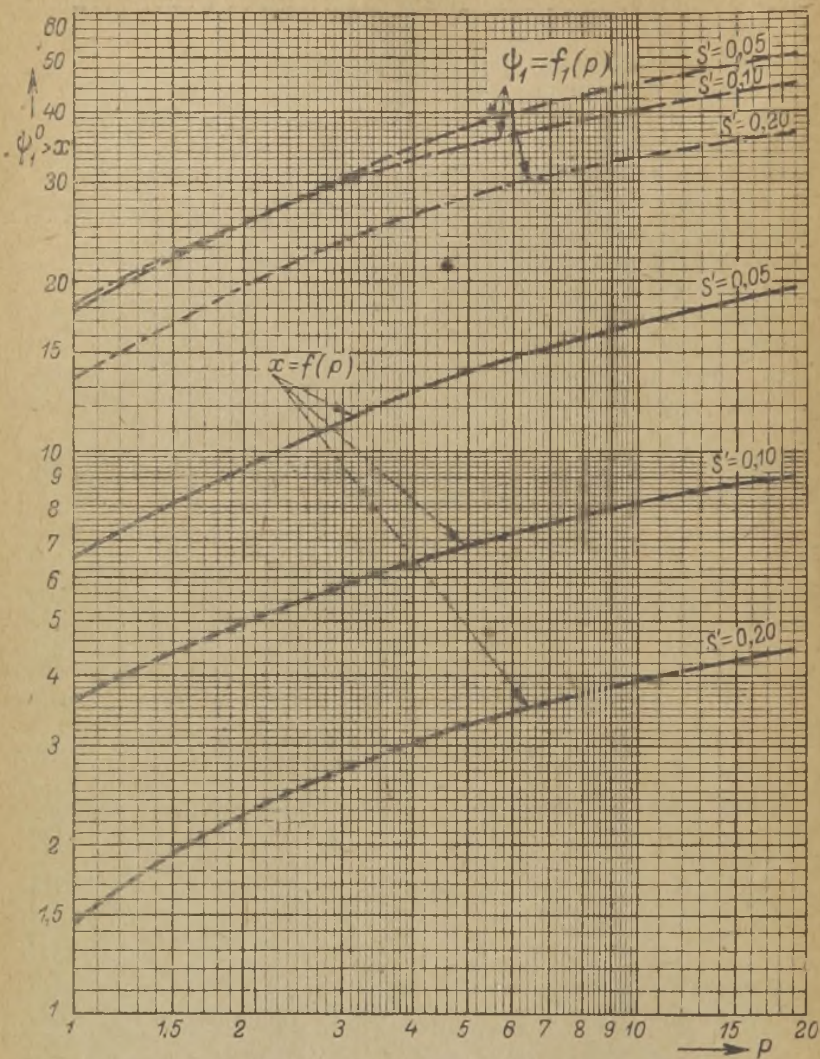
Мгновенные значения тока, теперь определяются уравнением

$$i_2 = \frac{E}{R} p \sqrt{\frac{1+x^2}{(1+p)^2+x^2}} \left[\sin(\omega t + \varphi) - \sin(\psi_1 + \varphi) e^{-\frac{p+1}{\omega}(\omega t - \psi_1)} \right] \dots \dots \dots (67'')$$

получаемым из совмещения уравнений (67), (71) и (77). Необходимо помнить, что уравнение (67) справедливо лишь в пределах

$$\psi_1 < \omega t < \psi_2,$$

¹⁾ Если $r = r_n + r_r$, т. е. равно сумме сопротивлений вентиля и трансформатора, то $\varepsilon_2' \Phi$ соответствует напряжению холостого хода трансформатора.



Фиг. 130.

в которых $i_2 > 0$. Амплитуда тока через вентиль могла бы быть определена разысканием максимума функции (67"). Однако такое решение слишком сложно и может быть обойдено либо путем графического построения (фиг. 131), либо по приближенной формуле

$$I \cong \frac{E - E_0}{r} \dots \dots \dots (87)$$

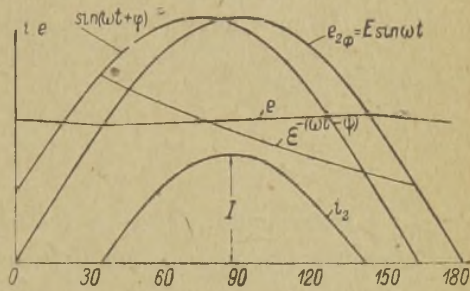
или, что то же самое [при применении формулы (85)],

$$I = p \left(\frac{2 - \sin \psi_1 - \sin \psi_2}{\sin \psi_1 + \sin \psi_2} \right) I_0 \dots \dots \dots (87')$$

Эти формулы предполагают, что одному моменту времени соответствуют: максимальные значения i_2 и $e_2' \phi$ и значение $e = E_0$. На самом деле это совпадение приближенно. Однако, происходящая от этого ошибка совершенно ничтожна для практических расчетов.

Действующее значение тока J_2 , проходящего в каждой половине вторичной обмотки, должно определяться из уравнения (67"), т. е.

$$J_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\psi_1}^{\psi_2} i_2^2 d(\omega t)}$$



Фиг. 131.

Однако интегрирование в общем виде дает слишком сложный ответ, поэтому и здесь лучше воспользоваться приемом, указанным в первой половине настоящего параграфа. Так как в данном случае, времени τ_1 , приведенному к формуле (61), соответствует $\frac{\theta}{\omega}$, то

$$J_2 \cong \sqrt{\frac{I^2}{2\pi} \int_0^{\theta} \sin^2 \left(\frac{\pi}{\theta} \omega t \right) \cdot d(\omega t)}$$

или, что все равно,

$$J_2 \cong \frac{I}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\theta}{2\pi}} \dots \dots \dots (88)$$

То же получим, если воспользуемся формулой (87)

$$J_2 = I_0 \cdot \frac{p}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{\theta}{2\pi}} \left(\frac{2 - \sin \psi_1 - \sin \psi_2}{\sin \psi_1 + \sin \psi_2} \right) \dots (88')$$

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора очевидно, определится подстановкой $\varepsilon_2'_{\phi}$ и J_2 в формулу

$$P_2 = 2 \varepsilon_2'_{\phi} J_2$$

или, если воспользоваться соответствующими уравнениями,

$$P_2 = P_0 \cdot \sqrt{\frac{2\theta}{\pi}} \cdot p \cdot \frac{2 - \sin \psi_1 - \sin \psi_2}{(\sin \psi_1 + \sin \psi_2)^2} \dots (89)$$

Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора может быть выражена через мощность вторичной обмотки. Действительно, в виду того, что по первичной обмотке за каждый период проходит два импульса с амплитудой I , отношение токов равно

$$\frac{J_1}{J_2} = \sqrt{2} \cdot \frac{w_2}{w_1},$$

где $\frac{w_2}{w_1}$ — отношение между витками одной половины вторичной обмотки и всей первичной обмотки. С другой стороны,

$$P_1 = \varepsilon_1 J_1 \text{ и } \varepsilon_2'_{\phi} = \varepsilon_1 \frac{w_2}{w_1},$$

откуда

$$P_1 = \frac{P_2}{\sqrt{2}} = 0,707 P_2 \dots (90)$$

Касаясь расчета Г-образной части фильтра, необходимо отметить, что высказанные в первой половине настоящего параграфа соображения о его расчете для случая $r \cong 0$, а равно (16) (17) остаются в силе и в данных условиях.

Точно также вопрос о применении значения $s' = 0,1$ или другого (0,05 и 0,2) является вопросом экономического характера и легче может быть решен путем ряда пробных расчетов, когда это представляет практический интерес (например, для массового производства).

§ 14. Конструктивный расчет дросселя для сглаживающего фильтра.

Для конструктивного осуществления сглаживающего дросселя необходимо иметь в качестве задания, кроме коэффициента индуктивности L , еще величину тока I_0 . Как показано будет ниже, размеры дросселя определяются выражением

$$LI_0^2,$$

которое с физической стороны определяет величину магнитной энергии, запасаемой дросселем.

Основной особенностью сглаживающего дросселя является то, что ток, идущий через него, помимо постоянной слагающей, содержит еще переменную слагающую. Амплитуда последней составляет, обычно, небольшую величину по сравнению с I_0 . Это обстоятельство особенно важно отметить в связи с тем, что коэффициент индуктивности определяется производной потока по току, а не отношением их, т. е.

$$L' = w \frac{d\Phi}{dt},$$

а не

$$L = w \frac{\Phi}{i}.$$

$\frac{\Phi}{i}$ и $\frac{d\Phi}{di}$, очевидно, различаются между собою, когда $\Phi = f(i)$ является нелинейной функцией.

Сглаживающий дроссель почти во всех случаях радиотехнической практики необходимо применять с железным сердечником. Такая конструкция дешевле. Однако, магнитная цепь, содержащая железо, как известно, дает нелинейную зависимость между потоком и намагничивающим током. На фиг. 132 дана обычная характеристика $\Phi = f(i)$ для железного магнитопровода. Эта характеристика обладает так называемым насыщением, и для нее, как видно из чертежа,

$$L' = w \frac{d\Phi}{di} = \operatorname{tg} \beta,$$

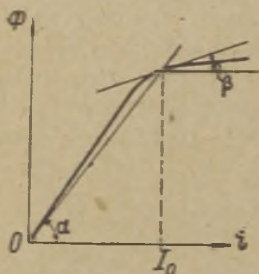
а

$$L = w \frac{\Phi}{i} = \operatorname{tg} \alpha.$$

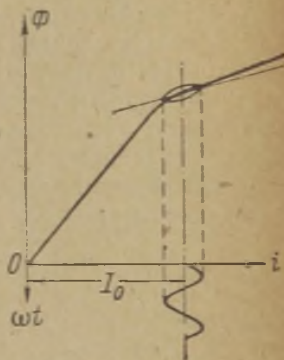
Очевидно $L' \ll L$ и при большом токе I_0 даже может случиться, что L' станет равным нулю, и дроссель перестанет сглаживать выпрямленный ток.

Если учитывать еще наличие гистерезиса, то коэффициент индуктивности L' может оказаться еще меньше. На фиг. 133 показана петля гистерезиса при пульсирующем токе; она показывает, что средний $\operatorname{tg} \beta$ уменьшается по сравнению с предыдущей фиг. 132.

В силу изложенных обстоятельств, казалось бы, что необходимо выбирать рабочую точку дросселя на прямолинейном участке кривой $\Phi = f(i)$. Не трудно, однако, убедиться, что на такой дроссель пришлось бы затратить значитель-



Фиг. 132.



Фиг. 133.

ное количество железа. В самом деле, прямолинейный участок $\Phi = f(w \times i)$ требует малой величины $\frac{\text{амп.} \times \text{витк.}}{\text{см}}$; так как сила тока I_0 задается, то, очевидно, придется взять мало витков. Коэффициент индуктивности определяется на прямолинейном участке выражением

$$L = \frac{w \cdot B \cdot S}{i \cdot 10^9}$$

Это значит, что, уменьшив число витков, нам придется увеличить S — площадь поперечного сечения магнитопровода, т. е. увеличить вес железа.

Таким образом, можно прийти к выводу, что экономически наиболее выгодным дросселем является такой, у которого магнитопровод имеет магнитное сопротивление большее, чем у дросселя со сплошным железным сердечником. Увеличить магнитное сопротивление, очевидно, можно введенным в железный

магнитопровод воздушного или другого диамагнитного зазора. Если сопротивление железной части магнитопровода составит очень малую величину по сравнению с магнитным сопротивлением воздушного зазора, то, очевидно, в формуле

$$L = \frac{w \cdot B \cdot S}{i \cdot 10^8} = \frac{w}{i \cdot 10^8} \frac{0,4 \pi \cdot w i}{\frac{l_{ж}}{\mu S} + \frac{l_{воз}}{S}}$$

можно будет пренебречь величиной $\frac{l_{ж}}{\mu S}$ по сравнению с $\frac{l_{воз}}{S}$ и прийти к классической формуле

$$L = \frac{4 \pi w^2 S}{l_{воз} \cdot 10^8} \text{ генри,}$$

применяемой при расчете „воздушных“ дросселей. Такой дроссель обладает линейной характеристикой $\Phi = f(i)$. Линейный участок этой характеристики, конечно, не безграничен; при больших значениях индукции $R_{\Sigma} = \frac{l_{ж}}{\mu S}$ возрастет, и кривая $\Phi = f(i)$ загнется. Но все же, с введением диамагнитного зазора, начало насыщения значительно отодвинется. Роль железной части магнитопровода сведется к тому, что она будет нести на себе необходимое число витков w , которые не в состоянии уместиться на сравнительно малой длине $l_{воз}$. Отсюда ясно, что

$$l_{ж} \gg l_{воз},$$

т. е. длина железной части магнитопровода должна значительно превышать длину диамагнитного зазора.

Выбором отношения $l_{воз}$ к $l_{ж}$ можно создать такую зависимость $\Phi = f(i)$, которая имеет прямолинейный характер, по крайней мере в пределах

$$0 < i < 2 I_0.$$

Разумеется, такой дроссель можно рассчитывать, предполагая, что $\frac{d\Phi}{di} = \frac{\Phi}{i}$, и основную формулу представить в виде

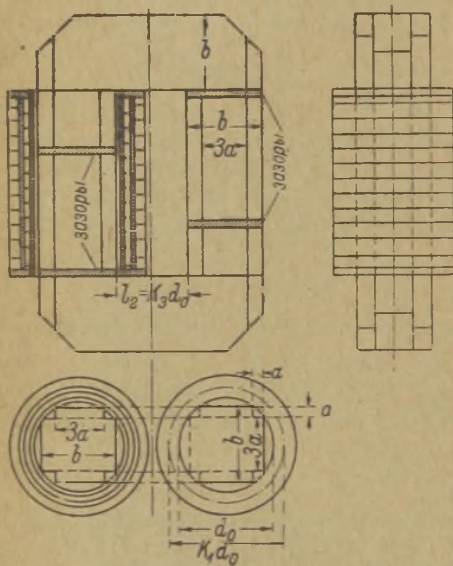
$$L = \frac{w \cdot S \cdot B_0}{I_0 \cdot 10^8} \text{ генри} \dots \dots \dots (91)$$

В этой формуле B_0 — средняя индукция в гауссах, S — площадь поперечного сечения магнитопровода в $см^2$, w — число витков, I_0 — ток в амперах.

Если даже считать, что B_0 может быть задано на основании указанных выше соображений, то все же остаются два неизвестных w и S . С изменением взаимного отношения площади и числа витков мы будем иметь либо преобладание веса меди (обмотки) над весом железа (сердечника), либо наоборот. В экономическом отношении, однако, наивыгоднейшую конструкцию дросселя можно получить только при одном определенном отношении w и B_0 .

Чтобы решить задачу о наименьшей стоимости дросселя, определим первоначально ее математическое выражение в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} N &= k_{ж} G_{ж} + k_{м} G_{м} = k_{ж} (G_{ж} + p G_{м}) \\ \text{где} \quad p &= \frac{k_{м}}{k_{ж}} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (92)$$



Фиг. 134.

В этом выражении под $k_{ж}$ и $k_{м}$ подразумеваются, соответственно, стоимость одного килограмма железа и меди, а под $G_{ж}$ и $G_{м}$ их веса. Приведенная формула, конечно, не является абсолютно точной, ибо не учитывается стоимость рабочей силы и конструктивных деталей, но практика показывает, что указанное определение стоимости все же вполне достаточно для технических расчетов.

Установим теперь зависимость $G_{м}$ и $G_{ж}$ от величины (LI_0^2) . Пользуясь чертежом, указанным на фиг. 134, примем, предварительно, следующие обозначения:

- $\gamma_{ж}$, $\gamma_{м}$ — удельный вес меди и железа в $г/см^3$,
- β — плотность тока в обмотке в амперах/ $мм^2$,
- $\nu_{ж1}$ — обратная величина коэффициента заполнения медью окна железного сердечника,

d_0 — диаметр описанной окружности поперечного сечения сердечника,

$k_1 d_0$ — средний диаметр витка,

$k_2 = \frac{d_0}{\sqrt{S}} = 1,34$ для крестообразного сечения сердечника, если полагать коэффициент заполнения железа 0,9,

$k_3 = \frac{l_2}{d_0}$ — отношение ширины окна к диаметру описанной окружности,

$\frac{a}{b} = 0,2$ — отношение, дающее наибольшее S при наименьшем d_0 крестообразного сечения сердечника,

$q = \frac{I_0}{\beta}$ — сечение медного провода обмотки в мм^2 .

Сообразуясь с чертежом, имеем

$$G_{\text{ж}} = \gamma_{\text{ж}} \cdot 10^{-3} (2 \cdot l_1 + 2 l_2 + \pi d_0) \cdot S \text{ кг.}$$

Пользуясь введенными обозначениями и учтя, что на основании формулы (91)

$$w = \frac{10^8}{SB_0} LI_0,$$

перепишем найденное в следующем виде:

$$l_1 = \frac{wq}{100} \cdot \gamma_k \cdot \frac{1}{l_2} = \frac{10^6}{B_0 \beta} \cdot \frac{\gamma_k}{l_2} \cdot \frac{I_0^2 L}{S},$$

$$l_2 = k_3 d_0 = k_2 k_3 \sqrt{S},$$

$$\pi d_0 = \pi \cdot k_2 \cdot \sqrt{S}$$

и, наконец, получим

$$G_{\text{ж}} = \gamma_{\text{ж}} \cdot 10^{-3} \left[\frac{2 \cdot 10^6}{\beta \cdot B_0} \cdot \frac{\gamma_k}{k_2 k_3} \cdot \frac{I_0^2 L}{\sqrt{S}} + (2 k_3 + \pi) k_2 \cdot S \sqrt{S} \right].$$

Аналогичным способом находим, что

$$G_{\text{м}} = w \cdot q \cdot \pi \cdot k_1 d_0 \gamma_{\text{м}} \cdot 10^{-5} \text{ кг.}$$

или

$$G_{\text{м}} = \frac{10^3}{\beta B_0} \frac{\gamma_{\text{м}} \cdot k_1 \cdot k_2 (LI_0^2)}{\sqrt{S}}.$$

Для краткости приняв обозначения

$$\left. \begin{aligned} A &= \gamma_{ж} \cdot 10^{-3}; & B &= \frac{2 \cdot 10^6}{\beta \cdot B_0} \cdot \frac{\gamma_k}{k_2 k_3} \\ \Gamma &= 2(k_3 + \pi) \cdot k_2; & \mathcal{A} &= \frac{10^3 \cdot \pi}{\beta \cdot B_0} \cdot \gamma_{и} k_1 \cdot k_2 \end{aligned} \right\} \quad (92)$$

получим

$$N_k = k_{ж} \left[\frac{AB + p\mathcal{A}}{\sqrt{S}} I_0^2 L + A\Gamma \cdot S \sqrt{S} \right].$$

Найденная функция имеет минимум, который найдем, приравняв нулю производную N_k' по S . Действительно,

$$\frac{dN_k}{dS} = k_{ж} \left[\frac{3}{2} \cdot A \cdot \Gamma \cdot \sqrt{S} - \frac{1}{2} \frac{(AB + p\mathcal{A})}{S\sqrt{S}} I_0^2 L \right].$$

Отсюда

$$S = \sqrt{\left(\frac{B}{3\Gamma} + \frac{p\mathcal{A}}{3A\Gamma} \right) I_0^2 L} \dots \dots \dots (93)$$

Эта формула позволяет однозначно определить S — площадь поперечного сечения сердечника, причем стоимость дросселя с таким сечением сердечника будет наименьшей.

Выбор магнитной индукции почти во всех случаях практики ограничивается пределами

$$3000 < B_0 < 8000.$$

Меньшие значения следует применять для малых дросселей, в которых невозможно добиться широкого линейного участка характеристики $\Phi = f(i)$ путем введения — практически возможного — воздушного зазора.

Когда

$$I_0^2 L > 0,5 \div 1,$$

то можно выбрать

$$B_0 = 7000 \text{ гаусс.}$$

С другой стороны, применяя крестообразный сердечник, имеем

$$\alpha = 0,23 \sqrt{S},$$

а полагая далее

$$k_1 = 1,2; \quad k_3 = 0,75; \quad \gamma_{и} = 8,95; \quad \gamma_{ж} = 7,8; \quad \beta = 2 \text{ амп/мм}^2$$

и

$$p = \frac{k_m}{k_{ж}} = 4,$$

так как железо не тоньше 0,5 мм, получим наиболее рациональное размещение обмотки как в смысле лучшего охлаждения, так и в смысле меньшего магнитного рассеяния.

Уравнение (93) теперь можно решить

$$S = \sqrt{\left(\frac{4 \cdot 3,23 \cdot 10^3}{3 \cdot 7,8 \cdot 6,22} + \frac{852}{3 \cdot 6,22}\right)} I_0^2 L = 11,6 (I_0^2 L)^{1/2} \quad (94)$$

и получить следующие расчетные формулы

$$\left. \begin{aligned} a &= 0,78 \cdot (I_0^2 L)^{1/4} \text{ см} \\ b &= 3,91 \cdot (I_0^2 L)^{1/4} \text{ " } \\ d_0 &= 4,56 \cdot (I_0^2 L)^{1/4} \text{ " } \\ l_1 &= 10,76 \cdot (I_0^2 L)^{1/4} \text{ " } \\ l_2 &= 3,43 \cdot (I_0^2 L)^{1/4} \text{ " } \\ G_{ж} &= 3,87 \cdot (I_0^2 L)^{1/4} \text{ кг} \\ G_m &= 0,95 \cdot (I_0^2 L)^{1/4} \text{ " } \\ w &= 1230 \cdot (L^{1/2}) \text{ витков} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (95)$$

Диамангнитный зазор определяется из следующих расчетов. Полное число ампер-витков дросселя:

$$(aw)_0 = I_0 w.$$

Число ампер-витков, необходимое для намагничивания железной части магнитопровода

$$(aw)_{ж} = l_{ж} \cdot \left(\frac{aw}{\text{см}}\right),$$

где $l_{ж}$ — длина железного сердечника по средней линии, а $\left(\frac{aw}{\text{см}}\right)$ берется из кривых намагничивания для данного сорта железа; в среднем, для $B_0 = 7000$ гаусс $\left(\frac{aw}{\text{см}}\right) = 1,4$. Число ампер-витков, которое должно быть поглощено магнитным сопротивлением диамангнитного зазора

$$(aw)_{воз} = (aw)_0 - (aw)_{ж},$$

но, с другой стороны,

$$B_0 = \frac{0,4 \pi (aw)_{\text{воз}}}{l_{\text{воз}}},$$

поэтому длина диамагнитного зазора

$$l_{\text{воз}} = \frac{0,4 \pi [(aw)_0 - (aw)_{\text{ж}}]}{B_0} \text{ см} \dots \dots \dots (96')$$

или

$$l_{\text{воз}} = \frac{0,4 \pi}{B_0} \left[wI_0 - l_{\text{ж}} \left(\frac{aw}{\text{см}} \right) \right] \text{ см} \dots \dots \dots (96)$$

и для многих практических случаев

$$l_{\text{воз}} \cong \frac{0,4 \pi}{B_0} \cdot wI_0 \dots \dots \dots (96'')$$

При большой длине зазора выгоднее сделать его в виде нескольких прослоек, расположенных в шахматном порядке (см. фиг. 134). Для самих прокладок, разумеется, необходимо выбирать твердый материал—гетинакс, бакаутовое дерево и т. п.

В некоторых случаях полезно проверить характеристику $\Phi = f(i)$ на прямолинейность в пределах от $i=0$ до $i=1,5 \div 2 I_0$, для чего можно воспользоваться методом построения кривой Гопкинсона, употребляемым при расчетах динамо-машин (см. также указания в главе VII).

С другой стороны, достаточно показательным в отношении явления насыщения и магнитного рассеяния является отношение

$$\frac{l_{\text{воз}}}{l_{\text{ж}}}.$$

Это отношение, в общем случае, должно оставаться в пределах

$$0,006 < \frac{l_{\text{воз}}}{l_{\text{ж}}} < 0,025 \dots \dots \dots (97)$$

Низкое значение его показывает, что линейный участок характеристики невелик, а высокое значение связано с наличием большого магнитного рассеяния. Магнитное рассеяние нежелательно потому, что точный расчет дросселя становится затруднительным.

В случаях, когда отношение $\frac{l_{\text{воз}}}{l_{\text{ж}}}$ выходит из указанных пределов, необходим пересчет дросселя. Чтобы показать это, установим вначале зависимость между весом железного сердечника $G_{\text{ж}}$ и отношением $\frac{l_{\text{воз}}}{l_{\text{ж}}}$.

Применяя формулу (91) и имея в виду, что

$$S \cong \frac{G_{\text{ж}} \cdot 10^3}{\gamma_{\text{ж}} \cdot l_{\text{ж}}},$$

получаем

$$L = \frac{I_0 w}{I_0^2 l_{\text{ж}}} \cdot \frac{B_0}{\gamma_{\text{ж}} \cdot 10^5} G_{\text{ж}}.$$

Далее с помощью преобразований

$$\begin{aligned} \frac{w I_0}{l_{\text{ж}}} &= \frac{(aw)_{\text{ж}}}{l_{\text{ж}}} + \frac{(aw)_{\text{воз}}}{l_{\text{ж}}} = \left(\frac{aw}{\text{см}} \right) + \frac{(aw)_{\text{воз}}}{l_{\text{ж}}}, \\ \frac{(aw)_{\text{воз}}}{l_{\text{ж}}} &= \frac{l_{\text{воз}}}{l_{\text{ж}}} \frac{B_0}{0,4\pi} = k_0 \frac{B_0}{0,4\pi} = k_0 \cdot \mu \cdot \left(\frac{aw}{\text{см}} \right), \\ \frac{I_0 w}{l_{\text{ж}}} &= \left(\frac{aw}{\text{см}} \right) (1 + k_0 \mu), \end{aligned}$$

получим окончательно

$$G_{\text{ж}} = \frac{6,2 \cdot 10^5}{(1 + k_0 \mu) \left(\frac{aw}{\text{см}} \right)^2 \mu} (I_0^2 L) \dots \dots \dots (98)$$

Эта формула показывает иную зависимость веса железа от величины $(I_0^2 L)$, чем формула (95), которую мы вывели, исходя из экономических соображений. Если подставить $B_0 = 7000$ гаусс, $\left(\frac{aw}{\text{см}} \right) = 1,4$, $\mu \cong 4000$, $k_0 \leq 0,025$, то из формулы (98) получаем

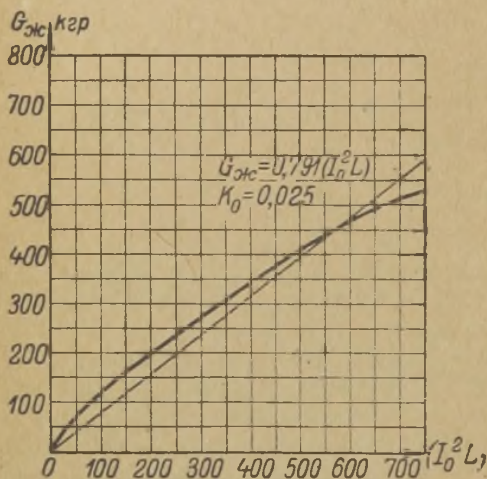
$$G_{\text{ж}} \geq 0,79 (I_0^2 L) \dots \dots \dots (98')$$

На фиг. 135 оба уравнения (98') и (95') изображены графически. Мы видим, что обе кривые пересекаются в точке $I_0^2 L = 555$. Это значит, что при принятых выше значениях постоянных величин, дроссель, у которого $(I_0^2 L) > 555$, нельзя построить, соблюдая условия минимальной стоимости и максимально допустимого зазора. Иначе говоря, желая сохранить $B_0 = 7000$ гаусс и не желая допустить $k_0 > 0,025$, мы должны

взять S большим, чем то, которое следует из формулы (94). Понятно, что при этом изменятся коэффициенты во всех остальных формулах (95), и экономические соображения в расчете пришлось бы опустить.

Совершенно понятно, что во избежание низшего предела для $k_0 \geq 0,006$, мы должны были бы, при том же $B_0 = 7000$ гаусс, уменьшить S и взять больше витков [см. также формулу (96'')]. Необходимо отметить, что малая величина k_0 может получиться при расчете малых дросселей, у которых мало (LI_0^2) .

Условия наименьшей стоимости и допустимых пределов k_0 , однако, можно согласовать, и при том двумя способами. По первому из них надо уменьшить в формуле (93) магнитную индукцию. От этого S возрастет, но $(B_0 S)$, несмотря на это, уменьшится, вследствие чего возрастет число витков, а значит, по формуле (96'') увеличится k_0 . Таким образом, этот способ пригоден для малых дросселей, когда требуется увеличить k_0 . По второму способу, когда $(LI_0^2) > 555$, сле-



Фиг. 135.

дует применить несколько дросселей с общим коэффициентом индуктивности, равным заданному. Этот способ особенно следует рекомендовать, так как он, кроме того, позволяет варьировать при эксплуатации коэффициентом индуктивности фильтра и дает возможность иметь более дешевый резерв дросселей.

Может случиться, что относительная длина диамагнитного зазора уложится в допустимые пределы, но зато по своей абсолютной длине будет настолько мала (десятые доли миллиметров), что практически не представится возможным ее осуществить. Так, это может быть, очевидно, когда (LI_0^2) мало. В таком случае рекомендуется диамагнитного зазора совсем не устраивать, а увеличить магнитное сопротивление путем создания „перешейка“—малого поперечного сечения на

небольшой длине сердечника. На фиг. 136 показан пример такой конструкции. Разумеется, расчет подобного дросселя целесообразнее заменить экспериментальным подбором и найденную таким способом конструкцию использовать для массового производства.

Касаясь еще малых дросселей (у которых $L I_0^2$ мало), надо отметить, что для них целесообразнее применять квадратное сечение сердечника вместо крестообразного. Формула (94) может быть применена и в этом случае¹⁾. Что же касается формул (95), то три первые из них следует отбросить и заменить одной

$$\sqrt{S} = 3,6 (L I_0^2)^{1/4}, \dots (99)$$

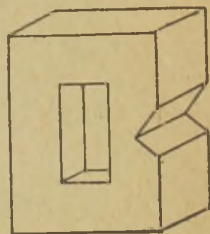
дающей размер стороны квадрата поперечного сечения сердечника. Остальная часть формул (95) остается в силе.

Помимо указанной ранее проверки расчета дросселя на относительную величину диамангнитного зазора, необходимо проверять его на свободную укладку витков и изоляции. Такая проверка показана на примере в главе VII.

Изоляцию витков от сердечника, а равно и изоляцию между самими витками, надлежит выбирать на полное напряжение E_0 , так как во время нестационарных режимов все это напряжение может оказаться на зажимах дросселя. По этой причине обмотку следует разбивать на секции. Число секций следует устанавливать из расчета 500 вольт на каждую секцию.

Большие дросселя, для лучшей изоляции и лучшего охлаждения, выгоднее помещать в кожухи с маслом. Так как переменная слагающая тока обычно невелика, то и пульсация магнитного потока незначительна. В силу этого, потерями в железе можно пренебрегать и при расчете нагрева учитывать лишь потери в меди. По этой же причине нет особой необходимости в высококачественном трансформаторном железе для сердечника сглаживающего дросселя.

Несмотря на незначительную пульсацию магнитного поля в стационарном режиме, механическое крепление частей сердечника все же должно быть прочным. С этой целью рекомендуется стягивать сердечник болтами (фиг. 137), рассчитан-



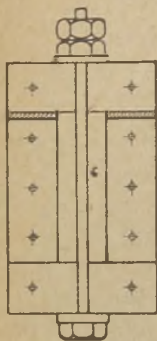
Фиг. 136.

¹⁾ Небольшое отклонение от минимума функции (92) всегда допустимо, особенно при малых конструкциях.

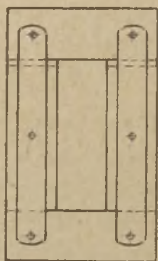
ными на четырехкратную силу магнитного притяжения от потока $B_0 S$, т. е.

$$G_{к2} = 4 \frac{B_0^2 \cdot S}{4\pi \cdot 9,81} 10^{-5} \cong 16 \cdot S \dots (100)$$

Малые дроссели можно укреплять по примеру, указанному на фиг. 138.



Фиг. 137.



Фиг. 138.

§ 15. Выбор конденсаторов для сглаживающего фильтра.

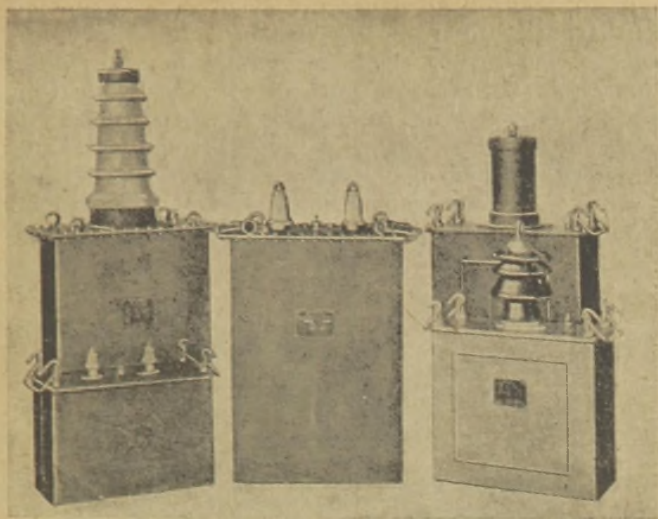
Основным типом конденсатора для сглаживающего фильтра является конденсатор либо с бумажно-масляным, либо с бумажно-парафиновым диэлектриком.

В том и другом случае употребляется специальная бумага, состоящая преимущественно из чистого льняного тряпья без

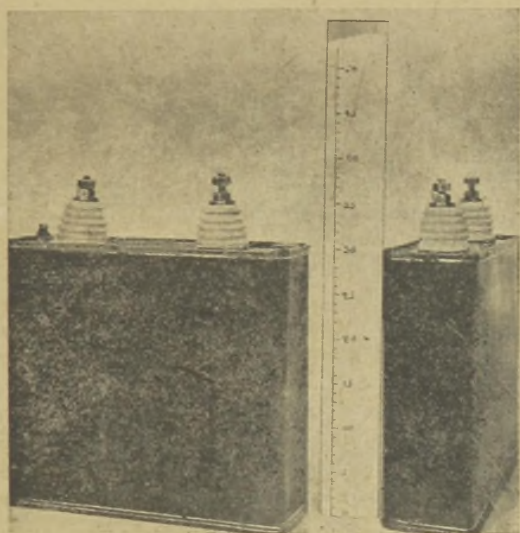
проклейки. Толщина бумаги составляет в среднем около 0,01 мм. По толщине каждый слой диэлектрика состоит из нескольких листов бумаги, в зависимости от рабочего напряжения. Наибольшей электрической прочностью, отнесенной на один лист бумаги, обладает слой от 6 до 12 листков. Электрический пробой в одном случае происходит по причине наличия слабых мест (отверстий) в бумаге, не перекрывающихся при малом числе листков, в другом случае, т. е. при большом числе листков в одном слое, пробой возникает на краях — за счет так называемого краевого эффекта. По этой причине в конденсаторах до 1000 В рабочего напряжения число листов, приходящееся на один слой, выбирается от 4 до 6. Для напряжений 10 кВ и выше число листов выбирается от 18 до 40.

Для обкладок употребляется алюминиевая фольга толщиной около 0,007 мм. Такая фольга, благодаря малому весу, целесообразнее, чем оловянная.

Низковольтные конденсаторы можно делать из рулонной фольги и бумаги, наматывая отдельные части их (секции) на специальных станках. Высоковольтные конденсаторы, когда число листов бумаги в одном слое диэлектрика составляет больше 6, делаются плоскими без намотки.



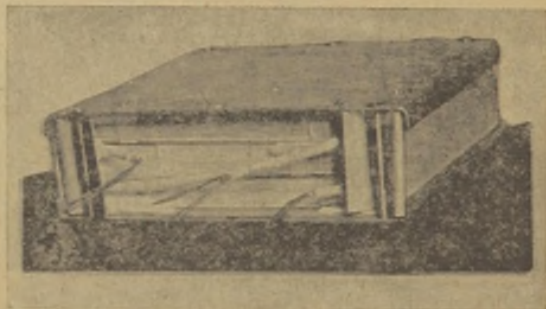
Фиг. 139-а.



Фиг. 139-б.

Приготовленный конденсатор сушится и заливается минеральным (трансформаторным) маслом под вакуумом. Изготовление конденсатора без вакуума не может обеспечить достаточно долгого срока службы его. Воздушные пузырьки в толще диэлектрика являются местами, в которых возникают ионизационные процессы, и, с течением времени, диэлектрик теряет электрическую прочность.

На фиг. 139 дан внешний вид некоторых образцов высоковольтных конденсаторов, а на фиг. 140 вид внутренней части



Фиг. 140.

конденсатора бумажно-масляного типа. Кроме того, ниже приводится таблица некоторых конденсаторов с их техническими характеристиками.

Ввиду того, что конденсатор подвергается в выпрямительной установке перенапряжениям, необходимое условие при выборе его — это испытание на электрическую прочность. Испытание должно производиться в меньшей мере двойной величиной рабочего напряжения в течение не менее одной минуты. Пробивное напряжение конденсатора должно быть не ниже 4 или 5-кратной величины ¹⁾ рабочего напряжения при температуре $+20^{\circ} \div 30^{\circ}\text{C}$.

Конденсатор должен обладать минимальной собственной утечкой. Ее малое значение является признаком надежной конструкции; она может быть определена по скорости спадания напряжения заряженного конденсатора. Время спадания напря-

¹⁾ $2 E_0$ — испытательное напряжение, а $4 E_0$ или $5 E_0$ — напряжение, при котором конденсатор пробивается, т. е. — пробивное напряжение.

Таблица фильтровых конденсаторов.

№ по порядку	Производство	Фабричный тип	Емкость в микрофадах	Рабочее напряжение в вольтах	Испытательное напряжение	Папарт без изолят. в мм	Вес единицы в кг	Пробитка бумаги
1	Hydra-Werk (Германия)	50.178	5	12.000	25.000	458×212×845	130	—
2	Главспром—СССР	—	2	10.000	20.000	300×300×100	20	Маслом
3	"	—	2	500	1.000	—	—	Парафином
4	Киевский Энергетический институт	КФБ—12	2,5	12.000	25.000	1.025×200×275	66	"
5	Тоже	КФБ—10	2,5	10.000	20.000	1.025×200×275	66	"
6	Тоже	КФБ—4	4,0	4.000	9.000	510×70×580	30	"

жения до одной трети первоначальной величины должно составлять не менее одного часа. Если эквивалентное сопротивление утечки обозначить через R_y , то оно может быть определено по времени спадающей следующей формулой:

$$C^{\mu F} \cdot R_y^{M \Omega} \geq 3300 \text{ секунд.}$$

Определять утечку надлежит при окружающей температуре в пределах $+20^{\circ} \div 30^{\circ} \text{C}$.

Так как переменная слагающая напряжения на фильтровом конденсаторе составляет обычно небольшую величину, то малый угол потерь для фильтрового конденсатора не является решающим, но все же в некоторых случаях рассчитывать потери необходимо. Наибольшая величина переменной слагающей напряжения может возникнуть при сеточной модуляции и равняется приблизительно

$$E \cong \frac{I}{\nu_{\min} C},$$

где ν_{\min} — наименьшая круговая частота модуляции. При этом мы должны предполагать 100%-ную модуляцию, что соответствует изменению анодного тока в пределах от 0 до $2I_0$. Реактивная мощность конденсатора выражается через

$$P_r = \frac{E^2}{2} \nu_{\min} C,$$

а с учетом предыдущего выражения —

$$P_r = \frac{EI_0}{2}.$$

Если, далее, обратиться к фиг. 141, где даны приближенные векторные и плоские диаграммы напряжений во время модуляции, то реактивная мощность может быть выражена через мощность P_0 выпрямителя. Действительно,

$$E \cong \mu E_g \sqrt{1 - D_m^2}; \quad D_m \mu E_g = R_i I_0; \quad R_i \cong R,$$

откуда

$$E = \frac{\sqrt{1 - D_m^2}}{D_m} \cdot R \cdot I_0 = \frac{\sqrt{1 - D_m^2}}{D_m} \cdot E_0$$

и

$$P_r = \frac{\sqrt{1 - D_m^2}}{2 D_m} \cdot P_0.$$

Потери в конденсаторе выражаются через угол потерь следующей формулой:

$$P_{ak} = P_r \cdot \operatorname{tg} \delta,$$

Поэтому мощность, рассеиваемая конденсаторами, составляет

$$P_{ak} = \frac{\sqrt{1 - D_M^2}}{2 D_M} \cdot \operatorname{tg} \delta \cdot P_0 \dots \dots \dots (101)$$

К ней, конечно, следует еще прибавлять мощность, расходуемую на собственную утечку, т. е.

$$\frac{E_0^2}{R_y}.$$

Конструкция конденсаторов и их расположение должны обеспечить отвод выделяемого тепла и не допускать повышения температуры свыше $+35^\circ \text{C}$, считая у стенок конденсаторных кожухов.

В резонансных фильтрах (фиг. 142) малый угол потерь является принципиально необходимым для создания требуемого коэффициента фильтрации. В самом деле, $\operatorname{tg} \delta$ через эквивалентное сопротивление потерь $r_{эс}$ выражается формулой

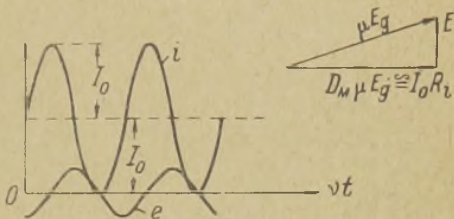
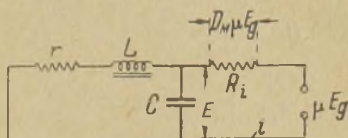
$$\operatorname{tg} \delta = r_{эс} \omega C,$$

если $r_{эс}$ включено последовательно с емкостью. В свою очередь коэффициент фильтрации для данного случая определяется через выражение

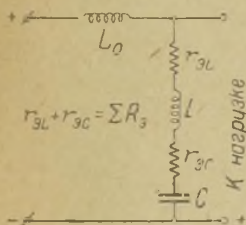
$$u = \frac{\Sigma R_3}{m \omega L_0}, \dots \dots (102)$$

в котором ΣR_3 — сумма эквивалентных сопротивлений в катушке L и конденсаторе C .

При установке нескольких конденсаторов, последовательно соединенных между собой, необходимо подключать параллельно

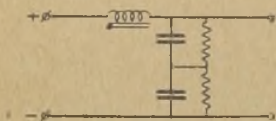


Фиг. 141.

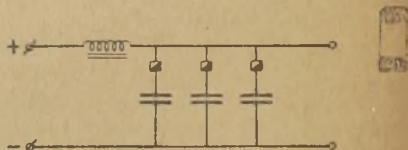


Фиг. 142.

им сопротивления для равномерного распределения напряжения между ними, как показано на фиг. 143-а. Величина сопротивления должна быть меньше R_v каждого конденсатора. Нижний предел ее ограничивается допустимым расходом энергии. Включение искусственной утечки необходимо и в других случаях для ускорения разряда конденсатора, например, при остановке выпрямителя. Для этого, между прочим, может служить вольтметр ¹⁾, подключаемый непосредственно к конденсатору и служащий для измерения E_0 .



Фиг. 143-а.



Фиг. 143-б.

Емкость фильтра выгоднее составлять из отдельных единиц в 1 ÷ 5 микрофард. Такая схема удешевляет резервирование и увеличивает надежность действия установки. Отдельные единицы подключаются параллельно через самостоятельные плавкие предохранители (см. фиг. 143-б), которые при пробое отдельной единицы расплавляются и автоматически ее отключают от шины выпрямительной цепи. Плавкие предохранители, конечно, должны быть рассчитаны на стационарный ток пульсации

$$I_c = m \omega C \cdot s E_0 \dots \dots \dots (103)$$

или на стационарный ток при сеточной модуляции, т. е.

$$I_c \cong \nu_{\min} C \cdot \sqrt{1 - D_m^2} \cdot E_0 \dots \dots \dots (103')$$

¹⁾ Только не статический.

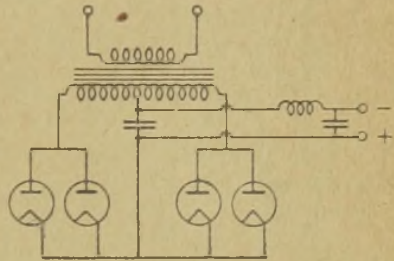
ГЛАВА V.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В АНОДНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЯХ.

§ 1. Параллельная работа выпрямителей.

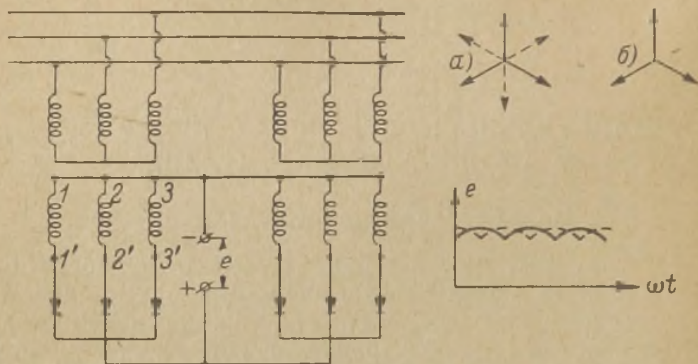
В тех случаях, когда ввиду большой мощности приходится применять параллельную работу выпрямителей, такая работа осуществима без дополнительных приспособлений только с кенотронами. Внутреннее сопротивление кенотрона положительно, т. е. увеличению тока соответствует увеличение напряжения на его электродах — анод-катод. В силу этого обстоятельства распределение токов между отдельными кенотронами при параллельной работе обратно пропорционально их внутренним сопротивлениям.

Разумеется, при параллельном включении целых выпрямительных установок необходимо соблюдение определенных фазовых соотношений между напряжениями обеих установок. Так, например, при параллельном включении двух трехфазных выпрямителей, собранных по простой схеме, необходимо, чтобы звезда фазных напряжений одной схемы совпадала по фазе со звездой фазных напряжений другой схемы. Если этого не будет, то вместо параллельной работы двух трехфазных выпрямителей мы можем получить шестифазную схему выпрямления и перегрузить каждый кенотрон. В самом деле, амплитуда тока через вентиль в таком случае будет равна амплитуде выпрямленного тока, а не половине его, как должно было бы быть при параллельной работе.

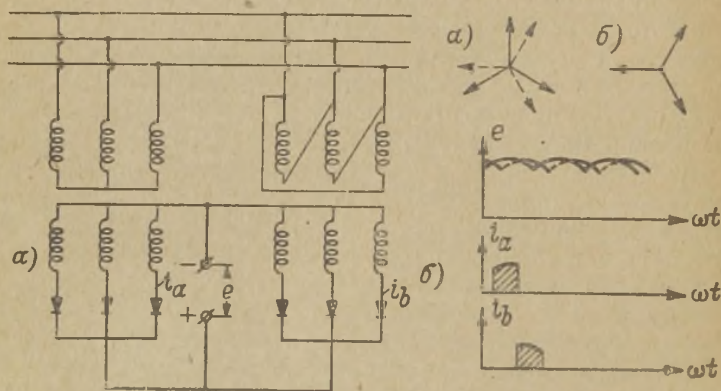


Фиг. 144.

На фиг. 144 показано параллельное включение двух кенотронов в каждую фазу, а на фиг. 145 дана схема параллельной работы двух трехфазных выпрямителей. Обмотки обоих трансформаторов соединены идентично, чем обеспечивается



Фиг. 145.



Фиг. 146.

совпадение по фазе векторных диаграмм фазных напряжений. Если пересоединить концы обмоток одного трансформатора, сомкнув точки 1' 2' 3', а точки 1, 2, 3 присоединив к анодам, то диаграмма 145-а повернется на 180° , что показано на фиг. 145 пунктиром. Параллельная работа в таком случае нарушится, ибо вся схема заработает как шестифазный выпрямитель.

По изложенным соображениям нельзя осуществить параллельную работу и тогда, когда один трансформатор имеет схему обмоток ∇/Δ , а второй Y/Δ . Фиг. 146 показывает, что диаграммы фазных напряжений в этом случае будут смещены на 30° и представят несимметричную шестифазную систему. Такая система не только не допустит параллельной работы двух вентилях, но, кроме того, вызовет несимметричную форму токов в кенотронах.

Когда требуется осуществить параллельную работу целых установок, то помимо фазовых соотношений, крайне необходимо обеспечить равенство амплитуд напряжений одинаковых фаз. В противном случае параллельная работа также будет нарушаться, от того, что ток не сможет пройти через вентиль, у которого на аноде будет меньшее напряжение. Обеспечить это равенство амплитуд на практике чрезвычайно затруднительно, а потому для параллельной работы кенотронов особенно рекомендуется пользоваться одним трансформатором, в каждую фазу которого включается параллельно необходимое число кенотронов.

Необходимо отметить, что высказанные соображения о равенстве напряжений лежат в основе применения выпрямительной схемы с междуфазным дросселем Кюблера, показанной в главе III. Там же была объяснена та причина, по которой прекращается ток через вентиль, включенный в фазу с меньшим напряжением.

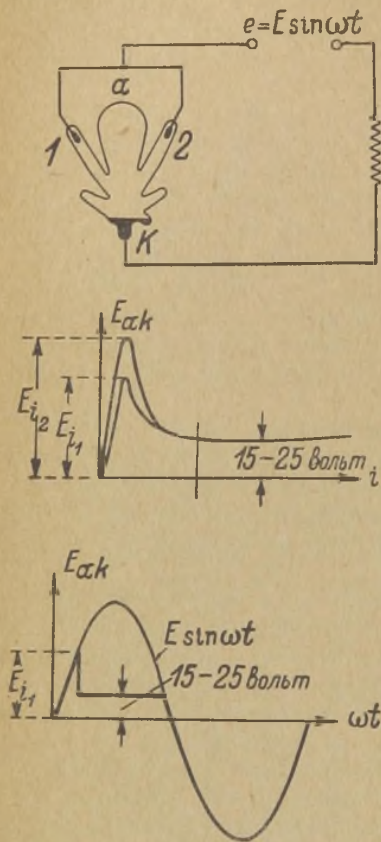
При употреблении ртутных колб в качестве вентилях устойчивая параллельная работа без добавочных приспособлений невозможна даже тогда, когда обе колбы, или оба анода одной колбы, включены в одну фазу, т. е. под одно напряжение. Это объясняется особенностями, которые присущи вольтамперной характеристике ртутной колбы. Эта характеристика, как уже известно из предыдущих глав, отличается во-первых, наличием ионизационного потенциала, а во-вторых, падающим участком. Благодаря последнему, внутреннее сопротивление ртутной колбы можно считать отрицательным. Действительно, на этом участке увеличению тока через ртутную колбу соответствует уменьшение напряжения на ее электродах.

Если мы соберем схему, указанную на фиг. 147, в которой два анода ртутной колбы соединены, то прохождение тока (свечение) будет наблюдаться лишь через один анод, прежде всего—в силу разности между ионизационными потенциалами обоих анодов. Такую разность, хотя бы в несколько вольт, мы всегда имеем в каждой колбе. По достижении внешним

напряжением меньшего ионизационного потенциала проводящей делается анодная трубка, обладающая этим потенциалом. Вслед за появлением тока напряжение между точками a — k резко упадет до величины всего лишь 15—25 В, и другой

анод, с бóльшим ионизационным потенциалом, уже не в состоянии сделаться проводящим ток.

Допустим теперь, что по каким-либо причинам данный ток I_0 , разветвляясь поровну, одновременно проходит через две ртутных колбы (см. фиг. 148). На зажимах a — k при этом имеется некоторое падение напряжения, которое определяется точкой пересечения вольтамперных кривых, принадлежащих нашим ртутным колбам. Если теперь нагрузка в цепи возрастет, т. е. R уменьшится, и ток примет новое значение $(I_0 + \Delta I_0)$, то напряжение на зажимах a — k упадет и станет уже недостаточным для поддержания тока в первой ртутной колбе, и весь ток начнет проходить только через вторую ртутную колбу. Если бы нагрузка уменьшилась, т. е. ток I_0 получил отрицательное приращение $-\Delta I_0$, то, как это нетрудно сообразить, потухание произошло бы во второй колбе, и перегруженной оказалась бы первая колба. При переходе всего тока на одну колбу произойдет понижение напряжения на зажимах a — k , и, тем

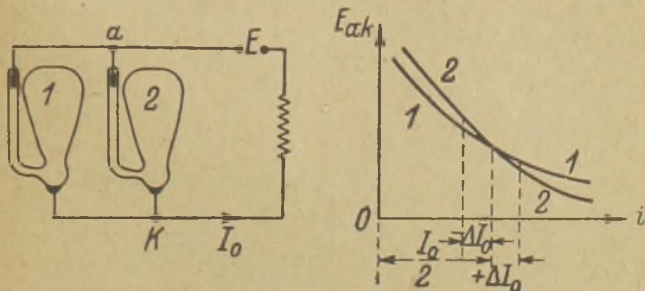


Фиг. 147.

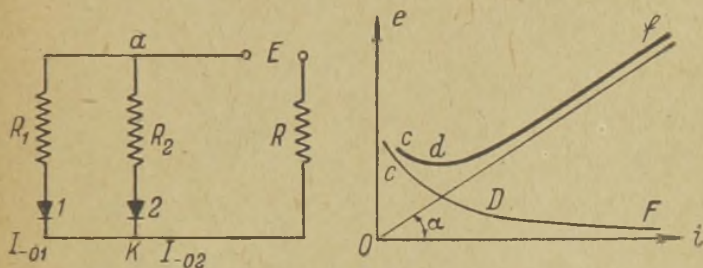
не менее, другая колба уже не в состоянии „зажечься“, т. е. пропускать ток, так как для его восстановления требуется сравнительно высокое напряжение на зажимах a — k , равное величине полного ионизационного потенциала „потухшей“ колбы.

Предположим теперь, что последовательно с каждой ртутной колбой введено омическое сопротивление. Величина этого

сопротивления подобрана так, что вольтамперная характеристика имеет возрастающий участок. На фиг. 149 произведено графическое построение такой характеристики для одной ветви. Прямая линия с $\text{tg } \alpha = R_1$ соответствует напряжению на зажимах R_1 при различных значениях тока i . Кривая линия C, D, F изображает напряжение на ртутной колбе. Очевидно, что сумма ординат этих линий представляет собой полное



Фиг. 148.



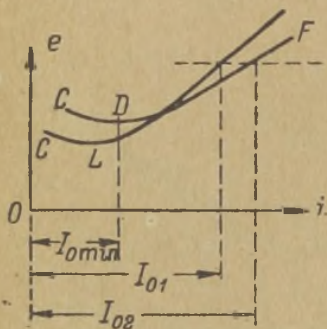
Фиг. 149.

напряжение на зажимах разветвления $a - k$. На фиг. 149 это напряжение, как функция тока, представлено жирной линией c, d, f . Как видим, на участке $d - f$ увеличению тока соответствует увеличение напряжения.

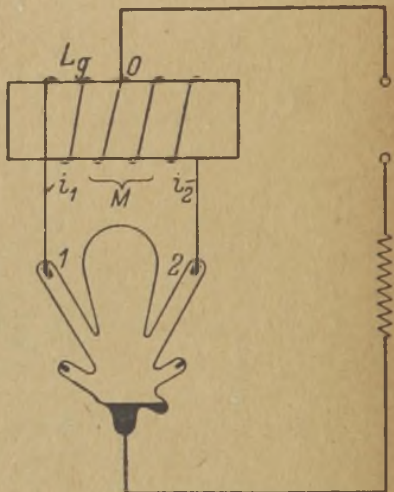
Допустим, что, изменяясь с течением времени, внешнее напряжение на зажимах всей схемы приобрело значение, равное величине наименьшего ионизационного потенциала, свойственного ртутной колбе № 1. Возникший через нее ток может создать на зажимах $a - k$ достаточную разность потен-

циалов, равную ионизационному потенциалу второй колбы, и она также начнет проводить часть общего тока.

Возникшая параллельная работа обеих колб будет устойчивой и сохранится, несмотря даже на изменение в известных пределах внешнего сопротивления нагрузки. В самом деле, если мы совместим теперь вольтамперные характеристики обеих ветвей, то легко убедимся в возможности существования тока в обеих ветвях. Из фиг. 150 мы видим, что при увеличении общего тока за счет уменьшения сопротивления нагрузки R увеличивается падение напряжения на всем разветвлении $a-k$. Полное прекращение тока I_{01} в одной какой-либо ветви становится теперь невозможным, поскольку оно влечет за собой чрезмерное возрастание напряжения на зажимах $a-k$ вследствие



Фиг. 150.



Фиг. 151.

увеличения тока I_{02} во второй ветви, и все сводится лишь к некоторому неравномерному распределению токов между анодами колб. Большая часть тока проходит по ветви с меньшим сопротивлением, т. е. по ветви, у которой вольтамперная характеристика идет более полого, например, $D-F$. Если ток упадет до значений ниже $I_{0 \min}$, то устойчивая параллельная работа может опять нарушиться.

Применение на практике таких сопротивлений нецелесообразно в виду большого расхода энергии в них. Но понятно, что для параллельной работы можно с успехом применить, взамен омического сопротивления, индуктивные катушки,

имеющие к тому же взаимную индукцию. На фиг. 151 дана схема устройства для параллельной работы двух анодов, принадлежащих одной ртутной колбе. В этой схеме имеется так называемый уравнивающий дроссель, назначение которого, во-первых, обеспечить возникновение параллельной работы обоих анодов и, во-вторых, сделать эту работу устойчивой. Самый процесс установления параллельной работы сводится к следующему. В момент возникновения тока в аноде с меньшим ионизационным потенциалом, между другим анодом и общим катодом появляется значительное напряжение, наведенное уравнивающим дросселем.

Это напряжение составляет по величине $M \frac{di_1}{dt}$ и является результатом наличия взаимной индукции. При достаточной величине последней наведенное ею напряжение может превысить ионизационный потенциал второго анода, и последний начнет пропускать ток. Дальнейшая параллельная работа может быть обеспечена опять достаточной величиной взаимной индукции. В самом деле, при равенстве токов i_1 и i_2 общий магнитный поток, пронизывающий обе катушки дросселя, равен нулю. Нарушение этого равенства вызовет появление потока, который, в свою очередь, будет наводить в обеих катушках некоторые э. д. с. Не трудно сообразить, что направление этих э. д. с. таково, что оно препятствует изменению токов. Если в левой катушке ток начинает убывать, а в правой возрастать, то наводящаяся в первой катушке э. д. с. складывается с внешним напряжением и стремится поддержать ток. В другой же катушке э. д. с. направлена обратно внешнему напряжению и стремится ослабить ток. Таким образом, система приобретает устойчивое положение работы только тогда, когда общий магнитный поток близок к нулю.

Для того, чтобы вывести необходимые расчетные формулы, определим сначала условия возникновения параллельной работы в элементарной схеме, изображенной на фиг. 152.

Если обе параллельные ветви симметричны, то очевидно, при возникновении тока в одной из них, в другой наводится э. д. с., равная.

$$e_s = M \frac{di}{dt}.$$

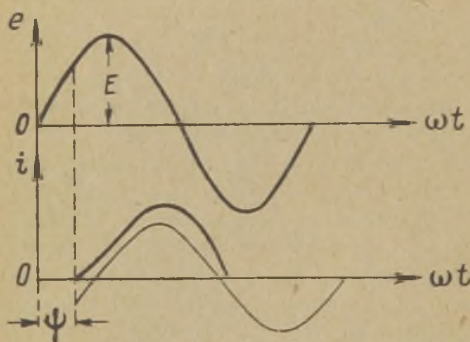
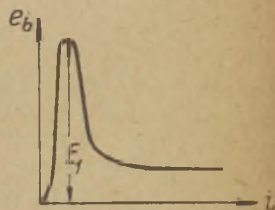
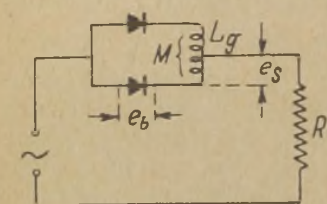
Для данной схемы уравнение тока, согласно § 2 главы IV, имеет следующий вид

$$i = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L_y^2}} \left\{ \sin(\omega t + \psi - \varphi) - \sin(\psi - \varphi) e^{-\frac{R}{L_y} t} \right\}.$$

Взяв по этому уравнению производную тока и подставив ее в выражение e_s , найдем

$$e_s = \frac{\omega ME}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L_y^2}} \left\{ \cos(\omega t + \psi - \varphi) + \frac{R}{\omega L_y} \sin(\psi - \varphi) \cdot e^{-\frac{R}{L_y} t} \right\}, \quad (1)$$

где $\varphi = \arctg \frac{\omega L_y}{R}$, $\psi = \arcsin \frac{E_i'}{E}$,



Фиг. 152.

E_i' — наименьший полный ионизационный потенциал анода, вступающего первым в работу.

Практическое значение имеет величина e_s по прошествии некоторого времени после установления тока в одном аноде. Задав ее $e_s \geq E_i$, больше или равной полиому ионизационному потенциалу другого анода, не начинающего

работать параллельно и одновременно с первым, мы вынудим вступить в работу оба анода. Время, в течение которого должен произойти процесс возникновения параллельной работы, очевидно, должно быть достаточно малым по сравнению с периодом. Практически оно должно быть не более половины одного периода. При многофазном выпрямлении это время должно составлять $\frac{T}{2m}$, поскольку каждой паре анодов приходится, вообще, работать только $\frac{1}{m}$ долю периода.

Подставив в формулу (1) $\frac{T}{2m}$ вместо t , E_i вместо e_s , и $\psi = 0^1$), можно найти L_y при заданном коэффициенте магнитной связи $k = \frac{M}{L_y}$ обеих половин дросселя.

Найденная формула для практических целей мало применима не только в силу своей сложности, но и в силу того, что при многофазном выпрямлении правильнее внешнюю э.д.с. приравнять постоянной э.д.с., равной E_0' . При этом условии уравнение возникающего тока принимает вид:

$$i = \frac{E_0'}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L_y} t} \right).$$

Взяв производную $\frac{di}{dt}$ и подставив ее в уравнение

$$e_s = M \frac{di}{dt},$$

получим

$$e_s = \frac{M}{L_y} \cdot E_0' \cdot \alpha^{-\frac{R}{L_y} t}$$

Подставив в найденное выражение E_i вместо e_s и $\frac{T}{2m}$ вместо t , найдем уравнение

$$\frac{E_i}{E_0'} = \frac{M}{L_y} \alpha^{-\frac{R}{2m \cdot f \cdot L_y}},$$

откуда, в свою очередь, получается

$$L_y = \frac{R}{2mf} \frac{1}{\ln \left(k \frac{E_0'}{E_i} \right)} \dots \dots \dots (2)$$

В этом уравнении k — коэффициент магнитной связи между половинами обмотки дросселя.

Когда выпрямитель имеет фильтр, то найденная формула (2), вообще говоря, изменяется. Нарастание тока в этом случае определяется уравнением (31), приведенным в § 11 главы IV, однако, с тем изменением, что вместо L в него следует подставлять $(L + L_y)$.

¹⁾ Тем самым считая, что E_i' — полный ионизационный потенциал первого анода равен нулю.

В таком случае оно приобретает следующий вид:

$$i \cong \frac{E_0'}{R+r} + E_0' \sqrt{\frac{C}{L+L_y}} \varepsilon^{-\alpha t} \sin \omega_0 t^1),$$

причем

$$\alpha = \frac{R'}{2(L+L_y)}; \quad R' = r + \frac{L+L_y}{CR}; \quad \omega_0 \cong \frac{1}{\sqrt{C(L+L_y)}}.$$

Так как, нас интересует значение производной этого тока при $t \cong \frac{T}{2m}$, и мы, с другой стороны, знаем, что период T значительно меньше периода свободных колебаний, вследствие чего $\frac{\omega_0 T}{2m} \cong 0$ и $\varepsilon^{-\alpha T} \cong 1$, то для $\frac{di}{dt}$ мы можем написать

$$\frac{di}{dt} \cong E_0' \left(\frac{1}{L+L_y} \right) \cdot \cos \frac{\omega_0 T}{2m} \cong \frac{E_0'}{L+L_y}.$$

При подстановке в

$$e_s = M \frac{di}{dt}$$

с заменой e_s на E_i и M на $k \cdot L_y$ получаем формулу, определяющую величину L_y при Γ -образном фильтре

$$L_y \cong \frac{L}{\left(k \frac{E_0'}{E_i} - 1 \right)} \dots \dots \dots (3)$$

Найденная формула показывает, что индуктивность уравнительного дросселя тем больше, чем больше индуктивность сглаживающего дросселя. Значение коэффициента магнитной связи k надо стремиться сделать большим. На практике его удается легко довести до величины 0,85—0,95. Для этой цели полезно секции обеих половин обмотки помещать вперемежку между собой.

К формуле (3) можно было бы притти, не пользуясь вышеуказанным уравнением тока включения при Γ -образном фильтре. Если считать $m \omega L \gg \frac{1}{m \omega C}$, как это и бывает, то за экви-

¹⁾ Уравнение действительно только до момента возникновения параллельной работы.

валентную цепь при включении можно принять цепь, состоящую только из одной индуктивности L , считая точки подключения конденсатора и нагрузки замкнутыми накоротко. В этих условиях, очевидно

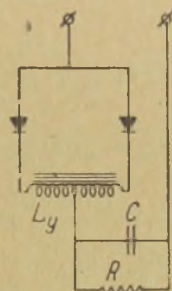
$$E_0' = (L + L_v) \frac{di}{dt} \quad \text{и} \quad e_s = M \frac{di}{dt},$$

откуда уже легко вытекает уравнение (3).

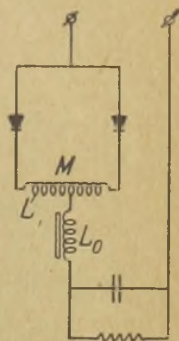
На практике иногда не устанавливают сглаживающего дросселя L , пользуясь для сглаживания, взамен его, индуктивностью рассеяния уравнивающего дросселя (см. фиг. 153).

Так как $k < 1$, то после возникновения параллельной работы обоих анодов эквивалентную схему выпрямителя с уравнивающим дросселем можно представить, так, как показано на фиг. 154.

На этой схеме дроссель, у которого в действительности имеется неполная магнитная связь между половинами своей обмотки, представлен в виде двух частей. Первая из них представляет идеальный дроссель без рассеивания, у которого



Фиг. 153.



Фиг. 154.

$$\frac{L'}{M} = 1,$$

а другая часть—общий дроссель

$$L_0 = L_y(1 - k), \quad \dots \dots \dots (4)$$

поскольку

$$M = k \cdot L_y \quad \dots \dots \dots (5)$$

Очевидно, что сумма

$$L' + L_0 = L_y$$

представляет индуктивность одной половины действительного дросселя.

В установившемся режиме параллельной работы обе половины катушек создают равные и противоположные потоки. Вследствие этого, в процессе фильтрации участвует только

индуктивность L_0 ; что же касается процесса установления тока, до начала параллельной работы, то данную цепь надлежит рассматривать как цепь, имеющую индуктивность, равную L_y . Если теперь опять пренебречь влиянием емкости и сопротивления цепи в течение времени до установления параллельной работы обоих анодов, то, аналогично предыдущему, мы будем иметь

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{E_0'}{L_y}.$$

Это дает новую формулу для определения L_y , т. е.

$$L_y \geq M \frac{E_0'}{E_i} \dots \dots \dots (6)$$

ибо

$$e_s = M \frac{di}{dt} = E_i.$$

Так как из уравнений (4) и (5) вытекает

$$M = L_y - L_0,$$

то окончательно

$$L_y \geq \frac{L_0}{1 - \frac{E_i}{E_0}} \dots \dots \dots (6')$$

и

$$k = 1 - \frac{L_0}{L_y} = \frac{E_i}{E_0'} \dots \dots \dots (7)$$

Эти формулы, относящиеся к схеме на фиг. 153, не имеющей специального сглаживающего дросселя, показывают, что в некоторых случаях такая схема представляет известные преимущества по сравнению со схемой, имеющей специальный сглаживающий дроссель, благодаря большей простоте всей установки.

В найденных формулах (4), (6'), (7) величина L_0 должна задаваться расчетом сглаживающего фильтра.

Необходимо помнить, что обмотки уравнивающего дросселя должны быть рассчитаны на половинное значение общего тока, и с другой стороны, что коэффициент индуктивности L_y относится к одной половине обмотки.

Как уже выше было указано, вторая роль уравнивающего дросселя заключается в том, что он должен поддерживать

равенство токов, проходящих через параллельно включенные аноды. Надо отметить, что это требование, при условии симметричности уравнительного дросселя, вызывает в свою очередь требование равенства падений напряжения на самих анодах. На практике такое условие, однако, недостижимо, и в действительности между падением напряжения на одном аноде и на другом всегда есть некоторая разность в пределах 5—8 вольт. Эта разность напряжений, действуя в замкнутой цепи 0—1—2—0 (см., например, фиг. 151), стремится создать разность токов, протекающих через разные аноды. Этому, однако, препятствует э. д. с. самоиндукции всего дросселя, равная

$$2(L_y + M) \frac{di}{dt}$$

и направленная против указанной разности напряжений.

Поэтому, если написать уравнение

$$2(L_y + M) \frac{di}{dt} \geq \Delta e_b = 5 \div 8 \text{ вольт,}$$

то тем самым мы получим условие, ограничивающее до известного предела неравенство анодных токов.

Условимся считать уравнительное действие дросселя достаточным тогда, когда полное расхождение в величине анодных токов за время $\frac{T^1}{m}$ не превышает 5% от общего тока I_0 . Имея еще в виду, что $T = 1/f$ и $M = kL_y$, мы можем на основании приведенного уравнения написать следующее выражение:

$$2(L_y + L_y \cdot k) \frac{0,05 I_0}{T/m} \geq \Delta e_b,$$

откуда

$$0,1 \cdot L_y (1 + k) \cdot m \cdot f I_0 \geq \Delta e_b$$

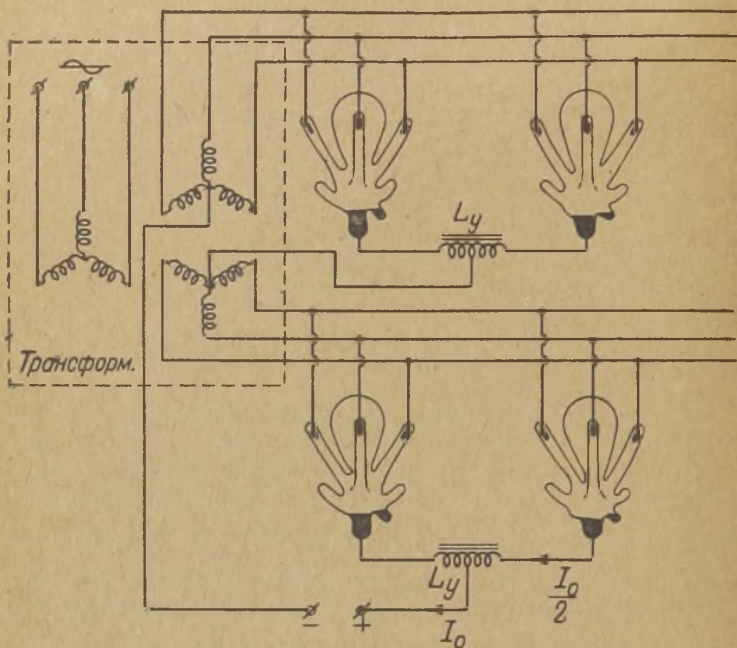
или

$$L_y \geq \frac{\Delta e_b}{0,1(1+k) \cdot m \cdot f_0 \cdot I_0} \dots \dots \dots (8)$$

Следует заметить, что в большинстве практических случаев формула (8) всегда перекрывается основными формулами (3), (6'), приведенными ранее.

1) Доля периода, в течение которой ток проходит непрерывно через данную пару анодов.

Помимо применения параллельной работы двух анодов, встречающейся в металлических ртутных выпрямителях, часто применяется схема параллельной работы целых выпрямительных установок. На фиг. 155 дан пример работы двух выпрямителей, из которых каждый работает по трехфазной двухкаскадной схеме от одного общего трансформатора. На фиг. 156

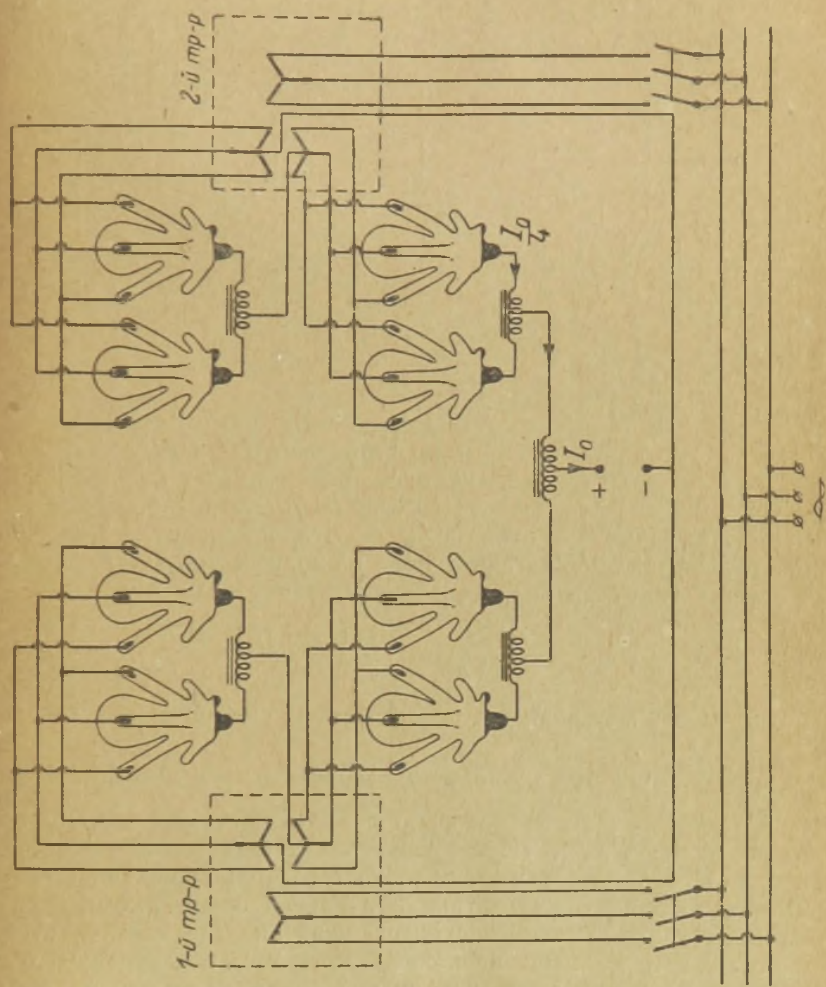


Фиг. 155.

дан другой пример параллельной работы четырех таких же выпрямителей от двух трансформаторов.

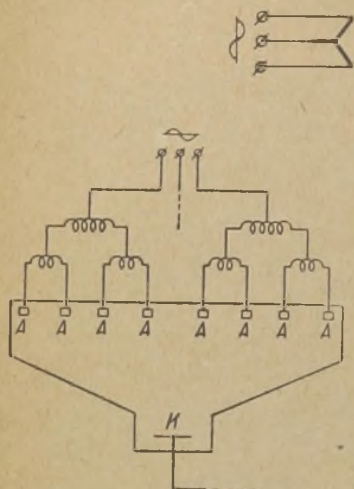
В практике металлических ртутных выпрямителей можно употреблять схему параллельной работы четырех анодов. В этом случае необходимо применять три уравнивающих дросселя, как указано на фиг. 157.

Пользуясь газотронами в качестве вентилях надлежит, вообще говоря, для осуществления параллельной работы поступать так же, как и при ртутных колбах. Однако, ввиду малой величины полного ионизационного потенциала, приме-

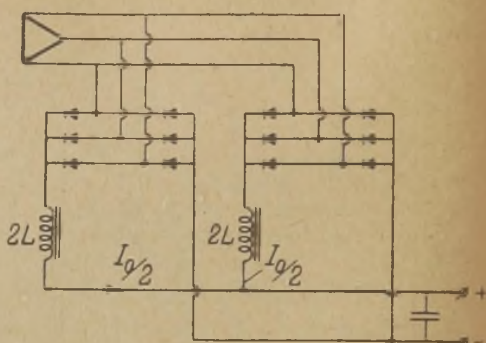


Фиг. 156.

нение уравнивающих дросселей может быть заменено установкой отдельных сглаживающих дросселей в каждый выпрямитель. Такой случай указан на фиг. 158. Коэффициент индуктивности каждого дросселя должен быть $2L$, где L —коэффициент



Фиг. 157.



Фиг. 158.

индуктивности, полученный из расчета Г-образного фильтра. Так как каждый дроссель несет половину общего тока I_0 , то, очевидно, установка двух дросселей по стоимости не отличается от установки одного дросселя L , рассчитанного на полный ток I_0 . Действительно, габарит двух дросселей составляет величину

$$2 \cdot \left[\left(\frac{I_0}{2} \right)^2 \cdot 2L \right] = I_0^2 L,$$

которую мы получили бы при устройстве одного дросселя.

§ 2. Регулирование выпрямленного напряжения.

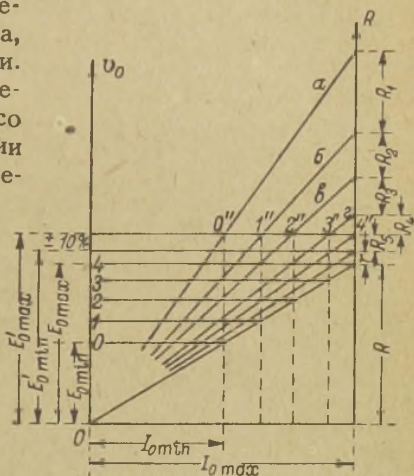
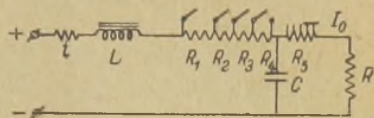
Следует различать большую и малую регулировку напряжения выпрямителя. Первая позволяет менять выпрямленное напряжение в пределах от половины до полной величины E_0 . Она необходима для настройки и регулировки самого передатчика, потому что многокаскадный передатчик требует настройки в резонанс несколько контуров, а настройку эту необходимо производить при сильно пониженном напряжении, так как в процессе настройки генераторные лампы могут

оказаться в режиме невыгодной нагрузки и при достаточно большом напряжении выйти из строя.

С другой стороны, когда в технических условиях на передатчик указано, что он должен давать неизменную мощность при колебаниях первичного напряжения, например, в пределах $\pm 10\%$, то, разумеется, необходимо прибегать к дополнительной сравнительно небольшой регулировке выпрямленного напряжения.

Наиболее простым способом регулировки является применение омических сопротивлений либо в цепи прямого тока, либо в цепи первичной обмотки. Этот способ обладает тем недостатком, что он сопряжен со значительным расходом энергии и, кроме того, у мощных передатчиков может потребовать усложнения конструкции в отношении отвода тепла. В смысле же предохранения генераторных ламп такой способ регулировки наиболее целесообразен. Он позволяет ограничить ток короткого замыкания при случайном появлении газа в лампах и предохранить их от разрушения. При установке сопротивлений в первичной цепи трансформатора, помимо ламп, предохраняются от разрушения и вентили, когда появляется обратное зажигание.

На фиг. 159 дана схема включения регулировочных сопротивлений. Часть их, помещенная перед конденсатором, служит для большой регулировки и выключается после настройки и пуска передатчика. Другая часть, включенная за конденсатором, назначается для поддержания выпрямленного напряжения при изменениях напряжения в питающей сети. Эта часть сопротивлений почти всегда бывает включена во время нормальной работы передатчика, и помещение ее между конденсатором и нагрузкой полезно для ограничения больших токов, возникающих, как было указано выше, в моменты случайного



Фиг. 159.

появления газа в лампах. Если включить эту часть сопротивлений перед конденсатором, то она не ограничит тока короткого замыкания при разряде конденсатора через лампу, в которой случайно выделится газ.

Расчет всего сопротивления и отдельных секций его, как в отношении числа омов, так и в отношении силы тока, не представляет затруднений. Он может быть выполнен, помимо обычного способа, по графическому методу. На фиг. 159 представлен такой метод. По оси абсцисс отложены силы токов, проходящие в цепи при любом положении разъединителей, а по оси ординат, с одной стороны, напряжения на нагрузке, а с другой стороны, соответствующие им сопротивления отдельных секций. По такому графику можно составить табличку со значениями расчетного тока и сопротивления каждой секции.

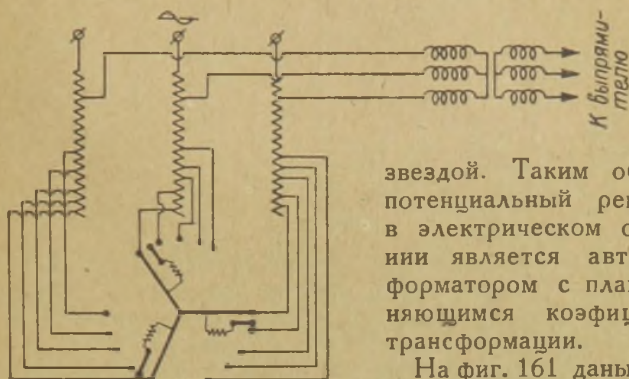
С целью уменьшения потерь энергии при регулировке иногда в цепь переменного тока включают вместо омических сопротивлений дросселя с выдвижным сердечником, или, реже, дополнительно подмагничиваемые от цепи постоянного тока. Изменяя величину дополнительного подмагничивания, можно изменять коэффициент самоиндукции.

Следующим, более совершенным в некоторых отношениях является способ регулировки напряжения помощью автотрансформатора. Он включается между сетью и первичной обмоткой анодного трансформатора и имеет обмотку с дополнительными выводами, которые позволяют менять коэффициент трансформации. Применение автотрансформатора представляет то преимущество, что понижение напряжения не зависит от нагрузки, т. е. от внешнего сопротивления R . При предыдущих же способах, наоборот, выпрямленное напряжение определяется и зависит не только от величины введенных сопротивлений, но и от величины выпрямленного тока I_0 . Недостатком автотрансформаторной регулировки является сложность в устройстве коммутатора, особенно при выпрямителях большой мощности, присоединяемых к сети трехфазного тока. В этом случае переключатель необходим трехполюсный и, чтобы не замыкать накоротко отдельных секций автотрансформатора, каждую щетку приходится делать двойной, с добавочным сопротивлением, как показано на схеме фиг. 160.

Для регулировки напряжения в выпрямителях мощных радиостанций часто применяются потенциальные регуляторы. По сравнению со всеми предыдущими способами применение потенциального регулятора дает то преимущество, что он

позволяет совершенно плавно изменять напряжение. Недостатком его является сравнительно большая стоимость и ухудшение коэффициента мощности.

Потенциальный регулятор представляет из себя, как известно, заторможенный асинхронный двигатель, ротор которого включается в сеть. Нагрузка присоединяется с одной стороны обмотки статора, в то время как другие концы этой обмотки соединяются с зажимами сети. Обмотка ротора включена



Фиг. 160.

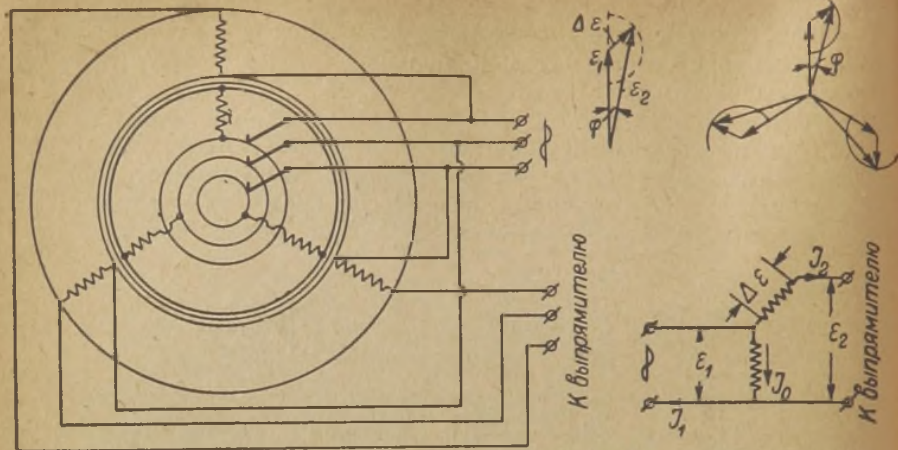
звездой. Таким образом, потенциальный регулятор в электрическом отношении является автотрансформатором с плавно меняющимся коэффициентом трансформации.

На фиг. 161 даны схемы и векторные диаграммы потенциального регулятора для одной фазы и для

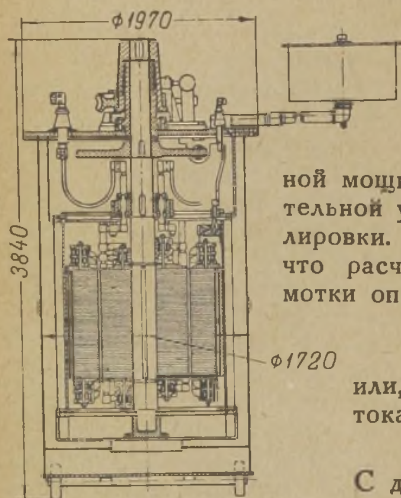
всех фаз трехфазной системы. Из этих диаграмм очевидно, что при вращении одной обмотки, например, ротора, относительно другой равнодействующий вектор вторичного напряжения изменяется не только по величине, но и по фазе.

Потенциальные регуляторы на очень большую мощность и при высоком напряжении сети исполняются с вертикальной осью вращения ротора и помещаются в кожух с маслом (см. фиг. 162). Вал ротора через самотормозящую червячную передачу обычно соединен с валом серво-мотора, управляемого с пульта. Для передатчиков средней мощности в качестве потенциального регулятора может быть применен асинхронный двигатель, при условии, что обмотка его ротора рассчитана на заданные пределы регулировки напряжения выпрямителя. Для затормаживания и необходимого вращения ротора, помимо червячной передачи, можно применить механизм, схематически изображенный на фиг. 163. Условие самоторможения червячной передачи, как известно, определяется выражением:

$$\operatorname{tg} \alpha \leq \sigma \cong 0,05,$$



Фиг. 161.



Фиг. 162.

в котором α —угол подъема нарезки червяка и σ —коэффициент трения от скольжения червяка по червячному колесу.

Потенциальный регулятор рассчитывают, исходя из расчетной мощности P_c , потребляемой выпрямительной установкой, и из пределов регулировки. Обращаясь к фиг. 161, мы видим, что расчетная мощность статорной обмотки определяется произведением

$$P_p = m \cdot \Delta \varepsilon \cdot J_{2\max}$$

или, без учета намагничивающего тока,

$$P_p = m \cdot \varepsilon_1 \cdot J_{0\max}.$$

С другой стороны

$$J_{0\max} = J_{1\max} - J_{2\max},$$

$$P_{c\max} = m \cdot J_{2\max} \cdot (\varepsilon_1 + \Delta \varepsilon) = m J_{2\max} \cdot \varepsilon_{2\max} = m J_{1\max} \cdot \varepsilon_1,$$

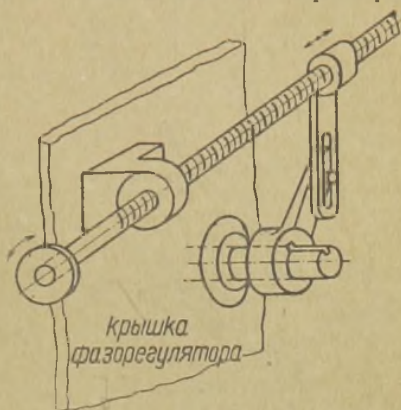
$$\varepsilon_{2\max} - \varepsilon_{2\min} = 2 \Delta \varepsilon,$$

поэтому

$$P_p = \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon_{2\max}} \cdot P_{c\max} = \frac{P_{c\max}}{2} \left(1 - \frac{E_{0\min}}{E_{0\max}} \right) \dots \dots (9)$$

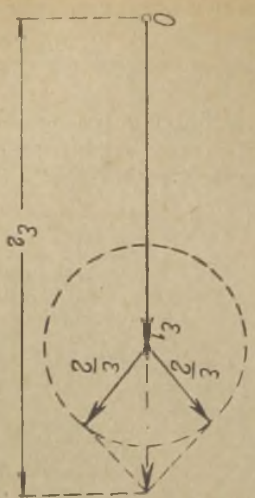
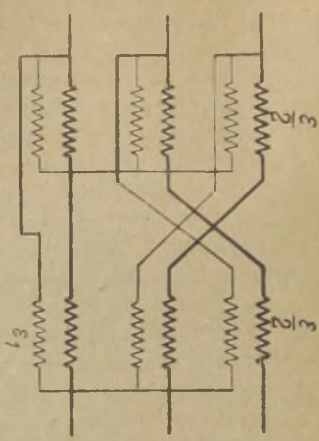
Для компенсации сдвига фаз между вторичным и первичным напряжением можно применить сдвоенный потенциал-регулятор. На фиг. 164 изображена его схема и векторная диаграмма напряжений.

С той же целью компенсации добавочного сдвига фаз и улучшения коэффициента мощности германская фирма Кох и Штерцель выпускает так называемые „сдвижные“ трансформаторы („Schub-Transformatoren“). По существу они отличаются от потенциального регулятора тем, что для изменения взаимного расположения первичной и вторичной обмоток в пространстве взамен вращательного движения применено перемещение катушек вдоль оси магнитопровода (см. схему на фиг. 165). Ввиду сложности механической части такой трансформатор не получил распространения.

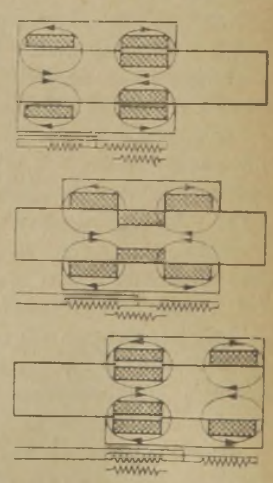


Фиг. 163.

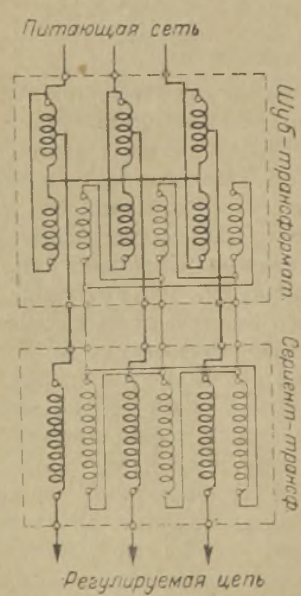
В заключение настоящего параграфа упомянем об автоматической регулировке напряжения с помощью дросселей с насыщенным сердечником. Подобная схема может быть применена в маломощных устройствах, как например, в выпрямителе для задающего генератора с кварцевой стабилизацией. Как известно, для поддержания его стабильности необходимо строгое постоянство анодного напряжения. Схема регулировки содержит в общем случае два дросселя, из которых один включается параллельно первичной обмотке трансформатора, и сердечник которого имеет большую магнитную индукцию. Другой дроссель включается последовательно в первичную цепь. При увеличении напряжения сети ток в обмотке первого дросселя значительно возрастает и создает добавочную потерю напряжения на зажимах второго дросселя, вследствие чего первичное напряжение анодного трансформатора остается почти неизменным. В частности не представляет затруднений рассчитать описанную схему с тем, чтобы при изменении напряжения сети на $\pm 10\%$ первичное напряжение анодного трансформатора не изменялось бы более чем на $\pm 1\%$.



Фиг. 164.



Фиг. 165-а.



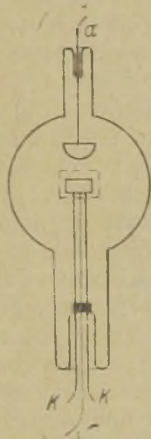
Фиг. 165-б.

Описанная система регулровки не может быть применена для установок средней и большой мощности, так как она имеет небольшой к.п.д.

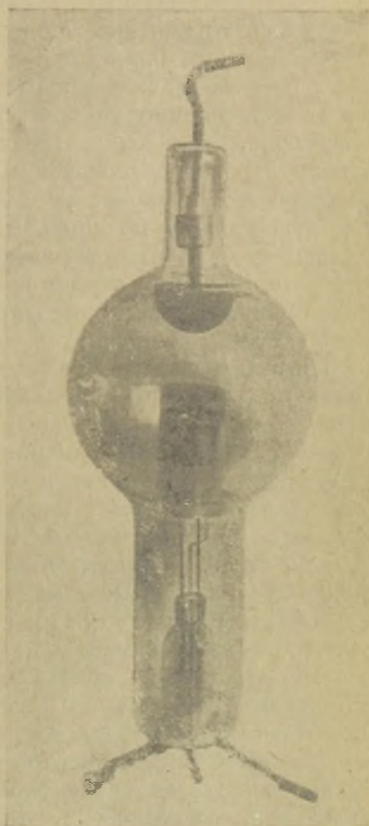
Для еще более точной автоматической регулровки анодного напряжения в задающих генераторах включают в цепь выпрямленного тока неоновую лампу с добавочным сопротивлением. Порог зажигания этой лампы выбирается таким, чтобы зажигание ее происходило каждый раз, когда выпрямленное напряжение возрастет выше допускаемой величины. Появление добавочного тока через неоновую лампу и добавочное сопротивление вызывает на последнем добавочную потерю напряжения, вследствие чего напряжение на аноде генератора не поднимается выше заданной величины.

§ 3. Тиратроны.

Под названием тиратрона¹⁾ за последнее время начинают получать большое распространение газотроны и ртутные выпрямители, снабженные управляющей сеткой, расположенной в первом случае у катода (катодная сетка), а во втором случае у анодов (анодная сетка). В такого



Фиг. 166 а.



Фиг. 166-б.

рода устройствах потенциал сетки может управлять не мгновенным значением анодного тока, а средней величиной его.

¹⁾ Название от греческого слова *Θύρα*, что означает „дверь“.

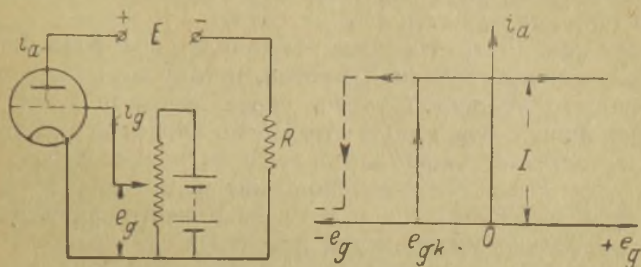
Иначе говоря, в отличие от пустотной трехэлектродной лампы, тиратрон не имеет линейной и непрерывной зависимости i_a и e_g . Благодаря таким свойствам тиратрона, он находит очень широкое применение в практике, как прибор релейного типа, с одной стороны, как выпрямитель с регулировкой напряжения, с другой стороны, и, наконец, как преобразователь частоты переменного тока, включая и преобразование постоянного тока в переменный.

Рассмотрим принцип работы тиратрона, изображенного на фиг. 166. Анод, катод и стеклянный баллон у подобного тиратрона совершенно таковы же по устройству, как у обычного газотрона. Ток через тиратрон проходит от анода к катоду в виде дугового разряда в газе — парах ртути. Момент возникновения этого разряда управляется сеткой. После возникновения дуги влияние потенциала сетки прекращается, и ток зависит только от анодного напряжения и внешнего сопротивления. До момента появления тока ионизационный потенциал определяется потенциалами сетки и анода относительно катода. Чем выше отрицательный заряд сетки, тем выше должен быть положительный потенциал анода для создания потенциала, ионизирующего газовую среду внутри баллона. После ионизации и возникновения тока положительные ионы нейтрализуют отрицательный заряд сетки, и его влияние на установившийся ток исчезает. Если, однако, отрицательный потенциал сетки, очень сильно увеличивать, то может наступить такое положение, при котором слой положительных ионов вокруг проволок сетки настолько возрастет, что ими будут перекрыты все отверстия сетки. В этих условиях анодный ток к катоду может прерваться, но зато этому будет предшествовать большой ток в цепи сетки, обратного направления и не безопасный для ее целостности.

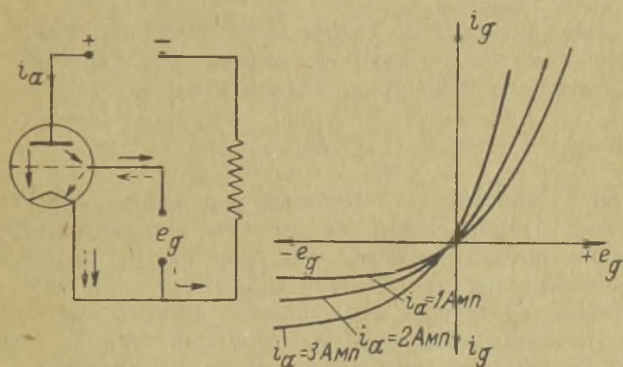
В соответствии с изложенным, характеристики тиратрона для схемы, данной на фиг. 167-а, имеют вид совершенно отличный от характеристик обычной пустотной трехэлектродной лампы с чисто электронным процессом. Если предварительно задать на сетку тиратрона достаточно большой отрицательный потенциал, то включение анодного напряжения E не даст тока через тиратрон. Такое состояние имеет место и при уменьшении отрицательного потенциала сетки вплоть до величины e_{gk} . После достижения ее анодный ток почти мгновенно возникает, и величина его определяется по формуле

$$I = \frac{E - e_b}{R},$$

в которой $e_b = 15 - 20 \text{ V}$ — падение напряжения в тиратроне. Дальнейшее уменьшение отрицательного потенциала сетки, или создание положительного значения его, совершенно не сказывается на величине тока I . Если же сетке вновь задать отрицательный потенциал больший, чем e_{gk} , то величина анодного тока опять-таки останется неизменной. Только при



Фиг. 167-а.



Фиг. 167-б.

очень значительной величине отрицательного потенциала, когда сетка сплошь окружена положительными ионами, анодный ток падает почти до нуля.

Из приведенных характеристик сеточного тока (фиг. 167-б) мы видим, что до появления анодного тока в цепи сетки течет ток обычного направления. Если анодный ток появился, то наличие отрицательного потенциала на сетке обязательно вызывает ток в цепи сетки обратного направления, и этот ток

тем больше, чем больше прямой анодный ток. На фиг. 167-6 дополнительно показано стрелками распределение токов, соответствующее наличию на сетке как положительного потенциала (пунктирные стрелки), так и отрицательного (сплошные стрелки). Ток в первом случае, т. е. положительный сеточный ток, является потоком электронов, движущихся от катода, а ток во втором случае, т. е. обратный ток в цепи сетки, является потоком положительных ионов на сетку.

Если не принимать во внимание влияния чрезмерно больших отрицательных потенциалов на сетке, к тому же недопустимых в практических условиях, то ток через тиратрон может быть прекращен лишь снятием положительного анодного напряжения. При этом достаточно лишь снять это напряжение на несколько микросекунд, чтобы его восстановление не вызвало тока, если оставленный потенциал сетки хотя бы немного превышал e_{gk} . Время в несколько микросекунд достаточно для рекомбинации всех положительных ионов, поэтому мы вынуждены при вторичном приложении E вновь снизить потенциал сетки до критического значения e_{kg} .

Величина критического сеточного напряжения, при котором появляется ток через тиратрон, зависит от величины напряжения E анодного источника. Отношение

$$\frac{e_{gk}}{E} = D_{\theta} \cong \frac{1}{k}$$

называется коэффициентом сеточного управления. Оно зависит, помимо конструкции сетки, от величины анодного напряжения и от температурного режима, чем существенно отличается от коэффициента проницаемости пустотной трехэлектродной лампы, в которой это отношение есть просто функция емкости анода и сетки относительно катода. Конструкция сетки в тиратроне должна быть такова, чтобы она целиком охватывала катод, и чтобы ни один электрон не мог миновать действия ее электрического поля; в противном случае сетка может потерять управляющее действие.

§ 4. Применение тиратронов для регулировки напряжения.

Если тиратрон включить в цепь переменного тока, то, регулируя величину сеточного напряжения, можно изменять момент возникновения анодного тока. Прекращение же его всегда будет происходить в момент перехода анодного напряжения из области положительных ординат в область отрица-

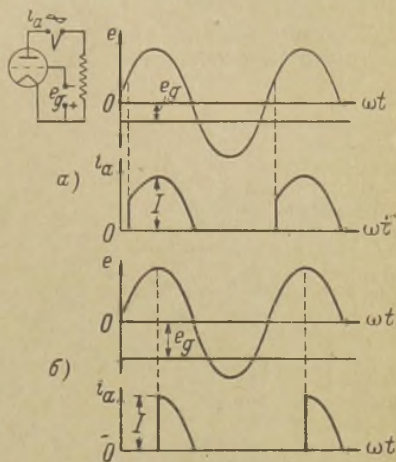
Тельных. При таком устройстве, очевидно, мы в сущности заставляем сетку управлять средним значением анодного тока. Однако, плавный предел такого управления ограничен значениями от $\frac{1}{\pi}$ до $\frac{1}{2\pi}$, что нетрудно понять из фиг. 168-а, б.

Действительно, если мы попытаемся поднять e_g несколько выше того значения, которое является критическим для амплитуды анодного напряжения, то совершенно не получим тока в цепи, так же, как в случае с ртутной колбой, у которой ионизационный потенциал больше амплитуды внешнего напряжения.

Непрерывная регулировка тока в тиратроне тем не менее достижима если применить схему Тулона ¹⁾. Согласно этой схеме используется сдвиг фаз между переменным напряжением на сетке и переменным напряжением на аноде. Эта схема позволяет пользоваться тиратроном в качестве вентиля в выпрямительном устройстве и регулировать им среднее значение выпрямленного напряжения E_0 .

На фиг. 169 дан двухполупериодный выпрямитель с тиратронами, у которого напряжение E_0 можно плавно регулировать в пределах от нуля до полного значения. Преимущество такого способа регулировки заключается в том, что при правильном расчете установки она почти не зависит от нагрузки и не вызывает какого-либо бесполезного расхода энергии.

Обращаясь к диаграммам, данным на фиг. 169-б, предположим, ради простоты рассуждений, что, независимо от мгновенного значения анодного напряжения, анодный ток возникает в тот момент, когда значение сеточного напряжения равно нулю. Для того, чтобы такие моменты возникали, постоянное отрицательное напряжение на сетке должно быть равно амплитуде сеточного переменного напряжения. Пусть далее переменное анодное напряжение $e = E \sin \omega t$, а соот-

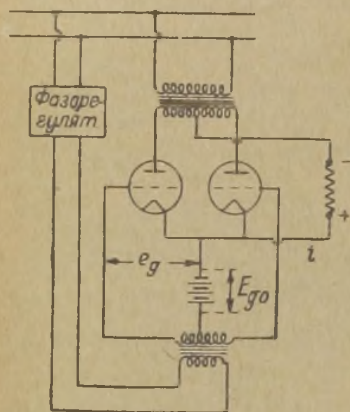


Фиг. 168.

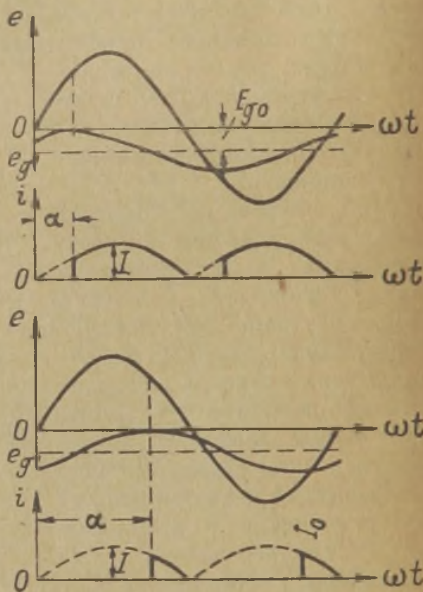
¹⁾ P. Toulon, U. S. Pat. 1654949.

ветствующее напряжение на сетке $e_g = E_g \cos(\omega t - \alpha) - E_{g0}$, причем угол сдвига между ними может быть плавно изменяем помощью какого-либо фазорегулятора в пределах $0^\circ - 180^\circ$. Теперь становится очевидным, что, меняя величину α , мы будем тем самым получать разной формы импульсы анодного тока, различающиеся между собой средним значением.

Если мы примем амплитуду полного импульса за I , то среднее значение тока за полупериод определится в зависимости от α интегралом



Фиг. 169-а.



Фиг. 169-5.

$$I_{0\alpha} = \frac{I}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \cdot I \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right).$$

или

$$I_{0\alpha} = I_0 \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

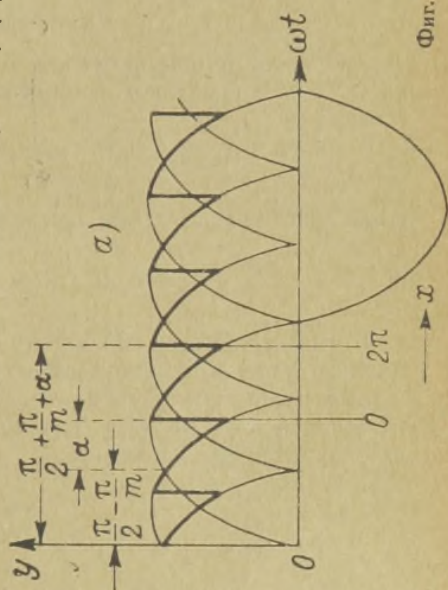
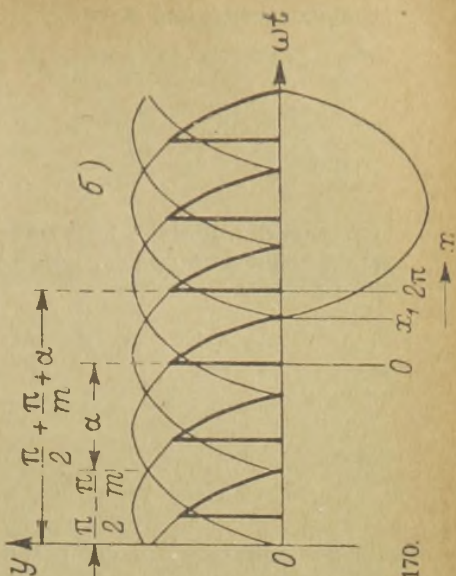
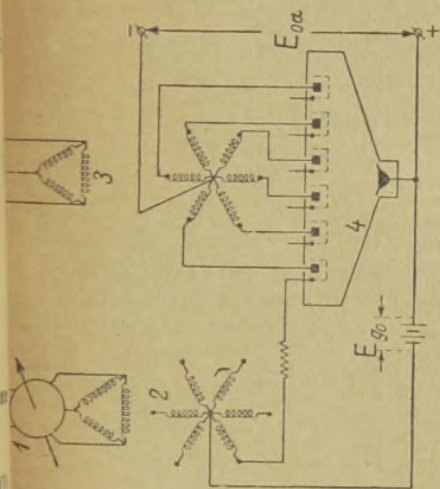
Выпрямленное напряжение соответственно имеет такое же выражение

$$E'_{0\alpha} = E'_0 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \dots \dots \dots (10)$$

Важно отметить, что с уменьшением среднего значения выпрямленного напряжения возрастает коэффициент пульсации, так как относительная величина гармоник увеличивается. Это обстоятельство требует, вообще говоря, увеличения сглаживающего фильтра, что может явиться недостатком системы регулировки напряжения тиристорами.

На фиг. 170 показана принципиальная схема выпрямителя с шестифазным тиристором, и там же приведены диаграммы его напряжения. В соответствии с этими диаграммами, мы можем найти значения выпрямленного напряжения при любом сдвиге α и любом значении числа фаз m .

В самом деле, применение ряда Фурье для диаграммы 170-а позволяет выразить постоянную сла-



Фиг. 170.

гающую выпрямленного напряжения следующим интегралом:

$$b_0 = \frac{m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} + \alpha} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \alpha.$$

Пределами α , при которых данный интеграл имеет действительный физический смысл, являются с одной стороны 0, а с другой стороны

$$\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} + \alpha \leq \pi,$$

т. е.

$$0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \dots \dots \dots (11)$$

Замечая, что

$$E_0' = E \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m},$$

можем написать окончательное выражение выпрямленного напряжения в виде

$$E_0' \alpha = E_0' \cdot \cos \alpha \dots \dots \dots (12)$$

Эта формула неприменима к двухполупериодному выпрямителю вообще, для трехфазного простого выпрямителя она справедлива, если

$$0 \leq \alpha \leq 30^\circ \text{ или } 1 \geq \frac{E_0' \alpha}{E_0'} \geq 0,867$$

и для шестифазного она применима, если

$$0 \leq \alpha \leq 60^\circ \text{ или } 1 \geq \frac{E_0' \alpha}{E_0'} \geq 0,5.$$

Когда требуется большая регулировка напряжения, при которой кривая выпрямленного напряжения имеет ординаты, равные нулю (фиг. 170-б), то верхним пределом интеграла b_0 становится π . Поэтому коэффициент постоянной слагающей определяется из выражения

$$b_0 = \frac{m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha}^{\pi} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{m}{\pi} \frac{1 + \sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right)}{2}.$$

Если числитель и знаменатель найденного выражения умножим на $\sin \frac{\pi}{m}$, то получим окончательную формулу для выпрямленного напряжения

$$E_0' \alpha = E_0' \frac{1 + \sin \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right)}{2 \sin \frac{\pi}{m}} \dots \dots \dots (13)$$

Нижний предел α в этой формуле находится из выражения

$$\frac{\pi}{2} + \alpha + \frac{\pi}{m} \geq \pi,$$

а верхний предел — из условия $E_0' \alpha = 0$, т. е.

$$1 + \sin \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right) = 0,$$

или из условия

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha \leq \pi.$$

Таким образом, формула (13) имеет место, если

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} \dots \dots \dots (14)$$

Эта формула действительна также и для двухполупериодного выпрямителя; она совпадает с формулой (10) при подстановке $m = 2$ и $0 \leq \alpha \leq \pi$. Для трехфазного выпрямителя формулу (13) надлежит применять тогда, когда

$$30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ \text{ или } 0,867 \geq \frac{E_0' \alpha}{E_0'} \geq 0,$$

а для шестифазного — когда

$$60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \text{ или } 0,5 \geq \frac{E_0' \alpha}{E_0'} \geq 0.$$

Определить коэффициент пульсации также можно разложением в ряд Фурье кривой выпрямленного напряжения.

Для сокращения математических выкладок применим к кривой диаграммы 170-а закон новой синусоидальной функции

$$y = \sin \left[\frac{x}{m} + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha \right) \right] = \cos \left(\frac{x - \pi}{m} + \alpha \right),$$

у которой период в m раз меньше периода основной частоты ω а начало координат совпадает с точкой

$$\omega t = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha.$$

При $x = 2\pi$ мы имеем

$$y = \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} + \alpha\right)$$

предельное значение ординаты выпрямленного напряжения, если α подчинено условию (11), т. е.

$$0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}.$$

Это обстоятельство дает возможность писать формулы разложения с пределами интегрирования по x от 0 до 2π , т. е.

$$\left. \begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos\left(\frac{x-\pi}{m} + \alpha\right) \cdot \sin nx \, dx = \\ &= \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cdot \sin \alpha \cdot \frac{2m \cdot n}{m^2 n^2 - 1} \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos\left(\frac{x-\pi}{m} + \alpha\right) \cdot \cos nx \, dx = \\ &= -\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \alpha \frac{2}{m^2 n^2 - 1} \end{aligned} \right\} \dots (15)$$

Так как амплитуда n -ой гармоник равна

$$E_n' \alpha = E \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

или, в связи с уравнениями (15),

$$E_n' \alpha = E \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha \frac{2\sqrt{1 + m^2 n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}}{m^2 n^2 - 1},$$

то в соответствии с определением, данным в § 6 главы IV, и формулой (12), коэффициент пульсации равен

$$s_n' = \frac{E_n' \alpha}{E_0' \alpha} = \frac{2}{m^2 n^2 - 1} \sqrt{1 + m^2 n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}, \dots (16)$$

где n — порядок гармоники относительно основной частоты пульсации, равной $m\omega$.

Для условий (14), т. е. когда α изменяется в пределах

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m},$$

найденная формула (16) недействительна. В самом деле, обращаясь к фиг. 160-б, мы видим по сравнению с предыдущим ту разницу, что ординаты кривой выпрямленного напряжения превращаются в 0 ранее, чем x станет равным 2π . Поэтому для данного случая верхним пределом интегралов (15) будет не 2π , а x_1 . Последняя величина может быть найдена из того условия, что при $x = x_1$, $y = \sin \pi$ или

$$\sin \left(\frac{x_1}{m} + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha \right) = \sin \pi.$$

Это дает

$$x_1 = m \frac{\pi}{2} + \pi - m\alpha, \dots \dots \dots (17)$$

а значит,

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{x_1} \cos \left(\frac{x-\pi}{m} + \alpha \right) \sin nx \, dx = \\ &= \frac{m}{(m^2 n^2 - 1)\pi} \left\{ mn \cos \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right) - \sin x_1 \right\} \dots \dots (15') \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{x_1} \cos \left(\frac{x-\pi}{m} + \alpha \right) \cos nx \, dx = \\ &= - \frac{m}{\pi(m^2 n^2 - 1)} \left\{ \sin \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right) + \cos nx_1 \right\} \dots \dots (15') \end{aligned}$$

Поступая далее аналогично предыдущему, т. е. пользуясь соотношением

$$E_n' \alpha = E \sqrt{a_n^2 + b_n^2},$$

можно по формулам (15') найти коэффициент пульсации при регулировке напряжения с указанными пределами изменения α ,

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}.$$

Расчеты показывают, что наибольшей амплитудой обладает первая гармоника, поэтому в ниже приведенной таблице даются значения коэффициентов пульсации, вычисленные с подстановкой $n=1$. В отношении пределов регулировки и числа фаз таблица ограничена наиболее важными значениями их.

Таблица α и s' при различной величине $\frac{E_0' \alpha}{E_0'}$.

$\frac{E_0' \alpha}{E_0'}$	$m=2$		$m=3$		$m=6$	
	α°	s'	α°	s'	α°	s'
1	0	0,67	0	0,25	0	0,057
0,9	37°	0,90	2f°	0,44	2,6°	0,175
0,8	53°	1,07	38°	0,61	37°	1,26
0,7	66,5°	1,22	48°	0,80	45,5°	0,35
0,6	78,5°	1,36	54°	0,95	53°	0,47
0,5	90°	1,49	68°	1,12	60°	0,6

Числа таблицы, находящиеся выше сплошной черты, получены по формулам (12) и (16). Остальные же числа выведены по формулам (13) и (15'), так как для них $\alpha \geq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$.

Приведенная таблица показывает, что коэффициент пульсации особенно заметно возрастает, когда напряжение снижается до половины максимального значения E_0' . При снижении на 10—20%, коэффициент пульсации увеличивается сравнительно мало. Так как большое снижение напряжения требуется лишь на время настройки передатчика, то сглаживающий фильтр можно рассчитывать на меньшую пульсацию, которой выпрямитель будет обладать при максимальном значении E_0' .

§ 5. Работа тиратронного выпрямителя на сглаживающий фильтр.

По поводу работы тиратронного выпрямителя на сглаживающий фильтр необходимо сделать некоторые замечания.

В главе IV § 7 было указано, что сглаживающий фильтр можно рассчитывать по формулам переменного тока стационарного режима только в том случае, когда значение выпрямленного тока, вычисленное по этим формулам, не приобретает

отрицательных значений. Применение этих формул равносильно замене данной выпрямительной схемы эквивалентной схемой, содержащей источник постоянной и переменной э. д. с., соответствующих постоянной слагающей и гармоникам выпрямленного напряжения. Вентиль в этой схеме заменяется эквивалентным омическим сопротивлением, рассчитанным на основании потери напряжения в нем при прямом прохождении тока через него. Само собой разумеется, что оперирование с такой эквивалентной схемой вполне допустимо, если только амплитуды переменных слагающих меньше величины постоянной слагающей выпрямленного тока. Только в таких условиях в цепи не возникает обратного тока, и можно не считаться с униполярной проводимостью вентиля.

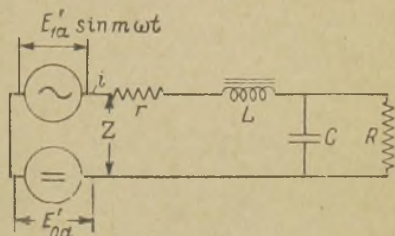
С общефизической точки зрения такой метод разложения выпрямленного напряжения на составляющие, казалось бы, недопустим, раз в цепи имеется нелинейное сопротивление в виде вентиля, не подчиняющегося закону Ома. Однако, и с этой точки зрения указываемый выше метод расчета становится допустимым, поскольку непрерывное протекание тока через вентиль в одном направлении сводит работу вентиля на прямолинейный участок его характеристики, а в этих условиях вентиль является практически линейным сопротивлением.

Теперь возникает дальнейший вопрос: от чего зависит непрерывное протекание тока через вентиль? Этих причин две: одна из них определяется соотношением элементов фильтра и была выражена для одного частного случая математически формулой (11) гл. IV; другая заключается в самой форме выпрямленного напряжения, причем значение одной причины зависит от другой. Если э. д. с. выпрямителя изобразить упрощенным уравнением ¹⁾

$$e = E'_{0\alpha} + E'_{1\alpha} \sin m \omega t,$$

а сопротивление для переменного тока эквивалентной схемы фильтра с нагрузкой фиг. 171 для переменного тока

$$\bar{Z} = R_s + jX_s$$



Фиг. 171.

¹⁾ Практическое значение имеет только первая гармоника пульсации.

и для постоянного тока

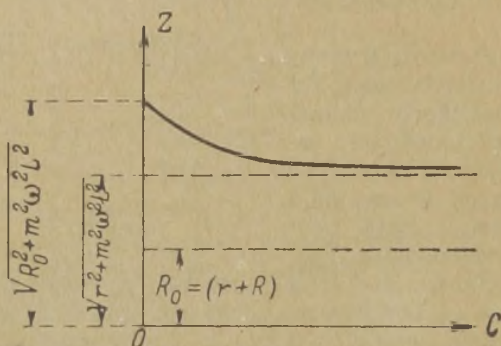
$$R_0 = r + R,$$

то ток, протекающий через вентиль, согласно формулам переменного тока стационарного режима, равен

$$i = I_0 + I_1 \sin(m \omega t + \varphi) = \frac{E'_{0\alpha}}{R_0} + \frac{E'_{1\alpha}}{Z} \sin(m \omega t + \varphi).$$

Для вентильной цепи это уравнение физически действительно, если только

$$\frac{I_1}{I_0} = \frac{E'_{1\alpha}}{E'_{0\alpha}} \cdot \frac{R_0}{Z} = s' \frac{R_0}{Z} \leq 1 \dots \dots \dots (18)$$



Фиг. 172.

Когда применяется чисто дроссельный фильтр, то

$$Z = \sqrt{R_0^2 + (m \omega L)^2} > R_0.$$

Точно так же, когда применен Г-образный фильтр, у которого по уже известным причинам, $\omega_0 < m \omega$, $\frac{L}{C} \leq (R + r)^2$, $r \ll R$, а значит, и

$$R < m \omega L, R > \frac{1}{m \omega C},$$

то полное сопротивление Z , как видно из фиг. 172, также больше R_0 . Эта фиг. 172 изображает кривую $Z = f(C)$, построенную по формуле

$$\bar{Z} = r + j m \omega L - j \frac{R}{m \omega C R - j} \dots \dots \dots (19)$$

для любых значений C от 0 до ∞ . Поэтому для обоих подобных случаев условие (18), переписанное в виде

$$\frac{E_1'_{\alpha}}{E_0'_{\alpha}} = s' \leq 1 \dots \dots \dots (18')$$

вполне обеспечивает возможность применения формул переменного тока стационарного режима.

Найденный результат очень важен в том отношении, что он показывает пределы допустимости применения формул переменного тока для фильтра тиратронного выпрямителя. В самом деле, обращаясь к таблице, данной выше, мы можем теперь утверждать, что для всех значений s' , помещенных ниже пунктирной черты, формулы переменного тока стационарного режима и эквивалентная схема без вентиля для расчета фильтра в общем случае недействительны.

Условие применимости формул переменного тока, как уже было указано и в § 7 главы IV, предполагает отсутствие влияния фильтра на постоянную слагающую выпрямленного напряжения и тока. Физическая сущность этого влияния легко может быть показана при применении конденсатора, который быстрее или медленнее разряжается в зависимости от величины сопротивления R . Выше в § 7 главы IV, исходя именно из этих соображений и пренебрегая r и L , мы установили выражение

$$s' \cdot m \omega CR \leq 1,$$

которое определяет границы влияния конденсатора на постоянную слагающую напряжения, а значит, и устанавливает условие допустимого применения формул переменного тока. Это выражение может быть получено также, исходя из уравнения (18), если пренебречь теми же величинами. Действительно, по формуле (19) имеем

$$\bar{Z} \cong \frac{-j \frac{R}{m \omega C}}{R - j \frac{1}{m \omega C}}, R_0 \cong R,$$

откуда

$$\frac{E_1'_{\alpha}}{E_0'} \frac{R_0}{Z} = s' (1 - jm \omega CR),$$

и, так как

$$1 + m^2 \omega^2 C^2 R^2 \cong m^2 \omega^2 C^2 R^2,$$

$$\frac{E_1'_{\alpha} R_0}{E_0'} Z = s' m \omega CR \ll 1 \dots \dots \dots (20)$$

Если же не пренебрегать индуктивностью, то по тем же уравнениям (18) и (20) при $r \cong 0$ найдем

$$Z = \frac{R}{1 + m^2 \omega^2 C^2 R^2} + j \left(m \omega L - \frac{m \omega CR^2}{1 + m^2 \omega^2 C^2 R^2} \right)$$

Так как в практически ценном Г-образном фильтре

$$1 + m^2 \omega^2 C^2 R^2 \cong m^2 \omega^2 C^2 R^2$$

и

$$m \omega L \gg \frac{1}{m \omega C},$$

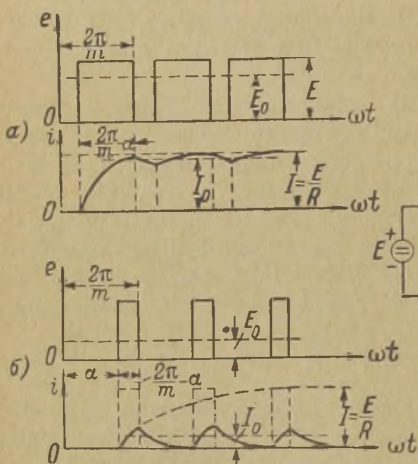
то его полное сопротивление

$$Z \cong m \omega L,$$

поэтому границей влияния такого фильтра на величину постоянной слагающей выпрямленного тока

и условием применимости формул переменного тока для него являются

$$s' \frac{R}{m \omega L} \leq 1 \dots (20')$$

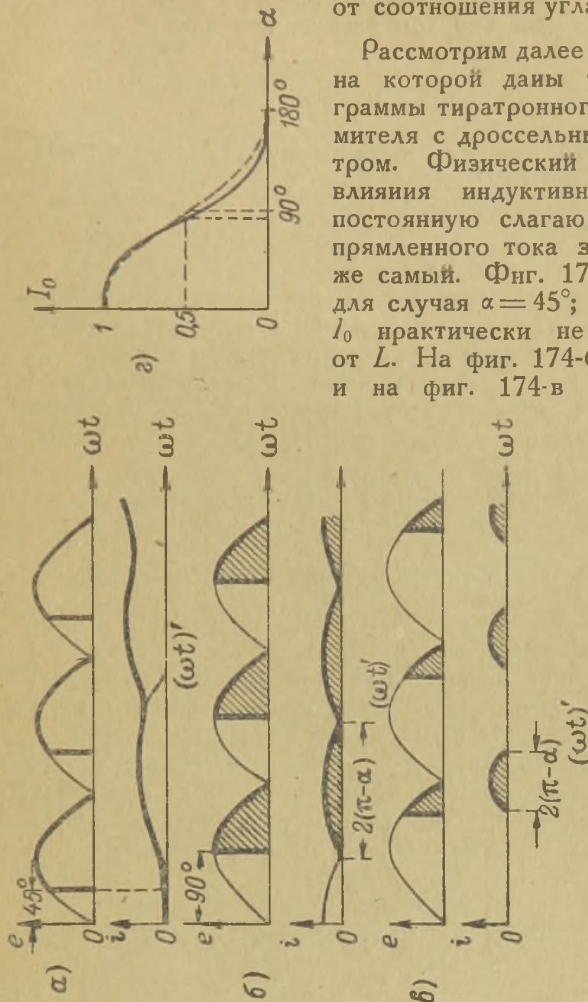


Фиг. 173.

Физическая сущность влияния индуктивности на постоянную слагающую тока была уже показана также в частном случае однополупериодного выпрямителя (§ 2 глава IV). Теперь необходимо понять ее в более общем случае при многофазном выпрямлении тиратронами. Обращаясь к двум фигурам 173-а, б, представляющим упрощенные формы выпрямленного напряжения и тока при различных углах α , мы наглядно видим влияние индуктивности на форму и величину выпрямленного тока. Особенно оно может сказаться при больших значениях угла α , когда ток, благодаря наличию индуктивности, не успевает нарасти до максимальной величины $\frac{E}{R}$. Надо заметить,

что в общем случае влияние индуктивности может быть двойное, т. е. давать как увеличение, так и уменьшение I_0 в зависимости от соотношения угла α и $\frac{2\pi}{m}$.

Рассмотрим далее фиг. 174, на которой даны три диаграммы тиратронного выпрямителя с дроссельным фильтром. Физический процесс влияния индуктивности на постоянную слагающую выпрямленного тока здесь тот же самый. Фиг. 174-а дана для случая $\alpha = 45^\circ$; величина I_0 практически не зависит от L . На фиг. 174-б $\alpha = 90^\circ$ и на фиг. 174-в $\alpha = 135^\circ$.



Фиг. 174.

В обоих последних случаях ток I_0 зависит от L и может быть найден по формуле

$$i \cong \frac{E}{\omega L} [\cos \psi - \cos (\omega t + \psi)],$$

приведенной в § 2 главы IV и выведенной из явлений нестационарного режима. Эта формула, выведенная в предположении, что $\omega L \gg R$, для данного случая может быть переписана с заменой угла ψ углом регулировки α , т. е.

$$i \cong \frac{E}{\omega L} [\cos \alpha - \cos (\omega t + \alpha)].$$

Физический процесс, происходящий в ртутной колбе и определяющий угол ψ как

$$\sin \psi = \frac{E_i}{E},$$

тот же, что и в тиратроне, когда последний имеет момент ионизации, регулируемой фазой α сеточного напряжения.

Пределы действительности указанных формул, как известно, определяются положительными значениями тока; когда же i становится равным нулю после первого прохождения через максимум, это уравнение теряет силу. Решая уравнение

$$0 = \frac{E}{\omega L} [\cos \alpha - \cos (\omega t' + \alpha)],$$

находим, что требуемое значение $\omega t'$, при котором i превращается в 0, равно

$$\omega t' = 2 (\pi - \alpha).$$

Обращаясь к фиг. 174, мы видим, что могут быть два случая. Первый—когда $\omega t' < \pi$, (фиг. 174-в) и второй—когда $\omega t' > \pi$, (фиг. 174-а). В первом случае отдельные импульсы не накладываются друг на друга, и мы имеем установившийся режим выпрямленного тока сразу после первого включения. Среднее значение такого тока определяется, главным образом, индуктивным сопротивлением цепи, а именно

$$\begin{aligned} I_0 &\cong \frac{E}{\omega L} \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega t' = (2\pi - \alpha)} [\cos \alpha - \cos (\omega t + \alpha)] d(\omega t) = \\ &= \frac{E}{\pi \omega L} [(2\pi - 2\alpha) \cos \alpha - \sin (\omega t + \alpha)|_0^{(2\pi - 2\alpha)}] = \\ &= \frac{E}{\omega L} \cdot \frac{2}{\pi} [(\pi - \alpha) \cos \alpha + \sin \alpha] \dots \dots \dots (21) \end{aligned}$$

Если же $\omega t' > \pi$, то импульсы перекрывают друг друга (фиг. 174-а), стационарный режим выпрямленного тока нарастает в течение нескольких периодов, и предельная величина I_0 определяется практически только омическим сопротивлением по известной формуле

$$I_0 \cong \frac{E}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{\pi}$$

и в действительности может быть даже немного больше.

Предельное значение $\omega t' \leq \pi$ позволяет найти предельное значение угла регулировки α , ниже которого I_0 определяется практически только омическим сопротивлением R . Зная, что $\omega t' = 2(\pi - \alpha)$, имеем

$$2\pi - 2\alpha < \pi,$$

или

$$\alpha < \frac{\pi}{2}.$$

Этот результат показывает, что при двухполупериодном выпрямлении с тиратронами наличие индуктивного фильтра практически не сказывается, пока угол α изменяется в пределах от 0 до 90° . Этому изменению угла соответствует изменение $\frac{E_0' \alpha}{E_0'}$ от 1 до 0,5. При дальнейшем увеличении α наличие индуктивного фильтра заметно уменьшает значение I_0 выпрямленного тока. Иначе говоря, для определения I_0 служат две формулы: первая,

$$I_0 \cong \frac{E}{R} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{\pi},$$

действительна для

$$0 < \alpha < 90^\circ,$$

а вторая,

$$I_0 = \frac{E}{\omega L} \frac{2}{\pi} [(\pi - \alpha) \cos \alpha + \sin \alpha],$$

действительна при

$$90^\circ < \alpha < 180^\circ.$$

На фиг. 174-г приведена зависимость $I_0 = f(\alpha)$ для случаев работы такого выпрямителя на омическую нагрузку (см. пунктирную кривую) и на индуктивную (см. сплошную кривую). Эти кривые подтверждают, что при $\alpha < 90^\circ$ наличие индуктив-

ности фильтра почти не сказывается на величине тока I_0 , тогда как при $\alpha > 90^\circ$ оно уменьшает этот ток. Эти кривые, будучи экспериментальными, могут быть найдены по приведенным формулам с введением некоторых поправок, учитывающих, между прочим, конечное значение $\frac{\omega L}{R}$, а не

$$\frac{\omega L}{R} = \infty,$$

что было предположено при выводе формулы (21).

Из рассмотрения фиг. 174-г, а равно и из точного расчета, можно видеть, что для получения половинного значения выпрямленного напряжения требуется несколько меньшее значение угла α , чем 90° , как это имеет место в том случае, когда выпрямитель работает на чисто омическое сопротивление без дросселя.

При трехфазном или шестифазном выпрямителе мы имеем аналогичную картину влияния дроссельного фильтра на величину тока I_0 . Обращаясь к фиг. 175, можно установить, что

$$\omega t' = 2 \left[\pi - \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha \right) \right] = \pi - 2\alpha + \frac{2\pi}{m},$$

и предельное значение α , ниже которого ток практически не зависит от индуктивного сопротивления, опять равно $\alpha < 90^\circ$.¹⁾ При $\alpha > 90^\circ$ ток I_0 определяется формулой

$$I_0 \cong \frac{E}{\omega L} \frac{m}{\pi} \left[\left(\alpha - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \right) \cdot \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) + \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) \right] \dots \dots \dots (21')$$

Изменению угла α в пределах от 0 до 90° соответствует изменение $\frac{E_0' \alpha}{E_0'}$

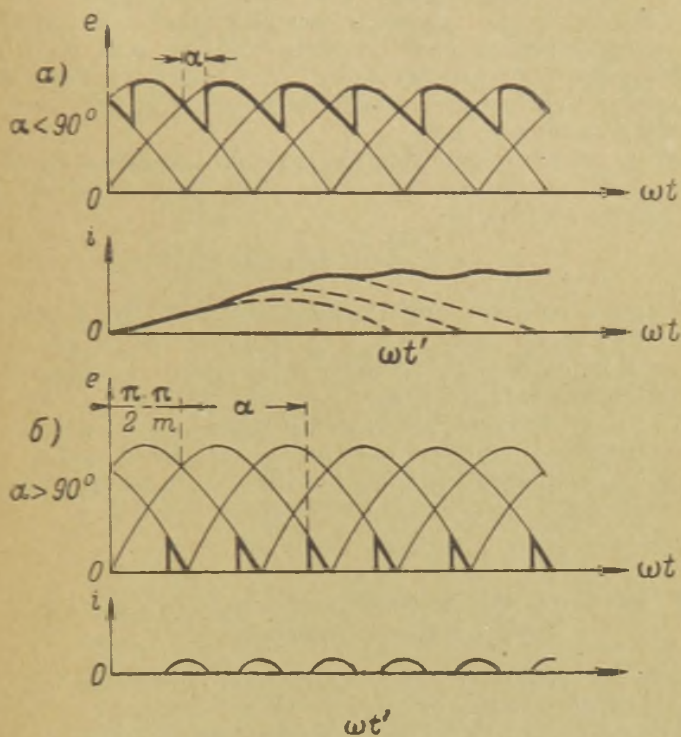
$$\text{при } m=3 \quad 1 > \frac{E_0' \alpha}{E_0'} > 0,288,$$

$$\text{„ } m=6 \quad 1 > \frac{E_0' \alpha}{E_0'} 0,133.$$

Эти числа показывают, что при многофазном выпрямлении заметное влияние индуктивный фильтр оказывает на величину тока лишь за практическими пределами регулировки напряжения.

1) При условии $\omega t' < \frac{2\pi}{m}$ имеет место перекрытие токов от разных фаз.

Если исходить из условия $\alpha > 90^\circ$, определяющего влияние индуктивного фильтра на величину I_0 , то оказывается, что при этом $\frac{E_1' \alpha}{E_0' \alpha} > 1$. Например, для $m = 2$ уже при $\alpha \cong 79^\circ$, $\frac{E_1' \alpha}{E_0' \alpha} = s' = 1,36$. Это обстоятельство подтверждает, что условие (18'),



Фиг. 175.

установленное нами для предела применимости к расчету фильтра формул переменного тока стационарного режима безусловно достаточно.

Само собой разумеется, что во всех случаях, когда индуктивный фильтр уменьшает постоянную слагающую выпрямленного тока и напряжения, ни в коем случае не следует предполагать, что на зажимах дросселя можно измерить

какое-либо падение напряжений магнитно-электрическим вольтметром. На это уменьшение выпрямленного напряжения надо смотреть как на уменьшение э. д. с. выпрямителя, которое получается тогда, когда угол регулировки α превосходит критическое значение 90° . Как при включении конденсатора можно получить увеличение постоянной слагающей выпрямленного напряжения, так, наоборот, при включении дросселя мы здесь получаем уменьшение ее. По этой причине числа, приведенные выше, в таблице для s' , и помещенные ниже пунктирной линии, относятся к регулировке напряжения тиратронного выпрямителя, работающего на чисто омическое сопротивление.

В отношении работы тиратронного выпрямителя на фильтр важно заметить, еще то, что условия устойчивой работы, определяемые соотношением

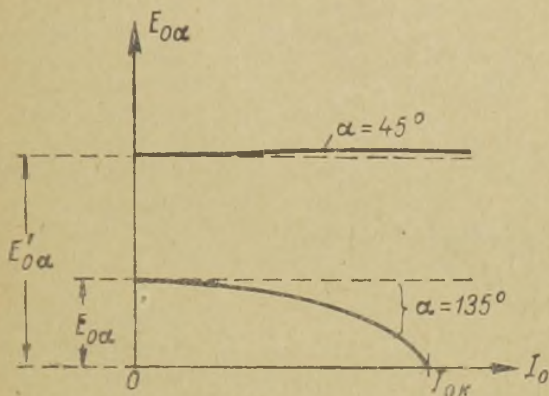
$$\omega_0 < m \omega$$

и выведенные в § 4 главы IV, здесь особенно должны соблюдаться. В самом деле, как уже было отмечено, увеличение угла регулировки равносильно увеличению ионизационного потенциала анода. При больших пределах регулировки он может достигнуть амплитудных значений выпрямляемого напряжения, и несоблюдение условия $\omega_0 < m \omega$ повлечет за собою перенапряжение на конденсаторе и другие неблагоприятные явления, указанные ранее при анализе работы вентиля на Г-образный фильтр.

§ 6. Внешняя характеристика и коэффициент мощности тиратронного выпрямителя.

Внешняя характеристика тиратронного выпрямителя работающего с фильтром, отличается от его внешней характеристики без фильтра. В самом деле, при индуктивном фильтре и угле регулировки $\alpha > 90^\circ$ мы имеем уменьшение выпрямленного напряжения по сравнению с $E'_{0\alpha}$, приведенным ранее в таблице для s' . При $R = 0$ получается даже конечное значение $I_{0к}$ тока короткого замыкания. При уменьшении нагрузки, вследствие увеличения R выпрямленное напряжение увеличивается вплоть до $E'_{0\alpha}$, и внешняя характеристика остается падающей даже тогда, когда можно пренебречь внутренними сопротивлениями трансформатора, вентиля и других элементов установки. При меньшем угле регулировки $\alpha < 90^\circ$ полу-

чается обратная картина, т. е. напряжение с увеличением R может падать, хотя и очень незначительно. На фиг. 176 даны внешние характеристики двухполупериодного тиратронного выпрямителя для $\alpha = 45^\circ$ и $\alpha = 135^\circ$, подтверждающие изложенные соображения. Сплошные линии относятся к выпрямителю с фильтром, а пунктирные к нему же, но без фильтра. Кривая, относящаяся к $\alpha = 45^\circ$, имеет восходящий участок, который может быть обусловлен влиянием индуктивности рассеяния обмоток трансформатора. Необходимо отметить, что влияние индуктивного фильтра в смысле увеличения выпря-



Фиг. 176.

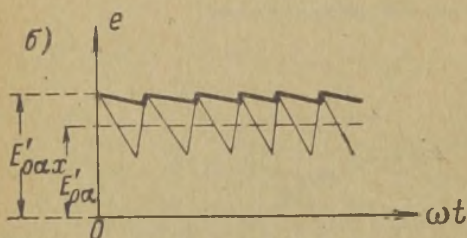
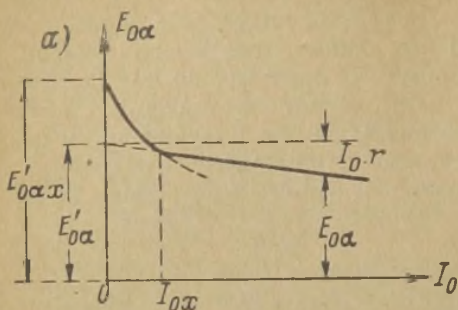
вленного напряжения особенно сказывается тогда, когда обмотки трансформатора обладают магнитным рассеянием или в цепи анодов включены реактивные катушки. Это объясняется тем, что введение индуктивного фильтра делает плоскими импульсы токов, проходящих через аноды выпрямителя. Плоский же импульс дает меньшее падение выпрявленного напряжения под влиянием рассеяния трансформатора.

Более важное практическое значение имеет вид внешней характеристики тиратронного выпрямителя при наличии конденсатора в цепи сглаживающего фильтра. Действительно, при применении Г-образного фильтра, даже при условии

$$\frac{E'_{1\alpha}}{E'_{0\alpha}} < 1,$$

напряжение выпрямителя повышается при разгрузке, когда уве-

личивается R . Внешняя характеристика при этом имеет вид, изображенный на фиг. 177-а. Объясняется это тем, что при больших значениях R напряжение на конденсаторе следует экспоненциальной кривой разряда конденсатора через R (см. фиг. 177-б). Это явление наступит тогда, когда нарушится условие (18) или, что в данном случае то же самое, условие (20'). Точка перелома внешней характеристики может быть найдена, в связи с формулой (20'), из уравнения



Фиг. 177.

$$I_{0x} \cong \frac{E'_{0\alpha}}{R_x} = \frac{E'_{0\alpha}}{m \omega L}, (22)'$$

а величина напряжения выпрямителя при полной разгрузке из соотношений

$$\left. \begin{aligned} \text{для } 0 < \alpha < \frac{\pi}{m}, E'_{0\alpha x} &= E = \frac{E_0'}{\frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m}}, \\ \text{для } \alpha > \frac{\pi}{m}, E'_{0\alpha x} &= E \cos \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right) = \\ &= \frac{E_0'}{\frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m}} \cdot \cos \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right), \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (23)$$

так как в этом случае напряжение на конденсаторе практически равно максимальной ординате кривой выпрямленного напряжения, как показано на фиг. 177-б. Обе последних формулы важны в том отношении, что позволяют рассчитать внешнюю характеристику тиратронного выпрямителя.

¹ Добиваясь тем самым $\frac{R_x}{m\omega L} < 1$.

Ранее (глава III, § 10) мы обозначали через E_0' напряжение выпрямителя при холостом ходе и через E_0 напряжение при нагрузке. Если пренебрегать индуктивностью рассеяния обмоток трансформатора, то можно написать уравнение

$$E_0 \cong E_0' - r \cdot I_0,$$

в котором r обозначает омическое сопротивление обмоток трансформатора и внутреннее сопротивление вентилей, перечисленное на цепь выпрямленного тока. Величина E_0' в главе III выведена нами в предположении режима холостого хода выпрямителя и отсутствия сглаживающего фильтра¹⁾. Введение Г-образного фильтра с конденсатором увеличивает напряжение при холостом ходе, что было указано в § 7 главы IV. Там нами была введена величина E'_{ox} для обозначения напряжения выпрямителя с Г-образным фильтром при $I_0 = 0$.

При применении тиратронов в качестве вентилей и регуляровке выпрямленного напряжения углом α , мы были вынуждены ввести подобные же обозначения. В силу этого значения E_0 , E_0' и E'_{ox} можно рассматривать как значения $E_{0\alpha}$, $E'_{0\alpha}$ и $E'_{0\alpha x}$, когда $\alpha = 0$, и по этой причине разность ($E'_{0\alpha} - E_{0\alpha}$), указанная на фиг. 177-а, может быть также найдена из соотношения

$$E_{0\alpha} \cong E'_{0\alpha} - r \cdot I_0,$$

если пренебречь индуктивностью рассеяния трансформатора и увеличением I_0 под влиянием дроссельного фильтра, когда $\alpha < 90^\circ$.

В трехфазном или шестифазном выпрямителе величина угла α по практическим соображениям не выходит за пределы $65^\circ \div 60^\circ$ и с уменьшением I_0 под влиянием индуктивного фильтра практически не приходится иметь дело. Поэтому для них всегда может иметь место указанное соотношение

$$E_{0\alpha} \cong E'_{0\alpha} - r \cdot I_0,$$

и фиг. 177-а. Когда же применяется двухполупериодный выпрямитель с тиратронами и углом α больше 90° , то внешняя характеристика его при Г-образном фильтре отличается от указанной на фиг. 177-а. Это отличие видно из сравнения с фиг. 178,

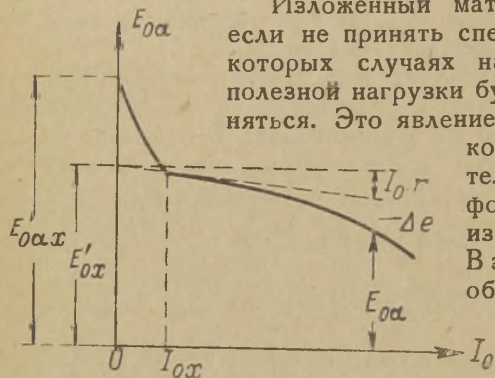
¹⁾ При выводе формул §§ 1—5 главы III мы предполагали, что имеем дело с трансформатором и вентилями, не имеющими потерь напряжения, вследствие чего мы там писали $E_0 = E_0'$.

которая дана для случая $\alpha > 90^\circ$. В этом случае разность ($E'_{0\alpha} - E_{0\alpha}$) не равна просто $(r \cdot I_0)$, ибо она определяется влиянием индуктивности фильтра и приближенно может быть вычислена следующим образом. Из фиг. 178 имеем

$$E_{0\alpha}' - E_{0\alpha} = rI_0 + \Delta e.$$

В свою очередь Δe может быть найдена как разность между напряжением при нагрузке с фильтром и без него. Пользуясь формулами (13) и (21), имеем

$$\Delta e = E'_{0\alpha} \frac{R}{(r+R)} - R \frac{E}{\omega L} \frac{2}{\pi} [(\pi - \alpha) \cos \alpha + \sin \alpha] \dots (24)$$



Фиг. 178.

(22). Тогда, по крайней мере в условиях трехфазного и шести-фазного выпрямления, мы будем иметь незначительные скачки повышения напряжения на анодах геогенератора.

Пример расчета внешней характеристики.

Пусть имеем выпрямитель с шестифазной кривой выпрямленного напряжения, у которого $E_0' = 12\,000$ В, $r = 20$ Ω , $L = 1$ Н, $C = 30$ μF и $\omega = 314$. Требуется, чтобы при полной мощности генератора напряжение на анодах его ламп было $E_{0\alpha} = 9\,000$ вольт при токе $I_0 = 30$ А. Определить напряжения на анодах при $I_0 = 0$ и минимальное значение $I_{0\alpha x}$ тока, который должен потреблять генератор при отжатом ключе или во время пауз в передаче, чтобы не происходило больших скачков напряжения.

Найдем напряжение холостого хода $E'_{0\alpha}$ без учета влияния фильтра

$$E'_{0\alpha} \cong E_{0\alpha} + r \cdot I_0 = 9000 + 20 \cdot 30 = 9600 \text{ V}$$

или

$$\frac{E'_{0\alpha}}{E'_0} = \frac{9600}{12000} \cong 0,8.$$

Подставляя этот результат в формулу (12), имеем угол регулировки

$$\alpha = \arccos 0,8 \cong 37^\circ 1).$$

По формуле (23) теперь находим

$$E'_{0\alpha x} = \frac{12000}{\frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6}} \cdot \cos \left(\frac{\pi}{6} - 37^\circ \right) \cong 12400 \text{ V}.$$

По формуле (22) имеем

$$I_{\alpha x} \cong \frac{9600}{6 \cdot 314 \cdot 1} \cong 5 \text{ A}.$$

Напряжение на аноде при таком токе

$$E_{0\alpha} \cong 9600 - 5 \cdot 20 = 9500 \text{ V}.$$

Таким образом, если потребляемый ток будет изменяться регулировкой самого генератора в пределах $5 \div 30$ А, то анодное напряжение будет изменяться в пределах $9500-9000$ за счет внутреннего сопротивления выпрямительной установки. Падение же тока ниже 5 ампер повлечет за собою резкое увеличение анодного напряжения в силу наличия угла регулировки тиратронов. Надо, конечно, помнить, что это повышение обусловлено все же не одними специфическими свойствами тиратронного выпрямителя, а его работой на сглаживающий фильтр с конденсатором.

В главе III были выведены коэффициенты использования мощности анодного трансформатора. Эти коэффициенты определяются отношениями выпрямленного тока и напряжения к току и напряжению трансформатора. Если допустить, что в практических условиях пределы регулировки тиратронного выпрямителя ограничены значениями

$$s' = \frac{E_{1\alpha'}}{E_{0\alpha'}} < 1,$$

1) Или пользуясь таблицей для s' .

а фильтр имеет индуктивный характер, то можно полагать, что соотношение между токами не зависит от угла регулировки. Соотношение же между напряжениями зависит от угла α , так как напряжение трансформатора остается неизменным. В силу этого коэффициент использования мощности в тиратронном выпрямителе, например для вторичной обмотки трансформатора, может быть найден из равенства

$$\frac{P_{0\alpha}}{P_{2\alpha}} = \frac{E'_{0\alpha} I_0}{m \varepsilon'_{2\varphi} \cdot J_2}$$

Так как $\varepsilon'_{2\varphi} \cong k_e \cdot E_0'$ и $J_2 = k_i \cdot I_0^1$, то

$$\frac{P_{0\alpha}}{P_{2\alpha}} = \frac{1}{m \cdot k_e \cdot k_i} \cdot \frac{E'_{0\alpha}}{E_0'} \dots \dots \dots (25)$$

Для шестифазного выпрямления при регулировке до $\frac{E'_{0\alpha}}{E_0'} \leq 0,5$ это равенство может быть переписано в виде

$$\frac{P_{0\alpha}}{P_{2\alpha}} = \frac{P_0}{P_2} \cdot \cos \alpha \dots \dots \dots (25')$$

Найденный результат показывает, что коэффициент использования трансформатора при тиратронном выпрямителе меньше. Однако, это еще не значит, что расчетную мощность трансформатора для тиратронного выпрямителя надо брать всегда большею, чем в обычном случае, при применении, например, газотронов.

Если нам задано рассчитать $P_{2\alpha}$ для выпрямителя, у которого $\frac{P_0}{P_2} = 0,955$ и эквивалентное сопротивление нагрузки $R = \text{const}$, то при максимальном значении $E_{0\alpha}' = E_0'$ мы будем иметь максимальное значение P_0 и $\alpha = 0$. Расчетная мощность трансформатора при этом будет $P_2 = \frac{P_0}{0,955} = 1,05 P_0$. При уменьшении напряжения до половины, угла α до 60° , отдаваемая мощность

$$P_{0\alpha} = \frac{(E'_{0\alpha})^2}{R} = \left(\frac{E'_{0\alpha}}{E_0'} \right)^2 \cdot \frac{(E_0')^2}{R} = 0,25 P_0.$$

¹⁾ См. § 10 гл. III.

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора теперь равна

$$P_{2\alpha} = \frac{P_{0\alpha}}{P_0/P_2 \cdot \cos 60^\circ} = \frac{0,25}{0,955 \cdot 0,5} P_0 = \frac{1,05}{2} P_0 < P_2.$$

Трансформатор, рассчитанный для таких условий на максимальную мощность P_2 при $\alpha = 0$, будет достаточным и при $\alpha > 0$. Общее выражение, определяющее расчетную мощность при любом значении угла α

$$P_{2\alpha} = \frac{P_{0\alpha}}{P_0/P_2 \cdot \cos \alpha} = \frac{P_0 (\cos \alpha)^2}{P_0/P_2 \cdot \cos \alpha} = P_2 \cdot \cos \alpha, \dots (26)$$

где P_2 —мощность, при $\alpha = 0$.

Совершенно такие же соотношения при $R = \text{const}$ можно написать и для P_I , P_T , P_C . Надо, конечно, помнить, что в формулах (25) и (26) множитель $\cos \alpha$ заменяет собой отношение $\frac{E_{0\alpha'}}{E_0'}$, которое не всегда ему равно. Поэтому в известных случаях это отношение надо брать не из формулы (12), а из формулы (13).

§ 7. Применение тиратронов в схеме Гретца и каскадной. Расчет сеточной цепи.

В некоторых случаях, как например, в схеме Гретца или в каскадной схеме, состоящей из двух трехфазных звезд, нет необходимости в качестве вентилей ставить тиратроны. В однофазной двухполупериодной схеме Гретца достаточно иметь только два тиратрона, а в качестве двух других вентилей можно воспользоваться газотронами. Точно так же в трехфазной схеме Гретца и в каскадной необходимо иметь только три тиратрона. На фиг. 179, 180 и 181 показаны принципиальные схемы таких выпрямителей, с подробным изображением сеточных цепей.

Механизм работы этих схем достаточно ясен из помещенных диаграмм. Диаграммы выпрямленного напряжения для двухполупериодной схемы оказываются совпадающими с уже рассмотренными в § 4. Что же касается остальных схем, то их диаграммы несколько отличаются от ранее указанных. Изменение выпрямленного напряжения может быть подсчитано,

однако, следующим образом. На основании диаграммы фиг. 181 можем написать

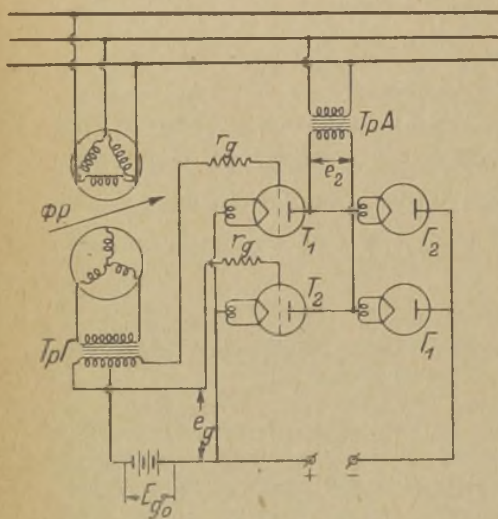
$$E'_{0\alpha} = E_0' - \frac{3}{2\pi} \int_0^\alpha e_x d(\omega t),$$

где для $0 < \alpha < 60^\circ$

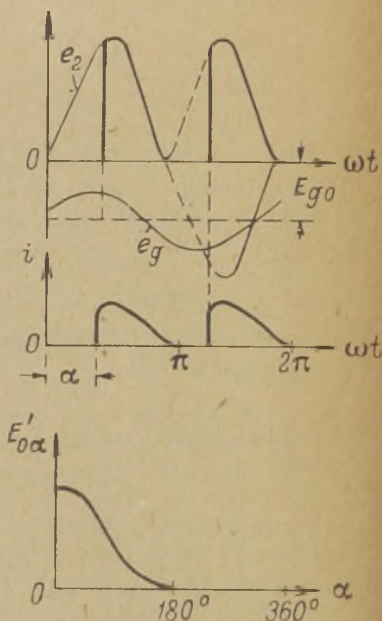
$$e_x = E [\sin(\omega t + 60^\circ) - \sin(\omega t + 120^\circ)],$$

а для $60^\circ < \alpha < 180^\circ$

$$e_x = E \sin \omega t.$$



Фиг. 179-а.

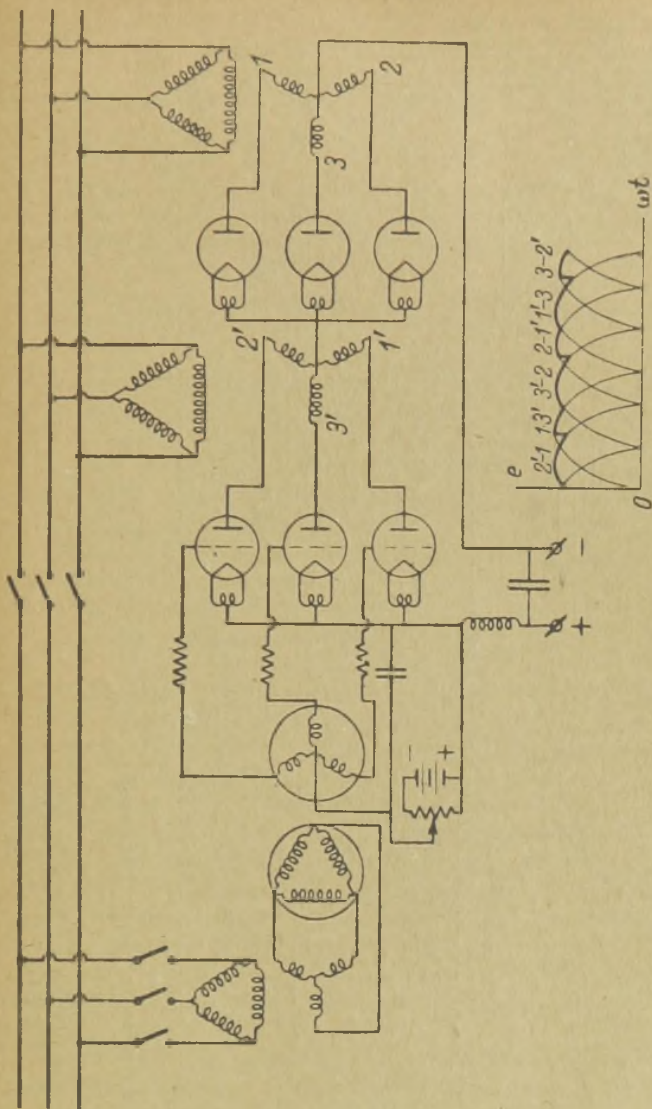


Фиг. 179-б.

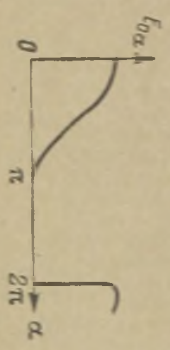
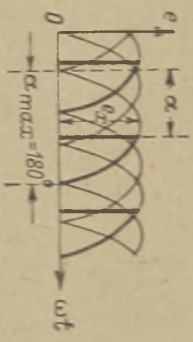
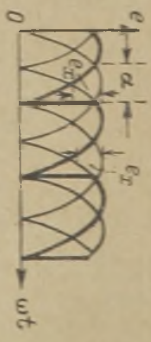
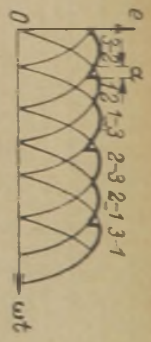
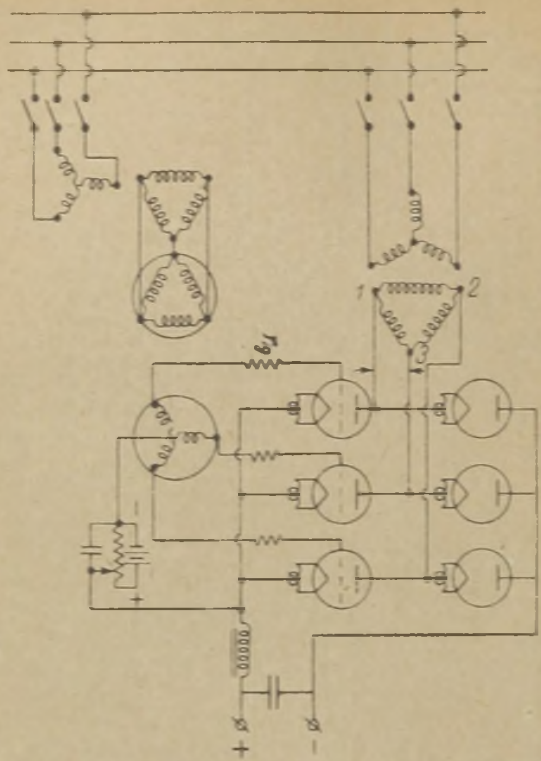
После подстановок окончательно имеем

$$E'_{0\alpha} = E_0' \frac{1 + \cos \alpha}{2} \dots \dots \dots (27)$$

т. е. формулу, которая нами была ранее установлена для простой двухполупериодной схемы. Однако, надо иметь в виду, что эта формула отличается от формулы (10) тем, что здесь $E_0' = \frac{3}{\pi} E$, причем E есть амплитуда линейного напряжения в схеме фиг. 181, и она в $\sqrt{3}$ раз больше амплитуды фазного



Фиг. 180.



Фиг. 181.

напряжения в схеме фиг. 180. Когда α превышает 60° , форма выпрямленного напряжения в данных схемах совпадает с простым трехфазным выпрямителем, у которого $\alpha > 30^\circ$. По этой причине для обеих наших схем при $60^\circ < \alpha < 180^\circ$ можно пользоваться формулой (13), подставив в нее $m = 3$, а вместо α ($\alpha - 30^\circ$), и умножив еще на $\frac{\sqrt{3}}{2}$, так как E_0' теперь исчисляется сообразно с $m = 6$. При этих же пределах значения угла α можно по формулам (15') определять пульсацию s' , делая аналогичные подстановки. В частности, при

$$\frac{E_0' \alpha}{E_0'} = 0,5, \quad \alpha = 90^\circ, \quad \text{имеем из них} \quad \frac{E_1' \alpha}{E_0' \alpha} = 1,$$

т. е. обе рассмотренные схемы с тремя тиристорами дают большую пульсацию, чем простая шестифазная схема. Если же в этих схемах применить по шесть тиристоров, то тогда они не будут практически отличаться от простой шестифазной и, в частности, пределы изменения угла α для полной регулировки напряжения также уменьшатся со 180° до 120° .

Основными элементами сеточной цепи тиристорного выпрямителя являются разделительный трансформатор, фазорегулятор, ограничительные сопротивления r_{gr} , источник постоянного смещения, обычно аккумуляторная батарея с потенциометром.

Разделительный трансформатор имеет по большей части коэффициент трансформации равный единице. Он необходим для изоляции сеточных цепей от питающей сети и применяется в высоковольтных установках. При выпрямлении низкого напряжения до 1000—1500 В необходимости в разделительном трансформаторе нет, ибо изоляция между обмотками статора и ротора фазорегулятора в таких случаях оказывается достаточной. Разделительный трансформатор должен быть рассчитан на мощность, потребляемую от него фазорегулятором. Так как сеточные токи и напряжения очень малы, то эта мощность является главным образом реактивной и идет на создание вращающегося магнитного потока статора фазорегулятора.

Для тиристорного выпрямителя даже при мощности в несколько сотен киловатт и при напряжении E_0 порядка 10000 В можно пользоваться в качестве фазорегулятора заторможенным трехфазным мотором мощностью 0,2—0,5 kVA. Обмотка ротора фазорегулятора должна иметь выведенную нулевую

точку. Помимо указанного способа регулировки фазы можно применять схемы, состоящие из комбинации индуктивных, емкостных и регулируемых омических сопротивлений.

Точный расчет фазных напряжений ротора надо основывать на характеристиках данных тиристорных. Также следует выбирать и напряжение E_{go} постоянного сеточного смещения. Ввиду того, что характеристики отдельных тиристорных не отличаются идентичностью, желательно для регулировки E_{go} применять потенциометр. Потенциометр, разумеется, должен быть шунтирован конденсатором или иметь сопротивление порядка не выше 10Ω . В противном случае в нем будет происходить потеря части переменного напряжения e_p и правильная работа тиристорных будет нарушаться.

Как было установлено, ионизирующий потенциал является одновременно результатом сеточного и анодного потенциала, поэтому для точного определения угла регулировки α , соответствующего моменту возникновения тока, надо учитывать совместное действие анодного и сеточного напряжения. При изменении угла сдвига α' косинусоиды сеточного напряжения, с минимальным отрицательным значением последнего во времени могут совпадать различные значения ординат анодного напряжения. По этой причине в общем случае угол $\alpha \neq \alpha'$ (см. также фиг. 182), причем на всем диапазоне изменения α' от 0 до 2π α проходит через минимум от значения $\alpha \geq \alpha'$ до значения $\alpha \leq \alpha'$. Разумеется, в силу физических причин $0 \leq \alpha \leq \pi$.

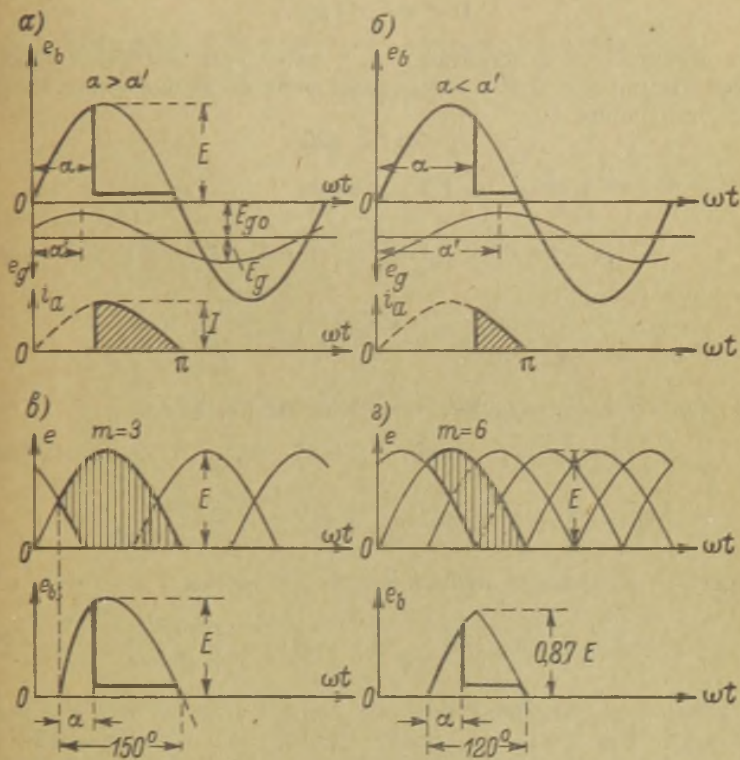
Для установления необходимой математической зависимости можем написать следующее уравнение:

$$E_i = E \sin \omega t + k E_{go} \cos(\omega t - \alpha') - k E_{go} \dots (28)$$

в котором $k \cong \frac{1}{D_0}$ — обратная величина коэффициента сеточного управления (см. § 3)¹⁾, а E_i есть тот потенциал анода относительно катода, под действием которого возникает ток, при условии, что сетки нет. Таким образом, в данном уравнении E_i можно уподобить так называемому управляющему напряжению на аноде — понятию, принятому для трехэлектродных ламп. E_g есть амплитуда переменного напряжения, E — тоже на аноде, а E_{go} — постоянное напряжение в цепи сетки.

¹⁾ Точно $k = \frac{1 - \frac{E_i}{I_b}}{D_0}$.

Надо отметить, что уравнение (28) ограничено теми пределами ωt , в которых анодное напряжение тиратрона является положительным. Член $E \sin \omega t$ в этом уравнении представляет собой это напряжение. Такое его выражение имеет место при $0 \leq \omega t \leq \pi$ в простой однофазной схеме, в двухполупериодной, в схеме Гретца и, наконец, в каскадной схеме, состоящей из



Фиг. 182.

двух трехфазных звезд. При этом E является амплитудой выпрямленного напряжения. Поэтому пределы действительности уравнения (28) ограничены значениями

$$0 \leq \omega t \leq \pi.$$

В простой трехфазной схеме или в простой шестифазной схеме анодное напряжение тиратрона до момента возникно-

вения тока через него не равняется просто $E \sin \omega t$. В подобных случаях оно может быть представлено разностью двух синусоид смежных фазных напряжений, как показано на фиг. 182-в, г. При трехфазной схеме амплитуда анодного напряжения тиратрона совпадает с амплитудой фазного (выпрямляемого) напряжения, а изменения его ограничены пределами

$$0 \leq \omega t \leq 150^\circ.$$

При простой шестифазной схеме амплитуда анодного напряжения составляет 0,867 амплитуды фазного напряжения, а пределы изменения ωt

$$0 \leq \omega t \leq 120^\circ.$$

Перепишав уравнение (28) в виде

$$p = \sin \omega t + a \sin \left(\frac{\pi}{2} + \omega t - \alpha' \right) - b,$$

где

$$p = \frac{E_i}{E}; \quad a = \frac{kE_g}{E} \quad \text{и} \quad b = \frac{kE_{go}}{E},$$

и сделав соответствующие преобразования, имеем

$$p = q \sin(\omega t + \psi) - b, \quad \dots \dots \dots (28')$$

где

$$q = \sqrt{1 + a^2 + 2a \sin \alpha'}; \quad \text{tg } \psi = \frac{a \cos \alpha'}{1 + a \sin \alpha'}.$$

Решая это уравнение относительно ωt , имеем:

$$\omega t = \alpha = \arcsin \frac{p + b}{q} - \arcsin \frac{a \cos \alpha'}{1 + a \sin \alpha'} \quad \dots \dots (29)$$

Найденное выражение дает величину угла α , при котором возникает ток через тиратрон. Эта величина зависит как от изменения угла α' сдвига переменного сеточного напряжения, так и от абсолютных значений E , E_g , E_{go} и k . На фиг. 183-а дана кривая этого ур-ния, из которой действительно видно, что угол α может быть как больше, так и меньше угла α' . Наблюдаемое расхождение между ними увеличивается с уменьшением величины a . При $a = \infty$ и $b = \infty$ мы получаем

$$\alpha = \alpha',$$

пока

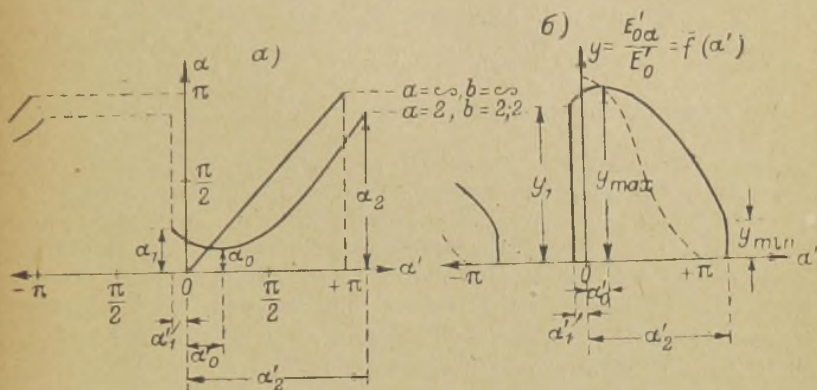
$$0 < \alpha' < \pi.$$

Когда же $\pi < \alpha' < 2\pi$, то имеем $\alpha = \pi$, что следует из физического представления о работе тиратрона; сама функция (29) в этих пределах имеет разрыв непрерывности.

Если в уравнение

$$\frac{E'_{0\alpha}}{E'_0} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

подставить значение α из предыдущего уравнения (29), то получится зависимость $\frac{E'_{0\alpha}}{E'_0} = f(\alpha')$, представленная для одного



Фиг. 183.

частного случая на фиг. 183-б. Пунктирной линией на этой фигуре представлена та же зависимость для идеального случая $\alpha = \alpha'$, т. е., когда $a \rightarrow \infty$ и $b \rightarrow \infty$.

Из рассмотрения этих кривых следует, что в практических условиях, в которых нельзя иметь $b = \infty$ и $a = \infty$, пределы плавной регулировки напряжения уменьшаются, а необходимое изменение угла α сеточного напряжения возрастает. Этот вывод имеет место для всех схем.

Расширить пределы плавной регулировки и добиться равенства $\alpha \cong \alpha'$ можно применением несинусоидальной формы сеточного напряжения. В частности, находит распространение пикообразная форма сеточного напряжения согласно фиг. 184-в, которая легко может быть получена с помощью сильно насыщенного сердечника сеточного трансформатора. Ввиду наличия больших отрицательных пик на сетке указанная система

менее целесообразна по сравнению с другой системой, при которой сеточное напряжение имеет несимметричную форму, изображенную на следующей фиг. 184-г. Такая форма сеточного напряжения получается применением трансформатора с сердечником, подмагниченным постоянным током¹⁾. С этой системой можно сравнить систему, изображенную на фиг. 190-а, в которой очень похожая форма сеточного напряжения достигается применением вращающегося коммутатора.

Чтобы избежать больших ионных токов в цепи сетки в моменты максимальных отрицательных ординат сеточных напряжений, приходится ограничивать величины a и b при синусоидальном сеточном напряжении значениями

$$a, b \leq 2 \div 5.$$

Необходимо оговориться, что поскольку $k \cong \frac{1}{D_0}$ зависит от анодного напряжения (см. § 3), постольку и a вместе с b являются функциями времени. Это обстоятельство изменяет кривые, данные на фиг. 183 в том отношении, что расхождение между α и α' на концах кривых еще больше увеличивается. Когда имеет место большое расхождение между α и α' , невозможно постепенным изменением α' притти к $E'_0 \alpha = 0$. Ничтожное увеличение α' свыше 360° может вызвать резкое увеличение $E'_0 \alpha$ до максимального его значения.

Отмеченные обстоятельства и должны послужить окончательным критерием для расчета величин E_g и E_{g0} . Обращаясь вновь к фиг. 183, устанавливаем

$$\left(\frac{E'_0 \alpha}{E'_0} \right)_{\min} = \frac{1 + \cos \alpha_2}{2} \dots \dots \dots (30)$$

$$\left(\frac{E'_0 \alpha}{E'_0} \right)_{\max} = \frac{1 + \cos \alpha_0}{2} \dots \dots \dots (30')$$

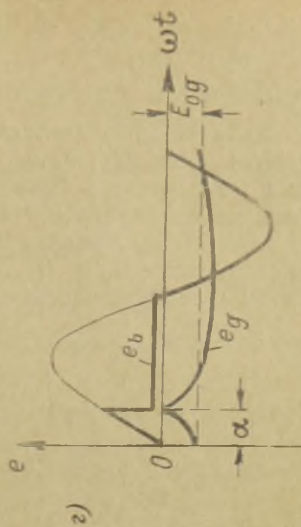
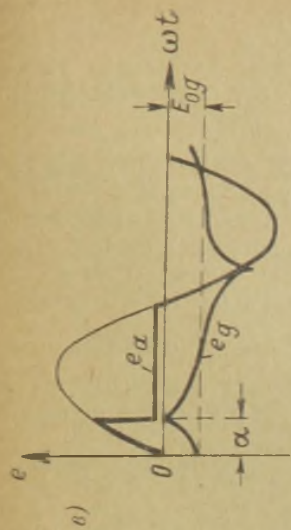
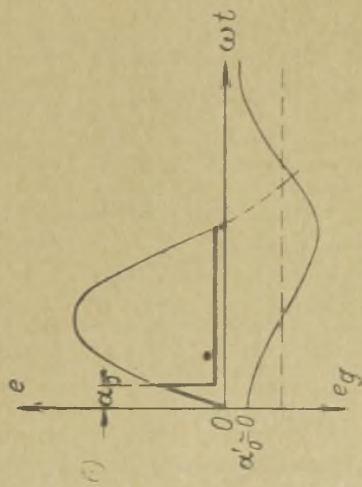
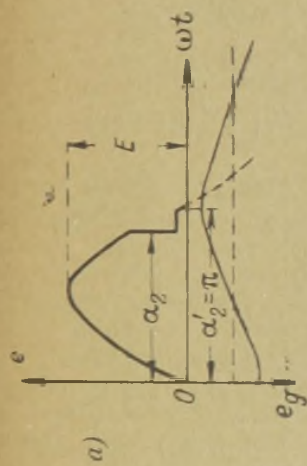
С другой стороны, из условия действительности уравнения (29) имеем

$$\frac{p + b}{q} \leq 1,$$

поэтому

$$\alpha_2' = \pi - \arcsin \frac{(p + b)^2 - 1 - a^2}{2a} \dots \dots \dots (31')$$

¹⁾ См. заявку № 148776.



и

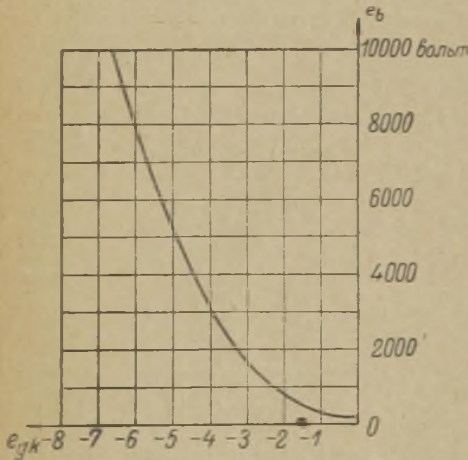
$$\alpha_2 = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{a \cos \alpha_2'}{1 + a \sin \alpha_2'} \dots \dots \dots (31)$$

Наконец, пользуясь для определения α_0 и α_0' условием $\frac{d\alpha}{d\alpha'} = 0$, получаем возможность определить a и b .

Формулы для α_2' , α_2 , α_0' и α_0 в общем виде слишком сложны и не наглядны. Кроме того практическая ценность их снижается непостоянством величины k . Поэтому для упрощения расчета лучше сразу задать пределы регулировки $0 \leq \alpha' \leq \pi$, допустить $\alpha_2' = \pi$, $\alpha_0' = 0$ и найти из формул (30) α_2 и α_0 ; затем, воспользоваться основным уравнением (28) и найти E_g задавшись предварительно величиной $\frac{E_{go}}{E_g}$ и подставив в него вместо $\omega t = \alpha_2$ и вместо $\alpha' = \pi$. После этого необходимо сделать проверку по тому же основному уравнению с подстановкой $\omega t = \alpha_0$ и $\alpha' = 0$.

Применяя такой прием, из фиг. 184-а и уравнения (28) имеем

$$E_i = E \sin \alpha_2 - k_2 E_g \cos \alpha_2 - k_2 E_{go}.$$



Фиг. 185.

Для высоковольтных выпрямителей, когда $E > 1000$ V, $\frac{E_i}{E} \approx 0$, поэтому

$$E_g \approx \frac{E \sin \alpha_2}{k_2 \left(\frac{E_{go}}{E_g} + \cos \alpha_2 \right)} \dots (32)$$

Как известно, k зависит от анодного напряжения, поэтому его следует брать из характеристик тиратрона $e_{gk} = f(e_b)$ (см. например, фиг. 185), подставляя $e_b = E \sin \alpha_2$ для определения k_2 .

Для того, чтобы теперь было удовлетворено требование максимального предела регулировки напряжения [уравнение (30')], необходимо выполнить условие

$$E_i \leq E \sin \alpha_0 + k_0 E_g \cos \alpha_0 - k_0 E_{go}, \dots \dots \dots (33)$$

написанное применительно к фиг. 184-б. В этом выражении k_0 следует брать из тех же характеристик тиратрона (фиг. 185), подставляя однако $e_b = E \sin \alpha_0$. В свою очередь E_l можно узнать, определив ионизационный потенциал газотрона, не отличающегося по конструкции от данного тиратрона.

Найдя по формуле (32) E_g при произвольно выбранном отношении $\frac{E_{go}}{E_g}$, проверяем по формуле (33) допустимость найденных значений E_g и E_{go} . Если уравнение (33) не удовлетворяется, то надо уменьшить отношение $\frac{E_{go}}{E_g}$.

Для пояснения изложенного обратимся к примеру. Пусть дано $E = 5000 \text{ V}$, $\left(\frac{E_{0'\alpha}}{E_{0'}}\right)_{\min} = 0,066$, $\left(\frac{E_{0'\alpha}}{E_{0'}}\right)_{\max} = 0,99$. Найти E_g и E_{go} .

По формуле (30) имеем $\alpha_2 = 150^\circ$, а значит $\sin \alpha_2 = 0,5$; $\cos \alpha_2 = 0,867$; из характеристики фиг. 185 для $e_b = 0,5 \cdot 5000 = 2500 \text{ V}$ имеем $k_2 = 800$. По формуле (30') $\alpha_0 = 12^\circ$; $\sin 12^\circ \cong 0,2$, $\cos 12^\circ = 0,98$; для $e_b = 5000 \cdot 0,2 = 1000 \text{ V}$; $k_0 = 350$. Зададимся величиной

$$\frac{E_{go}}{E_g} = 1,2$$

и, пользуясь формулой (32), получим

$$E_g \cong \frac{5000 \cdot 0,5}{800(1,2 - 0,867)} \cong 9,4 \text{ V.}$$

$$E_{go} = 1,2 \cdot 9,4 = 11,25 \text{ V.}$$

Делая проверку по формуле (33), имеем

$$5000 \cdot 0,2 + 350(9,4 - 11,25) = +360 > 20 \div 30 \text{ V}^1).$$

Решение удовлетворительно.

Нетрудно видеть из приведенных расчетов, что, если бы мы пожелали увеличить угол α_2 , т. е. еще расширить пределы плавной регулировки напряжения, то это привело бы нас к увеличению величины $a = \frac{k E_g}{E}$, т. е. в конечном счете к увеличению напряжений на сетке, как это и следует из

¹⁾ Для тиратронов 40-амперного типа завода Светлана как раз $E_i = 20 \div 30 \text{ V}$.

фиг. 183. Так как увеличение сеточных напряжений нежелательно по указанным ранее причинам, то отсюда становится понятным, что нецелесообразно требовать широких пределов регулировки вплоть до нуля. Надо отметить, что в приведенном примере максимальное отрицательное напряжение на сетке

$$E_{g\max} = E_g + E_{g0} \cong 20,6 \text{ В}$$

получилось вполне допустимым, например, для тиратронов 40 амперного типа завода Светлана.

При применении всех схем выпрямления расчет сеточной цепи следует вести указанным порядком, причем могут встретиться более благоприятные случаи как в смысле предела регулировки, так и в смысле величин сеточных напряжений. Как уже было отмечено, в некоторых многофазных схемах полный угол регулировки для идеального случая $\alpha = \alpha'$ меньше 180° . Например, для шестифазной схемы угол $\alpha \leq 120^\circ$. Изменяя же фазу сеточного напряжения α' на все 180° , мы получаем возможность при сведении на нуль выпрямленного напряжения иметь расхождение между α и α' в 60° , что, как известно из кривых фиг. 183, чрезвычайно благоприятно, так как дает уменьшение α , что равносильно снижению E_g . Диаграммы, приведенные ранее на фиг. 182, показывают, как надлежит выбирать величину E при пользовании формулами (32) и (33).

Ввиду возможной неидентичности сменяемых тиратронов полезно иметь возможность регулировать амплитуду напряжений у фазорегулятора. Ввиду малой мощности можно для этого употребить простой трехфазный реостат.

Отметим еще, что работа тиратронного выпрямителя на нагрузку влияет на соотношение углов α и α' . По этой причине иногда бывает, что выпрямитель дает плавную регулировку без фильтра, но неустойчиво работает после включения фильтра. Явления эти становятся понятными, если вспомнить условия работы на комплексное сопротивление вентиля, имеющего ионизационный потенциал. Эти условия были изучены нами в § 4 главы IV, и мы знаем, что для устойчивой работы необходимо иметь

$$\omega_0 < m \omega,$$

где ω_0 — собственная круговая частота фильтра с нагрузкой.

В заключение отметим, что для осуществления более равномерной работы отдельных тиратронов необходимо применять

обдувание воздухом нижней части баллона. С этой целью достаточно применить маломощный компрессор, от которого помощью разветвленного трубопровода (диаметром 15—20 мм) сжатый воздух подводится к нижней части каждого тиратрона.

§ 8. Ограничение токов короткого замыкания при обратном зажигании.

Одним из главных недостатков высоковольтных выпрямителей с ртутными колбами или газотронами является возникновение „обратного зажигания“, т. е. появление в вентиле тока обратного направления. Как следствие, возникает короткое замыкание, и вся установка на время выходит из строя, нарушая нормальную эксплуатацию. При достаточной мощности выпрямителя возникающие токи короткого замыкания могут достигнуть чрезмерных значений и вызвать разрушение отдельных частей установки, несмотря даже на наличие быстродействующих выключателей. Последние неспособны дать нужное предохранение, ибо, как показал опыт, достаточно нескольких периодов, или даже одного периода переменного тока, чтобы иарушить такой прибор, как стеклянная ртутная колба или газотрон.

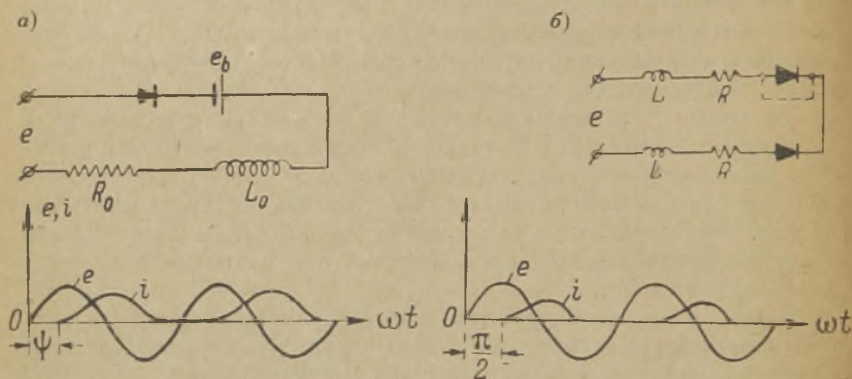
В любой выпрямительной схеме практического значения, при возникновении обратного зажигания, ток короткого замыкания проходит минимум через два вентиля—через „больной“, т. е. тот, который дал обратное зажигание (здесь направление тока обратное—от катода к аноду), и через какой-нибудь другой „здоровый“ (здесь направление тока правильное—от анода к катоду). Применяя устройства, ограничивающие токи короткого замыкания, например, дросселя в цепи переменного тока, можно сохранить в целости по крайней мере „здоровые“ вентили, а при сильном ограничении даже и „больной“, поскольку его вентиляльное действие может восстановиться. Хотя такие способы борьбы с обратным зажиганием и не являются радикальными мерами, но они необходимы, так как невозможно изготовить абсолютно совершенный вентиль и поддерживать в эксплуатационной обстановке все условия (температуру, давление и т. д.), которые требуются нормально его физическими процессами.

Отметим, что трехфазная схема с 8 вентилями (фиг. 68 в главе III) представляет особый интерес потому, что в ней только половина всех вентилялей испытывает полное обратное напряжение; другие же вентили имеют меньшее обратное напряжение.

При установке в анодной цепи дросселей получается добавочное падение напряжения на стороне выпрямленного тока, которое легко рассчитать по формулам § 10 главы III. Поэтому здесь мы решим лишь вопрос, как рассчитать амплитуду токов короткого замыкания при наличии дросселей, включенных по схемам, изображенным на фиг. 82, 83, 84 в главе III.

Для расчета величины токов короткого замыкания воспользуемся эквивалентной схемой с одним вентиляем (см. фиг. 186-а). Основное уравнение ее

$$e = E_2 \sin(\omega t + \psi) = e_b + iR_0 + L_0 \frac{di}{dt},$$



Фиг. 186.

на основании указаний, данных в § 2 главы IV, имеет следующее решение:

$$i = \frac{E_2}{Z} \sin(\omega t + \psi - \varphi) - \frac{e_b}{R_0} - \left[\frac{E_2}{Z} \sin(\psi - \varphi) - \frac{e_b}{R_0} \right] e^{-\frac{R_0}{L_0} t}$$

Здесь

$$Z = \sqrt{R_0^2 + \omega^2 L_0^2}; \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L_0}{R_0},$$

e_b — падение напряжения на вентиле. Это решение при наличии вентиля действительно для того промежутка времени, когда ток имеет положительное направление. Появляется же этот ток каждый раз при достижении $e = E_i$; таким образом, для начальной фазы ψ следует подставлять

$$\psi = \arcsin \frac{E_i}{E_2}.$$

Нетрудно видеть, что этой формулой можно воспользоваться для определения токов короткого замыкания во время обратного зажигания. В самом деле, к схеме фиг. 186-б, на которой один вентиль („больной“) показан замкнутым накоротко, применимо найденное уравнение, только теперь $Z = 2\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$. Значение начальной фазы ψ для первого момента обратного зажигания следует принимать $\psi = \frac{\pi}{2}$, тем самым считая, что оно наступает при максимальном значении обратного напряжения. Под E_2 для всех трех схем (фиг. 82, 83, 84 главы III) надо понимать амплитуду линейного напряжения сети или трансформатора, питающего выпрямительную схему. Имея это в виду и пренебрегая величиной e_b , перепишем найденную выше формулу в виде

$$i = \frac{E_2}{Z} \left\{ \cos(\omega t - \varphi) - \cos \varphi \cdot e^{-\frac{\omega t}{\text{tg} \varphi}} \right\}$$

или с достаточной для практики точностью (при $\varphi = 90^\circ$)

$$I_{\max} \cong \frac{E_2}{Z}.$$

Для последующих полупериодов установившегося короткого надо принимать $\psi = \arcsin \frac{E_i}{E} \cong 0$, а значит, $I_{\max} \cong 2 \frac{E}{Z}$, но зато и вместо E надо подставлять уже амплитуду фазного напряжения. В схемах Гретца и каскадной ток короткого замыкания идет в течении одного периода через два „здоровых“ вентиля, причем величина токов в каждом „здоровом“ вентиле не одинакова, а зависит от порядка следования фаз. В том „здоровом“ вентиле, который начинает пропускать ток короткого замыкания позже, величина установившегося тока больше почти в $1\frac{1}{2}$ раза. Фиг. 187 иллюстрирует эти положения. Если дросселя располагать в первичной обмотке питающего трансформатора, то благодаря магнитной связи отдельных фаз, разница в токе первого и второго „здорового“ вентиля уменьшается, и значения этих токов уравниваются.

Ток короткого замыкания через „больной“ вентиль является суммой мгновенных значений токов через два соседних „здоровых“ вентиля, имеющих взаимный сдвиг около $\frac{2\pi}{3}$, и его максимальное значение поэтому превышает примерно в 1,73 раза амплитуду тока в первом „здоровом“ вентиле.

Окончательные формулы для практического расчета тока короткого замыкания таким образом, гласят для первого по времени зажигания „здорового“ вентиля

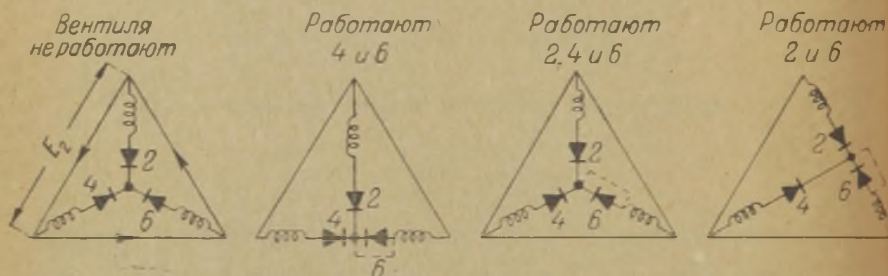
$$I_{\max 1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{E_2}{Z}, \dots \dots \dots (34')$$

для второго по времени „здорового“ вентиля

$$I_{\max 2} = \sqrt{3} \frac{E_2}{Z}, \dots \dots \dots (34'')$$

для „больного“

$$I_{\max} = 2 \frac{E_2}{Z} \dots \dots \dots (34''')$$



Фиг. 187.

Все найденные выше расчеты для данных трех схем, конечно, могут быть соответственно применены и для других схем.

Включение дросселей во вторичную цепь трансформатора дает одинаковый результат для всех отмеченных трех схем, с той только разницей, что для каскадной схемы необходимы шесть катушек вместо трех. Однако, надо заметить, что эти шесть катушек по суммарному габариту и весу будут почти эквивалентны трем катушкам других схем.

При установке дросселей в первичную цепь по ним протекает намагничивающий ток, и получается добавочная потеря напряжения, которая также должна быть учтена при выборе трансформатора. По мере возрастания активной нагрузки относительная величина этой потери напряжения уменьшается, так как снижается поток, а при коротком замыкании она практически равна нулю. Помимо этой потери напряжения, в случае

трехфазной каскадной схемы из двух звезд образуется еще добавочное падение напряжения в силу неполного использования мощности трансформатора (ср. также формулы (50') и (50'') главы III). Это обстоятельство делает при такой схеме совершенно невыгодной установку дросселей в первичной цепи, хотя само по себе оно выгодно, ибо дает большую безопасность от обратного зажигания при пуске установки в ход.

Проведем примерные расчеты реакторов для ограничения короткого замыкания. Пусть дана схема Гретца с тремя дросселями во вторичной обмотке трансформатора. Установленная мощность трансформатора

$$P_{\Gamma} = 560 \text{ kVA}, \quad \varepsilon = 6,3 \text{ кв.} \quad \varepsilon_2' = 7,6 \text{ kV.}$$

Принимая напряжение короткого замыкания этого трансформатора в 5%, имеем величину Z_k — сопротивления двух фаз

$$Z_k \cong 0,05 \cdot 2 \cdot \frac{\varepsilon_{2\Phi}}{J_{2\Phi}} \cong 0,1 \frac{\varepsilon_2'^2}{P_{\Gamma}}.$$

Это сопротивление при возникновении обратного зажигания в каком-нибудь одном вентиле складывается с сопротивлением двух дросселей. Поэтому величина Z для формул (34) равна

$$Z \cong 2\pi f \cdot L + Z_k = 2\pi f L + 0,1 \frac{\varepsilon_2'^2}{P_{\Gamma}},$$

если считать, что угол сдвига при коротком замыкании близок к 90° , т. е. $\sin \varphi_k \cong 1$.

Предположим, что в данной установке применяются газотроны типа ВГ-126. Для них рабочее значение максимального пика тока составляет 40 А. Если допустить, что в „большом“ вентиле значение этого тока во время обратного зажигания допустимо 200 А, то по формуле (34)

$$Z = 2 \frac{7600 \cdot \sqrt{2}}{200} \cong 108 \Omega,$$

откуда, в свою очередь,

$$L = \left(108 - 0,1 \frac{\varepsilon_2'^2}{P_{\Gamma}} \right) : 628 = 0,155 \text{ генри.}$$

Если учесть, что действующее значение вторичного тока J_2 , протекающего через дросселя в данном выпрямителе, состав-

ляет 22,5 А и выполнить эти дросселя в виде галет, то вес меди каждого дросселя будет порядка 110 кг. С другой стороны, введение дросселей увеличивает падение выпрямленного напряжения. Подсчитав его по формулам § 10 главы III, найдем, что в данном случае оно может достигнуть 1760 В, т. е. 17% от напряжения холостого хода, если принять $\cos \varphi_k = 0,2$.

При установке дросселей в первичной цепи трансформатора их индуктивность должна быть

$$L = 0,155 \left(\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2'} \right)^2 \cong 0,107 \text{ генри,}$$

а падение напряжения, как сказано ранее, увеличивается вследствие протекания по ним намагничивающего тока трансформатора. Если положить величину этого тока равную 7% от рабочего значения, то добавочное падение напряжения при холостом ходе составляет

$$E_{0'L} = \left[\frac{Z}{\sqrt{3}} \cdot \left(\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2'} \right)^2 \cdot J_\mu \right] \cdot \left(\frac{\varepsilon_2'}{\varepsilon_1} \cdot \sqrt{3} \cdot 1,35 \right) \cong 430 \text{ В,}$$

а

$$J_\mu = 0,07 \frac{P_\Gamma}{\varepsilon_1 \cdot \sqrt{3}} \cong 3,6 \text{ А.}$$

При нагрузке добавочное падение напряжения меньше, поэтому величина намагничивающего тока несколько уменьшается, и падение напряжение может быть вычислено по формуле

$$E_{0L} \cong \varepsilon_{1\Phi} \left[\frac{R'}{\sqrt{R^2 + X^2}} - \frac{\sqrt{R'^2 + X'^2}}{\sqrt{R^2 + (X + X')^2}} \right] \cdot \frac{\varepsilon_2'}{\varepsilon_1} \sqrt{3} \cdot 1,35. \quad (35)$$

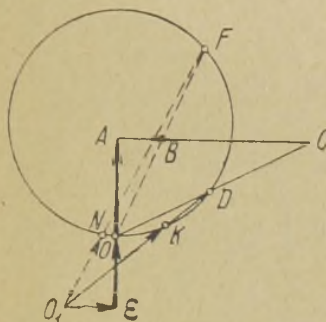
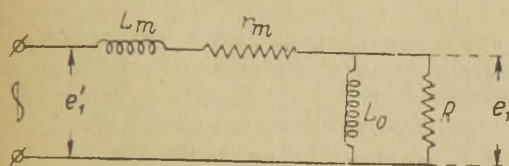
В этой формуле

$$\left. \begin{aligned} R &= \frac{\varepsilon_{1\Phi}}{J_1}; \quad X = \frac{Z}{\sqrt{3}} \left(\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2'} \right)^2; \\ R' &= \frac{1/R}{(1/R)^2 + (1/X_0)^2}; \quad X' = \frac{1/X_0}{(1/R)^2 + (1/X_0)^2}; \\ X_0 &\cong \frac{\varepsilon_1}{\sqrt{3} J_\mu}, \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

а коэффициент $(1,35 \cdot \sqrt{3})$ служит для перечисления сопротивления в цепь выпрямленного тока при схеме Гретца. Фор-

мулы (36) легко могут быть выведены из рассмотрения круговой диаграммы эквивалентной схемы выпрямителя (см. фиг. 188) и в нашем примере дают $E_{0L} \cong 230$ V.

Если бы мы провели расчет данного примера применительно к каскадной схеме, состоящей из двух трехфазных звезд, то получили бы следующий результат. Коэффициент индуктивности каждого дросселя $L = 0,14$ генри, число дросселей — 6, общий вес их меди порядка 320 кг, паде-



$$\overline{EO} \equiv \omega L_m; \quad \overline{EO}_1 \equiv r_m$$

$$\overline{OA} \equiv \frac{1}{\omega L_0}; \quad \overline{AB} \equiv \frac{1}{R_{\min}}$$

$$\overline{AC} \equiv \frac{1}{R_{\max}}$$

$$\overline{O_1K} \equiv J_{\max}; \quad \overline{O_1N} \equiv J_{\min}$$

$$e_{1\min} = e_1' \phi \frac{\overline{OD}}{O_1D}; \quad e_{1\max} = e_1' \phi \frac{\overline{OF}}{O_1F}$$

Фиг. 188.

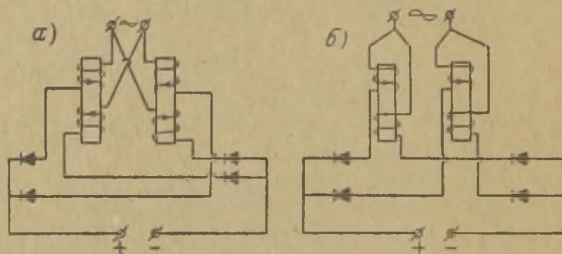
ние напряжения $\div 18\%$ от напряжения холостого хода. При установке трех дросселей в первичной обмотке коэффициент индуктивности каждого $L = 0,14 \left(\frac{E_1}{E_2}\right)^2 \cong 0,1$ генри. Падение напряжения при этом значительно возрастает, поскольку данная схема выпрямления требует большей установленной мощности трансформатора, и достигает в общей сложности почти 25% от напряжения холостого хода. Это показывает, что ограничение токов короткого замыкания в данной схеме связано с большими затруднениями, чем в схеме Гретца.

Примеры показывают, что, несмотря на допущенный большой ток при обратном зажигании, дросселя получились большими, значительно удорожающими установку, и падение напряжения в нормальном рабочем режиме выходит за пределы приемлемых значений. Применение железных сердеч-

ников в таких дросселях с целью уменьшения их размеров не дает желательного результата вследствие магнитного насыщения при коротком замыкании. В силу этих обстоятельств применение реакторов для ограничения токов короткого замыкания может быть целесообразным лишь в отдельных, частных случаях.

Применение омических сопротивлений взамен реакторов для ограничения токов короткого замыкания еще более невыгодно, так как помимо увеличения потери напряжения и увеличения стоимости установки, уменьшается значительно общий к. п. д.

Более совершенными средствами ограничения токов короткого замыкания в выпрямителях могут служить схемы с применением таких дросселей, которые в нормальном рабочем



Фиг. 189.

режиме не дают добавочной потери напряжения. На фиг. 189 приведены две таких схемы. В первой из них магнитный поток сердечников равен нулю и возникает лишь тогда, когда в каком-нибудь вентиле появляется ток обратного направления. В этом нетрудно убедиться, проследив за направлением тока в каждой катушке при нормальном режиме работы и при режиме обратного зажигания. В другой схеме, изображенной на фиг. 189-б, при нормальной работе выпрямителя сердечники дросселей имеют постоянный поток, и сами дросселя работают как „катодные“ дросселя, т. е. без потери выпрямленного напряжения. При возникновении обратного зажигания в них возникает большой переменный поток, и они представляют большое сопротивление для источника переменного напряжения. В нормальном рабочем режиме дросселя, включенные по схеме 189-б, одновременно могут выполнять роль сглаживающих дросселей. Внешняя характеристика выпрямителя прак-

тически не меняется от включения дросселей по указанным схемам, и ток короткого замыкания при обратном зажигании легко в этих схемах сделать меньше тока нормального рабочего режима. Применение таких дросселей в других схемах выпрямления, например, в трехфазной схеме Гретца, может дать также благоприятный результат в смысле ограничения токов короткого замыкания.

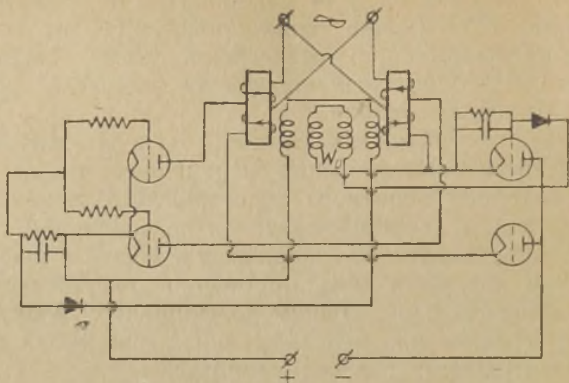
Недостатком описанных схем с размагничиваемыми дросселями является возникновение перенапряжения на здоровых вентилях во время обратного зажигания. Это перенапряжение может достигнуть двойного значения по сравнению с нормальной величиной обратного напряжения. С этим явлением, однако, можно бороться комбинированной схемой, содержащей обычные дросселя с небольшим коэффициентом индуктивности, или путем применения неполной магнитной связи между отдельными катушками каждого дросселя.

Дальнейшее усовершенствование методов ограничения обратного зажигания возможно при помощи тиратронов. Если выполнить такую схему тиратронного выпрямителя, в которой сетки всех или некоторых тиратронов получают автоматически значительный отрицательный потенциал во время возникновения обратного зажигания в одном каком-либо тиратроне, то ток короткого замыкания в такой цепи не может достигнуть опасных значений.

На фиг. 190-а показана принципиальная схема выпрямителя с тиратронами и размагничиваемыми дросселями, в которых ограничение тока короткого замыкания совершается одновременным действием тиратронов и таких дросселей. Это действие заключается в том, что при нормальном режиме напряжение, индуктируемое в обмотке w_0 , или равно нулю или не велико (если дросселя включены по схеме 189-б), но сильно возрастает, когда возникает обратное зажигание. Это напряжение после выпрямления подается на сетки тиратронов в виде отрицательного смещения, производя запирающее действие. Замечательно также то, что выпрямлять напряжения от обмотки w_0 не обязательно, так как, установив надлежащую фазу этого напряжения, можно вызвать запирающий эффект его отрицательной полувольты. Независимо от ограничивающего действия, такие схемы дают регулировку выпрямленного напряжения.

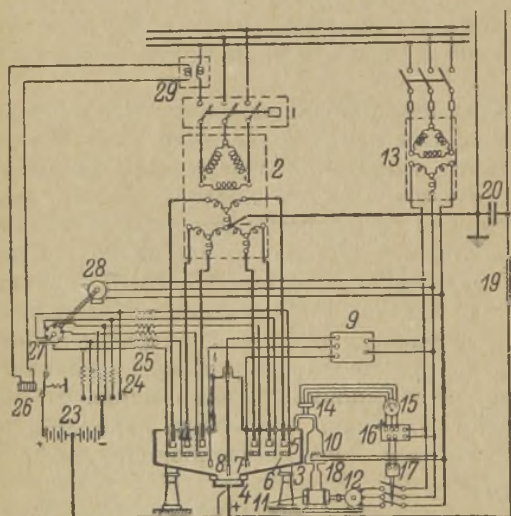
Возможны схемы с тиратронами и без размагничиваемых дросселей, но обладающие способностью автоматически ограничивать ток короткого замыкания. В частности, можно было

бы указать на применение поляризованных электромагнитных реле или реле переменного тока (см., например, фиг. 190-б),



Фиг. 190-а.

включающих отрицательное смещение в момент обратного зажигания. Однако, показанные выше схемы обладают тем преимуществом, что в них совершенно не создается тока короткого замыкания чрезмерной величины, хотя бы даже на очень короткое время.



Фиг. 190-б.

Все эти обстоятельства позволяют думать, что надежность работы мощных устройств с тиратронами (выпрямителей и преобразователей) можно поднять до очень высоких требований.

В заключение этого параграфа отметим, что некоторые схемы выпрямления

таких схем могут быть отнесены схемы по типу Грейнахера и, в частности, комбинированная схема Камилла Сабба, приведенная в главе III. Подобные схемы характерны тем, что в них вентиль приключен к источнику выпрямляемого напряжения обязательно через конденсатор или через дроссель, необходимые для процесса выпрямления. При возникновении обратного зажигания реактивное сопротивление конденсатора или дросселя ограничивает амплитуду тока короткого замыкания. Если выбрать их по величине в соответствии с требованиями ограничения токов короткого замыкания, то нет нужды применять для той же цели какие либо дополнительные устройства.

Необходимо заметить, что подобные схемы замечательны еще и тем, что они ограничивают ток при коротком замыкании цепи выпрямленного тока. В частности, указанная на фиг. 69 главы III схема Грейнахера, при обратном зажигании в любом вентиле, не может дать установившийся ток короткого замыкания выше

$$I_k = E \omega C.$$

Точно так же при коротком замыкании на стороне выпрямленного тока, амплитуда тока через вентиль не превзойдет той же величины.

ГЛАВА VI.

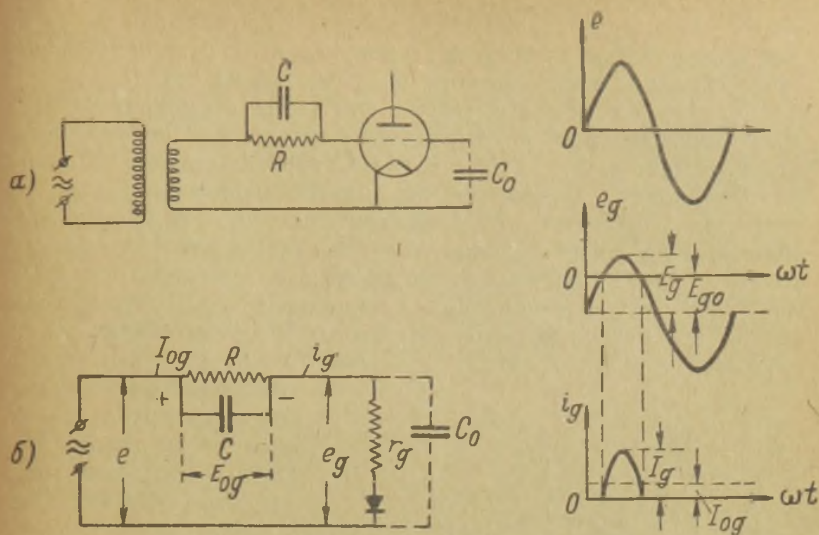
ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ ЦЕПИ СЕТКИ И ЦЕПИ КАТОДА.

§ 1. Элементы сеточной цепи.

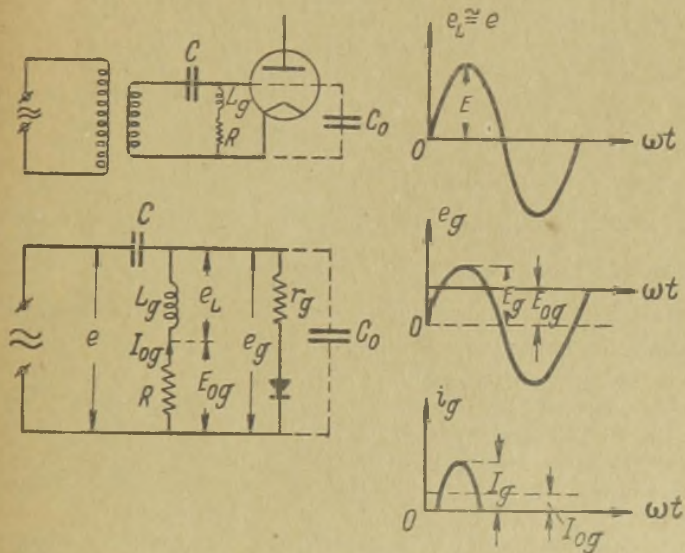
В катодном генераторе, как радиотелефонном, так и радиотелеграфном, в цепи сетки мы имеем обычно три напряжения: напряжение высокой частоты, постоянное напряжение, необходимое для установления надлежащего режима генератора, и напряжение низкой частоты, в одном случае являющееся напряжением модулирующей частоты, а в другом случае — напряжением, которое управляет режимом генератора при воспроизведении телеграфных сигналов. Обычно манипуляция осуществляется либо путем изменения постоянного напряжения смещения, либо изменением омического сопротивления, находящегося в цепи сетки и зашунтированного некоторым конденсатором. Последний способ манипуляции можно уподобить также изменению постоянного напряжения смещения.

Мы должны будем рассмотреть источники сеточного смещения, которые создают постоянное напряжение в цепи сетки для надлежащего режима генератора. Такими источниками смещения могут быть гридлик, динамомашинка, аккумуляторная батарея, или, наконец, выпрямитель.

Практические схемы осуществления постоянного смещения с помощью гридлика показаны на фиг. 191 и на фиг. 192. Необходимое напряжение смещения в этих схемах создается за счет энергии высокой частоты, подводимой либо от внешнего независимого возбудителя, либо при помощи самовозбуждения. Эквивалентная схема для обоих указанных способов устройства гридлика показана на тех же фигурах. Как видно из них, сетка-катод генераторной лампы уподобляется аноду и катоду электрического вентиля. Через C_0 обозначена паразитная емкость, имеющая место между сеткой и катодом. За исключением этой емкости, первая схема оказывается совершенно тождественной схеме однополупериодного выпрямителя,



Фиг. 191.

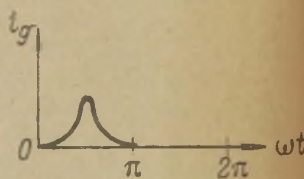
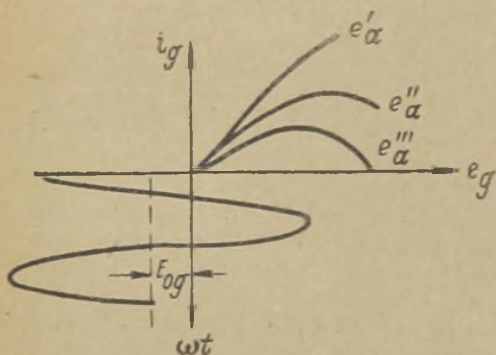


Фиг. 192.

имеющего конденсатор C . Само собой разумеется, что в такой цепи возникает постоянная слагающая тока, которая на зажимах конденсатора создает постоянную слагающую напряжения, отрицательный знак которого оказывается на сетке.

Действие второй схемы (см. фиг. 192) протекает следующим образом: при положительном знаке потенциала сетки относительно катода конденсатор C заряжается от источника (в предельном случае до амплитуды напряжения высокой частоты); разряд же этого конденсатора может происходить только через сопротивление R , и если оно достаточно велико, то этот разряд происходит медленно, и на конденсаторе C мы опять получаем постоянное напряжение с отрицательным знаком на сетке генераторной лампы. Индуктивность L_g необходима для того, чтобы $e_g \cong e - E_{g0}$, и для того, чтобы

уменьшить расход энергии на сопротивление R , если оно по расчету элементов гридника оказывается сравнительно малым.



Фиг. 193.

При обоих способах устройства гридника величина сопротивления R может быть найдена по формуле $R = \frac{E_{0g}}{I_{0g}}$. В этой формуле E_{0g} есть постоянное напряжение смещения, а I_{0g} постоянная слагающая сеточного тока. Обе эти величины берутся из расчета лампового генератора. Точнее определить I_{0g} можно графическим разложением в ряды Фурье кривых сеточного тока (см. фиг. 193), полученных при расчете генератора. Приблизительно, для ориентировочных расчетов, величину I_{0g} можно принимать равной 0,1 анодного тока I_0 .

При выборе емкости конденсатора гридника необходимо, во-первых, руководствоваться тем, что ее величина должна

быть больше, чем паразитная емкость сетка-катод; обычно принимают

$$C \geq 10 C_0 \dots \dots \dots (1)$$

для того, чтобы большая часть переменного напряжения высокой частоты была сосредоточена на зажимах сетка-катод. Из фиг. 191-б ясно, что при несоблюдении этого условия большая часть напряжения высокой частоты была бы на зажимах гридлика. С другой стороны, критерием для выбора конденсатора гридлика C является предельное значение пульсации напряжения смещения. Как это было бы нетрудно установить на основании формул, приведенных при анализе двухполупериодной схемы выпрямителя с конденсатором, (§ 3, главы IV), предельное значение емкости C в этом случае не должно быть меньше, чем

$$C \geq \frac{2\pi - \theta}{2,3 \cdot \omega R}, \dots \dots \dots (2)$$

где

$$\theta \cong 2 \arccos \frac{E_{0g}}{E},$$

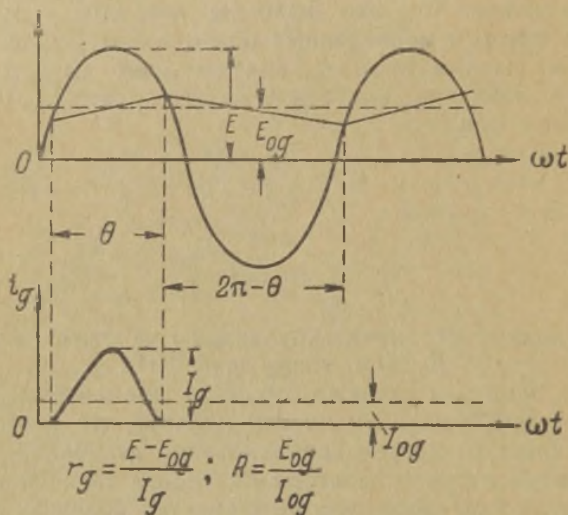
если необходимо ограничить пульсацию напряжения смещения пределами $\pm 0,05 E_{0g}$ (см. также фиг. 194).

Способ гридлика главным образом применяется в генераторах с самовозбуждением по той причине, что в этом случае им обеспечивается легкое возникновение колебаний. В самом деле, в момент пуска генератора, потенциал сетки оказывается равным нулю, благодаря чему не требуется большой начальной амплитуды переменного напряжения высокой частоты. По мере же увеличения амплитуды этого напряжения, в цепи сетки нарастает постоянный ток, вызывающий появление отрицательного напряжения на обкладке конденсатора C , подключенной к сетке.

Недостатком применения гридлика является то, что при нем омическое сопротивление в цепи сетки оказывается обычно большим и при наличии динатронного эффекта оно может создать явление так называемого „блокинга“ („blocking“). Это явление заключается в том, что появляющийся при динатронном эффекте в цепи сетки обратный ток меняет знак напряжения смещения на положительный, вследствие чего анодный ток резко увеличивается, и нормальная работа генератора нарушается. При генераторах с независимым возбуждением применение гридлика мало целесообразно. Для возникновения

колебаний в этом случае нет необходимости иметь малое напряжение смещения сетки, а наличие большого омического сопротивления в ее цепи, как мы только что отметили, является неблагоприятным фактором. Для таких генераторов при большой мощности, применяются динамомашины постоянного тока, а для генераторов средней и малой мощности—аккумуляторные батареи.

Во время нормальной работы генератора ток через динамомашину или аккумулятор идет в обратном направлении, т. е.



Фиг. 194.

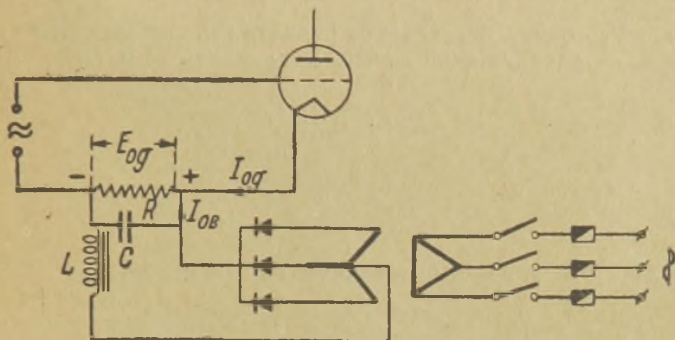
в таком, в каком он протекает, когда динамо работает мотором, или когда аккумулятор заряжается. По этой причине энергия, подводимая к двигателю, приводящему в движение динамомашину смещения, немного расходуется лишь во время покоя генератора.

Расчетная мощность независимого источника смещения (динамомшины и аккумулятора) должна быть взята по формуле $P_{0g} = I_{0g} \cdot E_{0g}$. Мощность мотора, в силу вышеуказанного, может быть взята меньше этой величины.

Хотя аккумулятор, находящийся в цепи сетки, заряжается, тем не менее время от времени его приходится сменять и заливать свежим электролитом, который при продолжительном

заряде испаряется. Для поддержания нормального режима аккумулятора, полезно также время от времени подвергать его искусственному разряду.

К источникам независимого смещения следует отнести также выпрямители, которые за последнее время, в связи с усовершенствованием газотронов, стали часто применяться для подобных целей. Схема устройства такого рода смещения показана на фиг. 195. На этой схеме мы видим, что для нее также необходимо применение сопротивления R , как и при гридке, однако величина этого сопротивления здесь уже может быть сделана сколь угодно малой при условии достаточной мощности выпрямителя.



Фиг. 195.

Если через I_{0B} обозначить ток, идущий от выпрямителя, а через I_{0g} постоянную слагающую сеточного тока, известную из расчета генератора, то напряжение смещения определяется уравнением

$$E_{0g} = (I_{0g} + I_{0B}) \cdot R = I_{0g} R + I_{0B} R.$$

Первое слагаемое этого уравнения представляет ту часть напряжения смещения, которая создается под воздействием сопротивления R и конденсатора C как гридки. Так как мы желаем в данном случае иметь независимый источник сеточного смещения, то, очевидно, указанная величина ($I_{0g} R$) должна быть достаточно малой по сравнению с величиной ($I_{0B} \cdot R$). Чем меньше мы возьмем величину ($I_{0g} R$), тем меньше будет сказываться величина сеточного тока I_{0g} на величине сеточного смещения, и тем на большую мощность должен быть

рассчитан выпрямитель. Для передатчиков малой и средней мощности можно допустить

$$I_{0g}R \leq 0,1 E_{0g};$$

для передатчиков же большой мощности при таком значении ($I_{0g}R$) мощность выпрямителя источника смещения может оказаться слишком большой. Поэтому для передатчиков мощностью в несколько десятков киловатт и выше мы будем допускать

$$I_{0g}R \leq 0,2 E_{0g};$$

тогда

$$I_{0B}R \geq 0,8 E_{0g}.$$

Так как I_{0g} и E_{0g} известны из расчета генератора, то на основании этих соотношений можно определить R и I_{0B} , а именно

$$R \leq 0,2 \frac{E_{0g}}{I_{0g}} \dots \dots \dots (3)$$

$$I_{0B} \geq \frac{0,8 E_{0g}}{0,2 E_{0g}} \cdot I_{0g} = 4 I_{0g} \dots \dots \dots (4)$$

Очевидно, что мощность выпрямителя равна теперь

$$P_{0B} = V_{0g} I_{0B} \geq 4 E_{0g} I_{0g}^1) \dots \dots \dots (5)$$

Расчет конденсатора C и индуктивности L в этом случае¹ разумеется, должен быть произведен на основании допустимой пульсации напряжения выпрямителя и условий демодуляции (см. дальше).

Независимо от рода устройства источника смещения, к его зажимам обязательно должен быть приключен конденсатор. Это нужно, во-первых, для того, чтобы сеточный ток высокой частоты не проходил по источнику смещения, что особенно неблагоприятно отражается на работе аккумуляторной батареи. Во-вторых, при осуществлении модуляции или манипуляции без конденсатора возможно появление демодуляции и искажения формы сигнала из-за реактивного сопротивления обмотки якоря динамомашин или сглаживающего дросселя выпрямителя. Наконец, конденсатор C необходим для того, чтобы устранить влияние пульсации напряжения динамомашин или

1) Соответственно для передатчиков малой и средней мощности

$$P_{0B} \geq 9 E_{0g} I_{0g} \dots \dots \dots (5')$$

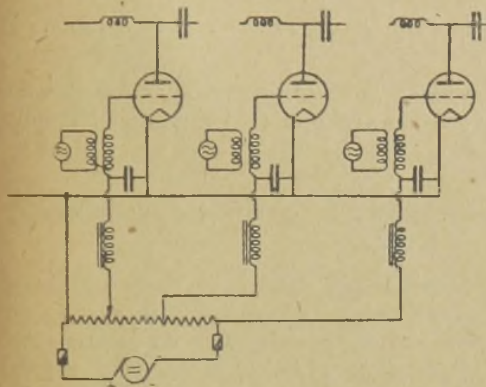
выпрямителя, которое может сказаться в виде дополнительной сеточной модуляции.

При гриднике наличие конденсатора C принципиально необходимо. Без него с одним только сопротивлением R уменьшилась бы лишь амплитуда переменного напряжения на сетке, причем оно определялось бы положительными ординатами на протяжении всего времени положительного полупериода. В самом деле, за время положительного полупериода сеточное напряжение e_g , вместо

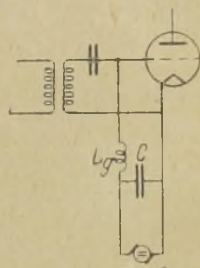
$$e_g = E \sin \omega t - E_{g0},$$

имело бы значение

$$e_g = \frac{r_g}{R + r_g} E \sin \omega t,$$



Фиг. 196.



Фиг. 197.

которое отнюдь не может уменьшить угла отсечки анодного тока.

Если напряжение источника смещения не имеет пульсаций, и модуляция или манипуляции производится в цепи анода, то для отвода токов высокой частоты достаточно емкости кабеля, через который источник смещения присоединен к генератору, и отдельного конденсатора C не требуется.

На практике, в многокаскадных передатчиках очень часто пользуются одним источником для создания отрицательного смещения на сетках всех каскадов. Так как на каждой из них напряжение смещения может быть другим, то в этом случае необходимо применять потенциометр. На фиг. 196 дан пример подобного устройства, из которого видно, что в каждом ответвлении имеется отдельный конденсатор. Благодаря такой схеме включения, получается независимая работа каждой сеточной цепи, и нарушение режима в одной из них не скажется на режиме другой. Полную величину сопротивления потенцио-

метра в таких случаях надо рассчитывать по формуле (3), исходя из напряжения E_{og} и тока I_{og} самого мощного каскада.

Независимые источники сеточного смещения точно так же, как было показано на фиг. 192 для гридлика, могут включаться в цепь сетки через дроссель. Индуктивность L_g такого дросселя (см. фиг. 197) рассчитывают, исходя из того, что переменная слагающая тока высокой частоты, проходящая через него, должна составлять небольшую часть постоянной слагающей сеточного тока I_{og} . Очевидно, что это требование будет удовлетворено, если

$$\frac{E}{\omega L_g} \leq \frac{1}{3} \div \frac{1}{10} I_{og} \dots \dots \dots (6)$$

При такой схеме включения динамомашин, аккумулятора или выпрямителя, наличие конденсатора C становится необязательным.

§ 2. Выбор источников смещения и расчет сглаживающего фильтра.

В предыдущем параграфе было показано, что источник сеточного смещения во время нормальной работы катодного генератора не расходует энергии, а потому его внутренняя цепь должна быть рассчитана лишь на ток I_{og} . В связи с этим нами было указано, что расчетная мощность динамомашин или аккумулятора может быть определена как

$$P_{og} = E_{og} I_{og}.$$

При применении выпрямителя в качестве источника смещения, расчет его на такую мощность дал бы неудовлетворительный результат именно в том смысле, что величина сеточного смещения зависела бы очень сильно от величины сеточного тока. По этой причине нам и приходится, согласно формуле (5), выбирать выпрямитель с большей мощностью, чем $P_{og} = I_{og} E_{og}$.

Аналогичные в некоторой степени причины заставляют нас выбирать номинальную мощность динамо машины и аккумулятора также большей, чем P_{og} , причем увеличение номинальной мощности должно идти конечно за счет выбора динамомашин и аккумулятора с большим рабочим током. Применение динамомашин с большей номинальной мощностью, имеющей в силу этого и больший момент инерции, позволяет сделать напряжение на ее зажимах почти независи-

мым от сеточного тока I_{og} . Для достижения той же цели путем поддержания постоянства оборотов полезно применять в качестве двигателя асинхронный мотор трехфазного тока, число оборотов которого, как известно, определяется главным образом частотой сети.

Само собой разумеется, что когда динамомашинка работает через потенциометр, то она должна быть рассчитана на расход энергии в нем. Для этого, как и при применении выпрямителя, желательно удовлетворить условие (см. фиг. 198)

$$I_{og} < I_{oM}.$$

Можно допускать

$$I_{og} R < 0,25 \div 0,5 E_{og};$$

тогда полное сопротивление потенциометра при применении динамомашинки будет

$$R \leq 0,25 \div 0,5 \frac{E_{og}}{I_{og}} \dots (3')$$

т. е. больше, чем при выпрямителе [см. форм. (3)] и расход в нем энергии, доставляемой динамомашинкой, так как

$$I_{oM} \cdot R \geq 0,75 \div 0,5 E_{og},$$

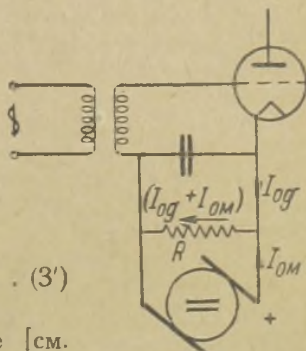
$$I_{oM} \geq 3,0 \div 1,0 \cdot I_{og},$$

будет составлять около $3,0 \div 1,0 \cdot (E_{og} \cdot I_{og})$. Таким образом, чтобы иметь возможность удовлетворить всем перечисленным условиям, номинальная мощность динамомашинки должна выбираться в пределах от $2 I_{og} E_{og}$ до $4 I_{og} E_{og}$, т. е.

$$P_{oM} \geq 2 \div 4 \cdot P_{og} \dots (7)$$

При выборе аккумуляторной батареи следует руководствоваться этим же соотношением [формула (7)], хотя при этом нет необходимости в потенциометре, но запас батареи по току повышает также устойчивость величины E_{og} при возможных изменениях величины сеточного тока.

Необходимо отметить, что увеличение номинальной мощности динамомашинки или аккумуляторной батареи для повышения устойчивости сеточного смещения вовсе не связано с увеличением расхода энергии, как это имеет место при



Фиг. 198.

применении выпрямителей, у которых для достижения той же цели приходится обязательно применять сопротивление. Для ориентировочных подсчетов можно считать, что в общем случае мощность источника сеточного смещения составляет от 1% до 5% мощности самого генератора.

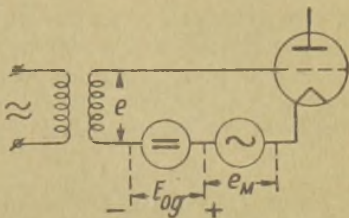
От источника сеточного смещения требуется, чтобы его напряжение не имело пульсаций. За исключением аккумуляторной батареи, последние присущи как динамомашине (см. § 2 главы I), так и выпрямителю (см. § 6, 7 главы IV). По этой причине приходится применять сглаживающий фильтр, обычно Г-образный, хотя при применении динамомашин можно ограничиться одним конденсатором, так как индуктивность якоря может взять на себя роль сглаживающего дросселя.

Величина допустимого коэффициента пульсации s может быть выбрана по тем же данным, которые приведены были в § 7 главы IV для расчета анодного фильтра, причем в отношении исходного коэффициента пульсации s' для динамомашин следует руководствоваться указаниями, сделанными в § 2 главы I, а для выпрямителей—табличкой в § 6 главы IV.

Рассчитанный таким образом, фильтр должен быть проверен на демодуляцию, причем эта проверка особенно необходима, когда применяется сеточная модуляция (или манипуляция). В самом деле, среднее значение сеточного тока высокой частоты при анодной модуляции мало изменяется, тогда как при сеточной оно подвергается значительному периодическому изменению с частотой модуляции. Это одинаково относится как к случаю модуляции амплитудой сеточного напряжения возбудителя, так и к случаю модуляции напряжением смещения. Во время паузы в передаче генератор с сеточной модуляцией имеет сравнительно небольшой коэффициент использования анодного напряжения (вследствие чего минимальные значения последнего велики) и небольшую амплитуду переменного сеточного напряжения. В силу этого сеточный ток имеет некоторое среднее, небольшое значение. При модуляции же, в те моменты, когда коэффициент использования анодного напряжения возрастает, благодаря возрастанию амплитуды напряжения на сетке, получают все условия для возрастания сеточного тока. Когда же коэффициент использования анодного напряжения уменьшается, то наоборот, создаются все условия для уменьшения среднего значения сеточного тока высокой частоты. Так как эти изменения амплитуд анодного и сеточного напряжения происходят с частотой модуляции, то с такой же

частотой, очевидно, меняются амплитуда и среднее значение сеточного тока высокой частоты. Само собой разумеется, что элементы сеточной цепи не должны ограничивать указанные изменения сеточного тока и напряжения, так как в противном случае модуляция неосуществится.

На фиг. 199 представлена эквивалентная схема для случая модуляции смещением сеточной цепи. В подобной цепи мы имеем сложение трех напряжений: напряжения высокой частоты $e = E \sin \Omega t$, постоянного напряжения смещения E_{og} и переменного модулирующего напряжения низкой частоты $e_M = E_M \sin \nu t$. Отсутствие демодуляции определяется тем, что напряжение e_g на сетке должно содержать напряжение низкой частоты с амплитудой $D_M \cdot E_M$, где D_M есть коэффициент демодуляции, который, в силу этого, должен быть не меньше



Фиг. 199.

$$D_M \geq 0,9 \div 0,95$$

(см. также § 9 главы IV).

Чтобы это требование, которое в общем виде выражается уравнением

$$e_g = E \sin \Omega t - E_{og} + D_M E_M \sin \nu t,$$

представить в форме, более удобной для расчета, очевидно, следует обратиться к расчету амплитуды $D_M E_M$ переменного напряжения низкой частоты, получающегося на зажимах сетка-катод. Пренебрегая сопротивлением катушки связи для токов низкой частоты и обозначая через \bar{z}_ϕ внутреннее сопротивление источника смещения, а через r_{gi} сопротивление сетка-катод переменному току низкой частоты, мы имеем право написать (см. фиг. 200):

$$D_M E_M = E_M \frac{r_{gi}}{|r_{gi} + \bar{z}_\phi|}$$

или

$$D_M = \frac{r_{gi}}{|r_{gi} + \bar{z}_\phi|} \quad ^1) \dots \dots \dots (8)$$

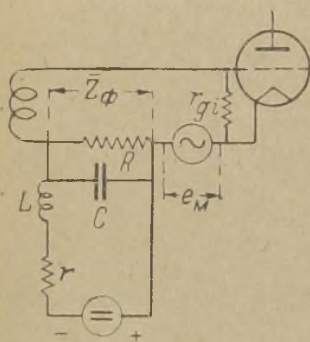
¹⁾ Разумеется, что знаменатель представляет из себя модуль комплекса $r_{gi} + \bar{z}_\phi$.

Найденное выражение, как и следовало ожидать, совершенно совпадает с тем, которое мы имели в § 9 главы IV.

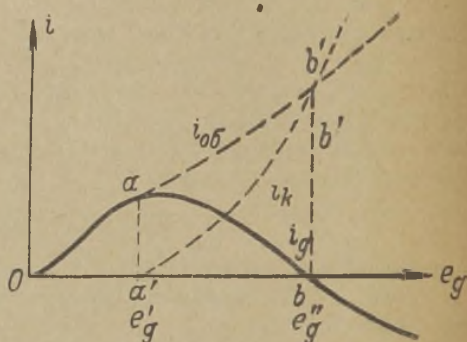
Величина \bar{z}_ϕ зависит от элементов источника смещения и может быть определена по формуле

$$\frac{1}{z_\phi} = \frac{1}{R} + j\nu C + \frac{1}{r + j\nu L}, \dots \dots \dots (8')$$

причем ν означает частоту модуляции, r —сопротивление источника смещения, а L —его индуктивность, например, индуктивность сглаживающего дросселя фильтра или якоря динамомашин. Сопротивление r_{gi} между сеткой и катодом для переменного тока может быть найдено из характеристик катодного



Фиг. 200.



Фиг. 201.

генератора. Фиг. 201 показывает пример подобной характеристики (линия $o-a-b$).

Во время модуляции частота ν меняется в очень широких пределах, например, от $2\pi 50$ до $2\pi 10000$. Разумеется, в таких условиях \bar{z}_ϕ также изменяется, и поэтому, если мы изобразим выражение

$$D_M = \frac{r_{gi}}{|r_{gi} + \bar{z}_\phi|}$$

графически, то получим кривую, указанную сплошной линией на фиг. 202. Как видим, эта кривая имеет минимум при резонансной частоте фильтра C, L, r , равной

$$\omega_{рез} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{r^2 C}{L}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

При $\nu \gg \omega_{\text{рез}}$ кривая $D_M = f(\nu)$ остается почти без изменения. Если мы ограничим $\omega_{\text{рез}} < \nu_{\text{min}}$ с тем, чтобы при этом $D_M > 0,9 \div 0,95$ то, очевидно, тем самым мы практически исключим влияние внутреннего сопротивления источника смещения на уменьшение модуляции при самых низких частотах ее и на искажение частотной характеристики передатчика в области этих частот.

Если при проверке на демодуляцию по формуле (8) с подстановкой $\nu = \nu_{\text{min}}$ оказывается, что $D_M < 0,9$, то следует уменьшить L и увеличить C . Так как абсолютные напряжения в сеточной цепи невелики, то рассчитать

L и C можно сразу по уравнениям

$$\left. \begin{aligned} m^2 \omega^2 LC &\cong \frac{1^1)}{u} \\ \frac{1}{\sqrt{LC}} &\leq 0,5 \nu_{\text{min}} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (9)$$

в которых $m\omega$ — круговая частота пульсации, а u — коэффициент фильтрации. Разумеется, рассчитанный таким путем фильтр должен быть все же подвергнут проверке на перенапряжение, которая может быть исполнена по известной формуле

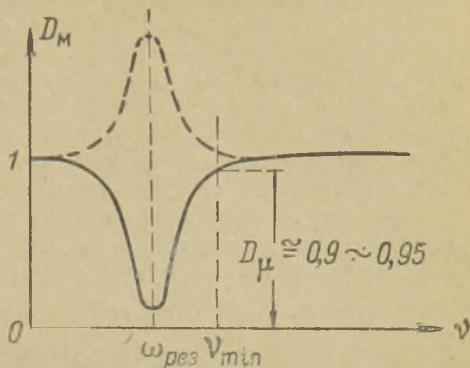
$$\sqrt{\frac{L}{C}} \leq 0,5 R \div R.$$

Относительно расчета r_{gi} необходимо отметить, что определять его по формуле

$$r_{gi} = \frac{e_g}{i_g}$$

можно лишь при условии, что динаatronный эффект не имеет места, или что амплитуды сеточного напряжения не превосходят величины $0 - a'$, указанной на фиг. 201. В противном

¹⁾ Если упростить формулу (13), данную на стр. 206 учитывая, что обычно $m^2 \omega^2 LC \gg 1$.



Фиг. 202.

случае для определения r_{gi} надо брать производную, т. е. считать, что

$$r_{gi} = \frac{de_g}{di_g}.$$

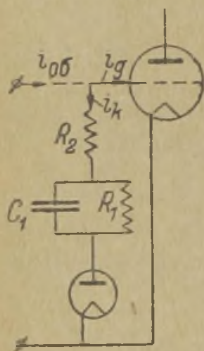
Так как при $e_g > e_g'$ знак производной становится отрицательным, то и самому сопротивлению можно придать такой же знак. Физический смысл отрицательного сопротивления в данном случае определяется тем, что увеличению напряжения на сетке соответствует уменьшение тока.

При наличии динаatronного эффекта кривая $D_M = f(\nu)$ получает при резонансной частоте максимум вместо минимума (см. пунктирную кривую на фиг. 202). В самом деле, при резонансе $z_\phi = \frac{L}{rC}$ становится чисто активным, и коэффициент демодуляции при наличии отрицательного значения r_{gi} увеличивается согласно уравнению

$$D_M = \frac{|r_{gi}|}{|r_{gi}| + z_\phi} = \left| \frac{-r_{gi}}{-r_{gi} + z_\phi} \right| = \frac{r_{gi}}{z_\phi - r_{gi}}.$$

При том же условии резонанса и положительном значении r_{gi} , D_M было бы меньше, так как знаменатель был бы больше, являясь суммой, а не разностью z_ϕ и r_{gi} .

Динаatronный эффект оказывается весьма неблагоприятным фактором. Из числа внешних способов его устранения можно указать на включение кенотрона параллельно сетке генераторной лампы. Так как назначением кенотрона в данном случае является придание положительного характера общему сопротивлению при значительных изменениях сеточного напряжения, то кенотрон иногда присоединяется по схеме, указанной на фиг. 203. Сопротивлением R_2 можно подогнать крутизну характеристики кенотрона ($a' - b'$ на фиг. 201) до необходимой величины. Сопротивление же R_1 с конденсатором C_1 позволяет осуществить своего рода смещение, т. е. передвинуть начало характеристики из точки 0 вправо до абсциссы a' первого максимума сеточного тока, как показано на той же фиг. 201. Кривая $o - a - b'$ изображает общий ток, проходящий по сеточной цепи;



Фиг. 203.

Фиг. 203.

она является суммой ординат двух кривых: 1) $o-a-b$ кривой тока на сетку и 2) $a'-b'$ кривой тока через кенотрон.

Расчет сопротивлений R_1 и R_2 и выбор параметров кенотрона должны быть основаны на характеристиках генератора. Величину конденсатора C_1 надо выбрать такой, чтобы его сопротивление при самой низкой частоте модуляции было по крайней мере в три раза меньше, чем сопротивление R_1 , т. е.

$$\frac{1}{v_{\min} C_1} \leq \frac{R_1}{3} \dots \dots \dots (10)$$

Полностью скомпенсировать динактронный эффект трудно, да этого и не требуется, так как при небольшом динактронном эффекте расходуется меньшая мощность в цепи сеток, и лучше становится частотная характеристика в области низких частот модуляции.

В заключение настоящего параграфа сделаем некоторые замечания, касающиеся деталей устройства сеточного смещения. Плавкие предохранители и рубильники, относящиеся к источнику сеточного смещения, необходимо располагать таким образом, чтобы в сеточной цепи ни в каком случае не происходило полного разрыва (см. например, фиг. 195 и фиг. 196).

При применении динамомашин возбуждение ее должно осуществляться либо от независимого возбудителя, сидящего с нею на одном валу, либо от общей сети постоянного тока $120 \div 220$ В.

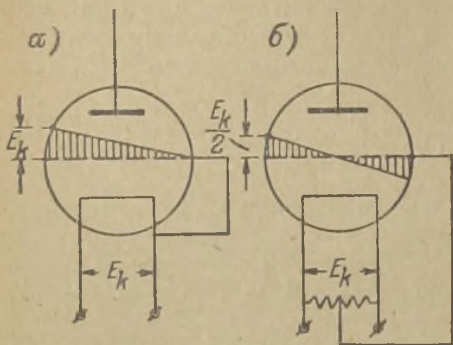
Конструктивный расчет сглаживающего дросселя и выбор конденсаторов должны быть основаны на тех же соображениях, которые были указаны в главе IV о расчете фильтров.

§ 3. Накал катодов.

Добавочная, паразитная модуляция амплитуды катодного генератора получается при питании цепи накала переменным током или динамомашинной, имеющей пульсирующее напряжение. Одной причиной этого явления служит неодинаковый переменный потенциал у концов катода относительно сетки, а другой — влияние переменного магнитного поля от тока накала на траекторию электронов.

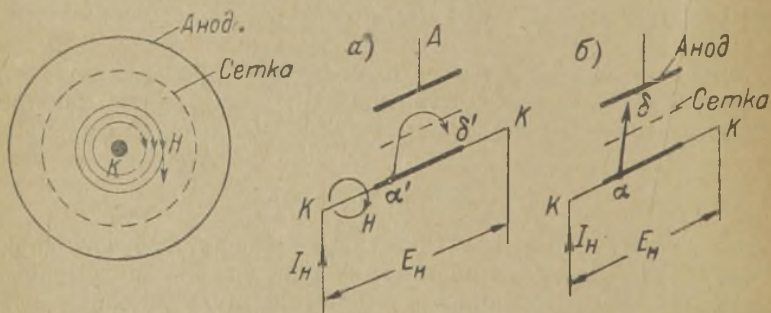
Если обратиться к фиг. 204-а, на которой показана диаграмма распределения потенциала сетки относительно любой точки катода, когда он одним своим концом приключен к сетке, то становится ясным, что питание катода переменным или пуль-

сирующим напряжением обязательно должно вызвать периодическое изменение анодного тока, а значит, и модуляцию амплитуды колебаний высокой частоты. При соединении сетки со средней точкой источника накала (фиг. 204-б) амплитуды переменного потенциала ее уменьшаются вдвое, а вместе с тем значительно должно уменьшиться и периодическое изменение анодного тока, так как теперь разные концы катода имеют в каждый момент разные по знаку потенциалы относительно сетки.



Фиг. 204.

Влияние магнитного поля тока накала, или, как его называют, магнетронный эффект, сказывается на анодном токе в силу того, что электроны получают отклонение от начального направления и при пульсациях тока накала, длина их пути периодически с той же частотой меняется, следствием чего и является модуляция анодного тока. На



Фиг. 205.

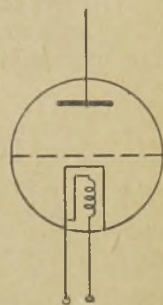
фиг. 205 схематическим чертежом показаны два положения, из которых одно отвечает нормальному пути $\alpha-\delta$ электрона, а другое—искривленному пути $\alpha'-\delta'$ под действием магнитного поля H , устанавливающегося в перпендикулярной плоскости по отношению к катоду.

Радикальной мерой уменьшения вредного влияния указанных факторов является надлежащая конструкция катода. С этой целью его полная длина должна быть небольшой, чтобы можно было пользоваться низким напряжением накала. Для уменьшения магнитного поля конструкция катода должна представлять из себя бифилярную систему. Кроме того, весьма целесообразным является применение так называемых подогревных катодов, у которых по эмитирующим частям не проходит ток накала (см. например, фиг. 206). Подогревные катоды широко применяются, главным образом, в лампах радиоприемных устройств.

При применении постоянного тока для накала мерой, ослабляющей влияние его пульсаций, является применение сглаживающего фильтра. Так как сопротивление цепи катода очень невелико, то емкость сглаживающего фильтра оказывается очень большой. Поэтому, при отсутствии производства специальных низковольтных конденсаторов приходится ограничиваться применением одного лишь дросселя в цепи накала. Выбор дросселя и конструктивный расчет его можно производить на основании указаний, сделанных в § 2 главы I о пульсации напряжения динамомашин и на основании расчетных формул, данных в § 7 главы IV. Что касается допустимого коэффициента пульсации, то для него следует допускать не больше $s \leq 0,5\% \div 0,1\%$.

При наличии электролитических, особенно сухих, конденсаторов, имеющих емкость порядка $100 \div 2000$ микрофард в единице, следует применять Г-образный фильтр. В этих условиях фильтр получается с меньшей стоимостью, и становится возможным применение динамомашин с большей пульсацией напряжения. На фиг. 207 показаны размеры фильтра, состоящего из одного дросселя $0,7 \cdot 10^{-3}$ генри и фильтра, имеющего конденсатор $11 \cdot 10^3 \mu F$ и дроссель $0,25 \cdot 10^{-3}$ генри по Г-образной схеме. Оба эти фильтра дают одинаковые условия пульсации тока накала в $0,2\%$ при пульсации напряжения динамомашин 5% , но имеют разную стоимость.

При расчете Г-образного фильтра отношение $\frac{L}{C}$ надо выбирать, исходя главным образом, из наивыгоднейших экономических условий, и можно допускать $M_0 > 1$. При этом также необходимо учитывать индуктивность якоря динамомашин,

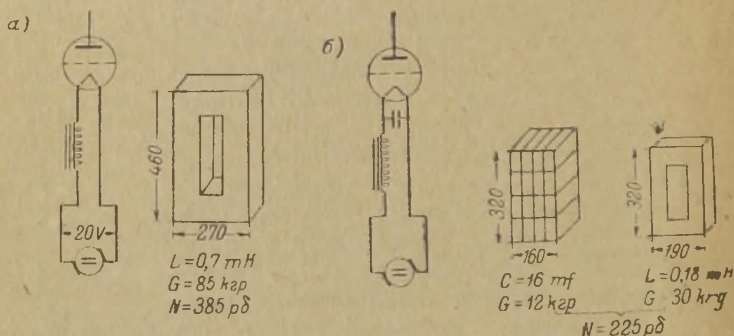


Фиг. 206.

так как она может оказаться уже достаточной в качестве индуктивности фильтра, и тогда дросселя вовсе не требуется.

Роль конденсатора в сглаживающем фильтре цепи накала может взять на себя аккумуляторная буферная батарея. Такая батарея будет срезать пики напряжения динамомашин, заряжаясь сама в эти моменты. Кроме того она будет действовать, как конденсатор, ибо обладает большой емкостью.

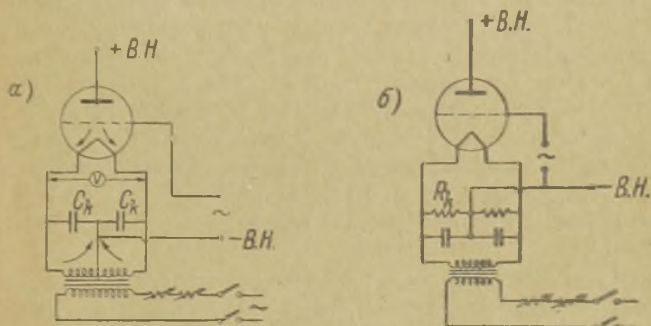
Питание цепи катодов постоянным током как у радиопередатчиков, так и у радиоприемных устройств, чрезвычайно усложняет установку и удорожает эксплуатацию. По этой причине надо стараться избегать применения постоянного тока для питания катодов.



Фиг. 207.

При накале катодов переменным током от общей питающей сети необходимо применять понизительные трансформаторы, у которых полезно на стороне вторичной обмотки делать дополнительный вывод средней точки. Это обстоятельство позволяет ослабить влияние переменного потенциала концов катода и, кроме того, дает возможность более равномерно загрузить катод анодным током. На фиг. 208-а показано, что при таком устройстве анодный ток, разветвляясь, проходит по обеим половинам катода. В тех случаях, когда невозможно воспользоваться средней точкой вторичной обмотки трансформатора накала, создается искусственная нулевая точка при помощи сопротивления, включаемого параллельно катоду, как показано на фиг. 208-б. Величина этого сопротивления R_k должна быть, конечно, взята из того расчета, чтобы не перегрузился трансформатор накала. Конденсаторы C_k применяются с целью предотвратить прохождение переменного тока высокой частоты через

источник накала. Как и в случае выбора таких конденсаторов для источников сеточного смещения, их емкость должна быть рассчитана так, чтобы они оказывали в 5—10 раз меньшее сопротивление токам высокой частоты, чем цепь самого источника накала. Если емкость такого рода конденсаторов оказывается очень большой, то полезно между ними и источником накала ставить реактивные катушки—дресселя, рассчитанные на то, чтобы увеличить внутреннее сопротивление источника накала токам высокой частоты. В отличие от трансформаторов накала вентиляей (газотронов, кенотронов), трансформаторы накала генераторных и усилительных ламп



Фиг. 208.

нет нужды делать с высокой изоляцией между первичной и вторичной обмотками.

По ряду практических соображений управление и все вспомогательные приборы (включая предохранители) цепи источника накала сосредоточиваются либо в цепи первичной обмотки трансформатора, либо в цепи возбуждения и в цепи якоря мотора, если применяется динамомашинка. Исключение составляет вольтметр накала, который целесообразнее всего приключать непосредственно к зажимам катода, даже и тогда, когда он сам устанавливается на центральном пульте.

Применяемые обычно в цепи накала при переменном токе реостаты служат, с одной стороны, для первоначального постепенного пуска и, с другой стороны, для регулировки величины накала. При применении динамомашинки пуск и регулировка накала катодов осуществляются изменением независимого возбуждения динамомашинки.

Применять специальные меры при пуске в ход накала катодов, приходится только для мощных ламп, или вообще для таких, у которых катод обладает большой тепловой инерцией, и принимать их тогда приходится по той причине, что в первый момент включения цепь накала имеет малое сопротивление, благодаря наличию холодного катода. Сопротивление проводников I рода, как известно, возрастает с температурой по закону

$$R_n = R_{n0} (1 + \alpha t^\circ),$$

и так как применяемые температуры у нормально работающих катодов очень высоки ($2200 - 2600^\circ$), то вполне понятно, что сопротивление охлажденного катода перед пуском может оказаться почти в 20 раз меньше, чем у нормально работающего. Если катод обладает большой теплоемкостью (например, в силу больших своих размеров), то нарастание температуры при пуске происходит очень медленно, а значит, в цепи накала сравнительно долго имеет место ток большой величины. Такой ток может, во-первых, вызвать повреждение самого катода от появляющихся электродинамических усилий и, во-вторых, быстро перегревая спай стекла с выводами, нарушить целостность последних.

Пусковую часть реостата рассчитывают, исходя из того, что сопротивление цепи накала в первый момент включения равно нулю, и из того, что максимальная величина пускового тока не должна превосходить двухкратной, в крайнем случае четырехкратной, величины нормального тока. Пусковое сопротивление должно быть разбито на 3—4 секции, что позволяет сократить процесс пуска даже наиболее мощных катодов до 2—3 секунд.

В силу этих же соображений возбуждение динамомшины цепи накала должно делаться независимым либо от отдельного возбuditеля, сидящего на том же валу, либо от общей сети постоянного тока.

ГЛАВА VII.

ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ.

§ 1. Общие соображения о конструктивном оформлении выпрямительных устройств и о расчете трансформаторов.

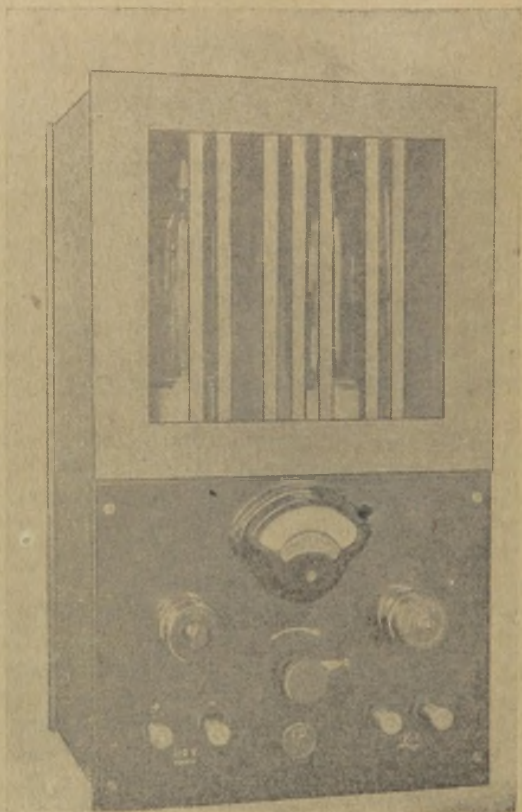
Выпрямители небольшой мощности, в частности предназначенные для питания радиоприемной аппаратуры, целесообразнее всего размещать в одном ящике с самой аппаратурой. Выпрямители средней и большой мощности следует конструировать либо в отдельных шкафах, либо так называемым открытым монтажом, с применением ограждающего барьера.

Все выпрямители, которые дают напряжение свыше 300 ÷ 500 V, необходимо снабжать блокировкой, обеспечивающей безопасное обслуживание их. В основном устройство такой блокировки сводится к тому, что при открывании дверей шкафа или, при открытом монтаже, самого барьера, автоматически выключается высокое напряжение.

Не вдаваясь в детали устройства вспомогательной аппаратуры общего электротехнического характера, отметим лишь, что применение автоматического и централизованного управления с нуля особенно желательно в мощных установках, имеющих ртутные выпрямители и газотроны. Последние, как было установлено ранее, требуют особенно тщательного ухода за собой во время эксплуатации. В установках большой мощности желательно располагать электрическую силовую аппаратуру (анодные трансформаторы, масляные выключатели и т. д.) отдельно от выпрямителей. Дросселя и конденсаторы сглаживающего фильтра в таких установках надлежит также располагать вне того зала, в котором размещается аппаратура самого выпрямителя и передатчика. Заметим попутно, что сглаживающий конденсатор должен быть обязательно снабжен разрядником, автоматически разряжающим его при открывании дверей в помещении, где он расположен.

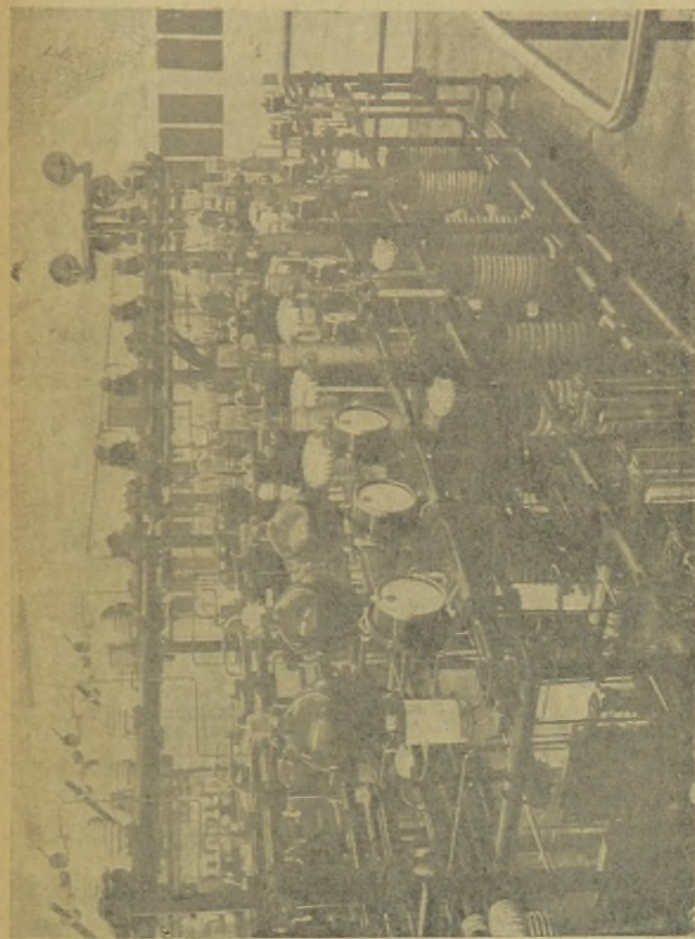
На фиг. 209 показаны примеры конструктивного оформления выпрямительных устройств различной мощности.

При конструировании выпрямителя всегда приходится иметь дело с конструктивным расчетом трансформатора. Подробное решение этой задачи выходит за пределы настоящего курса.

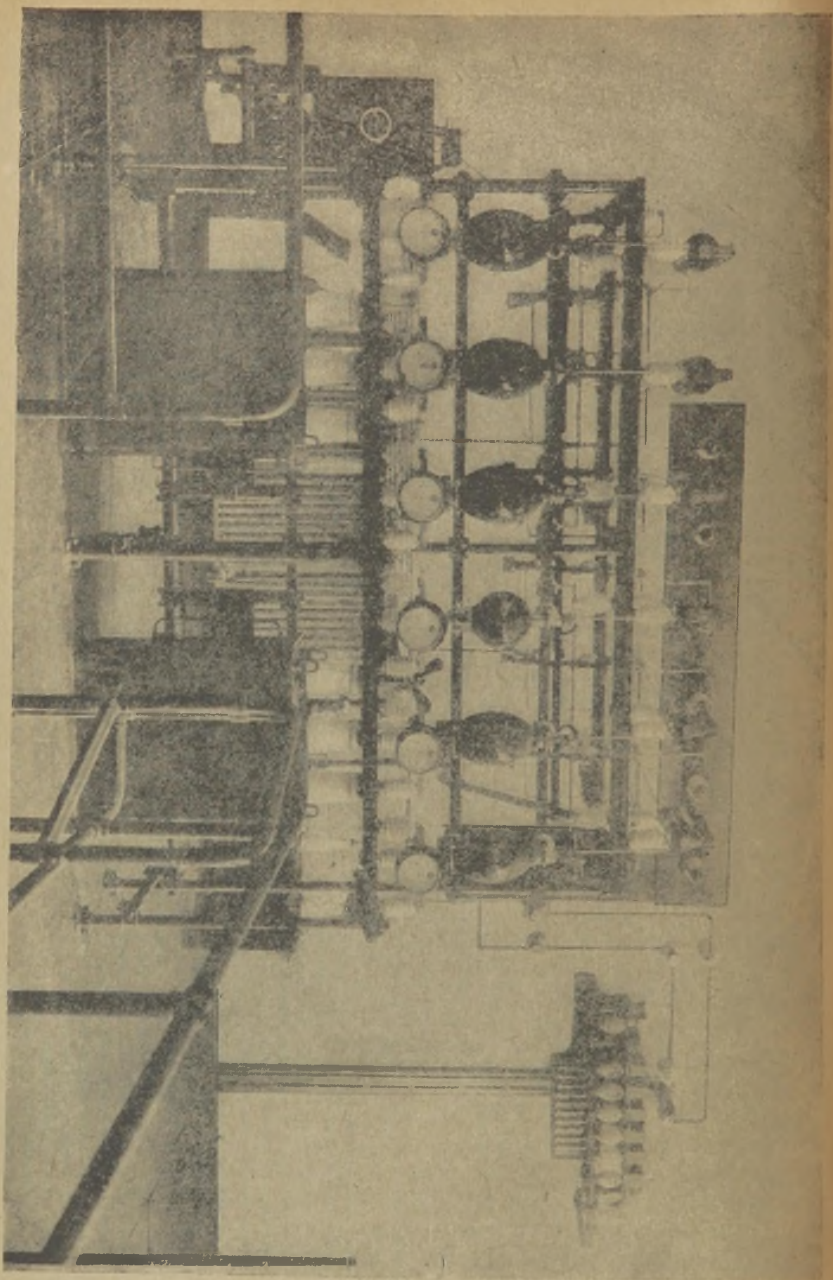


Фиг. 209-а.

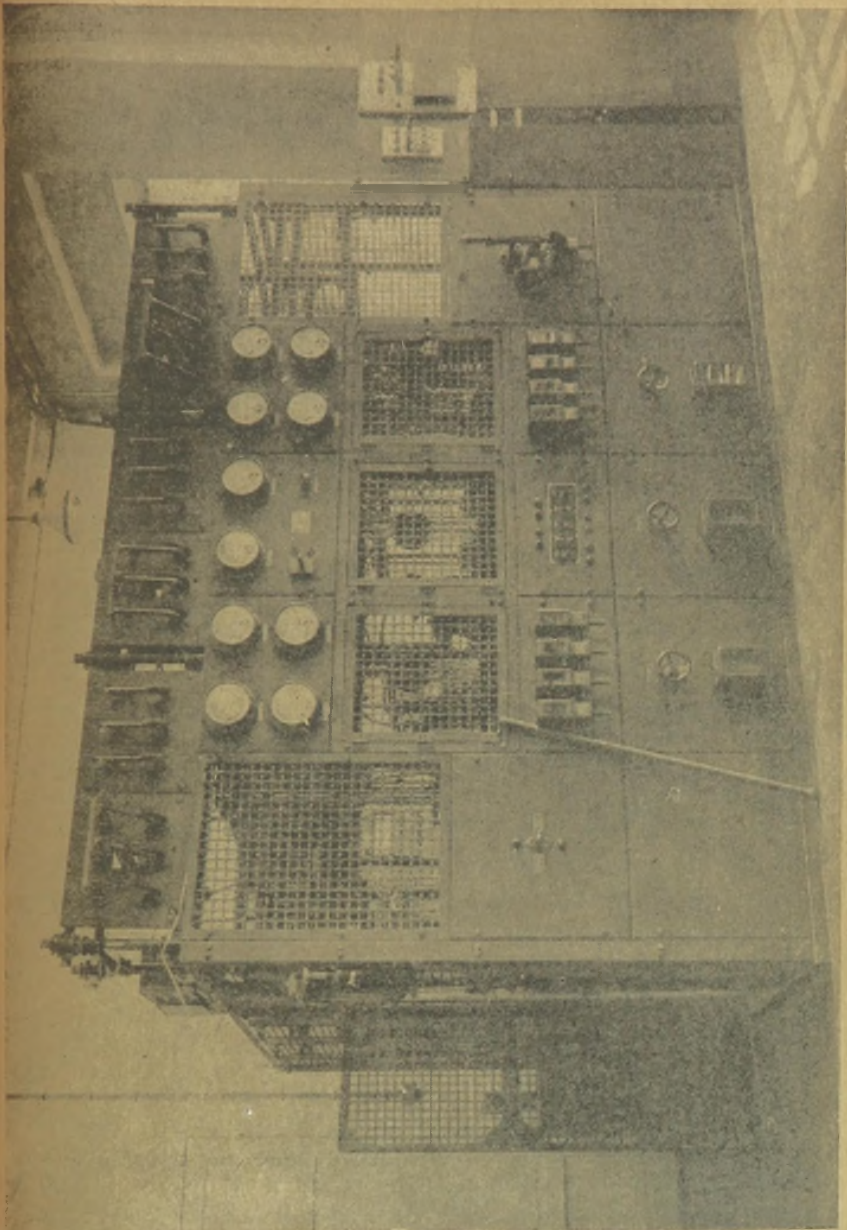
Тем не менее является до известной степени целесообразным дать некоторые указания по этому вопросу, особенно в связи с тем, что в специальных курсах обычно приводятся примеры расчетов трансформатора большой мощности, тогда как для радиоустройств приходится часто рассчитывать трансформаторы



Фиг. 209-б.



Фиг. 209-в.



небольшой мощности, вдобавок имеющие сложную схему вторичной цепи, состоящей из нескольких отдельных обмоток. Надо отметить еще, что подобная задача расчета трансформаторов малой мощности обычно бывает связана с массовым производством их и потому находится в связи с вопросами производственного и экономического характера, требующими выбора наиболее рациональной конструкции из всех технически возможных.

Несмотря на относительную простоту расчета трансформатора с чисто принципиальной стороны, в особенности при небольшой мощности, конструктору полезно подметить основные законы проектирования, сразу ведущие к наиболее рациональной конструкции, и составить определенный, ясный и не требующий каких-либо кропотливых проб метод, точнее говоря, ряд простых формул. И если это неосуществимо для непрерывного ряда трансформаторов—от самого маленького до самого мощного—то, по крайней мере, можно найти одинаковые формулы для любого промежутка этого ряда.

Ниже излагается метод расчета, который в достаточной степени удовлетворяет основным законам экономического проектирования и дает возможность для определенного промежутка непрерывного ряда трансформаторов получить ряд простых формул с известными коэффициентами, по которым расчетная работа может свестись к простым механическим вычислениям.

При расчете трансформатора, как и всякого другого устройства, приходится решать задачу, которая состоит в том, чтобы создать трансформатор, наиболее экономичный как в смысле стоимости, так и в отношении потерь. Для этого среди немалого числа различных величин необходимо правильно выбрать две главнейшие: плотность тока $\beta \frac{\text{амп}}{\text{мм}^2}$ и плотность магнитного потока B_{max} гаусс, выбор которых в свою очередь ограничен либо холостым током, либо нагреванием, или, наконец, тем и другим вместе.

Найдя функции вида

$$P_T = f_1(\beta, B_m, S) \dots \dots \dots (1)$$

$$N = f_2(\beta, B_m, S), \dots \dots \dots (2)$$

где P_T —полные потери в ваттах, N —полная стоимость в рублях и S —сечение железного сердечника в см^2 , будем искать те значения S , при которых P_T и N будут наимень-

шими. Потери в первичной обмотке можно выразить следующим образом:

$$P_{M1} = 10^{-2} \frac{J_1^2}{q_1} \rho \cdot w_1 \cdot k_1' \cdot \pi \cdot d_0 = \frac{\beta^2 \rho}{10^{-3} \cdot \gamma_M} \cdot G_{M1}$$

и аналогично

$$P_{M2} = \frac{\beta^2 \rho}{10^{-3} \cdot \gamma_M} \cdot G_{M2}$$

и, наконец,

$$P_M = \frac{\beta^2 \rho}{10^{-3} \cdot \gamma_M} \cdot (G_{M1} + G_{M2}) \dots \dots \dots (3)$$

В этих уравнениях обозначают: $\rho \frac{\Omega \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$ — удельное сопротивление; w — число витков; d_0 — диаметр в см круга, описанного около стержня сердечника (предполагаются круглые катушки); k_1' — коэффициент > 1 , γ_M — уд. вес меди в г/см³; G_M — вес меди в кг; q — сечение провода в мм².

Определим величину G_M , пользуясь известными формулами в виде

$$\begin{aligned} G_{M1} &= 10^{-5} \cdot \gamma_M \cdot q_1 w_1 k_1' \pi d_0 = \\ &= 709 \cdot \gamma_M \cdot k_2 \cdot k_1' \frac{1}{\beta \cdot B_m \cdot \sqrt{S}} \cdot \frac{P_I}{f} \dots \dots \dots (4) \end{aligned}$$

здесь $k_2 = \frac{d_0}{\sqrt{S}}$; P_I — мощность в ВА; f — частота трансформируемого тока, коэффициент формы коего 1,11.

Точно так же

$$G_{M2} = 709 \cdot \gamma_M \cdot k_2' \cdot k_2 \frac{1}{\beta B_m \sqrt{S}} \cdot \frac{P_{II}}{f} \dots \dots (4-a)$$

и

$$\begin{aligned} G_M &= 709 \cdot \gamma_M \cdot k_2 \cdot \frac{1}{\beta B_m \sqrt{S}} \cdot \frac{k_1' P_I + k_2' P_{II}}{f} \cong \\ &= 709 \cdot \gamma_M \cdot k_2 \frac{k}{\beta B_m \sqrt{S}} \cdot \frac{P_{II}}{f} \dots \dots \dots (5) \end{aligned}$$

Принимая во внимание формулу (3), получим

$$P_M = 0,709 \cdot \rho k_2 \cdot k \frac{\beta}{B_m \sqrt{S}} \cdot \frac{P_{II}}{f} \cdot 10^6 \dots \dots (6)$$

Потери в железе ищем из соотношений

$$P_{ж} = G_{ж} \cdot \delta \cdot B_m^2,$$

$\delta = \frac{\text{ватт}}{\text{кг гаусс}}$ удельные потери в железе; $G_{ж}$ — вес активного железа (стержни и ярмо) в кг, который можно представить в виде

$$G_{ж} = \gamma_{ж} \cdot S \cdot (2l_1 + 2l_2 + \pi d_0) \cdot 10^{-3} \text{ кг}$$

l_1 и l_2 — высота и ширина окна сердечника, причем пусть

$$l_2 = k_3 \cdot k_2 \sqrt{S},$$

тогда при $\nu_k > 1$ (коэффициент заполнения медью) имеем

$$\begin{aligned} l_1 &= 2 \frac{w_2 q_2}{100} \nu_k \cdot \frac{1}{k_3 \cdot k_2 \sqrt{S}} = \\ &= \frac{10^6}{2,22} \cdot \frac{\nu_k}{k_3 \cdot k_2} \cdot \frac{1}{\beta \cdot B_m \sqrt{S^3}} \cdot \frac{P_{II}}{f} \end{aligned}$$

и соответственно

$$G_{ж} = 10^{-3} \gamma_{ж} \left[0,9 \cdot 10^6 \frac{\nu_k}{k_3 k_2} \frac{P_{II}}{f} + (2k_3 + \pi) \cdot k_2 \cdot S \sqrt{S} \right]. \quad (7)$$

Далее

$$\begin{aligned} P_{ж} &= 10^{-3} \cdot \gamma_{ж} \left[0,9 \cdot 10^6 \frac{\nu_k}{k_3 \cdot k_2} \cdot \frac{1}{\beta \cdot B_m \cdot S^{1/2}} \cdot \frac{P_{II}}{f} + \right. \\ &\quad \left. + (2k_3 + \pi) k_2 \cdot S \sqrt{S} \right] \cdot \delta \cdot B_m^2 \dots \dots \dots (8) \end{aligned}$$

Теперь можем написать

$$P_M + P_{ж} = P_T = (A + AB) \frac{1}{\sqrt{S}} + A \cdot \Gamma \cdot S^{1/2} \dots \dots (9)$$

$$\text{Здесь } A = 10^{-3} \delta \cdot \gamma_{ж} \cdot B_m^2 \dots \dots \dots (a)$$

$$\Gamma = (2k_3 + \pi) \cdot k_2 \dots \dots \dots (b)$$

$$B = 0,9 \cdot 10^6 \frac{\nu_k}{k_2 k_3} \cdot \frac{1}{\beta B_m} \cdot \frac{P_{II}}{f} \dots \dots \dots (в)$$

$$D = 0,709 \cdot \rho \cdot k_2 \cdot k \cdot \frac{\beta}{B_m} \cdot \frac{P_{II}}{f} \cdot 10^6 \dots \dots \dots (г)$$

Стоимость трансформатора будем считать в виде

$$N = k_M G_M + k_{ж} G_{ж},$$

где $k_{ж}$ и $k_{м}$ — цена активного материала, железа и меди, в рублях за 1 кг с учетом рабочей силы и вспомогательных материалов — изоляции, конструктивных деталей и т. д.

С подстановкой формул (5) и (7) стоимость представляется в виде

$$N = (A_1 + A_1 B) \frac{1}{\sqrt{S}} + A_1 \cdot \Gamma \cdot S^{\beta}. \quad \dots \quad (10)$$

Здесь

$$A_1 = k_{ж} \cdot \gamma_{ж} \cdot 10^{-8} \quad \dots \quad (a')$$

$$A_1 = 709 \cdot k_{м} \cdot \gamma_{м} \cdot k_2 \cdot k \cdot \frac{1}{\beta \cdot B_m} \cdot \frac{P_{II}}{f} \quad \dots \quad (\Gamma')$$

Коэффициент k_3 можно было бы исключить, если бы уравнение (7) представить в виде

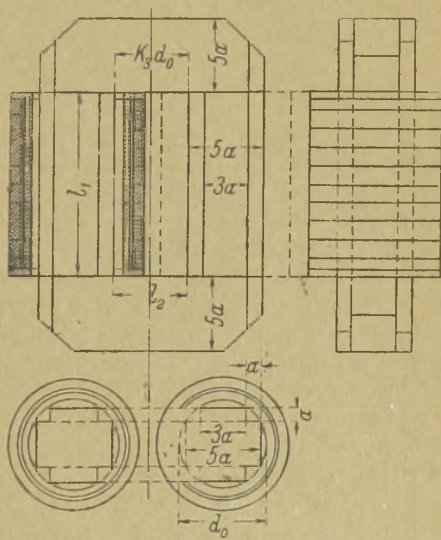
$$G_{ж} = \varphi \left(\frac{P_{II}}{k_3} \right) + \psi (2k_3 + \pi) \quad \dots \quad (7')$$

и найти его минимум при P_{II} переменном; здесь этого делать, однако, не будем, дабы не усложнять решения, ибо, как увидим, наиболее выгодная величина k_3 легко угадывается.

Точно также необходимо оговорить, что $\frac{k}{2}$ — отношение среднего диаметра витка обмотки к диаметру круга, описанного около поперечного сечения стержня, не является величиной вполне произвольной, а именно, как легко понять из фиг. 210,

$$k < 2 + k_3 \quad \dots \quad (7'')$$

В силу этого его следовало бы также исключить, воспользовавшись уравнением (7'), что в дальнейшем при отыскании условий минимумов привело бы к решению уравнений 3 степени. Такое



Фиг. 210.

усложнение совершенно не оправдывается, ибо слишком мало значение той ошибки, какая получается, если k считать постоянной, а, кроме того, как увидим далее, эту величину легко правильно задать.

Находим значения S , при которых P_T и N дают минимум. Эти значения суть

по потерям:

$$S_P = \sqrt{\frac{1}{3} \left(\frac{D}{A \cdot \Gamma} + \frac{B}{\Gamma} \right)}, \dots \dots \dots (11)$$

по стоимости:

$$S_N = \sqrt{\frac{1}{3} \left(\frac{D_1}{A_1 \Gamma} + \frac{B}{\Gamma} \right)} \dots \dots \dots (12)$$

Ставя условие $S_N = S_P$, имеем после ряда упрощений

$$\frac{D}{A_1} = \frac{A}{A_1}$$

или далее

$$\beta = B_m \sqrt{\delta \cdot \frac{k_M}{k_K} \cdot \frac{\gamma_M \cdot 10^{-3}}{\rho}} \dots \dots \dots (13)$$

Таково должно быть соотношение между плотностями тока и потока, чтобы рассчитанный трансформатор при наименьших потерях стоил как можно дешевле. Понятию, что такое соотношение не всегда может быть выполнено в силу неблагоприятных условий нагревания и холостого хода, которые не были учтены при выводе этой формулы. Однако, некоторые необходимые отступления от найденного соотношения всегда можно сделать без более или менее значительного отхода от минимума потерь и стоимости. Кроме того, всегда возможно выбором того или иного сорта материала сделать соотношение (13) пригодным для довольно длинного ряда, однотипных трансформаторов разной мощности; для расчета их можно найти необходимое количество формул, аргументом в коих будет только мощность. Для другого ряда трансформаторов (иного типа по конструкции или иного диапазона по мощности) в этих формулах лишь придется изменить коэффициенты.

Чтобы иллюстрировать все вышеизложенное, найдем первоначально эти формулы так, чтобы ими можно было пользоваться для расчета трансформатора большой мощности от 5

до 500 kW. В этом случае целесообразно воспользоваться легированным железом, для которого

$$\delta = 1,75 \cdot 10^{-8} \frac{\text{ватт}}{\text{кг} \cdot \text{гаусс}^2},$$

$$\frac{k_M}{k_J} = 3.$$

Если допускать нагрев меди до 50°C и увеличение ее удельного сопротивления от токов Фуко на 15%, то

$$\rho = 0,022$$

и формула (13) даст

$$\beta = 1,46 \cdot 10^{-4} \cdot B_m^{\text{гаусс}} \text{ амп/мм}^2.$$

Как будет доказано ниже расчетом определенного трансформатора, для удовлетворения условий благоприятного охлаждения можно взять

$$\beta = 2 \text{ амп/мм}^2,$$

что дает далее

$$B_m = 13700 \text{ гаусс.}$$

Найдем теперь коэффициенты A , B , Γ , D , задавшись предварительно

$$\gamma_J = 7,8 \text{ г/см}^3,$$

$\nu_k = 6$ — обратная величина коэффициента заполнения медью,

$$f = 50 \text{ Hz},$$

$k_2 = 1,34$ для крестообразного сечения стержня,

если считать коэффициент заполнения железа 0,9 и отношение $\frac{a}{b} = 0,2$ (см. фиг. 210), которое дает наибольшее поперечное сечение крестообразного стержня при наименьшем d_0 ; отсюда же имеем

$$a = 0,23 \sqrt{S}; \quad 3a = 0,69 \sqrt{S}; \quad 5a = 1,15 \sqrt{S}$$

$$d_0 = 1,34 \sqrt{S};$$

$k = 2,8$ берется на основании того соображения, что средний диаметр витка будет $\sim 1,4 d_0$ ради лучшего охлаждения и меньшего рассеяния магнитных силовых линий; $k_3 = 0,9$, если иметь в виду предыдущее соображение и уравнение (7').

Определяем теперь коэффициенты A, B, Γ, D по формулам a, b, γ ,

$$A = 25,6 \cdot 10^{-3},$$

$$B = 3,27 \cdot P_{II},$$

$$\Gamma = 6,62,$$

$$D = 0,171 P_{II}.$$

Пользуясь уравнением (11), имеем

$$S = 0,708 P_{II}^{1/2} \dots \dots \dots (14)$$

Такое сечение следует придавать стержню всякого трансформатора определенного ряда по мощности, для которого условия охлаждения и величина тока холостого хода позволяют принять указанное выше идеальное соотношение [см. формула (13)].

Далее найдем следующие расчетные формулы, необходимые конструктору

$$\left. \begin{aligned} a &= 0,194 P_{II}^{1/4} \text{ см} \\ 3a &= 0,581 P_{II}^{1/4} \text{ " } \\ 5a &= 0,968 P_{II}^{1/4} \text{ " } \\ d_0 &= 1,13 P_{II}^{1/4} \text{ " } \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (15)$$

$$l_1 = 2,74 P_{II}^{1/4} \text{ см} \dots \dots \dots (16')$$

$$l_2 = 1,016 P_{II}^{1/4} \text{ см} \dots \dots \dots (16'')$$

$$G_{ж} = 0,0611 P_{II}^{3/4} \text{ кг}^1) \dots \dots \dots (17')$$

$$G_M = 0,02065 P_{II}^{3/4} \text{ кг} \dots \dots \dots (17'')$$

$$G_{TP} = G_{ж} + G_M = 0,0820 P_{II}^{3/4} \text{ кг} \dots \dots \dots (17''')$$

$$G_{ж} : G_M = 2,96 \cong 3; \quad g_T = \frac{G_T}{P_{II}} = 0,203 P_{II}^{-1/4} \frac{\text{кг}}{\text{ватт}}.$$

При цилиндрических обмотках:

$$P_{M1} = \frac{k_1'}{k} P_M = \frac{1,2}{2,8} P_M = 0,087 P_{II}^{1/4} \text{ ватт} \dots \dots (18')$$

$$P_{M2} = \frac{k_2'}{k} P_M = \frac{1,6}{2,8} P_M = 0,116 P_{II}^{1/4} \dots \dots (18'')$$

¹⁾ При этом оказывается, что отношение веса стержня к весу яра равно единице.

и

$$P_M = P_{M1} + P_{M2} \cong 0,203 P_{II}^{1/4} \text{ ватт} \dots (18''')$$

Далее:

$$P_{ж} = G_{ж} \cdot 1,75 \cdot 10^{-8} \cdot B_m^2 = 0,200 P_{II}^{3/4} \text{ ватт} \dots (18''''')$$

$$P_T = P_M + P_{ж} = 0,403 P_{II}^{3/4} \text{ ватт} \dots (18)$$

$$P = \frac{P_T}{P_{II}} = 0,403 P_{II}^{-1/4} \text{ ватт}; \quad \frac{P_M}{P_{ж}} = \frac{203}{200} \cong 1.$$

Следует заметить, что величина P_{II} есть полезная мощность P_2 плюс потери в меди вторичной обмотки. Для сравнительно мощных трансформаторов, конечно, можно считать

$$P_2 \cong P_{II}$$

и только для очень маломощных ($< 1 \text{ kW}$) следует считаться с точным выражением:

$$P_2 = P_{II} - 0,116 P_{II}^{3/4} \dots (19)$$

Далее

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{0,403}{P_{II}^{1/4}}} \dots (19')$$

Для расчета числа витков имеем

$$w_2 = \frac{10^8 \cdot \varepsilon_{II}}{4,44 \cdot f \cdot B_m \cdot S} \cong 46,5 \left(\varepsilon_2 + \frac{P_{M2}}{J_2} \right) \cdot P_{II}^{-1/2} \text{ витков} (20'')$$

$$w_1 = \frac{10^8 \cdot \varepsilon_I}{4,44 \cdot f \cdot B_m \cdot S} \cong 46,5 \left(\varepsilon_1 - \frac{P_{M1}}{J_1} \right) \cdot P_{II}^{-1/2} \text{ витков} (20')$$

где ε_I и ε_{II} — соответственно электродвижущие силы, а ε_1 и ε_2 — напряжение на зажимах. Понятно — для мощностей порядка нескольких десятков киловатт и выше можно считать

$$\varepsilon_I \cong \varepsilon_1; \quad \varepsilon_{II} \cong \varepsilon_2.$$

Первичный ток при нагрузке с достаточной степенью точности определяется формулой

$$I_1 = \frac{P_2 + 0,403 P_{II}^{3/4}}{\varepsilon_1} \text{ ампер} \dots (21)$$

$$q_1 = \frac{J_1}{\beta} = 0,5 \text{ мм}^2 \dots \dots \dots (22')$$

$$q_2 = \frac{J_2}{\beta} = 0,5 J_2 \text{ мм}^2 \dots \dots \dots (22'')$$

Весьма важно отметить, что полученные расчетные формулы достаточно точно определяют экономически наиболее выгодные размеры трансформатора и дают определенную функциональную зависимость между мощностью с одной стороны, и линейными размерами, весом и потерями — с другой стороны. В частности, равенство веса сердечника и веса яра дает, во-первых, наименьший вес железа, приходящийся на 1 кВт, а во-вторых, показывает правильность выбора коэффициентов k и k_3 .

Формула (19') позволяет с достаточной точностью наперед определить возможный коэффициент полезного действия. Важно то, что в этой формуле можно полагать $P_{II} \cong P_2$ для всех трансформаторов, включая самые маломощные.

Как уже было указано, применимость формул (14)—(22) может быть ограничена для мощных трансформаторов условиями охлаждения, а для маломощных — величиной холостого тока. Верхний предел этой мощности может быть найден из следующих соображений. Так как линейные размеры трансформатора пропорциональны корню четвертой степени мощности, то, очевидно, для определения наружной поверхности обмоток и сердечника трансформатора можно написать следующее простое уравнение

$$O = k'_{ox} P_{II}^{1/2} \dots \dots \dots (23)$$

Приняв во внимание уравнение (18), можно написать далее выражение для удельной поверхности, приходящейся на 1 Вт потерь, т. е.

$$o = \frac{O}{P_T} = \frac{k_{ox}' P_{II}^{1/2}}{0,4 \cdot P_{II}^{3/4}} = \frac{2,5 \cdot k_{ox}'}{P_{II}^{1/4}} \dots \dots \dots (24)$$

Эта величина не должна быть менее определенной критической величины o_{kp} , поэтому уравнение (24) окончательно дает

$$P_{II \text{ пред.}} = \left(\frac{2,5 \cdot k'_{ox}}{O_{kp}} \right)^4 \dots \dots \dots (25)$$

Примерный расчет для k'_{ox} дает значение, равное $k'_{ox} = 300$; если же, с другой стороны, принять $\sigma_{кр} = 30 \text{ см}^2/\text{W}^1$, то оказывается, что

$$P_{II \text{ пред.}} \leq 570 \text{ kVA},$$

т. е. значительно выходит за те пределы, с которыми приходится иметь дело в практике проектирования трансформаторов для радиоустройств. Этот предел, однако, можно легко расширить, не изменяя коэффициентов формул (14)—(22), путем создания лучших условий охлаждения.

Что касается нижнего предела мощности трансформатора, для которого применимы формулы (14)—(22), то для его определения, в общем виде, необходимо исходить из функции вида

$$aw = f(P_{II}),$$

где aw — ампер-витки намагничивающего тока, и задаваться предельно допустимой величиной этого тока. Не приводя деталей подобного решения, укажем лишь на то, что эти расчеты показывают, что найденные формулы (14)—(22) можно применять для расчета трансформаторов мощностью от 5 kVA.

Для трансформаторов меньшей мощности (до $\div 50 \div 100$ вольт-ампер) необходимо изменить коэффициенты в расчетных формулах (14)—(22), задавшись более низким значением магнитной индукции, что, в свою очередь, ведет к уменьшению намагничивающего тока. Точно также для них нет особой нужды применять крестообразное сечение стержня и можно заменить его квадратным. В связи со сказанным, для расчета трансформаторов мощностью от 0,05 до 5 kVA можно применить нижеследующие формулы, которые выведены при условиях

$$B_m = 6850 \text{ гаусс},$$

$$\delta = 3,5 \cdot 10^{-8} \frac{\text{ватт}^2}{\text{кг} \times \text{гаусс}} \text{ (железо толщиной } 0,5 \text{ мм) и}$$

$$\beta = 2 \text{ амп/мм}^2.$$

$$A = 10^{-3} \cdot 3,5 \cdot 10^{-8} \cdot 6850 = 12,3 \cdot 10^{-3};$$

$$B = 6,54 P_{II}; \quad \Gamma = 6,62; \quad D = 0,34 P_{II}$$

¹⁾ Что соответствует естественным условиям охлаждения трансформатора в масляном баке.

$$\left. \begin{aligned} S &= 1,30 P_{II}^{1/2} \text{ см}^2 \\ a_1 &= 1,14 P_{II}^{1/4} \text{ см} \\ a_2 &= 1,25 P_{II}^{1/4} \text{ см} \\ e_1 &= 2,25 P_{II}^{3/4} \text{ см} \\ e_2 &= 1,20 P_{II}^{3/4} \text{ см} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (26)$$

$$\left. \begin{aligned} G_{ж} &= 0,116 P_{II}^{3/4} \text{ кл} \\ G_M &= 0,026 P_{II}^{3/4} \text{ кл} \\ G_T &= 0,14 P_{II}^{3/4} \text{ кл} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (27)$$

$$\left. \begin{aligned} P_{M1} &= 0,129 P_{II}^{3/4} \cong 0,13 P_{II}^{3/4} \text{ ватт} \\ P_{M2} &= \dots \dots \dots 0,17 P_{II}^{3/4} \text{ ватт} \\ P_M &= P_{M1} + P_{M2} = 0,3 P_{II}^{3/4} \text{ ватт} \end{aligned} \right\} \dots \dots (28)$$

$$\left. \begin{aligned} P_{ж} &= G_{ж} \cdot \delta \cdot B_m^2 = 0,2 \cdot P_{II}^{3/4} \text{ ватт} \\ P_T &= P_{ж} + P_M \dots = 0,5 P_{II}^{3/4} \text{ ватт} \end{aligned} \right\} \dots \dots (29)$$

$$P_2 = P_{II} - 0,17 P_{II}^{3/4} \dots \dots \dots (30)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{0,5}{P_{II}^{1/4}}} \dots \dots \dots (31)$$

$$w_2 = \frac{10^8 \cdot \varepsilon_{II}}{4,44 \cdot 50 \cdot 6850 \cdot 1,3 P_{II}^{1/2}} \cong 51 \left(\varepsilon_2 + \frac{P_{M2}}{J_2} \right) \cdot P_{II}^{-1/2} \dots (32'')$$

$$w_1 \cong 51 \left(\dots - \frac{P_{M1}}{J_1} \right) \cdot P_{II}^{-1/2} \dots \dots \dots (32')$$

$$J_1 = \frac{P_2 + 0,5 P_{II}^{3/4}}{\varepsilon_1} \dots \dots \dots (33)$$

$$q_1 = 0,5 J_1; \quad q_2 = 0,5 J_2 \dots \dots \dots (34)$$

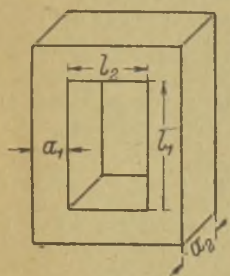
Обозначение размеров сердечника показано на фиг. 211.

1) При частом расчете трансформаторов малой мощности полезно составить график $P_2 = f(P_{II})$.

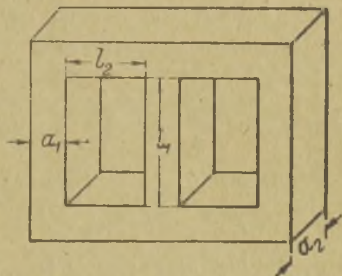
Аналогичным способом можно было бы вывести расчетные формулы и для других случаев, для этого опять таки пришлось бы лишь заново подсчитать величины A , B , G , D , данные уравнениями (а), (б), (в), (г).

После определения основных размеров трансформатора необходимо проверить полученные результаты на размещение обмоток, а также проверить условия охлаждения и ток холостого хода, который не следует допускать более 20% ÷ 30% для самых маломощных трансформаторов (см. примеры в следующем § 2).

Все приведенные выше рассуждения касались однофазного трансформатора. При применении к трехфазному трансформатору, например, фиг. 212, в установленных выше формулах



Фиг. 211.



Фиг. 212.

для размеров сердечника S , d_0 , a_1 , a_2 , l_1 , l_2 надо перед P_{II} поставить коэффициент $2/3$. Это объясняется тем, что у трехфазного трансформатора на каждом стержне размещается $1/3$ всей вторичной обмотки, тогда как у однофазного — $1/2$ ее. Соответствующим образом, конечно, это обстоятельство должно быть учтено и при определении других величин. Так, например, в согласии с формулой (17) общий вес железа трехфазного трансформатора определяется формулой

$$G_T \cong 0,061 \left(\frac{2}{3} P_{II} \right)^{3/4} + \frac{3}{4} \cdot 0,061 \left(\frac{2}{3} P_{II} \right)^{3/4} =$$

$$= 1,75 \cdot 0,061 \left(\frac{2}{3} P_{II} \right)^{3/4} \dots \dots \dots (17''')$$

В установках большой мощности выгодно иногда вместо одного трехфазного трансформатора устанавливать три однофазных, что, в частности, облегчает условия резервирования.

Так как при работе трансформатора на выпрямительную схему мы имеем различное значение вольтампер у первичной и у вторичной обмотки, то для расчета размеров сердечника, веса железа, потерь в сердечнике, общего веса меди и общих потерь в меди надлежит пользоваться габаритной мощностью P_{Γ} (см. главу III). Для разделения же веса и потерь в каждой обмотке следует брать их, сообразуясь с соотношением между расчетными мощностями первичной и вторичной обмотки. Само собой разумеется, что эти обстоятельства должны быть учтены и при определении w_1, w_2, q_1, q_2 и J_1 .

§ 2. Примерные расчеты трансформаторов.

1) Трансформатор для маломощного двух-полупериодного выпрямителя с П-образным фильтром, имеющий три вторичных обмотки. Одна из них предназначена для получения анодного напряжения и две другие—для питания накала кенотронов и усилительных ламп.

Исходные расчетные величины для анодной цепи:

$$P_2 = 49 \text{ вольтампер; } P_1 = 35 \text{ вольтампер; } P_{\Gamma} = 42 \text{ вольтампер.}$$

$$J_2 = 0,054 \text{ ампер; } \varepsilon_2' = 2 \times 456 = 912 \text{ вольт } ^1),$$

$$\varepsilon_1 = 120 \text{ вольт; } f = 50 \text{ герц.}$$

Соответственно для цепи накала имеем

$$J_{21} = 2,2 \text{ ампер, } \varepsilon_{21} = 4 \text{ вольта } ^2) \quad P_{21} = 8,8 \text{ ватт}$$

$$J_{22} = 3,5 \text{ „ } \varepsilon_{22} = 4 \text{ „ } ^2) \quad P_{22} = 13,6 \text{ „}$$

Полная расчетная мощность для подстановки в формулы (26), (27), (29) (§ I, гл. VII).

$$\Sigma P_{\Gamma} = 42 + 8,8 + 13,6 = 64,4 \cong 65 \text{ вольтампер.}$$

Применяя формулу (30) (§ I гл. VII), найдем P_{II} путем постепенных подстановок

$$\Sigma P_{\Gamma} = P_{II} - 0,17 P_{II}^{3/4}$$

$$P_{II} \cong 69 \text{ вольтампер.}$$

¹⁾ Напряжение холостого хода.

²⁾ Напряжение при нагрузке.

Далее

$$P_{II}^{1/2} = 8,31; \quad P_{II}^{1/4} = 2,88; \quad P_{II}^{3/4} = 24;$$

$$S = 1,3 \cdot 8,31 = 10,8 \text{ см}^2,$$

$$a_1 = 1,14 \cdot 2,88 = 2,3 \text{ см},$$

$$a_2 = 1,25 \cdot 2,88 = 3,6 \text{ см},$$

$$l_1 = 2,25 \cdot 2,88 = 6,5 \text{ см},$$

$$l_2 = 1,2 \cdot 2,88 = 3,5 \text{ см},$$

$$P_T = 0,5 \cdot 24 = 12 \text{ ватт}.$$

$$J_1 \approx \frac{P_1 + P_{21} + P_{22} + P_T}{\varepsilon_1} = \frac{35 + 8,8 + 13,6 + 12}{120} = \\ = \frac{69,4}{120} = 0,58 \text{ ампер},$$

$$q_2 = 0,5 \cdot 0,054 = 0,027 \text{ мм}^2; \quad \varnothing_2 = 0,19 \text{ мм},$$

$$\text{с эмалью } \varnothing_2' = 0,22 \text{ мм},$$

$$q_1 = 0,5 \cdot 0,58 = 0,29 \text{ мм}^2; \quad \varnothing_1 = 0,6 \text{ мм},$$

$$\text{ПШД } \varnothing_1' = 0,75 \text{ мм},$$

$$q_{21} = 0,5 \cdot 2,2 = 1,1 \text{ мм}^2; \quad \varnothing_{21} = 1,2 \text{ мм},$$

$$\text{ПБД } \varnothing_{21}' = 1,55 \text{ мм},$$

$$q_{22} = 0,5 \cdot 3,4 = 1,7 \text{ мм}^2; \quad \varnothing_{22} = 1,5 \text{ мм},$$

$$\text{ПБД } \varnothing_{22}' = 1,9 \text{ мм}.$$

При расчете w_2 по напряжению холостого хода будем принимать магнитную индукцию на 6% больше, чем 6850 гаусс, исходя из того, что для полного наведения напряжения в обеих цепях, I и II, можно ожидать величину порядка 12%.

$$w_2 = \frac{10^8 \cdot 912}{4,44 \cdot 50 \cdot 6850 \cdot 1,06 \cdot 10,8} = 5252 \text{ витка},$$

$$w_1 = 5252 \frac{120}{912} = 690 \text{ витков}.$$

¹⁾ Не совсем точно, ввиду того, что P_1 составляется несинусоидальным током.

По формулам (28), (32) (§ I гл. VII)

$$P_{M21} = 0,17 \cdot 24 \frac{8,8}{65} = 0,55 \text{ ватт,}$$

$$P_{M22} = 0,17 \cdot 24 \frac{13,6}{65} = 0,85 \text{ ватт,}$$

$$w_{21} = 51 \left(4 + \frac{0,55}{2,2} \right) \frac{1}{8,31} = 26 \text{ витков,}$$

$$w_{22} = 51 \left(4 + \frac{0,85}{3,4} \right) \frac{1}{8,31} = 26 \text{ витков.}$$

Конструктивное расположение обмоток показано на фиг. 213. Сделанная проверка на размещение обмотки показывает, что последняя вполне укладывается, и что остается достаточно место на изоляцию.

Проверка на падение напряжения путем подсчета омических сопротивлений при действительной средней длине витков, также показывает, что выбранное выше число витков дает заданные напряжения.

Проверка на нагревание также дает удовлетворительные результаты. Коэффициент полезного действия, отнесенный к P_r , оказывается вполне удовлетворительным

$$\eta = \frac{65}{65 + 12} = 0,84.$$

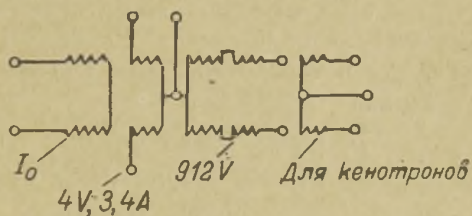
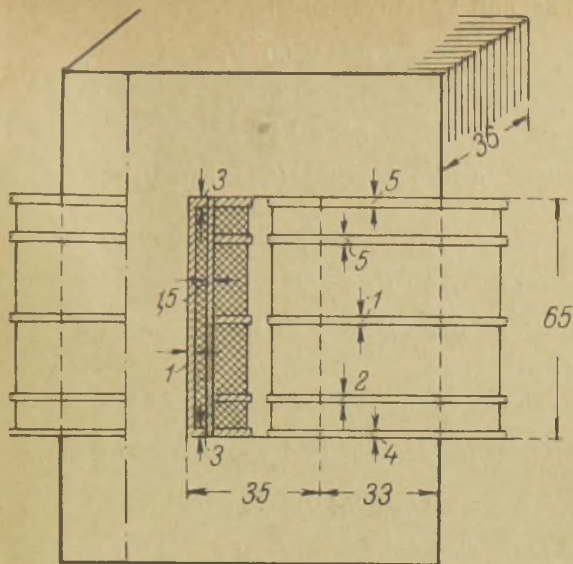
Величина холостого тока

$$J_{\mu} = \frac{1,4 \cdot (13 + 7 + \pi \cdot 3,3)}{690 \cdot \sqrt{2}} = 0,044 \text{ ампер,}$$

$$J_{\phi + r} = \frac{0,2 \cdot 2,4}{120} = 0,04 \text{ ампер,}$$

$$\frac{\sqrt{J_{\mu}^2 + J_{\phi + r}^2}}{J_1} \cdot 100\% \cong 10\%$$

имеет вполне допустимое значение.



Фиг. 213.

2) Трансформатор для двухполупериодного выпрямителя.

$$P_2 = 910 \text{ VA}$$

$$P_1 = 640 \text{ „}$$

$$P_T = 775 \text{ „}$$

$$J_2 = 0,355 \text{ A}$$

Напряжение при холостом ходе:

$$\varepsilon_2' = 2600 \text{ В},$$

$$\varepsilon_1 = 120 \text{ ,,}$$

$$f = 50 \text{ Hz.}$$

Применяем формулы (26) (§ I гл. VII) с заменой P_{II} ¹⁾ через P_T :

$$S = 1,3 \cdot P_R^{1/2} = 1,3 \cdot \sqrt{775} = 36,0 \text{ см},$$

$$a_1 = 1,14 \cdot P_R^{1/4} \cong 60 \text{ мм}; \quad a_2 = 1,25 \cdot P_R^{1/4} = 66 \text{ мм},$$

$$l_1 = 2,25 \cdot P_R^{1/4} = 120 \text{ мм}; \quad l_2 = 65 \text{ мм}.$$

Вес железа

$$G_{ж} = 10^{-3} \cdot 7,8 \cdot 2(12 + 6 + 6 + 6,5) \cdot 36 = 17,6 \text{ кг},$$

тогда как по формуле (26) (§ I гл. VII) он равен

$$G_{ж} = 0,116 P_R^{3/4} = 16 \text{ кг}.$$

Общие потери по формуле (29) (§ I гл. VII) ориентировочно равны

$$P_T = 0,5 \cdot 775^{3/4} = 0,5 \cdot 145 = 73 \text{ ватта}.$$

Здесь мы должны подставлять P_T , вместо P_{II} опять-таки в силу того, что потери относятся ко всему трансформатору.

Далее находим

$$J_1 = \frac{P_1 + P_T}{\varepsilon_1} = \frac{640 + 73}{120} = 5,94 \text{ ампер},$$

$$q_1 = 0,5 \cdot 5,94 = 2,97 \text{ мм}^2; \quad \varnothing_1 = 1,95 \text{ мм},$$

$$\text{с изоляцией ПБД } \varnothing_1' = 2,35 \text{ мм},$$

$$q_2 = 0,5 \cdot 0,355 = 0,178 \text{ мм}^2; \quad \varnothing_2 = 0,5 \text{ мм},$$

$$\text{с изоляцией ПБД } \varnothing_2' = 0,7 \text{ мм}.$$

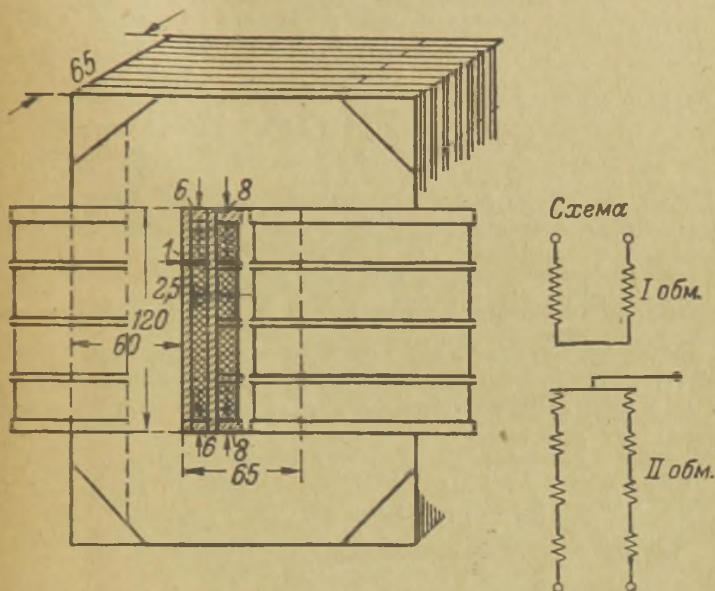
Так как нам задано напряжение ε_2' холостого хода, то при расчете по нему числа витков допустим магнитную индукцию на 3,5% больше, исходя из того, что для полного паде-

¹⁾ Мы не воспользовались формулой (30) (§ I гл. VII), в силу малого значения ее здесь и в силу того, что для такой мощности можно применить магнитную индукцию выше 6850 гаусс.

ния напряжения в обеих обмотках можно ожидать величину порядка 7%.

$$w_2 = \frac{10^8 \cdot 2600}{4,44 \cdot 50 \cdot 6850 \cdot 1,035 \cdot 36} = 4616 \text{ витков,}$$

$$w_1 = 4616 \cdot \frac{120}{2600} = 213 \text{ витков.}$$



Фиг. 214.

Теперь сделаем проверку на размещение обмотки, выбрав попутно необходимую изоляцию. Обмотки располагаем коцентрично. Изоляцию осуществляем из прешпановых гильз, толщина которых с размерами фланцев показана на фиг. 214.

Число секций первичной обмотки 2, тоже вторичной $\frac{120}{2600} \cong \cong 8$ секций (из расчета около 300 V на каждую секцию).

I обмотка. Число витков в одном слое $= \frac{120 - 2 \cdot 6}{2 \cdot 35} = 46,$

число слоев на одной гильзе $= \frac{213}{2 \cdot 46} = 3,$

радиальная толщина $3 \times 2,35 = 7 \text{ мм.}$

II обмотка. Число витков в одной секции $= \frac{4616}{8} = 577$,
число витков в одном слое каждой секции $= \frac{120 - (3 \cdot 2 + 2 \cdot 8)}{4 \cdot 0,7} = 33$,
число слоев в каждой секции $= \frac{577}{33} = 18$,
радиальная толщина секций с прокладками
между слоями из бумаги толщиной 0,12 мм $= 0,15 \cdot 17 + 0,7 \cdot 18 \cong 15$ мм.

Зазор в окне между катушками, расположенными на разных стержнях: $65 - 2(1 + 7 + 2,5 + 15) = 14,5$ мм, т. е. вполне достаточно.

Можно было бы даже уменьшить ширину окна до 60 мм, однако, не делаем этого, чтобы иметь некоторый запас.

Ток холостого хода. Допустим, что по характеристике принятого нами железа имеем $\frac{aw}{cm} = 1,4$. Так как железные листы сердечника будем собирать в нахлестку, то можем считать, что все магнитное сопротивление определяется длиной железного магнитопровода, вследствие чего намагничивающий ток равен

$$J_{\mu} = \frac{\frac{aw}{cm} \cdot I_{ж}}{w_1 \sqrt{2}} = \frac{1,4 \cdot (12 + 12 + 6,4 + 6,5 + \pi \cdot 6)}{213 \sqrt{2}} = 0,267 \text{ А.}$$

Активная составляющая холостого хода

$$J_{\phi + r} = \frac{P_{ж}}{\varepsilon_1} = \frac{3,5 \cdot 10^{-8} \cdot 6850^2 \cdot 17,5}{120} = 0,240 \text{ А.}$$

Полный ток холостого хода в процентах

$$100 \cdot \frac{\sqrt{J_{\mu}^2 + J_{\phi + r}^2}}{J_1} = 6,4\%,$$

что вполне допустимо.

Напряжение короткого замыкания. Омическое сопротивление обмоток по средней длине витка

$$r_1 = 213 \cdot \frac{(6,9 + 6,9 + 0,5) 2}{100} \cdot \frac{0,022}{2,97} = 0,455 \Omega,$$

$$r_2 = 4616 \frac{(9,6 + 9,6 + 0,5) 2}{100} \cdot \frac{0,022}{0,195} = 206 \Omega,$$

$$r_T = 206 + \frac{4616^2}{213} = 0,455 = 419 \Omega.$$

Реактивное сопротивление, перечисленное на вторичную цепь, при радикальной толщине I обмотки $\Delta = 0,7$ см, II обмотки $\Delta_2 = 1,4$, зазоре между обмотками $\Delta = 0,25$ см, среднем периметре обмотки $U_m = 35$ см и длине по оси обмоток $l_s = 12$ см,

$$x_T = \frac{8,5 \cdot f \cdot \omega_2^2 U_m \left(\frac{\Delta_1}{3} + \frac{\Delta_2}{3} + \Delta \right)}{10^8 \cdot l_s} =$$

$$= \frac{8,5 \cdot 50 \cdot 4616^2 \cdot 35 (0,23 + 0,47 + 0,25)}{12 \cdot 10^8} \approx 250 \Omega,$$

$$e_2^0 / 0 = 100 \cdot J_2 \cdot \frac{\sqrt{r_T^2 + x_T^2}}{\varepsilon_2'} = \frac{100 \cdot 0,355 \cdot \sqrt{419^2 + 250^2}}{2600} =$$

$$= \frac{35,5 \cdot 487}{2600} = 6,6\%.$$

Падение напряжения на стороне выпрямленного тока (формула (50) § 10 гл. III).

$$E_{0T}^0 / 0 = \left(\frac{2}{2\pi} \frac{250}{487} + \frac{419}{487} \right) \frac{1,11}{0,71} \cdot 6,6\% = 10,3\%.$$

Здесь мы приняли $k_i = 0,71$, предположив, что вторичный ток будет иметь прямоугольную форму. Выпрямленное напряжение при полной нагрузке (пренебрегая потерями в вентилях)

$$E_0 = 2600 \frac{(1 - 0,103)}{2 \cdot 1,11} = 1050 \text{ V}.$$

Проверка потерь.

$$P_{M1} = I_1^2 r_1 = 5,94^2 \cdot 0,455 = 16 \text{ W},$$

$$P_{M2} = I_2^2 r_2 = 0,355^2 \cdot 20 = 26 \text{ W},$$

$$P_{ж} = I_{\phi+r} \cdot \varepsilon_1 = 0,24 \cdot 120 = 28,8 \text{ W},$$

$$P_T = 16 + 26 + 28,8 = 71 \text{ W},$$

т. е. получается почти то же, что мы приняли ранее, пользуясь формулой (29) (§ 1 гл. VII), поэтому в проверке на нагрев нет необходимости. Коэффициент полезного действия, отнесенный к габаритной мощности, вполне приемлем

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_T} = \frac{775}{775 + 71} = 0,916.$$

3) Трехфазный трансформатор для выпрямителя

$$E_0 = 4000 \text{ В}, \quad I_0 = 1 \text{ А},$$

$$P_2 = P_r = P_1 = 4,57 \text{ кВА}$$

$$I_2 = 0,817 \text{ А}, \quad \varepsilon_2' = 3230 \text{ В}, \quad \varepsilon_1 = 208 \text{ В},$$

$$f = 50 \text{ Гц}.$$

Выбираем для I обмотки Δ , а для II обмотки λ . Это позволит при применении схемы Гретца воспользоваться нулевой точкой для получения выпрямленного напряжения $\frac{E_0}{2} = 2000 \text{ В}$ (см. § 4 гл. III).

Решая уравнение (19') (§ 1 гл. VII)

$$4570 = P_{II} - 0,116 P_{II}^{3/4},$$

находим

$$0,116 \cdot P_{II}^{3/4} \cong 0,116 \cdot 4570^{3/4} = 65,$$

$$P_{II} = 4570 + 65 = 4635 \text{ вольтампер},$$

$$\left(\frac{2}{3} P_{II}\right)^{1/2} = 55,6; \quad \left(\frac{2}{3} P_{II}\right)^{1/4} = 7,46; \quad \left(\frac{2}{3} P_{II}\right)^{3/4} = 415.$$

Согласно формулам (14), (15), (16), (17), (18), и (22) (§ 1 гл. VII) и учитывая замечания о расчете трехфазных трансформаторов, имеем

$$S = 0,708 \cdot 55,6 = 39,4 \text{ см}^2, \quad a = 0,194 \cdot 7,56 = 1,45 \text{ см},$$

$$3a = 0,581 \cdot 7,46 = 4,35 \text{ см}, \quad 5a = 0,968 \cdot 7,46 = 7,22 \text{ см},$$

$$d_0 = 1,13 \cdot 7,46 = 8,4 \text{ см}, \quad l_1 = 2,74 \cdot 7,46 = 20,4 \text{ см},$$

$$l_2 = 1,016 \cdot 7,46 = 7,6 \text{ см},$$

$$G_{ж} = 1,75 \cdot 0,0611 \cdot 415 = 44,5 \text{ кг},$$

$$G_{м} = 1,5 \cdot 0,02065 \cdot 415 = 12,8 \text{ кг}, \quad G_T = 57,3 \text{ кг},$$

$$P_M = 1,5 \cdot 0,203 \cdot 415 = 126 \text{ ватт}, P_{M1} = \frac{1,2}{2,8} \cdot 126 =$$

$$= 54 \text{ ватт},$$

$$P_{M2} = \frac{1,6}{2,8} \cdot 126 = 72 \text{ ватт},$$

$$P_{ж} = 1,75 \cdot 0,2 \cdot 415 = 145 \text{ ватт}, P_T = 271 \text{ ватт},$$

$$\eta = \frac{4570}{4841} = 94,4\%; J_1 \cong \frac{4841}{\sqrt{3} \cdot 208} = 13,4 \text{ ампер}; I_{1\phi} =$$

$$= 7,75 \text{ ампер}.$$

Так как нам задано напряжение холостого хода и, исходя из него, подсчитано значение P_2 , то для расчета числа витков по этому напряжению мы допустим магнитную индукцию на $2^{1/2}/0$ больше, т. е. число вторичных витков на каждой фазе

$$w_{2\phi} = \frac{10^8 \cdot 3230}{\sqrt{3} \cdot 4,44 \cdot 50 \cdot 1,025 \cdot 13700 \cdot 39,4} = 1542,$$

$$w_{1\phi} = \frac{\sqrt{3}}{3230} \cdot 208 \cdot 1542 = 172,$$

$$q_1 = 0,5 \cdot 7,75 = 3,78 \text{ мм}^2; \varnothing_1 = 2,2 \text{ мм с изол.}$$

$$\text{ПБД } \varnothing'_1 = 2,6 \text{ мм},$$

$$q_2 = 0,5 \cdot 0,817 = 0,408 \text{ мм}^2; \varnothing_2 = 0,72 = 0,80 \text{ мм с изол.}$$

$$\text{ПБД } \varnothing'_2 = 1,05 \text{ мм}.$$

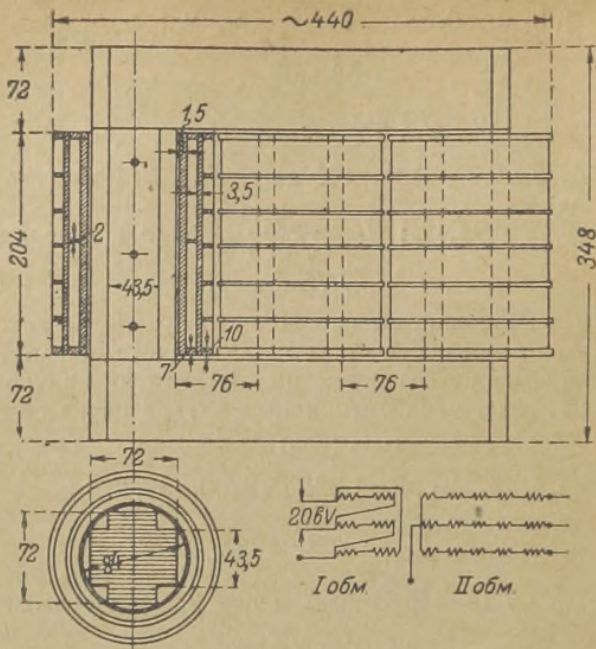
Ток холостого хода найдем, полагая для данного сорта железа (толщ. 0,35 мм) $B_m = 13700$ гаусс, $\frac{aw}{cm} = 8$

$$J_{\mu} = \frac{8 \cdot \left(20,4 + \frac{7,6}{2} + \frac{7,6}{2} + \frac{\pi \cdot 7,22}{3} \right)}{\sqrt{2} \cdot 172} = 1,3 \text{ ампер},$$

$$J_{\phi+r} = \frac{145}{\sqrt{3} \cdot 208} = 0,23 \text{ ампер},$$

$$\frac{\sqrt{J_{\mu}^2 + J_{\phi+r}^2}}{J_1} \cdot 100\% = 9,7\%.$$

Проверки на размещение обмоток, на охлаждение и на напряжение короткого замыкания дают вполне удовлетворительные результаты.



Фиг. 215.

Конструктивные детали и размеры изоляции можно видеть из фиг. 215.

§ 3. Примерные расчеты дросселей.

1) Дроссель для П-образного фильтра $L = 82$ Н; $I_0 = 50$ мА.

Предварительно определяем

$$I_0^2 L = 0,05^2 \cdot 82 = 0,205; \quad (I_0^2 L)^{1/2} = 0,453; \quad (I_0^2 L)^{1/4} = 0,674; \\ (I_0^2 L)^{3/4} = 0,305.$$

Далее находим

$$\sqrt{S} = 3,6 \cdot 0,674 = 2,45 \text{ см} = 24,5 \text{ мм};$$

$$l_1 = 10,76 \cdot 0,674 = 7,2 \text{ см} = 72 \text{ мм},$$

$$l_2 = 3,43 \cdot 0,674 = 2,3 \text{ см} = 23 \text{ мм},$$

$$G_{ж} = 3,87 \cdot 0,305 = 1,18 \text{ кл},$$

$$G_M = 0,95 \cdot 0,305 = 0,29 \text{ кл},$$

$$w = 1230 \sqrt{82} = 11 \cdot 160 \text{ витков}.$$

Сечение провода и его диаметр

$$q = 0,5 \cdot 0,05 = 0,025 \text{ мм}^2; \text{ } \varnothing = 0,18 \text{ мм ПЭ с изол.}$$

$$\varnothing' = 0,21 \text{ мм}.$$

По формуле (96) (§ 14 гл. IV), полагая $\left(\frac{aw}{см}\right)_{ж} = 1,4$,

$$B_0 = 7000 \text{ гаусс и } l_{ж} = 7,8 + 7,2 + 2,3 + 2,3 + \pi 2,5 = 26,5 \text{ см}$$

$$l_{оз} = \frac{0,4\pi}{7000} (11160 \cdot 0,05 - 26,5 \cdot 1,4) = 0,09 \text{ см} = 0,9 \text{ мм},$$

$$\frac{l_{воз}}{l_{ж}} = \frac{0,9}{265} = 0,0035,$$

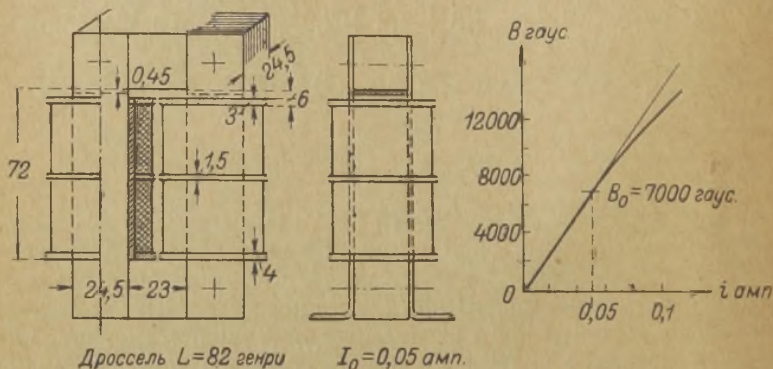
не удовлетворяет условию (97) (§ 14 гл. IV), поэтому построим кривую $B = f(i)$, из которой окончательно определим пригодность найденных размеров и числа витков дросселя.

Пользуясь типичной характеристикой $B = f(iw)$ для данного сорта железа, построим такую же характеристику для нашего дросселя с учетом воздушного зазора при изменении тока в пределах $0 \leq i \leq 2 \cdot 0,05$ ампер. Составляем следующую таблицу, в которой первый столбец заполняем произвольными значениями B от 0 до 14000 гаусс, а второй

1	2	3	4	5	6
B гаусс	$\left(\frac{aw}{см}\right)_{ж}$	$\left(\frac{aw}{см}\right)_{ж} \cdot l_{ж}$	$\frac{B l_{воз}}{0,4 \pi}$	$(aw)_{общ.}$	$i = \frac{(aw)_{общ.}}{w}$ ампер
0	0	0	0	0	0
2000	0,45	12	144	156	0,014
4000	0,86	23	288	311	0,028
6000	1,3	35	432	467	0,042
8000	2,2	58	576	634	0,057
10000	3,7	100	720	820	0,074
12000	6,2	165	864	1029	0,093
14000	13,0	350	1050	1400	0,114

столбец — значениями $\left(\frac{aw}{\text{см}}\right)_{\text{ж}}$, взятыми из характеристики железа. Значения чисел в 3, 4 и 5 столбцах должны соответствовать ампер-виткам, необходимым для создания заданной индукции в железной, в воздушной частях и во всем магнитопроводе. Последний столбец дает значения тока, при которых в магнитопроводе дросселя возникает магнитный поток с данной индукцией.

Вычерченная на фиг. 216 кривая $B=f(i)$ показывает, что, несмотря на малое значение $\frac{l_{\text{воз}}}{l_{\text{ж}}}$, мы все же имеем достаточ-



Фиг. 216.

ный прямолинейный участок и, так как данный дроссель предназначен для маломощного устройства, нет необходимости изменять сделанный расчет.

Проверка на размещение обмотки показывает, что последняя вполне укладывается вместе с необходимой изоляцией (см. фиг. 216).

Омическое сопротивление обмотки

$$r_g = 11160 \cdot \frac{3,5 \cdot 4}{100} \cdot \frac{0,02}{0,025} = 1250 \Omega.$$

Падение напряжения

$$e_{gp} = 0,05 \cdot 1250 = 62,5 \text{ В.}$$

Если такая величина падения напряжения недопустима, то следует увеличить сечение провода, так как некоторый запас места для укладки обмотки имеется.

2) Дроссель для Г-образного фильтра; $L = 21,5$ Н; $I_0 = 0,5$ А.

Определим предварительно:

$$(L I_0^2) = (0,5^2 \cdot 21,5) = 5,375; \quad (I_0^2 L)^{1/2} = 2,32; \quad (I_0^2 L)^{1/4} = 1,52;$$

$$(L I_0^2)^{3/4} = 3,54.$$

Пользуясь далее формулами (95) (§ 14 гл. IV), получаем

$$\sqrt{S} = 3,60 \cdot 1,52 = 5,5 \text{ см},$$

$$l_1 = 10,76 \cdot 1,52 = 16,5 \text{ см},$$

$$l_2 = 3,43 \cdot 1,52 = 5,5 \text{ см},$$

$$G_{\text{ж}} = 3,87 \cdot 3,54 = 13,7 \text{ кг},$$

$$G_{\text{м}} = 0,95 \cdot 3,54 = 3,4 \text{ кг},$$

$$w = 1230 \cdot \sqrt{21,5} = 5700 \text{ витков}.$$

Сечение провода и его диаметр:

$$q = 1/2 \cdot 0,5 = 0,25 \text{ мм}^2; \quad \varnothing = 0,56 = 0,6 \text{ мм с изол.}$$

$$\varnothing' = 0,8 \text{ мм}.$$

По форм. (96) (§ 14 гл. IV), полагая $\left(\frac{aw}{\text{см}}\right)_{\text{ж}} = 1,4$,

$$B_0 = 7000 \text{ гаусс}$$

$$\text{и } l_{\text{ж}} = 16,5 + 16,5 + 5,5 + 5,5 + \pi \cdot 5,5 = 61,3 \text{ см},$$

$$l_{\text{воз}} = \frac{0,4 \pi}{7000} \cdot (5700 \cdot 0,5 - 61,3 \cdot 1,4) = 0,49 = 5 \text{ мм},$$

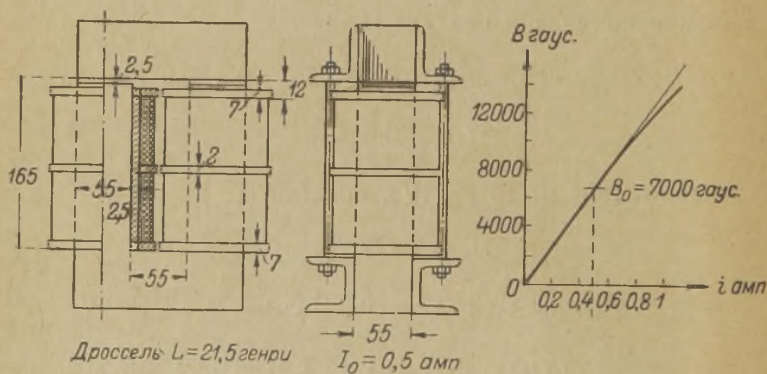
$$\frac{l_{\text{воз}}}{l_{\text{ж}}} = \frac{0,5}{61,3} = 0,0082$$

удовлетворяет условию (97) (§ 14, гл. IV).

Построив, согласно указаниям предыдущего примера, кривую (фиг. 217), мы видим, что в пределах изменения тока $0 \leq i \leq 2I_0$, линейный закон сохраняется с достаточной степенью точности, что нам и требуется.

1	2	3	4	5	6
гаусс	$\left(\frac{aw}{\text{см}}\right)_{\text{ж}}$	$\left(\frac{aw}{\text{см}}\right)_{\text{ж}} \cdot l_{\text{ж}}$	$\frac{B \cdot l_{\text{воз}}}{0,4 \pi}$	$(aw)_{\text{общ.}}$	$i = \frac{(aw)_{\text{общ.}}}{w}$ ампер
0	0	0	0	0	0
2000	0,45	27	800	827	0,14
4000	0,86	53	1600	1653	0,29
6000	1,30	80	2400	2480	0,44
8000	2,20	135	3200	3335	0,59
10000	3,7	230	4000	4230	0,74
12000	6,2	380	4800	5180	0,91
14000	13,0	800	5600	6400	1,12

Произведенная проверка на размещение обмотки показывает, что обмотка вполне укладывается при найденных выше размерах сердечника. Число секций выбираем 4. Детали изоляции и выбранная конструкция крепления ярма ясны из фиг. 217.



Фиг. 217.

Омическое сопротивление обмотки

$$r_g = 5700 \cdot \frac{7,5 \cdot 4}{100} \cdot \frac{0,02}{0,283} = 121 \Omega,$$

Падение напряжения

$$e_{gp} = 0,5 \cdot 121 \cong 60 \text{ V.}$$

3) Дроссель для Г-образного фильтра мощного выпрямителя, $I_0 = 27$ А, $L = 0,9$ Н.

При заданных значениях I_0 и L величина

$$I_0^2 L = 27^2 \cdot 0,9 = 690 > 555,$$

вследствие чего целесообразно вместо одного дросселя сделать два, каждый с индуктивностью

$$L = 0,45 \text{ Н и } I_0 = 27 \text{ А.}$$

Такое разделение позволяет согласовать экономические требования с требованиями предельного значения $\frac{l_{\text{воз}}}{l_{\text{ж}}}$. С другой стороны, такое разделение облегчает условия резервирования и позволяет варьировать общей индуктивностью фильтра при использовании радиопередатчика для телеграфией и телефонной передачи (см. также § 14, гл. IV).

Определим предварительно

$$27^2 \cdot 0,45 = 328; (27^2 \cdot 0,45)^{1/2} = 18,1; (27^2 \cdot 0,45)^{1/4} = 4,26;$$

$$(27^2 \cdot 0,45)^{3/4} = 17.$$

Тогда, согласно формулам, (§ 14 гл. IV), имеем

$$S = 11,6 \cdot 18,1 = 210 \text{ см}^2,$$

$$a = 0,783 \cdot 4,26 = 33 \text{ мм},$$

$$3a = 2,349 \cdot 4,26 = 100 \text{ мм},$$

$$5a = 3,915 \cdot 4,26 = 167 \text{ „}$$

$$d_0 = 4,56 \cdot 4,26 = 194 \text{ „}$$

$$l_1 = 10,76 \cdot 4,26 = 460 \text{ „}$$

$$l_1 = 3,43 \cdot 4,26 = 145 \text{ „}$$

$$w = 1230 \cdot 0,45^{1/2} = 825 \text{ витков},$$

$$(aw)_{\text{общ}} = 825 \cdot 27 = 22300,$$

$$l_{\text{ж}} = 2(46 + 16,7) + 2(14,5 + 16,7) = 188 \text{ см},$$

$$(aw)_{\text{ж}} = \left(\frac{aw}{\text{см}} \right)_{\text{ж}} \cdot l_{\text{ж}} = 1,4 \cdot 188 = 262,$$

$$(aw)_{\text{воз}} = (aw)_{\text{общ}} - (aw)_{\text{ж}} = 22300 - 262 = 22040 \text{ ампер-витков,}$$

$$l_{\text{воз}} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot aw_{\text{воз}}}{7000} = \frac{0,4 \cdot 22040}{7000} = 3,96 \text{ см,}$$

$$\frac{l_{\text{воз}}}{l_{\text{ж}}} = \frac{3,96}{188} = 0,0215,$$

что допустимо.

В качестве прокладки выбираем бакаутовое дерево, как наиболее твердое.

Предполагая, что переменная слагающая тока через дроссель равна $0,02 I_0$ и $m=6$, получаем для напряжения на зажимах каждого дросселя в установившемся режиме нажатого ключа

$$2 \cdot \pi \cdot f \cdot m \cdot L \cdot 0,02 \cdot I_0 = \frac{470 \text{ В}}{\sqrt{2}} = 330 \text{ В.}$$

Само по себе оно не требует деления обмотки на секции; однако, чтобы улучшить охлаждение и предотвратить пробой в переходные моменты, выберем число секций равное 20, по 10 на каждом стержне (см. фиг. 218).

В 18 секциях помещаем по 43 витка и, кроме того, в одной крайней—26 витков, в другой крайней—25 витков.

Сечение провода должно быть

$$q = \frac{27}{2} = 13,5 \text{ мм}^2,$$

выбираем для него периметр $0,25 \times 30 \text{ мм}$ без изоляции.

Между витками кладется изоляция из эксцельсиорного полотна толщиной $0,15 \text{ мм}$, вследствие чего радиальная толщина намотки секций при 43 витках

$$0,45 \times 43 + 0,15 \times 42 = 25,5 \text{ мм,}$$

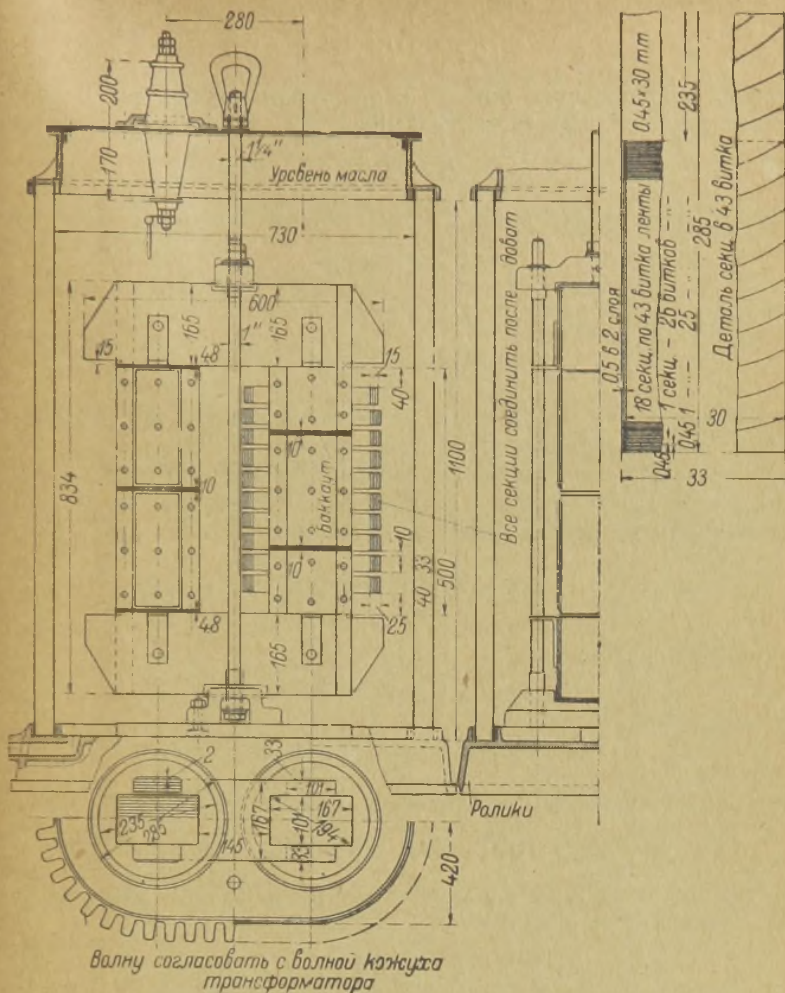
тоже при 26 витках

$$0,45 \times 26 + 0,15 \times 25 = 15,5 \text{ мм.}$$

Подъемный болт для выемной части (сердечника с обмотками) должен иметь диаметр

$$\varnothing_1 \geq \sqrt{\frac{4 \cdot G}{\sigma \cdot \pi}};$$

$$\sigma = 600 \text{ кг/см}^2; \quad G = G_M + G_{\text{ж}} = 4,82 (L I_0^2)^{1/4} = 400 \text{ кг,}$$



Фиг. 218.

так что округляя и приняв во внимание вес изоляции, арматуры и т. д., получаем

$$\varnothing_1 = \sqrt{\frac{4 \cdot 400}{600 \cdot \pi}} \approx 1,0 \text{ см.}$$

По конструктивным соображениям делаем

$$\varnothing_1 = 1\frac{1}{4}''.$$

Болты, стягивающие ярмо с сердечником, выбираем в количестве двух с диаметром каждый

$$\varnothing_2 = 1'',$$

что позволит стянуть сердечник с силою по шкале Витворта

$$G_{к2} = 3900 \text{ кг.}$$

По формуле же (100) (§ 14 гл. IV)

$$G_{к2} \cong 16 \cdot 210 \cong 3300 \text{ кг.}$$

вследствие чего выбранное сечение и количество стяжных болтов вполне удовлетворительны.

Расчет охлаждения. Сопротивление обмотки в нагретом до 60°C состоянии с учетом увеличения его на $10^9/0$ от неравномерного распределения магнитного поля

$$r_g = \frac{\omega \pi \cdot D_{cp} \rho}{q} = \frac{825 \cdot \pi \cdot 0,26 \cdot 0,022}{13,5} = 1,1 \Omega.$$

Омическое падение

$$e_g = 1,1 \times 27 = 30 \text{ V.}$$

Потери в меди

$$P_M = 30 \times 27 = 810 \text{ W.}$$

Амплитуда пульсаций магнитного поля

$$B_m = 7000 \cdot 0,02 \cdot 27 = 150 \text{ гаусс.}$$

В этих условиях для удельных потерь в железе можно ожидать величину порядка.

$$\delta_{150} = \delta_{4000} \cdot 2 \cdot \left(\frac{150}{6000}\right)^2 = 2 \cdot \frac{1}{1000}.$$

Полные потери в железе

$$P_{ж} = 0,002 \cdot 3,87 (L I_0^2)^{3/4} = 10 \text{ W,}$$

т. е., вообще говоря, они весьма малы, чем подтверждается допустимость невысокого качества железа в отношении удельных потерь.

Выбирая указанный на фиг. 218 профиль стенок кожуха и удельную поверхность

$$O = 35 \text{ см}^2/\text{ватт} \text{ (нагрев масла вверху на } 40^\circ \text{C),}$$

получаем полную боковую поверхность кожуха

$$O = 35 \cdot 820 = 28000 \text{ см}^2.$$

Периметр боковых стенок кожуха в поперечном сечении (из чертежа)

$$2(41,5 + 72,5) \frac{6,6}{3} = 4,4 \cdot 114 = 500 \text{ см.}$$

Высота боковых стенок должна быть

$$28000; 500 = 56 \text{ см.}$$

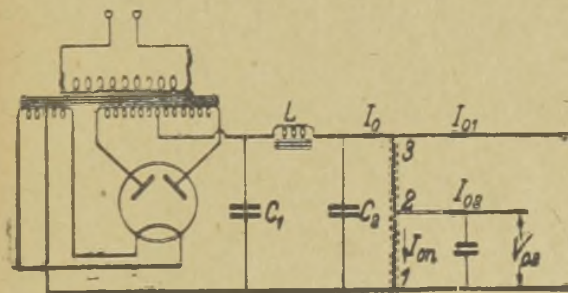
§ 4. Примерные расчеты выпрямителей.

1) Выпрямитель для питания анодной цепи приемника.

Требуются два напряжения:

$$E_{01} = 400 \text{ V}; \quad I_{01} = 30 \text{ mA};$$

$$E_{02} = 150 \text{ V}; \quad I_{02} = 15 \text{ mA}.$$



Фиг. 219-а.

Выбираем двухполупериодную схему с потенциометром и П-образную схему сглаживающего фильтра (см. фиг. 219-а). В качестве вентиля в данном случае пригоден двуханодный кенотрон типа ВО-116 (см. таблицу кенотронов в § 2 главы II).

Допускаем ток утечки через потенциометр

$$I_{0п} = 5 \text{ mA.}$$

Сопротивление потенциометра R_{12} между точками 1—2

$$R_{12} = \frac{E_{02}}{I_{0п}} = \frac{150}{5} \cdot 10^3 = 3 \cdot 10^4 \text{ } \Omega.$$

То же между точками 2—3

$$R_{23} = \frac{E_{01} - E_{02}}{I_{02} + I_{0п}} = \frac{400 - 150}{(5 + 15)} \cdot 10^3 = 1,25 \cdot 10^4.$$

Полный выпрямленный ток

$$I_0 = I_{01} + I_{02} + I_{0п} = (5 + 15 + 30) \cdot 10^{-3} = 0,05 \text{ A.}$$

Полное выпрямленное напряжение с учетом предполагаемых потерь его в дросселе

$$E_0 = 1, \quad 1 E_{01} = 440 \text{ V.}$$

Эквивалентное сопротивление нагрузки

$$R = \frac{E_0}{I_0} = \frac{440}{0,05} = 8800 \text{ } \Omega.$$

Внутреннее сопротивление кенотрона (считая на один анод) и предположительно—трансформатора, из расчета 12% от R ,

$$r = r_s + r_T = \frac{E_S}{I_s} + 0,12 R = \frac{90}{300} 10^3 + 1056 \cong 1360 \text{ } \Omega.$$

Далее по формуле (66) § 13 гл. IV находим

$$\rho = \frac{R}{r} = \frac{8800}{1360} = 6,48.$$

Выбираем

$$s' = 0,05$$

и из таблицы фиг. 130 (§ 13 гл. IV) находим

$$x = 15,0; \quad \psi_1 = 40,5^\circ.$$

Далее по формулам (68), (81), (78) (§ 13 гл. IV)

$$C_1 = \frac{15,0 \cdot 10^6}{314 \cdot 8800} = 5,5 \mu\text{F},$$

$$\Theta = \pi - 15,0 \cdot 2 \cdot 0,05 = 1,64 \text{ рад.} = 94^\circ,$$

$$\psi_2 = 40,50^\circ + 94,0^\circ = 134,5^\circ.$$

Напряжение одной половины вторичной обмотки (форм (85) и (86) (§ 13, гл. IV)

$$E = 440 \frac{2}{\sin 40,5^\circ + \sin 134,5^\circ} = 645 \text{ V,}$$

$$\varepsilon_{2\phi}' = 456 \text{ V.}$$

Ток через каждый вывод и вторичную обмотку трансформатора по форм. (87) и (88) (§ 13 гл. IV)

$$I = \frac{645 - 440}{1380} = 0,149 \text{ A} < I_s,$$

$$J_2 = \frac{0,149}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1,64}{6,28}} \cong 0,054 \text{ A; } J_2^2 \left(\frac{E_s}{I_s} \right) < 10 \text{ W.}$$

Расчетные мощности находим следующим образом:

$$P_2 = 2 \cdot \varepsilon_{2\phi}' J_2 = 2 \cdot 456 \cdot 0,054 = 49 \text{ VA.}$$

$$P_1 = 0,71 P_2 = 35 \text{ VA.}$$

$$P_T = 0,5 (49 + 35) = 42 \text{ VA.}$$

Расчет Г-образной части фильтра выполним по приближенным формулам (16') (17') (§ 18 гл. IV), предполагая $\gamma = 0,9$; $M_0 = 0,5$ и $s = 0,05 \cdot 10^{-2}$.

$$u = \frac{s}{s'} = \frac{0,05 \cdot 10^{-2}}{0,05} = 0,01; \sqrt{u} = 0,1,$$

$$L = \frac{0,5 \cdot 8800}{2 \cdot 314 \cdot 0,1 \sqrt{0,9} \cdot 0,9} \cong 82 \text{ H,}$$

$$C_2 = \frac{\sqrt{0,9} \cdot 10^6}{2 \cdot 314 \cdot 0,5 \cdot 8800 \cdot 0,1} \cong 3,5 \text{ } \mu\text{F.}$$

Для того, чтобы избежать взаимной реакции отдельных каскадов приемника, ставим дополнительный конденсатор C , который выбираем, исходя из условия

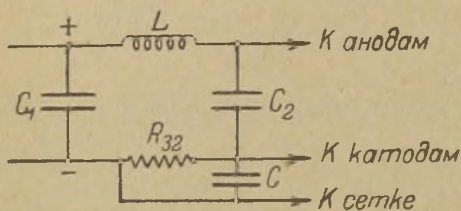
$$\frac{1}{v_{\min} C} \leq 0,1 \frac{E_{02}}{I_{02}}.$$

Это условие аналогично условию отсутствия демодуляции (см. § 9 гл. IV) и дает

$$C \geq \frac{0,01 \cdot 10^6}{0,1 \cdot 314 \cdot 150} \cong 2 \mu\text{F}.$$

Сопротивление $\frac{1}{\nu_{\min} C}$ для самых низких звуковых частот оказывается почти в 10 раз меньше, чем сопротивление части R_{23} потенциометра, что также необходимо для уменьшения взаимной реакции цепи 400 В и цепи 150 В.

Здесь очень важно отметить следующее обстоятельство. Если выпрямитель для приемника делается с двумя напряжениями, из которых меньшее предназначается для отрица-



Фиг. 219-6.

тельного смещения сетки выходного каскада, то можно уменьшить пульсацию анодного тока в этом каскаде, применяя схему, данную на фиг. 219-б. Для этого необходимо подбором R_{32} и C получить сдвиг фаз между пульсацией анодного напряжения и

пульсацией сеточного (сдвигающего) напряжения, близкий к 180° и равенство: $s_{\text{анод}} = s_{\text{сеточ.}} \cdot \frac{1}{\mu}$, где $s_{\text{анод}}$ — коэффициент пульсации постоянного анодного напряжения, а $s_{\text{сеточ.}}$ — тоже сеточного; μ — коэффициент усиления выходного каскада на частоте пульсации.

При такой схеме можно значительно сэкономить на величине емкости конденсаторов C_1 , C_2 и индуктивности L .

2) Выпрямитель с регулировкой напряжения $E_0 = 1000 \text{ В} - 200 \text{ В}$.

Отдаваемый при этом ток составляет от $I_0 = 0,5 \text{ А}$ до $I_0 = 0,1 \text{ А}$. Допускается пульсация $s = 0,5\%$. Питание от однофазной сети 120 В, $f = 50 \text{ Hz}$.

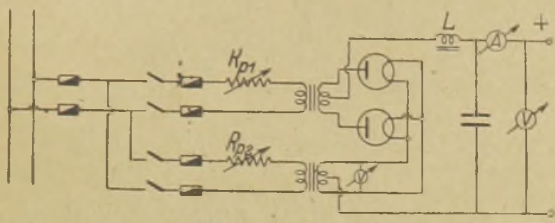
Применим двухполупериодную схему с Г-образным фильтром и газотронами типа ВГ-129 ($I_{\max \Gamma} = 1,5 \text{ А}$). Для регулировки напряжения применим реостат в первичной обмотке анодного трансформатора. Для пуска и регулировки накала газотронов также применим реостат в первичной обмотке

трансформатора накала. Схема всего устройства изображена на фиг. 220-а.

Рассчитаем весь выпрямитель на полную мощность. Находим

$$R = \frac{E_0}{I_0} = \frac{1000}{0,5} = 2000 \text{ } \Omega,$$

$$u = \frac{s}{s'} = \frac{0,5 \cdot 10^{-2}}{0,67} = 0,0075.$$



Фиг. 220-а.

По приближенным формулам (16') (17') § 8 гл. IV, принимая

$$M_0 = 0,5; \eta = 0,9,$$

получаем

$$C = \frac{\sqrt{0,90} \cdot 10^6}{2 \cdot 314 \cdot 0,5 \cdot 2000 \cdot \sqrt{0,0075}} = 17,5 \text{ } \mu\text{F},$$

$$L = \frac{0,5 \cdot 2000}{2 \cdot 314 \cdot \sqrt{0,0075} \cdot \sqrt{0,90} \cdot 0,9} = 21,5 \text{ H}.$$

По форм. (33) § 11 гл. IV максимальный бросок тока

$$I_{\max} = 0,5 + 1000 \sqrt{\frac{17,5}{21,5}} \cdot 10^{-6} = 1,4 \text{ A} < I_{\max \text{ г.}}$$

Полное вторичное напряжение трансформатора, включая потерю напряжения в газотронах, равную 15 вольт, и в дросселях, равную 45 V, составляет

$$\begin{aligned} \varepsilon_2' &= 2 \cdot \varepsilon_{2\phi} \cdot 1,11 [(E_0 + 15 + 45) \cdot 1,11]^1 = \\ &= 2 \cdot 1,11 \cdot 1060 \cdot 1,11 = 2600 \text{ V.} \end{aligned}$$

1) Допуская по соображениям с § 10 гл. III, 11% потерь напряжения за счет трансформатора.

Вторичный ток имеет практически прямоугольную форму импульса ввиду того, что $\frac{R+r}{Z} \cong \frac{2000}{2 \cdot 314 \cdot 21,5} \ll 1$ (см. пример в § 10 гл. IV), поэтому

$$I \cong I_0 \text{ и } J_2 = \frac{I_0}{\sqrt{2}} = 0,355 \text{ А.}$$

Далее находим

$$P_2 = 2600 \cdot 0,355 = 910 \text{ ВА,}$$

$$P_1 = \frac{P_2}{\sqrt{2}} = \frac{910}{\sqrt{2}} = 640 \text{ ВА,}$$

$$P_{\Gamma} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 765 \text{ ВА.}$$

Полагая в форм. (33) (§ 1 гл. VII) P_1 вместо P_2 (ввиду их неравенства) и P_{Γ} вместо P_{II} (ввиду того, что член $0,5 P_{II}^{3/4}$ выражает общие потери во всем трансформаторе), находим приближенное значение первичного тока

$$J_1 = \frac{640 + 0,5 \cdot 775^{3/4}}{120} = \frac{640 + 73,0}{120} = 5,94 \text{ А.}$$

Полное сопротивление реостата для регулировки анодного напряжения находим из следующего расчета:

$$\left[\varepsilon_1 - \left(\frac{200}{1000} \right) J_1 R_{p1} \right] = \varepsilon_1 \frac{200}{1000},$$

$$R_{p1} = \frac{0,8 \cdot \varepsilon_1}{0,2 \cdot J_1} = \frac{4 \cdot 120}{5,94} = 81 \text{ }\Omega.$$

При таком расчете мы получаем некоторый запас, так как первичный ток убывает не пропорционально уменьшению выпрямленного тока. Надо заметить, что приближенность такого рода расчета заключается еще в том, что первичный ток в действительности отличается от синусоиды (§ 8 гл. III). Точный расчет, однако, в виду своей сложности, в данном случае не целесообразен.

Все сопротивление реостата разбиваем на 20 секций для достижения плавной регулировки. В соответствии с этим же должен быть выбран провод для реостата.

Напряжение выпрямителя при холостом ходе, благодаря наличию сглаживающего конденсатора, равно амплитуде фазного напряжения, т. е. $\varepsilon_{2\phi} \cdot \sqrt{2} = 1840 \text{ V}$, а потому вольтметр на стороне выпрямленного тока должен иметь шкалу не менее 1850 V. Значение тока I_{0x} , при котором эффект повышения напряжения под влиянием сглаживающего конденсатора не имеет места (см. § 7 гл. IV и форм. (22) § 6 гл. V), равно

$$I_{0x} \leq \frac{1000}{2 \cdot 314 \cdot 21,5} = 0,07 \text{ A.}$$

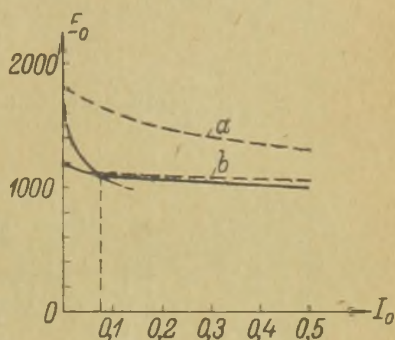
Внешняя характеристика выпрямителя при $R_{p1} = 0$ дана на фиг. 220-б.

Пунктирными линиями изображены характеристики этого выпрямителя: одна при замкнутом дросселе и другая при отключенном фильтре.

Трансформатор накала газотронов должен быть рассчитан на $\varepsilon_n = 2,7 \text{ V}$ и $J_n = 2 \times 10 = 20 \text{ A}$, чтобы иметь возможность поддерживать нормальное напряжение на катоде при понижении первичного напряжения. В соответствии с этим же должен быть рассчитан и регулировочный реостат, на котором должны быть предусмотрены пусковые секции.

3) Выпрямитель для радиотелефонного передатчика коммерческой связи, $E_0 = 4000 \text{ V}$, $I_0 = 1 \text{ A}$, питание от трехфазной сети 50 Hz, линейное напряжение $\varepsilon_1 = 208 \text{ V}$. Требуется регулировка напряжения до $E_0 = 1000 \text{ V}$ при $I_{0\min} = 0,25 \text{ A}$. Проведем расчет в двух вариантах.

Вариант I. Применяем простую трехфазную схему с Г-образным фильтром и газотронами типа ВГ—130, у которых $I_{\max \Gamma} = 4 \text{ A}$; $E_n = 2,5 \text{ V}$, $I_n = 20 \text{ A}$. Для регулировки выпрямленного напряжения применим трехфазный реостат в первичной обмотке анодного трансформатора. Для регулировки и пуска накала также применим реостат в первичной цепи. Схема всего устройства показана на фиг. 221.



Фиг. 220-б.

Рассчитываем выпрямитель на полную мощность и задаемся (§ 7 гл. IV)

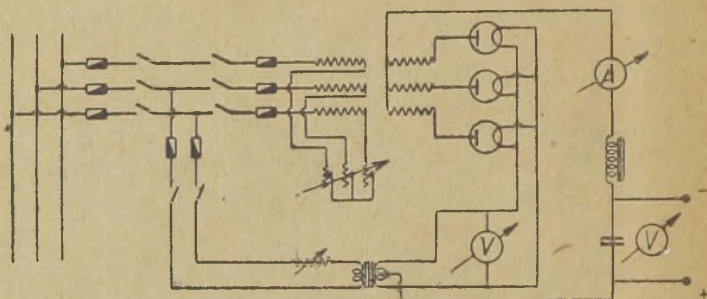
$$s = 0,2 \cdot 10^{-2}; \eta = 0,92; M_0 = 0,35.$$

Далее находим (форм. (16') (17') § 8, гл. IV)

$$R = \frac{4000}{1} = 4000 \text{ } \Omega; u = \frac{s}{s'} = \frac{0,2 \cdot 10^{-2}}{0,25} = 0,008,$$

$$L = \frac{0,35 \cdot 4000}{3 \cdot 314 \cdot 0,92 \cdot \sqrt{0,92} \cdot \sqrt{0,008}} = 18,8 \text{ H},$$

$$C = \frac{\sqrt{0,92} \cdot 10^6}{3 \cdot 314 \cdot 0,35 \cdot 4000 \cdot \sqrt{0,008}} = 8,1 \text{ } \mu\text{F}.$$



Фиг. 221.

Надо иметь в виду, что при принятой нами схеме, в сердечнике анодного трансформатора возникнет постоянный поток вынужденного намагничивания (§ 11, гл. III), а поэтому, после расчета анодного трансформатора, следует определить величину индуктивности, создаваемой этим потоком, и вычесть ее из 18,8 генри. На остаток необходимо рассчитать соответствующий дроссель.

Проверка фильтра по форм. (33) (§ 11 гл. IV) на бросок тока дает

$$I_{\max} = 1 + 4000 \sqrt{\frac{8,1 \cdot 10^{-6}}{18,8}} = 3,6 < I_{\max \Gamma}.$$

Проверка на демодуляцию по форм. (21) (§ 9 гл. IV)

$$R_1 = 0,9 \cdot 4000 = 3600 \text{ } \Omega, \nu_{\min} = 300 \cdot 2 \pi = 1900;$$

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{18,8 \cdot 8,1 \cdot 10^{-6}} = 81 \ll \nu_{\min},$$

$$1900 \cdot 8,1 \cdot 10^{-6} = 55,4 \gg 3.$$

Будем предполагать, что анодный трансформатор может иметь $\varepsilon_k \% = 6\%$; $\varphi_k = 30^\circ$, падение напряжения в газотронах 15 V и падение напряжения в сглаживающем дросселе 30 V; тогда напряжение трансформатора при холостом ходе должно быть (форм. (54') § 10, гл. III).

$$\varepsilon_{2\phi}' = (4000 + 15 + 30) \cdot 0,855 \left[1 + 0,06 \left(\frac{3}{2\pi} \cdot 0,5 + \right. \right. \\ \left. \left. + 0,867 \right) \frac{0,855}{0,588} \right] \cong 3800 \text{ V.}$$

Обратное напряжение $E'_{\text{обр}} = \varepsilon_{2\phi}' \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} = 9300 \text{ V}$, не превосходит допустимого значения 10000 V (см. таблицу газотронов в § 9 гл. II).

Далее находим вторичный ток и расчетные мощности

$$J_2 = 0,588 \cdot \dot{1} = 0,588 \text{ A,}$$

$$P_2 = 3 \cdot 0,588 \cdot 3800 = 6,7 \text{ kVA;}$$

$$P_1 = \frac{1,24}{1,50} P_2 = 5,54 \text{ kVA;}$$

$$P_{\Gamma} = \frac{6,7 + 5,54}{2} = 6,12 \text{ kVA.}$$

Приближенное значение первичного тока с учетом потери энергии в трансформаторе найдем, полагая в формуле (21) (§ 1 гл. VII) P_{Γ} вместо P_{II} .

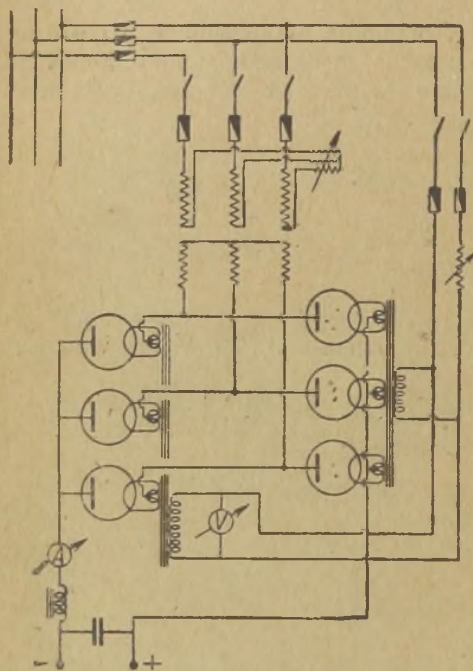
$$J_1 \cong \frac{5540 + 3,25 \left(\frac{2}{3} \cdot 6120 \right)^{3/4} \cdot 0,021}{\sqrt{3} \cdot 208} = \frac{5540 + 307}{208 \cdot \sqrt{3}} = 16,2 \text{ A.}$$

1) Потери в меди $P_M \cong 1,5 \cdot 0,2 \left(\frac{2}{3} \cdot 6120 \right)^{3/4}$, а потери в железе $P_{ж} \cong 1,75 \cdot 0,2 \left(\frac{2}{3} \cdot 6120 \right)^{3/4}$.

Сопrotивление на одну фазу регулировочного реостата найдется из следующего расчета

$$\left[\varepsilon_{1\phi} - \left(\frac{0,25}{1} \cdot J_1 \right) R_{p1} \right] = \varepsilon_{1\phi} \frac{0,25}{1},$$

$$R_{p1} = \frac{0,75 \cdot 208}{0,25 \cdot 3 \cdot 16,2} = 22 \Omega.$$



Фиг. 222-а.

ВГ—129, у которых $I_{\max \Gamma} = 1,5$ А. Схема всего устройства показана на фиг. 222-а.

Задаемся

$$s = 0,2 \cdot 10^{-2}; \eta = 0,92; M_0 = 0,35.$$

Находим

$$u = \frac{s}{s'} = \frac{0,2 \cdot 10^{-2}}{5,7 \cdot 10^{-2}} = 0,035,$$

Найденную величину распределяем на десять секций, пользуясь указаниями, приведенными к фиг. 159 главы V.

Напряжение выпрямителя при $I_0 = 0$ достигнет амплитуды фазного напряжения, т. е. $\varepsilon_{2\phi} \sqrt{2} = 5300$ В, поэтому необходим вольтметр со шкалой 5500 В. Значение тока $I_{0,x}$ при котором внешняя характеристика переходит в пологую линию, равно (по форм. (22) § 6 гл. V)

$$I_{0,x} \cong \frac{4000}{3 \cdot 314 \cdot 18,8} = 0,22 \text{ А.}$$

Вариант II. Сделаем теперь расчет по трехфазной схеме Гретца с газотронами типа

$$L = \frac{0,35 \cdot 4000}{6 \cdot 314 \cdot 0,92 \cdot \sqrt{0,92} \cdot \sqrt{0,035}} = 4,5 \text{ Н,}$$

$$C = \frac{\sqrt{0,92} \cdot 10^6}{6 \cdot 314 \cdot 0,35 \cdot 4000 \cdot 0,35} = 1,93 \text{ мкФ.}$$

Бросок тока при включении на полное напряжение

$$I_{\max} = 1 + 4000 \sqrt{\frac{1,93 \cdot 10^{-6}}{4,5}} = 3,6 \text{ А,}$$

поэтому включение можно производить только при полном введенном в первичную цепь регулировочном реостате.

Проверка на демодуляцию

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{10^3}{4,5 \cdot 1,93} = 333 < v_{\min} = 1900,$$

$$1900 \cdot 1,93 \cdot 10^{-6} \cdot 3600 \cong 13 > 3.$$

Предполагая опять, что анодный трансформатор может иметь $\varepsilon_{\kappa 0} = 6\%$, $\varphi_{\kappa} = 30^\circ$, а $e_b = 15 \text{ В}$ и $e_g = 30 \text{ В}$, находим напряжение трансформатора при холостом ходе

$$\varepsilon_{2\phi}' = (4000 + 2 \cdot 15 + 30) 0,428 \left[1 + 0,06 \left(\frac{6}{2\pi} \cdot 0,5 + \right. \right. \\ \left. \left. + 2 \cdot 0,867 \right) \frac{0,428}{0,817} \right] = 1865 \text{ В,}$$

$$\varepsilon_2' = 1865 \cdot \sqrt{3} = 3230 \text{ В; } E_{\text{обр}} = 3230 \sqrt{2} = 4570 \text{ В.}$$

Последняя величина несколько меньше того значения обратного напряжения, которое допустимо для газотронов типа ВГ—129 (5000 В), а поэтому в данном варианте можно применить этот тип газотронов. К тому же,

$$\frac{R}{m \omega L} = \frac{4000}{6 \cdot 314 \cdot 4,5} < 1, \text{ а значит } I \cong I_0 = 1 \text{ А} < I_{\max} \text{ (1)}$$

Далее находим вторичный ток и расчетные мощности

$$J_2 = 0,817 \cdot 1 = 0,817 \text{ А; } P_2 = P_1 = P_r = \sqrt{3} \cdot 3230 \cdot 0,817 = \\ = 4,57 \text{ кВА,}$$

$$J_1 \cong \frac{4570 + 0,4 \left(\frac{2}{3} 4570 \right)^{3/4} \cdot 1,62}{\sqrt{3} \cdot 208} = \frac{4570 + 247}{\sqrt{3} \cdot 208} = 13,4 \text{ А.}$$

¹⁾ См. формулы (25) и (25') § 10, гл. IV.

В согласии с первым вариантом, сопротивление одной фазы регулировочного реостата в первичной обмотке равно

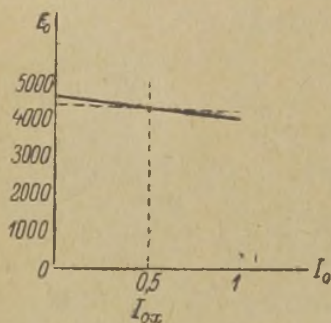
$$R_{p1} = \frac{0,75 \cdot 208}{0,25 \cdot \sqrt{3} \cdot 13,4} = 26,5 \text{ } \Omega.$$

Напряжение выпрямителя при $I_0 = 0$ равно амплитуде линейного напряжения, т. е. $\varepsilon_2' \sqrt{2} = 4570 \text{ В}$ и

$$I_{0,x} \approx \frac{4000}{6 \cdot 314 \cdot 4,5} = 0,4 \text{ ампер}$$

(см. внешнюю характеристику на фиг. 222-б).

Выбор между вариантами I и II зависит от стоимости и эксплуатационных расходов каждого из них. Очевидно, что



Фиг. 222-б.

стоимость изготовления выпрямителя по варианту I выше, тогда как эксплуатационный расход на смену газотронов у него несколько ниже. Можно полагать, что для большинства случаев практического применения вариант II экономически должен оказаться более целесообразным.

4) Мощный выпрямитель для радиотелефонного и радиотелеграфного передатчика. Питаящая сеть трехфазного тока $\varepsilon_1 = 6300 \text{ В}$, $f =$

$= 50 \text{ Гц}$. Выпрямитель должен питать при телефонной концертной передаче главный каскад

$$E_{01} = 9500 \text{ В при } I_{01} = 26,7 \text{ А,}$$

и вспомогательные каскады

$$E_{02} = 9500 \text{ В при } I_{02} = 3 \text{ А.}$$

При телеграфной работе, во время „нажатого“ ключа напряжение и ток для всех каскадов имеют те же значения, что и выше. При „отжатом“ ключе ток в антенне равняется нулю, анодный же ток может быть выбран по скорости манипуляции, которая должна быть не менее 120 слов в минуту.

Радиопередатчик одновременно рассчитан на радиотелефонную работу одной боковой полосой, что требуется учесть

при выборе фильтра. Потребляемый от выпрямителя ток в этом случае (во время установившейся однотоиной модуляции) равен току, потребляемому при концертной передаче.

Регулировка напряжения при постоянной величине эквивалентного сопротивления нагрузки должна быть автоматической в пределах $\pm 5\%$ и ручной в пределах -50% .

Выбор схемы и анодного трансформатора.

В соответствии с указаниями, сделанными в курсе, выбираем трехфазную схему Гретца с шестью тиратронами типа $I_{\max \Gamma} = 40$ А, $E_{\text{обр}}' = 15000$ В. Полный ток от выпрямителя с округлением для служебных нужд¹⁾:

$$I_0 = 26,7 + 3 + 0,3 = 30 \text{ А,}$$

а напряжение, с учетом автоматической регулировки,

$$E_0 = (1 + 0,05) \cdot 9500 = 10000 \text{ В.}$$

Предполагая, что анодный трансформатор будет иметь $\varepsilon_{\kappa} \% = 4\%$, $\cos \varphi_{\kappa} = 0,71$, а падение напряжения в вентилях $e_{\beta} = 2 \times 15$ В и в сглаживающем дросселе $e_{\beta} = 30$ В, находим (форм. (51') § 10, гл. III) вторичное напряжение трансформатора при холостом ходе

$$\varepsilon_2' \phi = 0,428 (10000 + 2 \cdot 15 + 30) \left[1 + 0,4 \left(\frac{6}{2\pi} \cdot 0,71 + 2 \cdot 0,71 \right) \frac{0,428}{0,817} \right] = 0,428 \cdot 10060 \cdot 1,044 = 4500 \text{ В,}$$

$$E_2' = 4500 \cdot \sqrt{3} = 7780 \text{ В,}$$

$$J_2 = 30 \cdot 0,817 = 24,5 \text{ А,}$$

$$P_2 = P_1 = P_{\Gamma} = 7780 \cdot 24,5 \cdot \sqrt{3} = 330 \text{ kVA,}$$

$$E'_{\text{обр}} = \sqrt{2} \cdot \varepsilon_2' = 11000 \text{ В} < 15000 \text{ В,}$$

$$I = 30 \cdot 1,05 = 31,5 \text{ А.}$$

Пользуясь формулой (17') (§ 1 гл. VII) и соображениями, касающимися расчета трехфазного трансформатора, можем найти первичный ток

$$J_1 \cong \frac{330 \cdot 10^3 + 1,62 \cdot 0,4 (330 \cdot 10^3)^{3/4}}{\sqrt{3} \cdot 6300} = 31 \text{ А.}$$

¹⁾ Например, ток искусственной утечки конденсатора. Разряд конденсатора при такой утечке должен заканчиваться практически в 2 секунды.

Напряжение выпрямителя при холостом ходе без учета влияния фильтра и при регулировке на $E_0 = 9500 \text{ V}$,

$$E_0' = 0,95 \cdot \frac{E_2'}{0,74} = 10000 \text{ V}.$$

Схему соединения обмоток выбираем Δ/Y ; это позволит в случае необходимости иметь добавочное напряжение $\frac{E_0}{2} = 5000 \text{ V}$, пользуясь нулевой точкой вторичной обмотки. Для резерва установке подлежат два таких трансформатора, как показано на общей схеме (см. фиг. 223-а).

Регулировка напряжения.

Пределы изменения угла зажигания α (см. § 4 гл. V) для автоматической регулировки

$$0 \leq \alpha = \arccos 0,9 = 26^\circ; 0,057 \leq s' \leq 0,175,$$

а для ручной

$$0 \leq \alpha = \arccos 0,5 = 60^\circ; 0,057 \leq s' \leq 0,5.$$

При этом соответствующие углы сдвига переменного сетевого напряжения относительно анодного напряжения, согласно указаниям § 7 гл. V, составляют

$$\div 30^\circ \text{ и } \div 70^\circ,$$

что при однополюсной схеме обмотки трехфазного фазорегулятора требует угла поворота его ротора на 90° .

Используя пример, указанный в § 7, гл. V, находим значения амплитуды переменного сетевого напряжения и его постоянного смещения. Сопротивления в цепи сеток для ограничения токов выбираем (§ 7 гл. V):

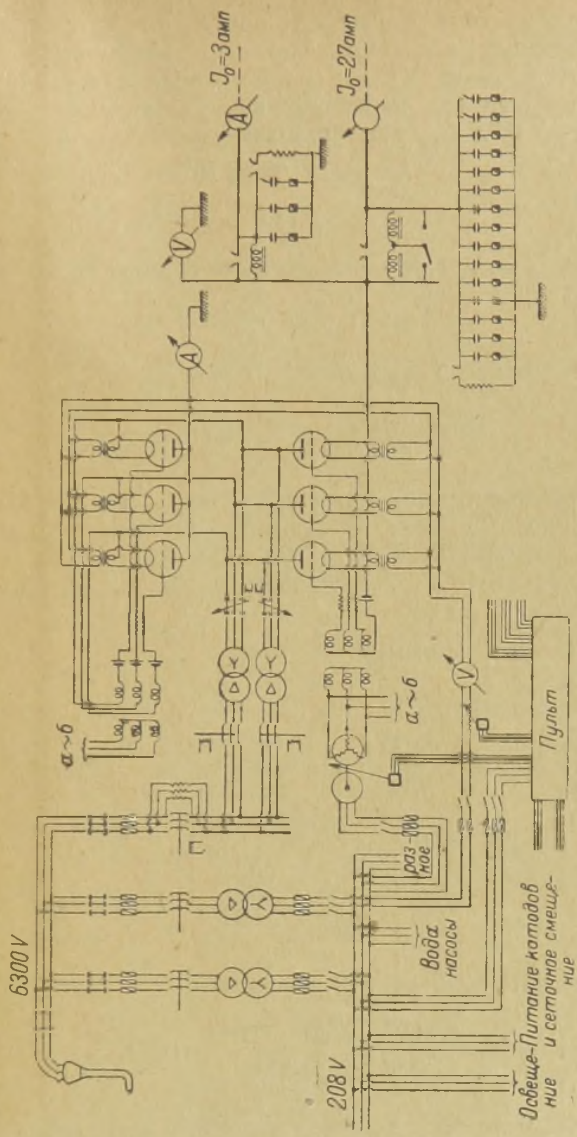
$$r_{gr} = 100 \Omega.$$

Остальные детали показаны на общей схеме (см. фиг. 223-а).

Выбор элементов сглаживающего фильтра.

Для того, чтобы исключить взаимную связь анодных цепей отдельных каскадов, ставим в каждую из них свой Г-образный фильтр (см. фиг. 223-а).

Расчет главного фильтра произведем предварительно, исходя из допустимого коэффициента пульсации и из экономических соображений. Так как нормально передатчик должен всегда



Фиг. 223-а.

работать при напряжении $E_0 = 9500 \text{ V}$, тогда как напряжение сети может изменяться в пределах $\pm 5\%$, то наибольшая возможная пульсация будет возникать при угле зажигания $\alpha = 26^\circ$, и будет равняться $s' = 0,175$. Согласно имеющимся в курсе указаниям (§ 4 глава V) мы примем величину коэффициента пульсации без фильтра соответствующую среднему снижению напряжения до $0,95 E_0'$, т. е. углу зажигания

$$\alpha = \arccos 0,95 = 18^\circ,$$

при котором

$$s' = 0,126,$$

и зададимся самым малым коэффициентом пульсации с фильтром¹⁾ т. е.

$$s = 0,05 \cdot 10^{-2}.$$

Коэффициент фильтрации в таких условиях будет равняться

$$u = \frac{5 \cdot 10^{-4}}{0,126} = 4 \cdot 10^{-3}.$$

Стоимость дросселя в 1 генри для тока $I_0 = 27 \text{ A}$ можно полагать $k_2 = 10000 \text{ руб.}$, а стоимость конденсатора на одну фараду для $E_0 = 10000 \text{ V}$, $k_1 = 200 \cdot 10^6 \text{ руб.}$

Предполагая, что к. п. д. выпрямительной установки будет равен¹⁾

$$\eta = \frac{R}{R+r} = 0,97,$$

где

$$r \cong \frac{e_b + e_g}{I_{01}} + R \cdot \frac{\varepsilon_k \%}{100} \cdot m_r \cdot \cos \varphi_k \frac{k_e}{k_i} = \frac{2 \cdot 15 + 30}{27} +$$

$$+ 350 \cdot 0,04 \cdot 2 \cdot 0,71 \frac{0,429}{0,817} \cong 10,3 \text{ } \Omega,$$

$$R = \frac{9500}{27} = 350 \text{ } \Omega$$

по формуле (18) (§ 8 гл. IV) находим

$$M_0 = \frac{0,97}{350} \sqrt{\frac{200 \cdot 10^6}{10000}} = 0,39.$$

¹⁾ С учетом омических потерь трансформатора и падений напряжения в вентилях и в дросселе.

Далее по формулам (16') и (17') той же главы получаем

$$L = \frac{0,39 \cdot 350}{6 \cdot 314 \cdot \sqrt{4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,97} \sqrt{0,97}} = 1,20 \text{ H},$$

$$C = \frac{10^6 \sqrt{0,97}}{6 \cdot 314 \cdot 0,39 \cdot 350 \cdot \sqrt{4 \cdot 10^{-3}}} = 60 \mu\text{F}.$$

Важно отметить, что емкость конденсатора получилась настолько большой, что постоянная времени $R \times C = 0,021''$ оказывается больше одного периода. Это обстоятельство благоприятно в том отношении, что перерывы в работе передатчика вызванные ненормальными явлениями, например, обратным зажиганием, остаются почти незамеченными на приеме, если они устраняются автоматической аппаратурой в течение доли периодов.

Проверка фильтра на демодуляцию (§ 9 гл. IV)

$$\omega_{\text{рез}} = \frac{1}{\sqrt{1,2 \cdot 60 \cdot 10^{-6}}} = 118 < \nu_{\text{min}} = 320 \div 1900,$$

что позволяет применить формулу (21), т. е.

$$320 \cdot 60 \cdot 10^{-6} \cdot 0,95 \cdot 350 \cong 6,4 > 3.$$

Для работы одной боковой полосой требуется, чтобы $\omega_{\text{рез}} \geq 2\pi \cdot 10$; хотя у нас $\omega_{\text{рез}} = 118$, так что это неравенство удовлетворяется; тем не менее, для большего обеспечения такой работы, индуктивность фильтра выбираем в два раза меньшую, т. е. $L = 0,6$ генри. Вызываемое этим увеличение пульсации допустимо на основании указаний § 7 гл. IV.

В связи с указанным, общая индуктивность фильтра будет состоять из двух одинаковых дросселей по 0,6 генри, что выгодно также и в смысле резерва. Проверка на коэффициент использования мощности трансформатора по формулам (25'), (25'') дает

$$\frac{R+r}{Z} \cong \frac{350}{6 \cdot 314 \cdot 1,2} \ll 1,$$

т. е. вполне удовлетворительный результат, и показывает, что через вентиль будет проходить ток с практически прямоугольным импульсом.

Проверка на неустановившийся режим при включении на холостой ход ($R \rightarrow \infty$) по формулам (26) (33) дает

$$\alpha = (10,3 + 0) \frac{1}{1,2 \cdot 2} \cong 4; \quad \omega_0 \cong \frac{1}{\sqrt{1,2 \cdot 60 \cdot 10^{-6}}} \cong \\ \cong 118; \quad \frac{\alpha T}{4} = 0,05,$$

$$I_{\max} = 10000 \sqrt{\frac{60}{1,2 \cdot 10^6}} \varepsilon^{-0,05} = 67,3 \text{ A} > I_{\max \Gamma}.$$

При включении на полную нормальную нагрузку будем иметь (форм. (29'), (30'), (31''))

$$\alpha = \left[10,3 + \frac{1,2 \cdot 10^6}{60 \cdot 350} \right] \frac{1}{2 \cdot 1,2} = 28 \quad \omega_0 \cong 118,$$

$$r = (1 - 0,97) R \ll R; \quad \omega_0 L = 118 \cdot 1,2 < R; \quad \alpha \ll \omega_0;$$

$$\varphi = \text{arc tg} \frac{118 \cdot 1,2}{350 \cdot 1,03} = 21^\circ = 0,37 \text{ радиана},$$

$$i = \frac{10000}{10,3 \cdot 350} + 10000 \sqrt{\frac{60}{1,2 \cdot 10^6}} \varepsilon^{-28 t} \cdot \sin(118 t + 0,37) \cong \\ \cong 27,5 + 71 \varepsilon^{-28 t} \sin(118 t + 0,37);$$

$$I_{\max} \cong 27,5 + 52,5 = 80 \text{ A} > I_{\max \Gamma}.$$

Как видим, в обоих случаях включения бросок тока выходит за допустимые пределы. Поэтому предусмотрим в первичной цепи пусковые сопротивления; величину их выберем так, чтобы при них установившееся значение выпрямленного тока было не более $\frac{I_0}{2}$. В силу этого сопротивление для каждой фазы

$$[\varepsilon_{1\phi} - (0,5 \cdot J_1) R_{п1}] = \varepsilon_{1\phi} \cdot 0,5,$$

$$R_{п1} = \frac{E_{1\phi}}{J_1} = \frac{6300}{\sqrt{3} \cdot 31} \cong 117 \text{ } \Omega.$$

Сопротивление должно быть рассчитано на кратковременную нагрузку током $\frac{31}{2} \cong 15 \text{ A}$.

В проверке на перенапряжение нет необходимости, так как при пуске оно будет предотвращено, благодаря применению

пусковых сопротивлений, а при выключениях оно не может быть больше $M_0 = 0,39$.

Предыдущие расчеты показали, что собственная частота фильтра $\alpha_0 = 118$ оказывается значительно меньше, чем частота $m\omega = 1900$, поэтому выбранный нами фильтр был бы пригоден и в том случае, если бы вентилями служили ртутные вентили с большим значением полного ионизационного потенциала E_i . По этой же причине наш фильтр будет давать устойчивую работу и при любом значении угла α зажигания тиратронов.

Внешняя характеристика выпрямителя зависит от угла регулировки тиратронов. Если первичное напряжение остается неизменным и равным $E_1 = 6300$ В, то по формулам (22) и (23) (§ 6 гл. V) для различных значений угла α можно найти значения $E_{0\alpha x'}$ и I_{0x} . Разумеется, от α будет зависеть и напряжение $E_{0\alpha'}$ холостого хода при отсутствии фильтра и напряжение $E_{0\alpha}$ при полной величине тока I_0 . Ниже приводятся все эти величины

$$\alpha = 0: E_{0\alpha'x} = 7780 \sqrt{2} = 11000 \text{ В};$$

$$I_{0x} = \frac{10500}{6 \cdot 314 \cdot 1,2} = 4,6 \text{ А};$$

$$E_{0\alpha'} = 0,955 \cdot 7780 \sqrt{2} = 10500 \text{ В};$$

$$E_{0\alpha} = \frac{10500}{1,044} - 60 = 10000 \text{ В};$$

$$\alpha = 18^\circ: E_{0\alpha'x} = 7780 \sqrt{2} = 11000 \text{ В};$$

$$I \leq \frac{10000}{6 \cdot 314 \cdot 1,2} = 4,4 \text{ А}$$

$$E_{0\alpha'} = 0,955 \cdot 7780 \sqrt{2} \cdot \cos 18^\circ = 10000 \text{ В};$$

$$E_{0\alpha} = \frac{10000}{1,044} - 60 = 9500 \text{ В};$$

$$\alpha = 26^\circ: E_{0\alpha'x} = 7780 \sqrt{2} = 11000 \text{ В};$$

$$I_{0x} \leq \frac{9500}{6 \cdot 314 \cdot 1,2} = 4,2 \text{ А};$$

$$E_{0\alpha'} = 0,955 \cdot 7780 \sqrt{2} \cdot \cos 26^\circ = 9500 \text{ В};$$

$$E_{0\alpha} = \frac{9500}{1,044} - 60 = 9000 \text{ В};$$

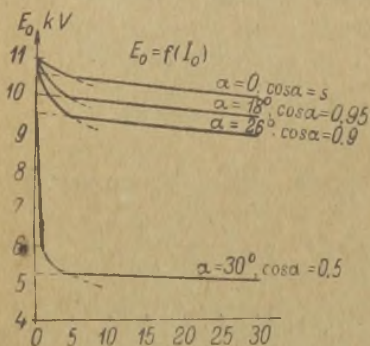
$$\alpha = 60^\circ: E_{0\alpha} = 7780 \sqrt{2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6} - 60^\circ\right) = 9530 \text{ V};$$

$$I_{0\alpha} = \frac{5250}{6 \cdot 314 \cdot 1,2} \cong 2,3 \text{ A};$$

$$E_{0\alpha} = 0,955 \cdot 7780 \sqrt{2} \cdot \cos 60^\circ = 5250 \text{ V};$$

$$E_{0\alpha} = \frac{5250}{1,044} - 60 = 4970 \text{ V}.$$

На фиг. 223-б все эти характеристики приведены.



Фиг. 223-б.

Проверка фильтра на телеграфную работу может быть сделана, если задаться током, потребляемым передатчиком от выпрямителя при „отжатом“ ключе. Мы поступим для этого следующим образом. Предполагая, что мы имеем дело с передатчиком, в котором применена сеточная модуляция, вычислим мощность, рассеиваемую на анодах, исходя из к. п. д. мощного каскада при телефонном режиме 0,35

$$P_{ан} = E_{01} \cdot I_{01} \cdot (1 - 0,35) = 165 \text{ kW},$$

Очевидно, что при режиме телеграфной работы мы могли бы допустить ток при отжатом ключе

$$I_0'' \leq \frac{165000}{9500} = 17,3 \text{ A}.$$

Попытаемся, однако, по экономическим соображениям, снизить это значение до половины, т. е. принять

$$I_0'' = 8 \text{ A}.$$

Меньшую величину нецелесообразно выбрать по той причине, что внешняя характеристика при токе $I_0 < 5 \text{ A}$ начинает круто возрастать, и мы имеем бы увеличение перенапряжений. Так как при телеграфной работе нет необходимости добиваться малого значения s , то мы предполагаем, что один из дросселей во время телеграфной работы замыкается накоротко, и общая индуктивность фильтра становится равной 0,6 генри.

По формулам (36) и (48) (гл. IV) имеем

$$R' = 10,3 + \frac{0,6 \cdot 10^6}{R_1 \cdot 60}; \quad R_1 = \frac{E_0''}{I_0''} \cong \frac{9500}{8} = 1100 \Omega;$$

$$R' = 10,3 + 8,4 \cong 19 \Omega \quad \alpha = \frac{19}{2 \cdot 0,6} = 15,8;$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{0,6 \cdot 60 \cdot 10^{-6}}} = 167; \quad \frac{\alpha T}{4} = \frac{15 \cdot 8 \cdot 2}{4} = 0,15;$$

$$E_0'' + (I_0 - I_0'') \sqrt{\frac{L}{C}} \varepsilon^{-\frac{\alpha T}{4}} \cong 9500 +$$

$$+ 18,3 \sqrt{\frac{0,6 \cdot 10^6}{60}} \cdot \varepsilon^{-0,15} = 11070 \text{ V};$$

$$11070 < 1,2 \cdot E_0'' = 11400.$$

Что касается „провала“ в форме, то он и по-прежнему будет ниже 20% согласно формуле (50) (гл. IV). В самом деле, для этой формулы имеем

$$\alpha = \frac{1}{2 \cdot 0,6} \left(10,3 + \frac{0,6 \cdot 10^6}{350 \cdot 60} \right) = \frac{1}{1,2} (10,3 + 28,6) = 32,5,$$

$$\frac{\alpha T}{4} \cong 0,305 \text{ и } 9500 - 18,3 \sqrt{\frac{0,6 \cdot 10^6}{60}} \cdot \varepsilon^{-0,305} =$$

$$= 9500 - 1350 = 8150 > \frac{9500}{1,2}.$$

Время разряда конденсатора до 1,1 E_0 по формуле (51) равно

$$\tau_2 = 1190 \cdot 60 \cdot 10^{-6} \ln \frac{11180}{10450} = 0,005''.$$

Далее, по формуле (52)

$$\tau = \frac{1,2}{120} = 0,01'', \text{ а } \tau_1 = \frac{\pi}{2 \cdot 167} \cong 0,009''.$$

Как видим, $\tau = 0,01'' < \tau_1 + \tau_2 = 0,014''$, т. е. время, занимаемое одной точкой, меньше, чем время полного нарастания и спада напряжения. Так как изменения напряжения невелики, то, очевидно, соблюсти условия

$$\tau > \tau_1 + \tau_2$$

не требуется. Если бы, однако, соблюсти его было необходимо, а дальнейшее увеличение I_0'' было нежелательно, то следовало бы пойти на уменьшение индуктивности сглаживающего фильтра.

Расчет фильтра для маломощных каскадов.

Будем исходить из того же коэффициента фильтрации $u = 4 \cdot 10^{-3}$ и $R_2 = \frac{9500}{3} \cong 3170 \text{ } \Omega$. Так как ранее найдено $r \cong 10,3 \text{ } \Omega$, что значительно меньше $R = 3170 \text{ } \Omega$, то в формулах для L_2 и C_2 будем принимать $\eta = 1$. Стоимость конденсатора емкостью в $1 \text{ } \mu\text{F}$ следует принять прежней, т. е. $k_1 = 200 \cdot 10^6 \text{ руб/Ф}$, ибо $E_0 = 9500 \text{ V}$. Стоимость дросселя будет меньше, а именно

$$k_2 = 10000 \frac{I_{02}^2}{I_{01}^2} = 125 \text{ руб./генри,}$$

поэтому

$$M_0 = \frac{1}{3170} \sqrt{\frac{200 \cdot 10^6}{125}} = 0,4.$$

Далее

$$L_2 = \frac{0,4 \cdot 3170}{6 \cdot 314 \cdot \sqrt{4 \cdot 10^{-3}}} = 10 \text{ генри;}$$

$$C_2 = \frac{10^6}{6 \cdot 314 \cdot 0,4 \cdot 3170 \sqrt{4 \cdot 10^{-3}}} = 6,6 \text{ } \mu\text{F}.$$

Так как при телеграфной и концертной телефонной работе ток I_{02} остается неизменным, то проверки на демодуляцию и на форму сигнала не требуется. Что же касается демодуляции при работе одной боковой полосой, то, определяя резонансную частоту вспомогательного фильтра, имеем

$$2\pi \cdot 10 < \frac{1}{\sqrt{10 \cdot 6,6 \cdot 10^{-6}}} = 123 \ll 1900,$$

т. е. вполне удовлетворительный результат.

Проверка на бросок тока при включении, а равно на коэффициент использования мощности и на устойчивую работу, не нужна, ибо относительная величина тока слишком мала по сравнению с полным током выпрямителя.

Внешняя характеристика рассчитываемой цепи, при выключенной главной цепи, т. е. когда $I_{01} = 0$, и при угле регулировки $\alpha = 18^\circ$, может быть построена по следующим точкам:

$$E'_{0_{ax}} = 11000 \text{ V}; E_{0_{ax}} = 10000 \text{ V}; I_{0_{ax}} \leq \frac{10000}{6 \cdot 314 \cdot 10} = 0,5 \text{ A.}$$

$$E_{0_{ax}} \cong \left[10000 : \left(1 + 0,044 \cdot \frac{3}{30} \right) - 2 \cdot 15 \right] \cong 9900 \text{ V.}$$

Разумеется, при $I_{01} = 27 \text{ A}$ эта характеристика перейдет практически в прямую, параллельную оси абсцисс.

В заключение отметим, что расчет главного фильтра следовало бы проверить еще на максимальное значение тока, проходящего через вентиль во время нажатия ключа, как показано на фиг. 123 гл. IV. Можно однако, полагать, что благодаря большому запасу I_{\max} в данном случае этой проверки не требуется.



ТАБЛИЦА ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

Схема	Форма выпрямленного напряжения	Ток в вентиле			Обратное напряжение $\frac{E_{обр}}{E_0}$	Трансформатор						Питающая сеть					
		Форма тока	$\frac{I}{I_0}$	$\frac{I_{об}}{I_0}$		$\frac{I_b}{I_0}$	Вторичная обмотка					Первичная обмотка	Сердечник	Форма тока	$\frac{P_\epsilon}{P_0}$		
							Форма тока	$\frac{P_2}{P_0}$	$\frac{I_2}{I_0}$	$\frac{E_2}{E_0}$	$\frac{E_{2\phi}}{E_0}$	$\frac{E}{E_0}$	Форма тока			$\frac{P_1}{P_0}$	$\frac{P_z}{P_0}$
			1,57	0,50	0,78	3,14		1,75	0,78	2,22	1,11	1,57		1,23	1,5		1,23
			1,21	0,33	0,59	2,10		1,5	0,59	1,48	0,85	1,21		1,24	1,37		1,24
			1,21	0,33	0,59	2,10		1,5	0,59	1,48	0,85	1,21		1,24	1,37		1,23
			1,05	0,17	0,41	2,10		1,82	0,41	1,48 1,28 0,74	0,74	1,05		1,05	1,44		1,05
			1,05	0,17	0,41	2,10		1,82	0,41	1,48 1,28 0,74	0,74	1,05		1,29	1,55		1,05
			0,6	0,17	0,29	2,4		1,5	0,29	1,70 1,48 0,85	0,85	1,21		1,05	1,29		1,05
			0,6	0,17	0,29	2,4		1,5	0,29	1,70 1,48 0,85	0,85	1,21		1,05	1,29		1,05
			1,05	0,33	0,58	1,05		1,5	0,58	1,17 0,74	0,43	0,61		1,05	1,28		1,05
			1,05	0,33	0,58	1,05		1,5	0,58	1,17 0,74	0,43	0,61		1,05	1,28		1,05
			1,05	0,17	0,41	2,10	$i_{O'-K}$ 	1,82	0,41	1,48 0,74	0,43	0,61		1,05	1,44		1,05
			1,05	0,17	0,41	2,10	$i_{O'-K}$ 	1,82	0,41	1,48 0,74	0,43	0,61		1,05	1,44		1,05
			1,57	0,5	0,78	1,57		1,23	1,11	1,11	—	1,57		1,23	1,23		1,23
			1,05	0,33	0,58	1,05		1,05	0,817	0,74	0,43	0,61		1,05	1,05		1,05
			1,05	0,33	0,58	1,05	i_{Λ} i_{ϕ} 	1,05	0,817 0,47	0,74	0,43	0,61		1,05	1,05		1,05
			1,05	0,33	0,58	1,05		1,05	0,817	0,74	0,43	0,61		1,05	1,05		1,05
			1,05	0,5	0,71	0,61 1,06		1,05	0,817	0,74	0,43	0,61		1,05	1,05		1,05
			1,05	0,5	0,71	0,61 1,05		1,05	0,817	0,74	0,43	0,61		1,05	1,05		1,05

Пер. 1 руб. 50 коп

BG Politechniki Śląskiej

nr inw.: 102 - 131933



Dyr.1 131933

Склады изданий издательства КУБУЧ:

Ленинград, вн. Гост. двора, пом. 52—54, тел. 584-32.

Москва, Центр, Петровка 15, маг. № 8, МОГИЗ'а
тел. № 167-05.