

М. А. СПИЦЫН

ВЫПРЯМИТЕЛИ



СВЯЗЬРАДИОИЗДАТ

1 9 3 8

ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ В КНИГЕ СПИЦЫНА „ВЫПРЯМИТЕЛИ“.

Ст.	Строка	Напечатано	Должно быть	По чьей вине
4	13 снизу	λ	γ	Типографии
24	5 и 6 св.	... как потенциал прикладываемого к аноду напряжения равен уравновешивающему его потенциалу нагрузки.	... как прикладываемое к аноду напряжение равно уравновешивающему его напряжению на нагрузке.	Автора
32	19 св.	a	b	Автора
39	Подпись под рис. 27	Кривая выпрямленного напряжения в схеме Вологодина.	Кривая выпрямленного напряжения в схеме Вологодина. Кривую результирующего выпрямленного напряжения необходимо сдвинуть вправо по времени на 30°	Автора
47	Ф-ла 32	$\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{m}\right) -$ $-\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right)$	$\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) -$ $-\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{m}\right)$	Автора
70	Ф-ла 66	$\alpha_0 L$	$\omega_0 L$	Изд-га
70	10 св.	$-\frac{L}{R + r - \alpha L}$	$-\frac{\omega_0 L}{R + r - \alpha L}$	Изд-ва
82	14 св.	$I_{med} = 0$	$I''_{med} = 0,5 I_{med}$	Автора
108	11 св.	$\underline{\underline{\leq}} 2 U_{med}$	$\underline{\underline{\leq}} 3 U_{med}$	Автора

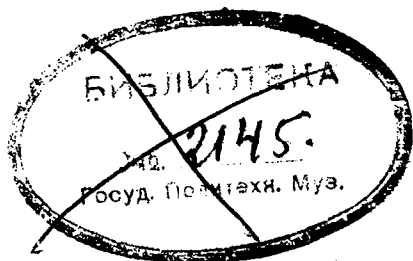
М. А. СПИЦЫН

621. 336

С-72

+

ВЫПРЯМИТЕЛИ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО ЛИТЕРАТУРЫ
ПО ВОПРОСАМ СВЯЗИ И РАДИО

МОСКВА 1938

93-1533

Рецензент П. А. Острьяков.

Редактор Б. С. Григорьев.

Техн. редактор М. А. Забелинский

Книга сдана в набор 15/II 1938 г. Подписана к печати 2/XII 1938 г. Инд. Р-12.
Тираж 6000 экз. Уполномоч. Главлита РСФСР № Б-47339. Заказ из-ва № 640. Бумага
60×92¹/₁₆. Печатн. листов 10,25. Знаков в 1 печ. листе 47000. Автор. лист. 10,68.

Днепропетровск, 7-я Полиграффабрика им. 25-летия ВКП(б). Заказ № 1435.

ОБОЗНАЧЕНИЯ

Латинский алфавит

- a — коэффициент пропорциональности
- b — коэффициент пропорциональности
- C — емкость
- D_m — коэффициент демодуляции
- i — мгновенное значение тока
- i_0 — мгновенное значение тока, идущего по вентилю
- i_{cm} — мгновенное значение тока стационарного режима
- I_n — мгновенное значение тока переходного режима
- I_{med} — среднее значение выпрямленного тока
- I_2 — эффективное значение тока вторичной обмотки трансформатора
- I_m — амплитуда тока
- I_1 — эффективное значение тока первичной обмотки трансформатора
- I_a — эффективное значение анодного тока вентиля
- I_2'' — эффективное значение выпрямленного тока
- $I_{2\ med}$ — среднее значение анодного тока
- I_{km} — амплитуда k -той гармоники выпрямленного тока
- I_{ms} — наибольшая амплитуда тока через выпрямитель
- I_s — ток насыщения
- e_k — напряжение короткого замыкания трансформатора
- e — мгновенное значение эдс
- e_L — эдс индуктивности
- E_m — амплитуда фазного напряжения
- E_2 — эффективное значение выпрямленного напряжения
- $E_{обр}$ — амплитуда обратного напряжения вентиля
- E_{km} — амплитуда k -той гармоники выпрямленного напряжения
- E_i — зажигающий (ионизационный) потенциал
- E_{tm} — амплитуда напряжения накала
- f — частота
- Φ — поток
- k_1 — коэффициент использования первичной обмотки трансформатора
- k_2 — коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора
- l — длина
- L — индуктивность
- m — число фаз
- M — коэффициент модуляции
- n — коэффициент трансформации
- N — число слов в минуту
- p — давление
- P_o — типовая мощность трансформатора

- P_{med} — мощность со стороны выпрямленного тока, исчисленная как произведение средних значений выпрямленного тока и напряжения
- P_1 — расчетная мощность первичной обмотки трансформатора
- P_2 — расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора
- $P_{\text{л}}$ — мощность питающего фидера в kVA
- P_f — мощность накала
- $P_{\text{м}}$ — потери в меди трансформатора
- r — активное сопротивление
- R — активное сопротивление
- R_i — внутреннее сопротивление вакуумного прибора
- s — коэффициент пульсации выпрямленного напряжения до фильтра
- s' — коэффициент пульсации выпрямленного напряжения после фильтра
- s_i — коэффициент пульсации выпрямленного тока
- S — крутизна характеристики
- t — время
- T — период, абсолютная температура
- u — мгновенное значение напряжения
- U_{med} — среднее значение выпрямленного напряжения
- U_2 — эффективное значение напряжения вторичной обмотки трансформатора
- U_1 — то же для первичной обмотки
- U_{Cm} — наибольшая амплитуда напряжения на конденсаторе фильтра
- U_g — напряжение сетки
- U_s — напряжение насыщения
- U_a — анодное напряжение
- v — объем
- w — число витков
- X_a — индуктивность рассеяния обмоток трансформатора, приведенная ко вторичной обмотке
- X_1 — то же, приведенная к первичной обмотке
- Z — полное сопротивление цепи переменному току

Греческий алфавит

- α — фактор затухания, угол запаздывания зажигания
- λ — угол перекрытия
- η — КПД
- ϑ — логарифмический декремент затухания
- θ — угол отсечки
- l — длина свободного пути электрона
- μ — коэффициент усиления
- ν — коэффициент фильтрации
- ξ — коэффициент мощности выпрямительной установки
- ρ — волновое сопротивление фильтра
- ψ — функция
- φ — угол сдвига по фазе
- ω — круговая частота
- ω_0 — собственная круговая частота фильтра

ВВЕДЕНИЕ

Все радиоустройства для питания анодов ламп, их комплекующих, как известно, требуют источников постоянного тока. Последними могут служить аккумуляторные батареи, динамомашины постоянного тока, одноякорные преобразователи, или нашедшие в последнее время наибольшее распространение электрические выпрямители переменного тока.

Несомненным преимуществом аккумуляторных батарей является полное отсутствие пульсаций в напряжении, что чрезвычайно важно с точки зрения помех при питании анодов ламп, и малое внутреннее падение напряжения. Однако, эти безусловные качества сводятся на нет громоздкостью, дороговизной и весьма существенными эксплуатационными неудобствами, связанными с необходимостью периодического заряда батарей и тщательным уходом за электролитом.

Поэтому аккумуляторы в настоящее время применяются исключительно только для питания некоторых приемных радиоустройств и маломощных усилителей низкой частоты.

Генераторы постоянного тока нашли широкое применение лишь в области питания накала мощных ламп радиоустройств. Кроме того, маломощные, портативные радиопередатчики также иногда укомплектовываются специальными машинами постоянного тока как для питания накала, так и анода ламп. Обычно мощность этих машин не превышает немногих сотен ватт и они снабжаются двумя коллекторами—низковольтным и высоковольтным, так что один и тот же генератор выполняет сразу две функции.

В связи с значительными затруднениями в изготовлении высоковольтных коллекторных машин постоянного тока последние не имеют большого применения для питания анодов ламп радиопередатчиков средних и больших мощностей.

Наибольшее распространение для питания радиоустройств в настоящее время нашли электрические выпрямители переменного тока.

Они представляют собой статические аппараты, обладающие весьма высоким кпд и большой надежностью в работе.

При помощи электрических выпрямителей без затруднений решаются вопросы получения весьма высоких выпрямленных напряжений до 50 киловольт при значениях силы тока в несколько сот ампер. С другой стороны, электрические выпрямители также

могут быть легко построены и на низкие напряжения при токах, исчисляемых многими тысячами ампер. Таким образом, при помощи выпрямителей перекрывается весь диапазон потребных для радиоустройств мощностей и напряжений.

К недостаткам выпрямителей следует отнести пульсацию выпрямленного напряжения. Уменьшение пульсации достигается с помощью электрических фильтров, являющихся, таким образом, обязательным элементом выпрямительного устройства.

ГЛАВА I

ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

1. Принцип выпрямления тока

Если к обычной электрической цепи, состоящей из каким бы то ни было образом включенных активного сопротивления, индуктивности и емкости, приложить переменное синусоидальное напряжение, то, как известно, в установившемся режиме по этой цепи пойдет переменный же ток. Форма тока может отличаться от синусоиды, ток может быть даже несимметричным по отношению к оси времени, но во всех случаях площади положительной и отрицательной полуволн тока всегда равны друг другу.

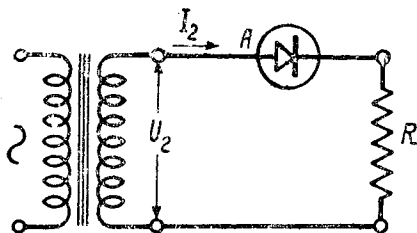


Рис. 1. Принципиальная схема электрической цепи с вентилем.

Таким образом, для получения эффекта выпрямления переменного тока, т. е. для создания таких условий, когда при наличии переменного напряжения, приложенного к цепи, ток по ней может идти только в одном направлении, приходится вводить в эту цепь какой-то новый элемент, обладающий так называемой униполярной проводимостью.

Такой элемент носит общее название „вентиль“ и может быть как механическим, так и чисто электрическим.

Принципиальная схема электрической цепи с вентилем представлена на рис. 1.

Во время положительного потенциала на зажиме А идеального вентиля последний пропускает через себя ток, который проходит через полезную нагрузку, изображенную на схеме в виде реостата R . При этом внутреннее сопротивление вентиля весьма мало. Наоборот, при приложении отрицательного потенциала к зажиму А вентиля последний становится не проводящим, и никакого тока по цепи не идет вовсе. В этом и заключается принцип выпрямления переменного тока.

2. Однофазное и многофазное выпрямление

При питании цепи с вентилем от обычного трансформатора переменного тока с синусоидальной эдс согласно схеме рис. 1 по сопротивлению R будет идти „пульсирующий“, прерывистый ток одного направления, как это ясно из рис. 2.

Совершенно очевидно, что такой ток мало пригоден для технических целей, почему обычно схема „однополупериодного“, однофазного выпрямления практически никогда не применяется.

Для того, чтобы обеспечить беспрерывное протекание тока по полезной нагрузке, приходится вместо одного вентиля применять несколько, работающих параллельно, причем напряжение каждого последующего вентиля сдвинуто по фазе по отношению к напряжению предыдущего вентиля на определенный угол. Это позволяет осуществить нор-

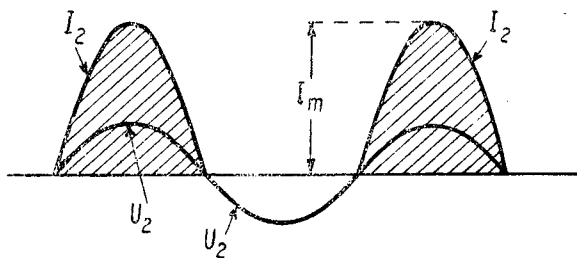


Рис. 2. Форма кривой выпрямленного тока при однофазном выпрямлении.

мальные многофазные схемы выпрямления с пульсирующим по форме, но непрерывным по времени выпрямленным током.

При параллельном, многофазном питании выпрямителей, в любой момент времени будет пропускать через себя ток только тот из вентилях, к которому приложен наибольший положи-

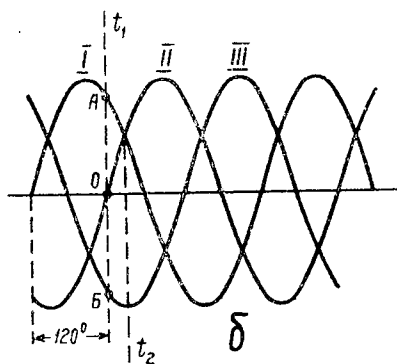
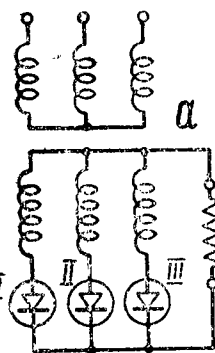


Рис. 3. Трехфазная схема выпрямления переменного тока.

тельный потенциал. Все же остальные вентили в это время оказываются без тока. Это положение совершенно очевидно из рассмотрения рис. 3, где представлена нормальная трехфазная схема выпрямления.

Как известно, в трехфазной симметричной системе фазные напряжения сдвинуты друг относительно друга на 120 электрических градусов. Эти напряжения изображены в виде синусоид на рис. 3б. В момент, соответствующий времени t_1 , ток будет проходить только по вентилю I, так как на этом вентиле мгновен-

ное значение напряжения равно OA и положительно, тогда как на вентиле III оно равно OB и отрицательно, а на вентиле II оно равно нулю. По первому из

вентилей ток будет идти до тех пор, пока на следующем по порядку вентиле II напряжение не перейдет в область положительных величин и не станет по абсолютной величине больше, чем напряжение вентиле I . Это произойдет в момент, соответствующий

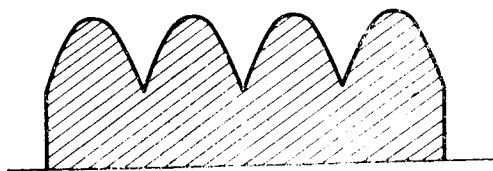


Рис. 4. Форма кривой выпрямленного тока при трехфазном выпрямлении.

точке t_2 , рис. 3б, когда напряжения 1-й и 2-й фаз равны друг другу. В дальнейшем всю нагрузку берет на себя вентиль II и т. д.

При многофазном выпрямлении результирующий выпрямленный ток, таким образом, оказывается непрерывным, но пульсирующим, как это указано на рис. 4. Совершенно очевидно, что чем большее число фаз применять при выпрямлении, тем меньше становятся пульсации выпрямленного напряжения и тока. Это наглядно видно из рис. 5.

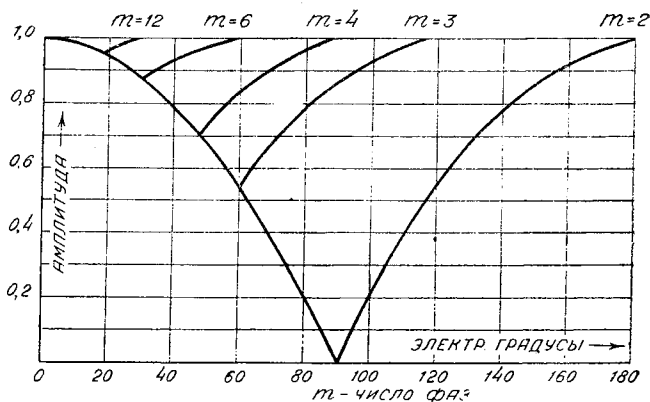


Рис. 5. Зависимость формы кривой выпрямленного напряжения от числа фаз.

3. Однотактное и двухтактное выпрямление

Помимо применения многофазности, непрерывность выпрямленного тока может быть достигнута и иными методами. Одним из таких методов служат специальные схемы включения самих вентилях или введение в схему выпрямления добавочных элементов, например, конденсаторов.

На рис. 6 приведена схема, носящая название схемы Грета и позволяющая при нормальном однофазном трансформаторе использовать для выпрямления обе полувольты переменного напряжения.

Здесь применено 4 электрических вентиля, два из которых проводят ток при наличии положительного потенциала на зажиме A трансформатора, а два другие при наличии его на зажиме B .

Действительно, в первом случае от точки A ток может идти по вентилю 1 , полезному сопротивлению R и далее по вентилю 4

к зажиму *Б*. Через вентиль *2* ток не пойдет, так как его сопротивление для тока данного направления бесконечно велико. По вентилю *3* ток также не пойдет в связи с тем, что один из электродов последнего имеет потенциал точки *А*, откуда ток выходит.

Наоборот, во втором случае, когда положительный потенциал приобретает зажим *Б* трансформатора, ток может пройти только по вентильям *2* и *3*. Таким образом, для выпрямления используются обе полуволны переменного напряжения.

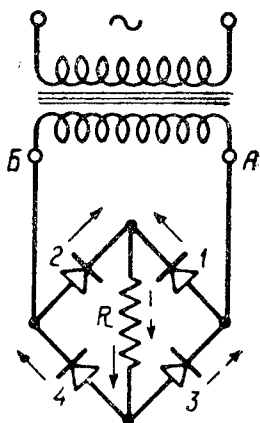
Такое выпрямление носит название „двухтактного“ в отличие от обычного ранее нами рассмотренного „однотактного“ выпрямления. Схемы двухтактного выпрямления могут быть как однофазными, так и многофазными.

4. Способы выпрямления переменного тока и классификация выпрямителей

Как было указано выше, вентили, применяемые для выпрямления переменного тока, могут быть как механическими, так и чисто электрическими. Последние в свою очередь делятся на твердые, жидкие, вакуумные и газовые.

Механическое выпрямление переменного тока производится обычно синхронным разрывом цепи в тот момент, когда напряжение переходит

Рис. 6. Схема выпрямления переменного тока, предложенная Грецем.



через нулевое значение из области положительных в область отрицательных величин. В простейшем виде однофазный механический выпрямитель можно себе представить состоящим из диска, вращаемого синхронным мотором, делающим 3000 об/мин. На этом диске, сделанном из изоляционного материала, укрепляется токопроводящий сегмент, занимающий по длине половину окружности, как это указано на рис. 7. К диску прижимается укрепленная на траверсе неподвижная щетка.

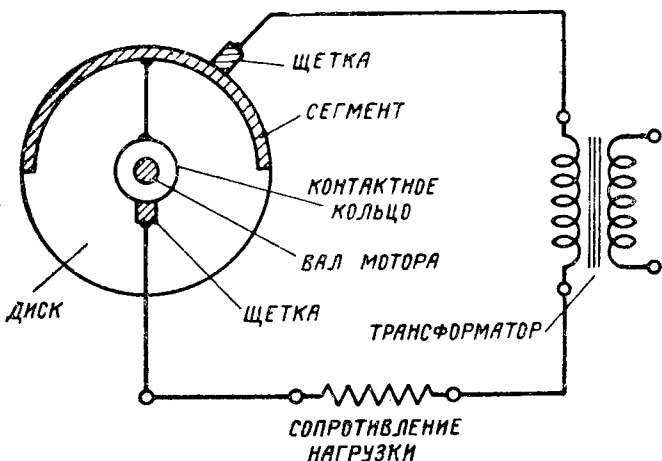


Рис. 7. Схематическое изображение механического выпрямителя.

К диску прижимается укрепленная на траверсе неподвижная щетка.

Положение последней путем поворота траверсы подбирается таким, при котором начало электрического контакта сегмента со щеткой совпадает с нулевым значением переменного напряжения. Таким образом, в течение одного полупериода по цепи может проходить ток, а на время второго полупериода цепь механически разрывается. Благодаря применению синхронного мотора замыкания и разрывы цепи следуют друг за другом в полном соответствии с изменением направления переменного тока, почему система и действует в качестве выпрямителя.

Электрические вакуумные и газовые выпрямители обычно состоят из баллона, откуда откачан воздух до минимального, технически возможного разрежения. Внутри баллона размещаются два электрода: анод и катод. В большинстве случаев катод накаливается до высокой температуры и является источником носителей тока — электронов. Если к электродам такого прибора приложить переменное напряжение, то при наличии на холодном аноде положительного потенциала последний будет притягивать к аноду испускаемые катодом отрицательно заряженные электроны и прохождение тока будет иметь место. Изменение полярности анода влечет за собой отталкивание электронов, а следовательно, и отсутствие проводимости между электродами.

Графическое изображение электрического вентиля соответствует указанному на рис. 1, причем анод изображается в виде треугольника.

Твердые вентили, к которым относятся, например, купроксные и селеновые выпрямители, в качестве анода имеют так называемый полупроводник, а в качестве катода какой-либо металл.

Принцип действия твердых выпрямителей будет изложен более подробно в особой главе, сейчас же можно упомянуть, что сочетание полупроводника с проводником в некоторых случаях дает эффект униполярной проводимости.

Жидкие вентили состоят из двух металлических электродов и какого-либо электролита. Один из электродов, обычно внешний, может быть сделан из любого металла и является анодом, а второй, внутренний, будучи катодом, в сочетании с электролитом должен обеспечивать униполярную проводимость системы. Чаще всего встречаются алюминиевые и танталовые электролитические выпрямители. Нормальная форма выполнения жидкого выпрямителя—это цилиндрическая металлическая чашка, куда налит электролит, с укрепленным в центре цилиндрическим же стержнем. Сама чашка служит одним электродом, а стержень вторым.

5. Требования, предъявляемые к электрическому вентилю

К любому электрическому вентилю предъявляется три основных требования. Первое из них заключается в том, чтобы вентиль обладал весьма малым падением напряжения между электродами при прохождении по нему прямого тока, являющегося током полезной нагрузки. Это условие обязательно должно быть со-

блюдено, в особенности в мощных выпрямительных устройствах, с точки зрения экономики, так как клапан с малым падением напряжения будет иметь высокий КПД.

Вторым требованием является отсутствие в клапане тока при наличии на его электродах напряжения такой полярности, при которой внутреннее сопротивление клапана для прохождения тока должно быть бесконечно большим.

Это требование в вышеприведенной редакции может быть выполнено полностью только „идеальным“ электрическим клапаном. У реальных выпрямителей обратная проводимость не равна нулю и их внутреннее сопротивление для прохождения тока обратного направления не равно бесконечности.

Реальный электрический клапан будет тем лучше, чем больше будет отношение прямого тока к обратному.

Обычно это отношение, носящее название коэффициента выпрямления, у нормальных выпрямителей колеблется в пределах 10^3 — 10^4 .

Третье требование заключается в том, что клапан не должен терять своей униполярной проводимости при наличии на его электродах обратного напряжения, величина которого определяется условиями работы.

Иначе говоря, при нормальной работе клапана в то время, когда полярность напряжения электродов такова, что прохождение тока не должно иметь места, или, как принято говорить, когда к клапану приложено обратное напряжение, диэлектрическая прочность его должна быть весьма высока и возможные пробой электрического характера не должны возникать вообще.

Соблюдение этого условия весьма существенно, так как оно характеризует надежность работы клапана.

6. Полярность электрического клапана

При рассмотрении процесса выпрямления нами было установлено, что электрический клапан пропускает через себя ток в том случае, когда к его аноду приложен положительный потенциал. При этом ток как бы выходит из катода и идет по нагрузочному сопротивлению к зажиму обмотки трансформатора.

Согласно такому представлению катод выпрямителя должен являться „плюсом“, а зажим трансформатора, не соединенный с анодом, — „минусом“.

7. Характер нагрузки выпрямительных устройств на радиопередатчик

Любое радиоустройство, будь то передатчик или приемник, ставит перед источниками питания целый ряд специфических требований.

Одним из основных условий является необходимость подводить к радиоустройствам постоянное напряжение, свободное от каких бы то ни было пульсаций. Это требование диктуется необходимостью работы любого радиоустройства без шумов и фона и

может быть выполнено только при условии тщательной фильтрации выпрямленного напряжения помощью электрических фильтров, состоящих из совокупности дроссельных катушек и емкостей.

С другой стороны, в большинстве случаев не представляется возможным считать нагрузку выпрямителя постоянной. Так например, в телеграфном передатчике нагрузка импульсообразно в такт с работой ключа меняется от нуля до максимума. Это обстоятельство выдвигает требование стабильности питающего напряжения при резких изменениях нагрузки, для чего элементы электрического фильтра должны быть соответствующим образом подобраны.

В телефонных радиопередатчиках с точки зрения качественного воспроизведения речи и музыки необходимо считаться с так называемой „демодуляцией“, т. е. явлением, когда рост тока вызывает недопустимое падение подводимого напряжения и наоборот, причем эти колебания напряжения происходят в такт с изменением тока.

Таким образом, наличие специально рассчитанного электрического фильтра является непременным для всякого выпрямительного устройства, работающего на радиопередатчик.

ГЛАВА II

ОБЩАЯ ТЕОРИЯ ВЫПРЯМЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

1. Выпрямление однофазного тока

С теоретической точки зрения для всякого выпрямительного устройства должны быть определены следующие основные величины:

1. Постоянные составляющие выпрямленного напряжения и тока. Эти величины являются средними значениями пульсирующих напряжения и тока, имеющих место на полезной нагрузке, и измеряются приборами постоянного тока типа Депре.

2. Эффективные значения пульсирующих выпрямленного напряжения и тока, которые измеряются тепловыми или электродинамическими приборами.

3. Переменные составляющие выпрямленного напряжения и тока.

4. Среднее и эффективное значения тока, проходящего по вентилю и вторичной обмотке трансформатора.

5. Амплитудное значение того же тока.

6. Эффективное значение тока, проходящего по первичной обмотке трансформатора.

7. Амплитудное значение обратного напряжения, прикладываемого к вентилю.

Действительно, аналитические выражения для постоянных составляющих напряжения и тока необходимо знать, так как они

являются исходными при расчете всего выпрямительного устройства.

Определение переменной составляющей напряжения необходимо для правильного расчета электрического фильтра.

Среднее значение тока, проходящего по аноду выпрямителя (для некоторых типов), характеризует работу последнего со стороны потерь в нем. Знание эффективного значения того же тока необходимо для расчета вторичной обмотки трансформатора, а амплитудное его значение важно знать потому, что некоторые типы вентилях в силу своих электрических свойств не в состоянии пропустить через себя тока, большего некоторой определенной величины.

Амплитудное значение обратного напряжения дает указание на то, какова должна быть диэлектрическая прочность вентиля, а эффективное значение тока первичной обмотки трансформатора необходимо знать для правильного ее расчета.

Определение эффективных значений пульсирующих выпрямленного напряжения и тока при расчетах выпрямителей, работающих на фильтр, не представляет необходимости, но оно нужно при выводе формул.

Таким образом, на основании цифровых данных о вышеуказанных величинах выпрямительное устройство может быть охарактеризовано со всех сторон.

Определим все эти величины для простейшего однофазного, однополупериодного выпрямителя (рис. 1), считая, что падение напряжения в самом выпрямителе и трансформаторе отсутствует, что трансформатор дает чисто синусоидальное напряжение и что нагрузка выпрямителя чисто активна.

Из рис. 2 следует, что в этом случае выпрямленное напряжение, аналогично выпрямленному току, изменяется по прерывистой кривой с интервалом между двумя соседними синусоидальными импульсами в полпериода. Среднее значение такой кривой, т. е. выпрямленное напряжение, найдется путем интегрирования в пределах от 0 до π при делении результата на 2π . Таким образом,

$$U_{\text{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} E_m \sin x \, dx = \frac{E_m}{\pi}, \quad (1)$$

где E_m — амплитуда напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Переходя к эффективному значению вторичного напряжения, можно написать

$$U_{\text{med}} = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi} = 0,45 U_2. \quad (2)$$

Так как нагрузка в разбираемом случае чисто активная, то постоянная составляющая тока определится из выражения

$$I_{\text{med}} = \frac{0,45 U_2}{R}, \quad (3)$$

где R величина активного сопротивления.

Эффективное значение выпрямленного напряжения определится путем интегрирования квадрата нашей синусоидальной функции в пределах от 0 до π при делении полученного результата на 2π и извлечении из всего выражения квадратного корня, т. е.

$$E_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} E_m^2 \sin^2 x dx} = \frac{E_m}{2} = \frac{U_2}{\sqrt{2}}. \quad (4)$$

В соответствии с этим эффективное значение выпрямленного тока будет

$$I_2 = \frac{U_2}{\sqrt{2} R} = 1,57 I_{\text{мед}}. \quad (5)$$

Так как при однополупериодном однофазном выпрямлении среднее и эффективное значения выпрямленного тока одновременно являются соответственно средним и эффективным значениями тока, идущего по вентилю и вторичной обмотке трансформатора, то последние две величины в разбираемом случае отдельно определению не подлежат.

Амплитудное значение выпрямленного тока

$$I_m = \frac{E_m}{R} = \pi I_{\text{мед}}. \quad (6)$$

Что касается переменной составляющей выпрямленного напряжения, то она может быть найдена путем разложения пульсирующей кривой в ряд Фурье.

Для кривой напряжения, получающейся после однофазного однополупериодного выпрямления при условии синусоидальности выпрямляемой эдс, имеет место разложение в ряд, характеризующееся следующим выражением:

$$e = 0,318 E_m + 0,5 E_m \sin(\omega t + \varphi_1) + 0,212 E_m \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots \quad (7)$$

Как видно, эта кривая помимо постоянной составляющей имеет в себе как четные, так и нечетные гармоники.

Обратное напряжение, на которое должен быть рассчитан выпрямитель, в случае однофазного выпрямления при чисто активной нагрузке будет, очевидно, равно амплитуде напряжения трансформатора, т. е. E_m .

Переходим к определению формы кривой и значению тока, протекающего по первичной обмотке трансформатора, для чего докажем, что этот ток является чисто переменным и что он не может содержать в себе постоянной составляющей.

Если через e_1 обозначить мгновенное значение первичного синусоидального напряжения, через i_1 — мгновенное значение первичного тока, через w_1 — число витков первичной обмотки, через Φ — мгновенное значение переменного потока сердечника транс-

форматора и через r_1 — сопротивление его обмотки, то на основании 2-го закона Кирхгофа можно написать следующее дифференциальное уравнение электродвижущих сил

$$e_1 = w_1 \frac{d\Phi}{dt} + i_1 r_1 = E_m \sin \omega t$$

или

$$w_1 d\Phi + i_1 r_1 dt = E_m \sin \omega t dt.$$

Проинтегрировав это уравнение почленно за период, получим

$$w_1 \int_0^T d\Phi + r_1 \int_0^T i_1 dt = E_m \int_0^T \sin \omega t dt. \quad (8)$$

Так как поток и эдс чисто переменны, то первый интеграл левой части ур-ния (8) и вся правая часть того же уравнения равны нулю. Таким образом,

$$r_1 \int_0^T i_1 dt = 0. \quad (9)$$

Сопротивление обмотки r_1 всегда является конечной величиной, поэтому

$$\int_0^T i_1 dt = 0,$$

что может быть только при чисто переменном первичном токе, который может и не быть чисто синусоидальным.

Как известно, вторичный пульсирующий ток может быть разложен в ряд Фурье по формуле

$$i_2 = I_{med} + I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + I_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots$$

Так как по вышеуказанному первичный ток не может содержать в себе постоянной составляющей и знак его противоположен знаку вторичного тока, то при коэффициенте трансформации, равном единице, и при пренебрежении током намагничения, он будет равен

$$i_1 = -(i_2 - I_{med}) = -[I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + I_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots].$$

Совершенно очевидно, что для выполнения этого условия форма кривой первичного тока должна быть идентична кривой вторичного тока. Соблюдение необходимости отсутствия постоянной составляющей можно получить, если нулевую линию вторичного тока переместить вверх на величину I_{med} , что и представлено на рис. 8.

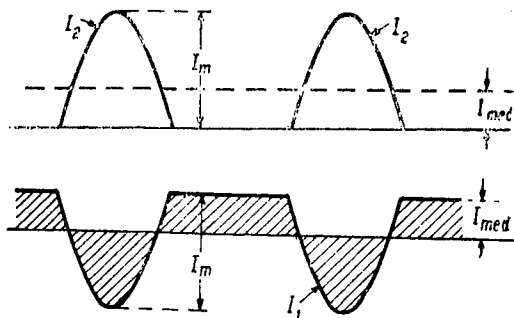


Рис. 8. Форма кривой тока в первичной обмотке трансформатора, работающего на выпрямитель.

Как видно, первичный ток идет в течение всего периода, но форма кривой его далека от синусоиды.

Эффективное значение первичного тока при коэффициенте трансформации, равном единице, и пренебрежении током намагничивания будет равно

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 dx} = 1,21 I_{\text{мед}}. \quad (10)$$

Если нагрузка однофазного выпрямителя не является чисто активной, то вышеприведенные формулы не будут точны.

Рассмотрим влияние на процесс выпрямления дроссельной катушки, включенной последовательно с полезной нагрузкой согласно рис. 9.

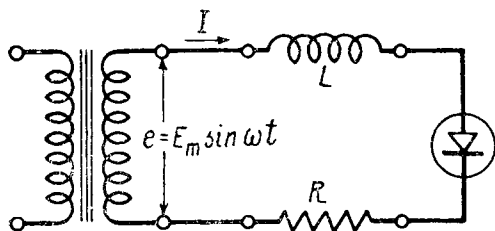


Рис. 9. Схема однофазного выпрямителя, работающего на нагрузку, состоящую из активного сопротивления и индуктивности.

Пусть к рассматриваемой цепи приложена синусоидальная эдс

$$e = E_m \sin \omega t.$$

Введенный в цепь электрический вентиль можно рассматривать как синхронный включатель, который в момент наличия эдс нужной полярности, что имеет место каждые пол-

периода, включает цепь на напряжение.

Таким образом, каждое такое включение будет сопровождаться неустановившимся режимом.

Из общей теории переменного тока известно, что при включении цепи, содержащей R и L , выражение для тока имеет вид

$$i = I_m \left[\sin(\omega t - \varphi) + \sin \varphi e^{-\frac{R}{L}t} \right]. \quad (11)$$

Здесь

$$I_m = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad \text{и} \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L}{R}.$$

Это выражение может быть применено в разбираемом случае и оно действительно от $i = 0$ за весь промежуток времени, пока $i > 0$.

Если, взяв конкретные значения L и R , построить согласно ур-нию (11) кривую тока, текущего по цепи, то, как это видно из рис. 10, продолжительность прохождения тока оказывается большей, чем продолжительность полупериода, и некоторое время при наличии на аноде вентиля отрицательного напряжения трансформатора ток по нему продолжает идти.

В этом явлении нет ничего удивительного, так как ток поддерживается за счет противо-эдс дросселя, направление которой

противоположно направлению приложенной к цепи эдс, а величина на некотором промежутке времени больше величины последней.

Таким образом, включение в цепь однофазного выпрямителя индуктивности вызывает увеличение продолжительности протекания тока.

Поскольку в выражении (11) амплитудное значение тока зависит от ωL , то с совершенной очевидностью можно сказать, что при увеличении ωL , I_m будет уменьшаться, а с ним станет меньше и постоянная составляющая.

Если

$$\omega L \gg R,$$

то

$$\sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \cong \omega L; \quad \varphi \cong \frac{\pi}{2}; \quad e^{-\frac{R}{L}t} \cong 1$$

и выражение (11) превращается в

$$i = \frac{E_m}{\omega L} [1 - \cos \omega t]. \quad (12)$$

Как видно, здесь постоянная составляющая тока, выражаемая первым слагаемым уравнения (12), и амплитуда переменной составляющей его равны друг другу, а абсолютные значения их при весьма больших величинах индуктивности дросселя ничтожно малы.

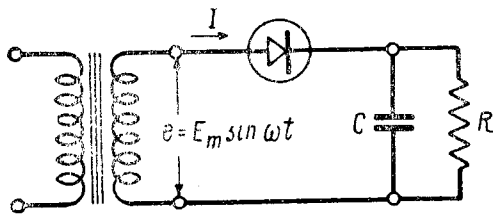


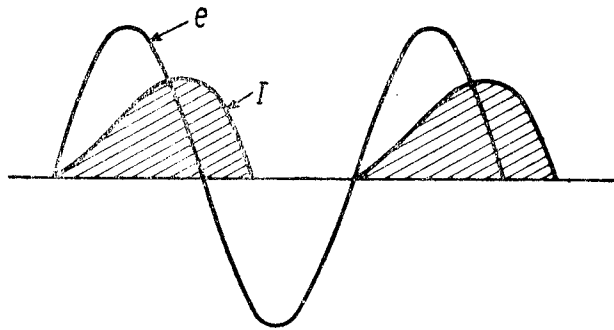
Рис. 11. Схема однофазного выпрямителя, работающего на активное сопротивление, зашунтированное емкостью.

Влияние емкости, приключенной параллельно полезной нагрузке (рис. 11) в цепи однополупериодного выпрямителя, носит совершенно иной характер.

Рассмотрим сначала случай, когда величина сопротивления внешней нагрузки равна бесконечности.

Если к цепи, состоящей из последовательно включенных выпрямителя и конденсатора, приложить синусоидальное напряжение, то в первый момент через вентиль пойдет весьма большой ток, который зарядит конденсатор до амплитудного значения переменного напряжения. В дальнейшем никакого тока по цепи

Рис. 10. Форма кривой выпрямленного тока при работе однофазного выпрямителя по схеме рис. 9.



итти не будет. Так как заряд конденсатора заканчивается при максимальном значении прикладываемого напряжения, то и продолжительность протекания по вентилю зарядного тока будет не более $\frac{1}{4}$ периода.

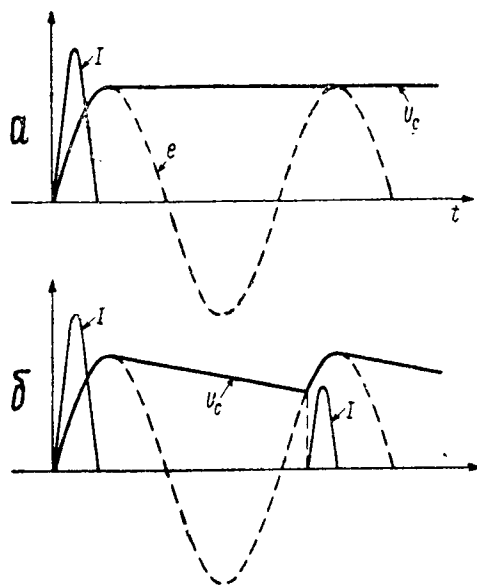


Рис. 12. Напряжение на конденсаторе и ток вентиля при работе его на емкостную нагрузку.

цепи однофазного однополупериодного выпрямителя уменьшает время прохождения тока по вентилю и увеличивает его постоянную составляющую на полезной нагрузке, т. е. действует совершенно противоположно последовательному включению в цепь дроссельной катушки.

Включение параллельно полезной нагрузке выпрямителя конденсатора значительной емкости сильно сказывается также на величине обратного напряжения, прилагаемого к вентилю.

Действительно, если считать, что конденсатор заряжается до амплитуды переменного напряжения и поддерживает во время работы это напряжение неизменным, то совершенно очевидно, что при наличии обратного напряжения, последнее, будучи по знаку противоположно напряжению конденсатора, складывается с ним, и получаемое, таким образом, суммарное напряжение прикладывается к вентилю, как это видно из рис. 13.

Этот процесс наглядно представлен осциллограммами рис. 12а.

При $R \neq \infty$ вначале ток вентиля опять пойдет целиком на заряд конденсатора, причем время прохождения тока также будет менее полупериода, а затем уже конденсатор начнет разряжаться через сопротивление. Этот процесс иллюстрируется осциллограммой рис. 12б.

Как видно, при наличии конденсатора пульсации выпрямленного напряжения уменьшаются, значение его постоянной составляющей становится больше, а следовательно, и величина постоянного тока, текущего по нагрузке, увеличивается.

Таким образом, можно утверждать, что включение конденсатора параллельно нагрузке в цепи однофазного однополупериодного выпрямителя уменьшает время прохождения тока по вентилю и увеличивает его постоянную составляющую на полезной нагрузке, т. е. действует совершенно

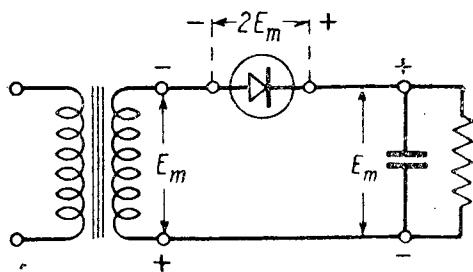


Рис. 13. Схема однофазного вентиля, работающего на емкость, поясняющая увеличение обратного напряжения.

В разбираемом случае максимальное значение обратного напряжения, на которое должен быть рассчитан клапан, будет равно удвоенной амплитуде переменного напряжения.

2. Однофазное выпрямление с использованием обоих полупериодов переменного напряжения

Если однофазный трансформатор снабдить вторичной обмоткой, у которой имеется вывод средней точки, то можно получить выпрямитель, в котором будут использованы обе полуволны переменного напряжения.

Схема такого выпрямителя и соответствующие ей кривые тока представлены на рис. 14.

Предположим, что в какой-то момент времени левый зажим трансформатора имеет положительный потенциал. Тогда ток мо-

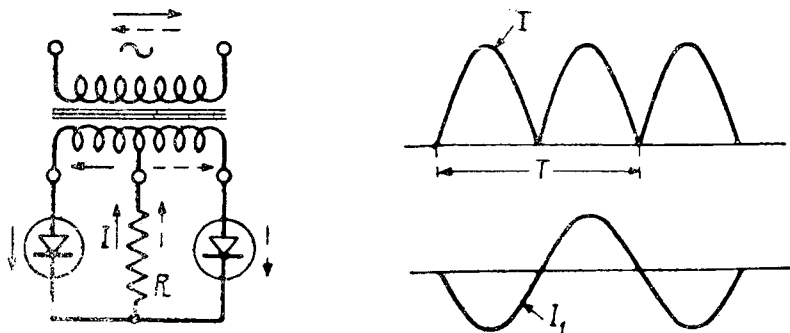


Рис. 14. Схема двухполупериодного выпрямителя и кривые изменения токов.

жет пройти по левому вентилю через полезную нагрузку R к средней точке трансформатора. По правому вентилю в этот момент ток не пойдет, так как потенциал его анода по отношению к катоду отрицателен. При изменении знака напряжения вторичной обмотки трансформатора правый зажим его становится положительным, а левый отрицательным. Теперь уже правый вентиль будет проводить ток, а левый оказывается без тока.

Таким образом, в такт с изменением полярности напряжения будут работать поочередно то правый, то левый вентили.

Продолжительность протекания по ним тока будет равна полупериоду частоты сети, питающей устройство, а через полезную нагрузку будет идти ток, пульсирующий от амплитуды до нуля, но не имеющий перерывов (рис. 14).

Что касается первичного тока трансформатора, то, как это не трудно сообразить, при пренебрежении током намагничивания он будет чисто синусоидальным.

Действительно, в течение первого полупериода, когда ток проходит по левому вентилю, в связи с необходимостью иметь в любой момент времени равенство первичных и вторичных ампервитков, первичный ток должен быть по форме аналогичным

вторичному току, но противоположным ему по знаку. При перебросе вторичного тока на правый вентиль в течение второй половины периода направление этого тока по отношению к первичной обмотке противоположно тому, которое имело место в течение первого полупериода, что вызывает соответственно и изменение направления тока в первичной обмотке (см. сплошные и пунктирные стрелки на рис. 14).

Поскольку основные соотношения между токами и напряжениями выпрямительного устройства поддаются для многофазных схем в некоторой своей части определению при помощи общих формул, а однофазный выпрямитель с использованием обоих полупериодов можно рассматривать как двухфазный со сдвигом между фазными напряжениями в 180° , то отдельно для рассматриваемого выпрямителя этих соотношений выводить не будем.

3. Основные соотношения между токами и напряжениями в нормальных многофазных параллельных схемах выпрямителей

При выводе основных соотношений между токами и напряжениями в нормальных многофазных параллельных схемах выпрямителей (см. § 2 гл. 1) будем считать, что 1) нагрузка со стороны

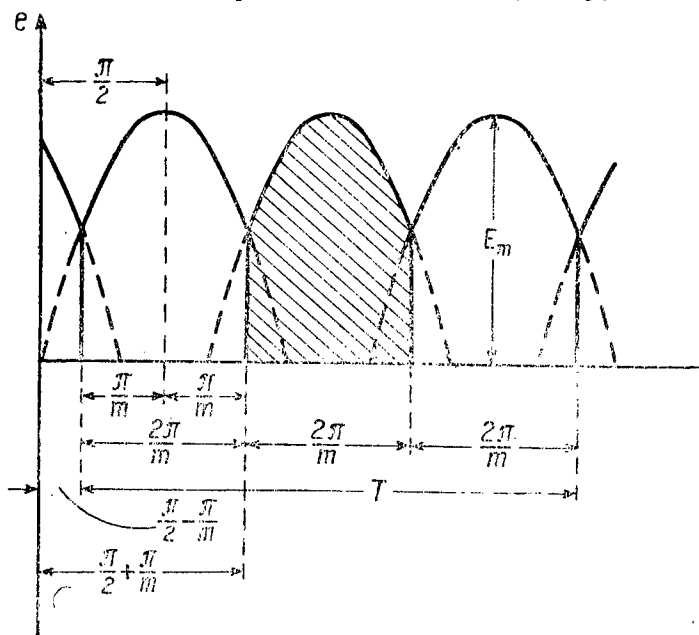


Рис. 15. Кривая выпрямленного напряжения m -фазного выпрямителя.

выпрямленного тока чисто активна, 2) трансформатор и выпрямитель не имеют внутреннего падения напряжения как активного, так и реактивного характера и 3) питающее напряжение чисто синусоидально.

Первой задачей является определение постоянной составляющей выпрямленного напряжения m -фазного выпрямителя.

Из рассмотрения рис. 15 видно, что пульсирующее напряжение как бы складывается из ряда импульсов продолжительностью $\frac{2\pi}{m}$ с синусоидальным законом изменения. В течение периода имеет место m таких импульсов, почему основная частота пульсации напряжения в m раз больше частоты питания. Среднее значение такого выпрямленного напряжения может быть найдено из формулы

$$U_{\text{med}} = \frac{m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}} E_m \sin x dx = E_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} = U_2 \sqrt{2} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}, \quad (13)$$

где E_m — амплитуда фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Согласно этой формуле составлена табл. 1, дающая отношение между постоянной составляющей выпрямленного напряжения и эффективным значением фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора U_2 в зависимости от числа фаз.

Эффективное значение выпрямленного напряжения будет равно

Таблица 1

Число фаз m	Отношение U_{med}/U_2
2 ¹⁾	0,9
3	1,17
4	1,27
6	1,35
12	1,39
∞	1,41

$$E_2 = \sqrt{\frac{m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}} E_m^2 \sin^2 x dx} = \frac{E_m}{2} \sqrt{\frac{m}{\pi} \left(\sin \frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{m} \right)}. \quad (14)$$

Так как в течение периода каждый анод выпрямителя пропускает через себя один импульс тока продолжительностью $\frac{2\pi}{m}$ (см. заштрихованную площадь на рис. 15), то эффективное значение тока анода или, что то же, тока, протекающего по вторичной обмотке трансформатора, будет

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}} I_m^2 \sin^2 x dx} = \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\sin \frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{m} \right)}. \quad (15)$$

На основании ф-л (13) и (15) можно найти отношение между средним значением выпрямленного тока и эффективным значе-

¹⁾ Однофазный выпрямитель с использованием обеих полуоволн.

нием тока анода. Подставляя в ф-лу (13) вместо амплитуды напряжения E_m максимальное значение тока I_m , найдем

$$\frac{I_2}{I_{med}} = \frac{\frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\sin \frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{m} \right)}}{\frac{m}{\pi} I_m \sin \frac{\pi}{m}} = \frac{\sqrt{\pi \left(\sin \frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{m} \right)}}{2m \sin \frac{\pi}{m}}. \quad (16)$$

В свою очередь, отношение эффективного значения тока анода к действующему значению выпрямленного тока на основании ф-л (14) (при замене в ней E_m на I_m) и (15) будет равно

$$\frac{I_2}{I_2''} = \frac{\frac{I}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \sin \left(\frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{m} \right)}}{\frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{m}{\pi} \sin \left(\frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{m} \right)}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\pi}}}{\sqrt{\frac{m}{\pi}}} = \frac{1}{\sqrt{m}}. \quad (17)$$

Поскольку в большинстве случаев, благодаря применению фильтров с индуктивной реакцией, выпрямленный ток почти не имеет пульсаций, то при расчетах обычно пользуются ф-лой (17), а не (16), приравнивая $I_2'' \cong I_{med}$. Такое допущение можно сделать и для случаев чисто активной нагрузки для $m \geq 3$.

В табл. 2 приведены подсчитанные по ф-ле (17) отношения I_2/I_{med} в зависимости от числа фаз.

Среднее значение тока, проходящего по аноду многофазного выпрямителя, будет равно постоянной составляющей выпрямленного тока, поделенной на число фаз, т. е.

$$I_{2med} = \frac{I_{med}}{m}. \quad (18)$$

Подставляя вместо амплитуды напряжения в ф-лу (13) амплитуду тока, идущего по вентилю, для максимального значения тока анода получим выражение

$$I_m = \frac{I_{med}}{\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}}. \quad (19)$$

4. Переменная составляющая выпрямленного напряжения

Как это было указано ранее, число фаз выпрямительного устройства сильно сказывается на форме кривой выпрямленного напряжения.

С увеличением числа фаз уменьшается глубина его пульсации (рис. 5) и соответственно становится меньше переменная его составляющая.

Разложение в ряд Фурье выпрямленного напряжения m -фазного выпрямителя может быть представлено следующей общей формулой

$$e = \frac{m}{\pi} E_m \sin \frac{\pi}{m} - \frac{2m}{\pi} E_m \left(\sin \frac{\pi}{m} \right) \frac{\cos m\omega t}{m^2 - 1} - \frac{2m}{\pi} E_m \left(\sin \frac{\pi}{m} \right) \frac{\cos 2m\omega t}{4m^2 - 1} - \frac{2m}{\pi} E_m \left(\sin \frac{\pi}{m} \right) \frac{\cos 3m\omega t}{9m^2 - 1}. \quad (20)$$

Первый член этого ряда представляет собой постоянную составляющую выпрямленного напряжения, а все остальные — высшие гармоники.

Так например, для амплитуды первой гармоники 6-фазного выпрямителя получается значение

$$E_{km} = \frac{2m}{\pi} E_m \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{m^2 - 1} = \frac{2 \cdot 6}{3,14} \frac{E_m \sin 30^\circ}{(36 - 1)} = 0,0545 E_m.$$

В расчетах обычно гораздо удобнее пользоваться отношением амплитуды основной гармоники выпрямленного напряжения к его постоянной составляющей, которое носит название „коэффициента пульсации“.

Последний вычислить весьма не трудно по ф-лам (13) и (20). Он оказывается равным

$$S = \frac{\frac{2m}{\pi} E_m \sin \frac{\pi}{m}}{E_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}} = \frac{2}{m^2 - 1}. \quad (21)$$

Таблица 3

Число фаз	Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения
2	0,667
3	0,250
4	0,133
6	0,057
12	0,014

В табл. 3 дана зависимость коэффициента пульсации выпрямленного напряжения от числа фаз.

5. Амплитуда обратного напряжения, прикладываемого к вентилю m -фазного выпрямителя

В отношении амплитуды обратного напряжения, прикладываемого к вентилю при многофазном выпрямлении, дело принципиально обстоит аналогично случаю однофазного выпрямителя, работающего на емкость (рис. 13). В любой момент времени обратное напряжение является алгебраической разностью между напряжением на нагрузке и фазным напряжением трансформатора.

Для более ясного представления о высказанном положении обратимся к рассмотрению рис. 16, где представлена нормальная шестифазная схема выпрямления и соответствующие ей кривые

напряжений. Проследим закон изменения обратного напряжения прикладываемого к вентилю 1-й фазы.

В момент t_1 анод 1-й фазы начинает пропускать через себя ток и в момент t_2 прохождение по нему тока прекращается, так как потенциал прикладываемого к аноду напряжения равен уравновешивающему его потенциалу нагрузки. Начиная с момента t_2 , ток переходит на анод 2-й фазы, а напряжение 1-й фазы становится меньше выпрямленного напряжения. Последнее, являясь как бы противоэлектродвижущей силой для анода 1-й фазы и

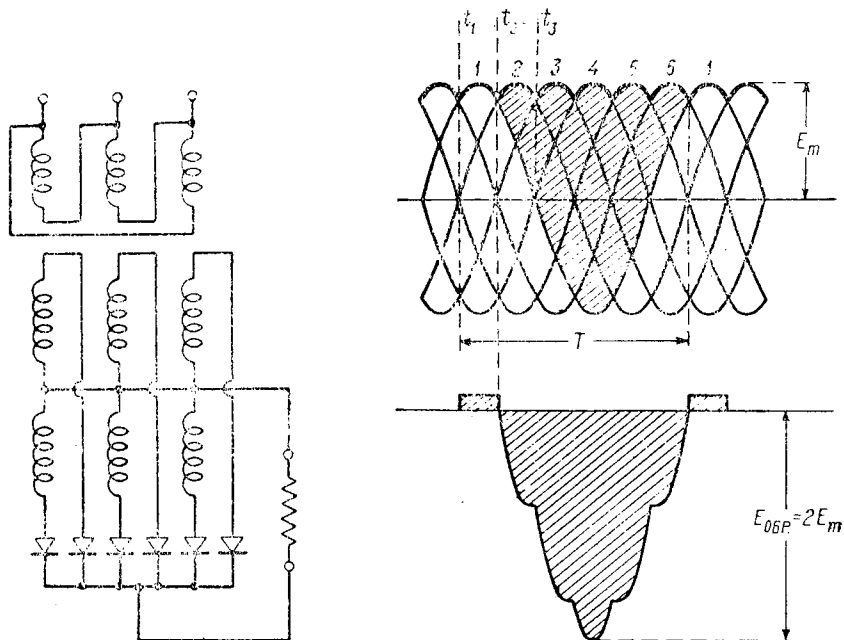


Рис. 16. Схема шестифазного выпрямителя и кривая обратного напряжения.

противодействуя его анодному напряжению, будет стремиться прогнать по вентилю ток обратного направления. До момента t_3 анодное напряжение 1-й фазы имеет положительный знак, почему за время от t_2 до t_3 обратное напряжение 1-го анода, являющееся разностью между выпрямленным напряжением и его фазным напряжением, будет возрастать. Начиная с момента t_3 фазное напряжение 1-го анода меняет знак, почему обратное напряжение становится равным уже сумме мгновенных значений фазного и выпрямленного напряжений. Рост обратного напряжения в рассматриваемом случае будет иметь место до достижения фазным напряжением своего амплитудного значения.

Таким образом, для шестифазного выпрямителя амплитуда обратного напряжения будет равна удвоенной амплитуде напряжения фазы.

Аналогичным образом не трудно доказать, что для трехфазной схемы

$$E_{обр} = \sqrt{3} E_m,$$

а для однофазной с использованием двух полувольт, так же, как и для шестифазной

$$E_{обр} = 2E_m.$$

Таким образом, совершенно очевидно, что величина обратного напряжения зависит от схемы включения выпрямителя.

Если в вышеприведенные выражения вместо E_m подставить его значение из ур-ния (13), то можно найти величины обратных напряжений в зависимости от U_{med} . Результат таких вычислений сведен в табл. 4.

Т а б л и ц а 4

Число фаз	Обратное напряжение в долях от выпрямленного
2	3,14
3	2,1
6	2,1

6. Работа трансформатора на выпрямитель

Условия работы трансформатора на вентиляющую нагрузку сильно отличаются от нормальных.

Основным отличием является то обстоятельство, что вторичная обмотка трансформатора нагружается током несинусоидальной формы, причем во всех нормальных параллельных схемах этот ток имеет постоянную составляющую.

В связи с этим обстоятельством, с одной стороны, работа железного сердечника трансформатора будет поставлена в специфические условия, а с другой, как вторичная, так и первичная обмотки потребуют специального расчета.

При определении размеров железного сердечника всегда бывает необходимо иметь данные о расчетной мощности трансформатора в киловольтамперах.

В трансформаторе, работающем на выпрямитель, эта мощность определяется как среднее арифметическое из расчетных мощностей первичной и вторичной обмоток, и называется „типовой мощностью“ трансформатора

$$P_0 = \frac{m_1 I_1 U_1 + m_2 I_2 U_2}{2}. \quad (22)$$

В связи с несинусоидальностью первичного и вторичного токов трансформатора расчетные мощности как первичной, так и вторичной обмоток его будут отличаться от полезной мощности, выделяемой выпрямителем на нагрузке. Особенно ярко это обстоятельство должно отразиться на вторичной обмотке, так как ток ее содержит в себе постоянную составляющую.

Считая за полезную мощность P_{med} произведение из постоянной составляющей выпрямленного напряжения на постоянную же составляющую выпрямленного тока, найдем так называемый „коэффициент использования“ вторичной обмотки трансформатора для

m -фазного нормального выпрямителя, причем под этим коэффициентом подразумевается отношение полезной мощности $P_{\text{мед}}$ к расчетной мощности вторичной обмотки P_2 .

Пользуясь ф-лами (13) и (17), получим

$$k_2 = \frac{P_{\text{мед}}}{P_2} = \frac{I_{\text{мед}} E_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}}{\frac{E_m}{\sqrt{2}} \frac{I_{\text{мед}}}{\sqrt{m}} \cdot m} = \frac{\sqrt{2m}}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}. \quad (23)$$

Практически всегда бывает значительно удобнее пользоваться не коэффициентом k_2 , а обратной величиной $\frac{1}{k_2}$, так как последняя наглядно указывает, во сколько раз расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора больше полезной мощности выпрямителя.

В табл. 5 указаны величины $\frac{1}{k_2}$ в зависимости от числа фаз.

Необходимо совершенно точно уяснить себе, что увеличение расчетной мощности вторичной обмотки трансформатора ни в какой мере не связано ни с коэффициентом полезного действия, ни с обычным коэффициентом мощности установки, а вытекает только из несинусоидальности вторичного тока, содержащего в себе помимо этого еще и постоянную составляющую.

Ранее, при рассмотрении работы однофазного выпрямителя (см. § 1, гл. II) было установлено, что первичный ток трансформатора, работающего на выпрямитель, не может содержать в себе постоянной составляющей. Поэтому и эффективное значение первичного тока должно быть меньше вторичного.

Если считать коэффициент трансформации равным единице, то коэффициент использования первичной обмотки трансформатора определится весьма просто.

Действительно,

$$k_1 = \frac{P_{\text{мед}}}{m_1 I_1 U_1}, \quad \text{а} \quad k_2 = \frac{P_{\text{мед}}}{m_2 I_2 U_2}.$$

Так как $U_1 = U_2$, то

$$\frac{k_1}{k_2} = \frac{I_2 m_2}{I_1 m_1}$$

или

$$k_1 = \frac{I_2 m_2}{I_1 m_1} \cdot k_2. \quad (24)$$

Для определения эффективного значения первичного тока необходимо выяснить его форму, которая целиком зависит от схемы включения трансформатора.

Определим коэффициент использования первичной обмотки трансформатора для однофазного выпрямителя с использованием обеих

полуволн переменного напряжения, поскольку форма кривой первичного тока для этого случая нами определена ранее (рис. 14).

Если принять, что коэффициент трансформации равен единице, то число витков вторичной обмотки от края до средней точки будет равно половине полного числа витков вторичной обмотки; поэтому вторичное фазное напряжение $U_2 = \frac{U_1}{2}$. Выразая U_1 через U_{med} , найдем

$$U_{\text{med}} = U_2 \sqrt{2} \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} = \frac{U_1}{2} \sqrt{2} \cdot \frac{2}{\pi}.$$

откуда

$$U_1 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_{\text{med}}.$$

Из рис. 14 следует, что первичный ток представляет собой два синусоидальных импульса против одного такого же импульса вторичного тока. При равенстве амплитуд первичного и вторичного токов эффективное значение первого было бы в $\sqrt{2}$ раз больше второго. Однако, амплитуду вторичного тока в два раза больше чем первичного, так как число витков в первичной обмотке в два раза больше, чем в половине вторичной, а ампервитки обеих обмоток должны быть равны друг другу по абсолютной величине и противоположны по знаку; поэтому

$$I_1 = \frac{I_2 \sqrt{2}}{2}.$$

В свою очередь

$$I_2 = \frac{I_{\text{med}}}{\sqrt{2}} \quad 1),$$

т. е.

$$I_1 = \frac{I_{\text{med}} \sqrt{2}}{\sqrt{2} \cdot 2} = \frac{I_{\text{med}}}{2}.$$

Коэффициент использования первичной обмотки

$$k_1 = \frac{P_{\text{med}}}{P_1} = \frac{I_{\text{med}} U_{\text{med}}}{I_1 U_1} = \frac{I_{\text{med}} U_{\text{med}}}{\frac{I_{\text{med}}}{2} \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_{\text{med}}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cong 0,9,$$

или обратная ему величина

$$\frac{1}{k_1} = 1,11.$$

Типовая мощность трансформатора

$$P_0 = \frac{1,57 + 1,11}{2} P_{\text{med}} = 1,34 P_{\text{med}}.$$

1) При условии, что пульсации тока сглажены дросселем.

В связи с тем обстоятельством, что трехфазная схема выпрямления для питания радиотехнических устройств почти не применяется, подробно рассматривать ее не будем¹⁾, а обратимся к анализу шестифазной схемы при включении первичной обмотки трансформатора треугольником, как это указано на рис. 17.

На каждом железном сердечнике шестифазного трансформатора помещены три обмотки: первичная и две вторичных. Фазные напряжения этих вторичных обмоток расходятся на 180 эл. градусов, т. е. (см. векторную диаграмму рис. 17) на одном из сердечников помещены обмотки

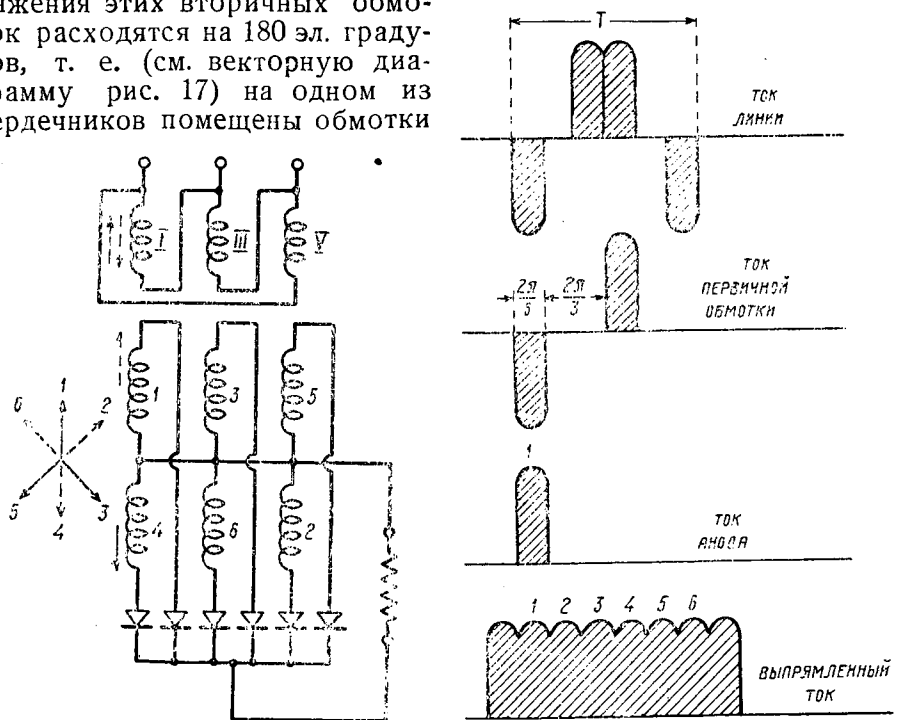


Рис. 17: Схема шестифазного выпрямителя и форма токов в обмотках анодного трансформатора и в линии при включении первичной обмотки треугольником.

1 и 4-й фаз, на другом 2 и 5-й фаз и на третьем 3 и 6-й. В любой момент времени вторичный ток проходит только по какой-либо одной обмотке. Каждая из первичных обмоток реагирует на токи, проходящие по вторичным обмоткам, расположенным на том же стержне трансформатора. В течение периода переменного напряжения во вторичных обмотках 1 и 4-й фаз будут иметь место два импульса вторичного тока продолжительностью $\frac{2\pi}{6}$, с интервалом между этими импульсами в $\frac{2\pi}{3}$. Благодаря тому, что обмотки 1 и 4-й фаз имеют среднюю точку, направление импульсов тока в них по отношению к току первичной обмотки будет

¹⁾ См. Вологдин — Выпрямители, ОНТИ, 1936, стр. 317 — 320.

противоположно. Следовательно, и форма тока первичной обмотки при коэффициенте трансформации равном единице, будет представлять собой два импульса продолжительностью $\frac{2\pi}{6}$ с тем же интервалом между ними, что и во вторичной обмотке (рис. 17) и с той же самой амплитудой.

Эффективное значение первичного тока будет в $\sqrt{2}$ раз больше эффективного значения вторичного тока, т. е.

$$I_1 = \sqrt{2} I_2 = \frac{\sqrt{2} I_{\text{med}}}{\sqrt{6}} = \frac{I_{\text{med}}}{\sqrt{3}}.$$

Коэффициент использования первичной обмотки трансформатора найдется из выражения

$$k_1 = \frac{I_{\text{med}} U_{\text{med}}}{m_1 I_1 U_1} = \frac{I_{\text{med}} U_{\text{med}}}{3 \cdot \frac{I_{\text{med}} U_{\text{med}}}{\sqrt{3} \cdot 1,35}} = 0,78,$$

или обратная ему величина

$$\frac{1}{k_1} = 1,28.$$

Типовая мощность трансформатора будет равна

$$P_0 = \frac{1,81 + 1,28}{2} P_{\text{med}} = 1,54 P_{\text{med}}.$$

Включение первичной обмотки шестифазного трансформатора звездой для целей выпрямления обычно не применяется ввиду имеющего здесь место весьма большого падения выпрямленного напряжения при нагрузке¹⁾.

Помимо определения коэффициентов использования обмоток трансформатора необходимо еще рассмотреть вопрос об особенностях работы магнитной его цепи, так как наличие во вторичной обмотке постоянной составляющей тока должно определенным образом на ней сказаться, что и выявляется в некоторых случаях в виде добавочных потоков рассеяния.

Рассмотрим работу магнитной цепи однофазного трансформатора, нагруженного на выпрямитель, с использованием обеих половин переменного напряжения.

На рис. 18 изображен такой трансформатор. Считая коэффициент трансформации по фазе равным единице, найдем, что витки первичной обмотки, расположенные на одном из сердечников, равны виткам вторичной обмотки того же сердечника. Это обстоятельство позволяет при определении магнитодвижущих сил оперировать только с токами, не принимая во внимание витки. Пусть в какой-либо момент времени ток проходит по левому вентиллю к

¹⁾ Более подробно см. Вологдин—Выпрямители, ОНТИ, 1936, стр. 326.

средней точке вторичной обмотки. В это время первичный ток должен идти по всей первичной обмотке, т. е. как по части ее, расположенной на одном стержне, так и по части, помещенной на другом стержне. Величина первичного тока, в связи с увеличенным числом витков первичной обмотки по отношению ко вторичной полуобмотке и при условии равенства первичных ампервитков вторичным, должна быть в два раза меньше вторичного тока. Благодаря этому обстоятельству, а также в связи с отсутствием тока в правой вторичной полуобмотке, правый стержень трансформатора

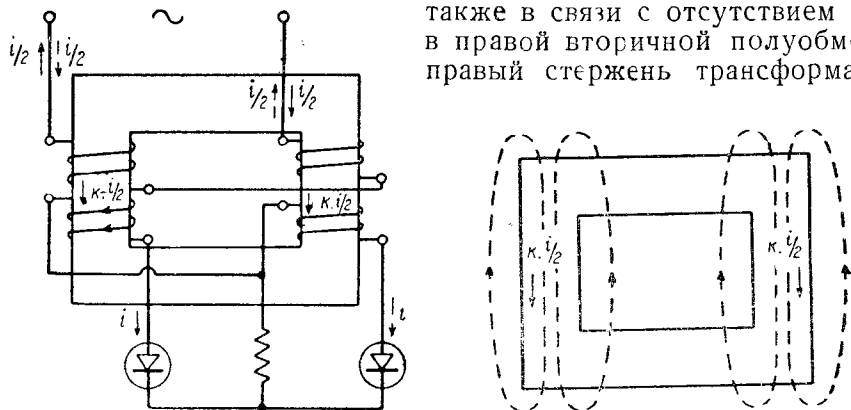


Рис. 18. Сердечник трансформатора с расположенными на нем обмотками при двухполупериодном однофазном выпрямлении.

будет намагничен магнитодвижущей силой, пропорциональной $\frac{1}{2}i$, где i — мгновенное значение тока, идущего по левому вентилю. Магнитный поток стержня будет направлен сверху вниз. Левый стержень будет намагничиваться разностью между вторичными и первичными ампервитками, связанными с ним, т. е. магнитодвижущая сила, создающая поток в левом стержне, будет пропорциональна разности $(i - \frac{1}{2}i) = \frac{1}{2}i$. Так же, как и в правом стержне, этот поток будет направлен сверху вниз.

Таким образом, оба стержня трансформатора оказываются намагнитенными добавочной магнитодвижущей силой, пропорциональной $\frac{1}{2}i$, которая создает поток рассеяния, замыкающийся вокруг стержней через воздух (рис. 18). При переходе тока на правый вентиль направление потока рассеяния в стержнях не меняется.

Совершенно очевидно, что форма кривой этого потока будет аналогична форме выпрямленного тока, т. е. он будет пульсировать с двойной частотой.

Для уничтожения добавочного потока рассеяния в трансформаторе рассматриваемого выпрямителя можно вторичную обмотку выполнить с зигзаг-включением, как это указано на рис. 19. В этом случае добавочный поток рассеяния полностью компенсируется.

В трехфазном выпрямителе при включении первичной обмотки трансформатора звездой сердечники его намагничиваются добавочным потоком рассеяния, возникающим под влиянием пульсирующей магнитодвижущей силы, пропорциональной $\frac{1}{3}i$. При помощи зигзаг-включения вторичной обмотки этот дефект может быть также ликвидирован.

В рассмотренной выше шестифазной схеме включения выпрямителя, если первичная обмотка трансформатора соединена треугольником, благодаря идентичности по форме и равенству по амплитудам первичного и вторичного токов (рис. 17) все стержни трансформатора в любой момент времени оказываются магнитно-уравновешенными без каких-либо добавочных потоков рассеяния, почему магнитная цепь такого трансформатора работает совершенно нормально.

Заканчивая рассмотрение вопроса о работе трансформатора на выпрямитель, необходимо сказать еще несколько слов о коэффициенте мощности выпрямительной установки и линейном токе.

Аналогично току первичной обмотки трансформатора ток линии, питающей все выпрямительное устройство, зависит от схемы включения. В случае одофазного выпрямителя и в нормальных многофазных схемах при включении первичной обмотки трансформатора звездой ток линии идентичен по форме току первичной обмотки. При включении же первичной обмотки трансформатора треугольником линейный ток отличен от идущего по первичной обмотке, что наглядно видно из рассмотрения рис. 17, где сложены первичные токи двух соседних фаз.

Вследствие искажения формы кривой первичного тока вольт-амперы, забираемые трансформатором из сети, будут больше, нежели подводимая к нему активная мощность.

Это может быть объяснено тем, что активная мощность представляется в виде произведения эффективного значения синусоидального напряжения сети на эффективное же значение первой гармоники тока, тогда как все высшие гармоники последнего в сочетании с синусоидальным напряжением основной частоты активной мощности дать не могут.

Таким образом, коэффициент мощности в выпрямительном устройстве, трансформатор которого дает синусоидальную эдс и магнитные потоки которого уравновешены, определяет в основном искажение кривой первичного тока, почему и носит иногда название „фактор искажения“.

Последний не указывает вовсе на существование сдвига по фазе между током и напряжением системы, как это имеет место

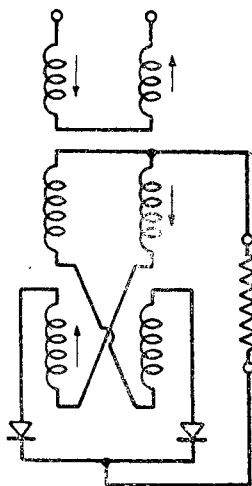


Рис. 19. Зигзаг-включение обмоток однофазного трансформатора.

в нормальных установках переменного тока. Реальный сдвиг по фазе в выпрямительном устройстве обуславливается рассеянием обмоток трансформатора и величина его не превышает стандартных значений для трансформатора рассматриваемой мощности.

Таким образом, общий коэффициент мощности выпрямителя можно рассматривать состоящим из произведения двух факторов: 1) нормального $\cos \varphi$ и 2) фактора искажения ξ , причем под последним подразумевается отношение мощности постоянного тока к мощности в вольтамперах, забираемой выпрямителем из сети, т. е.

$$\xi = \frac{P_{med}}{P_a} \quad (25)$$

7. Специальные схемы включения выпрямителей, применяемые для питания радиоустройств

А. Двухтактная схема выпрямления Латура

Применявшаяся в некоторых случаях для питания анодов ламп радиопередатчиков двухтактная схема выпрямления Латура представлена на рис. 20.

Принцип ее действия заключается в следующем. Предположим, что сопротивление нагрузки равно бесконечности и что в какой-то момент времени зажим трансформатора *a* имеет положительный потенциал. Тогда ток от трансформатора может пойти по вентилю 1 и зарядит конденсатор C_1 до амплитуды напряжения вторичной обмотки E_m . При перемене полярности напряжения ток пойдет соответственно через вентиль 2 и в свою очередь зарядит до E_m конденсатор C_2 . Поскольку по отношению к нагрузке R конденсаторы C_1 и C_2 оказываются включенными последовательно, то напряжения их сложатся, и между точками подключения сопротивления R будет действовать напряжение, равное $2E_m$. Если $R \neq \infty$, то каждый конденсатор будет разряжаться на сопротивление, и кривые напряжений на них будут аналогичны по форме рассмотренным нами ранее кривым напряжения при работе вентиля на емкость с шунтирующим ее сопротивлением (рис. 12б).

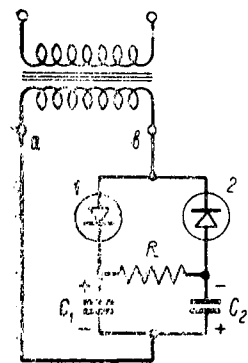


Рис. 20. Схема выпрямления, предложенная Латуром.

На рис. 21а и б представлены напряжения каждого конденсатора, а на рис. 21в — суммарное напряжение на нагрузке.

Из рассмотрения принципа работы схемы Латура следует, что амплитуда выпрямленного напряжения почти удваивается по сравнению с напряжением трансформатора, а вторичная обмотка трансформатора, аналогично однофазной схеме Греца, нагружена чисто переменным током, что должно благоприятно отозваться на коэффициенте использования k_2 .

Конденсаторы C_1 и C_2 для правильного функционирования схемы должны быть соответствующим образом рассчитаны. Совершенно очевидно, что абсолютная величина емкости должна увеличиваться с уменьшением допустимого коэффициента пульсации S , и рост ее также неизбежен при увеличении нагрузки. Наоборот, с увеличением частоты питающего установку напряжения она должна уменьшаться.

Вообще говоря, для нормальной технической частоты переменного тока в 50 Hz, даже при очень небольших нагрузках, конденсаторы получаются настолько громоздкими, что применение схемы становится экономически нерентабельным.

Поэтому все практически выполненные выпрямительные установки по схеме Латура обычно снабжались специальным мотор-генератором на 1000 Hz, что безусловно вызвало ряд неудобств эксплуатационного характера. В настоящее время выпрямительные устройства по схеме Латура для питания передающих радиоустройств не применяются.

Б. Однофазная схема Греча

Принцип действия однофазной схемы Греча был рассмотрен ранее (см. § 3 гл. I и рис. 6).

Поскольку здесь выпрямленное напряжение и ток, а также токи вентилях аналогичны по форме таковым же для нормальной однофазной двухполупериодной схемы выпрямления, то они могут быть рассчитаны по общим формулам.

Токи первичной и вторичной обмоток трансформаторов этой схемы имеют необычную форму.

Действительно, поскольку вторичная обмотка трансформатора за один полупериод напряжения вся целиком загружена током одного направления, а за второй полупериод таким же током другого направления, то суммарный ток является чисто переменным, почему работа трансформатора протекает в условиях, соответствующих полному отсутствию электрических вентилях.

Найдем основные соотношения между токами и напряжениями для данной схемы.

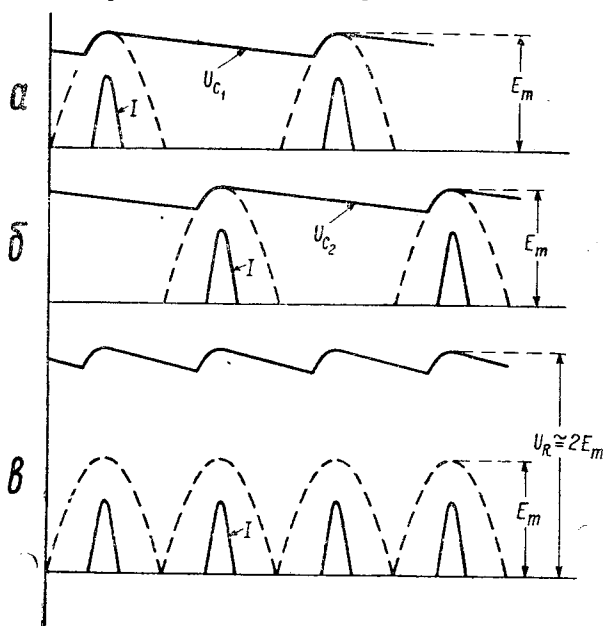


Рис. 21. Кривые напряжений на конденсаторах схемы Латура, поясняющие принцип ее действия.

На основании табл. 1 имеем

$$U_{\text{med}} = 0,9U_2$$

и соответственно

$$I_{\text{med}} = \frac{0,9U_2}{R}.$$

Ток анода вентиля найдется по табл. 2

$$I_A = 0,71I_{\text{med}}.$$

Амплитуда тока через вентиль

$$I_m = \frac{E_m}{R} = \frac{U_{\text{med}}}{R} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2} I_{\text{med}}.$$

Ток вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{\text{med}} = 1,11I_{\text{med}}.$$

Коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора

$$k_2 = \frac{P_{\text{med}}}{P_2} = \frac{I_{\text{med}}U_{\text{med}} \cdot 0,9}{U_{\text{med}}I_{\text{med}} \cdot 1,11} = 0,81, \text{ или } \frac{1}{k_2} = 1,23.$$

Поскольку форма кривой первичного тока не отличается от формы кривой вторичного тока трансформатора, то коэффициент использования его первичной обмотки $k_1 = k_2$.

Характерной особенностью рассматриваемой схемы является последовательное включение двух вентилях, одновременно пропускающих через себя ток. Благодаря этому обстоятельству, обратное напряжение, прикладываемое к каждому из них, будет в два раза меньше полного обратного напряжения схемы. Так как последнее, аналогично нормальной двухполупериодной схеме выпрямления, равно удвоенной амплитуде переменного напряжения, то каждый вентиль в смысле диэлектрической прочности должен быть рассчитан на E_m .

В. Трехфазная схема Греца

Трехфазная схема Греца, изображенная на рис. 22, является одной из наиболее распространенных схем, применяющихся для питания анодов ламп радиопередатчиков.

Рассмотрим прежде всего принцип действия схемы и определим форму кривой токов, идущих по различным ее участкам.

В отличие от ранее рассмотренных параллельных схем выпрямления в схеме Греца выпрямляются не фазные, а линейные напряжения трансформатора, почему вторичная обмотка его может быть включена как треугольником, так и звездой, причем наличие средней точки в обмотке не обязательно. Если вторичная обмотка

трансформатора включена звездой, то процесс прохождения тока по схеме можно проследить следующим образом.

На рис. 23 представлены синусоидальные напряжения трехфазной симметричной системы. Положительные полуволны линейных напряжений будем обозначать через $e_{1,2} - e_{2,3} - e_{3,1}$, а соответствующие им отрицательные полуволны через $e_{2,1} - e_{3,2} - e_{1,3}$.

В момент времени t_1 (рис. 23) наибольшее абсолютное значение имеет напряжение $e_{1,2}$, причем оно положительно, т. е. на рис. 22

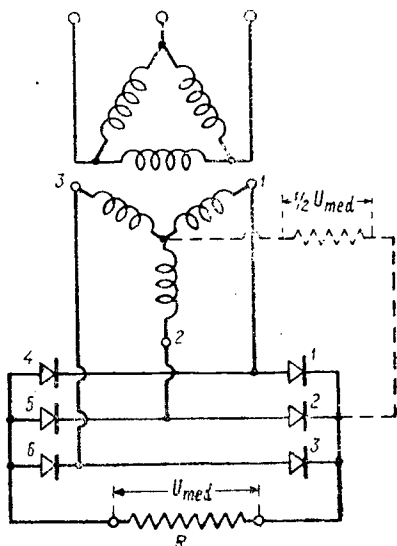


Рис. 22. Трехфазная схема выпрямления Грца.

точка 1 трансформатора будет иметь положительный потенциал. Под влиянием этого напряжения ток пойдет по линейному проводу, через вентиль 1, сопротивление нагрузки R , через вентиль 5 к зажиму 2 трансформатора. Если бы напряжение $e_{1,2}$ изменило свой знак на обратный, т. е. стало бы равно $e_{2,1}$, и положительный потенциал имела бы точка 2 трансформатора, то ток пошел бы от точки 2 через вентиль 2, полезную нагрузку R и вернулся бы к точке 1 через вентиль 4, т. е. в линейном проводе, а следовательно, и во вторичной обмотке трансформатора ток изменил бы свое направление.

Продолжительность прохождения тока по схеме под влиянием напряжения $e_{1,2}$ будет обуславливаться временем, в течение которого абсолютная величина этого напряжения будет больше всех остальных линейных напряжений трансформатора, т. е. по влия-

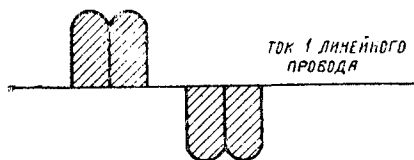
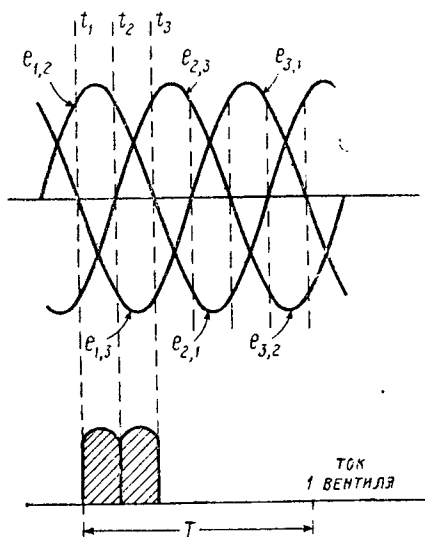


Рис. 23. Кривые линейных напряжений трехфазной симметричной системы и кривые токов в разных частях схемы Грца.

нием этого напряжения ток будет проходить до момента t_2 , когда напряжение $e_{1,3}$ становится больше $e_{1,2}$. Дальнейшее прохождение тока по схеме будет уже обусловлено напряжением $e_{1,3}$, при этом точка 1 трансформатора имеет положительный потенциал. Поэтому ток пойдет по вентилю 1 через полезную нагрузку R и вернется к точке 3 трансформатора через вентиль 6. Прохождение тока будет иметь место до момента t_3 , когда напряжение $e_{2,3}$ приобретает большее абсолютное значение и т. д. Как видно, ток всегда идет по двум последовательно включенным вентилям.

На основании аналогичных рассуждений весьма не трудно построить форму кривой тока, идущего по вентилю и вторичной обмотке трансформатора, что и сделано в нижней части рис. 23.

Ток каждого вентиля представляет собой совокупность из двух синусоидальных импульсов продолжительностью в $1/6$ долю периода, так что общее время прохождения этого тока соответствует трети периода.

Ток вторичной обмотки является чисто переменным током и состоит из четырех синусоидальных импульсов продолжительностью $1/6$ долю периода, причем два таких импульса расположены вверх от оси абсцисс, а два вниз.

Форма кривой выпрямленного тока, проходящего по сопротивлению R , имеет пульсации, соответствующие нормальной шестифазной схеме выпрямления.

На основании приведенного выше материала не трудно вывести основные соотношения между токами и напряжениями в схеме Греча.

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения найдется из уравнения

$$U_{\text{med}} = \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} U_2 \sqrt{2} = 1,35 U_2,$$

где U_2 — эффективное значение линейного напряжения трансформатора.

Ток анода вентиля будет в $\sqrt{2}$ раз больше тока для нормальной шестифазной схемы выпрямления, т. е.

$$I_A = \frac{I_{\text{med}} \sqrt{2}}{\sqrt{6}} = \frac{I_{\text{med}}}{\sqrt{3}} = 0,58 I_{\text{med}}.$$

Амплитуда тока через вентиль

$$I_m = \frac{E_m}{R} = \frac{U_{\text{med}}}{R} \frac{1}{\frac{\pi}{6} \sin \frac{\pi}{6}} = 1,05 I_{\text{med}}.$$

Ток вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = I_A \sqrt{2} = 0,58 I_{\text{med}} \sqrt{2} = 0,817 I_{\text{med}}.$$

Ток первичной обмотки трансформатора аналогичен току вторичной обмотки.

Коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора

$$k_2 = \frac{P_{\text{med}}}{P_2} = \frac{I_{\text{med}} U_{\text{med}}}{0,817 I_{\text{med}} \cdot 0,74 U_{\text{med}} \cdot \sqrt{3}} = 0,96,$$

или обратная ему величина

$$\frac{1}{k_2} = \frac{1}{0,96} = 1,05.$$

Поскольку форма кривой тока первичной обмотки аналогична форме тока вторичной обмотки, то и коэффициенты использования обеих обмоток будут одинаковыми. Поэтому типовая мощность трансформатора

$$P_0 = 1,05 P_{\text{med}}.$$

Что касается обратного напряжения, приложенного к двум последовательно включенным вентилям, то совершенно очевидно, что оно равно удвоенной амплитуде линейного напряжения, т. е.

$$E_{\text{обр}} = 2E_m = \frac{2\pi \cdot U_{\text{med}}}{m \cdot \sin \frac{\pi}{m}} = \frac{2 \cdot 3,14}{6 \cdot 0,5} U_{\text{med}} = 2,1 U_{\text{med}}.$$

Следовательно, на каждом из вентилях будет иметь место

$$E'_{\text{обр}} = \frac{2,1}{2} U_{\text{med}} = 1,05 U_{\text{med}}.$$

Из всего рассмотренного выше можно сказать, что схема Грца с точки зрения применения ее для питания радиоустройств имеет два больших преимущества. Первое из них заключается в прекрасном использовании трансформатора, а второе в последовательном включении двух вентилях, что очень важно при больших значениях выпрямляемых напряжений.

Если у схемы Грца вторичная обмотка трансформатора соединена звездой с выведенной средней точкой, то от нее можно получить два выпрямленных напряжения (см. пунктир рис. 22). Одно из этих напряжений U'_{med} будет иметь трехфазные пульсации и будет равно половине полного напряжения U_{med} ,

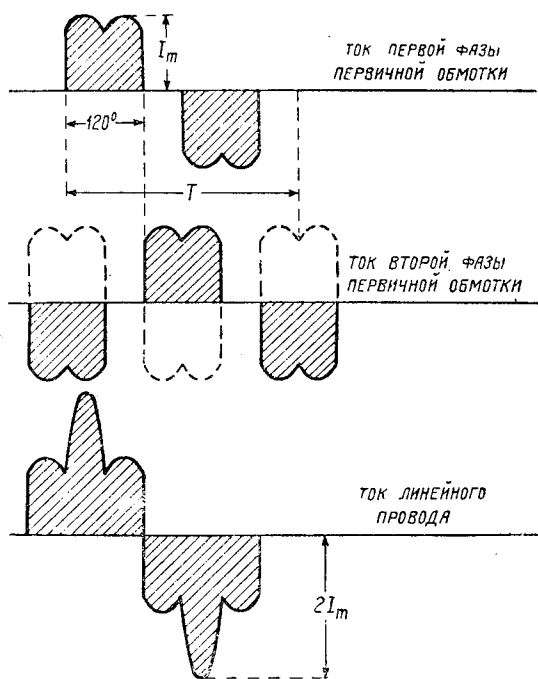
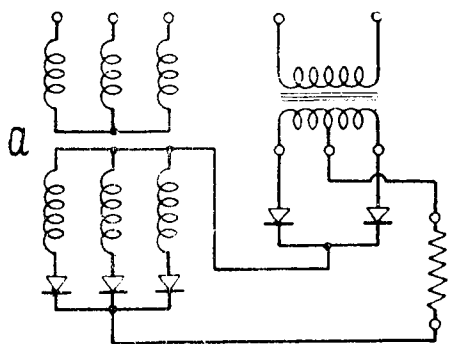


Рис. 24. Кривая тока линии при включении первичной обмотки трансформатора в схеме Грца треугольником.

имеющего шести фазные пульсации. Это свойство схемы Грца также весьма ценно. Поскольку трансформатор в схеме Грца загружен чисто переменным током, то никаких добавочных потоков рассеяния в его обмотках не получается.

Для определения формы кривой тока, идущего в линейных проводах первичной обмотки трансформатора, поступаем согласно общим правилам для многофазных переменных токов, а именно, берем два фазных тока, сдвинутых друг относительно друга на 120° , и вычитаем их один из другого.

Для произведения этой операции необходимо один из фазных токов повернуть на 180° и затем уже сложить полученные кривые по мгновенным значениям, что и сделано на рис. 24.



Г. Трехфазная каскадная схема проф. В. П. Вологодина

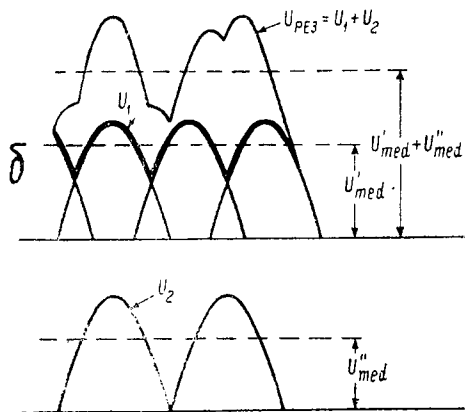


Рис. 25. Схема последовательного включения трехфазного и однофазного выпрямителей.

на рис. 25б произведено сложение выпрямленных напряжений, причем предположено, что частоты первичных напряжений одинаковы.

Как видно, результирующая кривая выпрямленного напряжения получается весьма сложной формы, а постоянные составляющие складываются.

Принцип последовательного соединения двух выпрямителей осуществлен в каскадной схеме В. П. Вологодина, где взяты два трехфазных вентиля (рис. 26).

Фазные напряжения одной трехфазной звезды вторичной обмотки трансформатора сдвинуты относительно соответствующих напряжений второй звезды на 180° .

Если имеются налицо два каких-либо выпрямительных устройства, то со стороны выпрямленного напряжения эти устройства могут быть включены последовательно. При таком мероприятии постоянные составляющие выпрямленных напряжений обоих устройств должны арифметически сложиться, а конечная форма кривой напряжения будет зависеть от числа фаз и частот питающих эти устройства напряжений.

На рис. 25а представлена схема последовательного соединения трехфазного и однофазного выпрямителей, а на

Каждая звезда работает на свой электрический трехфазный вентиль. Получающиеся, таким образом, две самостоятельные системы выпрямления включаются последовательно друг с другом. На выходе между катодом одного из вентиляй и средней точкой звезды, не работающей на этот вентиль, имеет место выпрямленное напряжение с шестифазной пульсацией, как это следует из рис. 27, где сложены по мгновенным значениям два напряжения с трехфазными пульсациями.

Результирующее напряжение обладает шестифазными пульсациями и амплитуда его

$$E'_m = 2E_m \cos 30^\circ = 1,73E_m,$$

где E_m — максимальное значение фазного напряжения каждой звезды. Поэтому постоянная составляющая выпрямленного напряжения

$$U_{med} = 1,35U'_2 = 1,35 \cdot 1,73U_2 = 2,33U_2.$$

Найдем далее форму кривой тока, идущего по вентилью и вторичной обмотке трансформатора.

В связи с тем, что оба вентиля включены последовательно, в любой момент времени ток должен проходить по ним обоим, причем выпрямленный ток по форме должен соответствовать выпрямленному напряжению.

Из рассмотрения рис. 27 видно, что за промежуток времени от t_1 до t_2 складываются напряжения 1 и 2-й фаз, благодаря чему ток должен проходить именно по анодам вентиляй этих фаз и по форме должен соответствовать результирующему выпрямленному напряжению. За

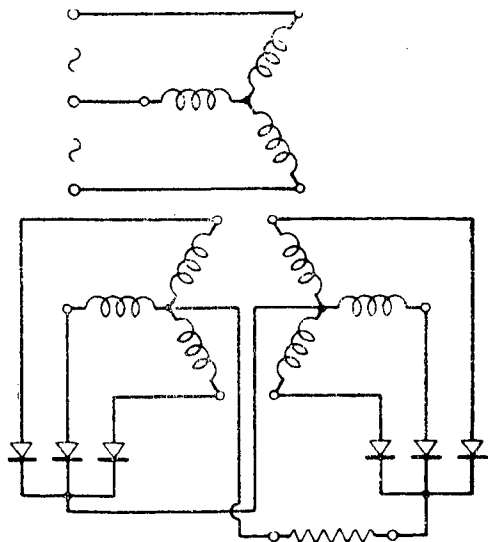


Рис. 26. Каскадная схема включения Вологодина.

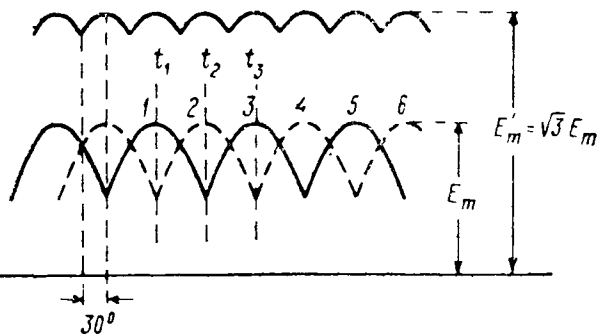


Рис. 27. Кривая выпрямленного напряжения в схеме Вологодина.

именно по анодам вентиляй этих фаз и по форме должен соответствовать результирующему выпрямленному напряжению. За

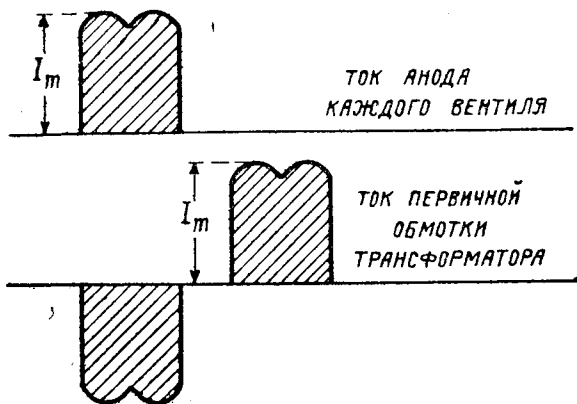
следующий промежуток времени от t_2 до t_3 складываются напряжения 2 и 3-й фаз.

Следовательно, не прекращая прохождения по второму аноду, ток с первого анода перебрасывается на 3-й анод и т. д. Результирующая форма кривой тока 2-го анода представится в виде двух импульсов продолжительностью в $\frac{1}{6}$ долю периода, как это изображено на рис. 28.

Эффективное значение такого тока будет в $\sqrt{2}$ раз больше единичного импульса, почему

$$I_2 = \frac{I_{\text{med}} \sqrt{2}}{\sqrt{6}} = 0,58 I_{\text{med}}.$$

Коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора найдется из выражения



$$k_2 = \frac{I_{\text{med}} U_{\text{med}}}{m_2 I_2 U_2} = \frac{I_{\text{med}} U_{\text{med}}}{6 \cdot 0,58 I_{\text{med}} \frac{U_{\text{med}}}{2,33}} = 0,67,$$

или

$$\frac{1}{k_2} = 1,49.$$

Рис. 28. Кривая тока анода вентиля в каскадной схеме.

Переходя к току первичной обмотки на основании рассуждений, аналогичных приводимым при рассмотрении вопроса о первичном токе в нормальном шестифазном трансформаторе (см. § 6 гл. II), не трудно сообразить, что форма его будет соответствовать данной внизу рис. 28.

Эффективное значение этого тока

$$I_1 = I_2 \sqrt{2} = 0,58 I_{\text{med}} \sqrt{2} = 0,817 I_{\text{med}}.$$

Коэффициент использования первичной обмотки трансформатора в свою очередь найдется из выражения

$$k_1 = \frac{I_{\text{med}} U_{\text{med}}}{m_1 I_1 U_1} = \frac{I_{\text{med}} U_{\text{med}}}{3 \cdot 0,817 I_{\text{med}} \frac{U_{\text{med}}}{2,33}} = 0,955,$$

или обратная ему величина

$$\frac{1}{k_1} = 1,05.$$

Типовая мощность трансформатора

$$P_0 = \frac{1,49 + 1,05}{2} P_{\text{med}} = 1,27 P_{\text{med}}.$$

Величина обратного напряжения, прикладываемого к каждому вентилю, равна

$$E_{\text{обр}} = \sqrt{3} E_m = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{2,33} U_{\text{med}} = 1,05 U_{\text{med}}.$$

Таким образом, видно, что каскадная схема выпрямления по своим качествам отличается от схемы Греча только несколько худшим использованием трансформатора, причем последний уже не может быть типовым, а должен быть специально заказан.

Так же, как и схема Греча, каскадная схема Вологодина дает возможность снять половинное напряжение.

На основании рассуждений и вычислений, аналогичных вышеприведенным, составлена табл. 6, в которой даны основные соотношения между токами и напряжениями для различных схем включения выпрямительных устройств.

8. Падение выпрямленного напряжения, обусловленное омическим сопротивлением и индуктивностью рассеяния обмоток трансформатора

Все предыдущие выводы, сделанные в гл. II, основывались на предположении, что трансформатор не имеет индуктивности рассеяния, и всеми падениями напряжения в трансформаторе и вентилях при выводах пренебрегалось.

В связи с тем, что в реальной выпрямительной установке этими величинами пренебречь нельзя, рассмотрим процесс прохождения тока в выпрямительном устройстве сначала с учетом только индуктивности обмоток трансформатора, а затем уже примем во внимание и омическое их сопротивление.

При рассмотрении работы многофазного выпрямителя (см. § 2, гл. I) считалось, что в любой момент времени ток может идти только по одному из анодов выпрямителя и что переход тока с одного анода на другой происходит мгновенно в момент равенства соседних фазных напряжений трансформатора. Если принять, что в анодных цепях выпрямителя включены индуктивности, как это указано на рис. 29, то нарастание анодного тока последующей фазы, равно как и убывание его у предыдущей фазы, будет происходить не мгновенно, а с некоторым затягиванием, т. е. процесс

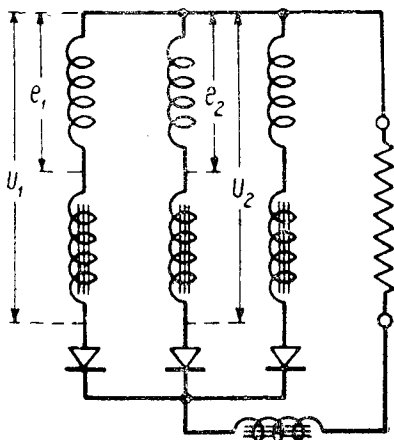


Рис. 29. Схема выпрямителя с индуктивностями в анодных цепях.

№ схемы	Схема: число витков каждой фазы и принято постоянным и равным 1	Вторичная обмотка трансформатора				Первичная обмотка трансформатора			
		Эффект. фазное напряжение U_2 при $U_{med} = 10V$	Эффект. фазный ток при выпрям. токе $I_{med} = 1A$	VA вторичной обмотки при $U_{med} = 1$ или коэф. увелч. мощи. втор. обмотки $\frac{1}{k_2}$	Коэф. использ. вторичной обмотки т-ра k_2	Эффект. фазный ток первичной обмотки I_{1g} при $I_{med} = 1$	VA первичной обмотки т-ра при $I_{med} = 1$ или коэф. увелч. мощи. первичной обмотки $\frac{1}{k_1}$	Коэф. использ. первичной обмотки т-ра k_1	
1		11 100	0,707	1,570	0,637	1,00	1,110	0,90	
2		8 550	0,578	1,481	0,675	0,47	1,209	0,83	
3		8 550	0,578	1,481	0,675	0,47	1,209	0,83	
4		8 550	0,289	1,481	0,675	0,41	1,047	0,96	
5		7 410	0,408	1,814	0,552	0,58	1,283	0,78	

Весь трансформатор		Линия			Переменная составл. выпрямленного напряжения		AW создающие добавочный поток рассеяния при $WI_2 = 1$	ΔU повышение напряжения при изменении нагрузки от полной до 0 в % от U_{med} при наличии фильтра	Амплитуда обратного напряжения на вентиле при выпрямленном напряжении $U_{med} = 1$
Типовая мощность трансформатора при $P_{med} = 1$	Коэф. использ. т-ра k_t	Эффект. значение линейного тока I_4	VA линии при мощности выпрям. тока $U_{med} I_{med} = 1$	Коэф. мощности ξ	Частота наименьшей гармоники при частоте питающей сети $f = 50$	Амплитуда наименьшей гармоники при $U_{med} = 1$			
1,34	0,75	1,00	1,11	0,90	2,50	0,670	0,50	57,0	3,10
1,35	0,74	0,47	1,21	0,83	3,50	0,250	0,33	21,0	2,10
1,35	0,74	0,82	1,21	0,83	3,50	0,250	0,33	21,0	2,10
1,26	0,79	0,41	1,05	0,96	6,50	0,057	0,30 ¹⁾	21,0	2,10
1,55	0,65	0,82	1,05	0,96	6,50	0,057	0	4,5	2,10

¹⁾ Переменного направления.

№ схемы	Схема: число витков каждой фазы и принято постоянным и равным 1	Вторичная обмотка трансформатора				Первичная обмотка трансформатора		
		Эффект. фазное напряжение U_2 при $U_{med} = 10^4 V$	Эффект. фазный ток при выпрям. токе $I_{med} = 1 A$	VA вторичной обмотки при $U_{med} = 1$ или коэф. у. ф. лич. мощн. втор. обмотки $\frac{1}{k_2}$	Коэф. использ. вторичной обмотки т-ра k_2	Эффект. фазный ток первичной обмотки I_1 при $I_{med} = 1$	VA первичной обмотки и т-ра при $I_{med} U_{med} = 1$ или коэф. Увелич. мощности первичной обмотки $\frac{1}{k_1}$	Коэф. использ. первичной обмотки т-ра k_1
6		4 275	0,578	1,481	0,675	0,82	1,047	0,96
7		4 275	0,578	1,481	0,675	0,82	1,047	0,96
8		7 410	0,472	1,047	0,955	0,82	1,047	0,96
9		4 275	0,82	1,047	0,9 5	0,82	1,047	0,96

Весь трансформатор		Линия			Переменная составл. выпрямленного напряжения		AW создающие добавочный поток рассеяния при $WI_2 = 1$	ΔU повышение напряжения при измененн. нагрузки от поной до 0 в % от U_{med} при наличии фильтра	Амплитуда обратного напряжения на вентиле при выпрямленном напряжении $U_{med} = 1$
Типовая мощность трансформатора при $P_{med} = 1$	Коэф. использ. т-ра k_t	Эффект. значение линейного тока I_L	VA линии при мощности выпрям. тока $U_{med} I_{med} = 1$	Коэф. мощности ξ	Частота наимизшей гармоники при частоте питающей сети $f = 50$	Амплитуда наимизшей гармоники при $U_{med} = 1$			
1,26	0,79	0,82	1,05	0,96	6.50	0,057	0	4,5	1,05
1,26	0,79	1,42	1,05	0,96	6.50	0,057	0	4,5	1,05
1,05	0,96	0,82	1,05	0,96	6.50	0,057	0	4,5	1,05
1,05	0,96	1,42	1,05	0,6	6.50	0,057	0	4,5	1,05

перехода тока с анода на анод будет занимать определенный промежуток времени, в течение которого два соседних анода выпрямителя будут одновременно загружены током.

Явление пропускания тока сразу двумя анодами под влиянием индуктивностей, сосредоточенных в анодных цепях выпрямителя, называется „перекрытием анодных токов“, а угол, соответствующий времени наличия тока на двух анодах, — „углом перекрытия“. Он обычно обозначается буквой γ .

Для упрощения аналитических выкладок предположим, что в катодной цепи выпрямителя включен дроссель бесконечно большой индуктивности, благодаря чему выпрямленный ток не имеет пульсаций. В этом случае картина прохождения тока по выпря-

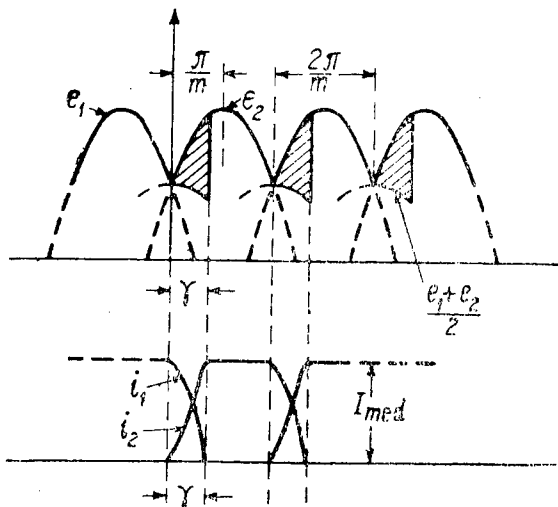


Рис. 30. Кривые анодных токов и выпрямленного напряжения при наличии перекрытия

мителю представится в виде, данном на рис. 30. Как видно, в период перекрытия токи соседних фаз i_1 и i_2 складываются по мгновенным значениям так, что имеет место равенство

$$i_1 + i_2 = I_{med}. \quad (26)$$

Обозначим через u_1 и u_2 мгновенные значения напряжений, имеющих место на фазных обмотках трансформатора с вторичной стороны в период перекрытия анодных токов, через e_1 и e_2 соответственно мгновенные значения эдс, действующих в этих обмотках.

Тогда

$$\begin{aligned} u_1 &= e_1 - L \frac{di_1}{dt} = e_1 - X_a \frac{di_1}{d(\omega t)} \\ u_2 &= e_2 - L \frac{di_2}{dt} = e_2 - X_a \frac{di_2}{d(\omega t)}. \end{aligned} \quad (27)$$

В связи с тем, что на катоде выпрямителя напряжения u_1 и u_2 имеют общую точку, то за весь период перекрытия они будут равны друг другу и выпрямленному напряжению, т. е.

$$u_1 = u_2.$$

Складывая ур-ния (27) и принимая во внимание ур-ние (26), имеем

$$u_1 + u_2 = e_1 + e_2 - X_a \left[\frac{d(i_1 + i_2)}{d(\omega t)} \right] = e_1 + e_2 - X_a \left[\frac{dI_{med}}{d(\omega t)} \right] = e_1 + e_2;$$

но $u_1 = u_2$, следовательно

$$u_1 = u_2 = \frac{e_1 + e_2}{2}, \quad (28)$$

т. е. за период перекрытия анодное напряжение равно полусумме эдс, действующих в фазных обмотках трансформатора. За все же остальное время оно остается равным эдс вторичной обмотки трансформатора. Ориентируясь на ур-ние (28), весьма легко построить кривую выпрямленного напряжения с учетом перекрытия анодных токов, что и сделано в верхней части рис. 30. Заштрихованная площадка характеризует потерю выпрямленного напряжения.

Совершенно очевидно, что ординаты, соответствующие заштрихованной площадке, пропорциональны противо-эдс индуктивности анодного дросселя, которая равна

$$e_L = e_2 - \left[\frac{e_1 + e_2}{2} \right] = \frac{e_2 - e_1}{2}. \quad (29)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения, выраженное ур-нием (13), при перекрытии анодных токов уменьшается на величину средней ординаты заштрихованной площадки. Поэтому величина теряемого напряжения

$$\Delta E = \frac{m}{2\pi} \int_0^\gamma e_L d(\omega t), \quad (30)$$

где γ угол перекрытия.

Выбрав за начало отсчета времени момент возникновения тока на втором аноде выпрямителя, можно сказать, что

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= E_m \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{m}\right) \\ e_2 &= E_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Поэтому

$$e_L = \frac{e_2 - e_1}{2} = \frac{E_m}{2} \left[\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{m}\right) - \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) \right] = E_m \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t. \quad (32)$$

Следовательно,

$$\Delta E_L = \frac{m}{2\pi} \int_0^\gamma E_m \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{m}{\pi} E_m \sin \frac{\pi}{m} \frac{1 - \cos \gamma}{2}. \quad (33)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения с учетом перекрытия будет выражаться разностью ур-ний (13) и (33)

$$\begin{aligned} U_{\text{med}} &= \frac{m}{\pi} E_m \sin \frac{\pi}{m} - \frac{m}{\pi} E_m \sin \frac{\pi}{m} \frac{1 - \cos \gamma}{2} = \\ &= \frac{m}{2} E_m \sin \frac{\pi}{m} \left[1 - \frac{1 - \cos \gamma}{2} \right] = \frac{m}{\pi} E_m \sin \frac{\pi}{m} \cos^2 \frac{\gamma}{2}. \end{aligned} \quad (34)$$

Теперь необходимо определить величину угла перекрытия γ . Из ур-ний (27) следует, что законы изменения токов i_1 и i_2 в период перекрытия будут:

$$\text{и} \quad \left. \begin{aligned} X_a \frac{di_1}{(\omega t)} &= e_1 - u_1 = e_1 - \frac{e_1 + e_2}{2} = \frac{e_1 - e_2}{2} \\ X_a \frac{di_2}{\omega t} &= \frac{e_1 + e_2}{2} \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

Подставляя сюда значения e_1 и e_2 из ур-ний (31) и интегрируя ур-ния (35), найдем

$$i_1 = -\frac{E_m}{X_a} \sin \frac{\pi}{m} \int \sin \omega t d(\omega t) = \frac{E_m}{X_a} \sin \frac{\pi}{m} \cos \omega t + C.$$

Определим постоянную интегрирования C .

Так как в момент начала прохождения тока по второму аноду весь выпрямленный ток проходит через 1-й анод, то при $t=0$ $i_1 = I_{\text{med}}$, т. е.

$$I_{\text{med}} = \frac{E_m}{X_a} \sin \frac{\pi}{m} + C,$$

откуда

$$C = I_{\text{med}} - \frac{E_m}{X_a} \sin \frac{\pi}{m}.$$

Тогда

$$i_1 = I_{\text{med}} - \frac{E_m}{X_a} \sin \frac{\pi}{m} (1 - \cos \omega t). \quad (36)$$

Так как

$$I_{\text{med}} = i_1 + i_2,$$

то

$$i_2 = \frac{E_m}{X_a} \sin \frac{\pi}{m} (1 - \cos \omega t). \quad (37)$$

Прохождение тока i_1 прекратится тогда, когда он примет нулевое значение, т. е. при $\omega t = \gamma$.

Применяя это условие к ур-нию (36), получим

$$0 = I_{\text{med}} - \frac{E_m}{X_a} \sin \frac{\pi}{m} (1 - \cos \gamma),$$

откуда

$$1 - \cos \gamma = \frac{I_{\text{med}} X_a}{E_m \sin \frac{\pi}{m}}. \quad (38)$$

Зная X_a , по ур-нию (38) можно определить угол перекрытия, а следовательно, и интересующие нас величины ΔE и U_{med} . Подставляя из ур-ния (38) значение $(1 - \cos \gamma)$ в ур-ние (33), найдем

$$\Delta E_L = \frac{I_{\text{med}} X_a m}{2\pi}. \quad (39)$$

Величина X_a определяет собой индуктивность рассеяния обеих обмоток трансформатора, приведенную ко вторичной обмотке.

Однако, обычно индуктивность трансформатора определяется по величине его напряжения короткого замыкания

$$e_k^0/0 \cong \frac{I_1 X_1}{U_1} \cdot 100, \quad (40)$$

где X_1 —индуктивность, приведенная к первичной обмотке.

Поэтому при практических расчетах вместо X_a в ф-лу (39) желательнее ввести e_k .

Разд лим обе части ур-ния (39) на U_{med} и помножим на 100.

Тогда

$$\Delta E_L^0/0 = \frac{\Delta E_L}{U_{med}} \cdot 100 = \frac{I_{med} \cdot X_a m}{2\pi U_{med}} \cdot 100. \quad (41)$$

При коэффициенте трансформации, равном единице,

$$I_{med} = I_1 a \text{ и } U_{med} = U_1 b,$$

где a и b постоянные коэффициенты, зависящие от числа фаз и схемы включения выпрямителя.

Заменяя I_{med} и U_{med} в ур-нии (41) их выражениями через I_1 и U_1 , а также принимая во внимание, что при коэффициенте трансформации, равном единице, $X_a = X_1$, найдем

$$\Delta E_L^0/0 = \frac{I_1 a X_1 m}{2\pi \cdot U_1 \cdot b} \cdot 100 = A e_k^0/0. \quad (42)$$

Если бы коэффициент трансформации не был равен единице, то все равно результат получился бы тот же, так как в этом случае

$$I_{med} = \frac{I_1 n}{a}, \quad U_{med} = \frac{U_1}{n \cdot b} \text{ и } X_1 = \frac{X_a}{n^2}.$$

Таким образом, мы получили необходимую расчетную формулу для определения процентного падения напряжения со стороны выпрямленного тока с учетом перекрытия анодных токов.

Поскольку $e_k^0/0$ измеряется обычно при номинальном значении первичного тока, то полученная по ф-ле (42) величина $\Delta E_L^0/0$ будет соответствовать полной нагрузке выпрямителя. Совершенно очевидно, что при меньших значениях I_{med} пропорционально ему будет меньше и $\Delta E_L^0/0$.

Перейдем теперь к выяснению влияния активного сопротивления обмоток трансформатора на падение выпрямленного напряжения.

Если активное сопротивление фазы первичной обмотки трансформатора обозначить через r_1 , а вторичной через r_2 , то общее активное сопротивление обмоток трансформатора, отнесенное к одной фазе и пересчитанное на вторичную обмотку, может быть в первом приближении вычислено по формуле

$$r_T = r_2 + r_1 n^2, \quad (43)$$

где n коэффициент трансформации.

Эта формула являлась бы совершенно справедливой для случая работы нормального трансформатора, нагруженного синусоидальными токами. Поскольку в выпрямительной установке токи обмоток трансформатора отличны от синусоиды, то здесь эта формула является приближенной, но достаточной при практических расчетах.

Так как r_T включено последовательно с каждым анодом выпрямителя, а через любой анод в течение части периода идет полный выпрямленный ток, то это эквивалентно прохождению всего выпрямленного тока по сопротивлению r_T в течение всего периода.

Таким образом, падение выпрямленного напряжения вследствие наличия активного сопротивления обмоток трансформатора для нормального многофазного выпрямителя будет равно

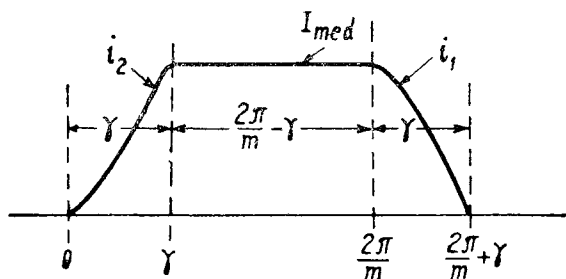
$$\Delta E_R = I_{med} r_T. \quad (44)$$

Практически обычно величина r_T , равно как r_1 и r_2 бывают неизвестны, но зато даются потери в меди обмоток трансформатора P_M .

В этом случае

$$\Delta E_R = \frac{P_M}{I_{med}}. \quad (44')$$

Рис. 31. Кривая анодного тока многофазного выпрямителя при наличии перекрытия и включении большого катодного дросселя.



Учитывая падение выпрямленного напряжения в зависимости от активного сопротивления обмоток трансформатора, мы пренебрегали падением напряжения в самих вентилях. Это допущение вполне приемлемо для газовых выпрямителей, в которых, как это будет ясно из дальнейшего, внутреннее падение напряжения весьма мало и не зависит от тока. Иначе обстоит дело с чисто электронными и твердыми выпрямителями, где с внутренними сопротивлениями вентилях приходится считаться.

Поскольку наличие значительных сопротивлений в анодных цепях выпрямителей оказывает заметное влияние на процесс прохождения тока, то это обстоятельство будет учтено в специальной главе, посвященной кенотронным выпрямителям, в общей же теории выпрямления мы его касаться не будем.

Кроме падения напряжения, зависящего от индуктивности и активного сопротивления обмоток трансформатора, необходимо еще определить влияние перекрытия на эффективное значение анодного тока.

Зная форму анодного тока и аналитические выражения для закона изменения этого тока на определенных участках, не трудно найти и его эффективное значение.

Форма кривой анодного тока при перекрытии и наличии со стороны выпрямленного тока дросселя, обладающего весьма большой индуктивностью, представлена на рис. 31.

В предыдущих рассуждениях через i_1 был обозначен убывающий ток анода, а через i_2 возрастающий ток.

Согласно рис. 31 анодный ток за время от нуля до γ возрастает (i_2), далее на отрезке времени от γ до $\frac{2\pi}{m}$ остается постоянным и равным I_{med} , а затем убывает (i_1). Время убывания тока от I_{med} до нуля соответствует изменению угла от $\frac{2\pi}{m}$ до $\frac{2\pi}{m} + \gamma$. Эффективное значение такого тока может быть найдено из уравнения

$$I_2^2 = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\gamma} i_2^2 d(\omega t) + \int_{\gamma}^{\frac{2\pi}{m}} I_{\text{med}}^2 d(\omega t) + \int_0^{\gamma} i_1^2 d(\omega t) \right]. \quad (45)$$

Значения i_1 и i_2 , полученные нами ранее, даны в ур-ниях (36) и (37).

Преобразуем эти уравнения, подставив вместо множителя $\frac{E_m}{X_a} \sin \frac{\pi}{m}$ его значение, взятое из ур-ния (38).

Имеем:

$$i_1 = I_{\text{med}} - \frac{I_{\text{med}}}{1 - \cos \gamma} \cdot (1 - \cos \omega t) = I_{\text{med}} \left[1 - \frac{1 - \cos \omega t}{1 - \cos \gamma} \right] \quad (46)$$

и

$$i_2 = I_{\text{med}} \frac{1 - \cos \omega t}{1 - \cos \gamma}. \quad (47)$$

Обозначая выражение $\frac{1 - \cos \omega t}{1 - \cos \gamma}$ через Z и подставляя значения i_1 и i_2 в ур-ние (45), найдем

$$\begin{aligned} I_2^2 &= \frac{I_{\text{med}}^2}{2\pi} \left[\int_0^{\gamma} (1 - Z)^2 d(\omega t) + \left(\frac{2\pi}{m} - \gamma \right) + \int_0^{\gamma} Z^2 d(\omega t) \right] = \\ &= \frac{I_{\text{med}}^2}{2\pi} \left[\frac{2\pi}{m} - 2 \int_0^{\gamma} (Z - Z^2) d(\omega t) \right], \end{aligned} \quad (48)$$

откуда

$$I_2 = \frac{I_{\text{med}}}{\sqrt{m}} \cdot \sqrt{1 - m\psi(\gamma)}, \quad (49)$$

где

$$\begin{aligned} \psi(\gamma) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\gamma} (Z - Z^2) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\gamma} \left[\frac{1 - \cos \omega t}{1 - \cos \gamma} - \left(\frac{1 - \cos \omega t}{1 - \cos \gamma} \right)^2 \right] d(\omega t) = \\ &= \frac{(2 + \cos \gamma) \sin \gamma - (1 + 2 \cos \gamma) \gamma}{2\pi (1 - \cos \gamma)^2}. \end{aligned} \quad (50)$$

На рис. 32 дана зависимость между поправочным множителем $\sqrt{1 - m\psi(\gamma)}$ (см. ур-ние 49) и углом перекрытия для двух, трех- и шестифазного выпрямителя.

Из этого рисунка видно, что эффективное значение тока анода уменьшается с увеличением угла перекрытия, т. е. если расчет вторичной обмотки трансформатора вести по общей для анодного тока ф-ле (17), то в сечении меди получится некоторый небольшой запас.

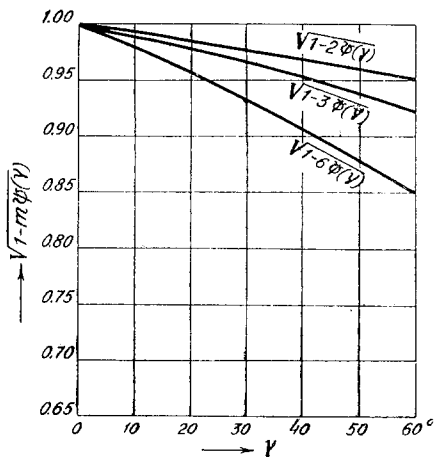


Рис. 32. Кривые функциональной зависимости $\sqrt{1 - m\psi(\gamma)} = f(\gamma)$

преенебрегается, то заданное выпрямленное напряжение в 12 kV будет иметь место как при нагрузке, так и при холостом ходе устройства. Поэтому на основании ф-лы (13) линейное (только для схемы Грца) напряжение вторичной обмотки трансформатора будет равно

$$U_2 = \frac{\pi \cdot U_{\text{мед}}}{m \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m}} = \frac{3,1 \cdot 12\,000}{6 \cdot 1,41 \cdot 0,5} = 8900 \text{ V.}$$

Тот же результат можно получить, пользуясь табл. 1 для $m = 6$

$$U_2 = \frac{12\,000}{1,35} = 8900 \text{ V.}$$

Далее находим эффективное значение тока, проходящего по аноду выпрямителя (см. § 7 в настоящей главе)

$$I_a = 0,58 I_{\text{мед}} = 0,58 \cdot \frac{100\,000}{12\,000} = 0,58 \cdot 8,33 = 4,83 \text{ A.}$$

Здесь

$$\frac{P_{\text{мед}}}{U_{\text{мед}}} = \frac{10\,000}{12\,000} = I_{\text{мед}} = 8,33 \text{ A.}$$

Если в качестве вентиля применен кенотрон, то этот ток создает потери на его аноде.

Среднее значение анодного тока в связи с его продолжительностью в $\frac{2\pi}{3}$ будет

$$I_{a \text{ med}} = \frac{I_{\text{med}}}{3} = \frac{8,33}{3} = 2,77 \text{ A.}$$

По величине этого тока определяются потери в газовых выпрямителях, где падение напряжения не зависит от тока.

Амплитудное значение анодного тока будет

$$I_m = \frac{E_m}{R} = I_{\text{med}} \frac{\pi}{m \sin \frac{\pi}{m}} = \frac{8,33 \cdot 3,14}{6 \cdot 0,5} = 8,66 \text{ A.}$$

По этому значению тока проверяется эмиссионная способность катода вентиля.

Эффективное значение тока, идущего по вторичной обмотке трансформатора, $I_2 = I_a \sqrt{2} = 0,817 I_{\text{med}} = 0,817 \cdot 8,33 = 6,80 \text{ A.}$

Амплитуда обратного напряжения, прикладываемого к вентилю (см. § 7 в гл. II),

$$E_{\text{обр}} = 1,05 U_{\text{med}} = 1,05 \cdot 12\,000 = 12\,600 \text{ V.}$$

Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения

$$s = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{36 - 1} = 0,057.$$

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$P_2 = U_2 I_2 \sqrt{3} = 8900 \cdot 6,8 \cdot 1,73 = 105 \text{ kVA.}$$

Эффективное значение фазного тока первичной обмотки трансформатора в связи с идентичностью по форме первичного тока вторичному будет равно I_2 , помноженному на коэффициент трансформации по фазе n , т. е.

$$I_1 = I_2 n = 6,8 \cdot \frac{8\,00}{\sqrt{3} \cdot 380} = 92 \text{ A.}$$

Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора

$$P_1 = I_1 U_1 3 = 92 \cdot 380 \cdot 3 = 105 \text{ kVA.}$$

Линейный ток будет представлять собой геометрическую разность токов двух соседних фаз первичной обмотки трансформатора, т. е. форма его будет соответствовать представленной на рис. 24. Эффективное значение такого тока найдется из следующих соображений.

Если амплитуду выпрямленного тока обозначить через I_m и за единичный импульс тока считать импульс продолжительностью $\frac{2\pi}{6}$, то эффективное значение такого тока можно найти из выражения (15)

$$I'_a = \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\sin \frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{m} \right)} = \sqrt{I_m^2 A}.$$

Ток анода вентиля состоит из двух таких импульсов, следовательно, его эффективное значение

$$I_a = \sqrt{2I_m^2 A}.$$

Ток вторичной обмотки трансформатора состоит из четырех таких импульсов, следовательно, его эффективное значение

$$I_2 = \sqrt{4I_m^2 A}.$$

Таково же будет эффективное значение фазного тока в первичной обмотке трансформатора при $n = 1$.

Ток линии состоит из четырех элементарных импульсов и двух импульсов с двойной амплитудой. Следовательно, его эффективное значение при $n = 1$ будет

$$I_\lambda = \sqrt{4I_m^2 A + 2(2I_m)^2 A} = \sqrt{12I_m^2 A}.$$

Отношение

$$\frac{I_\lambda}{I_2} = \frac{\sqrt{12I_m^2 A}}{\sqrt{4I_m^2 A}} = \sqrt{3}.$$

Таким образом, при $n = 1$ эффективное значение тока линии

$$I_\lambda = \sqrt{3} I_1 = 1,73 \cdot 92 = 159 \text{ A}.$$

Расчетные киловольтамперы линии

$$P_\lambda = I_\lambda U_\lambda \sqrt{3} = 159 \cdot 380 \sqrt{3} = 105 \text{ kVA}.$$

Коэффициент мощности установки, обусловленный искажением формы кривой линейного тока,

$$\xi = \frac{P_{\text{med}}}{P_\lambda} = \frac{100}{105} = 0,955.$$

Пример 2. Ввести коррективы в расчет, произведенный по предыдущему заданию, в отношении падения выпрямленного напряжения и величины эффективного значения анодного тока, при условии, что напряжение короткого замыкания трансформатора $e_\kappa^0\% = 5,5\%$ и потери в меди его обмоток составляют один киловатт. Падением напряжения в вентилях пренебрегается.

На основании ф-лы (42) индуктивное падение напряжения

$$\Delta E_L^0\% = e_\kappa^0\% \cdot A = e_\kappa^0\% \frac{am}{2\pi b}.$$

Коэффициент

$$a = \frac{I_{\text{med}}}{I_1} = \frac{1}{0,817} = 1,22$$

и коэффициент

$$b = \frac{U_{\text{med}}}{U_1} = 1,35,$$

поэтому

$$\Delta E_L^0 /_0 = \frac{1,22 \cdot 6 \cdot 5,5}{6,28 \cdot 1,35} = 4,74\%$$

или

$$\Delta E_L = \frac{12000 \cdot 4,74}{100} = 568 \text{ V.}$$

Падение напряжения на эквивалентном активном сопротивлении обмоток трансформатора может быть найдено простым делением потерь в меди на величину выпрямленного тока, т. е.

$$\Delta E_R = \frac{1000}{8,33} = 120 \text{ V.}$$

Таким образом, полное падение выпрямленного напряжения,

$$\Delta E = \Delta E_L + \Delta E_R = 568 + 120 = 688 \text{ V.}$$

Исходя из полученных цифр, необходимо рассчитывать напряжение холостого хода трансформатора по выпрямленному напряжению, равному

$$U_{\text{med}} 12000 + 688 = 12688 \text{ V,}$$

таким образом

$$U_2 = \frac{3,14 \cdot 12688}{6 \cdot 1,41 \cdot 0,5} = 9400 \text{ V.}$$

Переходим к определению эффективного значения анодного тока с учетом перекрытия.

Согласно ф-ле (49)

$$I_a = \frac{I_{\text{med}}}{\sqrt{m}} \sqrt{1 - m\phi(\gamma)},$$

причем в связи с тем, что продолжительность протекания I_a соответствует трехфазной схеме, здесь приходится считать $m = 3$.

Имея выражения для $e_k^0 /_0$, а также для эффективного значения первичного тока и напряжения, можно в первом приближении определить величину эквивалентной индуктивности X_1 трансформатора, приведенную к первичной обмотке.

Так как $e_k^0 /_0 \cong \frac{I_1 X_1}{U_1} \cdot 100$, то

$$X_1 \cong \frac{e_k^0 /_0 U_1}{I_1 \cdot 100} = \frac{5,5 \cdot 380}{92 \cdot 100} = 0,23 \Omega.$$

Если это индуктивное сопротивление привести ко вторичной обмотке, то $X_a = X_1 n^2$, где n — коэффициент трансформации.

Величина угла перекрытия γ найдется по ф-ле (38)

$$1 - \cos \gamma = \frac{I_{\text{med}} X_1 n^2}{E_m \sin \frac{\pi}{m}},$$

откуда

$$\begin{aligned}\cos \gamma &= 1 - \frac{I_{\text{med}} X_1 n^2}{E_m \sin \frac{\pi}{m}} = 1 - \frac{8,33 \cdot 0,23 \cdot \left(\frac{9400}{380}\right)^2}{9400 \sqrt{2} \cdot 0,5} \\ &= 1 - \frac{1065}{6500} = 1 - 0,164 = 0,836. \text{ Следовательно, } \gamma \cong 33^\circ.\end{aligned}$$

Согласно графику, приведенному на рис. 32, при этом значении угла γ поправочный множитель $\sqrt{1 - 3\psi(\gamma)}$ оказывается равным 0,97, т. е. окончательно

$$I_a = 0,58 I_{\text{med}} \cdot 0,97 = 0,58 \cdot 8,33 \cdot 0,97 = 4,68 \text{ А.}$$

Как видно, при практических расчетах этой поправки можно было бы и не делать.

Пример 3. Определить основные соотношения между токами и напряжениями в выпрямительном устройстве, работающем от однофазного трансформатора с использованием обоих полупериодов переменного напряжения на чисто активную нагрузку, если выпрямленное напряжение (постоянная составляющая) должно равняться 1000 В, а выпрямленный ток 0,5 А.

Первичное напряжение 220 В.

Внутренними падениями напряжения в отдельных элементах схемы пренебрегается.

Прежде всего определим величину эффективного значения фазного напряжения, для чего пользуемся табл. 1 для $m=2$. По этой таблице

$$U_{\text{med}} = 0,9 U_2, U_2 = 1,11 U_{\text{med}} = 1,11 \cdot 1000 = 1110 \text{ В.}$$

Эффективное значение анодного тока при пользовании упрощенной формулой получается равным

$$I_2 = \frac{I_{\text{med}}}{\sqrt{m}} = \frac{0,5}{1,41} = 0,35 \text{ А.}$$

Однако, для рассматриваемой схемы включения вследствие очень большой пульсации истинное значение I_2 будет значительно отличаться от подсчитанного по упрощенной формуле. Воспользовавшись более точной ф-лой (15), найдем

$$\begin{aligned}I_2 &= \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\sin \frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{m} \right)} = \\ &= \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{1}{3,14} (\sin \pi + \pi)} = \frac{I_m}{2},\end{aligned}$$

где I_m амплитуда тока.

В свою очередь,

$$I_m = \frac{E_m}{R} = \frac{U_{\text{med}}}{R} \frac{\pi}{m \sin \frac{\pi}{m}} = I_{\text{med}} \frac{\pi}{2} = 0,785 \text{ А.}$$

Таким образом,

$$I_2 = I_{\text{med}} \frac{\pi}{4} = 0,5 \cdot \frac{3,14}{4} = 0,39 \text{ А.}$$

Коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора

$$\begin{aligned} k_2 &= \frac{P_{\text{med}}}{P_2} = \frac{I_{\text{med}} U_{\text{med}}}{m I_2 U_2} = \\ &= \frac{0,5 \cdot 1000}{2 \cdot 0,39 \cdot 1110} = 0,575, \text{ или } \frac{1}{k_2} = 1,74. \end{aligned}$$

Если воспользоваться приближенной формулой для определения тока I_2 , то

$$k'_2 = \frac{0,5 \cdot 1000}{2 \cdot 0,35 \cdot 1110} = 0,64, \text{ или } \frac{1}{k'_2} = 1,57.$$

Таким образом, расчетные вольтамперы вторичной обмотки трансформатора

$$VA_2 = 0,39 \cdot 1110 \cdot 2 = 866 \text{ В А.}$$

Амплитуда обратного напряжения на вентиле

$$E_{\text{обр}} = 2E_m = 1110 \sqrt{2} \cdot 2 = 3140 \text{ В.}$$

Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения

$$s = \frac{2}{2^2 - 1} = 0,67.$$

Эффективное значение тока первичной обмотки трансформатора найдется из следующих соображений.

Так как первичное напряжение 220 В, а фазное вторичное 1110 В, то коэффициент трансформации

$$n = \frac{1110}{220} = 5,05.$$

Как это было установлено ранее, эффективное значение первичного тока будет в $\sqrt{2}$ раз больше такового же для вторичного, т. е.

$$I_1 = 0,39 \sqrt{2} \cdot 5,05 = 2,83 \text{ А.}$$

Расчетные вольтамперы первичной обмотки

$$VA_1 = I_1 U_1 = 2,83 \cdot 220 = 622 \text{ В А.}$$

Коэффициент использования первичной обмотки

$$k_1 = \frac{0,5 \cdot 1000}{622} = 0,8.$$

Типовая мощность трансформатора

$$P_0 = \frac{866 + 622}{2} = 744 \text{ В А.}$$

СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

1. Назначение электрического фильтра

Как уже упоминалось выше, любое радиоустройство для питания анодов ламп требует постоянного напряжения, практически лишеного каких бы то ни было пульсаций.

Это требование обуславливается необходимостью отсутствия у передатчика или приемника так называемого фона, мешающего художественному воспроизведению или приему речи и музыки.

Рассмотренный нами ранее материал позволяет утверждать, что любое выпрямительное устройство дает выпрямленное напряжение пульсирующего характера, т. е. это напряжение для питания радиоустройств непригодно. Пульсации выпрямленного напряжения можно рассматривать как наложение на постоянную его составляющую высших гармоник, причем основная гармоника будет иметь частоту в m раз большую частоты питающей сети, если под m подразумевать число фаз выпрямителя.

Таким образом, основным назначением фильтра служит сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения.

Ранее при рассмотрении формы кривой выпрямленного напряжения (см. § 4 гл. II) была выведена аналитическая ф-ла (21) для коэффициента пульсации выпрямленного напряжения, причем под этим коэффициентом подразумевалось отношение амплитуды первой гармоники выпрямленного напряжения к его постоянной составляющей.

Если при отсутствии фильтра коэффициент пульсации был равен s , а при наличии фильтра он уменьшился до значения s' , то отношение $\frac{s'}{s}$ характеризует способность фильтра сглаживать пульсации выпрямленного напряжения и называется поэтому коэффициентом фильтрации.

Для расчета электрического фильтра необходимо иметь заданным допустимый коэффициент пульсации напряжения на нагрузке.

2. Фильтрующее действие индуктивности и емкости

Ранее, при рассмотрении процессов, происходящих в однофазном выпрямителе, мы видели, что включение дросселя последовательно с нагрузкой увеличивает продолжительность прохождения тока по вентилю, не уменьшая его пульсации, а параллельное подключение к нагрузке емкости, наоборот, уменьшает время прохождения тока по вентилю, но зато также уменьшает и пульсации выпрямленного напряжения.

Если рассматривать влияние индуктивности на процесс прохождения по вентилю тока в многофазной схеме выпрямления, то здесь приходится считаться с тем, включена ли эта индуктивность в анодной цепи вентиля, т. е. между трансформатором и анодом, или в катодной цепи, т. е. между трансформатором и катодом.

Когда мы рассматривали процесс перекрытия анодных токов, то установили, что анодная индуктивность затягивает прохождение тока по вентилю, т. е. действует так же, как в случае однофазного выпрямителя. Совершенно иное действие в многофазном выпрямительном устройстве оказывает катодный дроссель. Действительно, по аноду каждого вентиля проходит прерывистый ток, почему анодный дроссель и может влиять как на его форму, так и на время его прохождения. По катодному же дросселю проходит суммарный непрерывающийся выпрямленный ток, почему он может только воспрепятствовать прохождению по цепи высших гармоник выпрямленного тока, но ни в каком случае не в состоянии повлиять на продолжительность прохождения тока по анодам отдельных вентилях. Если бы трансформатор не обладал никаким рассеянием, то продолжительность прохождения тока по аноду любого вентиля m -фазного выпрямителя равнялась бы $\frac{2\pi}{m}$ при каком угодно значении индуктивности катодного дросселя. Влияние последнего отразилось бы лишь на форме кривой анодного тока.

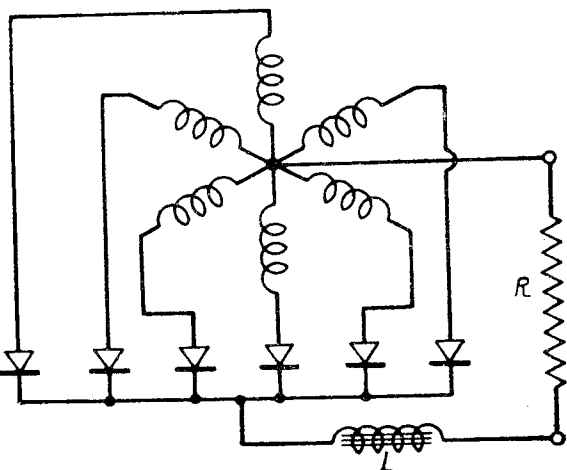


Рис. 33. Схема трехфазного выпрямления с катодным дросселем.

Для примера определим величину индуктивности катодного дросселя L шестифазного выпрямителя (рис. 33), если нам нужно сгладить пульсации выпрямленного тока в десять раз против нормальных. Величина выпрямленного напряжения равна 500V, а отдаваемая выпрямителем мощность — 50 kW.

В этом случае коэффициент пульсации s' тока должен быть

$$s' = \frac{2}{(6^2 - 1) \cdot 10} = 0,0057.$$

Амплитуда первой гармоники тока без дросселя будет

$$I_{1m} = 0,057 I_{1med} = 0,057 \cdot \frac{50\,000}{500} = 5,7 \text{ A.}$$

Ток первой гармоники пойдет под влиянием переменного напряжения с амплитудой

$$E_{1m} = I_{1m} R = 5,7 \cdot \frac{U_{med}}{I_{med}} = 5,7 \cdot 5 = 28,5 \text{ V,}$$

имеющей частоту $6f$, где f — частота сети.

Нам необходимо снизить амплитуду первой гармоники тока в 10 раз, т. е. уменьшать ее до значения $I'_m = 0,57$ А.

Необходимая для этого величина индуктивности найдется из уравнения

$$I'_m Z = E_{1m}, \text{ где } Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 m^2 L^2}.$$

Подставляя сюда значения I'_m и E_{1m} , найдем

$$\sqrt{5^2 + (m\omega L)^2} = \frac{28,5}{0,57} = 50,$$

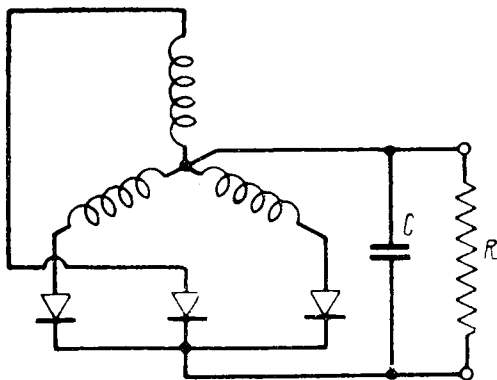
откуда

$$(m\omega L)^2 = 2500 - 25 = 2475, \text{ или } m\omega L = 49 \Omega.$$

Принимая $f = 50$ Hz, найдем

$$L = \frac{49}{6,28 \cdot 300} = 0,026 \text{ Н.}$$

Таким образом, при помощи катодного дросселя, включенного в цепь многофазного выпрямителя, можно сгладить пульсации выпрямленного тока до необходимой величины.



Если многофазный выпрямитель работает на нагрузку, шунтированную емкостью (рис. 34), то, как это было нами определено выше, конденсатор стремится поддерживать постоянной величину тока, идущего по нагрузке.

Ток разряда конденсатора, как известно, может быть выражен уравнением

$$i = C \frac{de}{dt}. \quad (51)$$

Рис. 34. Схема трехфазного выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку.

Считая, что ток разряда конденсатора постоянен и равен среднему значению тока нагрузки и что продолжительность разряда конденсатора в многофазном выпрямителе равна $\frac{T}{m}$, т. е. времени между двумя соседними импульсами тока через аноды выпрямителя, найдем изменение напряжения на конденсаторе при его разряде

$$\Delta e = \frac{I_{\text{med}}}{C} \int_0^{T/m} dt = \frac{I_{\text{med}} T}{Cm} = \frac{I_{\text{med}}}{mfC}. \quad (52)$$

Взяв отношение $\frac{\Delta e}{U_{\text{med}}}$, мы получим коэффициент пульсации

$$s = \frac{I_{\text{med}}}{U_{\text{med}}} \cdot \frac{1}{mfC} = \frac{1}{mfCR}, \quad (53)$$

откуда

$$C = \frac{1 \cdot 10^6}{mfRs} \mu\text{F}. \quad (54)$$

Если, аналогично предыдущему, взять $s' = 0,0057$, а $R = 10\,000 \Omega$, то при шестифазном выпрямлении

$$C = \frac{1 \cdot 10\,000 \cdot 10^6}{6 \cdot 50 \cdot 10\,000 \cdot 57} = 58,4 \mu\text{F},$$

т. е. величина емкости получается настолько большой, что осуществление сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения

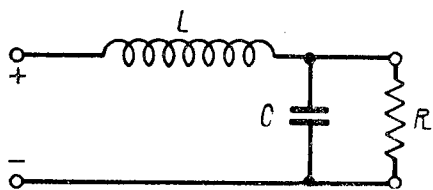


Рис. 35. Схема Г-образного фильтра.

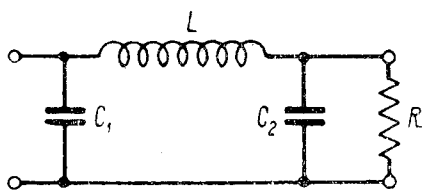


Рис. 36. Схема П-образного фильтра

при помощи одного только конденсатора экономически нецелесообразно.

Обычно мощные выпрямительные устройства с газовыми вентилями всегда снабжаются Г-образным электрическим фильтром, составленным из индуктивности и емкости, как это представлено на рис. 35, а маломощные с чисто электронными вентилями иногда укомплектовываются П-образным фильтром по схеме рис. 36.

3. Основные требования, предъявляемые к фильтру

Основным требованием, предъявляемым к фильтру, является уничтожение пульсаций выпрямленного напряжения на нагрузке.

Для выполнения этого требования электрический фильтр должен быть соответствующим образом рассчитан.

Исходным пунктом здесь служит допустимая величина пульсации s' выпрямленного напряжения после его фильтрации.

Значения s' для различных случаев могут быть определены следующими цифрами, взятыми из практики:

1. Для концертных, телефонных радиопередатчиков и приемников, а также для трансляционной аппаратуры значение

$$s' = 0,05 \cdot 10^{-2}.$$

2. Для радиотелефонных передатчиков и аппаратуры коммерческой связи

$$s' = (0,1 - 0,2) \cdot 10^{-2}.$$

3. Для коротковолновых и длинноволновых телеграфных передатчиков

$$s' = (0,2 - 1) \cdot 10^{-2}.$$

Помимо этого основного требования фильтр должен удовлетворять еще ряду условий, вытекающих как из процессов в самом фильтре, так и зависящих от рода применяемых для выпрямления вентилялей.

Эти требования сводятся к следующему:

а) отсутствие опасных перенапряжений и бросков тока (перетоков) при включении и выключении выпрямительной установки,

б) наличие допустимых колебаний напряжения на выходном конденсаторе фильтра как при телеграфной работе, так и при модуляции радиопередатчика,

в) сохранение или увеличение коэффициента использования обмоток трансформатора по отношению к существующему без применения фильтра,

г) устойчивая работа выпрямительных устройств в случае применения газовых выпрямителей,

д) соотношение между величинами индуктивности L и емкости C фильтра должно быть обосновано с экономической точки зрения.

4. Расчет Г-образного фильтра по заданному коэффициенту пульсации

Расчет Г-образного фильтра с точки зрения сглаживания пульсаций можно производить по формулам переменного тока. Действительно, реальная схема работы многофазного выпрямителя на нагрузку через электрический фильтр может быть заменена эквивалентной схемой, представленной на рис. 37.

Здесь источник пульсирующего выпрямленного напряжения заменен двумя источниками, из которых один дает постоянное напряжение, а другой переменное. Совершенно очевидно, что индуктивность фильтра L для прохождения постоянного тока практически не окажет никакого сопротивления, тогда как для переменного тока ее сопротивление будет велико. Конденсатор фильтра от источника постоянного тока получит

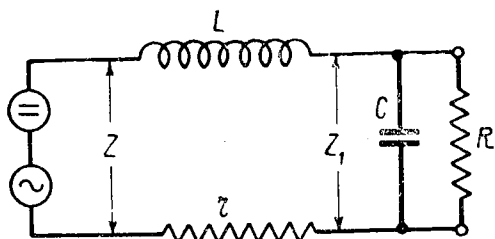


Рис. 37. Эквивалентная схема работы многофазного выпрямителя на электрический фильтр.

Совершенно очевидно, что индуктивность фильтра L для прохождения постоянного тока практически не окажет никакого сопротивления, тогда как для переменного тока ее сопротивление будет велико. Конденсатор фильтра от источника постоянного тока получит

только заряд, тогда как переменный ток по нему может свободно проходить.

Таким образом, сглаживающие качества фильтра будут тем лучше, чем больше L и чем больше C .

Обозначим через Z полное сопротивление изображенной на рис. 37 цепи, через Z_1 — сопротивление ее разветвленной части и через r — внутреннее сопротивление источника тока, которое в реальной схеме можно определить по потерям в вентилях, дросселе L и меди обмоток трансформатора, и найдем коэффициент фильтрации.

Последний, как известно, представляет собой отношение коэффициента пульсации выпрямленного напряжения после фильтрации к таковому же при отсутствии фильтра.

Значения коэффициента пульсации $s = \frac{E_{1m}}{U_{med}}$ до фильтра даны в табл. 3 (стр. 23).

Амплитуда первой гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения, имеющая место на сопротивлении нагрузки после фильтрации, будет

$$E'_{1m} = I_{1m} Z_1, \text{ но } I_{1m} = \frac{E_{1m}}{Z}, \text{ т. е. } E'_{1m} = E_{1m} \frac{Z_1}{Z}.$$

Следовательно, коэффициент пульсации после фильтра

$$s' = \frac{E'_{1m}}{U_{med}} = \frac{E_{1m}}{U_{med}} \cdot \frac{Z_1}{Z} = s \frac{Z_1}{Z}$$

и коэффициент фильтрации

$$\frac{s'}{s} = \frac{Z_1}{Z}.$$

Таким образом, если в качестве основного задания для расчета фильтра дано s' , то, взяв из табл. 3 значение s , можно найти, чему должно равняться отношение сопротивлений $\frac{Z_1}{Z}$.

Определим теперь значения Z_1 и Z через L , C , R и r .

Полная проводимость разветвления C и R в комплексной форме представится уравнением

$$\frac{1}{Z_1} = \frac{1}{R} + jm\omega C,$$

где m — число фаз выпрямительного устройства и ω — угловая частота сети.

Отсюда

$$\bar{Z}_1 = \frac{R}{1 + jm\omega CR}.$$

Соответственно полное сопротивление цепи в комплексной форме

$$\bar{Z} = \bar{Z}_1 + jm\omega L + r.$$

Интересующее нас отношение $\frac{Z_1}{Z}$ в комплексном виде будет

$$\frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}} = \frac{R}{R + r - \omega^2 m^2 LCR + j\omega mL + j\omega CRr},$$

или, переходя к модулю

$$\frac{Z_1}{Z} = \frac{R}{\sqrt{(R + r - \omega^2 m^2 LCR)^2 + (m\omega CRr + m\omega L)^2}}. \quad (54a)$$

Выведенная формула дает выражение для коэффициента фильтрации Г-образного фильтра в самом общем виде, однако, она сложна и для практических расчетов нуждается в упрощении.

Так как в подавляющем большинстве случаев $R \gg r$, а также, принимая во внимание, что обычно проводимостью $\frac{1}{R}$ по отношению к проводимости $m\omega C$ можно пренебречь, ф-лу (54a) не трудно представить в следующем виде

$$\frac{Z_1}{Z} = \frac{\frac{1}{m\omega C}}{m\omega L - \frac{1}{m\omega C}} = \frac{1}{m^2\omega^2 LC - 1}. \quad (55)$$

Обозначая $\frac{Z_1}{Z} = \nu$, найдем

$$m^2\omega^2 LC = \frac{1 + \nu}{\nu} \cong \frac{1}{\nu}. \quad (56)$$

По этой формуле легко определить произведение LC , которое с собственной угловой частотой колебаний фильтра ω_0 связано следующим уравнением

$$\omega_0 \cong \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (57)$$

По найденному нами произведению LC можно определить экономически выгодные значения L и C , пользуясь для этой цели графиком, данным на рис. 38.

Во избежание отрицательно действующих на работу фильтра резонансных условий необходимо, чтобы $2\omega_0 \leq m\omega$.

5. Проверка расчета Г-образного фильтра на коэффициенты использования обмоток трансформатора

Как было видно из рассмотрения влияния катодной индуктивности и емкости на работу выпрямителя, первая способствует сглаживанию пульсаций выпрямленного тока, стремясь довести

форму импульса анодного тока до прямоугольного, а вторая, наоборот, уменьшает продолжительность прохождения анодного тока, делая его пикообразным.

Суммарное действие Г-образного фильтра на форму кривой выпрямленного тока будет зависеть от того, преобладает ли в фильтре действие индуктивности или действие емкости. В зависимости от этого пульсации выпрямленного тока, проходящего по фильтру, могут быть как меньше, так и больше пульсаций его при отсутствии фильтра. На рис. 39 представлены формы кривых

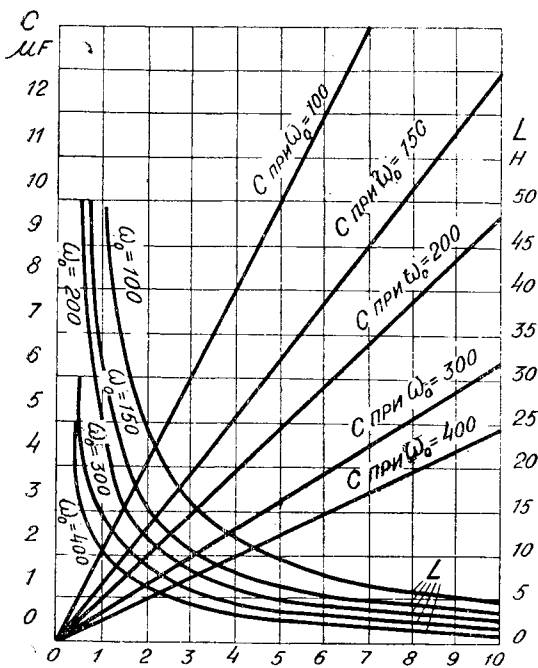


Рис. 38. Зависимость L и C фильтра от тока нагрузки при наименьшей их стоимости.

выпрямленного тока, идущего от катода выпрямителя в фильтр для трехфазной схемы Греча: а) при отсутствии фильтра, б) в случае индуктивной реакции фильтра и в) в случае его емкостной реакции.

На том же рисунке даны соответственно формы кривых анодного тока.

Как известно из теории переменного тока, коэффициент формы его кривой будет тем больше, чем эта кривая острее, а следовательно, и эффективное значение тока в последнем случае будет больше.

Таким образом, можно утверждать, что при емкостной реакции фильтра эффективное значение анодного тока будет больше по

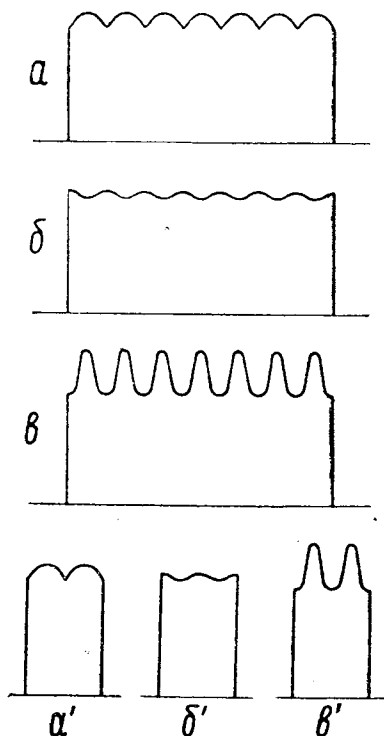


Рис. 39. Формы кривых анодного и выпрямленного токов при различных реакциях фильтра.

сравнению с таковым же при отсутствии фильтра, а при индуктивной реакции несколько меньше. Последнее обстоятельство должно благоприятно отразиться на коэффициентах k_1 и k_2 . С этой точки зрения необходимо элементы фильтра рассчитывать таким образом, чтобы была обеспечена индуктивная реакция фильтра, которая имеет место при соблюдении условия

$$Z > R + r.$$

Обратимся к аналитическому решению затронутого вопроса.

Амплитуда переменной составляющей тока, проходящего по фильтру, может быть определена из уравнения

$$I_{1m} = \frac{E_{1m}}{Z}.$$

Аналогично понятию о коэффициенте пульсации выпрямленного напряжения введем понятие о коэффициенте пульсации выпрямленного тока, под которым будем подразумевать отношение амплитуды первой гармоники тока к его постоянной составляющей, т. е.

$$s_i = \frac{I_{1m}}{I_{med}}.$$

Пренебрегая проводимостью $\frac{1}{R}$, по сравнению с проводимостью $m\omega C$, можно написать

$$I_{1m} = E_{1m}' m\omega C,$$

где E_{1m}' — амплитуда первой гармоники напряжения на конденсаторе C .

Возьмем отношение $\frac{I_{1m}}{I_{med}}$. Тогда, считая, что $I_{med} = \frac{U_{med}}{R}$, получим

$$\frac{I_{1m}}{I_{med}} = \frac{E_{1m}'}{U_{med}} m\omega CR.$$

Но

$$\frac{I_{1m}}{I_{med}} = s_i, \quad \text{а} \quad \frac{E_{1m}'}{U_{med}} = s',$$

т. е.

$$s_i = s' m\omega CR. \quad (58)$$

Пользуясь этой формулой при заданных s' и R , для определенной емкости C всегда можно найти коэффициент пульсации выпрямленного тока.

Дальнейшей задачей является определение эффективного значения анодного тока.

Как известно (см. ф-лу 17), отношение эффективного значения анодного тока m -фазного выпрямителя к эффективному же значению выпрямленного тока

$$\frac{I_a}{I_2''} = \frac{1}{\sqrt{m}}.$$

В свою очередь, выпрямленный ток приближенно можно представить состоящим из постоянной составляющей I_{med} и первой гармоники переменной его составляющей, как это указано на рис. 40.

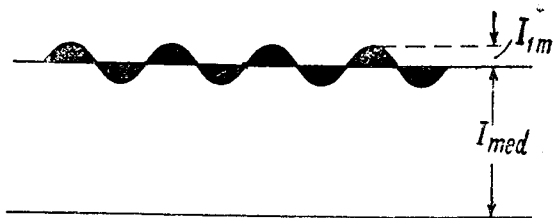


Рис. 40. Кривая выпрямленного тока с наложением на постоянную составляющую его гармоники с основной частотой пульсации.

Уравнение такого тока представится в виде

$$i_2'' = I_{med} + I_{1m} \sin m\omega t,$$

а эффективное его значение найдется из выражения

$$\begin{aligned} I_2'' &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_{med} + I_{1m} \sin m\omega t)^2 d(m\omega t)} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [I_{med} (1 + s_i \sin m\omega t)]^2 d(m\omega t)} = I_{med} \sqrt{1 + \frac{s_i^2}{2}}. \end{aligned}$$

Таким образом, эффективное значение анодного тока

$$I_2 = \frac{I_2''}{\sqrt{m}} = \frac{I_{med}}{\sqrt{m}} \sqrt{1 + \frac{s_i^2}{2}}. \quad (59)$$

Определим для примера эффективное значение тока вторичной обмотки трансформатора для трехфазной схемы Греча в том случае, когда $s_i = 1$, т. е. выпрямленный ток имеет стопроцентную пульсацию, но еще непрерывен.

При рассмотрении схемы Греча нами было выведено, что ток вторичной обмотки трансформатора состоит из четырех элементарных импульсов продолжительностью $\frac{2\pi}{6}$. Следовательно, эффективное значение такого тока при работе выпрямителя на чисто активную нагрузку было бы равно

$$I_2 = \frac{\sqrt{4}}{\sqrt{6}} I_{med}.$$

Так как, благодаря емкостной реакции фильтра, пульсации тока увеличилась и s_i приняло значение, равное единице, то в раз-

бираемом случае эффективно^е значение тока вторичной обмотки будет равно

$$I_2 = \frac{\sqrt{4}}{\sqrt{6}} I_{med} \sqrt{1 + \frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 3}{6 \cdot 2}} I_{med} = I_{med},$$

т. е. оно возросло в $\sqrt{\frac{3}{2}} = 1,22$ раза.

В связи с этим и коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора будет соответственно меньше.

6. Проверка Г-образного фильтра на неустановившийся режим при включении и выключении выпрямительного устройства

Включение выпрямительного устройства на нагрузку, точно так же, как и отключение его от питающей сети, всегда будет сопровождаться нестационарными процессами. При этом здесь могут иметь место значительные пере- напряжения на конденсаторе фильтра и большие броски тока, идущего по анодам вентиляей.

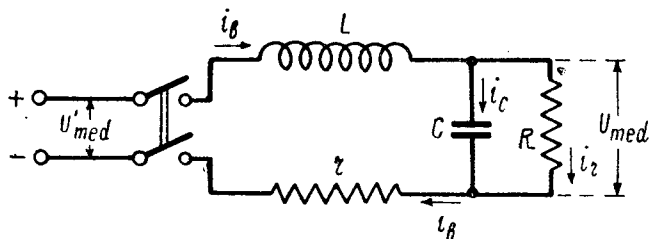


Рис. 41. Эквивалентная схема включения выпрямителя на электрический фильтр.

Если элементы фильтра подобраны таким образом, что установленный выпрямленный ток, проходящий по фильтру и нагрузке, не имеет перерывов и его значение всегда больше нуля, то этим обстоятельством влияние на процессы самих электрических вентиляей как бы сводится на-нет, т. е. нет надобности принимать во внимание их униполярную проводимость и рассмотрение вопросов включения и выключения выпрямительного устройства можно уподобить включению и выключению цепи, состоящей из фильтра и полезной нагрузки, на постоянное напряжение. Соответствующая эквивалентная схема в этом случае представится в виде, данном на рис. 41.

Рассмотрим сначала процесс включения цепи (рис. 41) на постоянное напряжение. Как известно из теории переменных токов, при наличии переходных процессов в электрических цепях, содержащих индуктивность и емкость, как ток, так и напряжение можно представить себе состоящими из двух компонент: стационарной, которая имеет место по прошествии определенного времени после включения, и устанавливающейся, которая существует весьма короткий промежуток времени с момента включения до достижения током или напряжением стационарных значений.

Таким образом, в разбираемом случае для мгновенного значения тока, проходящего через вентиль и идущего по r и L до разветвления RC , можно написать

$$i_s = i_{cm} + i_n = I_{med} + i_n, \quad (60)$$

где i_{cm} — мгновенное значение тока стационарного режима, а i_n — переходного.

Точно так же для мгновенного значения напряжения на конденсаторе будет иметь силу уравнение

$$u_C = e_{cm} + e_n = U_{med} + e_n. \quad (61)$$

Здесь U_{med} — постоянное напряжение на конденсаторе, не равно приложенному к цепи постоянному напряжению U'_{med} , так как между источником тока и конденсатором включено сопротивление r .

По выходе из дросселя L ток i_s разветвляется. Часть его идет по емкости, а часть по нагрузочному сопротивлению, т. е.

$$i_s = i_r + i_C. \quad (62)$$

Поскольку напряжения на конденсаторе и нагрузке равны, то

$$i_r R = \frac{1}{C} \int i_C dt. \quad (63)$$

Кроме того, приложенное к цепи напряжение U'_{med} уравновешивается напряжениями на r , L и C , т. е.

$$U'_{med} = i_s r + L \frac{di_s}{dt} + \frac{1}{C} \int i_C dt. \quad (64)$$

Величина стационарного тока нам известна. Она будет равна

$$i_{cm} = I_{med} = \frac{U'_{med}}{R + r}.$$

Значение же устанавливающегося тока или тока свободных колебаний можно найти, приравняв левую часть ур-ния (64) нулю и заменив в нем i_s на i_n .

Дифференцируя ур-ние (64) по t , предварительно определив i_C , при помощи ф-мул (62) и (63) найдем

$$\frac{d^2 i_n}{dt^2} + \frac{1}{L} \left(r + \frac{L}{RC} \right) \frac{di_n}{dt} + \frac{i_n}{LC} \left(1 + \frac{r}{R} \right) = 0. \quad (65)$$

Решая это дифференциальное уравнение и определяя постоянные интегрирования¹⁾ при помощи дополнительного уравнения для напряжения на конденсаторе

$$u_C = \frac{1}{C} \int i_C dt = U'_{med} - i_s r - L \frac{di_s}{dt},$$

¹⁾ Промежуточные выкладки см.: Кугушев. Электрическое питание радиоструйств, КУБУЧ, 1935 г.

найдем, что в случае колебательного режима амплитуда тока i_n равна

$$I_n = \frac{U'_{\text{med}}}{r + R} \sqrt{1 + \left(\frac{R + r - \alpha L}{\alpha_0 L}\right)^2}, \quad (66)$$

а

$$i_s = I_{\text{med}} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{R + r - \alpha L}{\omega_0 L}\right)^2} e^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right], \quad (67)$$

где

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{RC} + \frac{r}{L} \right),$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r}{R} \right) - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{CR} + \frac{r}{L} \right)^2}$$

и

$$\text{tg } \varphi = - \frac{L}{R + r - \alpha L}.$$

В большинстве практических случаев $r \ll R$, $\omega_0 L < R$ и $\alpha \ll \omega_0$, почему ф-лы (66) и (67) можно упростить. При соблюдении этих условий

$$I_n \cong \frac{U_{\text{med}}}{\omega_0 L} \cong U'_{\text{med}} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (68)$$

и

$$i_s = \frac{U_{\text{med}}}{R} + U_{\text{med}} \sqrt{\frac{C}{L}} e^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi), \quad (69)$$

где $\text{tg } \varphi \cong \frac{\omega_0 L}{R}$, а $\omega_0 \cong \sqrt{\frac{1}{LC}}$. Значение α остается прежним.

Аналогично, конечная, упрощенная формула для определения напряжения на конденсаторе определится в виде

$$u_C = U_{\text{med}} [1 - e^{-\alpha t} \cos(\omega_0 t + \varphi)]. \quad (70)$$

Найденные уравнения для i_s и u_C иллюстрируются осциллограммами рис. 42 а и б, снятыми с шестифазного выпрямительного устройства.

Из этих осциллограмм видно, что при больших значениях емкости и малых величинах индуктивности (рис. 42а) во время включения имеет место очень большой импульс тока незначительной продолжительности. Затем ток вентиля i_s принимает на небольшой промежуток времени нулевое значение и после нарастает до установившегося значения. В момент включения на конденсаторе получается перенапряжение, которое при уменьшении первоначального импульса тока становится меньше стационарного значения напряжения и затем уже, колеблясь некоторый промежуток времени, принимает постоянное значение.

Осциллограмма рис. 42б иллюстрирует тот же процесс включения, но с индуктивностью в два раза большей, чем в первом случае. Здесь уже ток вентиля не принимает нулевого значения и абсолютная величина его импульса значительно меньше, точно так же, как меньше и перенапряжение на конденсаторе.

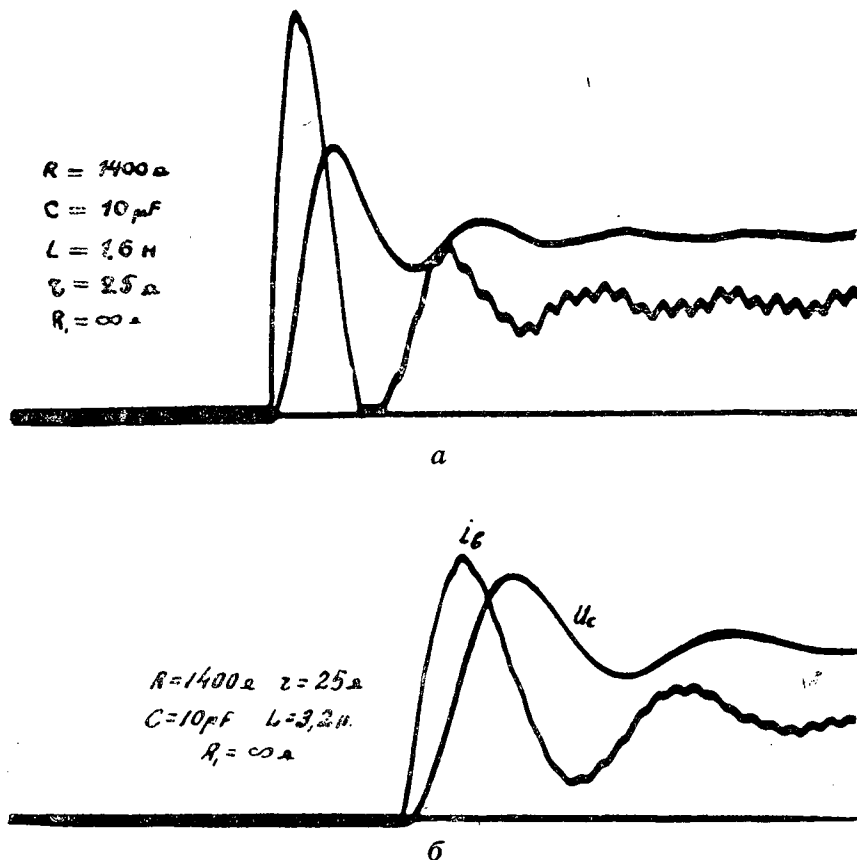


Рис. 42. Осциллограммы процесса включения выпрямителя на электрический фильтр.

Таким образом, можно утверждать, что с точки зрения включения выпрямительного устройства на нагрузку нужно стремиться к увеличению индуктивности фильтра.

При недостаточной ее величине первый бросок тока может либо заставить сгореть предохранители в выпрямительной установке, либо выключить масляный выключатель. Кроме того, для некоторых типов вентилях, обладающих ограниченным током эмиссии, этот бросок тока, разрушая их электроды, сократит срок службы.

Для аналитического определения амплитуды первого броска тока считаем, что она имеет место, примерно, при

$$t = \frac{1}{4} T = \frac{2\pi}{4\omega_0} = \frac{\pi}{2\omega_0},$$

почему, полагая в ур-нии (69) $\varphi \cong 0$, получим, что максимум тока равен

$$I_{ms} = \frac{U_{med}}{R} + U_{med} \sqrt{\frac{C}{L}} e^{-\frac{\alpha\pi}{2\omega_0}}. \quad (71)$$

Время наличия на конденсаторе наибольшего напряжения

$$t_1 \cong \frac{1}{2} T = \frac{\pi}{\omega_0},$$

т. е. амплитуда напряжения на конденсаторе

$$U_{Cm} = U_{med} \left(1 + e^{-\frac{\alpha\pi}{\omega_0}}\right). \quad (72)$$

Последняя формула показывает, что в худшем случае перенапряжение на конденсаторе при включении может быть равно удвоенному нормальному напряжению. Это заставляет строить фильтровые конденсаторы на двойное против номинала испытательное напряжение. С другой стороны, перенапряжение может вредно отозваться на вентилях, так как в момент наличия этого перенапряжения обратное напряжение, прикладываемое к вентилям, соответственно увеличивается (рис. 13).

Если первоначальный бросок тока не может быть сведен к допустимому минимуму при помощи увеличения индуктивности фильтра, так как это может повлиять на качество работы радиоустройства, то в этом случае приходится применять при включении выпрямителя пусковые сопротивления, включаемые между катодом выпрямителя и дросселем фильтра. Величина пускового сопротивления может быть определена из следующих соображений.

Коэффициент α является фактором, характеризующим затухание колебательной цепи, причем, как известно, он связан с логарифмическим декрементом затухания формулой

$$\vartheta = \alpha T, \quad (73)$$

где $T = 2\pi\sqrt{LC}$ собственный период колебаний цепи.

Следовательно, чем больше α , тем легче происходит процесс включения выпрямителя.

Поэтому, если без введения пускового сопротивления амплитуда первого броска тока выражалась ур-нием (71), то при введении его она будет

$$I'_{ms} = \frac{U_{med}}{r_{пуск} + R} + U_{med} \sqrt{\frac{C}{L}} e^{-\frac{\alpha' \cdot \pi}{\omega_0 \cdot 2}}. \quad (74)$$

Здесь $r_{\text{пуск}}$ — величина пускового сопротивления и

$$\alpha' = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{RC} + \frac{r + r_{\text{пуск}}}{L} \right),$$

а I'_{ms} — допустимая амплитуда тока, проходящего через вентиль.

Переходим далее к рассмотрению процесса выключения выпрямительного устройства, причем полагаем, что оно происходит при полной нагрузке и со стороны первичной обмотки трансформатора.

Совершенно очевидно, что в этом случае ур-ния (62), (63), (64) и (65) также будут иметь место, только постоянные интегрирования станут иными. Определив их аналогично предыдущему, при соблюдении неравенств $r \ll R$ и $\alpha \ll \omega_0$, найдем

$$i_s = i_n \cong I_{\text{мед}} \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega_0 L} \right)^2} e^{-\alpha t} \cos(\omega_0 t + \psi), \quad (75)$$

$$u_c = e_n \cong \omega_0 L I_{\text{мед}} \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega_0 L} \right)^2} e^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \psi), \quad (76)$$

где

$$\psi = \arctg \frac{\omega_0 L}{r + R - \alpha L}.$$

Графическое представление ур-ний (75) и (76) дано на рис. 43.

Преобразуя ур-ние (76) подстановкой $\omega_0 \cong \frac{1}{\sqrt{LC}}$, найдем, что амплитуда напряжения на конденсаторе при выключении будет

$$U_{cm} \cong U_{\text{мед}} \sqrt{\left(\frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R} \right)^2 + 1}. \quad (77)$$

Численные значения этого перенапряжения практически всегда бывают меньше, чем величины перенапряжений при включении.

Совершенно очевидно, что увеличение индуктивности фильтра с точки зрения перенапряжений при включении нежелательно.

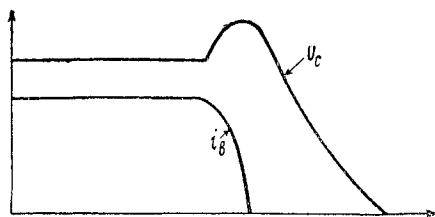


Рис. 43. Осциллограмма процесса выключения выпрямителя со стороны первичной обмотки трансформатора.

7. Проверка Г-образного фильтра на качество сигналов при телеграфной манипуляции радиопередатчика

Если выпрямительное устройство работает на телеграфный радиопередатчик, то элементы рассчитываемого электрического

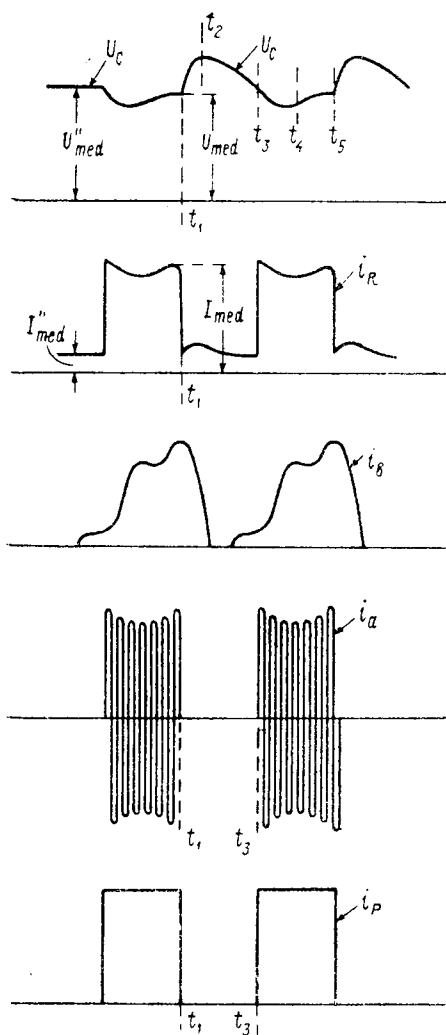


Рис. 44. Процесс в Г-образном фильтре при манипуляции телеграфного передатчика

в дросселе, которая и идет на повышение напряжения конденсатора, тогда как при внезапном увеличении нагрузки дроссель не позволит конденсатору мгновенно получить дополнительный заряд, почему напряжение на нем вначале упадет. Оба эти фактора, и

фильтра должны быть проверены как со стороны неустановившихся режимов в самом фильтре, так и качества передаваемых передатчиком сигналов.

Как известно, в современных многокаскадных радиопередатчиках телеграфная манипуляция производится обычно в цепи сетки одного из каскадов предварительного усиления. При нажатии ключа мощный каскад усиления получает полную раскачку и антенна излучает полную мощность, а при отжатии ключа колебания в предварительном каскаде тем или иным методом срываются, почему лампы мощного каскада остаются работать в статическом режиме.

Таким образом, потребление мощности от выпрямительного устройства в телеграфном передатчике не постоянно, а меняется в такт с замыканием и размыканием ключа.

Совершенно очевидно, что наличие в фильтре большой индуктивности и малой емкости при телеграфной манипуляции может вызвать значительные перенапряжения на конденсаторе, а следовательно, и на генераторных лампах в момент отжатия ключа, а также недопустимое падение напряжения на конденсаторе при нажатии ключа.

Действительно, при резком уменьшении нагрузки освобождается значительное количество электромагнитной энергии, запасенной

в особенности второй, безусловно отрицательно отразится на качестве передаваемого сигнала.

На рис. 44 графически представлен процесс манипуляции. Кривая u_C дает изменение напряжения на конденсаторе фильтра при отжати и нажатии ключа, кривая i_k — форму кривой тока на нагрузке, кривая i_s — форму кривой тока выпрямителя, кривая i_A — ток в антенне и кривая i_p — форму кривой знака, подаваемого в манипуляционное реле.

В момент t_1 ключ отжимается. На конденсаторе возникает перенапряжение, имеющее максимум к моменту t_2 . Далее конденсатор аperiodически разряжается до момента t_3 , когда ключ вновь нажимается. С этого момента, благодаря уменьшению сопротивления нагрузки, в напряжении конденсатора получается провал, длящийся до момента t_4 , после чего оно начинает расти. В момент t_5 ключ опять отжимается, и на конденсаторе вновь возникает перенапряжение и т. д.

В соответствии с формой кривой напряжения на конденсаторе ток нагрузки имеет идентичную форму, а следовательно, форма кривой знака, передаваемого антенною, искажена против подачи на манипуляционное реле.

Рассмотрим далее процесс манипуляции с аналитической

точки зрения. Поскольку при применении сеточной манипуляции анодная цепь генераторных ламп не рвется, то процесс проще всего представить себе в виде скачкообразного изменения сопротивления нагрузки от значения R при нажатом ключе до значения R_1 при отжатом ключе.

Эквивалентная схема в этом случае представится в виде, данном на рис. 45.

Разлагая, как и раньше, ток выпрямителя при процессе отжатия ключа на статический i_{cm} и свободных колебаний i_n , аналогично § 6 настоящей главы, найдем:

$$\left. \begin{aligned} i_s^* &= i_{cm} + i_n = \frac{U'_{med}}{r + R_1} + i_n = I''_{med} + i_n \\ u_C &= e_{cm} + e_n = U'_{med} \frac{R_1}{R_1 + r} + e_n = U''_{med} + e_n \end{aligned} \right\} \quad (78)$$

где I''_{med} и U''_{med} соответственно постоянные составляющие тока и напряжения установившегося режима при отжатом ключе.

Составив для мгновенных значений токов уравнения, идентичные (62), (63), (64) и (65), решая их, найдя постоянные интегриро-

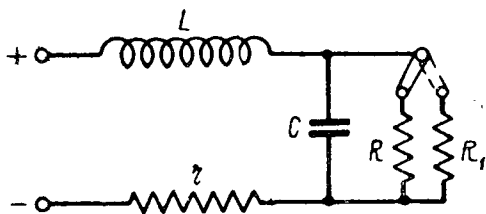


Рис. 45. Эквивалентная схема манипуляции в телеграфном передатчике.

вания¹⁾, получим, что амплитуда тока свободных колебаний:

$$I_n = \sqrt{\left[(I_{\text{med}} - I''_{\text{med}}) \left(\frac{\alpha}{\omega_0} - \frac{r}{\omega_0 L} \right) + \frac{U''_{\text{med}} - U_{\text{med}}}{\omega_0 L} \right]^2 + (I_{\text{med}} - I''_{\text{med}})^2} \quad (79)$$

и ток, проходящий по вентилю

$$i_s = I''_{\text{med}} + I_n e^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi), \quad (80)$$

где

$$\text{ctg } \varphi = \left(\frac{\alpha}{\omega_0} - \frac{r}{\omega_0 L} \right) + \frac{1}{\omega_0 L} \frac{U''_{\text{med}} - U_{\text{med}}}{I_{\text{med}} - I''_{\text{med}}}. \quad (81)$$

Выражения для α и ω_0 идентичны ранее приведенным с заменой R на R_1 .

В ф-ле (81) U_{med} и I_{med} соответствуют постоянным составляющим напряжения и тока при нажатом ключе. Совершенно очевидно, что вследствие падения напряжения во всей выпрямительной установке $U_{\text{med}} < U''_{\text{med}}$.

Так как практически $R_1 \gg r$, $\frac{U''_{\text{med}} - U_{\text{med}}}{\omega_0 L} \cong 0$, $\frac{r}{\omega_0 L} \cong 0$ и для отжатого ключа $\frac{\alpha}{\omega_0} \cong 0$, то $\varphi \cong \frac{\pi}{2}$ и $I_n = I_{\text{med}} - I''_{\text{med}}$.

Поэтому в упрощенном виде выражение для тока вентиля представится так

$$i_s = I''_{\text{med}} + (I_{\text{med}} - I''_{\text{med}}) e^{-\alpha t} \cos \omega_0 t, \quad (82)$$

а для напряжения на конденсаторе получим

$$u_C = U''_{\text{med}} + (I_{\text{med}} - I''_{\text{med}}) \sqrt{\frac{L}{C}} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t. \quad (83)$$

При расчетах фильтров нас будет интересовать максимальное значение напряжения на конденсаторе при отжатии ключа, которое наступает, примерно, через четверть периода. Оно будет равно

$$U_{Cm} = U''_{\text{med}} + (I_{\text{med}} - I''_{\text{med}}) \sqrt{\frac{L}{C}} e^{-\frac{\alpha\pi}{\omega_0 \cdot 2}}. \quad (84)$$

Как видно, максимальное напряжение на конденсаторе при отжатии ключа зависит от отношения $\frac{L}{C}$, т. е. для получения наименьшего перенапряжения нужно по возможности увеличивать C и уменьшать L , а если это невозможно, то следует уменьшить разность $(I_{\text{med}} - I''_{\text{med}})$, т. е. увеличить ток отжатого ключа I''_{med} .

Практикой установлено, что допустимая величина максимального напряжения на конденсаторе при манипуляции может на 15% отличаться от напряжения установившегося режима на конденса-

¹⁾ См. К у г у ш е в — Электропитание радиоустройств, КУБУЧ, 1935 г., стр. 226—227.

торе при отжатом ключе, т. е. фильтр может быть признан годным, если

$$U_{Cm} = U''_{med} + (I_{med} - I''_{med}) \sqrt{\frac{L}{C}} e^{-\frac{\alpha\pi}{\omega_0 \cdot 2}} \leq 1,15 \cdot U''_{med}. \quad (85)$$

Рассмотрим далее процесс нажатия ключа. Как это было установлено ранее, при нажатии ключа в напряжении конденсатора получается провал, так как конденсатор начинает быстро разряжаться на сопротивление значительно меньшее, чем при отжатом ключе, а дроссель не дает току вентиля мгновенно нарасти до нужной величины.

По практическим данным фильтр можно считать удовлетворительным, если величина провала составляет не более 15% от постоянной составляющей выпрямленного напряжения при полной нагрузке, т. е. если соблюдено условие

$$U_{Cmin} \geq \frac{U_{med}}{1,15}. \quad (86)$$

Неравенство (86) обычно соблюдается, если имеет место неравенство (85), так как при нажатии ключа цепь обладает значительно большим затуханием, чем при его отжатии.

Формулы для тока i_a и напряжения u_C в случае нажатия ключа имеют вид

$$i_a = I_{med} - (I_{med} - I''_{med}) e^{-\alpha t} \cos \omega_0 t. \quad (87)$$

и

$$u_C = U_{med} - (I_{med} - I''_{med}) \sqrt{\frac{L}{C}} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t. \quad (88)$$

Все вышеизложенное касательно переходных процессов во время манипуляции иллюстрируется осциллограммой рис. 46, где

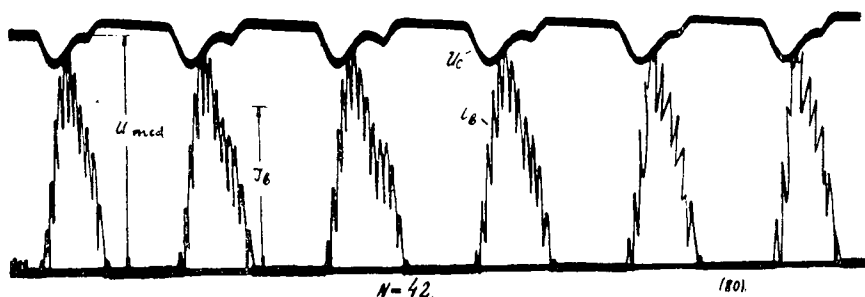


Рис. 46. Осциллограмма процесса манипуляции в телеграфном передатчике.

представлены изменения напряжения на конденсаторе (кривая u_C) и кривая тока выпрямителя (i_a) при передаче точек со скоростью, соответствующей 42 словам в минуту.

Следующим вопросом, требующим разъяснения с точки зрения работы фильтра при манипуляции, является определение влияния скорости передачи на электрические процессы в фильтре.

Здесь должны быть рассмотрены три случая: 1) частота манипуляции меньше частоты собственных колебаний фильтра, 2) частота манипуляции близка или равна частоте собственных колебаний фильтра и 3) частота манипуляции больше частоты собственных колебаний.

Если продолжительность сигнала значительно больше, чем четверть периода собственных колебаний, то перенапряжение на конденсаторе при отжатию ключа приобретает максимальное значение, после чего конденсатор успевает разрядиться на сопро-

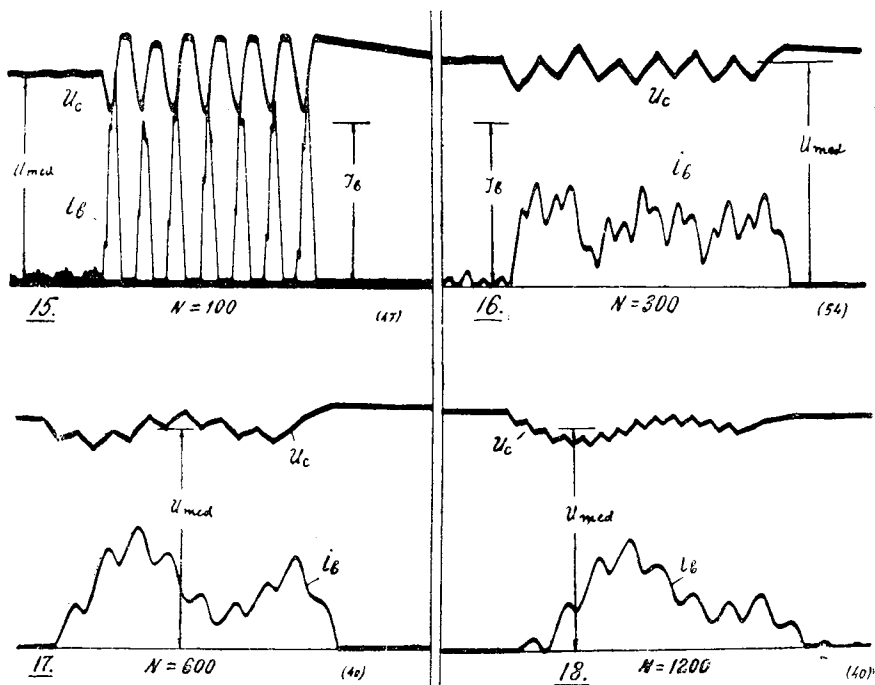


Рис. 47. Осциллограммы, иллюстрирующие качество знака при различных скоростях.

тивление R_1 и к моменту следующего нажатия ключа напряжение U_C приобретает нормальное значение. По нажатии ключа провал напряжения U_C опять-таки успевает приобрести максимальную величину, после чего U_C имеет еще время для своего восстановления. Таким образом, при частоте манипуляции, меньшей собственной частоты колебаний фильтра, процесс происходит так же, как при длительных нажатиях и отжатиях ключа, и все величины могут быть вычислены по приводимым выше формулам.

Если продолжительность сигнала меньше, чем четверть периода собственных колебаний фильтра, что бывает при быстройдействующей манипулятивной работе передатчика, то конденсатор не успевает приобрести максимального значения перенапряжения. Поэтому во время пауз перенапряжения на конденсаторе, точно

так же, как и провалы при нажатии ключа, уменьшаются.⁶ Таким образом, при частоте манипуляции, значительно большей частоты собственных колебаний фильтра искажение сигнала становится меньше.

Влияние скорости передачи на форму кривой напряжения конденсатора иллюстрируется осциллограммами рис. 47, где представлены кривые u_c и i_b для передачи точек со скоростями, соответствующими 100, 300, 600 и 1200 слов в минуту.

Как видно, при скорости передачи в 1200 слов в минуту относительные колебания напряжения на конденсаторе при нажатии и отжатии ключа очень малы (зубцы кривой u_c), но зато абсолютная величина напряжения u_c колеблется по кривой, имеющей

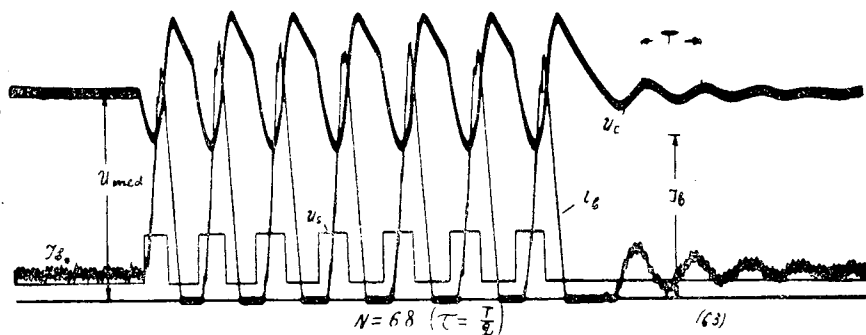


Рис. 48. Осциллограмма процесса манипуляции в телеграфном передатчике для резонансного случая. Продолжительность сигнала равна полупериоду свободных колебаний фильтра.

значительно меньший период колебаний. Эта сгибающаяся кривая аналогична впадине и дальнейшему повышению U_c при простом длительном нажатии ключа.

Критический режим для работы фильтра наступает тогда, когда продолжительность сигнала становится равной полупериоду его собственных колебаний, т. е. когда частоты манипуляции и собственных колебаний фильтра равны друг другу.

В этом случае перенапряжения на конденсаторе фильтра во время пауз сильно увеличиваются, тогда как на провалы это сказывается сравнительно мало.

Резонансный случай иллюстрируется осциллограммой, данной на рис. 48.

Во избежание возникновения чрезмерных перенапряжений в случае резонанса индуктивность фильтра иногда шунтируют сопротивлением.

Хотя манипулятивная скорость работы радиопередатчиков может меняться в очень больших пределах, причем диапазон изменения скорости обычно захватывает и резонансный случай, однако, при расчетах фильтра обычно ограничиваются только проверкой его на медленную манипуляцию по приведенным выше формулам,

считая, что резонансный случай является явлением сравнительно редким, а для быстродействующей работы фильтр, рассчитанный на медленную манипуляцию, вполне пригоден.

8. Проверка Г-образного фильтра на демодуляцию в телефонном радиопередатчике

Если выпрямительное устройство проектируется для питания радиотелефонного передатчика с сеточной модуляцией, то электрический фильтр должен быть проверен на так называемую демодуляцию.

Дело в том, что приложение к сетке лампы модулирующего напряжения с круговой частотой ω_M (см. рис. 49) вызывает соответственное изменение внутреннего сопротивления лампы R_i , а следовательно, и вариацию тока, потребляемого лампой.

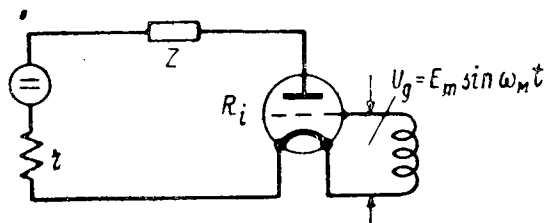


Рис. 49. Эквивалентная схема сеточной модуляции по току.

При отсутствии фильтра изменение тока, отдаваемого выпрямителем, который на схеме заменен генератором постоянного напряжения с внутренним сопротивлением r , происходило бы в такт с изменением внутреннего сопротивления лампы и он колебался бы около своего среднего значения (I_{med}), имеющего место при отсутствии модуляции, с круговой частотой модулирующего напряжения ω_M и имел бы амплитуду переменной составляющей, равную I_m .

Наличие фильтра можно рассматривать как последовательное включение в анодной цепи лампы некоторого нагрузочного реактивного сопротивления Z , которое уменьшает амплитуду переменной слагающей тока в выпрямителе до I'_m . Таким образом, если коэффициент модуляции тока в отсутствии фильтра был M , то при наличии фильтра он стал равным M' , причем

$$M' < M.$$

Если считать, что сопротивление лампы переменному току частоты ω_M равно R_i , то уменьшение коэффициента модуляции по току произойдет пропорционально увеличению сопротивления цепи от R_i до $|R_i + \bar{Z}|$, т. е.

$$\frac{M'}{M} = \frac{R_i}{|R_i + \bar{Z}|}. \quad (89)$$

Совершенно очевидно, что уменьшение амплитуды переменной составляющей тока вентиля будет тем больше, чем больше L и меньше C . Действительно, при увеличении тока в такт с мо-

дулирующим напряжением напряжение на конденсаторе упадет тем резче, чем меньше емкость и чем больше индуктивность, не позволяющая току выпрямителя быстро нарасти до требуемой величины. Колебания напряжения на конденсаторе будут в противофазе с изменениями тока, т. е. будет иметь место так называемая демодуляция. Если емкость фильтра достаточно велика, то переменная составляющая анодного тока лампы может замкнуться через этот конденсатор, минуя выпрямитель. В этом случае ток выпрямителя благодаря индуктивности фильтра будет модулирован слабо, тогда как эффект демодуляции по отношению к лампе будет отсутствовать.

Этот процесс можно пояснить еще с другой точки зрения.

Если сетка лампы модулируется переменным напряжением U_g , то в анодной ее цепи будет иметь место модулирующее напряжение μU_g , где μ — коэффициент усиления. Считая, что в рассматриваемой цепи действует только напряжение μU_g , эквивалентную схему можно представить в виде данной на рис. 50, где под R_i подразумевается сопротивление лампы переменному току частоты ω_m , а под r — сопротивление, эквивалентное потерям в фильтре. Если бы фильтр отсутствовал, то все напряжение μU_g упало бы на R_i и модуляция была бы полноценной. При наличии фильтра только часть напряжения μU_g останется на полезном сопротивлении R_i , а вторая его часть погасится на эквивалентном сопротивлении фильтра Z , т. е. в этом случае модуляция по напряжению будет несколько преуменьшенной, причем здесь ур-ние (89) также справедливо.

Явление уменьшения глубины модуляции из-за электрического фильтра носит название демодуляции, а отношение $\frac{M'}{M} = D_M$ называется коэффициентом демодуляции. Величина последнего не должна быть больше $D_M \geq 0,9 - 0,95$.

Рассматривая процесс по эквивалентной схеме рис. 50, можно увидеть, что наибольшая демодуляция будет иметь место, когда частота собственных колебаний фильтра $\omega_0 \cong \frac{1}{\sqrt{LC}}$ будет равна модулирующей частоте ω_m , так как в этом случае сопротивление Z является максимальным, почему для правильной работы фильтра должно быть соблюдено условие

$$\omega_m > \omega_0.$$

Обычно проводимость емкостной ветви фильтра гораздо больше, чем индуктивной, а так как эти ветви включены параллельно, то

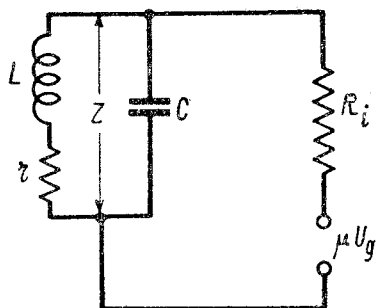


Рис. 50. Эквивалентная схема сеточной модуляции по напряжению.

почти весь ток модулирующей частоты пойдет по сопротивлению $\frac{1}{\omega_M C}$ и, следовательно, можно принять, что

$$Z \approx \frac{1}{\omega_M C}.$$

Тогда

$$|R_i + \bar{Z}| = \sqrt{R_i^2 + \left(\frac{1}{\omega_M C}\right)^2} \quad \text{и} \quad D_M = \frac{R_i}{\sqrt{R_i^2 + \left(\frac{1}{\omega_M C}\right)^2}}. \quad (90)$$

Поскольку радиотелефонный передатчик должен пропускать целую серию модулирующих частот, начиная от $\omega_{M \min} = 2\pi \cdot 50$ до $\omega_{M \max} = 2\pi \cdot 10\,000$, а собственный период колебаний фильтра лежит ближе к нижнему пределу, то в ф-ле (90) под ω_M необходимо подразумевать $\omega_{M \min}$. В случае работы телефонного передатчика с анодной модуляцией фильтр может быть рассчитан по формулам телеграфного режима, при условии, что перенапряжение на конденсаторе не должно превосходить 5% и остаточный ток при отжати ключа $I_{\text{med}} = 0$.

9. Расчет П-образного фильтра

П-образный фильтр имеет входную и выходную емкость, между которыми расположена индуктивность. На электрический фильтр такого вида обычно газовые вентили, обладающие значительным первоначальным потенциалом зажигания (см. далее гл. V), нормально работать не могут. Поэтому П-образные фильтры применяются исключительно для кенотронных и купроксных выпрямителей. Оба последние типа выпрямителей в свою очередь служат источниками питания только для маломощных установок и употребляются либо в приемных радиоустройствах, либо в предварительных каскадах радиопередатчиков.

Применение П-образных фильтров здесь оправдывается в большинстве случаев наличием выпрямительных устройств с числом фаз не более двух, почему входной конденсатор вполне уместен, так как он повышает среднее значение напряжения на нагрузке и уменьшает пульсации выпрямленного напряжения.

Расчет П-образного фильтра по заданному коэффициенту пульсации при помощи формул переменного тока невозможен, так как время прохождения тока через вентиль меньше $\frac{2\pi}{\omega m}$ и, следовательно, этот ток имеет перерывы.

На рис. 51 представлено выпрямительное устройство при $m = 2$ с П-образным фильтром. Внизу этого же рисунка помещены осциллограммы напряжения на входном конденсаторе u_{C1} и тока i_s , идущего по вентилею.

Из рассмотрения этого рисунка само-собою намечается метод расчета П-образного фильтра. Вначале нужно определить величину

емкости конденсатора C_1 , задавшись каким-либо коэффициентом пульсации, а затем уже рассчитывать оставшуюся Г-образную часть фильтра по приводимым ранее формулам.

Величина входной емкости C_1 в первом приближении может быть определена по ф-ле (54), причем полученное значение будет несколько больше истинного по следующим причинам. При выводе ф-лы (54) мы полагали, что разряд конденсатора происходит в течение времени $\frac{T}{m}$, т. е. пренебрегали временем заряда конденсатора, считая, что он происходит мгновенно. Реально такого положения быть не может, так как в связи с наличием в цепи заряда сопротивления r зарядный ток конденсатора проходит в течение конечного времени, а следовательно, и разряд его длится меньше, чем $\frac{T}{m}$. Вторым допущением является пренебрежение влиянием фильтра, тогда как конденсатор C_1 фактически разряжается на сопротивление нагрузки через Г-образный фильтр.

В первом приближении (с некоторым преувеличением)

$$C_1 = \frac{10^6}{m \cdot f \cdot R \cdot s} \mu\text{F.}$$

При расчете Г-образной части фильтра можно исходить из следующих соображений.

Во все формулы для максимальных значений напряжения на конденсаторе при неустановившихся режимах [см. ур-ния (83), (88)]

входит выражение $\sqrt{\frac{L}{C}}$, являющееся, как известно, волновым сопротивлением фильтра. Чем больше это сопротивление, тем большие перенапряжения имеют место на конденсаторе. Практикой установлено, что если отношение волнового сопротивления фильтра к сопротивлению активной нагрузки не превышает значения 0,25, то перенапряжения не выходят из рамок допустимых величин.

Основываясь на этом, мы можем написать два уравнения для определения L и C_2 Г-образной части фильтра.

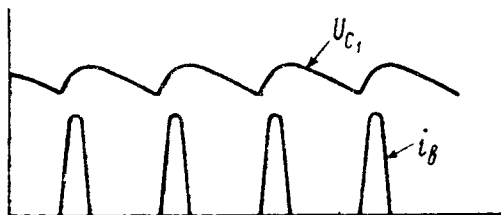
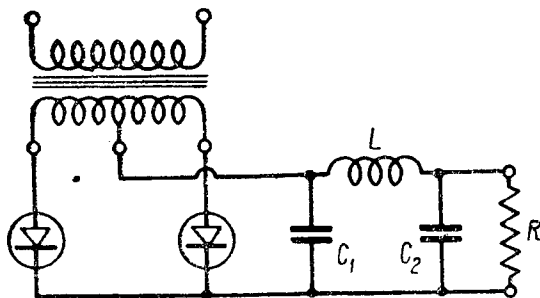


Рис. 51. Выпрямительное устройство с П-образным фильтром.

Первое из них выведено нами ранее [см. ф-лу (56)] в предположении, что $\gamma \ll 1$ и может быть представлено в виде

$$LC_2 = \frac{1}{\gamma m^2 \omega^2}. \quad (91)$$

Здесь под γ подразумевается отношение коэффициента пульсации выпрямленного напряжения на нагрузке к коэффициенту пульсации его на конденсаторе C_1 .

Второе уравнение на основании практических данных будет

$$\sqrt{\frac{L}{C_2}} \leq 0,25 R. \quad (92)$$

Решая эти два уравнения, найдем

$$L \leq \frac{0,25 R}{\sqrt{\gamma} m \omega} \text{ H} \quad (93)$$

и

$$C_2 \geq \frac{10^6}{\sqrt{\gamma} m \omega 0,25 \cdot R} \mu\text{F}. \quad (94)$$

Из рассмотрения рис. 51 видно, что процесс прохождения тока по вентилям, а следовательно, и по вторичной обмотке трансформатора сильно разнится от рассмотренного нами ранее в случае работы двухполупериодного выпрямителя на чисто активную нагрузку, поэтому расчетные данные для трансформатора и вентилях здесь будут иными. Этот вопрос будет подробно рассмотрен нами в гл. IV, где приводится расчет кенотронного выпрямителя.

10. Примеры расчетов электрических фильтров

Пример 1. Рассчитать электрический фильтр к шестифазному газотронному выпрямительному устройству, питающему телеграфный радиопередатчик. Мощность выпрямительного устройства 100 kW при выпрямленном напряжении в 12 000 V. Выпрямитель работает по трехфазной схеме Греца. Скорость передачи от ручной до 600 слов в минуту. Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения после фильтра $s' = 0,1 \cdot 10^{-2}$. Допустимая величина перенапряжения на конденсаторе при манипуляции $U_{Cm} = 1,15 \cdot U_{med}$. Величина провала в напряжении конденсатора при манипуляции не должна превышать 15%. Ток при отжатом ключе составляет 10% от тока при нажатии ключа.

Для сглаживания пульсаций выбираем Г-образный фильтр.

Так как коэффициент пульсации выпрямленного напряжения до фильтра $s = 0,057$, то коэффициент фильтрации

$$\gamma = \frac{0,001}{0,057} = 0,0177.$$

В этом случае произведение

$$LC = \frac{1}{\omega^2 m^2} = \frac{1}{0,0177 \cdot 36 \cdot 314^2} = \frac{1}{62\,744}$$

Собственная круговая частота фильтра

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \sqrt{62\,744} \approx 250.$$

Производим проверку собственной круговой частоты фильтра с точки зрения резонансных явлений, принимая, что частота питающей сети $f = 50$ Hz.

Имеем: $\omega \cdot m = 314 \cdot 6 = 1884$.

Следовательно, в нашем случае неравенство $2\omega_0 < m\omega$ соблюдается, так как $2 \cdot 250 < 1884$.

Величина выпрямленного тока найдется из уравнения

$$I_{\text{med}} = \frac{P_{\text{med}}}{U_{\text{med}}} = \frac{100\,000}{12\,000} = 8,33 \text{ A.}$$

По графику рис. 38 находим, что для этого значения тока из условий экономики при $\omega_0 = 250$

$$C = 5,5 \text{ }\mu\text{F.}$$

Берем $C = 6 \text{ }\mu\text{F}$.

Тогда

$$L = \frac{10^6}{62\,744 \cdot 6} = 2,66 \text{ H.}$$

Далее произведем проверку найденных нами величин C и L в отношении перенапряжений на конденсаторе при манипулятивной работе. По ф-ле (84) амплитуда напряжения на конденсаторе при отжатии ключа будет

$$U_{cm} = U''_{\text{med}} + (I_{\text{med}} - I''_{\text{med}}) \sqrt{\frac{L}{C}} e^{-\frac{\alpha \cdot \pi}{\omega_0 \cdot 2}}.$$

Считая, что при схеме Греча падение выпрямленного напряжения при изменении тока нагрузки от I''_{med} до I_{med} составляет 4%, найдем, что выпрямленное напряжение при отжатом ключе будет

$$U''_{\text{med}} = \frac{U_{\text{med}}}{0,96} = 12\,500 \text{ V.}$$

В свою очередь, по заданию $I''_{\text{med}} = 0,1 \cdot I_{\text{med}} = 0,1 \cdot 8,33 = 0,833 \text{ A}$.
Фактор затухания цепи фильтра

$$\alpha = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{R''C} + \frac{r}{L} \right].$$

Здесь R'' — сопротивление нагрузки при отжатом ключе, равное

$$R'' = \frac{U''_{\text{med}}}{I''_{\text{med}}} = \frac{12\,500}{0,833} = 15\,000 \, \Omega$$

и r — сопротивление, эквивалентное потерям в вентилях и дросселе фильтра, которое принимаем равным $r = 25 \, \Omega$.

Тогда

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{1}{15\,000 \cdot 6 \cdot 10^{-6}} + \frac{25}{2,66} \right] = \frac{1}{2} \cdot (11,1 + 9,4) = 10,25$$

и

$$\frac{\alpha \cdot \pi}{\omega_0 \cdot 2} = \frac{10,25 \cdot 3,14}{250 \cdot 2} = 0,0645.$$

Теперь имеются у нас все данные для определения U_{Cm} .

$$\begin{aligned} U_{Cm} &= 12\,500 + (8,33 - 0,833) \sqrt{\frac{2,66 \cdot 10^6}{6}} e^{-0,0645} = \\ &= 12\,500 + 4640 = 17\,140 \, \text{V}, \end{aligned}$$

т. е.

$$\frac{U_{Cm}}{U''_{\text{med}}} = \frac{17\,140}{12\,500} = 1,37.$$

Таким образом, мы видим, что перенапряжение принимает недопустимые размеры.

В связи с этим увеличим емкость фильтра в 2,5 раза, оставив прежнюю собственную его круговую частоту.

Тогда

$$C = 6 \cdot 2,5 = 15 \, \mu\text{F},$$

$$L = \frac{1 \cdot 10^6}{62\,744 \cdot 15} \cdot 1,06 \, \text{H},$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1 \cdot 10^6}{15\,000 \cdot 15} + \frac{25}{1,06} \right) = (4,4 + 23,5) \frac{1}{2} = 13,95,$$

$$\frac{\alpha \cdot \pi}{\omega_0 \cdot 2} = \frac{13,95 \cdot 3,14}{250 \cdot 2} = 0,087$$

и

$$\begin{aligned} U_{Cm} &= 12\,500 + 7,5 \sqrt{\frac{1,06 \cdot 10^6}{15}} \cdot e^{-0,087} = 12\,500 + 1950 \cdot 0,91 = \\ &= 12\,500 + 1774 = 14\,274. \end{aligned}$$

Таким образом, в этом случае $\frac{U_{Cm}}{U''_{\text{med}}} = \frac{14\,274}{12\,500} = 1,14$, что удовлетворяет поставленному условию.

Проверим, удовлетворяет ли фильтр заданию с точки зрения провала напряжения на конденсаторе при нажатии ключа.

Поскольку минимальное значение напряжения получается, примерно по истечении времени $\frac{T}{4}$, а $U_{C \min}$ выражается ур-нием (88), то

$$U_{C \min} = U_{\text{med}} - (I_{\text{med}} - I''_{\text{med}}) \sqrt{\frac{L}{C}} e^{-\frac{\alpha}{\omega_0}}$$

Здесь

$$U_{\text{med}} = 12\,000 \text{ V},$$

$$R = \frac{12\,000}{8,33} = 1440 \text{ } \Omega,$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{10^6}{1440 \cdot 15} + \frac{25}{1,06} \right] = \frac{1}{2} (46,4 + 23,5) = 35,0$$

и

$$\frac{\alpha \cdot \pi}{\omega_0 \cdot 2} = \frac{35,0 \cdot 3,14}{250 \cdot 2} = 0,22.$$

Тогда

$$\begin{aligned} U_{C \min} &= 12\,000 - 7,5 \sqrt{\frac{1,06 \cdot 10^6}{15}} e^{-0,22} = 12\,000 - 1950 \cdot 0,80 = \\ &= 12\,000 - 1560 = 10\,440 \text{ V}, \end{aligned}$$

и отношение

$$\frac{U_{C \min}}{U_{\text{med}}} = \frac{10\,440}{12\,000} = 0,87,$$

т. е. провал в напряжении составляет 13%.

Удостоверившись, что после введенной поправки наличие фильтра не вызывает недопустимого искажения сигнала, проверим, какие перенапряжения и броски тока получаются при включении выпрямительного устройства на нагрузку, причем проверку произведем как для случая включения при нажатом ключе, так и для включения при отжатом.

Соответствующие этому формулы будут

$$I_{ms} = \frac{U_{\text{med}}}{R} + U_{\text{med}} \sqrt{\frac{C}{L}} e^{-\frac{\alpha \pi}{\omega_0 \cdot 2}},$$

и

$$U_{Cm} = U_{\text{med}} \left[1 + e^{-\frac{\alpha \pi}{\omega_0}} \right].$$

В нашем случае при включении на полную нагрузку

$$R = 1440 \text{ } \Omega,$$

$$U_{\text{med}} = 12\,000 \text{ V},$$

$$\sqrt{\frac{C}{L}} = \sqrt{\frac{15 \cdot 10^{-6}}{1,06}} = 3,77 \cdot 10^{-3},$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{10^6}{1440 \cdot 15} + \frac{25}{1,06} \right) = 35,0,$$

$$\frac{\alpha \cdot \pi}{\omega_0 \cdot 2} = 0,22$$

и

$$\frac{\alpha \cdot \pi}{\omega_0} = 0,44.$$

Вышеприведенные формулы выведены в предположении, что $r \ll R$, $\omega_0 L < R$ и $\alpha \ll \omega_0$. Проверим это для нашего случая. Здесь $r = 25 \Omega$, $K = 1440 \Omega$, $\omega_0 L = 1,06 \cdot 50 = 265 \Omega$, $\omega_0 = 250$ и $\alpha = 35,0$, т. е., как видно, все неравенства соблюдаются.

Таким образом:

$$I_{ms} = 8,33 + 12000 \cdot 3,77 \cdot 10^{-3} \cdot 0,8 = 8,33 + 36,1 = 44,43 \text{ А}$$

и

$$U_{cm} = 12000 (1 + e^{-0,44}) = 12000 \cdot 1,64 = 19700 \text{ В.}$$

При включении выпрямителя на нагрузку при отжатом ключе имеем:

$$R'' = 15000 \Omega,$$

$$U''_{med} = 12500 \text{ В,}$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{10^6}{15000 \cdot 15} + \frac{25}{1,06} \right) = 13,95,$$

$$\frac{\alpha \cdot \pi}{\omega_0 \cdot 2} = 0,087,$$

$$\frac{\alpha \cdot \pi}{\omega_0} = 0,174.$$

Тогда

$$I_{ms} = \frac{12500}{15000} + 12500 \cdot 3,77 \cdot 10^{-3} \cdot e^{-0,087} =$$

$$= 0,833 + 42,8 = 43,63 \text{ А}$$

и

$$U_{cm} = 12500 + (1 + e^{-0,174}) = 23000 \text{ В.}$$

Совершенно очевидно, что такие броски тока и перенапряжения недопустимы.

Поэтому для включения выпрямительного устройства необходимо предусмотреть введение в фильтр добавочного сопротивления.

Определим величину этого сопротивления из расчета, чтобы бросок тока не превосходил двукратного против номинала, т. е., чтобы он не был более $8,33 \times 2 = 16,66$ А.

Вычисление приблизительной величины пускового сопротивления произведем методом проб по ур-нию (74) для I'_{ms} . Из предыдущего расчета видно, что при включении на нагрузку второе слагаемое этого уравнения равно 36,1 А.

Нам же его нужно снизить, примерно, до 9 А. В этом случае

$$12\,000 \sqrt{\frac{15}{1,06} \cdot 10^{-6}} \cdot e^{-\frac{\alpha' \cdot \pi}{\omega_0 \cdot 2}} = 9,$$

откуда

$$e^{-\frac{\alpha' \cdot \pi}{\omega_0 \cdot 2}} = \frac{9}{12 \cdot 3,77} = 0,197,$$

т. е.

$$\frac{\alpha' \cdot \pi}{\omega_0 \cdot 2} = 1,62$$

или

$$\alpha' = \frac{1,62 \cdot 250 \cdot 2}{3,14} = 258.$$

Но

$$\alpha' = \left(\frac{1}{2} \frac{1}{RC} + \frac{r+r_{\text{пуск}}}{L} \right).$$

Отсюда

$$258 = \frac{1}{2} \left(46,4 + \frac{25 + r_{\text{пуск}}}{1,06} \right) \text{ и } r_{\text{пуск}} = 470 \text{ } \Omega.$$

Тогда

$$I'_{ms} = \frac{12\,000}{470 + 1140} + 9 = 6,3 + 9 = 15,3 \text{ А,}$$

что несколько меньше, но достаточно близко к заданной величине.

Далее производим проверку влияния фильтра на коэффициенты использования обмоток трансформатора, для чего определим коэффициент пульсации выпрямленного тока.

Последний найдется по ф-ле (58),

$$s_i = s' m \omega CR.$$

По заданию $s' = 0,1 \cdot 10^{-2}$. Тогда

$$s_i = 0,1 \cdot 10^{-2} \cdot 6 \cdot 6,28 \cdot 50 \cdot 15 \cdot 10^{-6} \cdot 1440 = 0,4.$$

В этом случае эффективное значение тока вторичной и первичной обмоток трансформатора возрастет против расчетного по формулам, соответствующим чисто активной нагрузке, в

$$\sqrt{1 + \frac{s_i^2}{2}} = \sqrt{1 + \frac{0,16}{2}} = 1,04 \text{ раза.}$$

Так как, примерно, на такую же величину эффективное значение тока должно уменьшиться под влиянием индуктивности рассеяния трансформатора, то этим увеличением можно пренебречь.

Считая, что при быстрой манипуляции режим работы фильтра будет более благоприятен, чем при медленной, определим, при какой скорости передачи получается резонансный случай, т. е. каких манипулятивных скоростей нужно избегать.

Период собственных колебаний фильтра $T \cong \frac{2\pi}{\omega_0} = \frac{6,28}{250} = 0,025$, следовательно, при резонансе продолжительность знака должна быть равна $\frac{T}{2} = 0,0125$ сек.

Считая, что за знаком следует интервал, равный по продолжительности самому знаку, найдем, что число знаков в секунду будет

$$n' = \frac{10\,000}{125 \cdot 2} = 40, \text{ или в минуту } n = 40 \cdot 60 = 2400.$$

Полагая, что каждое слово состоит из пяти букв, а буква из пяти знаков, найдем, что резонансное число слов в минуту будет

$$N = \frac{2400}{25} = 96.$$

Пример 2. Рассчитать электрический фильтр к шестифазному железному ртутному выпрямителю, питающему концертный телефонный радиопередатчик с сеточной модуляцией. Мощность выпрямительного устройства 1000 kW при выпрямленном напряжении 11 000 V.

Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения после фильтра $s = 0,05 \cdot 10^{-2}$. Допустимый коэффициент демодуляции $D_M = 0,95$.

В рассматриваемом случае емкость фильтра определится однозначно из ур-ния (90)

$$D_M = \frac{R}{\sqrt{R_i^2 + \left(\frac{1}{\omega_M C}\right)^2}},$$

где $\omega_M = 2\pi \cdot 50 = 314$ — низшая модулирующая частота.

Так как выпрямленный ток равен

$$I_{\text{med}} = \frac{1\,000\,000}{11\,000} = 91 \text{ A},$$

то

$$R \cong R_i = \frac{11\,000}{91} = 121 \Omega.$$

Поэтому, обозначая $\frac{1}{\omega_M C} = X$, имеем

$$0,95 = \frac{121}{(121)^2 + (X)^2}$$

или

$$0,89 \cdot (121^2 + X^2) = 14\,641.$$

Далее $0,89X^2 = 1641$, откуда

$$X = \sqrt{\frac{1641}{0,89}} = 43 \text{ }\Omega.$$

Величина емкости в микрофарадах

$$C = \frac{10^6}{43 \cdot 314} = 74 \text{ }\mu\text{F}.$$

Коэффициент фильтрации равен

$$\nu = \frac{0,05 \cdot 10^{-2}}{0,057} = 0,00877.$$

В этом случае

$$LC = \frac{1}{\nu m^2 \cdot \omega^2} = \frac{1}{0,00877 \cdot 36 \cdot 314^2} = \frac{1}{31200}.$$

Собственная круговая частота фильтра

$$\omega_0 \cong \sqrt{\frac{1}{LC}} = \sqrt{31200} \cong 176.$$

Индуктивность дросселя

$$L = \frac{10^6}{31200 \cdot 74} = 0,43 \text{ H}.$$

Дальнейшие проверки расчета производим аналогично примеру 1.

Пример 3. Рассчитать П-образный фильтр для двухполупериодного выпрямителя, питающего приемное устройство. Выпрямленное напряжение должно равняться 500 V при токе в 50 mA . Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения после фильтра

$$s = 0,05 \cdot 10^{-2}.$$

Определим сначала величину первой входной емкости C_1 , приняв, что коэффициент пульсации напряжения на ней $s = 0,2$.

Эквивалентное сопротивление нагрузки

$$R = \frac{500}{0,05} = 10000 \text{ }\Omega.$$

Тогда

$$C_1 = \frac{10^6}{2 \cdot 50 \cdot 10^4 \cdot 0,2} = 5 \text{ }\mu\text{F}.$$

Коэффициент фильтрации Г-образной части фильтра

$$\nu = \frac{s'}{s} = \frac{0,05 \cdot 10^{-2}}{0,2} = 2,5 \cdot 10^{-3}.$$

Индуктивность дросселя фильтра по ф-ле (93)

$$L = \frac{0,25 \cdot 10^4}{\sqrt{2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 50 \cdot 6,28}} = 80 \text{ Н.}$$

Емкость выходного конденсатора по ф-ле (94)

$$C_2 = \frac{10^6}{\sqrt{2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 50 \cdot 6,28 \cdot 0,25 \cdot 10^4}} = 12,7 \text{ }\mu\text{F.}$$

ГЛАВА IV

ЭЛЕКТРОННЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ (кенотроны)

1. Основной принцип работы кенотрона и его характеристика

Кенотроном называется двухэлектродный вакуумный прибор с накаливаемым катодом и холодным анодом. В таком приборе прохождение электрического тока обязано исключительно переносу зарядов одними только электронами, излучаемыми раскаленным катодом.

Вентильное действие кенотрона основано на том, что при наличии на его аноде положительного по отношению к катоду потенциала электроны, несущие на себе отрицательные заряды, притягиваются анодом и, следовательно, прибор обладает проводимостью, тогда как при наличии отрицательного потенциала на аноде, никакого перемещения зарядов внутри прибора не будет, и ток по нему не пойдет вовсе.

Величина тока, проходящего по кенотрону, при плоских его электродах с учетом пространственного заряда около катода определяется формулой Лэнгмюйра

$$I_a = 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{U_a^{3/2}}{x^2} \cdot q \text{ ампер,} \quad (95)$$

где U_a — напряжение между анодом и катодом кенотрона,
 x — расстояние между электродами в см и
 q — поверхность катода в см².

Та же формула для цилиндрических электродов принимает вид

$$I_a = 14,65 \cdot 10^{-6} \frac{l}{r} U_a^{3/2} \cdot q. \quad (96)$$

Здесь l — полная длина катода и r — радиус анода, выраженные в сантиметрах, а U_a и q имеют прежние значения.

Формула Лэнгмюйра выведена в предположении, что катод эквипотенциален. Кроме того, она не учитывает влияния начальной скорости электронов, влияния магнитного поля катода и его контактной разности потенциалов.

При учете всех этих факторов, рассматриваемых подробно в специальных курсах, формула Лэнгмюра в самом общем виде может быть написана следующим образом

$$I_a = kU_a^{3/2}, \quad (97)$$

где k — некоторый коэффициент пропорциональности.

Ф-ла (97) является характеристическим уравнением кенотрона и она справедлива до тех пор, пока значение тока через кенотрон не станет равным так называемому току насыщения.

Дело в том, что катод любого кенотрона при заданном напряжении накала на его зажимах обладает вполне определенной эмиссией, и это ограничивает величину тока, идущего через кенотрон.

Таким образом, для раз установленного режима работы катода всегда будет иметь место определенное анодное напряжение, при котором все электроны, излучаемые катодом, будут притянуты анодом, и при дальнейшем увеличении анодного напряжения роста тока по закону, выражаемому ф-лой (97), не произойдет.

При достижении токком значения, соответствующего насыщению, характеристика кенотрона загибается и асимптотически приближается к прямой параллельной оси абсцисс.

Анодное напряжение, при котором происходит загиб характеристики, называется напряжением насыщения.

На рис. 52 приведена типовая характеристика кенотрона В-16.

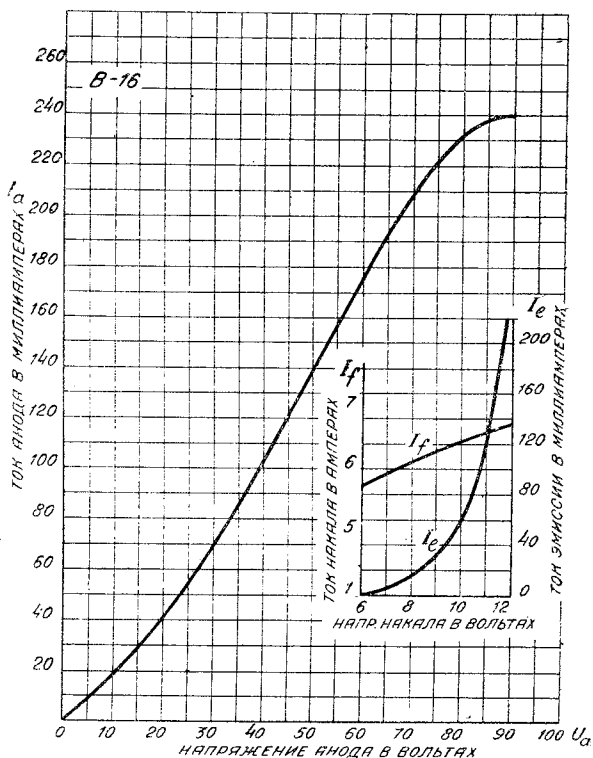


Рис. 52. Типовая характеристика кенотрона В-16

2. Основные параметры кенотрона

Характеристика кенотрона дает возможность судить о его качествах, выражаемых определенными параметрами.

Основным параметром кенотрона служит крутизна его характеристики

$$S = \frac{dI_a}{dU_a}.$$

Как известно, величина S имеет размерность проводимости и совершенно очевидно, что чем больше S , тем лучше кенотрон.

Поскольку характеристика кенотрона не является прямой линией, а имеет загибы в нижней и верхней своей части, то и крутизна характеристики для различных участков кривой будет разная. Обычно под S понимают величину ее, соответствующую прямолинейной части характеристики. В этом случае

$$S = \frac{I_a}{U_a}.$$

Практически S измеряется в миллиамперах на вольт.

Для увеличения S обычно стремятся расположить анод по отношению к катоду на возможно малом расстоянии.

Величина, обратная S , имеющая размерность сопротивления, называется внутренним динамическим сопротивлением кенотрона R_i и является вторым его параметром.

$$R_i = \frac{dU_a}{dI_a}.$$

Эта величина R_i , характеризующая кенотрон при переменном токе, разнится от величины R_a , вычисленной по закону Ома

$$R_a = \frac{U_a}{I_a}$$

и справедливой лишь для случая прохождения по кенотрону постоянного тока.

Действительно, если $I_a = kU_a^{3/2}$, то

$$R_i = \frac{1}{\frac{3}{2}kU_a^{1/2}}, \text{ а } R_a = \frac{U_a}{kU_a^{3/2}} = \frac{1}{kU_a^{1/2}}, \text{ т. е. } R_i = \frac{2}{3} R_a.$$

Практически нелинейностью характеристики кенотрона пренебрегают и внутреннее сопротивление его вычисляют по формуле

$$R_a = \frac{U_s}{I_s} \cong \frac{U_a}{I_a},$$

где U_s и I_s соответственно напряжение и ток насыщения.

3. Потери в кенотроне и выбор рабочего режима

Если по кенотрону проходит ток I_a (эффективное значение) и кенотрон обладает внутренним сопротивлением R_a , то, считая

характеристику кенотрона прямолинейной, можно определять потери, выделяемые на его аноде в виде тепла по формулам

$$P_a = I_a^2 R_a, \text{ или } P_a = U_a I_a.$$

Эти потери не должны превосходить величин, указанных в паспорте кенотрона.

Рассмотрим вопрос выбора правильного режима работы кенотрона.

Если кенотрон, обладающий внутренним сопротивлением R_a , работает на внешнее сопротивление R , то режим его работы зависит от отношения $\frac{R_a}{R}$.

Как известно, кпд выпрямителя может быть выражен формулой

$$\eta = \frac{R}{R + R_a}.$$

Посмотрим, как меняется η в зависимости от R при $R_a = \text{const}$.

Совершенно очевидно, что чем больше будет R по сравнению с R_a , тем больше будет η . При $R = R_a$ $\eta = 0,5$. С другой стороны, с увеличением R при постоянном питающем напряжении мощность, отдаваемая кенотроном, падает, а при уменьшении его сначала увеличивается, достигая максимума при $R = R_a$, затем уменьшается. При $R = 0$ отдаваемая мощность также равна нулю и имеет место короткое замыкание кенотрона.

Из этих рассуждений совершенно очевидно, что кенотрон для получения приемлемого кпд установки всегда должен работать на внешнее сопротивление, значительно большее внутреннего его сопротивления.

Кроме этого, с точки зрения высокого кпд кенотрона по анодной цепи максимальный импульс его анодного тока должен быть несколько меньше тока насыщения. Действительно, если приложенное к цепи напряжение превышает сумму напряжения насыщения кенотрона и падения напряжения на полезной нагрузке, то в этом случае потери в самом кенотроне возрастут, так как они уже не будут выражаться произведением $U_s I_s$, а будут равны $U I_s$, где $U > U_s$.

Увеличение потерь в кенотроне объясняется тем, что электроны приобретают значительно большие скорости, запас кинетической энергии их возрастает и они бомбардируют анод гораздо интенсивнее. Это связано с добавочным выделением тепла на аноде, последствием чего может иметь место выделение анодом окклюдированных им газов. Поскольку ток насыщения кенотрона зависит от температуры его катода, а последняя пропорциональна напряжению накала, то при выборе максимального импульса тока через кенотрон равного току насыщения, приходится с особенной тщательностью следить за поддержанием постоянства напряжения накала, так как при его уменьшении против нормы ток насыщения падает

и кенотрон начинает работать с повышенным падением напряжения между электродами, что вредно скажется как на тепловом режиме анода, так и на КПД устройства.

Из изложенного выше следует, что регулирование выпрямленного напряжения путем изменения накала кенотрона, иногда применяемое на практике, совершенно недопустимо. Осуществлять его можно только в том случае, когда анод кенотрона рассчитан с большим запасом. Если КПД кенотронного выпрямителя не играет решающей роли, что бывает при малых мощностях, и допустимое рассеяние энергии на аноде кенотрона велико, то для целей наилучшего использования вентиля можно поставить его в режим работы, при котором напряжение вторичной обмотки трансформатора превышает сумму напряжения насыщения кенотрона и падения напряжения на полезной нагрузке. Оба эти режима в дальнейшем будут рассмотрены более подробно.

4. Влияние питания катода кенотрона переменным током на величину его анодного тока

В подавляющем большинстве случаев накал кенотрона производится переменным током, что сказывается на форме кривой анодного тока.

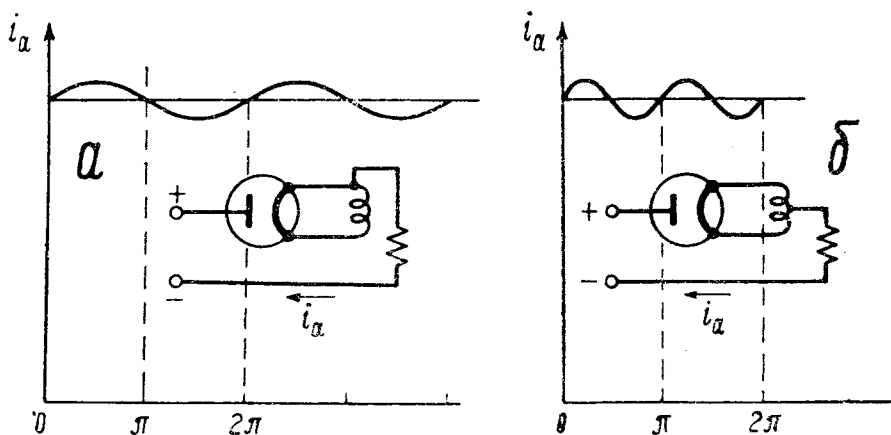


Рис. 53. Кривые анодного тока кенотрона при питании катода переменным током.

Пусть анод кенотрона питается постоянным напряжением, а катод его переменным напряжением.

Рассмотрим два случая включения анодного напряжения: первый, когда отрицательный полюс источника анодного питания присоединен к концу нити кенотрона, и второй, когда он соединен со средней точкой трансформатора накала.

В первом случае аналитическое решение вопроса приводит к формуле

$$i_a = k l U_a^{3/2} \left[1 - \frac{3}{4} \frac{E_{fm}}{U_a} \sin \omega t \right], \quad (98)$$

где k — коэффициент пропорциональности,

l — длина катода и

E_{fm} — амплитуда напряжения накала.

Из этого выражения следует, что на постоянный ток анода будет накладываться переменный ток с частотой тока накала, как это представлено на рис. 53а.

Во втором случае

$$i_a = k l U_a^{3/2} \left[1 + \frac{1}{64} \left(\frac{E_{fm}}{U_a} \right)^2 - \frac{1}{64} \left(\frac{E_{fm}}{U_a} \right)^2 \cos^2 \omega t \right], \quad (99)$$

т. е. частота пульсации анодного тока будет двойной по отношению к частоте тока накала (рис. 53б).

5. Катод кенотрона

Катод кенотрона в зависимости от предъявляемых к нему условий может быть сделан из различных материалов.

Наибольшее распространение имеет нормальный вольфрамовый катод, как обладающий большой эмиссионной способностью при значительном сроке службы и только катоды маломощных кенотронов делаются оксидными или торированными.

Рабочая температура вольфрамового катода колеблется в пределах 2400—2600° К.

Коэффициент полезного действия катода тем выше, чем больший ток эмиссии можно с него получить при затрате на накал одной и той же мощности.

Для вольфрама отношение тока насыщения к мощности накала $\frac{I_s}{P_f}$ зависит от диаметра нити и может быть определено сле-

дующими цифрами. Для нитей диаметром 0,05 до 0,1 мм $\frac{I_s}{P_f} =$

$= 3—4,5$ мА на 1 W, а для нитей диаметром от 0,1 до 0,3 мм со-

ответственно $\frac{I_s}{P_f} = 6—7$ мА на 1 W.

Примесь к вольфраму тория даже в незначительных количествах способствует сильному увеличению эмиссии катода, что объясняется наличием на поверхности катода одноатомного слоя тория, диффундирующего из его в утренних частей. Рабочая температура торированного вольфрама равна 1900° К. При этой температуре испарение тория происходит медленнее его диффузии наружу, почему срок службы такого катода значителен.

Отношение $\frac{I_s}{P_f}$ для торированного катода при диаметре нити от 0,1 мм равно 30—40 мА/Вт.

Оксидный катод обладает сравнительной неустойчивостью эмиссии и отсутствием ярко выраженного тока насыщения. Рабочая температура его колеблется от 1000° до 1200° К и отношение $\frac{I_s}{P_f} = 50—100$ мА на 1 Вт.

Катод кенотрона имеет вид нити той или иной формы. Наиболее распространенными являются катоды V- и W-образной формы.

На рис. 54 представлен один из катодов маломощного кенотрона.

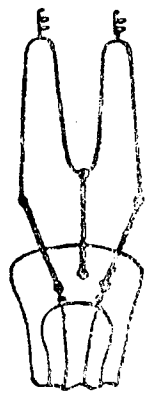


Рис. 54. Катод маломощного кенотрона.

6. Анод и стеклянный баллон кенотрона

При расчете анода кенотрона приходится развивать его поверхность настолько, чтобы при нормальном режиме работы он не нагревался выше определенной температуры. Обычно здесь приходится пользоваться цифровым материалом, взятым из практики. Так, для никелевых анодов, применяемых в маломощных кенотронах, допустимые удельные потери составляют 1,5 Вт/см²,

для молибденовых анодов — 4,5 — 6 Вт/см² и для медных анодов, охлаждаемых водой, эта цифра повышается до 15 Вт/см².

Несоблюдение этих норм вызывает перегрев анода с последующим выделением окклюдированных газов, что влечет за собой переход электронного разряда в дуговой, или непосредственное расплавление самого анода.

Аноды кенотронов выполняются либо в виде цилиндров, либо делаются плоскими, но в обоих случаях они со всех сторон окаймляют катод.

Что касается стеклянного баллона кенотрона, то поверхность его рассчитывается таким образом, чтобы она обеспечивала рассеяние всего тепла, выделяемого внутри кенотрона, причем допустимой величиной здесь является рассеяние 1,4 Вт с 1 см² поверхности. Внешняя форма баллона зависит исключительно от технологического процесса.

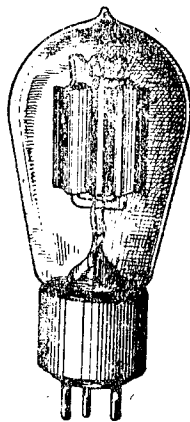


Рис. 55. Двуханодный кенотрон типа 2B-400 (BO-116.)

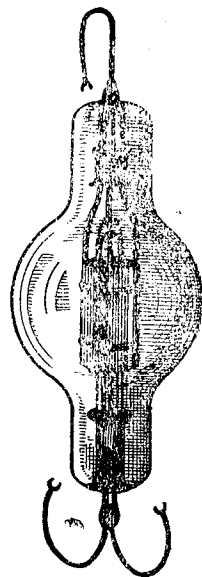


Рис. 56. Высоковольтный кенотрон типа B-27-800 (B-24)

В подавляющем большинстве случаев кенотроны делаются одноанодными и только в маломощных кенотронах иногда применяется двуханодная система.

На рис. 55 представлен двуханодный кенотрон типа 2В-400 (ВО-116), на рис. 56 высоковольтный кенотрон типа В-27-800 (В-24) и на рис. 57 — одноанодный мощный кенотрон типа ВО-27-8000 (В-38), анод которого охлаждается проточной водой.

7. Область применения и схемы включения кенотронов

В настоящее время кенотроны имеют две области применения. Первая из них охватывает маломощные установки для питания приемных и усилительных радиотехнических устройств и измерительных целей, а вторая — высоковольтные установки для питания рентгеновских аппаратов, импульсных генераторов и испытательной аппаратуры, применяющейся в технике высоких напряжений.

К достоинствам кенотронов необходимо отнести способность выдерживать большие обратные напряжения, что обуславливается отсутствием газов внутри баллона и способностью чисто вакуумной среды выдерживать без пробоя значительные напряжения. К недостаткам кенотрона относится сравнительно большое падение напряжения между его электродами, что снижает кпд установки, и делает внешнюю характеристику сильно падающей. В радиотехнике кенотроны применяются только для питания маломощных устройств, где отдача не имеет перво-степенной важности и нагрузка постоянна.

Наиболее употребительной схемой питания кенотронного выпрямителя является двухполупериодная однофазная схема с применением П-образного фильтра. Значительно реже применяется схема трехфазного выпрямления.

8. Расчет кенотронного выпрямителя

Поскольку кенотронный выпрямитель обладает большим внутренним сопротивлением и работает обычно на П-образный электрический фильтр, то расчет его должен разниться от обычного.

Как это было нами выяснено при расчете П-образного фильтра, ток, идущий через выпрямитель, приобретает импульсную форму, благодаря чему эффективное его значение должно увеличиться. Это обстоятельство безусловно отрицательно скажется на коэффициентах использования обмоток трансформатора.

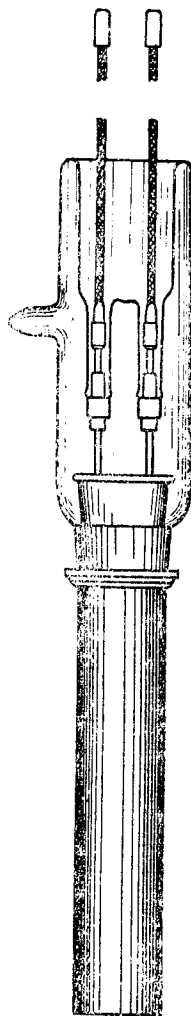


Рис. 57. Мощный кенотрон типа ВО-27-800 (В-38).

С другой стороны, входной конденсатор фильтра увеличивает постоянную составляющую выпрямленного напряжения против его значения при чисто активной нагрузке, почему вторичное напряжение трансформатора может быть взято несколько меньшим. Однако, здесь приходится учитывать и падение напряжения в самом кенотроне, что приводит к увеличению вторичного напряжения трансформатора.

Все вместе взятое заставляет отказаться от нормальных способов расчета выпрямителя и искать иные методы.

В дальнейших рассуждениях будем полагать, что напряжение трансформатора синусоидально, что вольтамперная характеристика

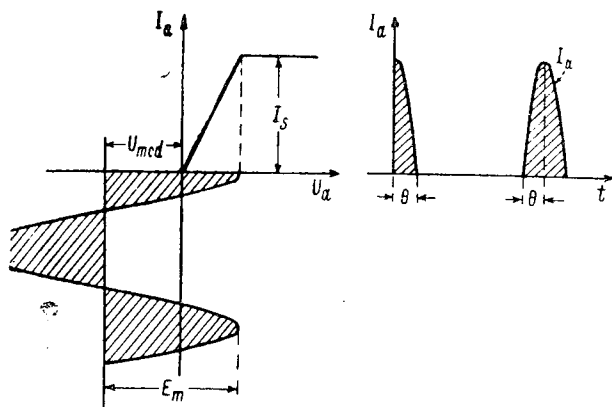


Рис. 58. Процесс прохождения тока по кенотрону.

кенотрона на рабочем участке является прямой, что напряжение на входном конденсаторе фильтра лишено пульсации, будучи равным постоянной составляющей выпрямленного напряжения и что максимальный импульс анодного тока равен току насыщения кенотрона. В этом случае процесс прохождения тока по вентилю иллюстрируется рис. 58.

Поскольку напряжение на конденсаторе является противоэлектродвижущей силой по отношению к напряжению трансформатора, то ток по кенотрону пойдет только тогда, когда абсолютная величина напряжения трансформатора будет больше, чем напряжение конденсатора. В связи с этим ток кенотрона представится в виде усеченных косинусоидальных импульсов, причем между отдельными такими импульсами имеют место интервалы, в течение которых никакого тока по вентилям не проходит вовсе.

Уравнение тока, имеющего форму усеченной косинусоиды, представляют в виде

$$i = SE_m (\cos \omega t - \cos \theta). \quad (100)$$

Здесь E_m — амплитуда напряжения на трансформаторе,
 S — крутизна характеристики кенотрона и
 θ — угол отсечки, равный половине угла, соответствующего полному времени прохождения тока.

Так как ток кончает проходить в момент равенства напряжений трансформатора и конденсатора, то

$$U_{med} = E_m \cdot \cos \theta.$$

Совершенно очевидно, что максимальное значение тока будет при $t=0$ и

$$I_m = SE_m (1 - \cos \theta). \quad (101)$$

Среднее значение тока, проходящего по аноду выпрямителя или, что то же, по вторичной обмотке трансформатора

$$\begin{aligned} I_{2 \text{ med}} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} i d(\omega t) = \\ &= \frac{SE_m}{\pi} \int_0^{\theta} (\cos \omega t - \cos \theta) d(\omega t) = \frac{SE_m}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \end{aligned} \quad (102)$$

Последняя величина нас будет интересовать с той точки зрения, что при однофазном выпрямителе она будет равна постоянной составляющей тока нагрузки, а при многофазном выпрямителе будет составлять $\frac{1}{m}$ часть от постоянной составляющей полного выпрямленного тока.

Так как обычно дается величина выпрямленного тока I_{med} , то, зная схему включения, или число фаз выпрямителя, мы можем найти

$$I_{2 \text{ med}} = \frac{I_{\text{med}}}{m}.$$

Обычно в паспорте кенотрона указывается значение его тока насыщения, которое в нашем случае будет равно I_m .

Таким образом, если мы для какого-либо кенотрона знаем I_m и по расчету определим $I_{2 \text{ med}}$, то, имея величину отношения

$$\frac{I_{2 \text{ med}}}{I_m} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi (1 - \cos \theta)}, \quad (103)$$

мы сразу увидим, удовлетворяет ли выбранный нами тип кенотрона условиям работы.

Мощность, выделяемая на полезной нагрузке, в рассматриваемом случае будет

$$\begin{aligned} P_{\text{med}} &= m \cdot I_{2 \text{ med}} \cdot U_{\text{med}} = \frac{m}{\pi} SE_m (\sin \theta - \theta \cos \theta) E_m \cos \theta = \\ &= \frac{m}{\pi} SE_m^2 (\sin \theta - \theta \cos \theta) \cos \theta. \end{aligned} \quad (104)$$

Соответственно среднее значение мощности, отдаваемой трансформатором (полезная мощность)

$$P_{2 \text{ med}} = \frac{m}{\pi} \int_0^{\theta} i e d(\omega t),$$

где

$$e = E_m \cdot \cos \omega t;$$

поэтому

$$\begin{aligned} P_{2 \text{ med}} &= \frac{m}{\pi} \int_0^{\theta} SE_m^2 (\cos \omega t - \cos \theta) \cdot \cos \omega t d(\omega t) = \\ &= mSE_m^2 \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{2\pi} \end{aligned} \quad (105)$$

Зная P_{med} и $P_{2 \text{ med}}$, легко определить электрический КПД установки, который оказывается равным

$$\eta = \frac{P_{\text{med}}}{P_{2 \text{ med}}} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta} \cdot 2 \cos \theta. \quad (106)$$

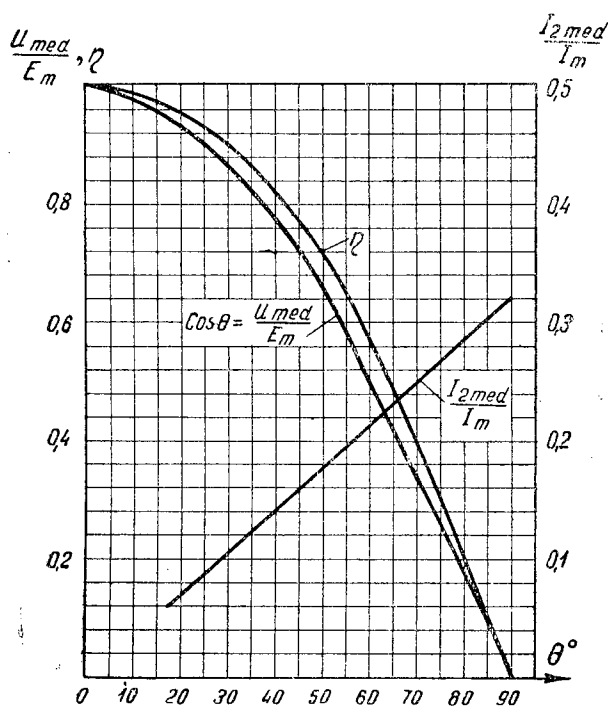


Рис. 59. График для расчета кенотронного выпрямителя.

На основании вышеприведенных формул на рис. 59 приведены кривые, дающие зависимость $\frac{I_{2 \text{ med}}}{I_m}$, $\frac{U_{\text{med}}}{E_m}$ и η от угла θ . По этим кривым обычно и производится расчет кенотронного выпрямителя.

Так как все формулы выведены в предположении, что ток анода вентиля представляет собой косинусоидальный усеченный импульс и два соседних таких импульса имеют между собой интервал, то применимость их к многофазным схемам включения обуславливается, именно, этим условием. Если в многофазном выпрямителе отдельные импульсы тока будут перекрывать друг друга, т. е. полный выпрямленный ток будет непрерывным, то в этом случае приводимый метод расчета непригоден.

Условие прерывности выпрямленного тока будет соблюдено при $\theta \leq 90^\circ$ для $m = 2$, при $\theta \leq 60^\circ$ для $m = 3$ и при $\theta \leq 30^\circ$ для $m = 6$, или вообще $\theta \leq \frac{\pi}{m}$. На рис. 59а представлены импульсы анодного тока кенотронов для трехфазного выпрямителя.

Переходим далее к определению коэффициента использования вторичной обмотки трансформатора.

Эффективное значение анодного тока или тока вторичной обмотки трансформатора найдется из выражения

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} i_2^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} [SE_m(\cos \omega t - \cos \theta)]^2 d(\omega t)} = SE_m \sqrt{\frac{\theta(1 + 0,5 \cos 2\theta) - 0,75 \sin 2\theta}{\pi}} \quad (107)$$

Зависимость отношения I_2/I_m от угла θ представлена в виде кривой рис. 60.

При определении коэффициента использования вторичной обмотки трансформатора ранее мы полагали, что он равен отношению полезной мощности со стороны выпрямленного тока к расчетной мощности вторичной обмотки, причем падением напряжения в вентильх пренебрегали.

Для кенотронного выпрямителя этого сделать уже нельзя, поэтому здесь под коэффициентом использования вторичной обмотки

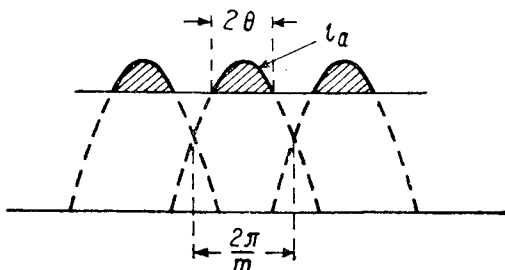


Рис. 59а. Импульсообразная кривая анодного тока кенотронов при трехфазном выпрямлении.

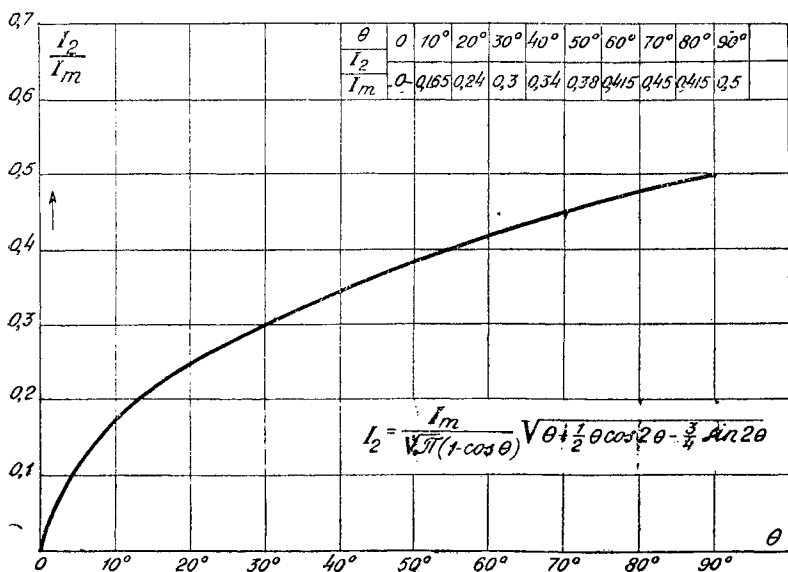


Рис. 60. Кривая зависимости $I_2/I_m = f(\theta)$.

трансформатора приходится понимать отношение полной активной мощности, ею отдаваемой, которая будет равна $\frac{P_{med}}{\eta} = P_{2med}$, к

расчетной мощности в вольтамперах, т. е. в разбираемом случае

$$k_2 = \frac{P_{\text{med}}}{P_2}$$

Выражение для $P_{2\text{med}}$ нами выведено ранее, а

$$P_2 = I_2 \cdot U_2 \cdot m = I_2 \cdot \frac{E_m \cdot m}{\sqrt{2}} = \frac{SE_m^2 m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\theta(1 + 0,5 \cos 2\theta) - 0,75 \sin 2\theta}. \quad (108)$$

Поэтому

$$k_2 = \frac{P_{2\text{med}}}{P_2} = \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{\sqrt{2\pi[\theta(1 + 0,5 \cos 2\theta) - 0,75 \sin 2\theta]}}. \quad (109)$$

Для правильного подбора типа выпрямителя необходимо знать данные различных кенотронов, выпускаемых нашими заводами. Эти данные приведены в табл. 7.

Таблица 7

Тип кенотрона		Число анодов	Габарит		Напряже- ние накала	Ток накала	Максималь ная работ. ампл. анод- ного тока	Номинальн. напряжен. насыщения	Максимальн. амплитуда обр. напряж.	Максимальн. мощность рассеяния на аноде	Средний срок слу- жбы катода
Старое обозна- чение	Новое обозна- чение		Высота	Диаметр или ширина							
			h mm	d mm							
				U_f V	I_f A	I_{am} mA	U_s V	$E_{обр}$ V	P_a W	T h	
BO-125	2B-150	2	130	42	3,5	0,45	150	90	500	2	500
BO-116	2B-400	2	153	65	4,0	1,95	400	130	800	7	300
B-16	—	1	180	80	12,0	6,5	240	90	1200	15	500
B-128	B-4-201	1	240	93	11,0	6,3	200	500	4000	50	1000
B-27	B-8 800	1	425	103	17	8,4	800	800	8000	400	800
B-24	B-27-800	1	495	207	16	10,3	800	1200	7000	400	1250
B-38	B-027-8000	1	500	120	16,5	52,0	8000	3000	27000	10000	1000

Перейдем теперь к расчету кенотронного выпрямителя, работающего с увеличенным падением напряжения, т. е. в режиме, когда с явлением насыщения считаться нет надобности и когда электрический КПД выпрямителя не играет первостепенного значения.

В этом случае процесс прохождения тока по вентилю может быть иллюстрирован рис. (60a).

Из этого рисунка видно, что импульс анодного тока здесь представляется в виде косинусоиды, усеченной как сверху, так и снизу, благодаря чему имеют место два угла отсечки — верхний (φ) и нижний (θ). Совершенно очевидно, что:

$$E_m \cos \varphi = U_s + U_{\text{med}}$$

и

$$U_{\text{med}} = E_m \cdot \cos \theta.$$

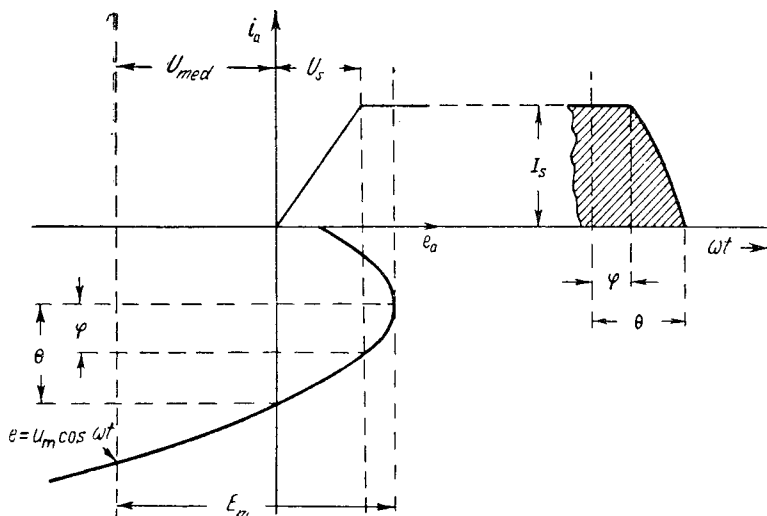
Пользуясь этими двумя уравнениями, легко определить, что

$$\cos \varphi = \left(1 + \frac{U_s}{U_{med}}\right) \cdot \cos \theta = M \cos \theta$$

где

$$M = \left(1 + \frac{U_s}{U_{med}}\right) = \frac{\cos \varphi}{\cos \theta}$$

Определим среднее значение тока, проходящего по аноду вентиля. Этот ток можно представить себе состоящим из двух компонент i_1 и i_2 . За время, соответствующее углу φ , ток анода i_2



Фиг. 60.

равен току насыщения, а за время, соответствующее углу $\theta - \varphi$, ток анода i_2 изменяется по косинусоидальному закону, т. е.

$$i_1 = I_s \quad \text{и} \quad i_2 = \frac{e - U_{med}}{R},$$

где e — мгновенное значение напряжения вторичной обмотки трансформатора и R — полное активное сопротивление цепи, являющееся суммой внутреннего сопротивления кенотрона и обмоток трансформатора. Так как

$$e = E_m \cos \omega t,$$

то

$$i_2 = \frac{E_m \cos \omega t - E_m \cos \theta}{R} = \frac{E_m}{R} (\cos \omega t - \cos \theta).$$

В свою очередь

$$I_s = \frac{U_s}{R} = \frac{U_{med}}{R} \left(\frac{\cos \varphi}{\cos \theta} - 1 \right).$$

Таким образом:

$$\begin{aligned}
 I_{2\text{med}} &= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\varphi} i_1 d(\omega t) + \int_{\varphi}^{\theta} t_2 d(\omega t) \right] = \\
 &= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\varphi} \frac{U_{\text{med}}}{R} \left(\frac{\cos \varphi}{\cos \theta} - 1 \right) d(\omega t) + \int_{\varphi}^{\theta} \frac{U_{\text{med}}}{R \cdot \cos \theta} (\cos \omega t - \cos \theta) d(\omega t) \right] = \\
 &= \frac{1}{\pi} \left[\frac{U_{\text{med}}}{R} \varphi \left(\frac{\cos \varphi}{\cos \theta} - 1 \right) + \frac{U_{\text{med}}}{R \cos \theta} (\sin \theta - \theta \cos \theta - \sin \varphi + \varphi \cos \theta) \right].
 \end{aligned}$$

Соответственно для среднего значения выпрямленного тока будет иметь место равенство

$$I_{\text{med}} = I_{2\text{med}} \cdot m.$$

Сделав несложные преобразования, легко найти, что

$$\frac{\pi I_{\text{med}} \cdot R}{m \cdot U_{\text{med}}} = \text{tg } \theta - \theta + \varphi \frac{\cos \varphi}{\cos \theta} - \frac{\sin \varphi}{\cos \theta}. \quad (109a)$$

Обозначая левую часть этого уравнения через A и пользуясь соотношениями

$$M = \frac{\cos \varphi}{\cos \theta} \quad \text{и} \quad \sin \varphi = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi},$$

получим

$$A = \text{tg } \theta - \theta + M \text{arc cos } (M \cos \theta) - \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \theta} - M^2}. \quad (109б)$$

В левой части уравнения все величины обычно бывают известными. Таким образом, задавшись величиной коэффициента M , можно по уравнению (109б) определить угол θ .

На рис. (60б) представлена в виде семейства кривых функциональная зависимость $\theta = f(A)$ при различных значениях M^1 .

Эффективное значение фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора легко определить из следующих соображений:

Поскольку

$$E_m \cos \theta = U_2 \sqrt{2} \cos \theta = U_{\text{med}},$$

а U_{med} обычно задается при расчете, то:

$$U_2 = \frac{U_{\text{med}}}{\sqrt{2} \cos \theta} \quad (109в)$$

В свою очередь угол θ определяется по графику рис. 60б.

Переходим далее к определению эффективного значения тока анода вентиля, или, что то же тока, проходящего по вторичной обмотке трансформатора.

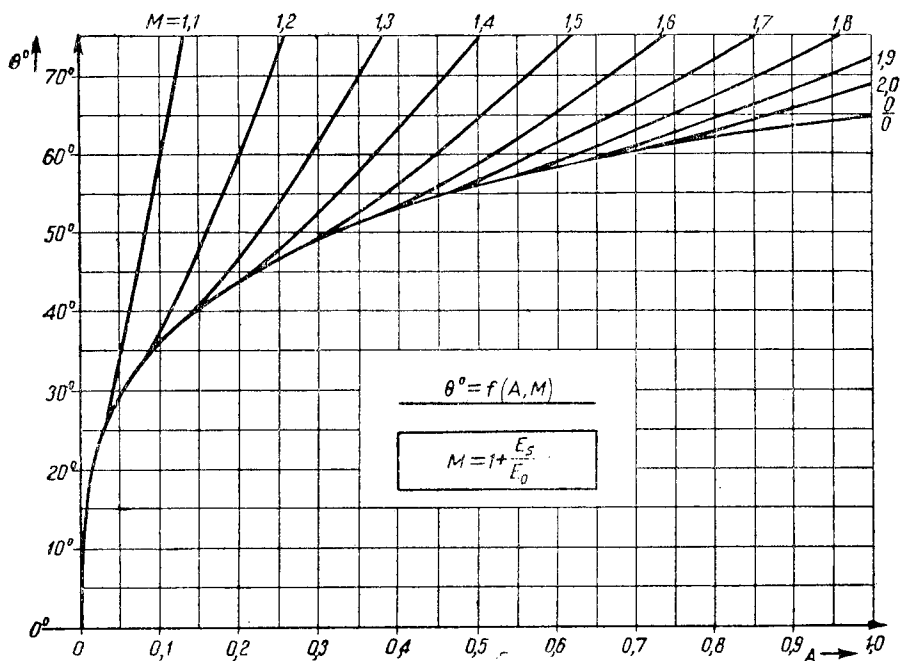
¹⁾ См. Цыкин. Общие методы расчета выпрямителя, работающего на фильтр с емкостной реакцией. Связьтехиздат. Москва 1936 г.

Не трудно сообразить, что

$$\begin{aligned}
 I_2 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\infty} i_1^2 d(\omega t) + \int_{\varphi}^{\theta} i_2^2 d(\omega t) \right]} = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\infty} I_s^2 d(\omega t) + \int_{\varphi}^{\theta} \frac{I_s^2}{\cos \varphi - \cos \theta} (\cos \omega t - \cos \theta)^2 d(\omega t) \right]} = \\
 &= \frac{I_s}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\varphi + \frac{\beta_1 (\theta - \varphi) - 4\beta_2 \cos \theta + 0,5\beta_3}{2(\cos \varphi - \cos \theta)^2}}, \quad (109r)
 \end{aligned}$$

где

$$\beta_1 = 2 + \cos 2\theta, \quad \beta_2 = \sin \theta - \sin \varphi \quad \text{и} \quad \beta_3 = \sin 2\theta - \sin 2\varphi.$$



Фиг. 60 б.

По формуле (109r) может быть определено эффективное значение тока вторичной обмотки трансформатора.

Остается найти мощность, рассеиваемую на аноде кенотрона.

В связи с тем обстоятельством, что величина внутреннего сопротивления вентиля, при приложении к его зажимам напряжения, значение которого выше напряжения насыщения, возрастает против определенного нами ранее значения $R_a = \frac{U_s}{I_s}$ и при вычислении ее встречаются большие трудности, мощность, рассеиваемая на аноде, проще всего может быть найдена как разность между

полными потерями в цепи выпрямителя и потерями в обмотках трансформатора, т. е.

$$\Delta P_A = \Delta P - \Delta P_T,$$

Мощность, теряемая в обмотках трансформатора,

$$\Delta P_T = I_2^2 R_T m_2,$$

где I_2 — эффективное значение вторичного тока и R_T — активное сопротивление, приведенное ко вторичной обмотке.

В свою очередь

$$\Delta P = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\varphi} i_1 \cdot e_1 \cdot d(\omega t) + \int_{\varphi}^{\theta} i_2 \cdot e_1 d(\omega t) \right],$$

где

$$i_1 = I_s, i_2 = \frac{E_m}{R} [\cos \omega t - \cos \theta] \quad \text{и} \quad e_1 = e - U_{\text{med}} = \\ = E_m \cos \omega t - E_m \cos \theta = E_m (\cos \omega t - \cos \theta).$$

Подставляя все эти выражения i_1 , i_2 и e_1 в формулу для ΔP , получим

$$\Delta P = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\varphi} I_s E_m (\cos \omega t - \cos \theta) d(\omega t) + \int_0^{\theta} \frac{E_m^2}{R} (\cos \omega t - \cos \theta)^2 d\omega t \right] = \\ = \frac{I_s U_2 \sqrt{2}}{\pi} \left[\sin \varphi - \varphi \cos \theta + \right. \\ \left. + \frac{(2 + \cos 2\theta)(\theta - \varphi) - 4 \cos \theta (\sin \theta - \sin \varphi) + 0,5 (\sin 2\theta - \sin 2\varphi)}{(2 \cos \varphi - \cos \theta)} \right].$$

По этой формуле можно определить полные потери в цепи выпрямителя.

Пример расчета кенотронного выпрямителя с максимальным импульсом тока, немного меньшим тока насыщения

Рассчитать двухполупериодный кенотронный выпрямитель на 500 В 50 мА при работе его на П-образный фильтр. Первичное напряжение 220 В.

Прежде всего производим выбор кенотрона по обратному напряжению. Так как в двухполупериодной схеме $E_{\text{обр}} = 2E_m \cong 2U_{\text{med}}$, то с этой точки зрения наиболее подходящим типом (см. табл. 7) будет кенотрон В-16, характеристика которого приведена на рис. 52.

Ориентируясь на эту характеристику, примем, что максимально допустимый ток через кенотрон равен 220 мА, что несколько ниже тока насыщения. При этом токе падение напряжения на кенотроне составляет 75 В $\cong U_a$.

Для получения на нагрузке выпрямленного напряжения в 500 В амплитуда фазного напряжения вторичной обмотки должна быть равна

$$E_m = U_{\text{med}} + U_a = 500 + 75 = 575 \text{ В.}$$

Отсюда отношение $\frac{U_{med}}{E_m} = \frac{500}{575} = 0,87 = \cos\theta$. По графику рис. 59 $\theta = 29^\circ 30'$.

По тому же графику $\frac{I_{2med}}{I_m} = 0,11$, т. е. с одного кенотрона можно снять среднее значение тока в $I_{2med} = 220 \cdot 0,11 = 24,2$ мА.

Так как у нас схема выпрямления двухполупериодная, то два кенотрона дадут выпрямленный ток $I_{med} = 2 \cdot 24,2 = 48,2$ мА, т. е. почти то, что требуется по заданию.

По тому же графику находим, что КПД выпрямителя по анодной цепи без учета потерь на накал равен

$$\eta = 0,90.$$

Полезная мощность, отбираемая от вторичной обмотки трансформатора,

$$P_{2med} = \frac{P_{med}}{\eta} = \frac{500 \cdot 0,5}{0,90} = 27,8 \text{ W.}$$

Мощность, теряемая на двух анодах выпрямителя,

$$P_A = P_{2med} - P_{med} = 27,8 - 25 = 2,8 \text{ W,}$$

что значительно меньше допустимых величин.

Фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора

$$U_2 = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{575}{1,41} = 407 \text{ V.}$$

Эффективное значение тока вторичной обмотки трансформатора при выражении произведения SE_m через I_m

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{I_m}{\sqrt{\pi(1-\cos\theta)}} \sqrt{\theta(1+0,5\cos2\theta) - 0,75\sin2\theta} = \\ &= \frac{220}{\sqrt{3,14(1-0,87)}} \sqrt{0,515(1+0,5 \cdot 0,515) - 0,75 \cdot 0,857} = 70,5 \text{ mA.} \end{aligned}$$

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 \cdot m = 70,5 \cdot 407 \cdot 2 = 57,4 \text{ VA.}$$

Коэффициент использования вторичной обмотки

$$k_2 = \frac{P_{2med}}{P_2} = \frac{27,8}{57,4} = 0,486$$

или

$$\frac{1}{k_2} = 2,06.$$

Как это известно из предыдущего, ток первичной обмотки трансформатора является чисто переменным током и по форме идентичен току вторичной обмотки, почему

$$I_1 = n \sqrt{2} \cdot I_2,$$

где n коэффициент трансформации. В нашем случае

$$n = \frac{407}{220} = 1,85,$$

поэтому

$$I_1 = 1,85 \cdot 1,41 \cdot 70,5 = 183,5 \text{ mA}$$

без учета тока холостого хода трансформатора.

В этом случае первичные вольтамперы

$$I_1 \cdot U_1 = 0,183 \times 220 = 40,4 \text{ VA.}$$

Коэффициент использования первичной обмотки

$$k_1 = \frac{P_{2\text{med}}}{P_1} = \frac{27,8}{40,4} = 0,69,$$

или обратная величина

$$\frac{1}{k_1} = 1,45.$$

Типовая мощность трансформатора

$$P_0 = \frac{2,06 + 1,45}{2} P_{2\text{med}} = 1,75 P_{2\text{med}}.$$

Наконец, определим промышленный КПД кенотронов с учетом потерь на накал. Так как для кенотрона В-16

$$I_f \cong 6,5 \text{ A и } U_f = 12 \text{ V, то } P_f = 78,0 \text{ W,}$$

$$\eta_{np} = \frac{P_{\text{med}}}{P_{\text{med}} + P_a + P_f} = \frac{25}{25 + 2,8 + 2 \cdot 78} = \frac{25}{183,8} = 0,136.$$

ГЛАВА V

РТУТЫНИЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

1. Устройство и принцип действия ртутного выпрямителя

Основной особенностью ртутного выпрямителя по сравнению с другими типами электрических вентилей является наличие у него жидкого ртутного катода.

Это обстоятельство важно по следующим соображениям.

Прежде всего, если каким-либо образом нагревать ртуть до высокой температуры, при которой она способна эмитировать свободные электроны, то совершенно очевидно, что ртуть будет испаряться с катода и оседать на наиболее холодных частях баллона ртутного выпрямителя. Конфигурация сосуда выпрямителя

поэтому должна быть сделана такой, чтобы была обеспечена возможность обратного стекания сконденсировавшейся ртути со стенок на его катод. Таким образом, ртутный катод не подвергается износу и является вечным.

С другой стороны, эмитирующая способность ртутного катода неограниченно велика, т. е. ртутный выпрямитель не имеет тока насыщения.

Кроме того, обычно в отличие от кенотронов ртутные выпрямители делаются многофазными, т. е. один и тот же катод обслуживает сразу m анодов, что с экономической точки зрения также весьма выгодно.

Эти три свойства характеризуют ртутный выпрямитель с наилучшей стороны.

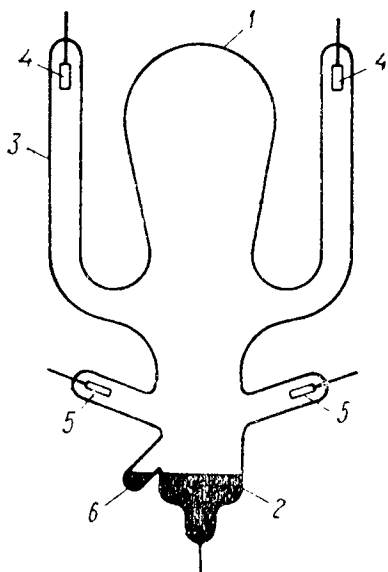


Рис. 61. Устройство стеклянного ртутного выпрямителя.

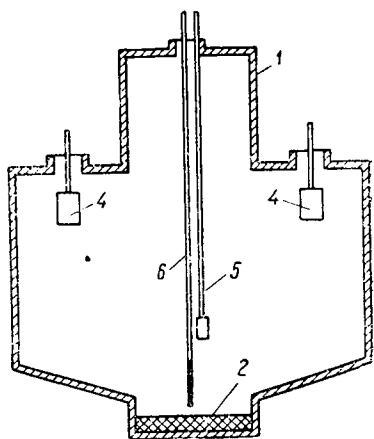


Рис. 62. Устройство металлического ртутного выпрямителя.

Практически нашли применение два типа ртутного выпрямителя, стеклянный и металлический, принципиальное устройство которых представлено соответственно на рис. 61 и 62.

Стеклянный ртутный выпрямитель состоит из грушевидного или круглого стеклянного баллона 1, являющегося конденсационной камерой для паров ртути, внизу которого налита ртуть 2. К нижней же части сосуда впаиваются длинные стеклянные трубки 3, носящие название анодных рукавов, в которых размещены железные или графитовые, обычно цилиндрические, аноды 4. Число основных анодных рукавов равно числу фаз выпрямляемых напряжений. Кроме основных анодов, выпрямитель обычно снабжается двумя анодами „дежурного зажигания“ 5, которые выполняют функцию накала катода, и вспомогательным, малым пусковым анодом 6. Стеклянный баллон откачивается до вакуума в $10^{-4} - 10^{-5}$ мм ртутного столба.

Те же элементы с несколько иным их взаимным расположением укомплектовывают и железный ртутный выпрямитель. Поскольку корпус металлического ртутного выпрямителя является проводником, то все электроды должны быть от него изолированы, что требует наличия в месте соприкосновения изоляторов с корпусом газонепроницаемых уплотнений. Так как последние не могут быть сделаны совершенно идеальными, то натекание воздуха в корпус с течением времени будет иметь место, почему все железные ртутные выпрямители обычно снабжаются вакуумными насосами и работают с постоянной откачкой.

Совершенно очевидно, что при работе ртутного выпрямителя пространство внутри баллона будет заполнено ртутными парами, что меняет картину прохождения тока по сравнению с чисто вакуумным, электронным вентилем.

Рассмотрим физическую сущность процесса.

Пусть на поверхности ртути существует накаленное до высокой температуры пятно, являющееся источником электронов. Если аноду выпрямителя сообщить некоторый положительный потенциал, то электроны, испускаемые катодом, будут стремиться достичь анода. Скорость движения электронов будет тем больше, чем выше потенциал анода. Однако, движение электронов будет происходить уже не в пустоте, как это имело место в случае чисто вакуумного вентиля, а в парах ртути. При своем движении к аноду электроны неизбежно ветрелят электрически нейтральные хаотически движущиеся атомы ртути, с которыми будут сталкиваться.

Если скорость электрона мала, то удар его об атом ртути будет упругим, последствием чего явится лишь изменение траектории электрона. При определенной скорости движения электрона последний получает способность привести атом ртути в возбужденное состояние, что связано с переходом одного из связанных электронов атома на другую орбиту и сопровождается излучением лучистой энергии. При еще большей скорости выброшенного катодом электрона он приобретает возможность расщепить нейтральный атом ртути на отрицательный электрон, который вовсе покидает атом и начинает двигаться самостоятельно к аноду и положительный ион, стремящийся под действием электрического поля достичь катода.

Мгновенное значение напряжения, при котором возникает ионизация газового промежутка, носит название „зажигательного потенциала“, или „потенциала ионизации“.

Таким образом, совершенно очевидно, что процесс переноса зарядов внутри выпрямителя происходит как при помощи электронов, так и при помощи ионов. Последние при своем движении к катоду, с одной стороны, компенсируют пространственный заряд, а с другой, бомбардируя катод и отдавая ему свои заряды, способствуют поддержанию высокой температуры светлого катодного пятна.

Помимо ионизации нейтральных атомов ртути электронами, эмитируемыми катодом, может иметь место и обратное явление,

т. е. соединение, свободного электрона с ионом и, следовательно, восстановление нейтрального атома.

Этот процесс, имеющий место на стенках сосуда, сопровождается отдачей тепла, и носит название рекомбинации.

2. Вольтамперная характеристика ртутного выпрямителя

Рассмотрение процессов, происходящих в ртутном выпрямителе, позволяет точно определить его вольтамперную характеристику, которая представлена на рис. 63. При приложении к аноду выпрямителя весьма малых напряжений процесса ионизации между электродами возникнуть не может, и по прибору пойдет лишь чисто электронный ток, подчиняющийся формуле Лэнгмюра

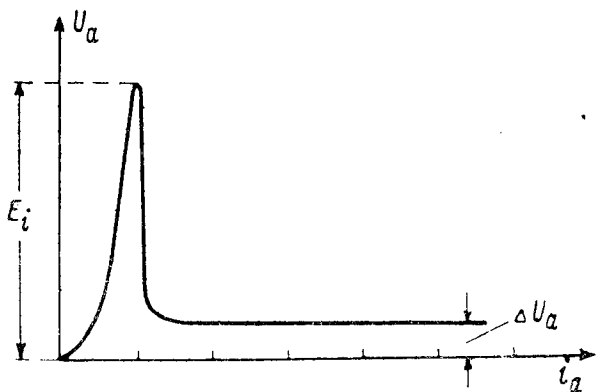


Рис. 63. Вольтамперная характеристика ртутного выпрямителя при постоянном напряжении на его аноде.

При приложении к аноду выпрямителя весьма малых напряжений процесса ионизации между электродами возникнуть не может, и по прибору пойдет лишь чисто электронный ток, подчиняющийся формуле Лэнгмюра

$$i_a = k U_a^{3/2}.$$

Этот ток будет проходить по выпрямителю до тех пор, пока значение анодного напряжения не станет равным напряжению ионизации E_i . Начиная с этого момента, электронный разряд переходит в дуговой и между электродами устанавливается незначительное падение напряжения, остающееся неизменным при больших изменениях величины анодного тока.

Исходя из вольтамперной характеристики, построение осциллограммы напряжения между электродами выпрямителя и его анодного тока при питании вентиля от однофазного трансформатора не представляет затруднений, что и сделано на рис. 64. Как видно, ток анода возникает не сразу после перехода анодного напряжения через нуль, а несколько позднее. Это обстоятельство является безусловно отрицательной чертой ртутного выпря-

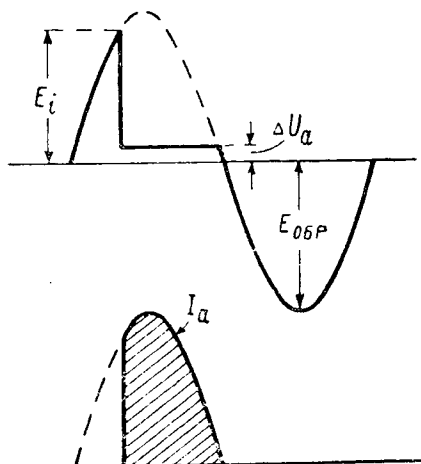


Рис. 64. Осциллограмма напряжения между анодом и катодом ртутного выпрямителя при питании его переменным током.

представляет затруднений, что и сделано на рис. 64. Как видно, ток анода возникает не сразу после перехода анодного напряжения через нуль, а несколько позднее. Это обстоятельство является безусловно отрицательной чертой ртутного выпря-

мителя и делает затруднительной его работу на емкостную нагрузку.

Действительно, если ртутный вентиль работает на активное сопротивление, шунтированное емкостью, то при определенном

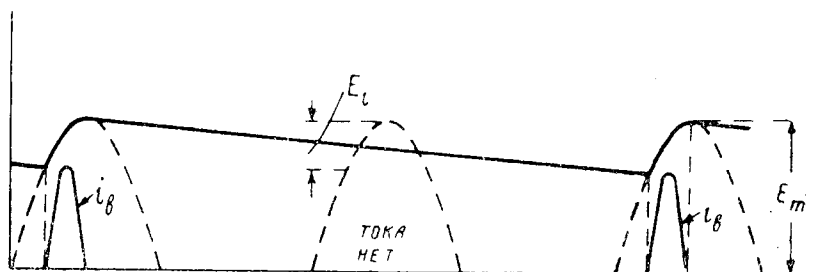


Рис. 65. Процесс работы ртутного выпрямителя на емкостную нагрузку.

соотношении между C и R могут получиться пропуски в прохождении тока, как это наглядно видно из рис. 65, где представлен установившийся режим.

После заряда импульсом тока i_g конденсатор начнет разряжаться через сопротивление нагрузки. Если это сопротивление велико и емкость, его шунтирующая, также значительна, то может случиться, что за весь полупериод следующей полуволны напряжения трансформатора разность между ним и напряжением на конденсаторе будет меньше, чем зажигающий потенциал ртутного выпрямителя. Благодаря этому обстоятельству, прохождения тока по вентилю не будет, а конденсатор станет продолжать свой разряд.

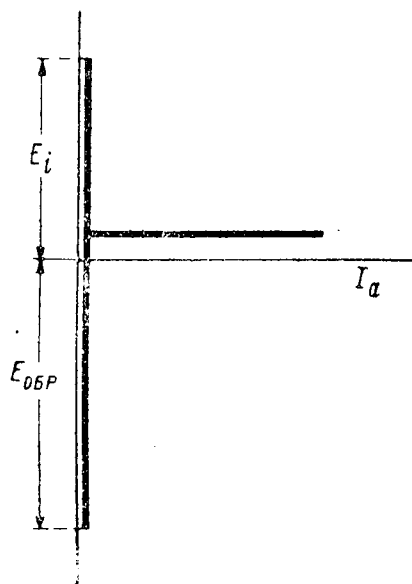


Рис. 66. Вольтамперная характеристика ртутного выпрямителя при переменном напряжении на аноде

менном напряжении на его аноде, представится в виде, данном на рис. 66.

3. Дуговой разряд и падение напряжения в ртутном выпрямителе

При прохождении тока по ртутному выпрямителю, т. е. при наличии в нем дугового разряда, междуэлектродное пространство может быть разбито на три области: 1) катодную, 2) столба дуги и 3) анодную. Каждая из этих областей обладает определенным падением напряжения. Распределение потенциала между электродами при наличии дуги в ртутном выпрямителе представлено на рис. 67.

Как видно из этого рисунка, наибольшую величину имеет катодное падение напряжения ΔU_k .

Источником электронов, производящих ионизацию газового промежутка, является светлое катодное пятно, процесс создания которого рассмотрен ниже.

Выход электронов из этого пятна облегчается благодаря наличию около катода, на расстоянии от него, равном, примерно, длине свободного пути электрона, объемного положительного ионного заряда, который при наличии дуги поддерживается весьма устойчиво. Между этим зарядом и катодом устанавливается разность потенциалов около 10V, которая и является катодным падением напряжения. Как показал ряд исследований, величина катодного падения напряжения не зависит от силы тока и давления ртутного пара и остается величиной постоянной.

Переходим далее к рассмотрению падения напряжения в столбе дуги. В момент возникновения дугового разряда первичные и вторичные электроны стремятся достичь анода, тогда как положительные ионы идут к катоду. Поскольку масса ионов значительно больше массы электронов, то и скорость их движения будет гораздо меньше. Это обстоятельство приводит к накоплению ионов в междуэлектродном пространстве, причем оно будет продолжаться до тех пор, пока плотности электронов и ионов в любом взятом объеме столба дуги не станут равными друг другу. Газ, в котором в равном количестве находятся ионы и электроны, Лэнгмюр назвал плазмой.

В связи с равенством числа ионов и электронов в плазме положительные и отрицательные объемные заряды полностью ком-

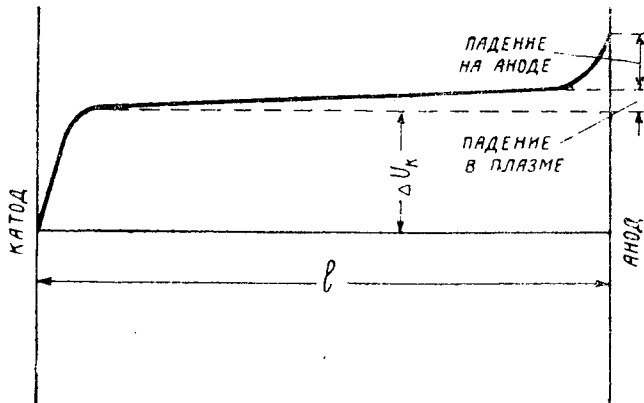


Рис. 67. Кривая распределения падения напряжения между электродами ртутного выпрямителя.

пенсироваться. В этом и заключается безусловное преимущество газового разряда перед чисто электронным, где такой компенсации нет, и где вследствие этого падение напряжения между электродами весьма значительно.

Имеющее место падение напряжения в столбе дуги обусловливается лучеиспусканием возбужденных атомов и потерями из-за рекомбинации.

Так как оба вида потерь весьма не велики, то и падение напряжения в столбе дуги также мало и градиент его равен, примерно, $0,2 \text{ V}$ на 1 cm длины.

Рассмотрим далее анодное падение напряжения.

Анод ртутного выпрямителя притягивает к себе электроны из плазмы. Если поверхность анода такова, что произведение из плотности электронного тока в плазме на эту поверхность равно току внешней цепи, то никакое анодное падение не будет иметь места. Однако, в подавляющем большинстве случаев это условие не соблюдается, и анод не в состоянии путем непосредственного соприкосновения с плазмой получить из нее нужное количество электронов. В этом случае около анода скапливается отрицательный заряд и имеет место определенное падение напряжения, величина которого при данном аноде зависит от абсолютного значения тока нагрузки.

Полное падение напряжения между электродами ртутного выпрямителя колеблется в пределах $20 - 30 \text{ V}$.

4. Обратный ток ртутного выпрямителя

Как это известно из общей теории выпрямления, в многофазном выпрямителе по каждому аноду ток проходит в течение времени $\frac{2\pi}{m\omega}$, а все остальное время периода данный анод находится под обратным напряжением, которое стремится создать через выпрямитель ток обратного направления.

Типичная форма кривой обратного тока представлена на рис. 68. Как видно, обратный ток имеет импульсообразный вид, причем своего амплитудного значения он достигает за весьма короткий промежуток времени после приложения обратного напряжения.

Это явление объясняется тем, что в момент прекращения прохождения тока по аноду в междуэлектродном пространстве остается еще значительное количество свободных ионов, которые притягиваются имеющим отрицательный потенциал анодом и отдают ему свои заряды. Количество остаточных ионов будет тем больше, чем интенсивнее была ионизация в период прохождения по аноду тока, т. е. чем больше была абсолютная величина этого тока. По миновании своего амплитудного значения обратный ток уменьшается сравнительно медленно, что объясняется наличием между катодом и анодом тока тихого разряда.

Таким образом, обратный ток можно представить себе состоящим из ионного тока и тока тихого разряда.

Первый имеет значительную амплитуду и малую продолжительность, а второй сравнительно малую величину, но длительное существование. Для выпрямителей низкого напряжения наиболее существенным является ионный ток, тогда как для выпрямителей высокого напряжения в одинаковой степени не благоприятен и ток тихого разряда.

Значительное влияние на величину обратного тока оказывает наличие внутри баллона выпрямителя посторонних газов, которые увеличивают проводимость газового промежутка в обратном направлении.

Ввиду небольшой величины обратного тока, исчисляемой миллиамперами, он не может оказать существенного влияния на внешнюю полезную нагрузку, тогда как в самом выпрямителе роль его значительна. С одной стороны, остаточные ионы направляются к аноду под влиянием очень большого обратного напряжения, благодаря чему скорости их велики так же, как и запасы кинетической энергии. Ударяясь о холодный анод, ионы вырывают из него мельчайшие частички материала, которые осаждаются в виде тонкого налета на стенках анодных рукавов.

Происходит так называемое распыление анодов. С другой стороны, с обратным током находится в зависимости явление „обратного зажигания“ в ртутных выпрямителях, т. е. потеря выпрямителем своих свойств униполярной проводимости.

5. Обратное зажигание в ртутных выпрямителях

При некоторых обстоятельствах вентильное действие ртутного выпрямителя может быть нарушено, и ток между его электродами в этом случае получает возможность проходить в обоих направлениях с одинаковой интенсивностью. Это явление, носящее название „обратного зажигания“, весьма вредно отзываясь как на

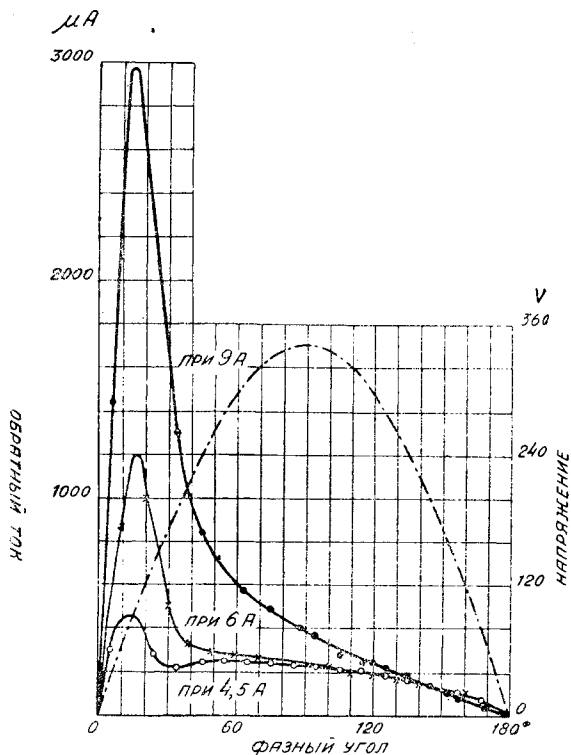


Рис. 68. Кривая обратного тока ртутного выпрямителя.

самом выпрямителе, так и на аппаратуре, комплектующей выпрямительное устройство. Действительно, если выпрямитель многофазный, то при потере одним из анодов униполярной проводимости долженствующий за ним вступить в работу соседний анод пошлет ток уже не через внешнюю нагрузку, а непосредственно через поврежденный анод (рис. 69), что эквивалентно короткому замыканию линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора со всеми вытекающими отсюда последствиями.

Способность ртутного выпрямителя давать обратные зажигания является отрицательным свойством этого прибора.

Причинами обратного зажигания могут служить: 1) загрязнение анодов с последующим выделением посторонних газов при работе,

2) плохая откачка выпрямителя, сопровождающаяся наличием посторонних газов внутри баллона, 3) высокая плотность паров ртути около анодов, 4) перегрузка выпрямителя током.

Наиболее вредным явлением по отношению к обратному зажиганию является присутствие внутри выпрямителя посторонних газов, наличие которых увеличивает значение нормального обратного тока и способствует переходу тихого разряда в дуговой. С этой точки зрения перед откачкой стеклянного баллона выпрямителя или перед включением на нормальную работу железного выпрямителя все его электроды должны быть предварительно обезгажены самым тщательным образом. В отношении железного выпрямителя обезгаживание и чистка в равной степени

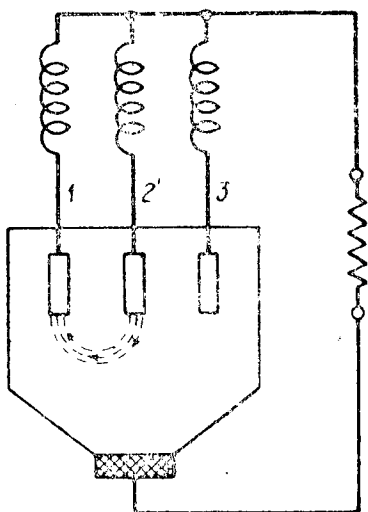


Рис. 69. Процесс обратного зажигания в ртутном выпрямителе.

относятся и к железному его корпусу. Процесс обезгаживания сводится к интенсивному нагреву электродов под вакуумом при одновременной откачке выделяемых газов ртутным насосом.

Температура нагрева электродов при обезгаживании должна значительно превышать температуру их при нормальной работе. Нагрев электродов в случае стеклянного выпрямителя может быть произведен индукционным методом при помощи высокой частоты, тогда как в железных выпрямителях он осуществляется предварительной их формовкой током под низким напряжением от специальных трансформаторов.

Как мы увидим далее при рассмотрении теплового режима работы ртутного выпрямителя, давление паров ртути в различных частях его сосуда не одинаково. Наибольшую плотность ртутный пар имеет около катода и наименьшую около анода, помещаемого для достижения этой цели в длинный анодный рукав.

Повышение давления ртутных паров около анода увеличивает плотность тока тихого разряда, что может привести к переходу его в дуговой.

Это повышение давления может произойти либо вследствие увеличения температуры всего баллона выпрямителя из за прекращения его нормального охлаждения, либо по причине испарения капель ртути, осевших на холодном аноде до его работы.

Во избежание конденсации ртути на анодах обычно их тепловой режим подбирается таким, чтобы сам анод и окружающий его рукав при работе имели бы температуру значительно большую, чем остальные части выпрямителя. Так, рабочая температура анода стеклянного выпрямителя обычно берется равною 200—300° С, а железного.— 500—700° С.

Вероятность возникновения обратного зажигания ртутного выпрямителя возрастает с увеличением нагрузочного тока.

Совершенно очевидно, что при неизменном охлаждении увеличение нагрузки будет вызывать рост температуры баллона и давления паров ртути, что, в свою очередь, увеличивает значение обратного тока и способствует потере выпрямителем униполярной проводимости. Кроме того, в многофазном выпрямителе с увеличением нагрузки растет интенсивность ионизации. Ионы из горячей дуги имеют возможность диффундировать как на стенки сосуда, так и к анодам, находящимся под обратным напряжением. Чем интенсивнее будет ионизация, тем большее количество ионов может попасть к неработающим анодам, а следовательно, тем сильнее возрастет обратный ток этих анодов. Борьба с диффузией ионов обычно ведется при помощи беспотенциальных сеток, располагаемых вблизи от анодов. В этом случае диффундирующие ионы задерживаются такой сеткой и не достигают анода, почему его обратный ток уменьшается.

6. Влияние заряда стенок сосуда выпрямителя на зажигающий потенциал

Предположим, что ртутный выпрямитель оформлен в виде однофазного вентиля, и рассмотрим процесс его работы в отношении зарядов стенок его сосуда. Совершенно очевидно, что при наличии дугового разряда, т. е. при прохождении по аноду тока прямого направления стенки сосуда, соприкасаясь с плазмой, будут притягивать к себе из последней как ионы, так и электроны.

В момент возникновения разряда до установившегося режима к стенкам пойдут в большем количестве электроны, как обладающие большей скоростью и меньшей массой. Эти электроны сообщат стенке избыточный отрицательный заряд. Под влиянием этого заряда следующие электроны уже будут от стенки отталкиваться, тогда как положительные ионы станут к ней притягиваться. В установившемся режиме, таким образом, около стенки сосуда получается тонкий слой положительных ионов, компенсирующих первоначальный отрицательный ее заряд. Эти ионы ча-

стично уходят на стенку, где нейтрализуются, а на их место из плазмы поступают новые ионы.

При отсутствии прямого тока в выпрямителе, когда между его электродами приложено обратное напряжение, по миновании первого импульса ионного обратного тока остается существовать ток тихого разряда. Электроны, при помощи которых происходит перенос зарядов, в этом случае опять могут направиться к стенке и сообщить ей отрицательный заряд. Однако, компенсации этого заряда ионами может и не произойти из-за их недостаточности, вследствие чего к моменту возникновения следующего импульса прямого анодного тока стенка сохранит свой отрицательный заряд и действие ее в этом случае можно уподобить отрицательно заряженной сетке в трехэлектродном вакуумном приборе, т. е. она станет тормозить летящие от катода к аноду электроны. В результате получается рост зажигающего потенциала ртутного выпрямителя. Особенно ярко это явление происходит в том случае, если в стеклянном выпрямителе внутри его анодных рукавов имеются поверхности, амальгамированные ртутью. В железном однофазном выпрямителе весь корпус, изолированный от электродов, получит отрицательный заряд, что безусловно вредно скажется на нормальной работе выпрямителя.

В случае многофазного выпрямителя, в котором один катод обслуживает несколько анодов, в отношении стеклянного баллона все вышеизложенное имеет место, с той разницей, что отрицательный заряд стенки может быть скомпенсирован ионами, диффундирующими из плазмы горячей дуги соседнего анода.

С этой точки зрения необходимо, чтобы ионизация в многофазном выпрямителе никогда бы не прекращалась, что может иметь место только в том случае, когда выпрямленный ток непрерывен. При работе стеклянного ртутного выпрямителя на фильтр это условие выполняется при наличии индуктивной реакции фильтра.

Что касается ртутного выпрямителя с железным корпусом, то здесь приходится ставить вопрос о потенциале этого корпуса относительно катода. При наличии внутри корпуса непрерывной ионизации потенциал его становится равным потенциалу дуги, т. е. мало разнится от потенциала катода и немного его положительнее.

При разрывах выпрямленного тока, когда между импульсами анодных токов соседних фаз имеются интервалы, корпус может получить большой отрицательный заряд, что приводит к нарушению нормальной работы выпрямителя.

В качестве борьбы с чрезмерным повышением зажигающего потенциала в стеклянных ртутных выпрямителях с узкими, длинными анодными рукавами можно рекомендовать применение станиолевых обкладок, надеваемых на анодный рукав в непосредственной близости к аноду, при электрическом соединении этих обкладок с самим анодом.

7. Тепловой режим ртутного выпрямителя

При рассмотрении вопроса об обратном зажигании в ртутном выпрямителе было установлено, что для нормальной работы его нужно стремиться к наличию малого давления паров около самих анодов, что при прочих равных условиях зависит от средней температуры сосуда. С этой точки зрения необходимо добиваться возможно лучшего охлаждения сосуда выпрямителя, что практически для стеклянного типа осуществляется воздушным вентилятором, располагаемым непосредственно под выпрямителем, а в железных — протоком воды, омывающей корпус выпрямителя.

Рассмотрим более подробно тепловой режим работы ртутного выпрямителя в отношении давления паров ртути внутри баллона и распределения температуры.

Прежде всего совершенно очевидно, что во всех местах, где имеет место конденсация паров ртути, последние являются насыщающими пространство. Зависимость давления паров ртути, насыщающих пространство от температуры, может быть выражена кривой, представленной на рис. 70. Как видно, с увеличением температуры давление растет весьма резко, не подчиняясь закону Бойля-Мариотта и Гелюссака, утверждающему, что произведение из давления газа p на его объем v равно произведению газовой постоянной R на температуру T ($pv = RT$), так как этот закон справедлив только для газа или пара, не насыщающего пространство.

Поскольку наибольшие местные потери имеют место около катода выпрямителя, так как катодное падение напряжения составляет наибольшую часть общего падения, то совершенно очевидно, что и температура сосуда около катода должна быть наиболее высокой, а следовательно, и давление паров ртути здесь максимально. В конденсационной камере выпрямителя непосредственного выделения тепла нет и она прогревается только вследствие теплопроводности, почему температура камеры будет ниже и давление паров в ней будет меньше. Таким образом, внутри

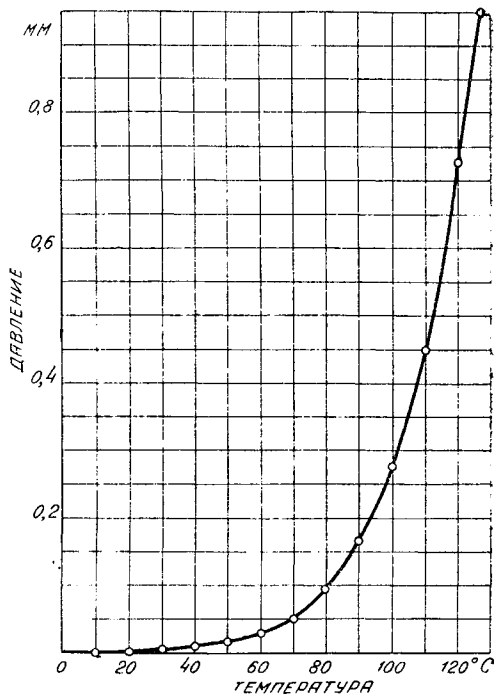


Рис. 70. Зависимость давления паров ртути, насыщающих пространство, от температуры.

выпрямителя нет какого-то единого давления паров ртути. Благодаря существующей разности давлений, внутри сосуда происходит все время перемещение паров ртути из областей с более высоким давлением в области с более низким давлением, где происходит их конденсация.

Так как аноды выпрямителя помещены в длинных, узких анодных рукавах, что создает динамическое сопротивление потоку ртутного пара, а температура анодов значительна, благодаря чему конденсации паров ртути около них не может быть, то в областях, прилегающих непосредственно к анодам, пары ртути не будут насыщать пространства. Это обстоятельство весьма важно с той точки зрения, что здесь при наличии весьма высоких температур можно получить малые плотности паров. Только наличие у анодов выпрямителя паров, не насыщающих пространство, дает возможность построить ртутный выпрямитель на высокое выпрямленное напряжение. В противном случае из-за малой диэлектрической прочности паров ртути при больших давлениях неизбежно имели бы место пробой газового промежутка в моменты приложения к нему обратного напряжения со всеми вытекающими отсюда последствиями.

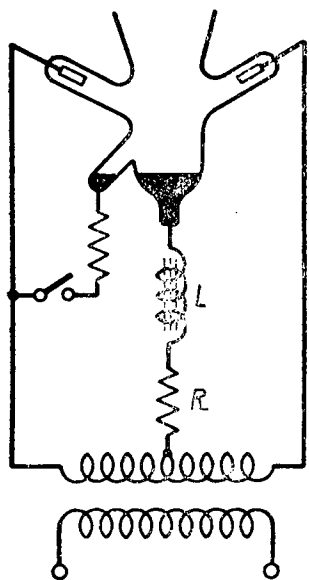


Рис. 71. Схема ручного пуска в ход ртутного выпрямителя.

8. Пуск в ход ртутного выпрямителя

Как известно из предыдущего, источником первичных электронов в ртутном выпрямителе является светлое катодное пятно.

Рассмотрим процесс возникновения этого пятна.

Ранее уже упоминалось, что помимо основных рабочих электродов ртутный выпрямитель снабжается двумя анодами „дежурного зажигания“ и пусковым анодом.

Аноды дежурного зажигания получают питание от специального вспомогательного трансформатора, средняя точка которого через дроссель и реостат подключается к катоду выпрямителя. Один из крайних зажимов вторичной обмотки трансформатора через реостат и пусковую кнопку соединяется с пусковым анодом

(рис. 71). Для возбуждения катодного пятна нажимают пусковую кнопку и наклоняют выпрямитель так, чтобы ртуть катода пришла в соприкосновение с ртутью пускового анода. При этом замыкается цепь: крайняя точка обмотки трансформатора—пусковая кнопка—пусковой реостат—пусковой анод—ртуть катода—дроссель и реостат дежурного зажигания—средняя точка трансформатора. По этой цепи проходит переменный ток. Теперь, не

отжимая пусковой кнопки, нужно вернуть выпрямитель в исходное положение. Тогда внутри сосуда произойдет размыкание ртути катода и пускового анода, благодаря чему на катоде возникнут небольшие искорки, являющиеся источником электронов. Этого достаточно, чтобы аноды дежурного зажигания стали пропускать через себя ток, поддерживая на катоде существование светлого пятна. Таким образом, цепь дежурного зажигания в ртутном выпрямителе эквивалентна цепи накала в кенотроне.

Для устойчивой работы дежурного зажигания в стеклянных выпрямителях достаточно затратить мощность порядка 200 W

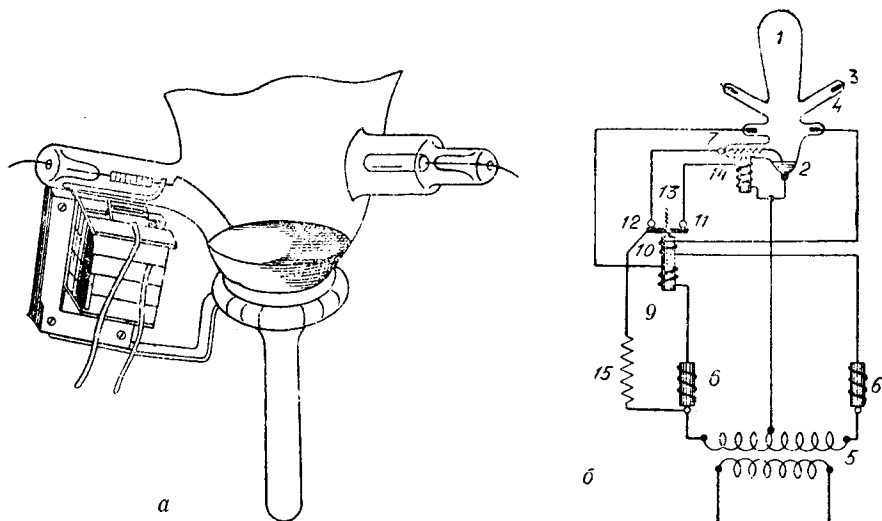


Рис. 72. Конструкция пускового анода и схема автоматического пуска в ход ртутного выпрямителя.

($I_{\text{med}} = 4\text{A}$, $U_{\text{med}} = 50\text{V}$), а в мощных железных выпрямителях около одного-полутора киловатт ($I_{\text{med}} = 10 - 15\text{A}$, $U_{\text{med}} = 100\text{V}$).

Дроссель в цепи дежурного зажигания включается для того, чтобы сгладить форму кривой выпрямленного тока, так как при мгновенных его значениях, меньших 2,5 А, дуга гаснет.

Помимо ручного пуска некоторые типы ртутных выпрямителей снабжаются автоматическим пуском, для чего изменяется конструкция пускового анода. Один из наиболее часто практически применяемых вариантов представлен на рис. 72а. Здесь пусковой анод выполнен в виде пружины, намотанной из стальной или молибденовой проволоки. К этой пружине прикрепляется железная пластинка. Под пусковым анодом располагается пусковой соленоид, притягивающий к себе железную пластинку при прохождении по нему тока и заставляющий тем самым пружину коснуться ртути. Электрическая схема включения всей цепи дежурного зажигания для рассматриваемого случая представлена на рис. 72б, и действие ее сводится к следующему. При включении напряжения на

первичную обмотку трансформатора дежурного зажигания 5 переменный ток проходит через сопротивление 15 к подвижному контакту вспомогательного реле, через его неподвижный контакт 11 обмотку пускового соленоида 14 и выходит к средней точке трансформатора. Под влиянием поля соленоида пружинящий пусковой анод притянется книзу и коснется ртuti катода, благодаря чему обмотка соленоида оказывается зашунтированной.

Притягивающее действие его на пружину уничтожается и она возвращается в исходное положение. При отрыве пружины от ртuti возникает искра и аноды дежурного зажигания 4 пошлют ток. Последний, проходя по обмоткам 9 и 10 вспомогательного реле, заставит разорвать его контакты, чем прекращается доступ тока в обмотку пускового соленоида. В описываемой схеме нет реостата дежурного зажигания и катодного дросселя, но зато последовательно с каждым анодом включено по анодному дросселю 6, вызывающему перекрытие анодных токов и снижающему выпрямленное напряжение настолько, что оказывается возможным катод выпрямителя замкнуть накоротко со средней точкой трансформатора.

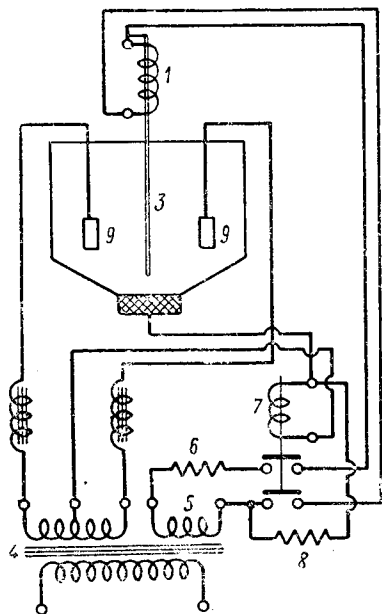


Рис. 73. Схема пуска в ход железного ртутного выпрямителя.

В железном ртутном выпрямителе пуск в ход производится также автоматически по схеме, представленной на рис. 73. Здесь пусковой соленоид 1 обычно устанавливается в центре верхней крышки конденсационной камеры выпрямителя, и пусковая игла 3 проходит сквозь этот соленоид, находясь в висячем состоянии над катодом выпрямителя. Один из контактов соленоида электрически соединен с иглой. Трансформатор дежурного зажигания 4 имеет специальную пусковую обмотку 5, питающую только соленоид через сопротивление 6 и контакты реле 7. По включении напряжения на первичную обмотку трансформатора дежурного зажигания переменный ток проходит по обмотке соленоида, который заставляет пусковую иглу коснуться ртuti. Когда контакт иглы с ртутью достигнут, то тем самым параллельно соленоиду оказывается приключенным сопротивление 8, и величина тока соленоида падает. Игла возвращается пружиной в исходное положение, аноды дежурного зажигания 9 начинают пропускать ток, который, проходя по обмотке реле 7, заставляет его разомкнуть свои контакты, благодаря чему соленоид лишается питания.

9. Коэффициент полезного действия ртутного выпрямителя

Потери в многофазном ртутном выпрямителе обуславливаются падением напряжения между его электродами, которое равно 20—30 V и почти не зависит от силы тока, а также величиной выпрямленного тока, т. е.

$$P_a = I_{\text{med}} \cdot U_a.$$

Совершенно, очевидно, что коэффициент полезного действия ртутного выпрямителя будет тем выше, чем больше значение выпрямленного напряжения, так как с увеличением U_{med} процентное отношение U_a/U_{med} 100% падает.

Проверим это на следующем примере.

Пусть выпрямленная мощность $P_{\text{med}} = 100$ kW, а U_{med} в первом случае равно 100 V, и во втором случае 10 000 V.

Тогда выпрямленный ток для первого случая равен $I_{\text{med}} = 1000$ A и $P_a = 1000 \cdot 20 = 20$ kW, а во втором случае $I_{\text{med}} = 10$ A и $P_a = 10 \cdot 20 = 0,2$ kW.

Коэффициент полезного действия в первом случае

$$\eta_I = \frac{100}{100 + 20} = 0,83,$$

а во втором

$$\eta_{II} = \frac{100}{100 + 0,2} = 0,998.$$

Конечно, при определении промышленного КПД в обоих случаях следует учесть и потери на дежурное зажигание, но это не сильно отразится на конечном результате. Считая, что в первом случае $P_f = 1$ kW, а во втором случае $P_f = 0,4$ kW, найдем

$$\eta_{\text{прI}} = \frac{100}{100 + 21} = 0,82$$

и

$$\eta_{\text{прII}} = \frac{100}{100 + 0,6} = 0,994.$$

Из приведенных примеров не трудно видеть, что в отношении отдачи высоковольтный ртутный выпрямитель является безусловно совершенным прибором.

10. Области применения и схемы включения ртутных выпрямителей

Ртутный выпрямитель широко применяется как в силовых, сравнительно низковольтных установках, к которым относятся трамвайные подстанции, установки для электролиза, зарядки аккумуляторов и т. д., так и для питания радиотехнических устройств, где необходимы высокие выпрямленные напряжения. Для питания анодов ламп передатчиков средней мощности употребляются стеклянные ртутные выпрямители, обычно включаемые по каскадной схеме

Вологодина, тогда как для передатчиков большой мощности находят применение железные ртутные выпрямители. Схема включения обмоток трансформатора для питания анодов высоковольтного железного ртутного выпрямителя обычно берется: треугольник — шестифазная звезда с двойным зигзагом.

11. Конструктивное оформление и промышленные типы ртутных выпрямителей

Стеклянный ртутный выпрямитель с конструктивной точки зрения весьма прост и общее описание его устройства дано в § 1 насто-

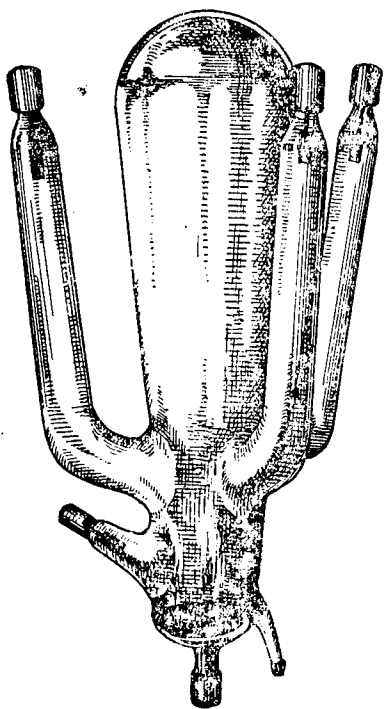


Рис. 74. Высоковольтный стеклянный ртутный выпрямитель типа ЗВН6-10000.

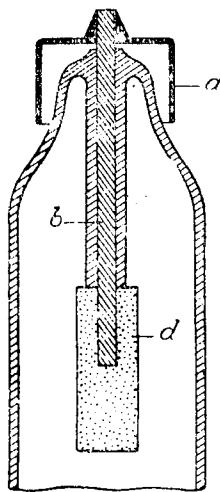


Рис. 75. Анодный ввод стеклянного выпрямителя.

ды выпрямителя делаются либо из графита, либо из железа и имеют в том и другом случае цилиндрическую форму. В каждый анод *a* (рис. 75) на резьбе ввертывается молибденовый стержень *б*, покрытый слоем из молибденового же стекла. Последнее имеет одинаковый со стержнем коэффициент расширения. Приготовленный таким образом ввод сваривается в анодный рукав и цоколюется колпачком *a*. Аналогичным образом делаются вводы катода и пускового анода с той только разницей, что конфигурация этих электродов иная. В табл. 8 даны данные о промышленных типах стеклянных выпрямителей, выпускаемых нашими заводами.

Конструктивное оформление железного выпрямителя много сложнее, так как он требует наличия газонепроницаемых швов

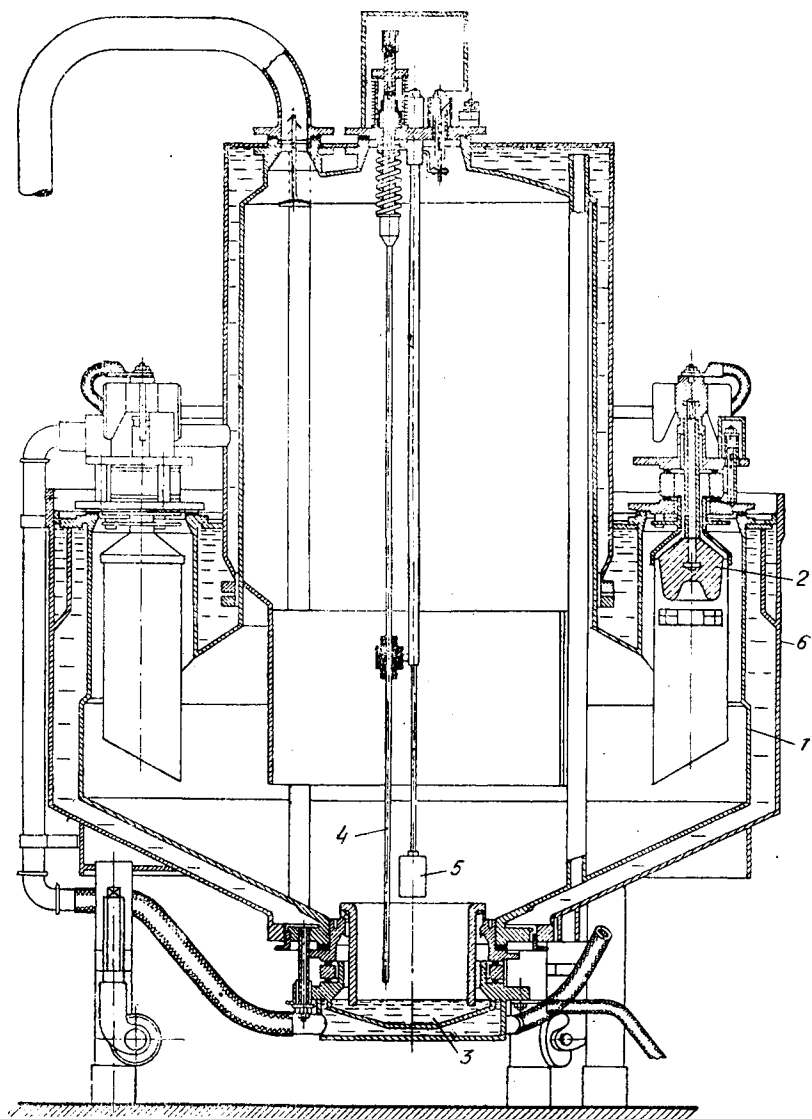


Рис. 76. Разрез железного ртутного выпрямителя типа PB-20.

1—корпус PB; 2—главные аноды; 3—ртутный катод; 4—анод зажигания; 5—аноды возбуждения; 6—водяная рубашка.

в местах ввода электродов с одновременным осуществлением надежной изоляции их от металлического корпуса. На рис. 76 дан разрез железного выпрямителя типа PB-20.

Как видно внутренний сосуд выпрямителя представляет собой два конуса, повернутые друг относительно друга на 180° . В усеченной вершине нижнего конуса помещается ртутный катод, изолированный от корпуса фарфоровым кольцом. Верхний конус

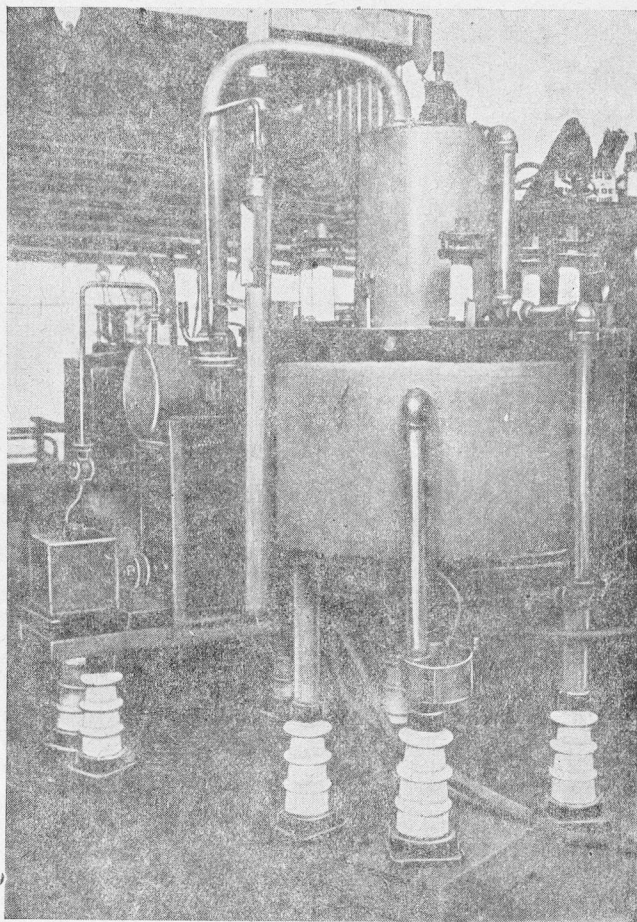


Рис. 77. Высоковольтный железный ртутный выпрямитель типа RB-1/150.

заканчивается цилиндрической конденсационной камерой, на крышке которой устанавливается пусковой соленоид и делаются вводы анодов дежурного зажигания. В верхний же конус на равных расстояниях по длине окружности ввариваются анодные рукава, заканчивающиеся фланцами. В проем фланцев вставляются главные аноды, изолированные от корпуса фарфоровыми, фасонными изоляторами. Все газонепроницаемые уплотнения сделаны из резины. Конусообразный корпус, анодные рукава и конденсационная камера

Таблица 8

Тип	Род переменного тока	Выпрямленный ток I_{med} в А	Номинальное выпрямленное напряжение в В
2 В-6	однофазный	5	120—220
2ВН-12		12	
2ВН-20		20	
3ВН-30	трехфазный	30	220—380
3ВН-60		60	
3ВН-100		100	
3ВН-200		200	
2ВН-6-10 000	однофазный	6	10 000
3ВН-4-3000	трехфазный	4	3 000
3ВН-6-10 000		6	10 000

окаймляются внешней цилиндрической железной рубашкой, необходимой для осуществления водяного охлаждения выпрямителя.

Выпрямитель снабжается ртутным насосом высокого разрежения и форвакуумным масляным насосом. Оба эти элемента являются неотъемлемой частью выпрямителя и без них он работать не может, так как абсолютно герметических уплотнений нет, вследствие чего все время имеет место некоторое натекание в корпус воздуха, который и отсасывается непрерывно действующим ртутным насосом.

Высоковольтные железные выпрямители обычно снабжаются потенциальными управляющими сетками.

Общий вид высоковольтного железного ртутного выпрямителя на 12 kV 1000 kW представлен на рис. 77, а в табл. 9 сведены данные о промышленных типах железных выпрямителей, выпускаемых нашими заводами.

Таблица 9

Тип выпрямителя	Выпрямл. ток при напряжении в 600 VA	Число главных анодов	Число анодов дежурного зажигания	Наружный диаметр корпуса
РВ-5	500	6	2	1000
РВ-10	1000	6	2	1200
РВ-20	2000	12	2	1380
РВ-40	4000	12	2	1850
РВ-70	7000	12	3	2300
РВ-1/150	100 ¹⁾	6	3	1200

¹⁾ При $U_{med} = 12$ kV.

ГАЗОТРОНЫ

1. Устройство и принцип действия газотрона

Газотрон состоит из стеклянного вакуированного до высокого разрежения сосуда с помещенными в нем двумя электродами: холодным анодом и накаливаемым катодом. Основным отличием его от кенотрона служит наполнение баллона газотрона после откачки каким-либо инертным газом.

Таким образом, газотрон является как бы промежуточным звеном между кенотроном и ртутным выпрямителем.

Если накаленный твердый катод заставить работать в атмосфере газа или пара, то он неизбежно будет подвергаться ионной бомбардировке, которая способна произвести его разрушение. Это обстоятельство было в течение весьма большого промежутка времени камнем преткновения в постройке надежных в работе и долговечных газотронов.

Известно, что ион, двигаясь между электродами прибора, обладает вполне определенной кинетической энергией, пропорциональной квадрату скорости его движения. Последняя, в свою очередь, зависит от падения напряжения между электродами. Ударяясь об катод, ион отдает ему весь свой запас кинетической энергии, которая превращается в тепло. Чтобы выделение этого тепла было малым и не вызывало недопустимого перегрева катода, необходимо, чтобы и скорость движения иона была также мала, что будет иметь место только при небольшом падении напряжения между анодом и катодом.

Как показал опыт критическое падение напряжения, выше которого уже начинается разрушение катода, зависит от расстояния между электродами, температуры баллона и сорта газа, наполняющего сосуд газотрона. Оно колеблется между 20—25 V и при наполнении парами ртути равно 22 V.

Если газотрон наполнен инертным газом под определенным давлением, то последнее будет возрастать с увеличением температуры сосуда по закону Бойля-Мариотта и Ге-Люссака, плотность же газа в связи с неизменностью его массы, при равенстве температур отдельных частей баллона остается постоянной. Если разные части сосуда имеют разные температуры, то плотность газа в данном объеме будет тем больше, чем меньше температура.

Помимо инертных газов в баллон газотрона можно ввести несколько капель ртути. Образующиеся при этом ртутные пары заполняют баллон, причем в нерабочем состоянии газотрона давление этих паров везде одинаково и определяется температурой самой ртути. В этом случае пары ртути насыщают пространство и их конденсация возможна на любой части прибора.

Во время нагрузки, когда дан накал катода и по газовому промежутку проходит ток, различные части сосуда приобретают и

разные температуры. Теперь уже пары ртути будут насыщать пространство только в тех объемах, где температура не превышает температуры капли ртути, во всех же других объемах, обладающих более высокой температурой, пары не будут насыщать пространства. Давление пара в баллоне может быть принято одинаковым и соответствующим температуре капли ртути; плотности же пара, как и в случае инертных газов, будут различными.

Обычно в стремлении получить при работе выпрямителя малое давление паров ртути баллон газотрона делают в виде шара, где помещены анод и катод с длинным широким раструбом книзу, как это указано на рис. 78. На дне этого раструба и помещается капля ртути. В этом случае температура будет наибольшей в шаровой поверхности, где территориально сосредоточены все потери, и наименьшей в нижней горловине. Таким образом, все рабочее пространство оказывается заполненным ненасыщенными парами, что позволяет сильно сблизить между собой рабочие электроды без опасности возникновения обратных зажигания.

Из вышеописанного совершенно очевидна разница между ртутным выпрямителем и газотроном. В первом весь баллон заполнен парами, насыщающими пространство, и только в небольших объемах около анодов они могут быть ненасыщенными, тогда как в газотроне, наоборот, весь сосуд занят парами, не насыщающими пространство, и только в нижней части широкой его горловины пары насыщены. Ясно также, что для создания необходимой при нормальной работе разности температур перед включением высокого напряжения необходим предварительный разогрев газотрона помощью накала катода.

Кроме того, в некоторых случаях для поддержания постоянства давления паров ртути внутри сосуда нижняя часть его обдувается воздухом постоянной температуры.

Для создания малого падения напряжения в дуге при прохождении по газотрону тока необходимо, как показал эксперимент, иметь вполне определенное давление паров в сосуде, т. е. точно фиксируемую температуру жидкой капли ртути.

Кривая изменения падения напряжения в дуге в зависимости от температуры ртути представлена экспериментально кривой II рис. 79. Эта кривая снята при постепенно повышающейся окружающей температуре газотрона, работающего с полной нагрузкой. По проведению опыта оказалось, что разность между окружающей температурой и самой холодной нижней частью баллона при всех температурах была одна и та же и равнялась 15°C .

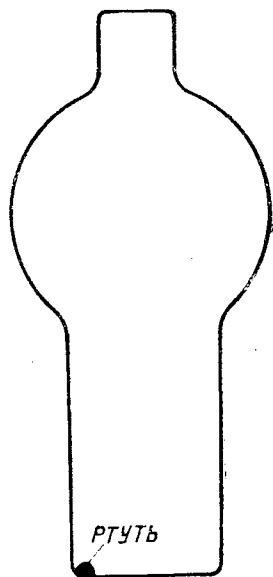


Рис. 78. Стеклоный баллон газотрона.

Поэтому по оси абсцисс графика рис. 79 отложены как температура жидкой ртути, так и окружающая температура, разнящаяся от первой на 15°C .

Из кривой II видно, что падение напряжения в дуге увеличивается с уменьшением температуры и при ее значениях, меньших 15°C , становится выше критического значения в 22 В. Таким образом, для долговечности катода газотрона температура нижней части его горловины не должна быть ниже 15°C .

С другой стороны, совершенно очевидно, что с увеличением температуры жидкой ртути будет возрастать и давление паров

внутри сосуда, а следовательно, и увеличивается вероятность возникновения обратных зажигания.

Зависимость напряжения, при котором происходит обратное зажигание, от температуры жидкой ртути представлена на том же рис. 79 в виде кривой I. Как видно, здесь с уменьшением температуры растет абсолютное значение пробивного напряжения, т.е. сильно увеличивать температуру горловины нельзя. Пределом ее будет значение около 65°C , что соответствует окружающей температуре в 50°C .

Помимо зависимости от температуры падение напряжения в дуге газотрона очень чувствительно к изменению накала и сильно возрастает при недокале, о чем свидетельствуют кривые рис. 80.

В нормальных ртутных газотронах так же, как и в ртутном выпрямителе, общее падение напряжения между электродами можно разбить на три части: 1) катодное падение, 2) падение в столбе дуги; 3) анодное падение.

Наибольшую величину и здесь имеет катодное падение.

Если нагрузочный ток настолько велик, что он становится больше тока "тепловой" эмиссии катода, то около последнего на весьма малом расстоянии устанавливается объемный заряд, помогающий электронам выйти из катода, почему, вообще говоря, полный ток эмиссии катода может быть несколько больше тока его тепловой эмиссии.

Полное падение напряжения в газотроне при нормальных условиях его работы невелико и равно 10—15 В.

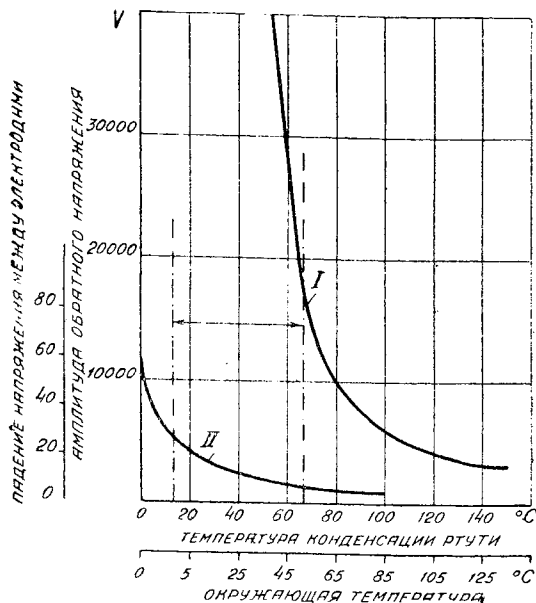


Рис. 79. Кривые зависимости падения напряжения в дуге газотрона и его пробивного напряжения от температуры.

Поскольку в газотроне анод от катода расположен на весьма малом расстоянии и, кроме того, стеклянные стенки сосуда значительно удалены от промежутка газового разряда, то зажигаемый потенциал газотрона не велик и не превосходит обычно величины 25 — 30 В, тогда как в ртутном высоковольтном выпрямителе он достигает 200—400 В.

Вольтамперная характеристика газотрона разнится от характеристики ртутного выпрямителя наличием загиба при больших величинах анодного тока (рис. 81), что может быть объяснено достижением значений, равных току насыщения газотрона.

Маломощные низковольтные газотроны имеют наполнение либо аргоном, либо неоном при давлении в несколько десятков микрон (1 микрон = 10^{-3} мм ртутного столба), а в высоковольтные, мощные газотроны почти всегда вводится капля ртути, причем здесь давление паров ртути не должно превышать пяти микрон.

Газотроны с наполнением инертным газом весьма легко портятся при недокале катода, так как в этом случае помимо разрушения катода в связи со значительными ско-

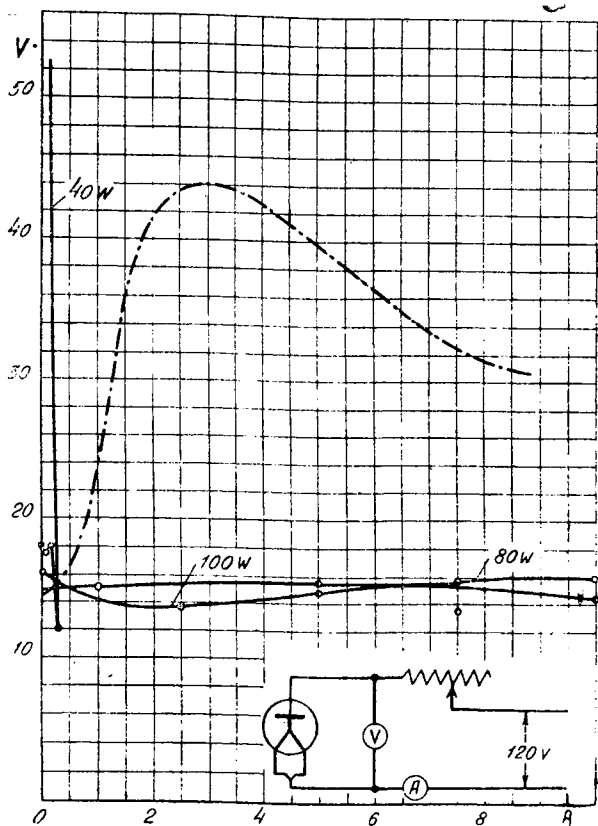


Рис. 80. Кривые падения напряжения в дуге газотрона при различных накалах его катода.

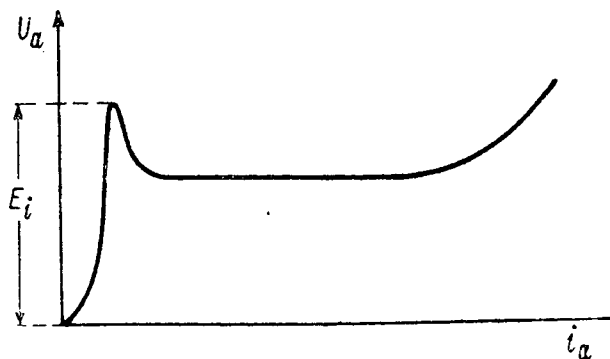


Рис. 81. Вольтамперная характеристика газотрона.

ростями ионов происходит поглощение части газа электродами. Давление внутри сосуда уменьшается, и из-за недостатка газа газотрон не может уже нормально работать. В ртутных газотронах этого недостатка нет благодаря наличию капли жидкой ртути, которая в состоянии дать при любых условиях нужное количество пара.

2. Устройство катода газотрона

При рассмотрении устройства катода кенотрона мы видели, что он обычно делается нитеобразным, причем как тепловое, так и электронное излучение в этом случае происходит по прямым линиям.

Присутствие в газотроне инертного газа дает возможность электронам выходить из катода не радиально, а под некоторым углом, тогда как тепловое излучение остается радиальным. Это обстоятельство позволяет осуществить наиболее рациональную с точки зрения теплоотдачи конструкцию катода, которая может быть выполнена в виде спиралеобразно намотанной широкой ленты, как это указано на рис. 82.

При такой конструкции к аноду обращены ребра спирали, а электроны выходят из катода сквозь щели между ее витками. Тепловое же излучение направлено от витка к витку по радиусам, что обеспечивает отсутствие теплорассеяния и сильно снижает мощность, тратящуюся на накал.

В качестве примера можно указать, что никелевая полоса шириной 5 см, намотанная плоской спиралью с расстоянием между витками в 3 мм, по сравнению с прямой нитью, равной поверхности для получения одной и той же рабочей температуры, требует затраты энергии в 12 раз меньшей.

Все катоды газотронов обычно оксидируются, что делает их чрезвычайно экономичными.

Помимо катодов прямого накала в виде плоских спиралей нашли широкое применение катоды косвенного накала, конструкция которых показана на рис. 83.

На никелевый цилиндр *A* плотно нанизываются и привариваются никелевые круглые ребра *B*. Вся эта система покрывается тонким слоем оксидной массы. Внутрь цилиндра *A* вставляется нагревательный элемент *C*, представляющий собой спирально намотанную вольфрамовую проволоку. Эта проволока нагревается током и передает тепло активной части катода, которая и раскаливается до нужной температуры. Во избежание непроизводительного теплоизлучения вся система сверху покрывается никелевым цилиндрическим колпаком *D* с просверленными на его боковых частях дырами. Верхнее дно цилиндра обычно делается сплошным. Последнее мероприятие обеспечивает защиту

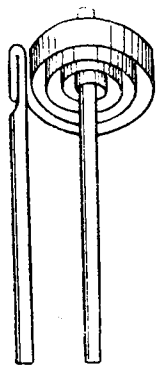


Рис. 82.
Оксидированный катод газотрона прямого нагрева.

анода газотрона от попадания на него частиц оксидной массы, что безусловно вредно сказывается на величине допустимого обратного напряжения.

Это положение характеризуется кривыми рис. 84, где дана зависимость величины напряжения, при котором происходит обрат-

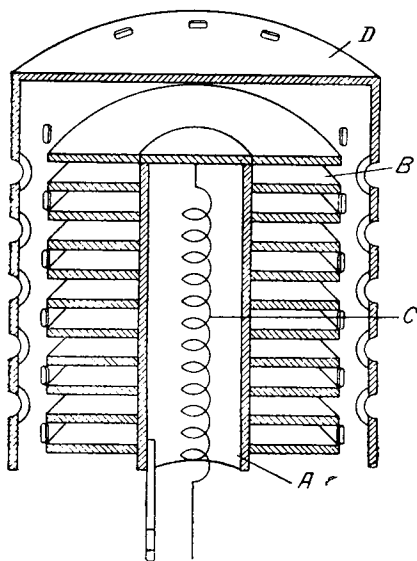


Рис. 83. Оксидированный катод газотрона косвенного накала.

ная к случаю отсутствия этого экранирования.

Подогревный катод весьма экономичен и требует затраты, примерно, 2,5 W мощности на 1 A тока эмиссии.

3. Анод газотрона. Промышленные типы газотронов

Анод газотрона может быть сделан из различных металлов, лишь бы они только не амальгамировались ртутью. К таким металлам относятся: железо, никель и молибден. Кроме того, большое применение в качестве материала для анода нашел графит.

От материала анода зависит величина допустимого обратного напряжения, так как различные материалы обладают разной способностью, при прочих равных условиях, испускать свободные электроны. Материал анода, имеющий наибольшую работу выхода электрона, дает наименьшую вероятность возникновения обратного зажигания.

Кривые рис. 85 дают зависимость между напряжением, при котором возникает обратное зажигание в газотроне, и его нагрузкой для анодов, сделанных из разных материалов. Как видно, наилучший результат дает графитовый анод. Анод имеет форму либо

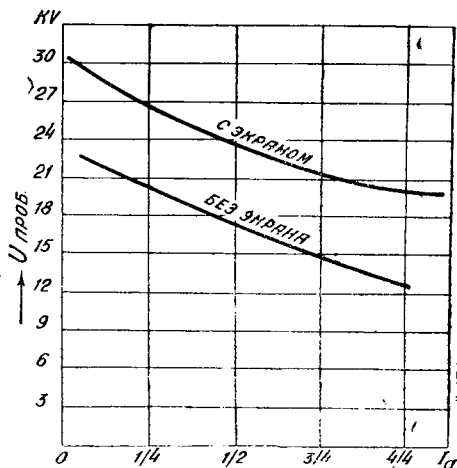


Рис. 84. Кривые, характеризующие действие экрана катода.

ное зажигание в газотроне, от тока нагрузки, причем верхняя кривая относится к случаю, когда анод заэкранирован от катода, а ниж-

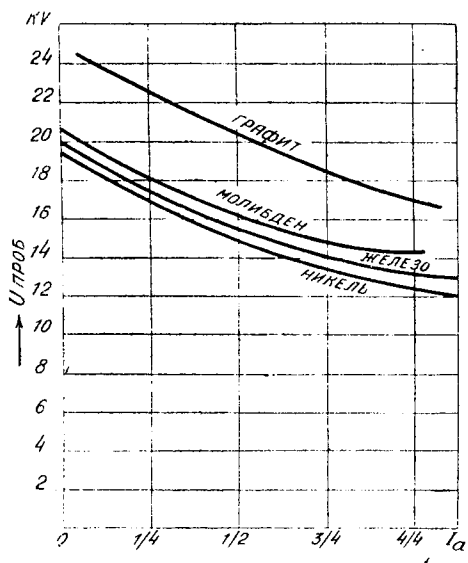


Рис. 85. Кривые пробивных напряжений газотрона для анодов, сделанных из различных материалов.

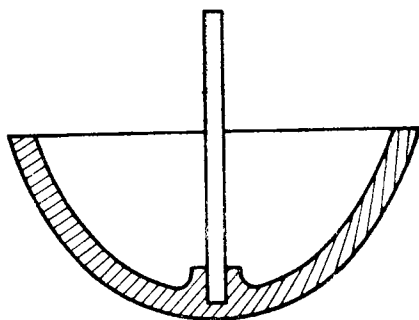


Рис. 86. Шаровой анод газотрона.

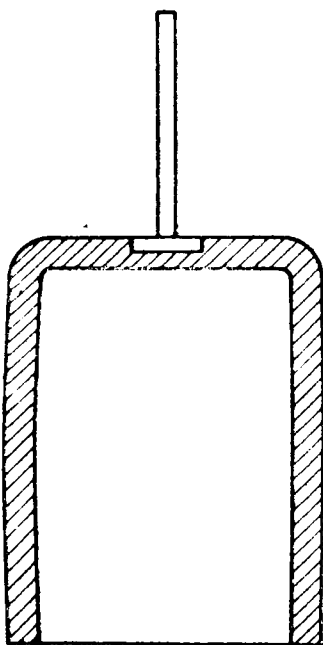


Рис. 87. Колоколообразный анод газотрона.

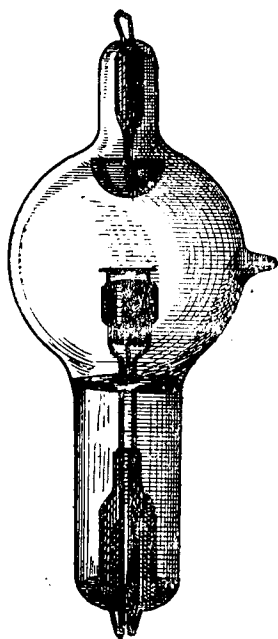


Рис. 88. Газотрон типа ВГ-126.

полого полушара, обращенного своей выпуклостью к катоду, как это указано на рис. 86, либо форму колокола, окаймляющего катод со всех сторон (рис. 87). Первый тип применяется в настоящее время для маломощных газотронов, а второй для мощных.

Что касается баллона газотрона, то он может быть как стеклянным, так и металлическим (железным).

Газотроны ввиду своих специфических особенностей обычно делаются одноанодными. Технологический процесс их изготовления несложен и может быть механизирован.

В табл. 10 приведены параметры газотронов, выпускаемых нашими заводами, а на фотографии рис. 88 общий вид газотрона типа ВГ-126.

Таблица 10

Тип газотрона	Количество анодов	Тип катода	Габарит		Наиболее допустимое обратное напряжение		Амплитуда анодного тока	Наибольший выпрямленный ток, среднее значение	Напряжение накала	Ток накала	Падение напряжения максимальное	Минимальное время предварительного прогрева	Средний срок службы	Наполнение
			высота	диаметр										
			<i>h</i>	<i>d</i>	<i>E_{обр.}</i>	<i>I_m</i>	<i>I_{a,med}</i>	<i>U_f</i>	<i>I_f</i>	ΔU_a	<i>t</i>	<i>T</i>		
			mm	mm	V	A		V	амп	V	min	h		
ВГ-176	2	Прямой накал	210	97	150	9	6	2,2	12	14	0,5	1000	Инерт- ный газ	
ВГ-251	2		205	86	150	9	6	2,2	12	14	0,5	1000		
ВГ-222	1		275	115	300	30	10	2,5	33	15	0,5	1000		
ВГ-161	1		140	50	2500	1	0,3	2,5	6	14	3	1500		
ВГ-252	1		147	50	2500	1	0,3	2,5	6	14	3	1500		
ВГ-129	1		180	76	5000	2	0,6	2,5	10	14	3	2000		
ВГ-236	1		346	115	7000	4	1,3	2,5	22	16	5	2000		
ВГ-237	1	425	165	10000	10	3,3	5,0	22	16	5	2000	Пары ртути		
ВГ-163	1	Кос- вен- ный накал	565	225	15000	50	16	5,0	30	18	30		2000	
ВГ-253	1		590	225	15000	50	16	5,0	30	18	30		2000	

ГЛАВА VII

ТИРАТРОНЫ

1. Устройство тиратрона и принцип его действия

Тиратроном называется газовый выпрямитель, снабженный тремя электродами: анодом, катодом и управляющей потенциальной сеткой.

Таким образом, тиратроном может быть назван газотрон с введенной между его основными электродами сеткой, а также и ртутный выпрямитель с управляющими сетками.

Принцип действия тиратрона сильно отличается от такового же для трехэлектродной электронной лампы.

Как известно, в трехэлектродной лампе изменение величины сеточного напряжения U_g позволяет иметь непрерывное и плавное

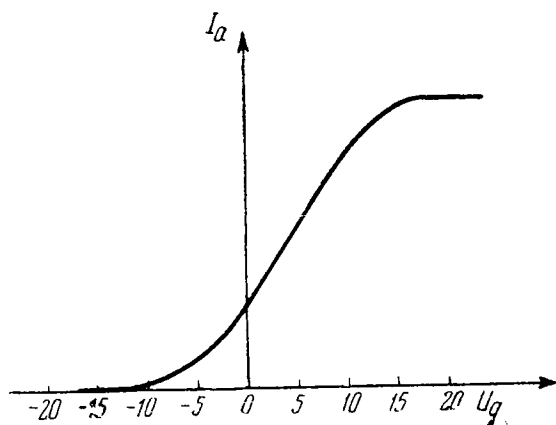


Рис. 89. Зависимость анодного тока трехэлектродной лампы от сеточного напряжения.

управление анодным током I_a в пределах от практически нулевого его значения до величины, обусловливаемой насыщением. Функциональная зависимость $I_a = f(U_g)$ может быть наглядно представлена кривой рис. 89.

Совершенно иная картина имеет место в тиратроне.

Если сетке его до подачи на анод положительного постоянного напряжения сообщить достаточный по величине отрицательный потенциал, то при включении анодного напряжения дугового разряда не наступит, так как электроны, идущие от катода, будут экранированы сеткой и не смогут достичь анода, а следовательно, и ионизировать газовый промежуток. При уменьшении отрицательного сеточного потенциала до определенной величины, электроны получают возможность пронизать сетку и произвести ионизацию, почему ток мгновенно нарастает до величины, определяемой внешними параметрами цепи, в которую включен тиратрон. При наличии ионизации отрицательный заряд сетки целиком компенсируется положительными ионами и она теряет свое управляющее действие, приобретая потенциал той точки газового промежутка, где она расположена. Прекращения прохождения тока в этом случае можно достичь только снятием анодного напряжения, так как увеличение отрицательного потенциала сетки приведет лишь к увеличению числа ионов, ее окружающих, но не сможет прекратить дугового разряда.

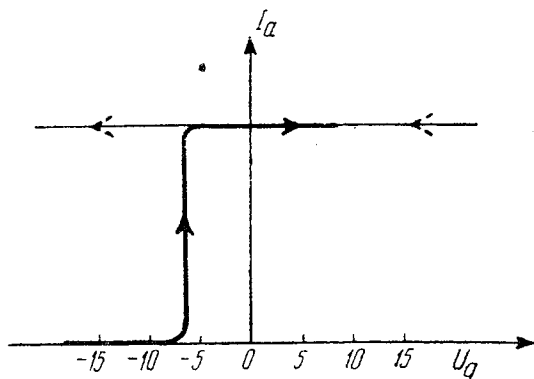


Рис. 90. Зависимость анодного тока тиратрона от сеточного напряжения.

Функциональная зависимость $I_a = f(U_d)$ для тиратрона представлена на рис. 90.

Таким образом, при наличии на аноде тиратрона постоянного напряжения могут быть лишь два крайних состояния: либо прибор проводит ток, либо этого тока не существует вовсе.

Если на анод тиратрона подать переменное напряжение, а затем сетке сообщить отрицательный потенциал, то проводимость тиратрона может быть сделана равной нулю.

Действительно, если к моменту перехода напряжения из области отрицательных значений в область положительных сетка тиратрона заряжена отрицательно, то она отталкивает все излучаемые катодом электроны и не дает им возможности ионизировать газовый промежуток, почему дугового разряда не возникает.

Таким образом, при переменном анодном напряжении сетка имеет возможность предотвратить повторное возникновение дугового разряда после естественного погасания уже имевшей место дуги при переходе тока через его нулевое значение.

2. Запирающее действие сетки и сеточный ток

Как это уже было нами указано, по возникновении дугового разряда отрицательный потенциал сетки компенсируется целиком ионами, направляющимися к ней из плазмы и создающими около сетки так называемую ионную оболочку. Совершенно очевидно, что толщина этой ионной оболочки будет зависеть как от величины сеточного отрицательного напряжения, так и от плотности ионизации в газовом промежутке. Чем больше отрицательный потенциал сетки и чем меньше плотность ионизации, тем толще ионная оболочка. Если толщина ионной оболочки настолько велика, что все отверстия сетки ею затянуты, то это свидетельствует о малой плотности ионизации и отсутствии полной компенсации отрицательного заряда сетки, почему последняя в состоянии оттолкнуть идущие от катода электроны и не допустить их к аноду. При увеличении плотности ионизации или уменьшении отрицательного потенциала сетки ионная оболочка сжимается, становится тоньше, отверстия между стержнями сетки делаются свободными для прохождения электронов, которые и производят ионизацию.

Конечно, некоторые из ионов доходят до самой сетки и отдают ей свои заряды, а на место их из плазмы приходят новые ионы. В результате, по сеточной цепи может идти значительной силы ионный ток, величина которого должна быть строго ограничена. Это достигается включением последовательно с каждой сеткой индивидуальных сеточных сопротивлений.

3. Статические характеристики тиратронов

В связи с тем, что в тиратроне нет непрерывной зависимости между током анода и напряжением сетки, обычно употребляемые

в области электронных ламп понятия о проницаемости, крутизне характеристики и коэффициенте усиления здесь применены быть не могут.

Поэтому для характеристики тиратрона вводится понятие о „коэффициенте управления“, под которым подразумевается отношение величины сеточного напряжения, при котором возникает дуговой разряд, к анодному напряжению. Этот коэффициент для данного типа прибора не остается величиной постоянной, зависящей только от конструкции и места расположения сетки, но меняется

в зависимости от режима работы тиратрона, что является безусловно отрицательным фактором.

Для снятия статической характеристики управления одноанодного тиратрона на сетку его подается значительный по величине отрицательный потенциал, а затем уже прикладывается постоянное анодное напряжение. После этого постепенно уменьшается отрицательный потенциал сетки и замечается то его значение, при котором образует

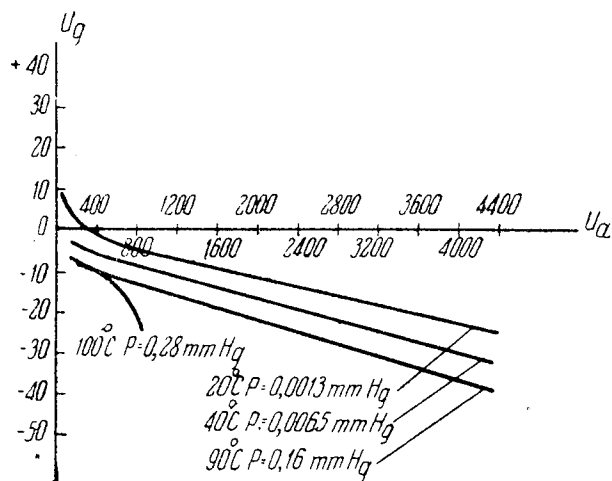


Рис. 91. Статические характеристики управления тиратрона.

ся дуговой разряд. Отношение этого „критического“ напряжения сетки к напряжению анода и будет представлять собой коэффициент управления.

На рис. 91 представлены типичные статические характеристики управления тиратрона с накаливаемым катодом и сеткой, окаймляющей последний со всех сторон. Из рассмотрения этого рисунка видно: 1) что статическая характеристика управления не остается постоянной, а зависит от давления внутри баллона газа или пара; 2) при чрезмерно высоком давлении сетка вообще теряет управление; 3) в области высоких анодных напряжений характеристика управления представляет собой прямую линию, причем критические значения сеточного напряжения здесь отрицательны; 4) при малых значениях анодного напряжения зажигание дуги происходит только при положительных значениях сеточного напряжения.

4. Работа тиратрона при переменном анодном напряжении

Из рассмотрения принципа работы тиратрона с совершенной очевидностью следует, что если на анод подано переменное

напряжение, то сетка должна выполнять две функции: 1) давать надежное зажигание дуги в период наличия на аноде положительного напряжения в нужный момент времени и 2) надежно же предотвращать возможность возникновения дугового разряда в течение такого промежутка, который по какой либо причине принят целесообразным.

Рассмотрим сначала элементарную схему (рис. 92) работы одноанодного тиратрона, если его питание производится от однофазного трансформатора, причем полагаем, что: 1) сетка питается переменным

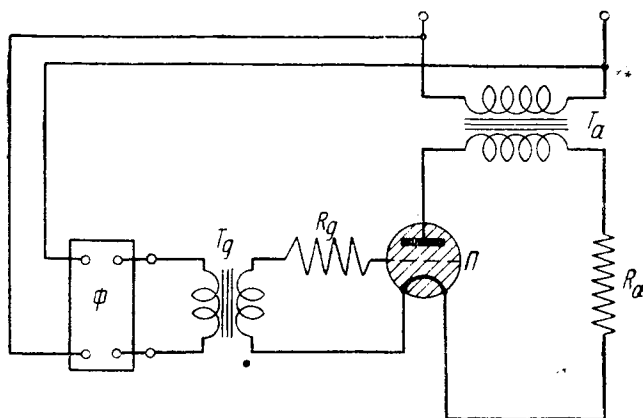


Рис. 92. Схема работы тиратрона от однофазного трансформатора.

напряжением той же частоты, что и анод, 2) нагрузка тиратрона чисто активна, 3) критическое напряжение сетки, при котором обеспечивается возникновение дугового разряда, равно нулю вольт и не зависит от анодного напряжения, 4) напряжения сетки и анода синусоидальны.

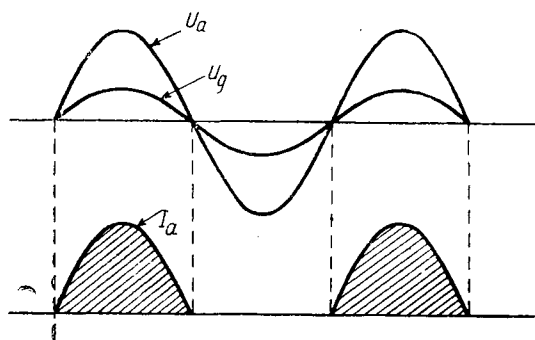


Рис. 93. Кривые тока и выпрямленного напряжения для однофазного тиратрона при совпадении фаз анодного и сеточного напряжений и чисто активной нагрузке.

Если фаза сеточного напряжения U_g совпадает с фазой анодного напряжения U_a , то тиратрон будет работать как нормальный выпрямитель. Кривые тока и напряжения для этого случая представлены на рис. 93.

Предположим теперь, что специальным приспособлением можно сдвинуть фазу сеточного напряжения по отношению к анодному на угол α . Так как по условию критическое сеточное напряжение равно нулю вольт, то совершенно очевидно, что дуговой разряд с анода возникнет не сразу после перехода через нуль анодного напряжения, а через промежуток времени, соответствующий углу α (рис. 94). В связи с этим обстоятельством угол α носит название „угла запаздывания зажигания“.

Как видно из рассмотрения рис. 94, заштрихованные площади кривых выпрямленных напряжения и тока во втором случае значительно меньше, чем в первом, а следовательно, и средние их значения также будут меньше.

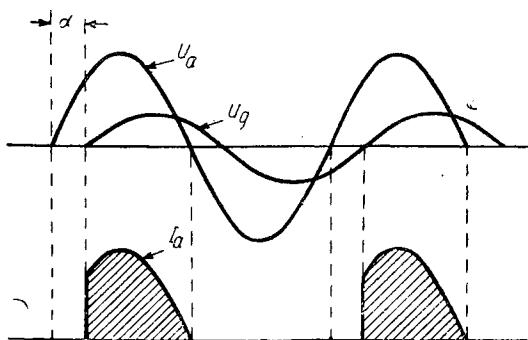


Рис. 94. Кривые тока и выпрямленного напряжения для однофазного тиристора при расхождении фаз анодного и сеточного напряжений на угол α и чисто активной нагрузке.

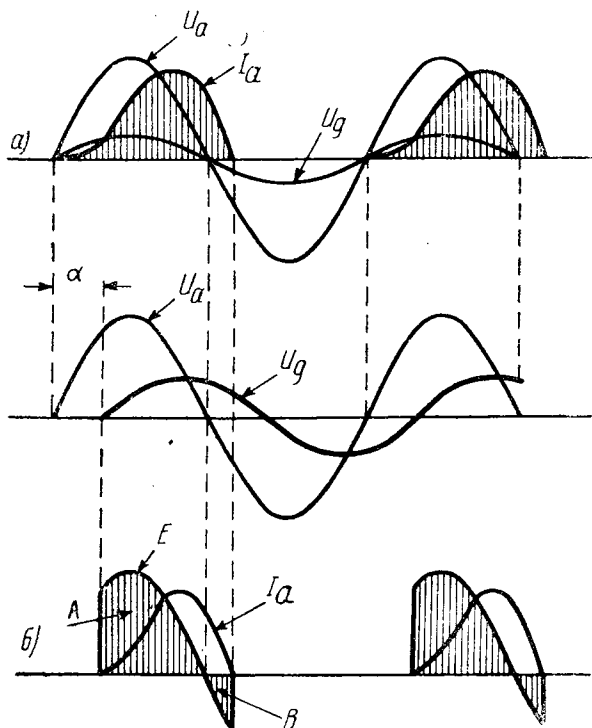


Рис. 95. Кривые тока и выпрямленного напряжения для однофазного тиристора при индуктивной нагрузке.

Если угол сдвига по фазе между сеточным и анодным напряжениями не равен нулю, а составляет конечную величину α , то выпрямленное напряжение представится в виде заштрихованной кривой на рис. 95б.

Увеличивая угол α , можно получить еще большие запаздывания в зажигании дуги, а следовательно, еще значительно снизить средние значения выпрямленного тока и напряжения. При $\alpha=180^\circ$ на полезной нагрузке не будет напряжения, так как ионный прибор не проводит тока за все время наличия на его аноде положительного потенциала.

Рассмотрим случай работы тиристора на смешанную нагрузку, состоящую из последовательно включенных индуктивности и активного сопротивления.

В этом случае при совпадении фаз сеточного и анодного напряжений процесс будет происходить так же, как и в нормальном выпрямителе, но, благодаря наличию индуктивности, продолжительность протекания тока будет больше полупериода (рис. 95).

Если угол сдвига по фазе между сеточным и анодным напряжениями не равен нулю, а составляет конечную величину α , то выпрямленное напряжение представится в виде заштрихованной кривой на рис. 95б.

Эта кривая кроме положительных значений (площадь A) имеет и отрицательные значения (площадь B), благодаря чему среднее ее значение будет много меньше, чем в случае чисто активной нагрузки при равных углах запаздывания зажигания.

Если $\alpha = 90^\circ$, то площади A и B при большой индуктивности будут равны, и выпрямленное напряжение на нагрузке окажется равным нулю.

Рассмотрим далее картину управления дуговым разрядом в случае применения нормальных многофазных схем выпрямления при

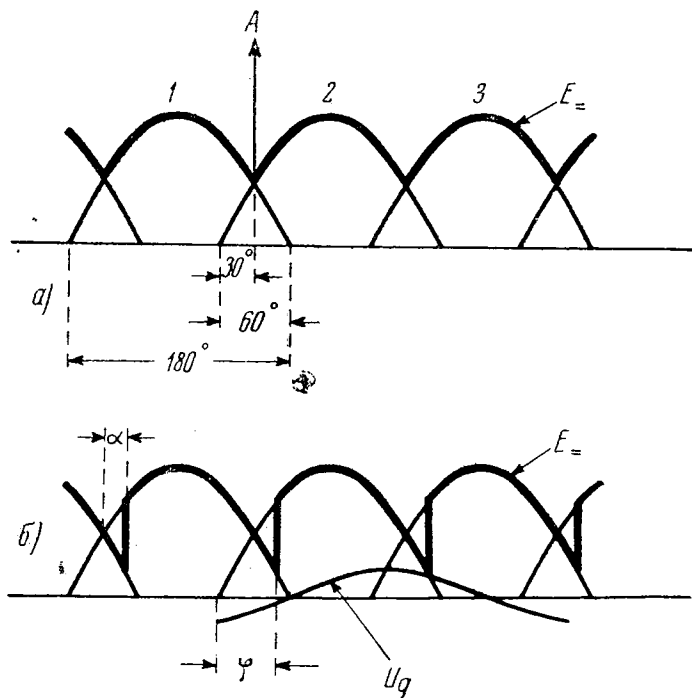


Рис. 96. Кривая трехфазного выпрямленного напряжения.

чисто активной нагрузке. Необходимо отметить, что для создания запаздывания зажигания отдельных анодов выпрямителя здесь уже недостаточно сдвинуть сеточное и анодное напряжения на любой малый угол, но величина этого сдвига, при котором может наступить запаздывание, является конечной величиной, зависящей от числа фаз.

Для пояснения этого положения рассмотрим рис. 96, где представлена форма кривой трехфазного выпрямленного напряжения. Из условий работы трехфазного выпрямителя следует, что переход тока с одного анода на другой происходит в нем в тот момент, когда напряжение анода 2 по отношению к катоду становится больше, чем предыдущего анода 1. Этот момент соответствует точке A рис. 96 а.

Таким образом, если в трехфазной схеме выпрямления сдвинуть сеточное напряжение по отношению к анодному на 30° , то никакого эффекта управления получить не удастся.

Только при достижении углом сдвига фазы значений, больших 30° , можно добиться того, чтобы точка перехода горения дуги с одного анода на другой сдвинулась по времени на угол α , что и свидетельствует о запаздывании зажигания отдельных анодов.

Из вышеизложенного следует, что угол φ сдвига по фазе между анодным и сеточным напряжениями в многофазных схемах не соответствует углу α запаздывания зажигания.

Аналитическая зависимость для многофазных схем между углами α и φ выражается следующим уравнением

$$\varphi = \frac{(m-2)\pi}{2m} + \alpha. \quad (111)$$

Если многофазный управляемый выпрямитель работает не на чисто активное сопротивление, а последовательно с сопротивле-

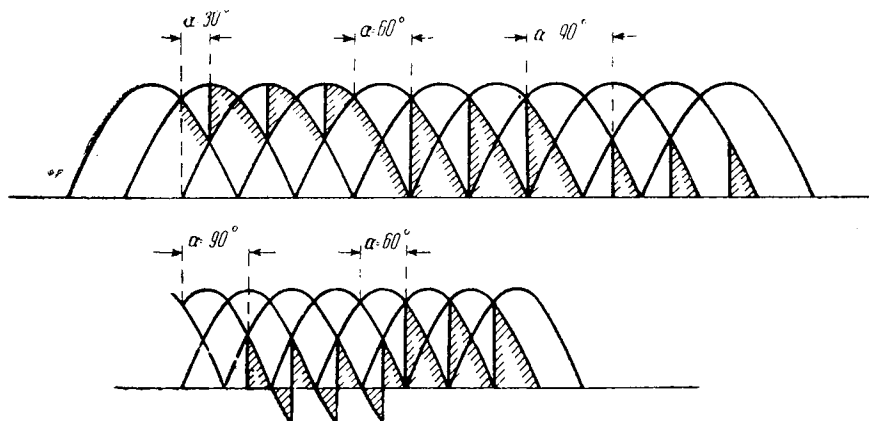


Рис. 97. Кривая выпрямленного напряжения многофазного тиратрона при активной (верх) и индуктивной (низ) его нагрузках.

нием включен дроссель большой индуктивности, то влияние этого дросселя на форму кривой выпрямленного напряжения скажется только при очень больших значениях угла запаздывания зажигания, а именно, когда между отдельными импульсами выпрямленного напряжения должны появиться интервалы и каждый анод начинает работать в качестве однофазного выпрямителя.

При значении угла $\alpha = 90^\circ$ при индуктивной нагрузке управляемого многофазного выпрямителя выпрямленное напряжение (среднее значение) становится равным нулю (рис. 97).

В нормальных выпрямительных установках, как известно, если пренебречь рассеянием трансформатора, по существу нет сдвига

по фазе между током и напряжением. Фактически имеющий место коэффициент мощности определяется лишь искажением формы кривой первичного тока и зависит от схемы включения выпрямителя.

В тиратронных выпрямителях, как только угол запаздывания зажигания α становится больше нуля, неизбежно появляется реальный угол сдвига по фазе между анодным током вентиля и фазным напряжением трансформатора, который соответственно и переносится в первичную обмотку.

Для выяснения этого положения рассмотрим рис. 98, где представлены кривые анодных токов и фазных напряжений трансформатора для $\alpha = 60^\circ$, причем принято, что в катодной цепи выпрямителя включен дроссель весьма большой индуктивности. В этом случае, как известно, форма кривой анодного тока может быть принята прямоугольной.

Как видно, сдвиг по фазе между током и напряжением при наличии управления равен φ_1 , причем ток отстает от напряжения.

Из того же рисунка очевидно, что $\alpha = \varphi$, т. е. аналитическая зависимость между углом запаздывания зажигания и коэффициентом мощности может быть выражена весьма простым уравнением

$$\cos \varphi = \cos \alpha. \quad (112)$$

5. Технические методы осуществления сдвига по фазе между анодным и сеточным напряжениями

Для осуществления сдвига по фазе между анодным и сеточным напряжениями при управлении многофазным тиратронным выпрямителем обычно применяется индукционный фазорегулятор. Он обычно представляет собой заторможенный трехфазный асинхронный двигатель с обмотанным ротором.

В отличие от нормального потенциал-регулятора обмотки статора и ротора здесь не имеют электрической связи, т. е. фазорегулятор работает трансформатором. Вращающееся поле статора индуцирует в обмотках ротора эдс, сдвинутые по фазе относительно друг друга на 120° . При перемещении ротора по отношению к статору на какой-либо угол, взаимное расположение их обмоток меняется, благодаря чему и фазы индуцированных в обмотках ротора эдс также изменяются, а величины напряжений остаются постоянными.

Для хорошей работы фазорегулятора необходимо, чтобы зазор между статором и ротором имел бы наименьшую возможную вели-

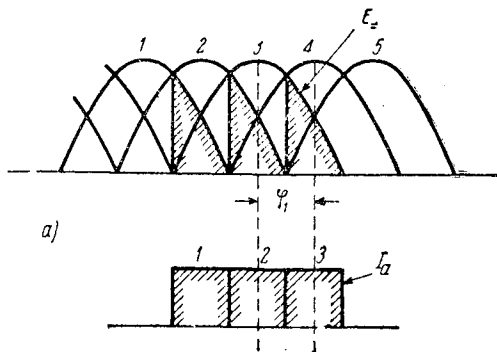


Рис. 98. Угол сдвига по фазе между анодным током и фазным напряжением тиратрона при регулировании выпрямленного напряжения.

чину. К несомненным качествам индукционного фазорегулятора следует отнести простоту его устройства, надежную работу и постоянство индуцируемой в роторе эдс, почему он обычно и применяется в большинстве практически осуществленных установок. Схема включения фазорегулятора для питания сеточных цепей многофазного тириatronного выпрямителя представлена на рис. 99.

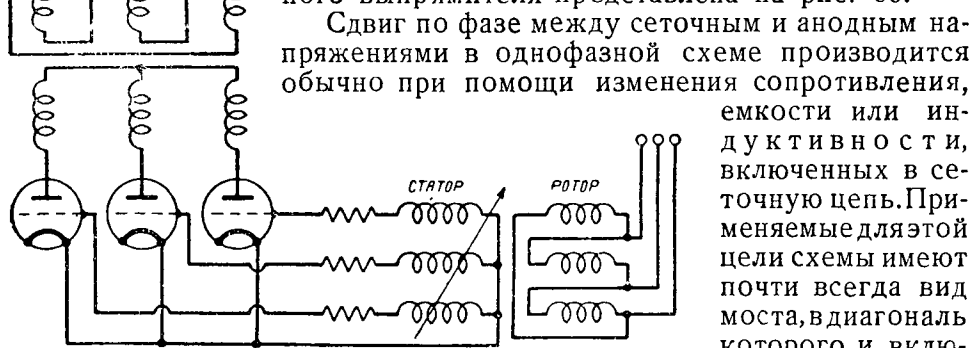


Рис. 99. Схема включения индукционного фазорегулятора.

На рис. 100 приведена такая схема. Нагрузкой здесь является сопротивление R_H , по которому проходит выпрямленный тириatronом ток от трансформатора T , причем катод тириatronа приключен к средней точке трансформатора. Этот же трансформатор питает и сеточную цепь, являющуюся диагональю моста, двумя плечами которого служат правая и левая половины обмоток трансформатора, а вторыми двумя — емкость C и сопротивление R_g .

Совершенно очевидно, что при изменении R_g будет меняться и фаза сеточного напряжения по отношению к анодному, как это наглядно представлено векторной диаграммой рис. 100, где U_g обозначает напряжение на сетке и U_a — напряжение на аноде.

В подавляющем большинстве случаев из-за зависимости критического сеточного напряжения от анодного напряжения и режима работы тириatronа управление дуговым разрядом при помощи синусоидальных сеточных напряжений не в состоянии обеспечить строгой фиксации начала возникновения анодного тока.

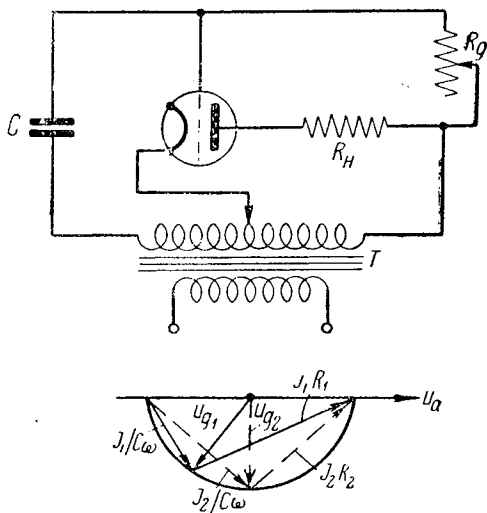


Рис. 100. Схема осуществления сдвига по фазе между анодным и сеточным напряжениями однофазного тириatronа и векторная диаграмма, соответствующая этой схеме.

Действительно, поскольку критическое сеточное напряжение зависит от анодного, то при синусоидальном законе изменения обоих напряжений фактическое возникновение дугового разряда не будет происходить точно в момент перехода через нуль сеточного напряжения, как это мы полагали ранее, но эта точка может сдвигаться как в ту, так и в другую сторону, что приводит к нечеткой фиксации начала возникновения дугового разряда. Такое же явление происходит и при изменении режима работы тиратрона.

Для уничтожения этого дефекта стремятся прилать сеточному напряжению форму остrokонечного импульса с крутым фронтом. Такое мероприятие обеспечивает совершенно четкое зажигание тиратрона в нужный момент времени.

Наиболее привившимся в практике аппаратом для получения острых пик напряжения служит так называемый пиковый трансформатор.

Он представляет собой обычно конструкцию с тремя стержнями различного сечения, как это указано на рис. 101.

На стержень 1 большого сечения одевается первичная обмотка, включаемая в цепь переменного тока. На стержень 2 малого сечения наматывается обмотка сеточного питания с импульсным напряжением. Стержень 3 является магнитным шунтом и не несет на себе никаких обмоток.

Принцип действия пикового трансформатора заключается в следующем. Если бы магнитного шунта у него не существовало и к первичной обмотке было бы приложено синусоидальное напряжение, то и во вторичной обмотке, несмотря на разность в сечениях железа, индуктированная эдс имела бы синусоидальный характер, так как в магнитной цепи существовал бы один поток синусоидальной формы. Намагничивающий железо переменный ток в этом случае был бы сильно искаженным.

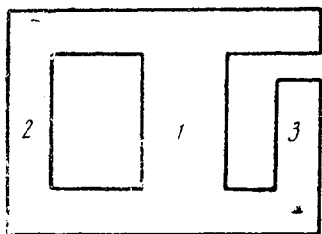
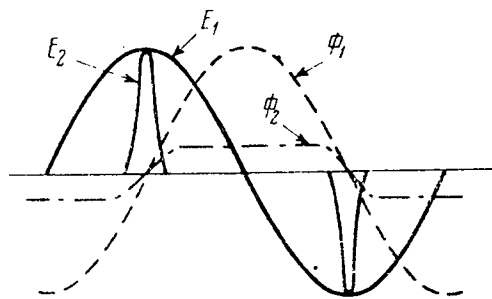


Рис. 101. Магнитная цепь пикового трансформатора.

Рис. 102. Пояснение процесса генерирования импульсной эдс в пиковом трансформаторе.

При наличии шунта магнитный поток может разветвляться. Часть его пойдет через шунт, а часть через стержень 2. Надлежащий подбор шунта, обычно имеющего воздушный зазор, позволяет достичь таких соотношений между магнитными сопротивлениями шунта 3 и стержня 2, что по второму ответвится часть потока, полностью его насыщающая, а по первому пойдет остальная

часть потока, которая ввиду наличия воздушного зазора не окажет никакого влияния на магнитное состояние железа.

Суммарный поток будет носить синусоидальный характер, а в стержне 2 он будет трапециoidalен, почему во вторичной обмотке будет индуцироваться эдс импульсообразной формы.

Вышеизложенное иллюстрируется рис. 102, где Φ_1 представляет суммарный поток, Φ_2 — поток стержня 2, E_1 — напряжение питающей сети и E_2 — вторичное напряжение.

6. Основные соотношения между токами и напряжениями в схемах с управляемыми выпрямителями

В связи с тем, что как выпрямленное напряжение, так и ток меняют свою форму в зависимости от величины угла запаздывания зажигания α , то выведенные нами в гл. II соотношения для нормальных выпрямителей здесь уже не будут действительны.

Найдем прежде всего аналитическое выражение для среднего значения выпрямленного напряжения при холостом ходе выпрямителя или при нагрузке его на чисто активное сопротивление при пренебрежении индуктивностью рассеяния трансформатора.

Совершенно очевидно, что это аналитическое

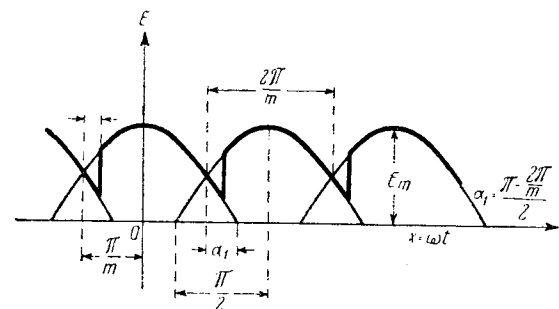


Рис. 103. Кривая выпрямленного напряжения многофазного тиристорного выпрямителя при активной нагрузке.

выражение будет иметь различный вид в зависимости от того, будет ли кривая выпрямленного напряжения непрерывна, или между отдельными его импульсами будут существовать интервалы.

Из рассмотрения рис. 103 видно, что выпрямленное напряжение становится прерывистым, когда $\alpha > \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$, и становится равным нулю при $\alpha = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}$.

Так как кривая выпрямленного напряжения представляет собой периодически повторяющиеся импульсы синусоидальной функции, то для среднего значения этой кривой в случае ее непрерывности можно написать выражение (рис. 103).

$$U_{\text{med}} = \frac{E_m m}{2\pi} \int_{\alpha - \frac{\pi}{m}}^{\alpha + \frac{\pi}{m}} \cos x dx = \frac{m}{\pi} E_m \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha, \quad (113)$$

а для прерывистой кривой, имеющей интервалы,

$$U_{\text{med}} = \frac{E_m m}{2\pi} \int_{\alpha - \frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{2}} \cos x dx = \frac{m}{2\pi} E_m \left[1 - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) \right]. \quad (114)$$

Совершенно очевидно, что первое уравнение действительно для α , изменяющегося в пределах от $\alpha = 0$ до $\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$, а второе, в пределах от $\alpha > \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$ до $\alpha = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}$.

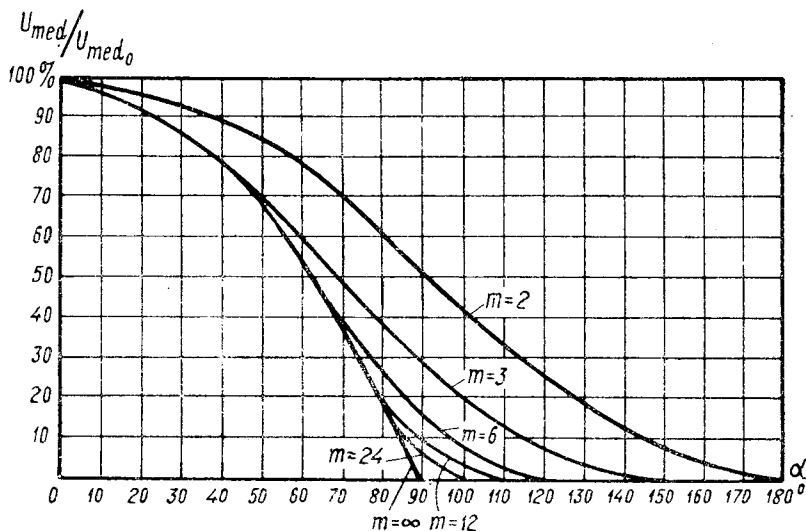


Рис. 104. Регулировочные кривые тиратронного выпрямителя.

На основании этих двух уравнений на рис. 104 даны кривые функциональной зависимости между $\frac{U_{\text{med}}}{U_{\text{med}_0}}$ и α для различного числа фаз. Эти кривые носят название регулировочных. Здесь U_{med_0} среднее значение выпрямленного напряжения при $\alpha = 0$.

Что касается эффективного значения выпрямленного напряжения, то в случае непрерывной кривой оно равно

$$E_2 = \sqrt{\frac{m}{2\pi} \int_{\alpha - \frac{\pi}{m}}^{\alpha + \frac{\pi}{m}} E_m^2 \cos^2 x dx} = E_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m} \cos 2\alpha} \quad (115)$$

и для кривой, имеющей интервалы,

$$E_2 = \sqrt{\frac{m}{2\pi} \int_{\alpha - \frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{2}} E_m^2 \cos^2 x dx} = E_m \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{m}{8\pi} \left[\pi - 2\alpha - \sin 2 \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) \right]}. \quad (116)$$

Если тиратронный выпрямитель работает на индуктивную нагрузку, причем индуктивность, включенная в цепь выпрямленного тока, бесконечно велика, то в этом случае выпрямленное напряжение уже не имеет разрывов при любых значениях угла α .

При $\alpha > \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$ часть мгновенных значений уходит в область отрицательных величин.

Таким образом, для нахождения среднего значения напряжения мы можем оперировать с косинусоидальной функцией при неизменных пределах интегрирования от нуля до $\frac{2\pi}{m}$.

Если начало координат поместить не в точке, соответствующей амплитуде напряжения, как это было сделано при выводе ур-ний (113—116), а в точке, соответствующей началу возникновения дугового разряда, как это указано на рис. 105, то в этом случае

$$U_{\text{med}} = \frac{m E_m}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{m}} \cos \left[x + \alpha - \frac{\pi}{m} \right] dx = E_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha. \quad (117)$$

Таким образом, в случае индуктивной нагрузки управляемого выпрямителя величина выпрямленного напряжения меняется на всем диапазоне изменения угла α от нуля до $\frac{\pi}{2}$ по закону косинуса, а при $\alpha = \frac{\pi}{2}$

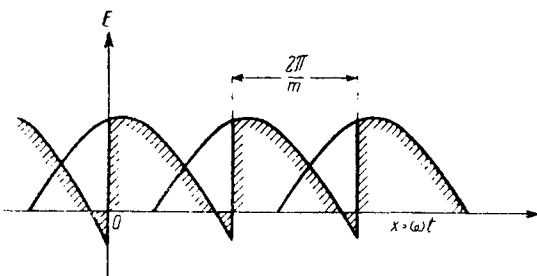


Рис. 105. Кривая выпрямленного напряжения многофазного тиратронного выпрямителя при индуктивной его нагрузке.

становится равной нулю.

Из рассмотрения принципа работы управляемого выпрямителя совершенно очевидно, что с увеличением значения угла запаздывания зажигания α растет пульсация выпрямленного напряжения. Это обстоятельство весьма вредно сказывается

на размерах и стоимости электрического фильтра в том случае, если желательно, чтобы выпрямитель в эксплуатационной обстановке работал с пониженным (путем сеточного регулирования) выпрямленным напряжением.

С увеличением угла α будет расти переменная составляющая выпрямленного напряжения. Амплитудное значение первой гармоники этой составляющей для управляемого выпрямителя выражается формулой

$$E_{km} = \frac{2E_m}{m^2 - 1} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha \sqrt{m^2 \text{tg}^2 \alpha + 1} \quad (118)$$

и, следовательно, коэффициент пульсации

$$s = \frac{E_{km}}{U_{med}} = \frac{2}{m^2 - 1} \sqrt{m^2 \operatorname{tg}^2 \alpha + 1} \quad (119)$$

Что касается анодных токов управляемого выпрямителя, то при чисто активной его нагрузке здесь можно пользоваться обычной для нормальных выпрямителей ф-лой (17).

7. Применение тиристорных выпрямителей в радиотехнических установках

Применение тиристорных выпрямителей для питания анодов ламп радиопередатчиков преследует две основные цели.

Прежде всего при помощи такого выпрямителя имеется возможность регулировки выпрямленного напряжения в больших

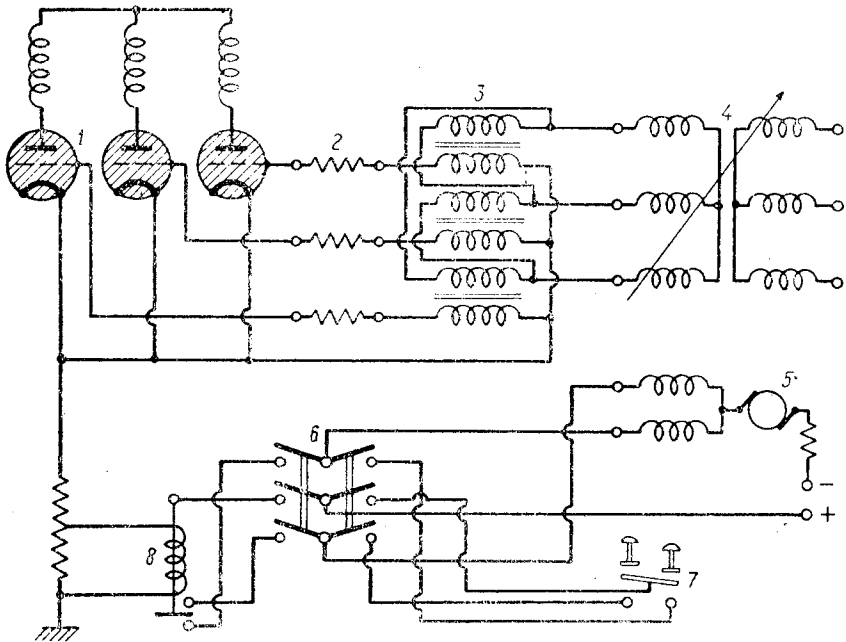


Рис. 106. Схема регулирования и стабилизации выпрямленного напряжения тиристорами.

пределах, а также его стабилизации с большей точностью. Кроме того, наличие потенциальных сеток позволяет осуществить быстро действующую сеточную защиту выпрямителя от перегрузок и обратных зажигания.

Одна из наиболее распространенных схем регулирования и стабилизации выпрямленного напряжения дана на рис. 106.

Сетки управляемого выпрямителя 1 через индивидуальные сопротивления 2 питаются от пикового трансформатора 3, первичная обмотка которого включена на фазорегулятор 4. Ротор по-

следнего связан механически с сервомотором 5, имеющим две обмотки возбуждения, при помощи которых направление его вращения может быть реверсировано.

Если переключатель 6 перекинуть в правое положение, то при помощи кнопки 7 имеется возможность послать ток в якорь сервомотора 5 либо через одну, либо через другую обмотку возбуждения, благодаря чему сервомотор будет вращаться в разные стороны. При относительном перемещении ротора фазорегулятора по отношению к его статору будет изменяться фаза сетевого напряжения, чем вызывается увеличение или уменьшение угла запаздывания зажигания α .

Если переключатель 6 перекинуть в левую сторону, то можно получить автоматическую стабилизацию выпрямленного напряжения.

Функцию автомата здесь выполняет вольтметровое реле 8, которое при колебаниях напряжения замыкает то нижний, то верхний контакты, что и осуществляет соответствующие посылки тока в сервомотор 5.

Одна из распространенных схем защиты выпрямителя от перегрузок и обратных зажигания представлена на рис. 107.

Последовательно с первичной обмоткой анодного трансформатора 2 включаются трансформаторы тока 3, вторичные обмотки которых питают быстродействующее сеточное реле 5.

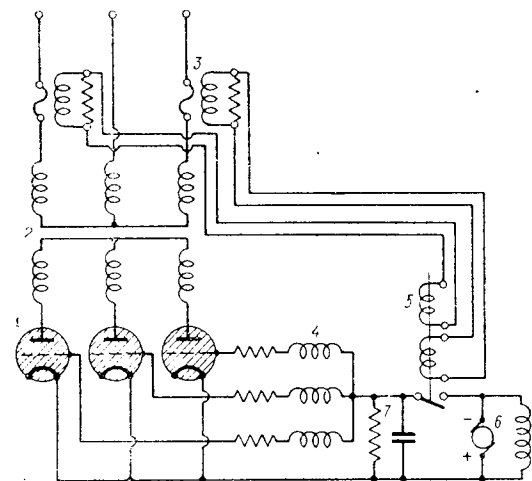


Рис. 107. Схема сеточной защиты тиратронов от перегрузок и обратных зажигания.

При нормальной работе контакт реле 5 разомкнут и сетки получают питание от трансформатора 4. Как только ток первичной обмотки главного трансформатора примет аварийное значение, реле 5 подтянет свой якорь и замкнет цепь генератора постоянного тока 6 на сопротивление 7, расположенное между нулевой точкой сетевого трансформатора 4 и катодом выпрямителя. На этом сопротивлении возникает падение напряжения, имеющее отрицательную полярность в точке соединения с нулевым проводом трансформатора 4 и по абсолютной величине значительно большее амплитуды фазного его напряжения. Благодаря этому все сетки получают по отношению к катоду большой отрицательный потенциал и прохождение тока по выпрямителю прекращается.

НОВЫЕ ТИПЫ ГАЗОВЫХ ВЕНТИЛЕЙ, ТВЕРДЫЕ И СУХИЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

1. Игнайтрон

Как это нами было выяснено ранее, нормальный ртутный выпрямитель с жидким катодом для поддержания активизации катода требует наличия так называемого дежурного зажигания. Вспомогательная дуга горит непрерывно, что сопряжено с некоторыми неудобствами. Первым из них является затрата энергии, которая в стеклянных выпрямителях исчисляется двумястами ватт, тогда как в мощных железных выпрямителях мощность, потребляемая вспомогательной дугой, возрастает до 2,5 кВт. Кроме того, при наличии непрерывной дуги дежурного зажигания во время обратного напряжения на главных анодах, у катода поддерживается интенсивная ионизация, откуда ионы легко могут диффундировать в анодный рукав, увеличивая своим присутствием вероятность обратного зажигания. Эти соображения заставили техническую мысль работать в направлении осуществления такого аппарата, который позволил бы в промежутки времени, исчисляемые микросекундами, зажигать дугу

в любой момент, если на аноде выпрямителя имеет место положительный потенциал. Как только последний приобретает нулевое значение, возникший дуговой разряд, естественно, прекращается, и за все время наличия на аноде отрицательного напряжения сосуд выпрямителя оказывается совершенно свободным от какой бы то ни было внутренней ионизации.

Несколько лет назад американские инженеры Слепян и Людвиг нашли такой способ зажигания дуги при помощи специального зажигающего (игнайтера) из полупроводника, опущенного в жидкий ртутный катод. Весь ионный прибор, состоящий из сосуда, анода, катода и зажигающего, получил название игнайтрона.

В качестве зажигающего может служить кристалл карборунда, погруженный в ртуть. Для надежного зажигания дуги таким кристаллом необходимо через него пропустить ток с мгновенной амплитудой в 10 А при напряжении в 100 В. Продолжительность протекания такого тока исчисляется единицами или десятками микросекунд.

Принципиальная схема включения игнайтрона при работе его в качестве нормального выпрямителя представлена на рис. 108, из которого видно, что зажигающий приключается к питающему его

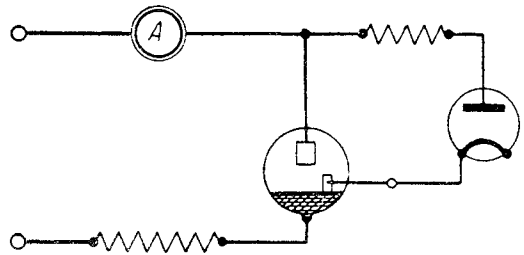


Рис. 108. Принципиальная схема включения игнайтрона.

трансформатору через вспомогательный вентиль. Делается это для того, чтобы избежать прохождения тока через зажигатель при наличии на главном аноде игнайтрона отрицательного потенциала.

Теория зажигающего в настоящее время еще не разработана полностью и механизм работы зажигающего точно не выяснен.

Можно предполагать, что при приложении к зажигающему определенного напряжения в молекулярном слое (толщиной 10^{-8} см) соприкосновения зажигающего с ртутью имеет место градиент потенциала около миллиона вольт, который достаточен для вырывания свободных электронов из ртути.

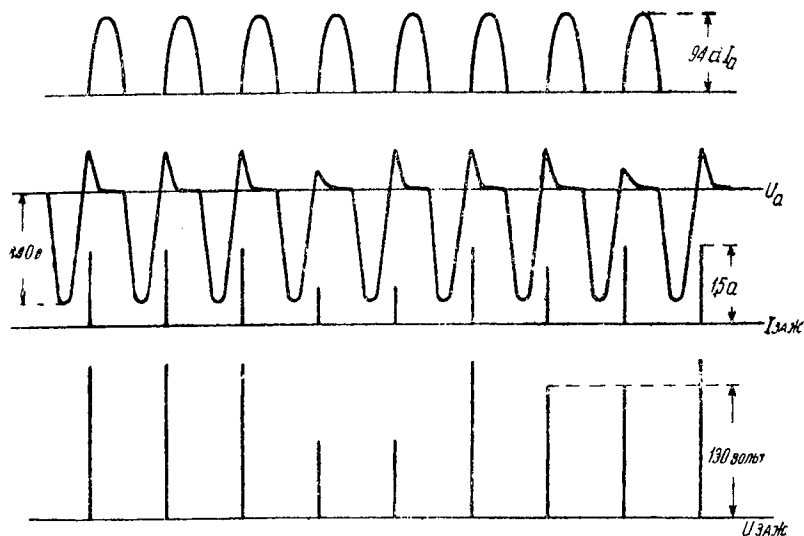


Рис. 109. Осциллограммы токов и напряжений при работе игнайтрона.

Эта теория подтверждается тем, что при зажигании дуги вначале на поверхности ртути у зажигающего появляются малые искорки, а затем уже возникает разряд между поверхностью ртути и верхним держателем зажигающего, служащим анодом.

На рис. 109 представлена осциллограмма анодного тока I_a игнайтрона, анодного напряжения U_a , тока зажигающего $I_{зж}$ и напряжения на зажигающем $U_{зж}$.

Из этой осциллограммы следует, что зажигание главной дуги происходит не мгновенно и что амплитуды тока и напряжения на зажигающем колеблются.

Мощность, необходимая для зажигания дуги, весьма незначительна и равна единицам или, в худшем случае, десяткам ватт.

Подобно тиратрону, игнайтрон имеет возможность регулировать выпрямленное напряжение. Для этой цели достаточно вместо вспомогательного выпрямителя, питающего зажигающий, поставить малый тиратрон, у которого менять фазу сеточного напряжения по отношению к анодному. При этом будет сдвигаться в ту или другую сторону начало возникновения дугового разряда

с главного анода игнайтрона, что и приводит к уменьшению или увеличению среднего значения выпрямленного им напряжения. Основными достоинствами игнайтрона нужно считать: 1) малое падение напряжения между электродами, 2) простоту изготовления, 3) большую надежность в отношении обратных зажиганий и 4) большие перегрузочные способности. К недостаткам игнайтрона можно отнести трудность производства идентичных зажигающих и усложненность схемы благодаря необходимости применения добавочного вентиля.

2. Купроксный выпрямитель

В настоящее время в заграничной практике нашли широкое применение для питания анодов и накала ламп радиопередатчиков твердые, так называемые купроксные выпрямители. Последние строятся на выпрямление напряжения до десятков тысяч вольт при токах, исчисляемых единицами ампер, и на десятки вольт при токах до тысяч ампер.

Впервые свойства униполярной проводимости в твердых полупроводниках были отмечены Грондалем, им же построен и первый промышленный выпрямитель такого типа.

Устройство купроксного выпрямителя представлено на рис. 110.

Круглая шайба *a* из чистой меди (содержание меди должно быть не менее 99,96%) с центральным отверстием, сделанным для возможности пропускания сквозь нее стяжного болта, путем специальной термической и химической обработки покрывается, с одной стороны, закисью меди (Cu_2O), которая является, как известно, полупроводником. К окисленной поверхности прижимается свинцовая шайба *b*, дающая с ней надежный электрический контакт. Для отвода тепла, выделяемого в выпрямителе как к свинцу, так и к меди, прижимаются радиаторные ребра *c*.

Радиаторные ребра изолируются прокладками *d* от нажимных щек *e*. Весь такой купроксный элемент стягивается болтом *f* с изоляционной втулкой *g*. Принцип действия купроксного выпрямителя состоит в следующем.

По современной электронной теории каждый электрический проводник (металл) имеет большое количество электронов, слабо связанных с ядром атома и легко освобождающихся под влиянием незначительных электрических полей.

В полупроводниках таких электронов весьма немного.

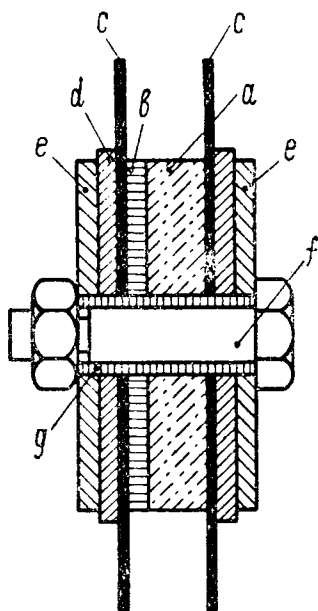


Рис. 110. Устройство купроксного выпрямителя.

При образовании окиси меди между ею и самой медью образуется еще третий молекулярный слой толщиной 10^{-5} — 10^{-6} см, который почти не содержит вовсе легко освобождающихся электронов и может быть рассматриваем в качестве диэлектрика. Если к системе приложить некоторую разность потенциалов, то в молекулярном, так называемом „запорном“, слое, благодаря его ничтожной толщине, получается градиент потенциала порядка миллиона вольт, чего достаточно по теории Шоттки для вырывания электронов из холодного металла.

Если положительный потенциал имеет свинец, то из меди через запорный слой и полупроводник будет вырвано большое количество электронов, которые при своем перемещении и создадут ток. При изменении полярности напряжения, несмотря на существование в запорном слое того же градиента потенциала, большого тока через выпрямитель возникнуть не может, так как полупроводник имеет весьма ограниченное количество легко освобождающихся электронов. Этим и объясняется свойство униполярной проводимости купроксного выпрямителя. Так как по принятым условиям направление тока противоположно направлению движения электронов, то медь выпрямителя будет служить как бы его катодом, а свинец анодом.

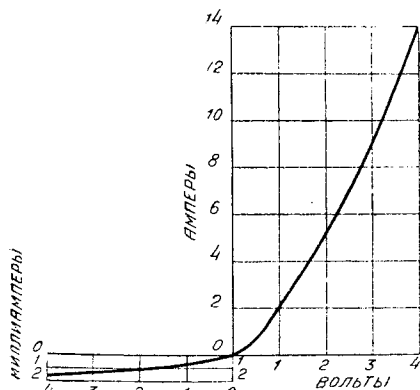


Рис. 111. Вольтамперная характеристика купроксного выпрямителя.

Как видно из приведенного выше описания, купроксный выпрямитель весьма прост и не требует за собой никакого эксплуатационного ухода. Кроме того, он весьма долговечен, что и обеспечило ему большое распространение.

Купроксный выпрямитель не является идеальным вентиляем и коэффициент выпрямления для него не превышает значений 150—300. На рис. 111 представлена типичная вольтамперная характеристика выпрямителя.

К несомненным недостаткам купроксного выпрямителя необходимо отнести большое внутреннее падение напряжения, достигающее величины в 15—20% от выпрямленного напряжения и зависимость его нормальной работы от температуры. С увеличением температуры внутреннее падение напряжения уменьшается, прямой ток возрастает, но зато увеличивается и обратный ток. Диэлектрическая прочность при этом сильно снижается. Поэтому при изменении внешней температуры наблюдается самопроизвольное увеличение или уменьшение выпрямленного напряжения, что вредно отзывается на режиме работы питаемого объекта.

Предельной допустимой температурой купроксного выпрямителя нужно считать 40°C .

Допустимая величина обратного напряжения на один элемент купроксного выпрямителя составляет около 10 V, а возможная плотность тока в прямом направлении колеблется от 0,2 до 0,4А/см². Мгновенное амплитудное значение тока может превосходить нормальную его величину в 5—6 раз.

Несмотря на свои недостатки, купроксный выпрямитель нашел в заграничной практике большое распространение для питания анодов и накала ламп радиопередатчиков малой мощности, что нужно отнести за счет его малой первоначальной стоимости, большой надежности в работе и полного отсутствия ухода при эксплуатации. В настоящее время купроксные выпрямители начинают внедряться и у нас в Союзе.

Помимо купроксного выпрямителя нашли значительное применение также селеновые выпрямители, принцип действия которых аналогичен с купроксными. Однако, в связи с трудностями в технологическом процессе при их изготовлении, производство их в широком масштабе затруднительно.

3. Жидкий электролитический выпрямитель

Электролитический выпрямитель обычно состоит из двух concentrically расположенных электродов, между которыми залит электролит, как это указано на рис. 112. Внешний электрод, представляющий собой цилиндрическую банку с дном, принципиально может быть сделан из любого материала, лишь бы на него химически не действовал электролит, тогда как внутренний электрод в сочетании с электролитом должен обеспечивать вентильное действие прибора. В качестве наиболее употребительных внутренних электродов выпрямителя, являющихся его катодом, можно указать на тантал и алюминий. Первый обладает вентильным действием в сочетании со всеми электролитами, а второй с большинством.

Принцип действия электролитического выпрямителя по существу не отличается от принципа действия купроксного выпрямителя (см. § 2 настоящей главы).

Здесь металл (тантал, алюминий) имеет большое количество легко освобождающихся электронов, тогда как в электролите их число значительно меньше. Между металлом и электролитом имеет место тончайшая газовая пленка, которая и является „запорным“ слоем, где градиент потенциала весьма велик.

Перед употреблением электролитический выпрямитель должен быть предварительно отформован, для чего через него пропускают

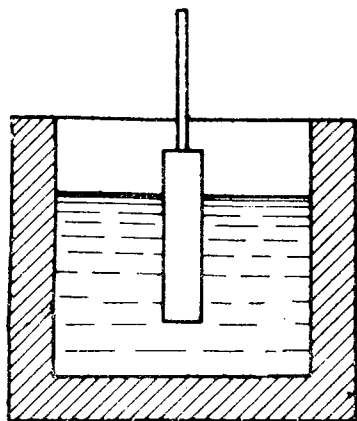


Рис. 112. Устройство электролитического выпрямителя.

постоянный по направлению и величине ток в направлении, обратном тому, которое должно иметь место при нормальной работе. Благодаря формовке выпрямитель постепенно поляризуется, причем в начале формовки эдс поляризации весьма мала, но с течением времени она возрастает. Типичная кривая формовки выпрямителя представлена на рис. 113.

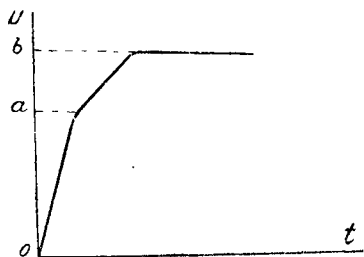


Рис. 113. Кривая формовки электролитического выпрямителя.

Нормально электролитические выпрямители применяются для зарядки аккумуляторов. Максимально допустимое обратное напряжение на один элемент берется равным 50—60 В при прямом токе в 2—3 А.

Большую роль для нормальной работы выпрямителя играет концентрация электролита. При уменьшении ее величина обратного напряжения повышается, но зато растет также и внутреннее сопротивление выпрямителя, что ухудшает его коэффициент полезного действия.

В алюминиевом выпрямителе в качестве электролита применяется обычно углекислый аммоний, и анод делается железным, а в танталовом выпрямителе употребляется серная кислота при свинцовом аноде.

ГЛАВА IX

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ, СВЯЗАННЫЕ С ПРОЕКТИРОВАНИЕМ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

1. Регулирование выпрямленного напряжения

Помимо регулирования выпрямленного напряжения при помощи тиратронов, эта операция может быть осуществлена и иными методами. Наибольшим распространением здесь пользуются способы регулирования секционированным автотрансформатором и индукционным потенциал-регулятором.

Регулировка напряжения автотрансформатором с технической точки зрения является наиболее совершенной. Здесь от обмотки автотрансформатора делается определенное количество отводов, благодаря чему имеется возможность изменять коэффициент его трансформации и тем самым подавать то или иное напряжение на зажимы первичной обмотки анодного трансформатора, питающего выпрямитель. Соответствующая принципиальная схема представлена на рис. 114. Наибольшую трудность при практическом осуществлении данного метода представляет изготовление коммутатора, позволяющего производить переключение обмотки под током.

Во избежание коротких замыканий секций автотрансформатора приходится каждую щетку коммутатора делать двойной с добавочным сопротивлением. Однако, это неудобство большинства фирм преодолено и мощные выпрямительные установки снабжаются

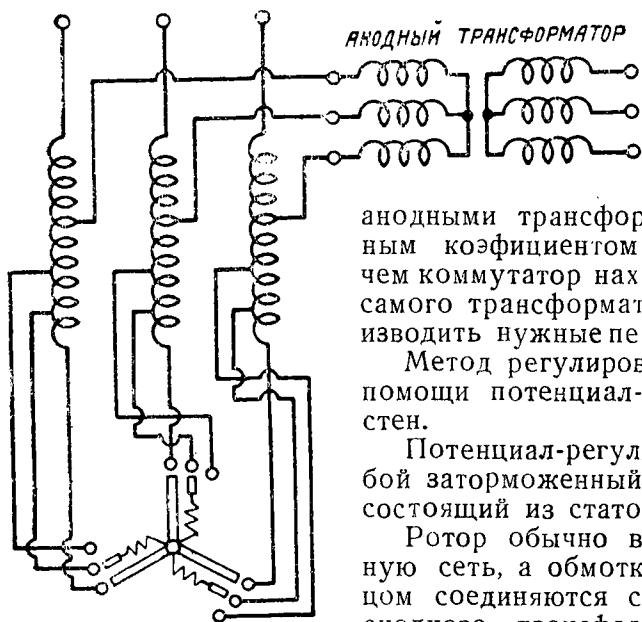


Рис. 114. Схема регулирования напряжения при помощи автотрансформатора.

анодными трансформаторами с переменным коэффициентом трансформации, причем коммутатор находится внутри кожуха самого трансформатора и позволяет производить нужные переключения под током. Метод регулирования напряжения при помощи потенциал-регулятора общеизвестен. Потенциал-регулятор представляет собой заторможенный асинхронный мотор, состоящий из статора и ротора. Ротор обычно включается в трехфазную сеть, а обмотки статора одним концом соединяются с первичной обмоткой анодного трансформатора, а другим к точкам приключения ротора к сети, как это схематически указано на рис. 115. Такое включение аналогично схеме регулировки напряжения автотрансформатором. Действительно, если бы мы вместо асинхронного мотора взяли магнитную цепь обычного трансформатора и осуществили бы на ней две обмотки, включенные согласно схеме рис. 115, то у нас имелась бы возможность как увеличения напряжения на первичной обмотке анодного трансформатора против напряжения сети на величину, пропорциональную виткам проходной обмотки, так и уменьшения его на ту же величину. Для этого нужно было бы только переключить концы проходной обмотки, благодаря чему напряжения в ней индуктируемые сдвигаются на 180°. В потенциал-регуляторе можно плавно поворачивать ротор

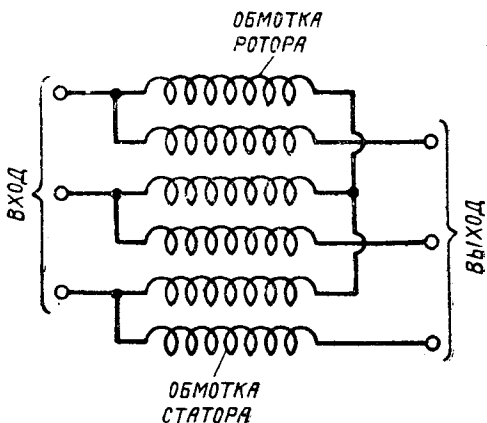


Рис. 115. Схема включения потенциал-регулятора.

относительно статора, вследствие чего также плавно изменяется фаза напряжения статора по отношению к напряжению ротора.

Если на рис. 116 вектор E_1 представляет собой фазное напряжение обмотки ротора, а E_2 — то же для статора, то совершенно очевидно, что результирующее напряжение, подаваемое на первичную обмотку анодного трансформатора, будет равно E_3 . Величина E_3 будет меняться в зависимости от изменения угла сдвига по фазе между E_1 и E_2 . При совпадении фаз напряжений E_1 и E_2 , результирующее напряжение $E_3 = E_1 + E_2$ и при расхождении фаз на 180° — $E_3 = E_1 - E_2$.

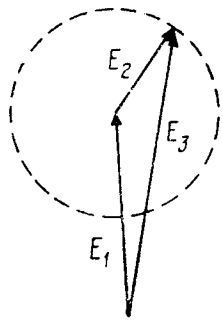


Рис. 116. Векторная диаграмма напряжений потенциал-регулятора для одной фазы.

Все промежуточные положения вектора E_3 будут соответствовать значениям $E_3 < E_1 + E_2$.

Плавная регулировка напряжения является ценным свойством потенциал-регулятора. К его недостаткам следует отнести значительную величину индуктивности рассеяния его обмоток из-за наличия воздушного зазора, что вызывает добавочное падение напряжения при изменении нагрузки.

В некоторых случаях для регулировки выпрямленного напряжения применяют секционированные реостаты, включаемые в цепь выпрямленного тока. Однако, этот метод сопряжен с потерей энергии, что ухудшает кпд установки, почему он и не рекомендуется.

При зарядке аккумуляторных батарей весьма часто для регулирования напряжения включают в первичную обмотку дроссель с регулируемым воздушным зазором. При уменьшении воздушного зазора индуктивность такого дросселя растет, падение напряжения на нем увеличивается, а напряжение первичной обмотки трансформатора понижается.

К недостаткам такого метода следует отнести наличие плохого коэффициента мощности установки.

2. Параллельная работа выпрямителей

При практических расчетах весьма часто приходится сталкиваться с тем обстоятельством, что ни один из выпускаемых типов вентиля не допускает прохождения по себе тока нужной величины. В этом случае приходится идти на параллельное включение двух или более вентилях.

Параллельная работа однотипных кенотронов и купроксных выпрямителей не вызывает никаких неудобств. Нагрузка между ними распределяется совершенно равномерно.

Другая картина имеет место при параллельной работе газовых вентилях.

Если два однотипных газовых вентиля поставить на параллельную работу без каких бы то ни было приспособлений, то можно с уверенностью сказать, что ее осуществить не удастся.

Прежде всего это происходит по той причине, что нельзя создать двух вентиляей с совершенно одинаковыми зажигательными потенциалами и полностью совпадающими вольтамперными характеристиками.

Неравенство зажигательных потенциалов естественно приводит к принятию на себя полной нагрузки одним вентиляем, а неидентичность вольтамперных характеристик обуславливает неустойчивость параллельной работы вентиляей при изменении нагрузки в том случае, если даже их зажигательные потенциалы одинаковы, и при включении оба вентиля приняли на себя нагрузку в равной степени.

Дело в том, что при изменении силы нагрузочного тока падения напряжения в отдельных вентиляях могут оказаться не равными, что приведет к перебросу нагрузки полностью на одного из них.

Во избежание этого явления приходится прибегать к искусственным мероприятиям, обеспечивающим вполне устойчивую параллельную работу. Для этой цели либо последовательно с каждым вентиляем включают добавочное сопротивление, как это указано на рис. 117, либо ставят так называемый „уравнительный дроссель“ (рис. 118).

Величину анодных сопротивлений нужно подобрать такой, чтобы на всем диапазоне изменения нагрузки падение напряжения на них было бы больше, чем падение напряжения в дуге выпрямителей.

В этом случае неблагоприятного влияния на параллельную работу различия вольтамперных характеристик вентиляей можно

не принимать во внимание. Однако, введение сопротивлений неизбежно влечет за собой потерю энергии, что экономически невыгодно. Поэтому указанный способ практически не применяется.

Принцип действия уравнительного дросселя заключается в следующем. Сам дроссель имеет две обмотки, намотанные на двух

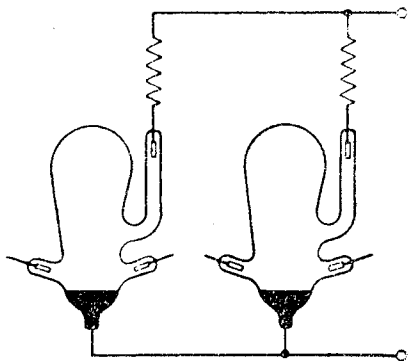


Рис. 117. Схема включения анодных сопротивлений для осуществления параллельной работы выпрямителей.

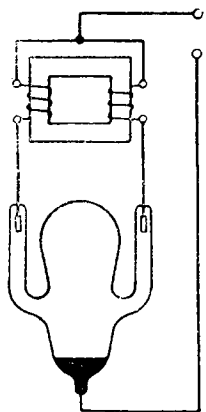


Рис. 118. Схема включения анодного уравнительного дросселя.

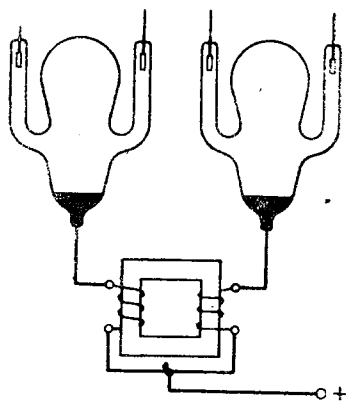


Рис. 119. Схема включения катодного уравнительного дросселя.

железных сердечниках с общей магнитной цепью. Обе обмотки соединены последовательно и средняя точка их соединяется с источником тока, а концы приключаются к анодам выпрямителей.

Если ток пойдет по какому-либо одному вентилю, то в обмотках дросселя будут индуцироваться две эдс. В той обмотке, по которой проходит ток, создается противо-эдс индуктивности, направленная навстречу приложенному напряжению, а в обмотке, находящейся без тока эдс противоположного направления, т. е. складывающаяся с напряжением источника тока. Благодаря этому обстоятельству неработающий вентиль, находясь под более высоким анодным потенциалом, вынужден будет пропустить через себя ток, чем и обеспечивается параллельная работа. При малейших неравномерностях в величине разветвляющихся токов магнитное равновесие дросселя нарушается, напряжения на его обмотках становятся неодинаковыми, что приводит к выравниванию токов, идущих по вентилям.

Уравнительный дроссель может быть применен также и для осуществления параллельной работы двух многофазных ртутных выпрямителей, для чего включение его производится по схеме рис. 119.

ЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Введение	5
--------------------	---

Глава I. Общие принципы выпрямления переменного тока.

1. Принцип выпрямления тока	6
2. Однофазное и многофазное выпрямление	7
3. Однотактное и двухтактное выпрямление	8
4. Способы выпрямления переменного тока и классификация выпрямителей	9
5. Требования, предъявляемые к электрическому вентилю	10
6. Полярность электрического вентиля	11
7. Характер нагрузки выпрямительных устройств на радиопередатчик	11

Глава II. Общая теория выпрямления переменного тока.

1. Выпрямление однофазного тока	12
2. Однофазное выпрямление с использованием обоих полупериодов переменного напряжения	19
3. Основные соотношения между токами и напряжениями в нормальных многофазных параллельных схемах выпрямителей	20
4. Переменная составляющая выпрямленного напряжения	22
5. Амплитуда обратного напряжения, прикладываемого к вентилю m -фазного выпрямителя	23
6. Работа трансформатора на выпрямитель	25
7. Специальные схемы включения выпрямителей, применяемые для питания радиоустройств	32
8. Падение выпрямленного напряжения, обусловленное омическим сопротивлением и индуктивностью рассеяния обмоток трансформатора	41

Глава III. Сглаживающие фильтры

1. Назначение электрического фильтра	58
2. Фильтрующее действие индуктивности и емкости	59
3. Основные требования, предъявляемые к фильтру	61
4. Расчет Г-образного фильтра по заданному коэффициенту пульсации	62
5. Проверка расчета Г-образного фильтра на коэффициенты использования обмоток трансформатора	64
6. Проверка Г-образного фильтра на неустановившийся режим при включении и выключении выпрямительного устройства	68
7. Проверка Г-образного фильтра на качество сигнала при телеграфной манипуляции радиопередатчика	74
8. Проверка Г-образного фильтра на демодуляцию в телефонном радиопередатчике	80
9. Расчет П-образного фильтра	82
10. Примеры расчетов электрических фильтров	84

Глава IV. Электронные выпрямители (кенотроны).

1. Основной принцип работы кенотрона и его характеристика	92
2. Основные параметры кенотрона	93
3. Потери в кенотроне и выбор рабочего режима	9

4. Влияние питания катода кенотрона переменным током на величину его анодного тока	96
5. Катод кенотрона	97
6. Анод и стеклянный баллон кенотрона	98
7. Область применения и схемы включения кенотронов	99
8. Расчет кенотронного выпрямителя	99

Глава V. Ртутный выпрямитель.

1. Устройство и принцип действия ртутного выпрямителя	110
2. Вольтамперная характеристика ртутного выпрямителя	113
3. Дуговой разряд и падение напряжения в ртутном выпрямителе	115
4. Обратный ток ртутного выпрямителя	116
5. Обратное зажигание в ртутных выпрямителях	117
6. Влияние заряда стенок сосуда выпрямителя на зажигаемый потенциал	119
7. Тепловой режим ртутного выпрямителя	121
8. Пуск в ход ртутного выпрямителя	122
9. Коэффициент полезного действия ртутного выпрямителя	125
10. Области применения и схемы включения ртутных выпрямителей	125
11. Конструктивное оформление и промышленные типы ртутных выпрямителей	126

Глава VI. Газотроны.

1. Устройство и принцип действия газотрона	130
2. Устройство катода газотрона	134
3. Анод газотрона. Промышленные типы газотронов	135

Глава VII. Тиратроны.

1. Устройство тиратрона и принцип его действия	137
2. Запирающее действие сетки и сеточный ток	139
3. Статические характеристики тиратронов	139
4. Работа тиратрона при переменном анодном напряжении	140
5. Технические методы осуществления сдвига по фазе между анодным и сеточным напряжениями	145
6. Основные соотношения между токами и напряжениями в схемах с управляемыми выпрямителями	148
7. Применение тиратронов в радиотехнических установках	151

Глава VIII. Новые типы газовых вентилей. Твердые и сухие выпрямители.

1. Игнайтрон	153
2. Купроксный выпрямитель	155
3. Жидкий электролитический выпрямитель	157

Глава IX. Общие вопросы, связанные с проектированием выпрямительных устройств.

1. Регулирование выпрямленного напряжения	158
2. Параллельная работа выпрямителей	160

Цена 3 р. 75 к.

28808

„СВЯЗЬИЗДАТ“

ИЗДАТЕЛЬСТВО РАДИО И ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СВЯЗИ

ПО ВОПРОСАМ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СВЯЗИ И РАДИО

МОСКВА

ЗАКАЗЫ НАПРАВЛЯТЬ ПО АДРЕСУ:

Мо ква, Петровка, 15, магазин № 8 МОГИЗА

„КНИГА — ПОЧТОЙ“