

Г. С. ВЕКСЛЕР  
Я. И. ТЕТЕЛЬБАУМ



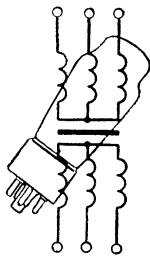
ЛЕКТРОПИТАНИЕ  
РАДИО-  
УСТРОЙСТВ

ЛЕКТРОПИТАНИЕ РАДИО УСТРОЙСТВ

**Г. С. Векслер**  
**Н. П. Тетельбаум**

# ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ РАДИО- УСТРОЙСТВ

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ



*Допущено Министерством  
высшего и среднего специаль-  
ного образования УССР в ка-  
честве учебника для студен-  
тов радиотехнических фа-  
культетов вузов УССР*



Scan ЮНЦ

**Издательство „ТЕХНІКА“**

**КИЕВ 1966**

В книге рассмотрены неуправляемые и управляемые выпрямители, сглаживающие фильтры, стабилизаторы и области использования выпрямительных схем при разных видах нагрузки. Значительное внимание уделено применению полупроводниковых приборов. Рассмотрены также схемы электропитания мощных радиоустановок и маломощной радиоаппаратуры.

Учебник предназначен для студентов радиотехнической специальности стационарных вузов и может быть использован студентами смежных специальностей и заочниками, а также инженерами и опытными техниками.

6Ф2.14  
В26

621.311.6 621 396.6 (075.8)

Рецензент *В. Е. Китаев*, канд. техн. наук

---

Редакция литературы по вопросам  
энергетики, радио и телевидения  
Зав. редакцией инж. *Р. П. Рак*

3-3-12  
504-66

## **Предисловие**

В настоящее время трудно назвать такую отрасль народного хозяйства, науки и техники, где бы не применялись радиотехнические методы и радиоустройства. В связи с ростом числа самых разнообразных радиоэлектронных приборов большое значение приобрело электропитание радиоустройств.

От электропитающей установки во многом зависят качественные показатели радиоустройства, его надежность, стоимость, габариты, вес и коэффициент полезного действия (к. п. д.).

До конца семилетки 1959—1965 гг. в Советском Союзе будет работать 24 млн. радиоприемников, 15 млн. телевизоров, а также много сотен радиовещательных и телевизионных передатчиков, потребляющих сотни и даже тысячи киловатт каждый. Таким образом, мощность, потребляемая от сети только радиовещательными и телевизионными устройствами, составляет несколько миллионов киловатт, т. е. примерно равна мощности таких крупных ГЭС, как Куйбышевская и Волгоградская. Поэтому рациональное и экономичное электропитание радиоустройств приобрело народнохозяйственное значение.

В учебнике изложена теоретическая часть курса; мелким шрифтом напечатан материал, который можно опустить при первоначальном изучении. В учебнике не приведены примеры электрических и конструктивных расчетов электропитающих установок, так как они относятся к самостоятельному учебному пособию по проектированию.

Главы II, III, IV, VI и X написаны доц., канд. техн. наук Я. И. Тетельбаумом, а главы I, V, VII, VIII и IX — доц., канд. техн. наук Г. С. Векслером.

При подготовке второго издания учебника внесены исправления с учетом опыта преподавания по учебнику. Некоторым уточнениям подверглась глава V в связи с новыми работами в области транзисторных сглаживающих фильтров. Исправлены отдельные рисунки и схемы.



Авторы благодарят рецензентов доц. В. Е. Китаева, проф. В. В. Огиевского и доц. Е. Ф. Замору, Г. А. Швецова и Б. И. Швецкого, способствовавших своими замечаниями улучшению книги.

Все замечания и пожелания просим направлять по адресу: Киев, 4, Пушкинская, 28, издательство «Техніка».

*Авторы*

## **ВВЕДЕНИЕ**

### **§ 1. ЭЛЕКТРОПИТАЮЩИЕ УСТАНОВКИ**

Современные радиоустройства содержат электронные лампы, полупроводниковые приборы, элементы защиты и управления и потребляют мощность от долей ватта до тысяч киловатт при различных напряжениях (от долей вольта до десятков и сотен киловольт) постоянного (в основном) или переменного тока.

Анодные цепи электронных ламп потребляют постоянный ток от нескольких миллиампер, при напряжениях порядка сотен вольт (при малых мощностях), до нескольких сотен ампер, при напряжениях более десяти киловольт (при больших мощностях радиоустройств). Накальные цепи маломощных электронных ламп потребляют (чаще на переменном токе) десятые доли ампера, при напряжении несколько вольт, а мощных генераторных ламп — сотни и даже тысячи ампер, при напряжении в десятки вольт. Полупроводниковые приборы не требуют накала и потребляют, в зависимости от их мощности, постоянные токи от нескольких миллиампер до нескольких ампер, при напряжении от нескольких десятых вольта до нескольких десятков вольт.

Электронно-лучевые и фотоэлектрические приборы потребляют постоянные токи, измеряемые микроамперами и миллиамперами, при напряжениях до десятков киловольт. В отдельных случаях, например, при питании приборов СВЧ (мощных импульсных клистронов, магнетронов и ламп бегущей волны) необходимые постоянные напряжения достигают сотен киловольт.

Коммутационная, сигнализационная, защитная и вспомогательная (например, для охлаждения) аппаратура работает от стандартных напряжений электрической сети переменного (гораздо реже постоянного) тока.

Для нормальной работы радиоустройств, в частности измерительной аппаратуры, величины питающего напряжения или тока нужно поддерживать неизменными (стабильными).

Передвижные и переносные радиоустройства питаются от собственных источников энергии. Например, сложная радиоаппаратура, устанавливаемая на кораблях-спутниках и автоматических

межпланетных станциях питается от химических источников тока и солнечных батарей.

Стационарные устройства питаются от энергосетей и только некоторые из них могут иметь собственную энергобазу на случай аварии.

Электропитающими называют все устройства, которые вырабатывают электрическую энергию, транспортируют ее к месту потребления, преобразовывают по роду тока, регулируют и стабилизируют по величине.

Ряд элементов электропитающих установок (электрические двигатели и генераторы, трансформаторы, машинные преобразователи, измерительные приборы и другая вспомогательная аппаратура) относятся к электрооборудованию радиоустройств. В этой книге рассмотрены выпрямители со сглаживающими фильтрами, химические и специальные источники тока, некоторые типы преобразователей, регуляторы и стабилизаторы напряжения и тока, а также отдельные элементы управления, блокировки и сигнализации (УБС).

Для большинства радиоустройств (кроме маломощных переносных аппаратов) наиболее распространенной схемой питания является: сеть переменного тока (50 гц) — выпрямитель (или трансформатор) — потребитель.

При питании переменным током можно с помощью отдельных выпрямителей получить несколько разных (по величине) напряжений постоянного тока, необходимых для различных цепей аппаратуры. Исходя из этого, в настоящее время даже на судах и самолетах устанавливают генераторы переменного тока (обычно повышенной частоты).

## **§ 2. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ЭЛЕКТРОПИТАЮЩИМ УСТАНОВКАМ**

К электропитающим установкам, наряду с выполнением ГОСТ, действующих правил и норм, предъявляют следующие требования.

### **Электрические требования**

1. Напряжение  $U$  и ток  $I$ , обеспечиваемые установкой, должны равняться заданным номинальным значениям при высоких к. п. д. и коэффициенте мощности в питающей сети. Иногда задается внешняя характеристика  $U = \varphi(I)$  в некотором интервале.

2. Нормальная работа радиоустройства должна обеспечиваться при заданных изменениях напряжения питающей сети и ее частоты, номинальные значения которых являются стандартными.

3. Величина пульсаций, наводок в питающем напряжении, а также величина помех, создаваемых самим электропитающим устройством другим аппаратам, не должны превышать допустимых.

4. Отклонения напряжения и тока в течение гарантийного срока службы источника питания должны быть не более допустимых.

### **Конструктивные требования**

1. Высокая надежность при минимальном весе и габаритах, удобных для компоновки радиоустройства в целом.

2. Максимальное применение стандартных узлов и деталей и минимальное использование остродефицитных материалов.

3. Удобство эксплуатации, осмотра и ремонта.

4. Работоспособность при всех заданных климатических условиях и вибростойкость (для передвижных устройств).

5. Обеспечение заданного времени готовности к работе (после включения) и продолжительности непрерывной работы.

### **Экономические требования**

1. Малые установочные (первоначальные) затраты.

2. Малые эксплуатационные расходы, в частности, небольшая стоимость одного часа работы.

3. Обеспечение заданного срока службы.

При расчете и конструировании электропитающих устройств приходится учитывать конкретные условия. Например, для самолетных и ракетных радиоустройств самыми важными показателями являются вес, габариты и малая потребляемая мощность наряду с высокой надежностью. При этом допустимы несколько повышенная стоимость и применение дефицитных материалов, срок службы может быть уменьшен.

## **§ 3. ИЗ ИСТОРИИ РАЗВИТИЯ ЭЛЕКТРОПИТАЮЩИХ УСТАНОВОК**

Первыми электропитающими устройствами были химические источники, к которым относится гальванический элемент, изобретенный А. Вольта в 1800 г. и усовершенствованный Даниэлем в 1838 г. В 1868 г. был разработан элемент с двуокисью марганца — прообраз современных элементов. В 1859 г. был создан кислотный аккумулятор, а в начале XX века — щелочной.

Уже в 1873 г. начинают изготавливать электрические машины с вращающимся ротором, получившие широкое применение. Появляется переменный ток, которым впервые воспользовался П. Н. Яблочков для целей освещения. М. О. Доливо-Добровольский разрабатывает трехфазную систему, строит первый трехфазный двигатель (1889 г.) и в 1891 г. осуществляет передачу электрической энергии на расстояние 175 км. П. Н. Яблочков изобретает трансформатор (1876 г.).

На заре развития радиотехники, когда А. С. Попов приступил к своим опытам (1895 г.), можно было применить для питания радиоустройств как электрические машины, так и электрохимические источники, которые вследствие простоты были использованы первыми. Их широко применяют и сейчас для питания малоомощной переносной радиоаппаратуры. Мощные искровые, а затем и ламповые радиопередатчики, первоначально питали от высоковольтных аккумуляторных батарей.

Например, в Москве в 1914 г. на Ходынской радиостанции применяли аккумуляторную батарею напряжением 12 *кв* и емкостью 54 *а·ч*, для размещения которой пришлось построить специальное здание.

Для преобразования переменного тока в постоянный до 1912 г. в основном применяли вращающиеся преобразователи (двигатель-генераторы), пока не появились ртутные выпрямители. Первые работы о вентильных свойствах ртутной дуги относятся к 1882 г. В 1900 г. исследованием вентильных свойств дуги Петрова занимался академик В. Ф. Миткевич. В 1908 г. Юнгом был изобретен низковольтный ртутный выпрямитель. Начиная с 1915 г. ртутные выпрямители получают широкое распространение.

В начале XX в. Флеминг разработал первый электронный прибор — двухэлектродную лампу (диод), обладающую односторонней проводимостью (вентильными свойствами), которая была применена в выпрямителях радиоустройств.

Для получения высоких выпрямленных напряжений с кенотронными вентилями были предложены схемы с умножением напряжения (Коккрофт, Шенкель, Латур) и разработаны высоковольтные кенотроны.

Высоковольтные кенотронные выпрямители компактнее химических источников, но вследствие большого внутреннего сопротивления вентилях их к. п. д. низок. Высокие к. п. д. были достигнуты при использовании высоковольтных ртутных вентилях, разработанных и примененных на Свердловской радиостанции в 1921 г. под руководством В. П. Володина, впоследствии первого лауреата золотой медали им. А. С. Попова.

За границей первое время считали, что в СССР применяют высоковольтные ртутные вентили вследствие неумения изготовлять хорошие кенотроны. Однако В. П. Володин настолько усовершенствовал стеклянный высоковольтный ртутный вентиль, а также доказал целесообразность его применения, что вентили советского производства стали покупать заграничные фирмы.

В 1924 г. под руководством В. К. Крапивина был разработан и изготовлен первый отечественный металлический ртутный выпрямитель. Этот выпрямитель дал возможность при наличии одного прибора получать ток выше 100 *а* (современные выпрямители такого типа дают выпрямленный ток порядка тысяч ампер при мощности в тысячи киловатт).

В дальнейшем появились газоразрядные вентили с накаливаемым катодом (газотроны и тиратроны).



В разработке и внедрении этих приборов приняли активное участие С. А. Зусмановский, К. В. Стахурский, Ю. Д. Болдырь. В 1930 г. появились выпрямительные установки на газотронах, а в 1933 г. — управляемые выпрямители на тиратронах.

Первые полупроводниковые (купроксные) вентили разработал в 1927 г. Грондаль. В 1934 г. наша промышленность освоила изготовление сухих меднозакисных выпрямителей и следом за ними (1938 г.) селеновых.

В Ленинградском физико-техническом институте под руководством акад. А. Ф. Иоффе, а также в других институтах и на заводах Н. Л. Эрстов, А. И. Стефановский, В. Г. Комар, С. Б. Юдицкий, А. В. Левинзон с 1934 по 1938 гг. провели важные работы в области полупроводниковых вентилях. В. Е. Лашкарев и С. И. Пекар (АН УССР) значительно развили теорию работы полупроводниковых приборов.

Дальнейшим шагом вперед в области электропитания явилась разработка (40-е годы XX в.) новых перспективных типов полупроводниковых вентилях (германиевых и кремниевых), которые в настоящее время уже получили широкое применение. Они обеспечивают высокий к. п. д. и компактность установок.

Много ценного внесли отечественные ученые в теорию и расчет выпрямителей. Можно назвать работу А. Л. Гершуна (1901 г.) и докторскую диссертацию Н. Д. Папалекси (1912 г.), в которой рассмотрено действие индуктивностей в анодной и катодной цепях вентилях.

В. Ф. Миткевич (1901 г.) предложил схему трехфазного выпрямителя со средней точкой во вторичной обмотке трансформатора. П. Павловский (1906 г.) получил первый патент на полупроводниковый (сульфидный) вентиль. В 1921 г. (патент 1924 г.) В. П. Вологдин предложил каскадную схему выпрямления, известную под названием «схема Вологодина». В 1923 г. А. Н. Ларионов предложил мостовую трехфазную схему выпрямления, которую в литературе иногда ошибочно приписывали Грецу — автору однофазной мостовой схемы выпрямления. В 1926 г. А. А. Чернышев — изобретатель подогревного (эквивалентного) катода — создал схему на кенотронных вентилях для получения очень высоких напряжений.

Б. П. Асеев (1930 г.) и Г. С. Цыкин (1936 г.) создали общий метод инженерного расчета кенотронного выпрямителя, работающего на нагрузку с емкостной реакцией. Его усовершенствовали Б. П. Терентьев, А. М. Утевский, К. Б. Мазель. Фундаментальные работы по инженерному расчету селеновых выпрямителей выполнил В. Г. Комар.

В 1914 г. Н. Д. Папалекси применил для регулирования напряжения простейший магнитный усилитель — дроссель насыщения. Стабилизация напряжения является отраслью науки об автоматическом регулировании, основоположниками и создателями которой являются знаменитые русские ученые И. Д. Вышнеградский и Н. Е. Жуковский. В области электротехники и радиотехники эти работы продолжили В. С. Кулебакин, А. А. Фельдбаум, Б. С. Сотсков и др. Оригинальные схемы стабилизаторов предложили В. Г. Комар (для кинотехнических устройств), И. Марьяновский (для нужд строительства Дворца Советов), В. В. Петров (для техники связи), В. В. Ковалевская (для стабилизации напряжения), Д. М. Казарновский (с нелинейными конденсаторами).

Г. И. Бабат и И. Л. Каганов предложили использовать управляемые выпрямители для генерирования реактивной энергии нужного знака. Эти выпря-

мители усовершенствованы и внедряются в народное хозяйство сотрудниками Киевского политехнического института под руководством И. М. Чиженко, за что им была в 1962 г. присуждена Ленинская премия.

Отечественные ученые продолжали плодотворно работать над усовершенствованием электропитающих устройств. Б. В. Курчатов и Ю. А. Дунаев создали капсульный тип сульфидного вентиля. Группа А. И. Стефановского удостоена Государственной премии в 1951 г. за усовершенствования в области селеновых вентилях. Наши ученые (К. Г. Трофимов и др.) работают над созданием новых селеновых выпрямителей с пробивным напряжением около 100 в. Ими разработаны и освоены германиевые и кремниевые выпрямители. Это позволяет сократить число вентилях элементов в схемах, значительно понизить стоимость и уменьшить габариты электропитающих установок. Работниками Научно-исследовательского кинофотоинститута созданы новые системы стабилизации напряжения металлических ртутных выпрямителей. Разработаны безнасосные металлические ртутные вентиля. Во Всесоюзном электротехническом институте им. Ленина освоены управляемые кремниевые вентиля.

Советские ученые В. П. Вологдин, А. М. Кугушев, И. Л. Каганов, Б. П. Терентьев и другие создали ряд учебников и руководств в области выпрямителей и других элементов электропитающих установок.

Электропитающие установки вместе с радиоустройствами непрерывно совершенствуются в направлении снижения стоимости, габаритов, веса, повышения надежности, улучшения энергетических и качественных показателей.

## **ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕНТИЛЕЙ**

### **§ 1. ВЕНТИЛИ И ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К НИМ ТРЕБОВАНИЯ**

Под выпрямлением понимают преобразование переменного тока в постоянный. Устройство, осуществляющее выпрямление, называют выпрямителем (рис. 1,а). Для получения постоянной составляющей тока, которой не было на входе выпрямителя, применяют нелинейный элемент — вентиль, обладающий практически однополярной (односторонней) проводимостью.

Вентиль преобразует переменный ток в пульсирующий. В таком токе, помимо постоянной, содержатся также и переменные составляющие, которые сглаживаются фильтром до требуемого уровня.

В большинстве случаев при непосредственном подключении вентиля к сети переменного тока не обеспечивается получение заданной величины напряжения, необходимого потребителю. Поэтому, как правило, выпрямители снабжаются трансформатором (повышающим или понижающим), который также изолирует питающую сеть от потребителя, допуская заземление необходимого зажима выпрямителя. Для получения стабильного по величине выпрямленного напряжения применяют стабилизаторы. Стабилизаторы переменного напряжения ставят до или после трансформатора. Иногда трансформатор конструируют так, что он является одновременно и стабилизатором.

Стабилизаторы постоянного напряжения ставят после фильтра. Как правило, для удовлетворения требований потребителя в части стабильности выпрямленного напряжения бывает достаточно применить один из стабилизаторов на стороне переменного или постоянного тока.

Принципиально необходимым элементом выпрямителя является только вентиль, условное изображение которого приведено на рис. 1,б. Вентиль хорошо пропускает ток в направлении от анода к катоду. Это направление тока принято называть прямым. Соответственно сопротивление вентиля, напряжение на нем, потери в нем и ток через него при этом направлении будем называть прямым и обозначать индексом «пр». Направление тока,

противоположное прямому, будем называть обратным и все величины, относящиеся к этому направлению — обратными, обозначая их индексом «об».

На вольт-амперных характеристиках  $i_b = \varphi(u_b)$  (рис. 1, в, г, д) прямое направление тока соответствует первому квадранту, обратное — третьему. Чем больше будут отличаться друг от друга сопротивления вентиля  $r_{об}$  и  $r_{пр}$ , тем сильнее скажется его однополярность и тем больше будет относительное содержание

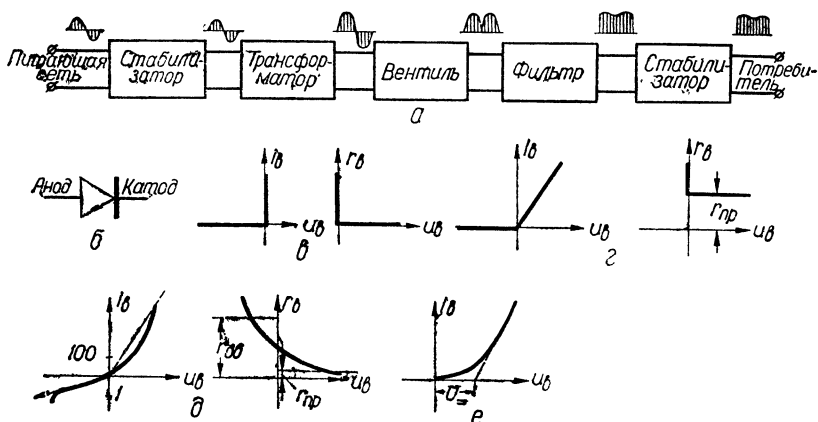


Рис. 1. Выпрямитель и вентиль:

а — скелетная схема выпрямителя; б — условное обозначение вентиля, в, г, д и е — характеристики различных вентиляй.

постоянной составляющей  $I_{\Sigma}$  в выпрямленном токе. Поэтому вентиль с характеристиками, приведенными на рис. 1, в, предпочитают вентиль с характеристиками, приведенными на рис. 1, г. Вентиль (рис. 1, в) следует признать идеальным, так как его обратное сопротивление  $r_{об}$  равно бесконечности, а прямое  $r_{в}$  — нулю.

Характеристики одного из типов (полупроводникового) вентиляй (рис. 1, д; сплошные линии) указывают на то, что его прямое и обратное сопротивления зависят от величины мгновенных значений соответственно прямого и обратного напряжений. Тангенс угла между касательной к кривой  $i_b = \varphi(u_b)$  в данной точке и осью тока соответствует величине сопротивления в этой точке [рис. 1, д; зависимость  $r_b = \psi(u_b)$ ].

При расчете режима работы вентиляй обычно прибегают к спрямлению криволинейных характеристик, что позволяет упростить математический анализ и расчетные соотношения. Одно из возможных спрямлений показано штрихом на рис. 1, д. Представляя

вольт-амперную характеристику в виде двух полупрямых, получаем, что сопротивление  $r_{об}$  не зависит от обратного напряжения, а сопротивление  $r_{пр}$  — от прямого напряжения (штриховые линии на рис. 1, д). Величины  $r_{об}$  и  $r_{пр}$  определены по наклону штриховых полупрямых  $i_b = f(u_b)$ .

Другое возможное 'спрямление' приведено на рис. 1, е. Здесь вентиль заменен источником с напряжением  $U_-$  и прямым сопротивлением.

Принципиальная схема простейшего выпрямителя приведена на рис. 2, а, а временные диаграммы, характеризующие его работу, — на рис. 2, б. Такая схема выпрямления называется однополупериодной однофазной, так как в ней выпрямляется только один полупериод подведенного однофазного напряжения. Обратное напряжение на вентиле изменяется во времени и достигает максимального значения  $U_{mоб}$  при максимуме подведенного напряжения обратной полярности. Так как обратное сопротивление вентиль  $r_{об}$  во много раз превышает сопротивление  $r_n$ , то максимальные значения напряжения питания и обратного численно практически равны. Под обратным напряжением, прикладываемым к вентилю в схеме, обычно понимают максимальное значение  $U_{mоб}$ .

Для нормальной работы в схеме вентиль должен:

- 1) выдержать приложенное к нему обратное напряжение;
- 2) выдержать мощность, которая рассеивается на его электродах;
- 3) обеспечить необходимое максимальное значение прямого тока;
- 4) обеспечить высокий к. п. д., т. е. иметь малые прямые и обратные потери;
- 5) выдержать перегрузку по току в течение времени, достаточного, чтобы сработала защита устройства.

Кроме того, вентиль должен обладать достаточной механической прочностью, работать в заданном положении, быть надежным и долговечным, готовым к действию не позднее нужного времени (после включения) и недорогостоящим.

Однополярность в вентилях может быть получена механиче-

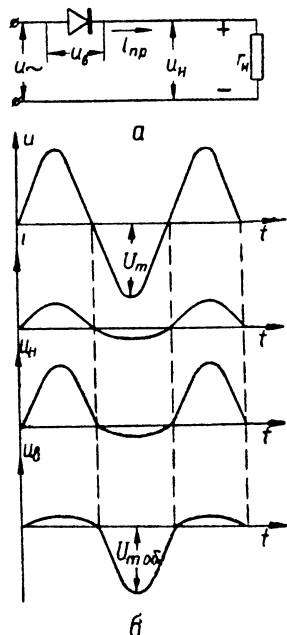


Рис. 2. Однополупериодный однофазный выпрямитель:

а — принципиальная схема; б — временные диаграммы тока и напряжений.



ским и электрическим путем. Сообразно с этим проводят и классификацию вентилях (рис. 3).

Для питания радиоустройств применяют почти всегда электрические вентилях: для питания мощных устройств — ионные (при высоких напряжениях) и полупроводниковые (при низких напряжениях); для питания маломощных устройств — кенотронные и полупроводниковые (селеновые, германиевые и кремниевые). До освоения селеновых вентилях наряду с купроксными

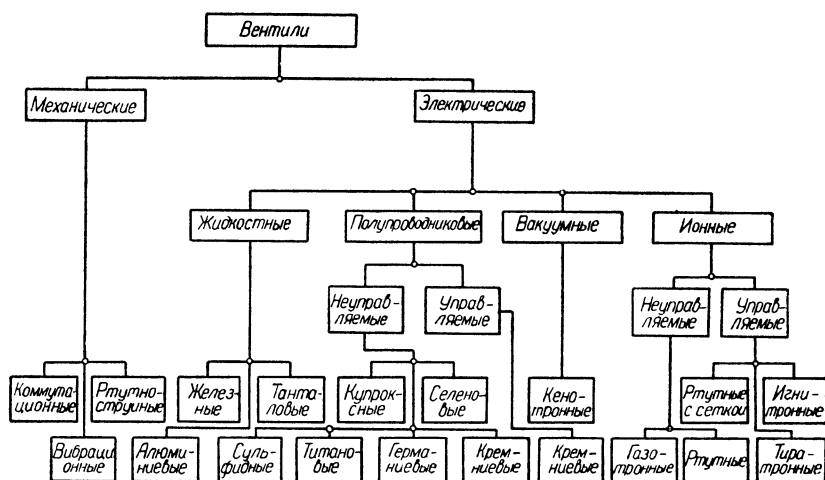


Рис. 3. Классификация вентилях.

применяли также сульфидные капсюльные вентилях. Управляемые выпрямители строят на тиратронах и управляемых кремниевых вентилях, реже — на игнитронах и ртутных вентилях с сеткой. Жидкостные и ртутноструйные вентилях для питания радиоустановок не применяют.

Вибрационные вентилях применяют при питании переносной радиоаппаратуры (гл. IX), коммутационные вентилях — для получения больших выпрямленных токов (десятки килоампер) в электрохимической промышленности.

## § 2. КЕНОТРОНЫ

Кенотроны обладают большим прямым сопротивлением (табл. 1) — порядка нескольких сотен ом, а у маломощных высоковольтных кенотронов оно доходит до нескольких десятков килоом. Это обусловило применение кенотронов для выпрямления

Основные данные некоторых кенотронов

Таблица 1

Тип	Напряжения накала, в	Ток накала, а	Допустимое обратное напряжение, в	Допустимое амплитудное значение анодного тока <sup>1</sup> , ма	Ориентировочная величина выпрямленного тока <sup>2</sup> , ма	Допустимая мощность рассеяния на аноде, вт	Внутреннее сопротивление, ком	Допустимое напряжение между подогревателем и катодом, в	Срок службы, ч	Количество анодов, шт	Тип накала
1Ц1С	0,7	0,18	15 000	5	0,5	0,5	6	—	500	1	Прямой
1Ц7С	1,25	0,2	30 000	17	2	—	10	—	500	1	»
1Ц1П	1,2	0,2	20 000	2	0,3	—	20	—	—	1	»
2Ц2С	2,5	1,75	12 500	100	7	—	4,5	—	500	1	»
5Ц3С	5	3	1 700	750	115	—	0,16	—	500	2 <sup>3</sup>	»
5Ц4М	5	2	1 550	415	67	—	0,18	—	500	2 <sup>3</sup>	Косвенный
5Ц8С	5	5	1 700	1 200	200	30	0,11	—	500	2 <sup>3</sup>	»
5Ц9С	5	3	1 700	600	95	12	0,25	—	500	2 <sup>3</sup>	»
5Ц12П	5	0,77	5 000	350	50	5	0,4	—	—	1	Прямой
6Ц4П	6,3	0,6	1 000	300	37	3	0,25	400	500	2 <sup>3</sup>	Косвенный
6Ц5С	6,3	0,6	1 100	300	37	—	0,25	450	500	2 <sup>3</sup>	»
6Ц10П	6,3	1	4 500	450	120	—	0,1	750	—	1	»
6Ц13П	6,3	0,95	1 600	900	120	8	0,2	—	—	1	»
6Ц15С	6,3	1,43	1 350	375	62	—	—	450	—	2 <sup>3</sup>	Косвенный <sup>4</sup>
30Ц1М	30	0,3	500	500	90	—	0,15	—	500	1	»
30Ц6С	30	0,3	500	500	60	—	0,15	—	500	2	»
В1-0,03/13	2,5	4,65	13 000	3 000	30	15	—	350	500	1	Прямой <sup>5</sup>
В1-0,1/40	5	6	40 000	750	100	75	—	—	500	1	»
В1-0,05/70	5	32	70 000	—	100	100	0,5	—	300	1	»
В11-30/25	10	6	25 000	30 000	30	12	0,1	—	250	1	Косвенный

<sup>1</sup> Для вольфрамового катода — ток насыщения.<sup>2</sup> При работе на нагрузку с емкостной реакцией в типовом режиме.<sup>3</sup> Данные приведены для одного анода.<sup>4</sup> С разделенными катодами.<sup>5</sup> Не допускается одновременное включение напряжений накала и анода.

относительно небольших токов: от долей миллиампера до нескольких сотен миллиампер. Допустимое обратное напряжение для кенотрона может достигать сотен киловольт. Кенотронные вентили целесообразно применять для выпрямления напряжений от ста вольт до десятков киловольт. Выпрямляемые мощности при этом невелики — обычно несколько десятков или сотен ватт. Для получения токов бо́льших, чем может обеспечить один кенотрон, можно включать несколько кенотронов параллельно. Значительно понижает полный к. п. д. выпрямительного устройства затрата мощности на накал. Характерной особенностью конструкции кенотронов является превышение (в 7—10 раз) максимального значения прямого тока над его постоянной составляющей, что позволяет использовать кенотрон как в импульсном режиме, так и при работе на емкость.

Кенотрон нечувствителен к изменению окружающей температуры в широких пределах и может работать в любом положении.

В большинстве типов кенотронов можно включать одновременно накальное и анодное напряжения.

В некоторых типах кенотронов анодное напряжение можно включать лишь после того, как установился тепловой режим катода. При недокаленном катоде возрастает прямое сопротивление, что приводит к увеличению потерь в вентиле и чрезмерному разогреву анода. При этом из анода выделяются газы, ухудшается вакуум и может произойти пробой или разрушение катода положительными ионами газа. Следовательно, пусковой период таких кенотронов заключается в прогреве катода и составляет для весьма нагруженных кенотронов 35—40 сек при подогревном и несколько секунд при катоде прямого накала.

От накальных обмоток кенотронов не следует питать накалы ламп потребителя, если катод соединен внутри баллона с нитью подогревателя или выпрямленное напряжение превышает допустимое между подогревателем и катодом (табл. 1). Это вытекает из того, что катод кенотрона (рис. 4, а) имеет положительный потенциал выпрямленного напряжения, а катоды ламп потребителя находятся под его отрицательным потенциалом. Таким образом, при общей обмотке накала между катодом и нитью подогревателя будет приложено полное выпрямленное напряжение, которое может пробить изоляцию и привести к короткому замыканию.

Ряд кенотронов имеет в одном баллоне два анода и один общий катод, что удобно для схемы двухполупериодного двухфазного выпрямления (рис. 4, б). Кенотроны 6Ц15С, 30Ц6С и другие представляют собою два отдельных вентиля с общим подогревателем катодов, помещенных в один стеклянный баллон. Указан-

ные вентили можно использовать в независимых друг от друга выпрямителях (рис. 4, в) и в схеме Греча (§ 3 гл. VI). Однако при этом необходимо, чтобы разность потенциалов между катодами отдельных вентилях была меньше удвоенного напряжения, допустимого между каждым из катодов и нитью подогревателя. Величина этого напряжения приведена в табл. 1.

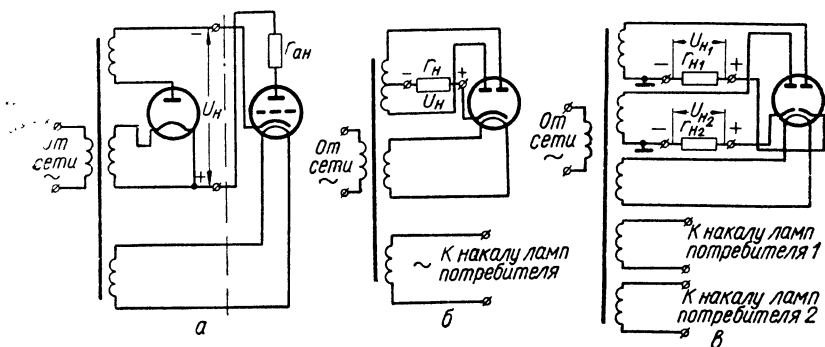


Рис. 4. Схемы выпрямителей на кенотронах:

а — однополупериодная однофазная на кенотроне с прямым накалом; б — двухполупериодная двухфазная на кенотроне с общим катодом на одно выпрямленное напряжение, в — однополупериодная однофазная на кенотроне с разделенными катодами на два отдельных выпрямленных напряжения.

### § 3. ИОННЫЕ ВЕНТИЛИ С НАКАЛЕННЫМ КАТОДОМ

Прямое падение напряжения ионных вентилях с накаливаемым катодом, в зависимости от наполняющего их газа или паров, составляет примерно 10—20 в и не зависит от прямого тока, который может достигать десятков ампер (табл. 2). Исходя из этого, ионные вентили целесообразно применять для выпрямления больших токов (от 1 до 100 а) при напряжениях от нескольких сотен вольт, что позволяет получить приемлемый к. п. д. Мощность, которая затрачивается на накал вентиля, обычно составляет десятки—сотни ватт и при больших выпрямляемых мощностях не может существенно понизить общий к. п. д. выпрямителя.

Ионные приборы с ртутным наполнением имеют узкий предел рабочих температур (15—35° С). Этот предел расширяется от —60 до +90° С для приборов с газовым наполнением. Однако последние обычно имеют срок службы в несколько раз меньше. Ртутные приборы очень критичны к напряжению накала (допустимые пределы его изменений от —5 до +10%) и требуют перед включением анодного напряжения предварительного разогрева катода, который длится для мощных тиратронов и газотронов до 30—40 мин.

Основные данные некоторых газотронов и тиратронов

Таблица 2

Тип	Наполнение	Напряжение накала, в	Ток накала, а	Допустимое обратное напряжение, з	Допустимое амплитудное значение анодного тока, а	Прямое падение напряжения, в	Напряжение зажигания, в	Время разогрева катода		Допустимая температура окружающей среды, град	Срок службы при частоте 50 гц, ч	Количество анодов, шт.	Тип накала	Сеточное напряжение, в
								после длительного хранения, мин	перед очередным включением, мин					
Газотроны														
ВГ-129	Пары ртути	2,5	9	5 000	1,5	15	20	45	3	15÷35	1500	1	Прямой	—
ВГ-163 <sup>1</sup>	»	5,0	32	15 000	50	18	60	120	20	15÷35	3000	1	Косвенный	—
ВГ-176	Артон	2,5	11	150	9	14	20	0,5	0,5	—20÷60	1000	24	Прямой	—
ВГ-236	Пары ртути	2,5	20	7 000	4	16	25	60	5	15÷35	2000	1	»	—
ВГ-237	»	5,0	22	10 000	10	16	25	90	5	15÷35	2000	1	»	—
ГГ1-0,25/1,5 <sup>1</sup>	»	5,0	3,3	1 500	0,8	18	—	20	0,1	15÷50	500	2	» <sup>5</sup>	—
ГГ1-0,5/5	Ксенон + криптон	2,5	8,5	5 000	1,5	20	—	—	1	—20÷60	800	1	Прямой	—
Тиратроны														
ТГ1Б	Ксенон + криптон	6,3	0,225	240	0,12	20	—	—	0,15	—	500	21	Косвенный	—
ТГ1-1/0,8	То же	6,3	3	800	6	15	—	—	1	—60÷70	—	1	Прямой	15
ТГ1-0,1/1,3 <sup>2</sup>	»	6,3	0,6	1 300	0,5	11	60	—	0,15	—	500	1	Косвенный	7
ТГ3-0,1/1,3 <sup>3</sup>	»	6,3	0,6	1 300	0,5	11	70	—	0,15	—	500	1	»	7
ТГ1-5/3	»	5	21	3 000	15	22	—	—	0,65	—20÷60	800	1	Прямой	—
ТГ1-2,5/4	»	5	12	4 000	8	20	220	—	1	—60÷70	500	1	»	25
ТГ1-2,5/10 <sup>6</sup>	Ксенон	5	15	10 000	8	20	—	—	3	—50÷55	300	1	Косвенный	50
ТГ1-5/2	»	5	15	2 000	15	18	—	30	5	15÷45	2000	1	»	—
ТГ1-6/15	Пары ртути	5	23	15 000	20	18	—	60	15	15÷35	1000	1	»	85
ТГ1-15/15 <sup>1</sup>	»	5	40	15 000	47	20	—	60	30	15÷35	1000	1	»	100
ТГ1-40/15 <sup>1</sup>	»	5	68	15 000	120	20	—	120	30	15÷35	3000	1	»	120
ТГ1-85/15 <sup>1</sup>	»	5	130	1 500	300	20	—	120	40	15÷35	1000	1	»	100

<sup>1</sup> Во вновь разрабатываемой аппаратуре не применяются<sup>2</sup> Четырехэлектродный.<sup>3</sup> Пятиэлектродный.<sup>4</sup> Данные приведены для одного анода<sup>5</sup> Допускает одновременное включение напряжений анодного и накального.<sup>6</sup> Во вновь разрабатываемой аппаратуре не применяется, заменяют на ТГ3-2,5/10.



Существуют специальные типы ионных приборов, допускающие одновременное включение напряжений накала и анода (например, ГР1-0,25/1,5), что сопряжено однако с уменьшением срока службы.

Совершенно недопустимо продолжение работы при выключенном накале. Поэтому при срабатывании предохранителей в цепи накала анодное напряжение должно автоматически отключаться. Часто, с целью безопасности вентилей, в цепи накала самостоятельные предохранители не ставят.

Ртутные приборы рассчитаны на конденсацию паров в горловине баллона, поэтому они могут работать только в вертикальном положении, чтобы горловина была внизу.

Приборы с накалимым катодом обладают малой перегрузочной способностью и их не следует применять в устройствах, где могут быть броски тока или импульсная нагрузка.

Время деионизации определяет частотный предел в работе тиратронов (сетка при повышенных частотах теряет управляющее действие): до 1 кГц — у ртутных и до нескольких килогерц у тиратронов с газовым наполнением. Для еще более высоких частот разработаны специальные тиратроны с водородным наполнением.

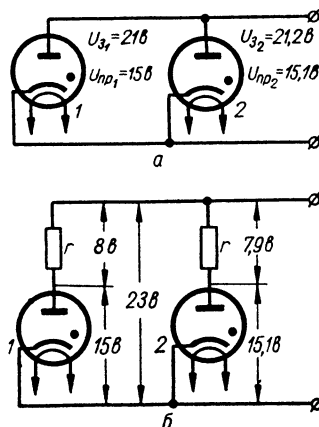


Рис. 5. Схема параллельного включения ионных вентилей:

а — неправильная; б — правильная, с активными балластными сопротивлениями.

Иногда, в целях унификации, целесообразно применять тиратроны в качестве неуправляемых вентилей. При этом сетку тиратрона соединяют с катодом через активное сопротивление или подают на нее небольшой по отношению к катоду положительный потенциал.

Для получения заданного тока изредка приходится пользоваться параллельным включением ионных вентилей. Схема включения, изображенная на рис. 5, а, не годится, так как вентили имеют неодинаковые напряжения зажигания  $U_з$ . При напряжении 21 в зажжется вентиль 1 и затем напряжение на обоих вентилях упадет до прямого  $U_{пр}$ , равного 15 в. Таким образом, вентиль 2 работать не будет. Для обеспечения работы обоих вентилей в анодную или катодную цепь каждого включают балластное сопротивление (можно и реактивное). Величину балластного сопротивления подбирают так, чтобы сумма падений напряжения на нем и прямого напряжения на первом вентиле была при номинальном токе выше максимального напряжения зажигания для данного типа вентилей (на рис. 5, б принято 23 в).

Включение активных балластных сопротивлений уменьшает к. п. д.; в этом отношении выгоднее реактивные сопротивления, но они несколько уменьшают коэффициент мощности схемы.

#### § 4. РТУТНЫЕ ВЕНТИЛИ С ЖИДКИМ КАТОДОМ

Ртутные вентили (экситроны и игнитроны) — ионные приборы с жидким катодом — допускают большие плотности тока на катode и выдерживают 100%-ную перегрузку по току в течение 20 сек.

Эти свойства ртутных вентиляй обусловили их применение в импульсных режимах и, в частности, для питания радиотелеграфных передатчиков. Однако в современных радиопередающих устройствах чаще применяют тиратроны нежели ртутные вентили.

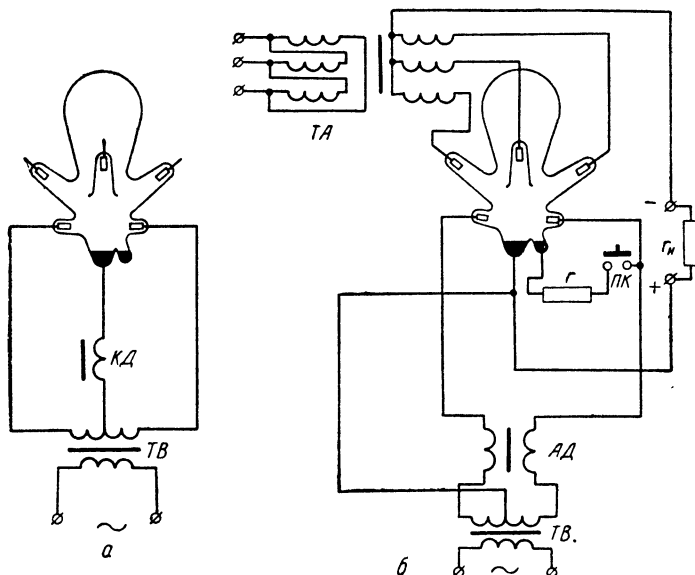


Рис. 6. Схемы ртутных выпрямителей:

*а* — катодный дроссель в цепи возбуждения; *б* — полная схема выпрямителя с анодными дросселями в цепи возбуждения.

Среднее значение выпрямленного тока ограничено температурой внутри ртутного вентиля. Повышение температуры приводит к уменьшению допустимого обратного напряжения. Для предотвращения этого нежелательного явления вентили в стеклянных баллонах на токи 60 а и выше охлаждают вентиляторами.

Чтобы дуговой разряд в вентиле не прекращался при отсутствии тока (или при его чрезмерном уменьшении) в цепи рабочих (главных) анодов, в некоторых типах вентиляй добавляют аноды возбуждения, питаемые от отдельного трансформатора ТВ (рис. 6,а). Чтобы дуга в цепи анодов возбуждения не прерывалась при малых мгно-

венных значениях тока возбуждения, который пульсирует с удвоенной частотой питающей сети, в цепь катода ставят «затягивающий» дроссель *КД* (рис. 6,а).

По этому дросселю проходит постоянная составляющая тока возбуждения, в результате чего необходимо увеличивать габариты катодного дросселя (§ 2 гл. V). Удобнее пользоваться для этой же цели двумя анодными дросселями *АД* (рис. 6,б), которые выполнены на одном сердечнике так, что их постоянные магнитные поля уничтожаются. Габариты такого дросселя меньше, чем катодного.

Заслуга в разработке и внедрении высоковольтных ртутных вентилях принадлежит советским специалистам, возглавляемым В. П. Вологдиным, который также предложил схемы с разгрузочным дросселем, позволяющим увеличить нагрузку в главной цепи на 5—7 а, и автопуска.

Низковольтные стеклянные ртутные вентили выпрямляют токи не более 100 а, высоковольтные — значительно меньшие — до 15 а. Мощность, выпрямляемая стеклянным ртутным выпрямителем, не превышает 200 квт. Прямое падение напряжения у них 20—30 в.

Для выпрямления больших мощностей используют металлические одноанодные и многоанодные ртутные выпрямители.

Многоанодные металлические ртутные вентили громоздки и требуют непрерывного создания вакуума. Более удобны одноанодные отпаянные экситроны, не требующие откачки во время работы и имеющие меньшие габариты (так как в них не может возникнуть зажигание между анодами). Отпаянные экситроны упрощают комплектование и резервирование мощных установок и обладают меньшим прямым напряжением.

Игнитроны по своим свойствам близки к одноанодным металлическим ртутным вентилям. Для их поджигания необходимо импульсное устройство (см. § 4 гл. VII). Импульсы тока в цепи поджигателя достигают 3—15 а, но средняя мощность в этой цепи незначительна. Импульсы для поджигания должны быть положительной полярности (выпрямленными), так как подача на поджигатель минуса относительно катода выводит игнитрон из строя.

Игнитрон, выдерживающий 50—100-кратные перегрузки, можно применять также для импульсных нагрузок. Прямое падение напряжения на нем составляет 12—20 в.

## § 5. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЕНТИЛИ

Для целей выпрямления наиболее широко применяются селеновые, германиевые и кремниевые полупроводниковые вентили. Реже применяют купроксные (меднозакисные) и титановые вентили.

### Купроксные и селеновые вентили

Купроксные вентили допускают плотность тока 30—50 ма/см<sup>2</sup>, обратное напряжение на элемент 12 в и работают при температуре вентиля от —30 до +60°С. Малое обратное напряжение, старение (рост прямого сопротивления со временем) и дефицитность специальных сортов меди существенно ограничивают применение купроксных вентилях в силовых цепях.

Однако в измерительной технике купроксные вентили широко применяются, так как они начинают выпрямлять уже при нескольких милливольтках. Для получения более стабильных параметров купроксные вентили подвергают искусственному старению при температуре 90°C. Искусственно состаренные вентили обладают ухудшенными, но зато стабильными во времени параметрами и допускают работу при температуре 70°C.

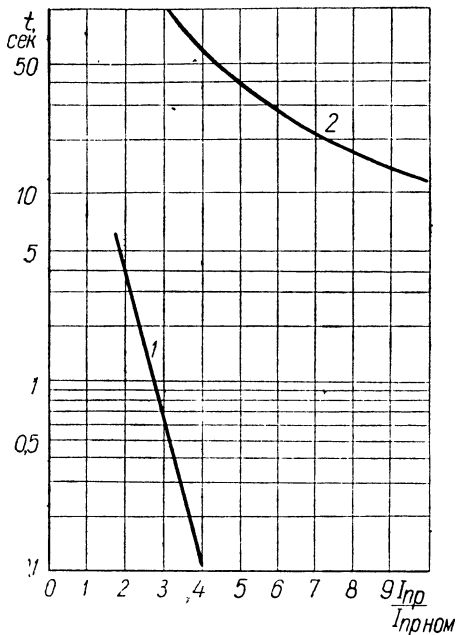


Рис. 7. Сравнительные перегрузочные характеристики для вентиляй:  
1 — германиевых; 2 — селеновых.

Промышленность изготавливает купроксные вентили с односторонним слоем закиси меди в виде шайб диаметром 20 и 40 мм и в виде таблеток (без отверстия) диаметром 2,5; 4 и 7 мм. Типовые столбы из этих элементов рассчитаны на выпрямленные токи от 0,4 до 80 а и выпрямленные напряжения соответственно от 300 до 2,5 в. Кроме того, выпускают прямоугольные пластины с двухсторонним слоем закиси меди размером 80 × 300 мм.

Срок службы купроксных вентиляй, гарантируемый заводом, составляет один год. За это время происходит наиболее интенсивное старение, ухудшаются характеристики вентиля, но его работоспособность сохраняется в течение нескольких десятков тысяч часов.

Селеновые вентили изготавливают четырех серий: А и Г — с допустимым нагревом вентиля соответственно до 75 и до 80°C, Е — с допустимой температурой окружающей среды до 100°C и Я — с двойной плотностью тока (номинальная плотность такая же, как у купроксных вентиляй, — порядка 30 ма/см<sup>2</sup> при естественном охлаждении).

Прямое сопротивление селенового вентиля несколько больше, чем у купроксного.

Селеновый вентиль хорошо выдерживает перегрузку по току (рис. 7). Десятикратную перегрузку вентили выдерживают в течение примерно 10 сек, что значительно превышает время срабатывания защиты.

В процессе производства селеновые вентили подвергают формовке: пропускают значительный обратный ток при повышенной температуре (не более  $80^{\circ}\text{C}$ ). При этом формируется запирающий слой и обратное сопротивление вентиля возрастает в десятки и сотни раз при небольшом возрастании прямого сопротивления.

При длительном бездействии селеновые вентили расформовываются, т. е. значительно уменьшается сопротивление запирающего слоя. В результате обратный ток может превысить допустимый в 5—10 раз и перегреть элемент.

Расформовка — процесс обратимый и вентили могут быть восстановлены подформовкой. Для этого выпрямитель, в котором расформованы вентили, включают на 10 мин под переменное напряжение, равное половине номинального значения, а затем в течение 2 ч — на номинальное напряжение.

В зависимости от величины допустимого обратного напряжения, определяемого допустимым значением обратного тока, вентили делят на классы В, Г, Д, Е, И, К (при  $U_{\text{т об}}$  соответственно 28, 36, 42, 49, 56, 63 в).

В зависимости от прямого напряжения при пропускании через вентиль прямого классификационного тока селеновые вентили можно разделить на группы. Лучшие элементы соответствуют 3-й группе ( $U_{\text{пр}} = 0,45 \div 0,55$  в), худшие — 2-й группе ( $U_{\text{пр}} = 0,55 \div 0,65$  в).

При уменьшении температуры окружающей среды наблюдается значительное увеличение прямого и падение обратного сопротивлений, что приводит к увеличению прямого падения напряжения и обратного тока и снижает выпрямленное напряжение. При температуре  $-60^{\circ}\text{C}$  снижение величины выпрямленного напряжения для элементов классов В и Г доходит до 10%, а для элементов остальных классов — до 5%.

При температурах окружающего воздуха свыше  $35^{\circ}\text{C}$  процесс старения активизируется. Для задержки этого процесса при работе на повышенных температурах рекомендуют снижать нагрев вентиля, уменьшая выделяемую на нем электрическую мощность (табл. 3). Это делают за счет уменьшения подводимого переменного напряжения и выпрямленного тока по отношению к номинальным значениям.

Селеновые элементы обладают положительным свойством «самозалечивания». Если в результате местного пробоя возникнет короткое замыкание небольшой площади вентиля, то весь ток вентиля устремляется через этот участок. Возросшая при этом плотность тока приводит к значительному перегреву материала, в результате чего кристаллический селен плавится, превращается в аморфный и заливает место короткого замыкания. Аморфный селен, будучи диэлектриком, изолирует место пробоя. Вентиль восстанавливается, а его площадь незначительно уменьшается за счет «залеченного» места пробоя.

Селеновые вентили одного класса можно соединять последовательно. При этом допустимое обратное напряжение для схемы увеличивается во столько раз, сколько ( $N_1$ ) вентиля включено последовательно. Вентили одной и той же группы можно соеди-



нить параллельно. Допустимый прямой ток такой схемы возрастает в 2 раза при двух вентилях, а при  $N_2$  параллельно соединенных вентилях в  $0,9N_2$  раз. Дополнительный коэффициент 0,9 вводят для предотвращения перегрузки вентиляй с меньшим прямым сопротивлением.

На рис. 8, а и б приведены соответственно последовательно-параллельная и параллельно-последовательная схемы смешанного соединения вентиляй. Обе схемы дают возможность при утроенном напряжении пропустить прямой ток примерно в 4 раза

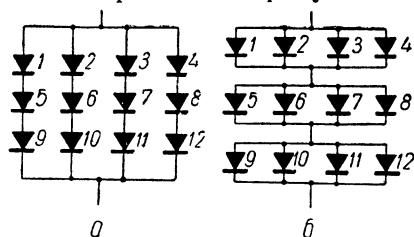


Рис. 8. Схемы смешанных соединений селеновых вентиляй:

а — последовательно-параллельная; б — параллельно-последовательная.

Этот процесс может привести к значительному росту обратного напряжения на вентиле 1 с последующим пробоем, после чего обратное напряжение на каждом из вентиляй 5 и 9 возрастет больше допустимого. В результате вся группа вентиляй 1, 5 и 9 выйдет из строя.

В схеме (рис. 8, б) вентиля 1, 2, 3 и 4 находятся под одним и тем же обратным напряжением. Поэтому через вентиль 1, имеющий большее обратное сопротивление, пойдет обратный ток меньший, чем через вентиля 2, 3 и 4.

Однако вследствие неидентичности отдельных вентиляй параллельно-последовательная схема (рис. 8, б) оказывается в эксплуатации более надежной.

Пусть вентиль 1 (рис. 8, а) имеет большее обратное сопротивление, чем вентиля 5 и 9. Тогда в обратный период обратное напряжение на нем будет больше, чем на вентилях 5 и 9. При этом вентиль 1 будет интенсивнее подформовываться и его обратное сопротивление еще больше возрастет.

Таблица 3

Рекомендованные режимы работы селеновых вентиляй при положительных температурах окружающей среды

Температура окружающей среды <sup>1</sup> , град	Варианты режимов	
	Обратное напряжение, %	Выпрямленный ток, %
До 25 . . . . .	100	120
» 35 . . . . .	100	100
От 35 до 50 . . . . .	100	80
	80	100
» 50 » 60 . . . . .	80	60
	60	80
	65 <sup>2</sup>	45 <sup>2</sup>

<sup>1</sup> Для элементов серии Г предел температуры увеличивается на 5° С.

<sup>2</sup> Для схем трехфазного питания.

Вентиль 1 будет слабее формироваться и постепенно все вентили 1, 2, 3 и 4 будут иметь одинаковое обратное сопротивление.

Пусть вентиль 1 в схеме (рис. 8, а) имеет прямое сопротивление большее, чем вентили 5 и 9. Так как через все эти вентили проходит один и тот же ток, то вентиль 1 будет сильнее нагреваться, интенсивнее стариться и его прямое сопротивление будет увеличиваться. При неблагоприятных условиях вентиль 1 может от перегрева выйти из строя. Если он при этом закоротится, то от возросшего обратного напряжения выйдут из строя вентили 5 и 9. Если же в нем будет обрыв, то это приведет к отключению всей группы вентилях 1, 5 и 9.

В схеме (рис. 8, б) в вентиль 1 вследствие большего прямого сопротивления будет ответвляться меньший ток, вентиль будет стариться меньше, чем вентили 2, 3 и 4, и с течением времени прямые сопротивления всех вентилях одной группы будут одинаковыми.

Предположим, что в схеме (рис. 8, а) произошло местное самозакорачивание вентиля 1, тогда ток через вентили 1, 5 и 9 возрастет незначительно. Проходя через закороченное место, он может оказаться недостаточным, чтобы расплавить селен, и самозалечивание не наступит. Вентили 5 и 9 могут выйти из строя вследствие пробоя возросшим обратным напряжением.

В схеме на рис. 8, б через закороченное место вентиля 1 будет проходить весь прямой ток группы, состоящей из 1, 2, 3 и 4 вентилях (в данном примере он в 4 раза больше тока одного вентиля), который может быть достаточным, чтобы расплавить селен и изолировать закороченное место в вентиле 1. Однополярность вентиля 1 будет восстановлена.

Следовательно, параллельно-последовательная схема более надежна и обеспечивает постепенную нивелировку параметров отдельных вентилях.

Под сроком службы вентиля понимают время, по истечении которого выпрямленное напряжение снижается на 6—10%. После этого старение вентиля заметно замедляется и дальнейшее падение напряжения становится почти несущественным. Для восстановления номинального значения выпрямленного напряжения повышают переменное напряжение примерно на 10%, подключая дополнительные витки вторичной обмотки трансформатора. Эти витки заранее предусматривают при конструировании селеновых выпрямителей. Завод-изготовитель гарантирует срок службы вентилях не менее: 20 000 ч для класса В, 15 000 ч для классов Г, Д и Е и 5000 ч для классов И и К. Общий гарантийный срок на селеновые вентили, включая время работы и хранения, составляет 5 лет.

Ассортимент отечественных вентилях очень богат. Селеновые элементы изготавливаются круглой формы диаметром 5, 7, 12, 18 и 25 мм, квадратные — со стороной квадрата 15, 22, 30, 40, 60, 75, 90 и 100 мм и прямоугольные — размерами 100 × 200, 100 × 300 и 100 × 400 мм. Селеновые столбы изготавливаются на разные напряжения и токи.

### Германиевые и кремниевые вентили

Несмотря на достигнутое за последнее время значительное повышение допустимого обратного напряжения на селеновых вентилях, все же, при выпрямлении напряжений свыше несколь-

ких десятков вольт, приходится соединять их последовательно. Это неудобство и весьма малая допустимая плотность тока являются существенными недостатками селеновых вентиляей.

Таблица 4

**Основные данные некоторых кремниевых и германиевых вентиляей малой и средней мощности (при температуре окружающей среды 25° С)**

Тип	Допустимый выпрямленный ток (среднее значение), а	Допустимая амплитуда обратного напряжения, в	Прямое падение напряжения, в	Обратный ток при максимальном напряжении (среднее значение), ма	Допустимая температура окружающей среды, град
<b>Кремниевые</b>					
Д202÷Д205	0,4	100÷400 <sup>1</sup>	1,0	0,5	—60÷125
Д206÷Д211	0,1	100÷600 <sup>2</sup>	1,0	0,1	—60÷125
Д214÷Д215А	5—10 <sup>3</sup>	100÷200 <sup>3</sup>	1,0	3	—60÷125
Д221÷Д222	0,4	400 и 600 <sup>4</sup>	1,0	0,5	—60÷125
Д231÷Д234Б	10 <sup>6</sup>	300÷600 <sup>5</sup>	1,0	3	—60÷125
<b>Германиевые</b>					
Д302	1	200	0,25	1,0	—60÷70
Д303	3 <sup>6</sup>	150	0,3	1,0	—60÷70
Д304	5 <sup>6</sup>	100	0,3	3,0	—60÷70
Д305	10 <sup>6</sup>	50	0,35	3,0	—60÷70
Д1001 <sup>7</sup>	0,1	2000	6,5	0,15	—60÷70
Д1001А <sup>8</sup>	0,1	1000×2	3,5	0,15	—60÷70
Д1002 <sup>7</sup>	0,3	2000	7,5	0,6	—60÷70
Д1002А <sup>8</sup>	0,3	1000×2	4,0	0,6	—60÷70
Д1003А <sup>8</sup>	0,3	500×2	2,0	0,3	—60÷70
Д7А÷Д7Ж <sup>9</sup>	0,3	50—400 <sup>10</sup>	0,5	0,3	—60÷70

Примечания: 1. Кремниевые вентиляи допускают пятикратную перегрузку по току в продолжении 50 мсек.

2. Ориентировочный срок службы вентиляей 2000 ч.

<sup>1</sup> Д202 — 100 в; Д203 — 200 в; Д204 — 300 в; Д205 — 400 в.

<sup>2</sup> Д206 — 100 в; Д207 — 200 в; Д208 — 300 в; Д209 — 400 в; Д210 — 500 в; Д211 — 600 в.

<sup>3</sup> Д214 — 5 а, 100 в; Д214А — 10 а, 100 в; Д215 — 5 а, 200 в; Д215А — 10 а, 250 в; с теплоотводящим радиатором.

<sup>4</sup> Д221 — 400 в; Д222 — 600 в.

<sup>5</sup> Д231, Д231А, Д231Б — 300 в; Д232, Д232А, Д232Б — 400 в; Д233, Д233Б — 500 в; Д234Б — 600 в.

<sup>6</sup> С теплоотводящим радиатором.

<sup>7</sup> Два отдельных столбика, соединенные внутренней перемычкой последовательно

<sup>8</sup> Два отдельных столбика с внешними выводами.

<sup>9</sup> В новых конструкциях заменяют кремниевым вентиляем. Один из возможных вариантов замены — вентиля Д226.

<sup>10</sup> Д7А — 50 в; Д7Б — 100 в; Д7В — 150 в; Д7Г — 200 в; Д7Д — 300 в; Д7Ж — 400 в.

Германиевые и кремниевые вентили выгодно отличаются от купроксных и селеновых большей допустимой величиной обратного напряжения — до нескольких сотен вольт (достигающей в некоторых образцах кремниевых вентилях свыше 1000 в) и высокой допустимой плотностью тока, порядка 100 а/см<sup>2</sup>. Эти свойства позволяют получать значительные выпрямленные мощности при малых габаритах.

Таблица 5

**Основные данные силовых кремниевых и германиевых вентилях (при температуре окружающей среды 35° С)**

Тип	Допустимый выпрямленный ток (среднее значение), а					Допустимая ампли- туда обратного напряжения, в	Прямое падение напряжения <sup>1</sup> , в	Обратный ток при максимальном обрат- ном напряжении, ма	Допустимая темпе- ратура p-n-пере- хода, град
	Охлаждение								
	естест- венное	дустье 2,5 м/сек	дустье 5 м/сек	дустье 15 м/сек	водяное 4 л/мин				
Кремниевые									
BK-10	10 <sup>3</sup>	—	—	20	—	50÷300	0,4÷0,9	4 <sup>3</sup>	140
BK-25	—	—	25	50	—	50÷300	0,4÷0,9	10 <sup>3</sup>	140
BK-50	—	—	50	100	—	50÷200	0,4÷0,9	20 <sup>3</sup>	140
BK-100	—	—	100	150	—	50÷200	0,4÷0,9	40 <sup>3</sup>	140
BKB-200	—	—	—	—	200	50÷200	0,4÷0,9	80 <sup>3</sup>	140
Германиевые									
BГ-10 <sup>4</sup>	4	10	15	—	—	15÷150	<0,5	<10	65
BГ-50 <sup>5</sup>	20	50	60	—	—	15÷150	<0,5	<20	65
ГВВ-200 <sup>6</sup>	—	—	—	—	200	15÷110	0,6÷0,8	50	—
ВГВ-500 <sup>7</sup>	—	—	—	—	500	15÷100	0,8÷1,0	100	—

Примечания: 1. Ориентировочный срок службы силовых вентилях порядка 5000 ч.

2. Германиевые вентили при кратковременных перегрузках по току допускают нагрев р-п-перехода до 75—80° С и устойчиво работают при температуре окружающей среды от —40 до +50° С при относительной влажности до 98%.

<sup>1</sup> В зависимости от группы вентиля.

<sup>2</sup> С радиатором, без радиатора — 5а.

<sup>3</sup> При номинальном токе и температуре р-п-перехода 140° С, при меньших токах — 0,04% от прямого тока.

<sup>4</sup> От ВГ-10-15 до ВГ-10-150, в зависимости от допустимого обратного напряжения: 15, 30, 50, 80, 100 и 150 в.

<sup>5</sup> От ВГ-50-15 до ВГ-50-150, в зависимости от допустимого обратного напряжения: 15, 30, 50, 80, 100 и 150 в.

<sup>6</sup> От ГВВ-200-15 до ГВВ-200-110, в зависимости от допустимого обратного напряжения: 15, 30, 45, 55, 80, 110 в.

<sup>7</sup> От ВГВ-500-15 до ВГВ-500-100, в зависимости от допустимого обратного напряжения: 15, 30, 50, 80, 100 в.

В электропитающих устройствах применяют плоскостные германиевые и кремниевые вентили. Различают вентили малой мощности — на токи до  $0,3\text{ а}$ , средней мощности — на токи до  $10\text{ а}$  и большой мощности (силовые) — на токи свыше  $10\text{ а}$  (табл. 4 и 5).

Кремниевые вентили допускают бо́льшие обратные напряжения, чем германиевые, и более устойчивы при высоких температурах, что позволяет получить большую плотность тока. Но у германиевых вентилях прямое падение напряжения примерно в 1,5—2 раза меньше, чем у кремниевых.

Германиевые и кремниевые вентили большой мощности классифицируют в зависимости от допустимого обратного напряжения по классам и в зависимости от прямого падения напряжения по группам. Германиевые и кремниевые элементы, имея малые размеры, обладают недостаточной теплоемкостью, что является причиной тепловой нестабильности. Как известно, прямой ток этих вентилях меньше зависит от температуры  $p$ - $n$ -перехода, чем обратный, который растет с повышением температуры по закону показательной функции. Изменение температуры германиевого  $p$ - $n$ -перехода на  $1^\circ\text{С}$  вызывает изменение обратного тока на 8—10%. Поэтому перегрев  $p$ - $n$ -перехода свыше нормы, независимо от перегрузки по току или повышения температуры окружающей среды, может привести к значительному росту обратного тока. Последний будет дополнительно перегревать вентиль, повышать его температуру и тем самым способствовать дальнейшему своему росту. Этот цепной процесс может привести к недопустимому перегреву вентиля и его выходу из строя. Значительно слабее проявляется тепловая нестабильность кремниевых вентилях.

Вследствие тепловой нестабильности приходится с ростом температуры окружающей среды существенно уменьшать нагрузку вентиля (рис. 9, а, б, в).

Германиевые и кремниевые вентили очень чувствительны к перегрузке током. Из сравнительных перегрузочных характеристик (рис. 7) видно, что германиевые и кремниевые вентили не выдерживают трехкратную перегрузку даже в течение 1 сек, в то время как селеновые вентили такую перегрузку способны выдерживать в течение 100 сек.

В выпрямительных устройствах надо так располагать вентили, чтобы обеспечить им беспрепятственное охлаждение и минимальный дополнительный подогрев со стороны соседней аппаратуры.

Неблагоприятные условия в схеме создают германиевые и кремниевые вентили при коротком замыкании. Так как их внутреннее сопротивление чрезвычайно мало, то ток короткого

замыкания выпрямителя ограничивается лишь параметрами трансформатора и поэтому достигает, по сравнению с номинальным, очень большого значения. Такое явление в селеновых вентилеях не наблюдается вследствие значительно большего внутреннего сопротивления столба. Большой ток короткого замыкания для германиевых и кремниевых вентилей очень опасен вследствие быстрого нагрева вентилей, а для германиевого  $p$ - $n$ -перехода еще и вследствие его тепловой неустойчивости. Малая перегрузочная способность вентилей (десятикратная перегрузка германиевого вентилей по току не должна длиться более 20 мсек) требует их защиты быстродействующими предохранителями и автоматами (§ 2 гл. X).

Для ослабления влияния тепловой неустойчивости следует использовать силовые вентили в режимах, при которых обратные потери значительно (примерно в 5 раз) меньше, чем прямые (которые не зависят от температуры  $p$ - $n$ -перехода). С этой целью приходится уменьшать обратное напряжение.

Вентили одного типа с одинаковым обратным напряжением допускают последовательное соединение. При этом каждый вентиль следует шунтировать активным сопротивлением порядка 500—2000 ом (меньшая величина для более мощных вентилей). Рекомендуется при таком соединении уменьшать обратное напряжение на каждый вентиль на 10—15%.

Для параллельного соединения силовые вентили одного типа следует весьма тщательно отбирать по прямому падению напряжения — по группе. Уравнительные сопротивления последова-

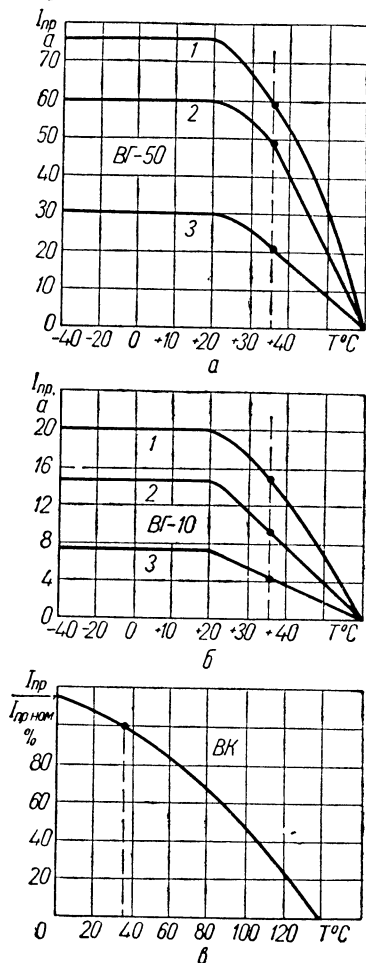


Рис. 9. График зависимости допустимой величины прямого тока от температуры окружающей среды: а — для вентилей BF-50; б — для вентилей BF-10 (1 — обдув 5 м/сек; 2 — обдув 2,5 м/сек; 3 — естественное охлаждение), в — для кремниевых вентилей. Номинальная температура принята равной 35° С.

тельно с каждым вентиляем нежелательны, так как они уменьшат к. п. д. схемы. Ток при параллельном соединении нужно снижать на 15—20% против номинального.

При последовательном соединении вентиляй малой и средней мощности обратное напряжение на каждом из них рекомендуется снизить на 25%. Однако лучше каждый вентиль шунтировать активным сопротивлением порядка десятков килоом и тогда можно не уменьшать номинальное обратное напряжение. (Пример такого включения приведен на рис. 58). Маломощные вентиля (Д7), как и силовые германиевые вентиля, очень чувствительны к температуре окружающей среды, поэтому с ее ростом нужно облегчать тепловой режим *p-n*-перехода за счет уменьшения прямых и обратных потерь. Желательно последовательно с вентилями типа Д7 (если позволяет схема выпрямителя) включать активные сопротивления. Последние должны ограничить ток короткого замыкания настолько, чтобы перегрузочная способность вентиляй обеспечила сохранение их целости.

При высокой температуре окружающей среды (до 250°С) рекомендуется применять высокотемпературные титановые вентиля. Они выпускаются промышленностью на токи от 10 до 500 *ма* и на допустимое обратное напряжение соответственно от 5000 до 15 *в*. Срок службы таких вентиляй от 50 (при 250°С) до 5000 *ч* (при 20°С).

## § 6. СРАВНИТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ВЕНТИЛЕЙ

Вентильная техника в настоящее время развивается преимущественно в области полупроводников. Здесь можно выделить два направления: усовершенствование известных приборов и разработка новых. Селеновые вентиля улучшают в направлении увеличения плотности тока, для чего в катодный сплав добавляют таллий. Это повышает примерно в 2 раза допустимую плотность тока. Кроме того, продолжают поиски возможностей увеличения допустимого обратного напряжения. За несколько лет удалось поднять допустимое обратное напряжение с 25 до 70 *в*. Отечественные селеновые вентиля с обратным напряжением 60 *в* были премированы на Всемирной выставке 1958 г. в Брюсселе. В лабораторных условиях уже получены вентиля с обратным напряжением свыше 100 *в*. Намечаемые усовершенствования селеновых вентиляй, имеющих хорошую перегрузочную способность, поставят их в некоторых областях в один ряд с германиевыми и кремниевыми.

Германиевые и кремниевые вентиля улучшают и в направлении усовершенствования технологии с целью уменьшения раз-

броса параметров и получения вентиляей с большим допустимым обратным напряжением.

Принимают меры для резкого уменьшения величины обратных потерь в кремниевых вентилях. Это дает возможность при температуре  $p$ - $n$ -перехода  $200^{\circ}\text{C}$  не считаться с тепловой нестабильностью.

Разработаны кремниевые управляемые диоды на токи 2, 10, 15 а и более при допустимых обратных напряжениях до 300 в. Работая в схемах вместо тиратронов, они обеспечат больший к. п. д., меньшие габариты, высокую надежность и больший срок службы.

Продолжается также дальнейшее усовершенствование кенотронных и ионных вентиляей, в частности в направлении создания безнакальных кенотронов для малых токов (с фотоэмиссией) и для больших токов (с разогревом катода за счет анодного тока). Уже есть тиратроны с допустимым обратным напряжением 20 кв; ведется работа по созданию приборов на еще больших напряжениях.

Область применения того или иного типа вентиля определяется условиями эксплуатации, техническими требованиями и экономической целесообразностью. На выбор типа вентиля влияют главным образом следующие факторы: 1) цель и условия применения; 2) род нагрузки; 3) величина выпрямленного тока; 4) величина выпрямленного напряжения; 5) к. п. д.; 6) срок службы; 7) стоимость. Выбрать вентиль можно лишь при одновременном учете всех этих факторов в каждом конкретном случае.

Наиболее удобны в эксплуатации полупроводниковые вентиля, имеющие большой срок службы. Они мгновенно после включения готовы к действию, не требуют ухода, не имеют подвижных, изнашивающихся или хрупких частей, работают в любом положении, в достаточном диапазоне температур окружающей среды и нечувствительны к тряске и ударам. Стоимость германиевых и кремниевых вентиляей еще высока, но она быстро снижается по мере усовершенствования технологии их изготовления.

Область применения того или иного типа вентиля определяется в основном допустимыми для него обратным напряжением и прямым током. При малых напряжениях (до 10 в) и особенно при токах порядка десятков ампер целесообразно применять купроксные вентиля. У них наименьшее прямое сопротивление и поэтому к. п. д. будет высоким.

При напряжениях свыше 10 в применяют два и более купроксных элемента, включенных последовательно, что увеличивает прямое сопротивление и уменьшает к. п. д. Селеновые вентиля имеют при одинаковом токе прямое падение напряжения на одном



элементе примерно в два раза больше, чем купроксные. Поэтому при напряжениях, равных нескольким десяткам вольт, к. п. д. обоих типов вентилялей будут одинаковыми, а при более высоких напряжениях преимущества имеют селеновые вентили, допускающие большие обратные напряжения. Наравне с селеновыми можно использовать германиевые и кремниевые вентили, не забывая, однако, что при их применении необходимо устанавливать надежную быстродействующую защиту от перегрузки по току. Прямое падение напряжения на одном элементе у селеновых, германиевых и кремниевых вентилялей одного порядка. При напряжениях свыше 100 в целесообразно применять кремниевые вентили, так как они допускают более высокое обратное напряжение (несколько сотен вольт).

Применение кремниевых вентилялей особенно целесообразно, начиная с выпрямленных токов порядка 100 а. В таких выпрямителях при использовании малогабаритного кремниевого вентиля, допускающего большие плотности тока, можно получить экономии в объеме в три раза по сравнению с германиевым и в 15 раз по сравнению с селеновым.

Начиная с напряжения 100—200 в при токах в несколько единиц и десятков ампер, можно применять газотроны, экситроны, тиратроны и игнитроны. Их прямое падение напряжения, равное 12—20 в, обеспечивает приемлемый к. п. д. При напряжении, достигающем 10—15 кв, к. п. д. установки растет и в высоковольтных мощных выпрямителях близок к 100%. Широко применяют тиратроны, допускающие регулирование выпрямленного напряжения. Однако температурный предел у ионных приборов ограничен, некоторые из них долго разогреваются, другие работают только в определенном положении, многие из них хрупки, некоторые не могут работать в импульсном режиме. Но высоковольтный выпрямитель на этих вентилях получается компактный и сравнительно легкий по весу.

В маломощных выпрямителях для питания измерительной, телевизионной и радиоприемной аппаратуры при напряжениях несколько сотен вольт и токах несколько десятков — сотен миллиампер можно применять как кенотроны, так и маломощные плоскостные германиевые и кремниевые вентили (табл. 4). Для напряжений до 200 в выгоднее применять полупроводниковые вентили, так как у них прямое падение напряжения в десятки раз меньше, чем у кенотрона, при несравнимо меньших габаритах и отсутствии накала. При напряжениях свыше 500 в и токах в несколько десятков миллиампер приходится соединять последовательно несколько вентилялей и применять выравнивающие сопротивления либо столбики из нескольких вентилялей (Д1001 — Д1011).

Для питания анодных цепей электронно-лучевых трубок (напряжение несколько единиц или десятков киловольт при токе до 1 *ма*) можно применять наряду с высоковольтными кенотронами также и высоковольтные селеновые вентили из большого количества последовательно соединенных таблеток (типа ТВС-7 и ТВС-12).

## ОДНОТАКТНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ПРИ АКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

### § 1. ТОКИ И НАПРЯЖЕНИЯ ВО ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКЕ И В НАГРУЗОЧНОМ СОПРОТИВЛЕНИИ

#### Однотактная схема

В однотактной  $m$ -фазной схеме выпрямления (на рис. 10, *a* приведена трехфазная схема) применяется трансформатор с выводом средней точки вторичной обмотки. Аноды вентилей подключаются к фазам вторичной обмотки, а катоды соединяются вместе. Число вентилей в схеме  $m_v$  равно числу фаз вторичной обмотки  $m_1$ , так как к каждой фазе подключен только один вентиль. Нагрузочное сопротивление  $r_n$  включается между общей катодной точкой вентилей  $d$ , которая является положительным полюсом выпрямленного напряжения, и средней (нулевой) точкой трансформатора — отрицательным полюсом. Схема выпрямления с выводом средней точки предложена и впервые исследована в 1901 г. В. Ф. Миткевичем.

Схема рис. 10, *a* относится к простым схемам, так как в ее состав входит только одна выпрямительная секция, состоящая из вторичной обмотки трансформатора и вентильной группы. Сложные схемы (гл. VI) образуются путем последовательного и параллельного соединения выпрямительных секций.

Если фазы вторичной обмотки трансформатора в схеме рис. 10, *a* подключить не к анодам, а к катодам вентилей, то изменится лишь полярность выпрямленного напряжения. Такой вариант (рис. 10, *б*) в однотактной схеме не применяется, так как для большинства типов вентилей (за исключением неуправляемых полупроводниковых с естественным охлаждением) усложняется выполнение вспомогательных, например накальных, цепей. В схеме с катодной группой вентилей (рис. 10, *a*) достаточно иметь общий трансформатор накала, а в схеме с анодной группой (рис. 10, *б*) потребуются отдельные накальные трансформаторы или изолированные друг от друга вторичные обмотки для каждого вентиля.

Рассмотрим работу однотактной схемы, когда она нагружена только на активное сопротивление  $r_n$ . Будем считать вентили идеальными, а трансформатор — не имеющим потерь.

## Временные диаграммы

На рис. 10, в построены диаграммы токов и напряжений для вторичной обмотки трансформатора и нагрузочного сопротивления схемы, изображенной на рис. 10, а ( $m_{11} = m_b = 3$ ). По оси абсцисс

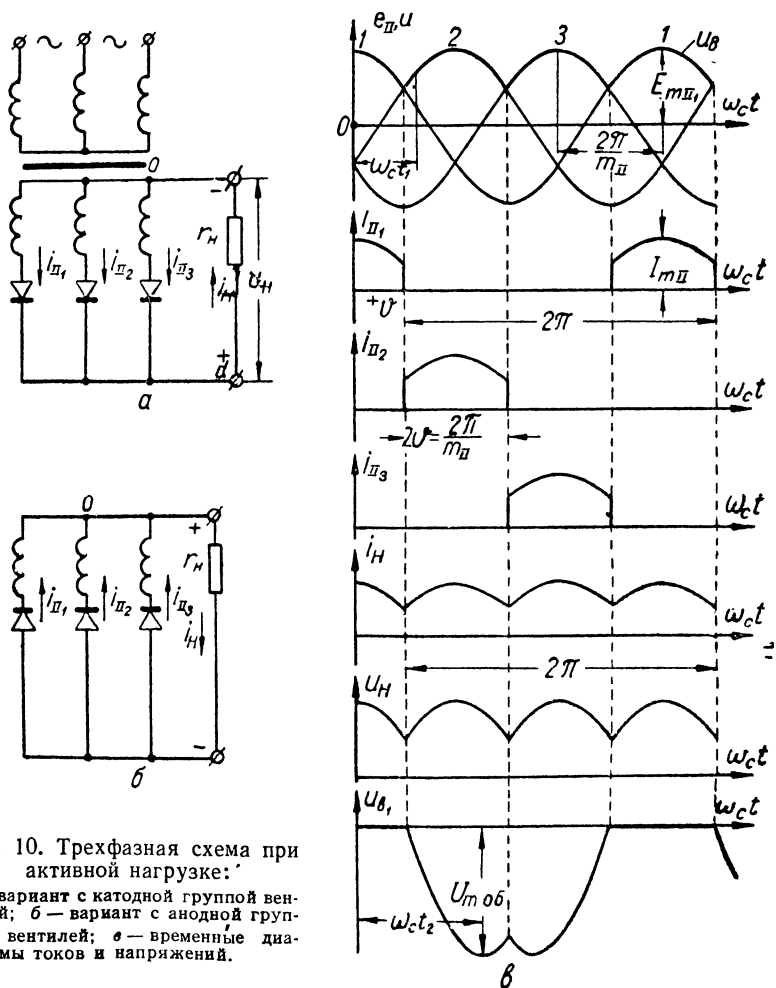


Рис. 10. Трехфазная схема при активной нагрузке:

а — вариант с катодной группой вентилей; б — вариант с анодной группой вентилей; в — временные диаграммы токов и напряжений.

на всех графиках отложен фазовый угол  $\omega_c t$ , где  $\omega_c = 2\pi f_c$  — круговая частота питающего (сетевое) напряжения, а  $t$  — время. Такие диаграммы условимся называть временными.

Напряжение сети, питающей выпрямитель, обычно имеет гармоническую форму. Поэтому электродвижущая сила<sup>1</sup> (э. д. с.), наводимая, например, в первой фазе вторичной обмотки трансформатора, также изменяется по гармоническому закону

$$e_{II_1} = E_{mII_1} \cos \omega_c t, \quad (II-1)$$

где  $E_{mII_1}$  — амплитуда фазной э. д. с.

Э. д. с. в уравнении (II-1) изменяется по закону косинуса, так как начало отсчета координат выбрано в момент прохождения э. д. с.  $e_{II_1}$  амплитудного значения (рис. 10, в).

Э. д. с. других фаз вторичной обмотки имеют такую же амплитуду и форму, но сдвинуты по фазе на угол  $\frac{2\pi}{m_{II}}$ , как показано на верхней временной диаграмме. Таким образом, например,

$$e_{II_2} = E_{mII_2} \cos \left( \omega_c t - \frac{2\pi}{m_{II}} \right), \quad (II-2)$$

причем при симметрии фаз в схеме  $E_{mII_1} = E_{mII_2} = E_{mII_3} = E_{mII}$ .

На временных диаграммах (рис. 10, в и ниже) цифры возле кривых указывают порядковый номер фазных э. д. с.  $e_{II}$ ; например, кривая 2 соответствует э. д. с.  $e_{II_2}$ .

На последующих трех диаграммах (рис. 10, в) построены кривые токов, протекающих через фазы трансформатора и присоединенные к ним вентили. Фазы работают поочередно, каждая в течение времени, соответствующего электрическому углу

$$2\vartheta = \frac{2\pi}{m_{II}}, \quad (II-3)$$

когда ее э. д. с. является положительной и превышает мгновенные значения э. д. с. в других фазах. Например, в момент времени, соответствующий углу  $\omega_c t_1$  (рис. 10, в), анод вентиля, подключенного к третьей фазе, имеет отрицательный потенциал и вентиль не пропускает ток. Анод вентиля первой фазы имеет положительный потенциал  $e_{II_1}$  и на первый взгляд может показаться, что по этой фазе протекает ток. Однако катод этого вентиля (точка  $d$  на рис. 10, а) имеет еще больший положительный потенциал, равный мгновенному значению э. д. с. работающей второй фазы  $e_{II_2} > e_{II_1}$ . Следовательно, анод вентиля первой фазы отрицателен по отношению к его катоду и фаза не работает.

В любой момент времени работает только та фаза выпрямителя, мгновенное значение э. д. с. которой является положитель-

<sup>1</sup> В выпрямителе без потерь фазные э. д. с. и напряжение совпадают.

ным и наибольшим. Поэтому каждая фаза в выпрямителе без потерь работает в течение интервала

$$-\vartheta \leq \omega_c t \leq \vartheta, \quad (\text{II-4})$$

составляющего  $\frac{1}{m_{II}}$  часть периода. В течение этого интервала мгновенное значение фазного тока изменяется, как и э. д. с. фазы, по косинусоидальному закону

$$i_{II} = \frac{E_{mII} \cos \omega_c t}{r_n} = I_{mII} \cos \omega_c t, \quad (\text{II-5})$$

где  $I_{mII}$  — амплитуда фазного тока.

Отметим, что соотношение (II-3) справедливо при  $m_{II} > 1$ . В случае  $m_{II} = 1$  фаза работает в течение половины периода (положительного полупериода э. д. с.), т. е.  $\vartheta = \frac{\pi}{2}$ .

Так как ток каждой фазы протекает через нагрузочное сопротивление, то мгновенное значение тока в этом сопротивлении  $i_n$  определяется как сумма мгновенных значений токов всех фаз вторичной обмотки трансформатора

$$i_n = \sum_1^{m_{II}} i_{IIl}, \quad (\text{II-6})$$

где  $l$  — порядковый номер фазы.

Кривая тока  $i_n$ , найденного таким путем, также приведена на временной диаграмме (рис. 10, в). Мгновенное значение падения напряжения  $u_n$  на сопротивлении  $r_n$ , являющееся для схемы выпрямленным напряжением  $u_B$ , совпадает по форме с током  $i_n$ , так как

$$u_B = u_n = i_n r_n. \quad (\text{II-7})$$

Следовательно, выпрямленное напряжение в однофазном выпрямителе без потерь, работающем на активную нагрузку, по величине и форме совпадает с огибающей э. д. с. всех фаз вторичной обмотки (рис. 10, в) и изменяется по закону

$$u_B = u_n = E_{mII} \cos \omega_c t \quad (\text{II-8})$$

в интервале  $2\vartheta$  согласно выражению (II-4).

## § 2. РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Выпрямленное напряжение  $u_B = u_n$  (рис. 10, в) пульсирующее; форма его кривой при различном числе фаз  $m_{II}$  показана на рис. 11.

За интервал  $2\pi$ , соответствующий периоду напряжения сети

$T_c = \frac{1}{f_c}$ , напряжение  $u_n$  пульсирует  $m_n$  раз, причем для однотактной схемы

$$m_n = m_{II}. \quad (II-9)$$

Число пульсаций  $m_n$  за период напряжения сети называют периодичностью выпрямленного напряжения, а схему —  $m_n$ -пульсационной. Например, схема на рис. 10 — трехпульсационная.

Итак, признаками однотактной схемы являются: 1) обязательность вывода нулевой точки вторичной обмотки<sup>1</sup>; 2) равенство числа фаз вторичной обмотки и числа вентильных плеч

$$m_{II} = m_n; \quad (II-10)$$

3) прохождение тока по каждой фазе вторичной обмотки один раз за период напряжения сети  $T_c$  (один такт) в течение всего или части положительного (рабочего) полупериода э. д. с.  $e_{II}$ ; 4) равенство периодичности выпрямленного напряжения  $m_n$  числу фаз  $m_{II}$ .

Кроме однотактных схем, в электропитании радиоустройств применяются двухтактные схемы, описанные в гл. VI.

Период функции  $u_n(\omega_c t)$  равен  $2\vartheta = \frac{2\pi}{m_{II}}$ , следовательно

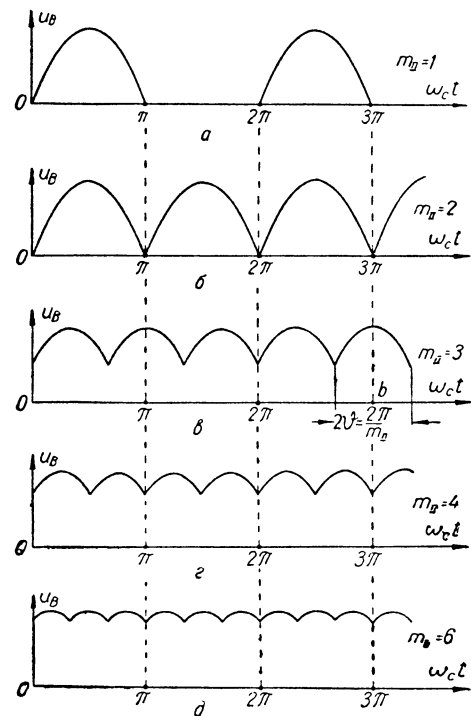


Рис. 11. Форма кривой выпрямленного напряжения в однотактной схеме с активной нагрузкой при различном числе фаз.

но, частота первой гармоники выпрямленного напряжения  $f_1$  в  $m_n$  раз превышает частоту напряжения питающей сети  $f_c$

$$f_1 = m_n f_c. \quad (II-11)$$

Для однотактного выпрямителя с учетом выражений (II-11) и (II-9)  $f_1 = m_{II} f_c$ .

<sup>1</sup> В однофазной схеме нулевым выводом вторичной обмотки является начало фазы, если вентиль подключен к ее концу.

Функцию  $u_B(\omega_c t)$  можно разложить в ряд Фурье

$$u_B = U_+ + U_{-1} \cos m_{\Pi} \omega_c t + U_{-2} \cos 2m_{\Pi} \omega_c t + \dots + U_{-q} \cos qm_{\Pi} \omega_c t. \quad (\text{II-12})$$

Функция  $u_B$  четная (выбираем  $\omega_c t = 0$  в середине периода  $2\vartheta$  — точка  $b$  на рис. 11, в) и поэтому синусоидальные члены ряда отсутствуют.

Определим постоянную составляющую выпрямленного напряжения  $U_+$  и амплитуду  $q$ -й гармоники  $U_{-q}$ .

### Постоянная составляющая

Величину  $U_+$  находим как среднее значение напряжения  $u_B$  (II-8) путем интегрирования за период  $2\vartheta$

$$U_+ = \frac{1}{2\vartheta} \int_{-\vartheta}^{\vartheta} u_B d\omega_c t = \frac{1}{\vartheta} \int_0^{\vartheta} E_{m\Pi} \cos \omega_c t d\omega_c t = \frac{E_{m\Pi}}{\vartheta} \sin \vartheta. \quad (\text{II-13})$$

Подставив величину  $\vartheta$  из формулы (II-3) в равенство (II-13), получим

$$U_+ = E_{m\Pi} \frac{\sin \frac{\pi}{m_{\Pi}}}{\frac{\pi}{m_{\Pi}}} = E_{\Pi} \sqrt{2} \frac{\sin \frac{\pi}{m_{\Pi}}}{\frac{\pi}{m_{\Pi}}}, \quad (\text{II-14})$$

где учтено соотношение амплитуды гармонической э. д. с. в фазе вторичной обмотки с ее действующим значением

$$E_{m\Pi} = E_{\Pi} \sqrt{2}. \quad (\text{II-15})$$

Соответственно выражению (II-14) можно, например, по заданному среднему значению выпрямленного напряжения  $U_+$  определить необходимую величину действующего значения э. д. с. в фазе вторичной обмотки трансформатора  $E_{\Pi}$ .

Величины, которые относятся к идеальному выпрямителю (без потерь), в дальнейшем будем обозначать с индексом «нуль». Например,  $U_{+0}$  — постоянная составляющая выпрямленного напряжения идеального выпрямителя, которая при наличии потерь (в реальном выпрямителе) равна постоянной составляющей  $U_{+x}$  при холостом ходе ( $r_H \rightarrow \infty$ ). Выражение (II-14) получено для идеального выпрямителя, поэтому

$$U_{+0} = U_{+x} = E_{m\Pi} \frac{\sin \frac{\pi}{m_{\Pi}}}{\frac{\pi}{m_{\Pi}}} = E_{\Pi} \sqrt{2} \frac{\sin \frac{\pi}{m_{\Pi}}}{\frac{\pi}{m_{\Pi}}} = E_{\Pi} \sqrt{2} \frac{\sin \vartheta}{\vartheta}. \quad (\text{II-16})$$



Отношение действующего значения э. д. с.  $E_{11}$  к среднему значению выпрямленного напряжения называют коэффициентом фазной э. д. с.

$$B = \frac{E_{11}}{U_{=}}. \quad (\text{II-17})$$

Коэффициент фазной э. д. с. при холостом ходе

$$B_x = B_0 = \frac{E_{11}}{U_{=x}} < B, \quad (\text{II-18})$$

так как в реальном выпрямителе  $U_{=x} > U_{=}$ .

В выпрямителе без потерь  $U_{=} = U_{=x} = \text{const}$  и поэтому для него

$$B_x = B_0 = \frac{E_{11}}{U_{=0}} = \frac{E_{11}}{U_{=x}} = \frac{E_{11}}{U_{=}} = B. \quad (\text{II-19})$$

В соответствии с (II-18) и (II-16)

$$B_0 = \frac{\frac{\pi}{m_{11}}}{\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m_{11}}} = \frac{\vartheta}{\sqrt{2} \sin \vartheta}. \quad (\text{II-20})$$

Числовые значения коэффициента  $B_0$  для различных схем приведены в табл. 6.

Таблица 6

Соотношения для выпрямленного напряжения при активной нагрузке

$m_{11}$	$B_0 = \frac{E_{11}}{U_{=0}}$	$k_{п1}, \%$	$k_{п2}, \%$	$k_{п3}, \%$	$f_1, \text{гц}$	$f_2, \text{гц}$	$f_3, \text{гц}$
1	2,22 <sup>1</sup>	157	66,7	0	50	100	150
2	1,11	66,7	13,3	5,7	100	200	300
3	0,855	25	5,7	2,5	150	300	450
4 <sup>2</sup>	0,785	13,3	3,2	1,4	200	400	600
6	0,741	5,7	1,4	0,6	300	600	900
12	0,717	1,4	0,35	0,16	600	1200	1800

<sup>1</sup> Формула (II-20), как и соотношение (II-3), справедлива для  $m_{11} > 1$ . Коэффициент  $B_0$  для схемы  $m_{11} = 1$  в два раза больше, чем при  $m_{11} = 2$ , что очевидно, если сравнить рис. 11, а и б (при  $m_{11} = 1$   $B_0 = \frac{\pi}{\sqrt{2}}$ ).

<sup>2</sup> Эта сложная параллельная схема рассматривается в § 5, гл. VI.

Среднее значение выпрямленного тока  $I_{=}$  связано с напряжением  $U_{=}$  соотношением

$$I_{=} = \frac{U_{=}}{r_{\text{в}}}. \quad (\text{II-21})$$

### Переменная составляющая

Амплитуду  $q$ -й гармоники ряда Фурье (II-12) определим с учетом зависимости (II-8) по формуле

$$\begin{aligned} U_{\sim q} &= \frac{1}{\vartheta} \int_{-\vartheta}^{\vartheta} u_B \cos q m_n \omega_c t d\omega_c t = \frac{2}{\vartheta} \int_0^{\vartheta} E_{mII} \cos \omega_c t \cos q m_n \omega_c t d\omega_c t = \\ &= \frac{2E_{mII}}{\vartheta} \int_0^{\vartheta} \frac{1}{2} \left[ \cos (q m_n - 1) \omega_c t + \cos (q m_n + 1) \omega_c t \right] d\omega_c t = \\ &= \frac{E_{mII}}{\vartheta} \left[ \frac{\sin (q m_n - 1) \vartheta}{q m_n - 1} + \frac{\sin (q m_n + 1) \vartheta}{q m_n + 1} \right]. \end{aligned} \quad (II-22)$$

Подставив в формулу (II-22) значение  $\vartheta$  из соотношения (II-3) с учетом (II-9) и открыв скобки в аргументах синусов, находим

$$\begin{aligned} U_{\sim q} &= \frac{E_{mII} m_n}{\pi} \left[ \frac{\sin \left( q\pi - \frac{\pi}{m_n} \right)}{q m_n - 1} + \frac{\sin \left( q\pi + \frac{\pi}{m_n} \right)}{q m_n + 1} \right] = \\ &= \frac{E_{mII} m_n}{\pi} \left( \frac{\pm \sin \frac{\pi}{m_n}}{q m_n - 1} + \frac{\mp \sin \frac{\pi}{m_n}}{q m_n + 1} \right), \end{aligned} \quad (II-23)$$

причем верхний знак у синусов соответствует нечетным гармоникам, а нижний знак — четным. Вынеся за скобку величину  $\pm \sin \frac{\pi}{m_n}$ , получим

$$U_{\sim q} = \pm E_{mII} \frac{\sin \frac{\pi}{m_n}}{\frac{\pi}{m_n}} \cdot \frac{2}{q^2 m_n^2 - 1}. \quad (II-24)$$

С учетом соотношений (II-16) и (II-9), отбросив в формуле (II-24) знак  $\pm$  (так как нас интересуют только численные значения амплитуд гармоник выпрямленного напряжения), находим для выпрямителя без потерь

$$U_{\sim q} = U_0 \frac{2}{q^2 m_n^2 - 1}. \quad (II-25)$$

### Коэффициент пульсаций

Отношение амплитуды  $q$ -й гармоники к величине постоянной составляющей  $U_-$  называют коэффициентом пульсаций выпрямленного напряжения  $k_{nq}$  по  $q$ -й гармонике

$$k_{nq} = \frac{U_{\sim q}}{U_-}. \quad (II-26)$$

В рассматриваемом случае работы (без фильтра) коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения (на выходе выпрямителя)  $k_{пв}$  равен коэффициенту пульсаций напряжений на нагрузочном сопротивлении (потребителе)  $k_{пн}$ .

С учетом формулы (II-25) получим из равенства (II-26) для выпрямителя без потерь

$$k_{пв} = \frac{U_{\sim q}}{U_{=0}} = \frac{2}{q^2 m_{п}^2 - 1}. \quad (\text{II-27})$$

Числовые значения  $k_{пв}$  для трех первых гармоник, при различном числе фаз  $m_{п1}$ , указаны в табл. 6. Там же приведены частоты гармоник  $q = 1; 2$  и  $3$  выпрямленного напряжения (при  $f_c = 50$  гц), которые определяются с учетом равенства (II-11) по формуле

$$f_q = q m_{п1} f_c = q m_{п1} f_c. \quad (\text{II-28})$$

Для однофазной схемы формула (II-27) непригодна и следует пользоваться соотношением

$$k_{пв} = \frac{2}{q^2 - 1} \cos \frac{q\pi}{2}. \quad (\text{II-29})$$

В частности, при  $q = 1$ , раскрывая неопределенность в соотношении (II-29), получим

$$k_{п1} = \frac{\pi}{2}. \quad (\text{II-30})$$

Необходимо подчеркнуть, что в выпрямительных схемах приходится учитывать главным образом первую (основную) гармонику пульсаций, так как она имеет наибольшую амплитуду и самую низкую частоту по сравнению с высшими гармониками. Поэтому наибольший интерес представляет величина  $k_{п1}$ , которая в выпрямителе без потерь согласно формуле (II-27) определяется так:

$$k_{п1} = \frac{U_{\sim 1}}{U_{=0}} = \frac{2}{m_{п1}^2 - 1}. \quad (\text{II-31})$$

### § 3. РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ТОКОВ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ И ОБРАТНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

#### Действующее значение тока

Определим действующее значение  $I_{п1}$  фазного тока (рис. 10, в), воспользовавшись известным соотношением для периодических токов

$$I_{п1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{п1}^2 d\omega_c t}. \quad (\text{II-32})$$

Выразив мгновенное значение фазного тока  $i_{II}$  согласно формуле (II-5), получим с учетом равенства (II-3)

$$\begin{aligned} I_{II} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\vartheta}^{\vartheta} I_{mII}^2 \cos^2 \omega_c t \, d\omega_c t} = I_{mII} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\vartheta} \frac{1 + \cos 2\omega_c t}{2} \, d\omega_c t} = \\ &= I_{mII} \sqrt{\frac{1}{2m_{II}} + \frac{1}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m_{II}}} . \end{aligned} \quad (II-33)$$

Для однофазной схемы в формулу (II-33) [и ниже (II-37), (II-39)] следует вместо  $m_{II}$  подставлять значение 2.

Отношение действующего значения фазного тока к его среднему значению  $I_{=II}$  называют коэффициентом формы этого тока и записывают так:

$$D = \frac{I_{II}}{I_{=II}} . \quad (II-34)$$

В одноконтурной схеме постоянная составляющая фазного тока определяется выражением

$$I_{=II} = I_{=B} = \frac{I_{=}}{m_{II}} , \quad (II-35)$$

где учтено соотношение (II-6) и равное участие каждого вентиля в образовании постоянной составляющей выпрямленного тока  $I_{=}$ , протекающего через нагрузочное сопротивление. Подставив соотношение (II-35) в формулу (II-34), получим

$$D = \frac{I_{II} m_{II}}{I_{=}} . \quad (II-36)$$

С учетом выражений (II-36), (II-33), (II-5), (II-21), (II-14) коэффициент формы тока для схемы без потерь при активной нагрузке

$$D_0 = \frac{\sqrt{\pi (\sin 2\vartheta + 2\vartheta)}}{2 \sin \vartheta} = \frac{\sqrt{\pi \left( \sin \frac{2\pi}{m_{II}} + \frac{2\pi}{m_{II}} \right)}}{2 \sin \frac{\pi}{m_{II}}} . \quad (II-37)$$

### Амплитуда тока

Отношение среднего значения тока через вентиль (фазу вторичной обмотки)  $I_{=B} = I_{=II}$  к его амплитудному значению  $I_{mB} = I_{mII}$  назовем коэффициентом постоянной составляющей импульса тока и запишем

$$M = \frac{I_{=B}}{I_{mB}} = \frac{I_{=II}}{I_{mII}} . \quad (II-38)$$

Величину этого коэффициента для выпрямителя без потерь определяем согласно выражениям (II-38), (II-35), (II-21), (II-5), (II-14)

$$M_0 = \frac{\sin \vartheta}{\pi} = \frac{\sin \frac{\pi}{m_{II}}}{\pi}. \quad (\text{II-39})$$

Числовые значения  $D_0$  и  $M_0$  для различных схем приведены в табл. 7.

Таблица 7

Расчетные соотношения для вторичной обмотки при активной нагрузке

$m_{II}$	$\frac{I_{=II}}{I_{=}} = \frac{1}{m_{II}}$	$\frac{I_{II\bullet}}{I_{=}} = \frac{D_0}{m_{II}}$	$\frac{I_{=II}}{I_{mII}} = M_0$	$\frac{E_{mII\Delta}}{E_{II}}$	$\frac{U_{m06}}{U_{=0}} = G_0$	$\frac{I_{II\bullet}}{I_{=II}} = D_0$	$\frac{I_H}{I_{=}} = D_H$	$D_H^2$
1	1	1,57	0,318	1,41	3,14	1,57	1,571	2,47
2	0,5	0,785	0,318	2,82	3,14	1,57	1,112	1,23
3	0,333	0,587	0,275	2,41	2,09	1,76	1,017	1,035
4	0,25	0,502	0,225	2,82	2,2	2,01	1,009	1,019
6	0,167	0,41	0,159	2,82	2,09	2,45	1,0016	1,003

### Условная и истинная мощности

При некоторых расчетах представляет также интерес определение коэффициента формы тока  $i_H$

$$D_H = \frac{I_H}{I_{=}}, \quad (\text{II-40})$$

где  $I_H$  — действующее значение тока в нагрузочном сопротивлении.

Условная мощность выпрямленного тока определяется как произведение средних значений тока и напряжения

$$P_{=} = U_{=} I_{=} = I_{=}^2 r_H, \quad (\text{II-41})$$

где использовано соотношение (II-21).

Истинная мощность, которая учитывает не только мощность  $P_{=}$ , развиваемую постоянной составляющей выпрямленного тока на сопротивлении  $r_H$ , но и мощность его переменной составляющей (гармоник), определяется действующими значениями тока и напряжения

$$P_H = U_H I_H = I_H^2 r_H. \quad (\text{II-42})$$

Обычно полезной считают условную мощность  $P_{=}$ .

Согласно формулам (II-41), (II-42) и (II-40) соотношение между истинной и условной мощностями выпрямленного тока можно записать следующим образом:

$$\frac{P_H}{P_{=}} = D_H^2. \quad (\text{II-43})$$

Воспользовавшись выражениями (II-40), (II-6), (II-5), (II-32), (II-39), (II-37) и (II-35), получим

$$D_n = \frac{D_0}{\sqrt{m_{II}}} \quad (\text{II-44})$$

Числовые значения  $D_n$  и  $D_n^2$  приведены в табл. 7. По этим данным видно, что отличие величин условной и истинной мощностей выпрямленного тока, даже при активной нагрузке, получается существенным только для  $m_{II} \leq 2$ . Если же в цепи, на которую нагружен выпрямитель, имеются реактивные элементы для сглаживания пульсаций (гл. III, IV), то мощности  $P_+$  и  $P_n$  во всех схемах практически равны, т. е.  $D_n \rightarrow 1$ . Это связано с тем, что ток через нагрузочное сопротивление близок к постоянному, т. е. мощность, развиваемая его переменной составляющей, пренебрежимо мала.

### Обратное напряжение

На рис. 10, в приведена форма кривой напряжения  $u_v$ , между анодом и катодом первого вентиля. В интервале  $2\delta$ , когда этот идеальный вентиль пропускает ток, падение напряжения на нем  $u_v = 0$ . Остальную часть периода  $2\pi$  напряжение  $u_v$  приложено плюсом к катоду вентиля, т. е. в обратной для него полярности. Катод вентиля имеет потенциал, равный мгновенному значению э. д. с. работающей (второй или третьей) фазы, а анод — потенциал, равный э. д. с. первой фазы.

Определим максимальную величину обратного напряжения на вентиле  $U_{mоб}$ . В однотактной схеме при активной нагрузке максимальное обратное напряжение равно амплитуде линейного напряжения на вторичной обмотке трансформатора  $E_{mIIл}$ . На рис. 12, а приведена шестифазная схема<sup>1</sup> ( $m_{II} = 6$ ). В момент времени, соответствующий  $\omega_c t_1$  (рис. 12, б), ток протекает по четвертой фазе,

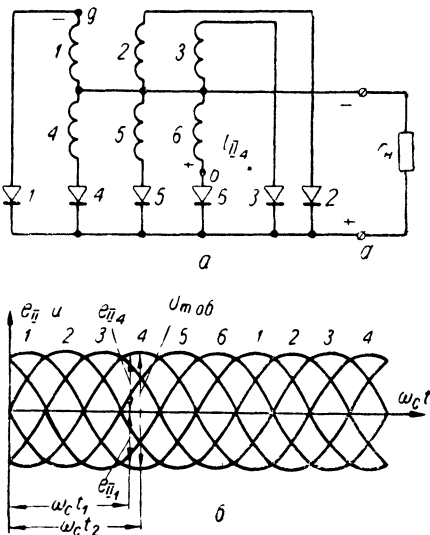


Рис. 12. Обратное напряжение в шестифазной схеме:  
а — схема; б — временные диаграммы напряжений.

<sup>1</sup> Первичная обмотка трансформатора на этом рисунке не показана.

э. д. с. которой является наибольшей и имеет положительную полярность. При этом точка  $d$  (катоды всех вентилях) приобретает положительный потенциал точки  $b$ . Наибольший отрицательный потенциал имеет в этот момент анод первого вентиля (точка  $g$ ). Поэтому между анодом и катодом первого вентиля приложено обратное напряжение, равное сумме мгновенных значений э. д. с. четвертой и первой фаз, т. е. линейной э. д. с. вторичной обмотки  $e_{II\lambda} = E_{mII\lambda} \cos \omega_c t$ . Обратное напряжение  $U_{m\text{об}}$  будет максимальным, когда линейное напряжение проходит через амплитудное значение (при  $\omega_c t_2$  на рис. 12, б и 10, в). Таким образом,

$$U_{m\text{об}} = E_{mII\lambda}. \quad (\text{II-45})$$

Амплитуду линейной э. д. с.  $E_{mII\lambda}$  можно для каждой схемы выразить через действующее значение фазной э. д. с.  $E_{II}$  (табл. 7). Например, при  $m_{II} = 3$

$$E_{mII\lambda} = \sqrt{3}E_{mII} = \sqrt{6}E_{II} = 2,41E_{II}, \quad (\text{II-46})$$

где учтено соотношение (II-15).

Назовем отношение амплитуды обратного напряжения на вентиле  $U_{m\text{об}}$  к величине постоянной составляющей выпрямленного напряжения  $U_{-}$  коэффициентом обратного напряжения в схеме и запишем

$$G = \frac{U_{m\text{об}}}{U_{-}}. \quad (\text{II-47})$$

При холостом ходе или для выпрямителя без потерь

$$G = \frac{U_{m\text{об}}}{U_{-x}} = \frac{U_{m\text{об}}}{U_{=0}}. \quad (\text{II-48})$$

При активной нагрузке  $U_{m\text{об.х}} = U_{m\text{об.}}$

Подставив в выражения (II-47), (II-48) соотношения (II-45), (II-17), (II-18), получим

$$G = B \frac{E_{mII\lambda}}{E_{II}}; \quad (\text{II-49})$$

$$G_0 = B_0 \frac{E_{mII\lambda}}{E_{II}}. \quad (\text{II-50})$$

Числовые значения коэффициента  $G_0$  приведены в табл. 7; при наличии потерь  $G > G_0$ . Как следует из табл. 7, обратное напряжение в однофазной и двухфазной схемах в 3,14 раза превышает среднее значение выпрямленного  $U_{=0}$ , а в трехфазной и шестифазной схемах — в 2,09 раза. Для схемы должен быть выбран вентиль, который выдерживает напряжение  $U_{m\text{об.}}$ . Поэтому при заданной величине  $U_{-}$  требования к вентилю по обратному напряжению тем выше, чем больше коэффициент  $G$  для выбранной схемы.

## § 4. ТОК В ПЕРВИЧНОЙ ОБМОТКЕ

Однотактные схемы делятся на однополупериодные и двухполупериодные.

## Однополупериодные схемы

В однополупериодных схемах на каждом стержне трансформатора<sup>1</sup> размещены одна фаза первичной обмотки и одна фаза вторичной. Поэтому число фаз в обмотках одинаковое

$$m'_1 = m'_2; \quad (\text{II-51})$$

у этих схем число фаз нечетное:  $m_{11} = 1$  и 3 (рис. 13, а и 10, а).

В формуле (II-51) и ниже величины, относящиеся к однополупериодным схемам, помечены значком штрих.

При однофазном питании или трехфазном с первичной обмоткой, соединенной треугольником, ток фазы первичной обмотки в однополупериодных схемах определяется током только одной фазы вторичной обмотки, расположенной на том же стержне. Ток в каждой фазе вторичной обмотки протекает в течение только одного полупериода (всего или части) э. д. с.  $e_1$ .

Определим ток в первичной обмотке трансформатора однополупериодной схемы. Для идеального трансформатора (без потерь) ток в фазе первичной обмотки определяется путем трансформации переменной составляющей  $i_{\sim 11}$  тока фазы вторичной обмотки, расположенной на том же стержне, так как постоянная составляющая  $I_{=11}$  не трансформируется. Следовательно,

$$i'_1 = -ni_{\sim 11} = -n(i_{11} - I_{=11}), \quad (\text{II-52})$$

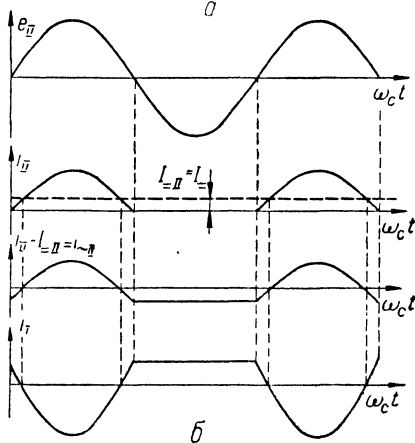
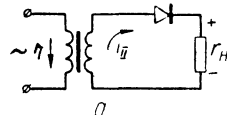


Рис. 13. Однофазная схема при активной нагрузке:

а — схема, б — временные диаграммы токов и напряжений.

<sup>1</sup> При однофазном питании весь магнитопровод трансформатора с этой точки зрения можно рассматривать как замкнутый стержень.



где коэффициент трансформации

$$n = \frac{E_{II}}{E_I}; \quad (II-53)$$

$E_I$  — действующее значение э. д. с. в фазе первичной обмотки.

Знак минус в формуле (II-52) указывает на то, что переменная составляющая вторичного тока  $i_{\sim II}$  и ток  $i_I$  находятся в противофазе.

Отметим, что это правило для нахождения формы кривой тока в первичной обмотке  $i'_I$  не применимо для схем трехфазного питания, у которых первичная обмотка соединена звездой. В этом случае ток фазы первичной обмотки, в однополупериодной ( $m_{II} = 3$ ) и двухполупериодной ( $m_{II} = 6$ ) схемах зависит не только от токов фаз вторичной обмотки, намотанных на том же стержне трансформатора, но и от работы других фаз вторичной обмотки. В § 6 гл. VI приводится общий прием для определения  $i'_I$ , пригодный и при соединении звездой.

В трехфазной схеме звезда — звезда действующее значение первичного тока

$$I_I = I = \frac{n}{m_{II}} D_0 \sqrt{\frac{2}{3}}, \quad (II-54)$$

что по величине (табл. 8) практически совпадает со схемой треугольник — звезда (при активной нагрузке отличается только на 1,4%).

В реальном трансформаторе переменная составляющая тока вторичной обмотки при трансформации в первичную может несколько изменить свою форму за счет различных фазовых сдвигов гармоник, вызванных индуктивностями рассеяния. Кроме того, в первичной обмотке будет дополнительно протекать ток холостого хода трансформатора.

На рис. 13, б в соответствии с формулой (II-52) построена кривая тока  $i_I$  в однофазной однополупериодной схеме. Определим действующее значение этого тока  $I_I$ . Действующее значение несинусоидального тока, например  $i_{II}$ ,

$$I_{II} = \sqrt{I_{\sim II}^2 + I_{\sim II}^2}, \quad (II-55)$$

где  $I_{\sim II}$  — действующее значение переменной составляющей всех гармоник тока  $i_{II}$ .

Так как в первичную обмотку трансформируется только переменная составляющая  $i_{\sim II}$ , то с учетом равенства (II-55)

$$I'_I = n I_{\sim II} = n \sqrt{I_{II}^2 - I_{\sim II}^2}. \quad (II-56)$$

Подставив в формулу (II-56) значения  $I_{II}$  и  $I_{\sim II}$  согласно выражениям (II-34) и (II-35), получим расчетную формулу для однополупериодных схем

$$I'_I = I = \frac{n}{m_{II}} \sqrt{D_0^2 - 1}. \quad (II-57)$$

## Двухполупериодные схемы

В этих схемах на каждом стержне трансформатора размещены одна фаза первичной обмотки и две фазы вторичной; поэтому

$$m_{II}'' = 2m_I'' \quad (\text{II-58})$$

и число фаз  $m_{II}''$  обязательно четное:  $m_{II} = 2$  и 6 (рис. 14, а и 12, а). Величины, относящиеся к двухполупериодным схемам, здесь и ниже помечены двумя штрихами.

В двухполупериодных схемах ток каждой фазы первичной обмотки вызывается суммарным магнитным потоком, наведенным двумя фазами вторичной обмотки, расположенными на этом же стержне трансформатора. Следовательно, при однофазном питании или соединении первичной обмотки треугольником первичный ток можно определить по двум составляющим  $i_I^{(1)}$  и  $i_I^{(2)}$ , наведенным соответствующими фазами вторичной обмотки. Учитывая, что в первичной обмотке нет нелинейных элементов (вентилей), и считая трансформатор линейным, ток в этой обмотке находим как алгебраическую сумму составляющих, применяя принцип наложения

$$i_I'' = i_I^{(1)} - i_I^{(2)}. \quad (\text{II-59})$$

Знак минус в выражении (II-59) указывает на то, что составляющие первичного тока имеют встречное направление (рис. 14, а). Определив каждую из этих составляющих по формуле (II-52), получаем из выражения (II-59) окончательную формулу для двухполупериодных схем

$$i_I'' = -n(i_{II_1} - I_{=II}) - [-n(i_{II_2} - I_{=II})] = n(i_{II_2} - i_{II_1}). \quad (\text{II-60})$$

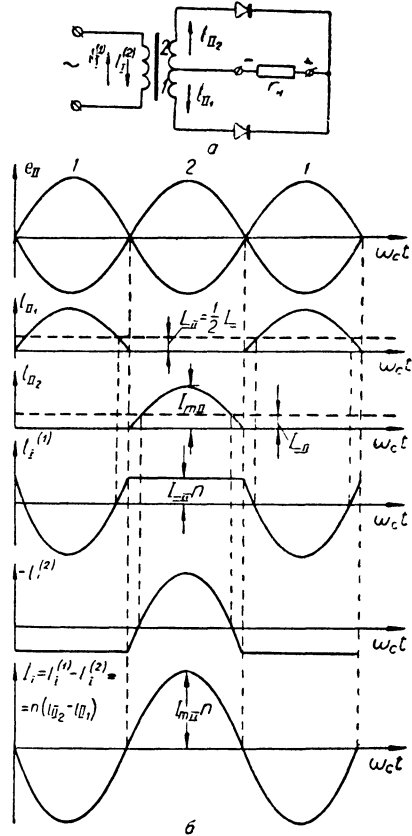


Рис. 14. Двухфазная схема при активной нагрузке:

а — схема; б — временные диаграммы токов и напряжений.

На рис. 14, б согласно формулам (II-59) и (II-60) построена диаграмма тока  $i_1''$  для  $m_{II} = 2$ . В двухполупериодных схемах ток  $i_1''$  за период напряжения сети  $T_c$  имеет в соответствии с формулой (II-60) два импульса такой же формы, как импульсы тока  $i_{II}$  и  $i_{II,}$ , но в  $n$  раз большей амплитуды и протекающие в различные стороны (при  $m_{II} = 2$  кривая тока  $i_1''$ , как показано на рис. 14, б, имеет синусоидальную форму). Таким образом, в двухполупериодных схемах за период э. д. с.  $e_1$  в двух фазах вторичной обмотки, расположенных на том же стержне, протекают два импульса тока, соответствующих двум полупериодам этой э. д. с. (при этом в каждой фазе вторичной обмотки согласно свойствам однотактной схемы протекает один импульс, соответствующий одному из полупериодов э. д. с.  $e_{II}$ ).

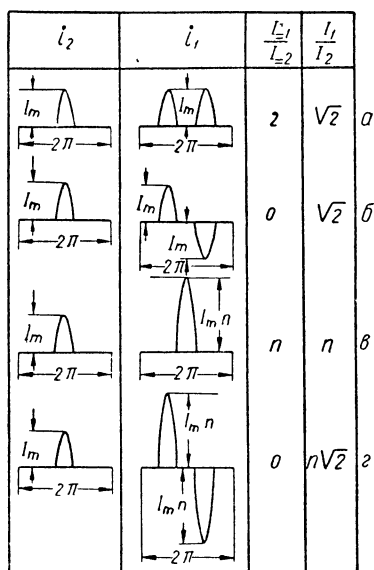


Рис. 15. К определению действующего значения тока путем сопоставления с током известной формы.

Определим действующее значение  $I_1''$  для двухполупериодных схем.

На рис. 15 сопоставляются кривые тока  $i_2$ , содержащего за интервал  $2\pi$  (период функции) один импульс произвольной формы, и тока  $i_1$ . Если ток  $i_1$  содержит за период два импульса такой же формы и величины, как и  $i_2$  (рис. 15, а), то, очевидно, среднее значение  $i_1$ , определяющее-

ся площадью  $\int_0^{2\pi} i_1 d\omega t$ , будет в два

раза больше, чем среднее значение  $i_2$ . Действующее значение  $i_1$  в этом случае будет только в  $\sqrt{2}$  раз больше, чем  $i_2$ , что следует из формулы (II-32). Если бы ток  $i_1$  содержал  $l$  таких же импульсов, то его действующее значение возросло бы в  $\sqrt{l}$  раз.

Это правило дает, например, возможность получить соотношение (II-44) более простым путем, чем это сделано в § 3, а именно, воспользовавшись выражениями (II-40), (II-36), (II-35) и учтя, что ток через нагрузочное сопротивление содержит за период  $m_{II}$  таких импульсов, как ток  $i_{II}$ , т. е.  $I_H = I_{II} \sqrt{m_{II}}$ .

Ток  $i_1$  (рис. 15, б) отличается от  $i_1$  (рис. 15, а) только тем, что два импульса за период протекают в различных направле-

Таблица 8

Расчетные соотношения для трансформатора при активной нагрузке

$m_{II}$	$\frac{I_1}{nI_{\Sigma}}$	$\frac{P_{I_2}}{P_{\Sigma}}$	$k_{I_2}$	$\frac{P_{II_2}}{P_{\Sigma}}$	$k_{II_2}$	$\frac{P_{T_2}}{P_{\Sigma}}$	$k_{T_2}$
1	1,21	2,69	0,371	3,49	0,287	3,09	0,324
2	1,11	1,23	0,812	1,74	0,576	1,48	0,676
3 <sup>1</sup>	0,484 (0,477)	1,23 (1,22)	0,812 (0,82)	1,5	0,665	1,365 (1,36)	0,733 (0,735)
4 <sup>2</sup>	0,71	1,21	0,82	1,58	0,63	1,39	0,72
6 <sup>1</sup>	0,58 (0,47)	1,28 (1,05)	0,78 (0,95)	1,81	0,55	1,545 (1,43)	0,647 (0,7)

<sup>1</sup> При соединении первичной обмотки треугольником. В скобках указаны соотношения для соединения звездой.

<sup>2</sup> Четырехфазная сложная параллельная схема показана на рис. 46.

ниях. Следовательно, среднее значение  $i_1$  в этом случае равно нулю. Что же касается действующего значения, то оно не зависит от направления протекания импульсов тока и поэтому будет таким же, как для тока на рис. 15, а.

Ток  $i_1$  (рис. 15, в) содержит за период импульс такой же длительности, как и  $i_2$ , но любое мгновенное значение  $i_1$  в  $n$  раз больше (на рис. 15, в  $n > 1$ ) соответствующего мгновенного значения  $i_2$ . В этом случае как среднее, так и действующее значения возрастают в  $n$  раз. Наконец, ток  $i_1$  (рис. 15, з) по своему действующему значению в  $n\sqrt{2}$  раз превышает  $I_2$ .

Таким образом, для двухполупериодных схем (когда ток в фазе первичной обмотки содержит за период два импульса различного направления с мгновенными значениями, в  $n$  раз отличающимися от значений тока  $i_{II}$ ) без потерь

$$I_1'' = I_{II} n \sqrt{2} = I = \frac{n}{m_{II}} D_0 \sqrt{2}, \quad (II-61)$$

где учтено выражение (II-36).

Числовые значения отношения  $\frac{I_1}{nI_{\Sigma}}$ , найденные по формулам (II-57) и (II-61), приведены в табл. 8.

## § 5. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТРАНСФОРМАТОРА ПО МОЩНОСТИ

### Расчетная мощность вторичной обмотки

Определим расчетную мощность трансформатора, питающего выпрямитель. Расчетная мощность, например вторичной обмотки, выражается в вольт-амперах и определяется произведением дей-

ствующих значений фазных тока и э. д. с. на число фаз в этой обмотке, т. е.

$$P_{II} = m_{II} E_{II} I_{II}. \quad (II-62)$$

Расчетная мощность вторичной обмотки равна проходящей через нее кажущейся мощности и поэтому определяется также соотношением

$$P_{II} = \sqrt{P_{IIa}^2 + P_{IIx}^2 + P_{IIн}}, \quad (II-63)$$

где  $P_{IIa}$  — активная мощность, которая переносится активной компонентой первой гармоники тока и расходуется в нагрузочном сопротивлении на создание истинной мощности выпрямленного тока  $P_{н}$ , определяемой выражением (II-42);

$P_{IIx}$  — реактивная мощность, появляющаяся при фазовом сдвиге  $\varphi$  между напряжениями фаз вторичной обмотки, форма которых считается синусоидальной, и первыми гармониками токов в этих же фазах. В рассматриваемом случае (неуправляемый<sup>1</sup> выпрямитель без потерь при активной нагрузке) эта составляющая мощности равна нулю;

$P_{IIн}$  — мощность искажения, связанная с тем, что в обмотке имеются постоянная составляющая и высшие гармоники фазных токов, частота которых не совпадает с частотой фазного напряжения. Эти компоненты не переносят энергии к потребителю, но порождают, как и реактивные составляющие токов, мощности, колеблющиеся между источником энергии и потребителем и дополнительно загружающие элементы электропитающей установки. Поэтому мощность искажения называют реактивной мощностью второго рода.

Отметим, что напряжение на вторичной обмотке реального трансформатора при работе выпрямителя лишь в первом приближении остается синусоидальным. Несмотря на синусоидальную форму кривой фазной э. д. с., в кривой напряжения появляются искажения (гармоники, а в однотактных схемах и постоянная составляющая) вследствие различных сопротивлений цепи в проводящую и непроводящую для вентилей часть периода.

Расчетные мощности обмоток характеризуют размеры трансформатора. Число витков в каждой фазе, например вторичной обмотки, определяется э. д. с.  $E_{II}$ , сечение провода — током  $I_{II}$ , а размеры сердечника — произведением  $E_{II}$ ,  $I_{II}$  и числа фаз.

<sup>1</sup> В управляемых, например тиратронных, выпрямителях за счет индуктивностей рассеяния, тока холостого хода трансформатора и потенциалов зажигания ионных вентилей угол  $\varphi$  может иметь заметную величину, что следует учитывать при расчете.

Подставив в формулу (II-62) выражения (II-17), (II-36), получим соотношение

$$P_{II} = U_{=} I_{=} BD = P_{=} BD, \quad (II-64)$$

где учтена формула (II-41).

Соответствующее выражение для выпрямителя без потерь

$$P_{II_0} = P_{=} B_0 D_0. \quad (II-65)$$

Числовые значения  $P_{II_0}$  (в долях  $P_{=}$ ), т. е. произведения коэффициентов  $B_0$  и  $D_0$  (табл. 6 и 7), приведены в табл. 8.

Расчетная мощность вторичной обмотки (вольт-амперы вторичной обмотки) превышает истинную (а тем более условную) мощность выпрямленного тока, так как обмотку нагревают все составляющие тока, протекающего по ней. В то же время постоянная составляющая и высшие гармоники фазного тока не переносят к потребителю активную мощность от питающей сети, а создают мощность искажения. Активная мощность в нагрузочное сопротивление (в общем случае  $\varphi \neq 0$ ) переносится от источника только активной составляющей первой гармоники фазного тока, совпадающей по фазе с приложенным напряжением.

Для сравнения выпрямительных схем вводится коэффициент использования обмотки по мощности, равный отношению условной мощности выпрямленного тока к вольт-амперам соответствующей обмотки трансформатора. В частности, коэффициент использования вторичной обмотки

$$k_{II} = \frac{P_{=}}{P_{II}}. \quad (II-66)$$

Для выпрямителя без потерь с учетом формулы (II-65) получим

$$k_{II_0} = \frac{P_{=}}{P_{II_0}} = \frac{1}{B_0 D_0}. \quad (II-67)$$

Числовые значения  $k_{II_0}$  приведены в табл. 8. Чем больше коэффициент использования, тем лучше используется данная обмотка, тем меньшая мощность трансформатора потребуется при заданной мощности выпрямленного тока. По использованию вторичной обмотки из одноконтурных схем лучшей является трехфазная.

Отметим, что при работе выпрямителя на активную нагрузку вычисление коэффициентов использования сравнением расчетных мощностей с величиной  $P_{=}$  является условным. В нагрузочном сопротивлении выделяется истинная мощность  $P_H$ , большая чем  $P_{=}$  (за счет переменной составляющей выпрямленного напряжения). Поэтому в редких на практике случаях (например, в про-

мышленных высокочастотных генераторах) полезной является мощность  $P_n$  и действительное использование обмоток определяется соотношением истинной мощности выпрямленного тока  $P_n$  [которая согласно формуле (II-43) в  $D_n^2$  раз больше  $P_{\Sigma}$ ] и расчетных мощностей  $P_{II}$  и  $P_I$ .

### Расчетные мощности первичной обмотки и трансформатора в целом

Воспользовавшись соотношением

$$P_I = m_I E_I I_I \quad (\text{II-68})$$

и формулами (II-57), (II-53), (II-51), (II-19), (II-41), определим расчетную мощность первичной обмотки трансформатора для однополупериодного выпрямителя без потерь ( $m_I = m_{II} = 1$  и 3)

$$P'_{I_0} = P_{\Sigma} B_0 \sqrt{D_0^2 - 1}. \quad (\text{II-69})$$

Аналогично с учетом формул (II-58) и (II-61) определим мощность  $P_{I_0}$  для двухполупериодных схем ( $m_{II} = 2m_I = 2$  и 6)

$$P''_{I_0} = P_{\Sigma} \frac{B_0 D_0}{\sqrt{2}}. \quad (\text{II-70})$$

Числовые значения  $\frac{P_{I_0}}{P_{\Sigma}}$  и коэффициента использования

$$k_{I_0} = \frac{P_{\Sigma}}{P_{I_0}} \quad (\text{II-71})$$

приведены в табл. 8.

Как следует из сопоставления формул (II-65), (II-69), (II-70) и числовых значений в табл. 8, расчетная мощность первичной обмотки трансформатора однотактного выпрямителя всегда меньше, чем вторичной обмотки. Это объясняется тем, что постоянные составляющие вторичных фазных токов, дополнительно нагревающие соответствующие обмотки, не трансформируются в первичную обмотку, т. е. мощность искажения в первичной обмотке меньше, чем во вторичной. Расчетная мощность первичной обмотки в двухполупериодных схемах уменьшается, кроме того, за счет отсутствия в первичном токе четных гармоник.

Для характеристики трансформатора в целом применяют понятие типовой (или габаритной) мощности, под которой понимают среднеарифметическое из расчетных мощностей обмоток<sup>1</sup>

<sup>1</sup> В маломощных выпрямителях (например, рис. 4) на одном магнитопроводе бывает несколько вторичных обмоток. В этом случае мощность  $P_T$  определяется как полусумма расчетных мощностей всех обмоток (§ 3 гл. IV).

$$P_T = \frac{P_{II} + P_I}{2}. \quad (II-72)$$

Габариты трансформатора, питающего выпрямитель, приблизительно равны размерам обычного силового трансформатора, мощность которого  $P_{тр} = P_T$ .

Типовая мощность без учета потерь, в соответствии с формулой (II-72),

$$P_{T_0} = \frac{P_{II_0} + P_{I_0}}{2}. \quad (II-73)$$

Величины, характеризующие значение  $P_{T_0}$ , а также коэффициенты использования трансформатора по мощности

$$k_{тр_0} = \frac{P}{P_{T_0}} \quad (II-74)$$

также приведены в табл. 8.

Коэффициент использования трансформатора по мощности с учетом потерь

$$k_{тр} = \frac{P}{P_T}. \quad (II-75)$$

Чем больше величина  $P_T$ , тем больше потребуется активных материалов (стали и меди) для изготовления трансформатора. В реальном выпрямителе есть потери, поэтому необходима несколько большая типовая мощность трансформатора  $P_T > P_{T_0}$ , чем указанная в табл. 8. Дополнительное увеличение мощности  $P_T$  может произойти за счет сдвига фаз  $\varphi$  между первой гармоникой рабочего фазного тока и фазным напряжением, т. е. за счет появления реактивной мощности в обмотках, а также за счет тока холостого хода реального трансформатора.

Специальный трансформатор для питания выпрямительной схемы следует проектировать с различными расчетными мощностями обмоток в соответствии с данными табл. 8. Можно также применить готовый стандартный трансформатор с равными мощностями обмоток  $P_I = P_{II} = P_{тр}$ , если он обеспечивает необходимую величину  $E_{II}$ . Мощность такого трансформатора  $P_{тр}$  должна быть не меньше типовой мощности  $P_T$ , найденной при расчете выпрямителя. При этом, если  $P_{тр} = P_T$ , вторичная обмотка будет работать с перегрузкой, а первичная с недогрузкой — тепловой режим трансформатора в целом будет близким к нормальному.



## ОДНОТАКТНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ИНДУКТИВНЫМ ФИЛЬТРОМ

### § 1. ТОКИ И НАПРЯЖЕНИЯ В ВЫПРЯМИТЕЛЕ БЕЗ ПОТЕРЬ

При работе однотоктной схемы выпрямления на активную нагрузку переменная составляющая напряжения и, следовательно, тока в нагрузочном сопротивлении  $r_n$  относительно велика (см. табл. 6 и рис. 11). Для уменьшения этой переменной составляющей можно включить последовательно с сопротивлением  $r_n$  индуктивный сглаживающий фильтр-дрессель с коэффициентом самоиндукции  $L$  (рис. 16, а). На этом рисунке в качестве примера приведена трехфазная схема ( $m_{II} = 3$ ) Миткевича. Индуктивное сопротивление дросселя для первой гармоники пульсаций  $m_{II}\omega_c L$  (тем более для высших гармоник) выбирается, по крайней мере, в несколько раз большим, чем величина  $r_n$ .

Рассмотрим работу выпрямителя без потерь при настолько большой индуктивности дросселя, что можно принять  $L \rightarrow \infty$ . В этом случае ток  $i_n$  через нагрузочное сопротивление в установившемся режиме будет постоянным:  $i_n = I_{\Sigma} = \text{const}$  (сплошная линия на рис. 16, б). Действительно, любое конечное изменение величины тока  $i_n$ , проходящего через дроссель ( $L \rightarrow \infty$ ), связано с бесконечно большим изменением накопленной в его магнитном поле энергии  $\frac{1}{2} Li_n^2$ , что невозможно.

В выпрямителе без потерь при рассматриваемом виде нагрузки, как и при активной, в каждый момент работает только одна фаза. Поэтому ток  $i_{II}$  в каждой фазе имеет вид прямоугольных импульсов длительностью  $2\vartheta = \frac{2\pi}{m_{II}}$  [см. соотношение (II-3)] и высотой  $I_{\Sigma}$ , показанных на рис. 16, б сплошными линиями.

Однофазная схема ( $m_{II} = 1$ ) при индуктивном фильтре (индуктивно-активной нагрузке) не может рассматриваться как частный случай однотоктной  $m$ -фазной схемы. Эта схема из-за серьезных недостатков не имеет практического значения, и на ее работе останавливаться не будем.

Напряжение на выходе выпрямительной схемы  $u_B$ , как и при работе на активную нагрузку, по форме совпадает с огибающей э. д. с. всех фаз вторичной обмотки трансформатора (рис. 16). Это напряжение распределяется между последовательно включен-

ными элементами  $r_H$  и  $L$ . Его постоянная составляющая  $U_+$  (показана на рис. 16, б штрих-пунктиром) делится пропорционально величинам сопротивлений  $r_H$  и активного сопротивления обмотки дросселя  $r_{дp}$ , которое всегда намного меньше  $r_H$  ( $r_{дp} \ll r_H$ ). В случае, когда  $\frac{r_{дp}}{r_H} \rightarrow 0$ , вся по-

стоянная составляющая приложена к нагрузочному сопротивлению (рис. 16, б), т. е.  $u_H = U_+$ .

Переменная составляющая напряжения  $u_B$  делится пропорционально величинам  $r_H$  и индуктивного сопротивления дросселя на соответствующих частотах и в рассматриваемом случае ( $L \rightarrow \infty$ ) полностью приложена к зажимам дросселя (кривая  $u_{дp}$  на рис. 16, б).

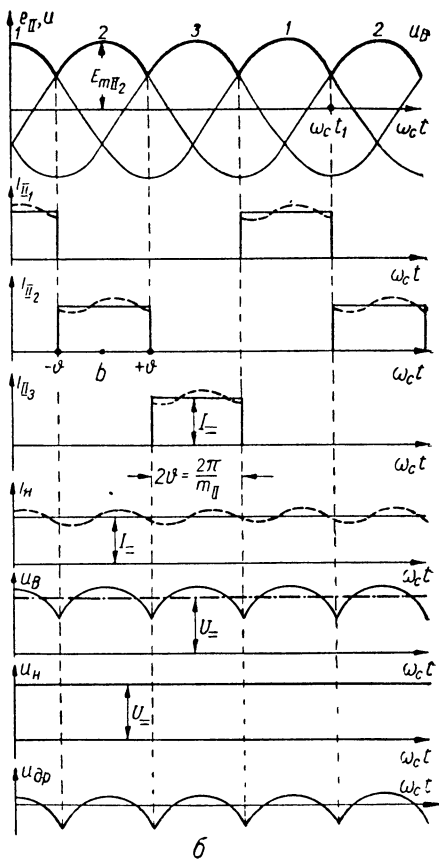
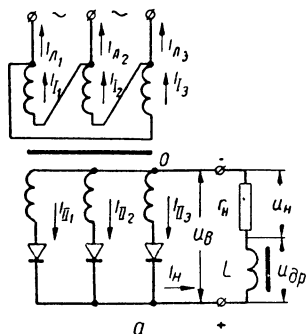


Рис. 16. Трехфазная схема с индуктивным фильтром:  
а — схема; б — формы токов и напряжений.

Если индуктивность дросселя  $L$  велика, но конечна по величине, то токи в нагрузочном сопротивлении  $i_H$  и в фазах  $i_{11}$  изменяются около значения  $I_+$  на небольшую величину, как показано на рис. 16, б штриховыми кривыми. Амплитуда колебаний величины  $i_H$ , вызванных изменениями мгновенных значений э. д. с.  $e_{11}$  работающих фаз, уменьшается с ростом  $L$  и при  $L \rightarrow \infty$  стремится к нулю.

Штриховой линией на рис. 16, б, как пример, показана (с соблюдением масштаба) переменная составляющая выпрямленного тока  $i_n$  при соотношении  $\frac{m_{II}\omega_c L}{r_n} = 1,5$  (в схеме  $m_{II} = m_{II} = 3$ ). Относительное значение амплитуды переменной составляющей уменьшается приблизительно обратно пропорционально величине  $\frac{m_{II}\omega_c L}{r_n}$  и уже при  $\frac{m_{II}\omega_c L}{r_n} \geq 6$  составляет менее 3%. На практике величина индуктивности дросселя, являющегося элементом сглаживающего фильтра, всегда выбирается настолько большой, что переменная составляющая протекающего через него тока мала.

Небольшие изменения токов  $i_{II}$  и  $i_n$  около величины  $I_*$  не влияют на действующие и амплитудные значения этих токов. Поэтому, с целью упрощения выкладок, при инженерных расчетах принято брать соотношения для случая  $L \rightarrow \infty$  и считать их в первом приближении правильными для больших, но конечных величин  $L$ . Лишь при подсчете пульсаций напряжения (тока) в нагрузочном сопротивлении, т. е. при расчете фильтра, учитывается конечность величины  $L$ .

### Расчетные соотношения

Найдем действующее значение тока  $i_{II}$  в фазе вторичной обмотки, воспользовавшись соотношениями (II-32), (II-3) и выбрав  $\omega_c t = 0$  в точке  $b$  (рис. 16, б, кривая  $i_{II_2}$ ),

$$I_{II_*} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} I_*^2 d\omega_c t} = I_* \sqrt{\frac{\pi}{\pi}} = \frac{I_*}{\sqrt{m_{II}}}. \quad (\text{III-1})$$

Отметим, что при активной нагрузке с ростом числа фаз  $m_{II}$  действующее значение тока  $I_{II_*}$  также стремится к величине  $\frac{I_*}{\sqrt{m_{II}}}$ , приближаясь к ней уже при  $m_{II} = 3$  (см. табл. 7).

Воспользовавшись выражениями (III-1) и (II-36), найдем коэффициент формы тока  $i_{II}$  для выпрямителя без потерь

$$D_0 = \sqrt{m_{II}}. \quad (\text{III-2})$$

Числовые значения коэффициента  $D_0$ , а также отношения  $\frac{I_{II_*}}{I_*} = \frac{1}{\sqrt{m_{II}}}$  приведены в табл. 9. Очевидно, что при принятых допущениях  $I_{m_{II}} \approx I_*$ , следовательно, коэффициент постоянной составляющей фазного тока согласно формулам (II-38) и (II-35) при любом числе фаз ( $m_{II} > 1$ )

$$M_0 = \frac{1}{m_{II}}. \quad (\text{III-3})$$

Форма и величина выпрямленного напряжения  $u_B$  в рассматриваемом случае полностью такие же, как при активной нагрузке. Поэтому сохраняются в силе соответствующие формулы, полученные в гл. II [(II-13), (II-20), (II-27), (II-45), (II-50)], числовые значения коэффициента фазной э. д. с.  $B_0$ , коэффициентов пульсаций  $k_{pq}$ , а также коэффициента обратного напряжения  $G_0$  (табл. 6 и 7)<sup>1</sup>.

Следует подчеркнуть, что при активной нагрузке напряжения на выходе выпрямителя  $u_B$  и на нагрузочном сопротивлении  $u_H$  одинаковы. В случае же применения индуктивного фильтра эти напряжения отличаются (рис. 16). Данные о коэффициенте пульсаций в табл. 9 относятся к напряжению  $u_B$ . Коэффициент пульсаций  $k_{пн}$  напряжения  $u_H$  значительно меньше; он определяется в гл. V с учетом сглаживающего действия дросселя.

Наиболее часто в схемах радиоустройств заземлен минусовый зажим потребителя (нагрузочного сопротивления). В этих случаях фильтровый дроссель  $L$  обычно включают в плюсовой провод выпрямителя (рис. 16, а и ниже рис. 18, а, 46, а, 48, а) с тем, чтобы непосредственно заземлить нулевой вывод трансформатора.

Реже, например при питании магнетронных генераторов, ламп бегущей волны, электронно-лучевых приборов, заземляется плюсовой зажим потребителя. При этом по тем же соображениям целесообразнее включать дроссель  $L$  в минусовый провод выпрямителя, как показано на рис. 19, а, 47, а.

Таким образом, во всех случаях следует включать дроссель в незаземленный провод, что также улучшает работу сглаживающего фильтра (§ 2 гл. V).

Таблица 9

**Расчетные соотношения для вторичной обмотки при индуктивном фильтре**

$m_{II}$	$\frac{I_{=II}}{I_-} = \frac{1}{m_{II}}$	$\frac{I_{II_0}}{I_{=II}} = D_0$	$\frac{I_{II_0}}{I_-} = \frac{1}{\sqrt{m_{II}}}$	$\frac{I_{=II}}{I_{mII}} = M_0$	$\frac{E_{II}}{U_{=0}} = B_0$	$\frac{U_{m\text{ об}}}{U_{=0}} = G_0$	$k_{пн}, \%$
2	0,5	1,41	0,707	0,5	1,11	3,14	67
3	0,333	1,73'	0,58	0,333	0,855	2,09	25
4	0,25	2	0,5	0,25	0,785	2,2	13,3
6	0,167	2,44	0,41	0,167	0,741	2,09	5,7

<sup>1</sup> Для удобства величины  $B_0$ ,  $G_0$  и  $k_{пн}$  повторены в табл. 9.

## § 2. ТОК В ПЕРВИЧНОЙ ОБМОТКЕ И РАСЧЕТНАЯ МОЩНОСТЬ ТРАНСФОРМАТОРА

Определим расчетные мощности обмоток трансформатора при работе выпрямителя на нагрузку с индуктивным фильтром.

Расчетную мощность вторичной обмотки трансформатора найдем согласно выражению (II-65) с учетом формул (II-20) и (III-2)

$$P_{II_0} = P = \frac{\pi}{\sqrt{2m_{II}} \sin \frac{\pi}{m_{II}}} . \quad (\text{III-4})$$

Коэффициент использования вторичной обмотки в соответствии с выражениями (II-67) и (III-4)

$$k_{II_0} = \frac{1}{\pi} \sqrt{2m_{II}} \sin \frac{\pi}{m_{II}} . \quad (\text{III-5})$$

Числовые значения отношения  $\frac{P_{II_0}}{P}$  и коэффициента  $k_{II_0}$  приведены в табл. 10. По этим данным видно, что лучше всего вторичная обмотка используется ( $k_{II_0} \approx 0,68$ ) в трехфазной схеме; следовательно, увеличение числа фаз свыше трех в однотактной схеме связано с падением величины  $k_{II_0}$ . Например, при  $m_{II} = 6$  коэффициент  $k_{II_0}$  уменьшается до значения 0,55, а при  $m_{II} = 12$  — до величины 0,4.

Для определения мощности  $P_I$  необходимо построить кривую тока в первичной обмотке трансформатора и найти его действующее значение. Ток  $i_I$  находится так же, как и для активной нагрузки (§ 4 гл. II). На рис. 17, а и б приведено такое построение для схем соответственно двухфазной (схема при активной нагрузке показана на рис. 14, а) и трехфазной (рис. 16, а).

Диаграмма тока в двухфазной схеме (рис. 17, а) построена согласно формулам (II-59) и (II-60) для двухполупериодных схем. На основании формулы (II-60) можно определить этот ток, минуя построение составляющих  $i_1^{(1)}$  и  $i_1^{(2)}$ .

Диаграмма тока  $i_I$  в трехфазной однополупериодной схеме (рис. 17, б) построена согласно уравнению (II-52). Отметим, что при индуктивном фильтре ( $L \rightarrow \infty$ ) ток  $i_I$  в трехфазной схеме одинаковой формы при соединении первичной обмотки треугольником и звездой.

Действующее значение  $I_I$  для  $m_{II} = 3$  определяем в соответствии с формулами (II-57) и (III-2)

$$I'_I = nI = \sqrt{\frac{1}{m_{II}} - \frac{1}{m_{II}^2}} . \quad (\text{III-6})$$

Действующее значение  $I_I$  для  $m_{II} = 2$  и  $6^1$  рассчитывается согласно формулам (II-61) и (III-2)

$$I_I'' = nI = \sqrt{\frac{2}{m_{II}}} \quad (\text{III-7})$$

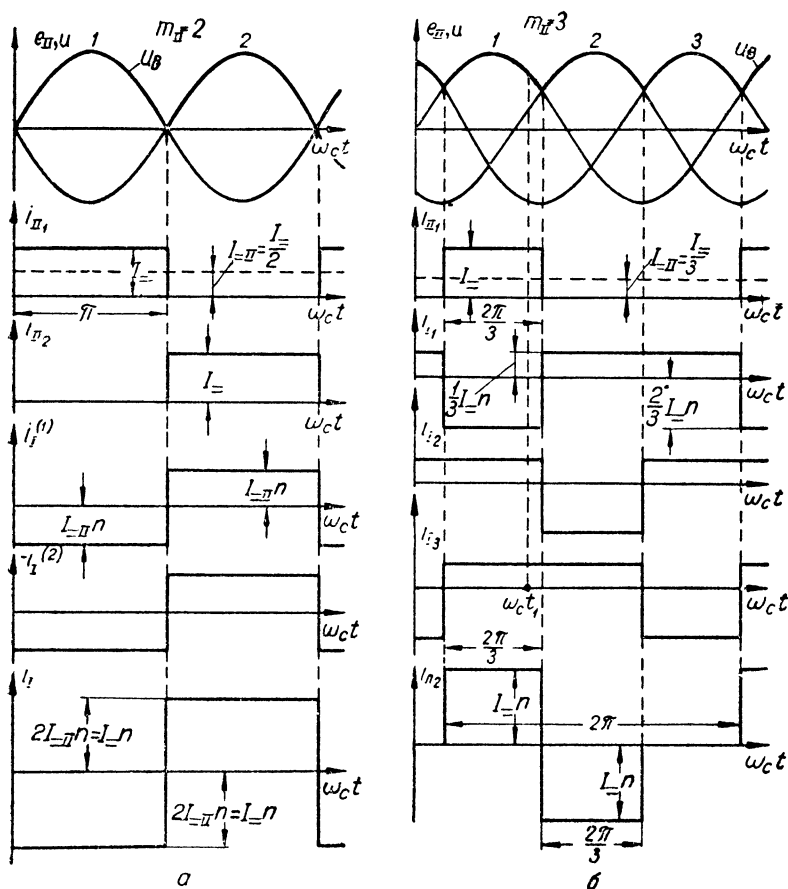


Рис. 17. Временные диаграммы токов и напряжений при индуктивном фильтре в схемах:

а — двухфазной; б — трехфазной.

Для  $m_{II} = 2$   $I_I = I = n$ , так как ток  $i_I$  всегда равен  $I = n$  и изменяет только направление (рис. 17, а), что не влияет на величину его действующего значения.

<sup>1</sup> При соединении первичной обмотки треугольником.

Числовые значения отношения  $\frac{I_1}{nI} =$ , а также других расчетных величин приведены в табл. 10.

Таблица 10

**Расчетные соотношения для трансформатора, питающего выпрямитель с индуктивным фильтром**

$m_{II}$	$\frac{P_{II_0}}{P_{\Sigma}}$	$\frac{P_{\Sigma}}{P_{II_0}} = k_{II_0}$	$\frac{I_{I_0}}{nI} =$	$\frac{P_{I_0}}{P_{\Sigma}}$	$\frac{P_{\Sigma}}{P_{I_0}} = k_{I_0}$	$\frac{P_{T_0}}{P_{\Sigma}}$	$\frac{P_{\Sigma}}{P_{T_0}} = k_{T_0}$
2	1,57	0,636	1	1,11	0,9	1,34	0,748
3	1,48	0,676	0,47	1,21	0,825	1,345	0,745
4 <sup>1</sup>	1,57 <sup>2</sup>	0,636	0,707 <sup>3</sup>	1,2 <sup>2</sup>	0,834	1,38 <sup>2</sup>	0,725
6 <sup>4</sup>	1,81	0,551	0,58	1,28	0,779	1,548	0,648
6 <sup>5</sup>	1,81	0,551	0,47	1,05	0,953	1,43	0,7

<sup>1</sup> Четырехфазная сложная параллельная схема имеет специальное построение первичных обмоток (рис. 46).

<sup>2</sup> Суммарная мощность базисного и высотного трансформаторов.

<sup>3</sup> Здесь  $n$  — коэффициент трансформации высотного трансформатора.

<sup>4</sup> Схема треугольник — шестифазная звезда.

<sup>5</sup> Схема звезда — шестифазная звезда при малых нагрузках (вывод соотношений для первичной стороны трансформатора приводится в § 6 гл VI).

На рис. 17, б показаны формы кривых токов во всех трех фазах первичной обмотки трансформатора трехфазного выпрямителя, которые отличаются только временным сдвигом. При соединении первичной обмотки звездой линейные токи совпадают с фазными.

На том же рисунке приведена форма кривой линейного тока  $i_{L_2}$  при соединении первичной обмотки треугольником (рис. 16, а). Этот ток равен разности токов двух соседних фаз

$$i_{L_2} = i_{I_2} - i_{I_1}. \quad (\text{III-8})$$

Действующее значение линейного тока определяется (см. рис. 15, з) путем сопоставления с фазным током вторичной обмотки (например,  $i_{II_1}$  на рис. 17, б)

$$I_L = I_{II} n \sqrt{2}. \quad (\text{III-9})$$

Расчетную мощность первичной обмотки, типовую мощность трансформатора и коэффициенты использования определяем в соответствии с выражениями (II-69), (II-70), (II-20), (III-2), (II-73), (II-67), (II-71), (II-74). Например, расчетные мощности первичной обмотки соответственно для однополупериодных и двухполупериодных схем равны:

$$P'_{I_0} = P = \frac{\pi}{\sin \frac{\pi}{m_{II}}} \sqrt{\frac{1}{2m_{II}} \left(1 - \frac{1}{m_{II}}\right)}; \quad (\text{III-10})$$

$$P''_{I_0} = P = \frac{\pi}{2 \sqrt{m_{II}} \sin \frac{\pi}{m_{II}}}. \quad (\text{III-11})$$

### § 3. ВЫНУЖДЕННОЕ НАМАГНИЧИВАНИЕ СЕРДЕЧНИКА ТРАНСФОРМАТОРА

При работе однократных однополупериодных и части двухполупериодных выпрямительных схем возникает явление вынужденного намагничивания сердечника трансформатора, которое рас-

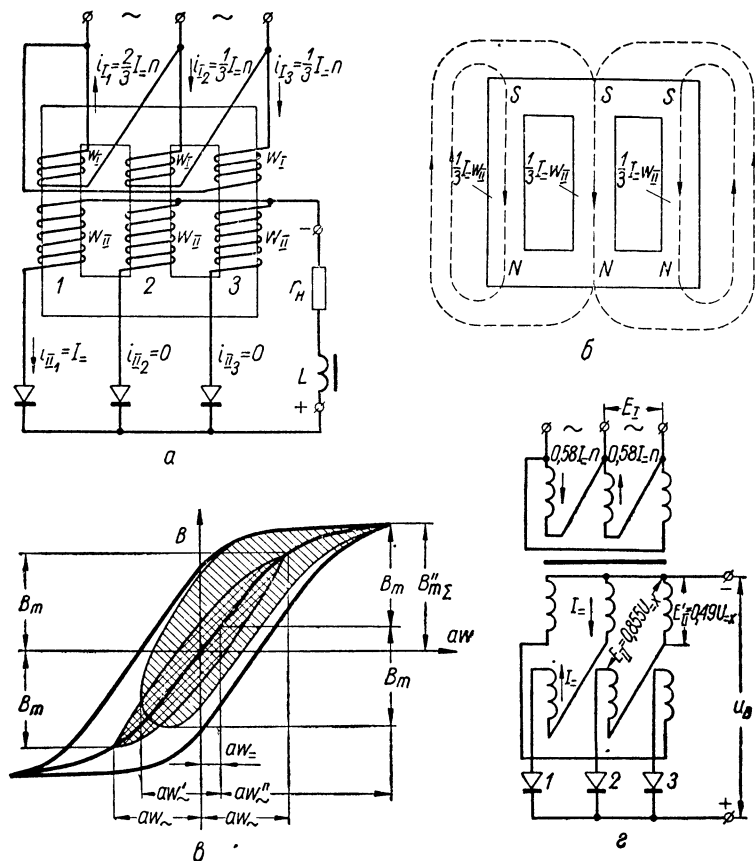


Рис. 18. Вынужденное намагничивание сердечника трансформатора:

а — расположение обмоток и токи в трехфазной схеме; б — избыточные ампер-витки в стержнях сердечника и магнитные силовые линии вынужденного потока; в — режим работы стали магнитопровода; г — соединение вторичной обмотки зигзагом для устранения вынужденного намагничивания.

смотрим на примере трехфазной схемы  $m_{II} = 3$  (см. схему на рис. 16, а и формы кривых токов на рис. 16, б и 17, б).

На рис. 18, а показаны расположение обмоток трехстержневого трансформатора, питающего трехфазный выпрямитель, и мгно-



венные значения, а также направления фазных токов для момента  $t_1$  (точка  $\omega_c t_1$  на рис. 17, б). В этот момент вторая и третья фазы вторичной обмотки не работают ( $i_{II_2} = i_{II_3} = 0$ ), однако токи в соответствующих фазах первичной обмотки протекают ( $i_{I_2} = i_{I_3} = \frac{1}{3} I_n$ ). Вследствие этого на втором и третьем стержнях трансформатора образуются неуравновешенные (избыточные) ампер-витки

$$a\omega_- = a\omega_2 = a\omega_3 = \frac{1}{3} I_n \omega_1 = \frac{1}{3} I_n \omega_{II}. \quad (\text{III-12})$$

В равенстве (III-12) учтено, что коэффициент трансформации в соответствии с формулой (II-53)

$$n = \frac{\omega_{II}}{\omega_1}, \quad (\text{III-13})$$

где  $\omega_1$  и  $\omega_{II}$  — соответственно число витков каждой фазы первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Легко убедиться, что и на первом стержне трансформатора имеются неуравновешенные ампер-витки — магнитодвижущая сила (м. д. с.) — того же направления и величины, что и на втором и третьем стержнях. Действительно, результирующие ампер-витки на первом стержне трансформатора определяются (с учетом направлений и величин токов, показанных на рис. 18, а) как разность ампер-витков вторичной и первичной фазных обмоток, расположенных на этом стержне,

$$a\omega_1 = I_n \omega_{II} - \frac{2}{3} I_n n \omega_1 = \frac{1}{3} I_n \omega_{II} = a\omega_-. \quad (\text{III-14})$$

Такой же величины и направления получается м. д. с. в стержнях трансформатора и в любой другой момент времени. Вследствие этого каждый стержень становится электромагнитом. Сердечник в целом представляет собой три параллельно включенных магнита, северные и южные полюса которых находятся соответственно на нижнем и верхнем ядрах. Возникающая магнитодвижущая сила создает поток вынужденного намагничивания, магнитные силовые линии которого показаны на рис. 18, б штрихами. Величина этого магнитного потока определяется ампер-витками  $a\omega_-$  и магнитным сопротивлением от ядра к ядру сердечника через окружающее пространство.

Отметим, что ампер-витки на каждом стержне обычного силового трансформатора приблизительно уравновешены: м. д. с., создаваемые первичными и вторичными обмотками, отличаются лишь на относительно небольшую величину ампер-витков намагничивания стали.

Вынужденный поток при работе трансформатора увеличивает суммарный магнитный поток, вследствие чего в один из полупериодов амплитуда суммарной магнитной индукции в сердечнике  $B''_{m\Sigma}$  возрастает (рис. 18, в).

На рис. 18, в показан режим работы стали магнитопровода трансформатора. Жирными линиями нанесены предельная петля гистерезиса и основная кривая намагничивания. Частные петли гистерезиса для режима без подмагничивания и с вынужденным намагничиванием показаны тонкими линиями и заштрихованы; при этом цикл без подмагничивания заштрихован в двух, а с подмагничиванием — в одном направлении.

Вынужденное подмагничивание ухудшает условия работы трансформатора: увеличиваются ток намагничивания и нагрев первичной обмотки, растут потери в сердечнике. Особенно заметны эти явления, если суммарная индукция  $B''_{m\Sigma}$  соответствует нелинейному участку кривой намагничивания стали, т. е. при приближении к режиму насыщения.

Необходимо отметить, что ток намагничивания возрастает вследствие вынужденного намагничивания сердечника только во время работы выпрямительной схемы, так как неуравновешенные ампер-витки согласно формуле (III-12) пропорциональны току  $I_-$ . Поэтому ток намагничивания нельзя определить измерением тока холостого хода трансформатора.

Амплитуда переменной индукции в стали трансформатора (в тесла<sup>1</sup>) определяется соотношением

$$B_m = \frac{U_1 \cdot 10^4}{4,44 f_c \omega_1 S}, \quad (\text{III-15})$$

где  $U_1$  — действующее значение фазного напряжения первичной обмотки, в;

$S$  — площадь сечения сердечника, см<sup>2</sup>.

Так как напряжение  $U_1$  одинаково при вынужденном намагничивании и без него, то амплитуда переменной составляющей индукции  $B_m$  должна оставаться при намагничивании такой же, как при его отсутствии. На рис. 18 в видно, что при неуравновешенных ампер-витках  $a\omega_-$  для создания переменной индукции такой же амплитуды потребуются ампер-витки<sup>2</sup>  $a\omega'_-$  и  $a\omega''_-$  (а значит и намагничивающий ток) значительно большей величины, чем

<sup>1</sup> Один тесла (1 вебер на 1 м<sup>2</sup>) равен десяти килогауссам, т. е.  $1 \text{ тл} = 10^4 \text{ гс} = 10^4 \text{ гс}$ .

<sup>2</sup> На рис. 18, в видно, что при вынужденном намагничивании амплитуда переменных ампер-витков в первый полупериод больше, чем во второй ( $a\omega''_- > a\omega'_-$ ). Следовательно, форма кривой тока намагничивания, среднее значение которого равно нулю, для этих полупериодов различна.

при отсутствии подмагничивания ( $\alpha\omega_-$ ). Из рис. 18, в также следует, что при вынужденном намагничивании возрастают потери в стали  $P_{ст}$ , которые прямо пропорциональны площадям соответствующих гистерезисных петель.

Величина потока вынужденного намагничивания, который при рассматриваемой трехфазной схеме замыкается через окружающее пространство (рис. 18, б), ограничивается большим магнитным сопротивлением воздушного промежутка. Более тяжелые условия получаются в однофазной схеме выпрямления, где также возникает вынужденное намагничивание, но его магнитный поток замыкается через сердечник трансформатора. При этом возможно особенно большое возрастание тока намагничивания трансформатора в рабочем режиме схемы по сравнению с холостым ходом.

Таким образом, вынужденное намагничивание сердечника трансформатора, возникающее лишь в некоторых схемах выпрямления и при некоторых конструктивных исполнениях трансформатора, является недостатком этих схем и конструкций.

Чтобы снизить величину потока вынужденного намагничивания, следует при конструировании трансформатора принять меры для увеличения магнитного сопротивления от ярма к ярму через окружающее пространство, оставив большие немагнитные, например воздушные, промежутки. Если трансформатор выполняется в стальном баке и крепится к крышке, то недопустимо располагать его слишком близко к стенкам бака и ко дну, в особенности прикреплять ко дну с помощью деталей, изготовленных из ферромагнитных материалов.

Чтобы при работе трансформатора с вынужденным намагничиванием стальной сердечник не переходил в режим насыщения, следует при конструктивном расчете снизить расчетное значение амплитуды переменной индукции  $B_m$  в стали. Обычно его берут меньше примерно на  $1/3$  по сравнению с максимально допустимой индукцией  $B_{m\text{ доп}}$  для данного сорта стали (например, при  $B_{m\text{ доп}} = 1,5 \text{ тл}$  расчет ведут для  $B_m \approx 1 \text{ тл}$ ).

При компоновке аппаратуры следует учитывать, что вынужденное намагничивание сердечника трансформатора приводит к увеличению его магнитных полей рассеяния, которые могут влиять на работу чувствительных элементов радиоустройства. В рассмотренном примере (рис. 18, а) ампер-витки вынужденного намагничивания постоянны по величине вследствие сделанных допущений ( $L \rightarrow \infty$ ). В действительности в потоке вынужденного намагничивания всегда имеется переменная составляющая, а в некоторых выпрямительных схемах этот поток переменный (рис. 48, б).

## Соединение зигзагом

Вынужденное намагничивание в трехфазной схеме можно устранить путем соединения вторичной обмотки трансформатора зигзагом, как показано на рис. 18, *г*. Каждый вентиль в такой схеме питается от последовательно соединенных двух половин вторичных фазных обмоток, расположенных на различных стержнях трансформатора. Поэтому ампер-витки на каждом стержне уравновешены. На рис. 18, *г* обозначены величины и направления токов в обмотках для интервала времени, когда работает первый вентиль. Во всех остальных фазных обмотках токи в это время равны нулю.

Однако при соединении зигзагом уменьшается коэффициент использования вторичной обмотки ( $\text{с } k_{II} = 0,676$  в обычной трехфазной схеме до 0,585) и коэффициент использования трансформатора ( $\text{с } k_{тр} = 0,745$  до 0,685).

В двухфазной схеме при расположении всех обмоток на одном стержне вынужденное намагничивание отсутствует. Оно появляется в трансформаторе стержневого типа при размещении обмоток на двух стержнях; вынужденное намагничивание может быть устранено соединением вторичной обмотки зигзагом или выполнением первичной обмотки в виде двух параллельно включенных секций. Размещение обмоток на двух стержнях применяют для уменьшения веса меди, так как при этом снижается средняя длина витка.

## § 4. ПОТЕРИ НАПРЯЖЕНИЯ В СХЕМЕ. РАСЧЕТ ПОТЕРИ, ОБУСЛОВЛЕННОЙ АКТИВНЫМИ СОПРОТИВЛЕНИЯМИ

### Параметры, вызывающие потери

Выше рассматривалась работа идеального выпрямителя, в котором отсутствовали потери в трансформаторе и в вентилях. В реальном выпрямителе при прохождении выпрямленного тока имеется потеря напряжения, которая должна учитываться при расчете.

На рис. 19, *а* приведена одноконтурная схема выпрямления (взят пример  $m_{II} = 3$ ), в которой потери напряжения вызываются элементами  $r$  и  $L_s$ , стоящими в фазах вторичной обмотки.

Элемент  $r$  представляет собой активное сопротивление, отнесенное к фазе вторичной обмотки трансформатора и учитывающее активные сопротивления вентиля и обмоток трансформатора, т. е.

$$r = r_{пр} + r_{тр} = r_{пр} + r_{II} + r'_I, \quad (\text{III-16})$$

где  $r_{пр}$  — прямое сопротивление вентиля;

$r_{тр}$  — сопротивление трансформатора, приведенное к фазе вторичной обмотки;

$r_{II}$  — сопротивление фазы вторичной обмотки;

$r'_I = r_I n^2$  — сопротивление фазы первичной обмотки, пересчитанное во вторичную.

Для упрощения выкладок сопротивление  $r$  считают постоянным, не зависящим от величины тока  $i_{II}$ , хотя, например, прямое

сопротивление вентилей  $r_{пр}$  зависит от тока. Кроме того, не принимают во внимание конечное обратное сопротивление вентилей, т. е. допускают, что  $r_{об} \rightarrow \infty$ .

Аналогично, индуктивность рассеяния  $L_s$  учитывает рассеяние вторичной  $L_{sII}$  и первичной  $L_{sI}$  обмоток трансформатора

$$L_s = L_{sII} + L'_{sI} = L_{sII} + L_{sI} n^2. \quad (\text{III-17})$$

Относительное значение потерь напряжения, вызванных элементами  $r$  и  $L_s$ , зависит от мощности выпрямителя, а именно:

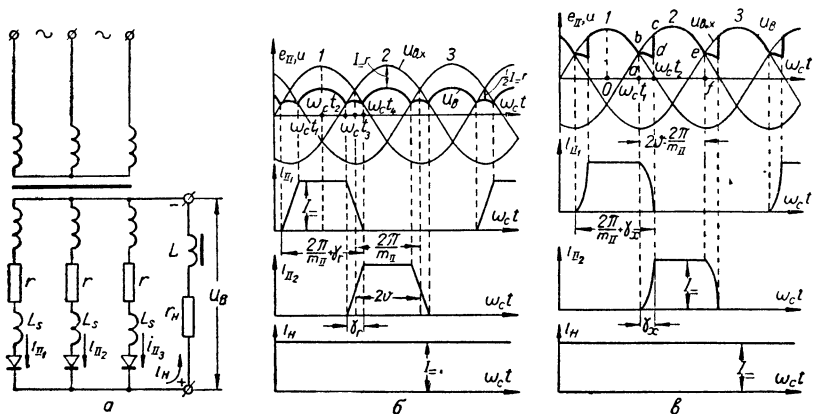


Рис. 19. Выпрямитель с потерями напряжения при индуктивном фильтре: а — трехфазная схема с потерями; б — временные диаграммы токов и напряжений при наличии активных сопротивлений  $r$ ; в — временные диаграммы токов и напряжений при наличии индуктивных сопротивлений  $x_s = \omega_c L_s$

1) в выпрямителях малой мощности ( $P = < 1 \text{ кВт}$ ) обычно преобладающее значение имеют активные сопротивления  $r$  и влиянием индуктивности рассеяния  $L_s$  можно пренебречь. В этом случае учитывается только потеря напряжения  $\Delta U_r$ , обусловленная активными сопротивлениями. Вносить поправку на индуктивность  $L_s$  следует лишь в некоторых случаях, например при повышенных частотах напряжения сети (§ 6 гл. IV);

2) в выпрямителях большой мощности ( $P =$  — тысячи киловатт) к. п. д. трансформатора высок (следовательно, сопротивление  $r_{тр}$  очень мало), прямое сопротивление  $r_{пр}$  мощных ионных и полупроводниковых вентилей при больших токах также очень мало.

<sup>1</sup> Такой общепринятый метод пересчета  $L_{sI}$  (как и  $rI$ ) является приближенным в тех случаях, когда формы токов в первичной и вторичной обмотках различны, например за счет постоянной составляющей вторичного тока, которая имеется в однотактных выпрямителях.

Поэтому при расчете можно принимать во внимание только потерю напряжения  $\Delta U_{=x}$ , обусловленную индуктивностью  $L_s$ , которая имеет при частоте  $f_c$  сопротивление

$$x_s = \omega_c L_s; \quad (\text{III-18})$$

3) в выпрямителях средней мощности ( $P_{=}$  — единицы, десятки и сотни киловатт) оба вида потерь напряжения должны быть учтены, так как их величины одного порядка.

Отметим, что в радиоустройствах выпрямители с индуктивной реакцией нагрузки, как правило, имеют среднюю мощность. Строгий анализ при этом громоздок и поэтому в инженерных расчетах принято определять каждый из видов потери напряжения независимо, т. е. считать

$$\Delta U_{=} \approx \Delta U_{=r} + \Delta U_{=x}. \quad (\text{III-19})$$

В данном случае применение принципа наложения к нелинейной системе дает приблизительно верный результат при определении суммарной потери напряжения  $\Delta U_{=}$ .

Таким образом, для подсчета  $\Delta U_{=}$  с учетом равенства (III-19) достаточно проанализировать первые два случая.

### Выпрямленное напряжение и фазный ток

Вначале для определения потери напряжения  $\Delta U_{=r}$  рассмотрим работу выпрямителя малой мощности, т. е. примем  $L_s = 0$ . Временные диаграммы для этого случая представлены на рис. 19, б. Вблизи, например, начального момента времени, определяемого фазовым углом  $\omega_c t_1 = 0$ , как и в выпрямителе без потерь, работает только первая фаза вторичной обмотки, обладающая наибольшим положительным мгновенным значением э. д. с. При этом фазный ток равен выпрямленному  $i_{II_1} = i_B = i_n = I_{=}$  и неизменен по величине, так как индуктивность фильтрового дросселя  $L \rightarrow \infty$ . Однако выпрямленное напряжение  $u_B$ , показанное на рис. 19, б жирной кривой, уже не равно мгновенному значению э. д. с.  $e_{II_1}$  (II-1), а меньше вследствие падения напряжения на сопротивлении  $r$

$$u_B = e_{II_1} - i_{II_1} r = E_{mII_1} \cos \omega_c t - I_{=} r. \quad (\text{III-20})$$

Поэтому напряжение между анодом и катодом вентиля очередной (второй) фазы станет положительным не в точке  $\omega_c t_3 = \vartheta = \frac{\pi}{m_{II}}$ , как в выпрямителе без потерь (§ 1 гл. II), а раньше — в точке  $\omega_c t_2$ , где

$$u_B = e_{II_2}. \quad (\text{III-21})$$

Тогда в соответствии с выражениями (III-20), (III-21) и (II-2)

$$E_{m11} \cos \omega_c t_2 - I_{=} r = E_{m11} \cos \left( \omega_c t_2 - \frac{2\pi}{m_{11}} \right). \quad (\text{III-22})$$

В результате вторая фаза начнет пропускать ток с момента  $t_2$  (точки  $\omega_c t_2$ ) и в течение некоторого интервала будет наблюдаться параллельная работа соседних фаз, называемая перекрытием фаз.

### Перекрытие фаз

С момента начала перекрытия  $t_2$  ток первой фазы  $i_{11_1}$  начнет уменьшаться, а второй фазы  $i_{11_2}$  — соответственно возрастать до момента  $t_4$ , когда  $i_{11_1}$  упадет до нуля, а  $i_{11_2}$  достигнет значения  $I_{=}$ . Интервал времени, в течение которого происходит перекрытие фаз, определяется углом  $\gamma_r = \omega_c t_4 - \omega_c t_2$ , называемым углом перекрытия. Для любого момента времени в пределах работы первой и второй фаз справедливо соотношение

$$i_{11_1} + i_{11_2} = I_{=} = \text{const}, \quad (\text{III-23})$$

так как выпрямленный ток в схеме не может измениться вследствие бесконечно большой индуктивности дросселя  $L$ .

Продифференцировав по времени соотношение (III-23), получим равенство

$$\frac{di_{11_1}}{dt} = - \frac{di_{11_2}}{dt}, \quad (\text{III-24})$$

которое указывает на одинаковые скорости спада тока  $i_{11_1}$  и нарастания тока  $i_{11_2}$  в интервале перекрытия.

Таким образом, проведенный качественный анализ показал, что из-за активных сопротивлений  $r$  (рис. 19, а) фазные токи в периоды перехода с фазы на фазу (коммутации) нарастают и спадают постепенно по некоторому закону так, что в течение интервала, определяемого углом перекрытия  $\gamma_r$ , наблюдается параллельная работа соседних фаз. Ввиду этого продолжительность работы каждой фазы увеличивается от  $2\vartheta = \frac{2\pi}{m_{11}}$  до  $2\vartheta + \gamma_r$  (рис. 19, б).

Следует учесть, что перекрытие фаз из-за сопротивлений  $r$  возникает только в многофазных схемах ( $m_{11} > 2$ ).

### Расчет потери напряжения

Определим закон, по которому изменяются фазные токи, а также величину выпрямленного напряжения в интервале перекрытия. Для этого интервала выпрямленное напряжение в соответствии с уравнением (III-20) определяется следующими соотношениями:

$$u_B = e_{11_1} - i_{11_1} r; \quad (\text{III-25})$$

$$u_B = e_{II_2} - i_{II_2} r = e_{II_2} - (I - i_{II_1}) r, \quad (\text{III-26})$$

где для исключения из полученной системы уравнений тока  $i_{II_2}$  использовано выражение (III-23). Решение полученных уравнений с двумя неизвестными ( $i_{II_1}$  и  $u_B$ ) позволяет ответить на поставленные вопросы.

Сложив уравнения (III-25) и (III-26), определим закон изменения  $u_B$  для интервала перекрытия

$$u_B = \frac{1}{2} (e_{II_1} + e_{II_2} - I = r). \quad (\text{III-27})$$

Таким образом, для интервала перекрытия напряжение  $u_B$  имеет вид отрезка косинусоиды<sup>1</sup>, как показано на рис. 19, б. Для моментов времени вне интервала перекрытия

$$u_B = u_{B,x} - I = r, \quad (\text{III-28})$$

где  $u_{B,x}$  — выпрямленное напряжение для выпрямителя без потерь ( $r = 0$ ), равное по величине напряжению холостого хода выпрямителя с потерями (когда  $I = 0$ ).

Среднее значение  $u_B$  на интервале перекрытия можно определить, проинтегрировав уравнение (III-27). Если ввиду малости угла перекрытия  $\gamma_r$  принять  $\sin \frac{\gamma_r}{2} \approx \frac{\gamma_r}{2}$ , то, опуская промежуточные выкладки, получим

$$U = \approx U_{=x} - I = r \left( 1 - m_{II} \frac{\gamma_r}{8\pi} \right). \quad (\text{III-29})$$

При расчетах пренебрегают малым поправочным членом  $m_{II} \frac{\gamma_r}{8\pi}$ , который обычно (при  $\gamma_r < \frac{\pi}{2m_{II}}$ ) не превышает 0,06, т. е. принимают уменьшение мгновенного значения  $u_B$  для интервала перекрытия таким же, как и при работе одной фазы.

Среднее значение выпрямленного напряжения при наличии сопротивлений  $r$  можно выразить

$$U_{=} = U_{=x} - I = r_a, \quad (\text{III-30})$$

где активное сопротивление  $r_a$ , определяющее потерю напряжения, отнесено к цепи выпрямленного тока. При этом потеря выпрямленного напряжения равна падению напряжения на таком сопротивлении  $r_a$

$$\Delta U_{=r} = I = r_a. \quad (\text{III-31})$$

Согласно формулам (III-29) и (III-30)

$$r_a = r \left( 1 - m_{II} \frac{\gamma_r}{8\pi} \right), \quad (\text{III-32})$$

а учитывая малость  $m_{II} \frac{\gamma_r}{8\pi} \ll 1$ , получим

$$r_a \approx r. \quad (\text{III-33})$$

<sup>1</sup> Так как сумма двух косинусоид одной частоты  $e_{II_1}$  и  $e_{II_2}$  тоже косинусоида.



Таким образом, при наличии активных сопротивлений  $r$  в фазах реального выпрямителя в первом приближении получим такой же результат, как при включении в цепь выпрямленного тока идеального выпрямителя активного сопротивления  $r_a$ , величина которого равна  $r$ .

Потеря напряжения с учетом конечного активного сопротивления  $r_{др}$  обмотки дросселя  $L$  может быть вычислена по формуле

$$\Delta U_{=r} = I_{=} (r + r_{др}), \quad (\text{III-34})$$

т. е. в этом случае

$$r_a = r + r_{др}. \quad (\text{III-35})$$

В величину  $r_a$  можно, в случае необходимости, включить также сопротивление подводящих проводов и вспомогательных элементов, соединенных последовательно с нагрузочным сопротивлением  $r_n$ .

Равенство (III-30) представляет собой в рассматриваемом случае ( $L_s \rightarrow 0$ ) уравнение внешней (нагрузочной) характеристики выпрямителя — зависимости величины постоянной составляющей выпрямленного напряжения от выпрямленного тока  $U_{=} = f(I_{=})$  при неизменном значении э. д. с. первичной обмотки  $E_1$ .

Пользуясь уравнением (III-30) с подстановкой соотношения (III-33), получим некоторое (обычно не более 2%) уменьшение величины  $U_{=}$  (преувеличение потерь  $\Delta U_{=r}$ ).

### Соотношения при перекрытии фаз

Решая систему уравнений (III-25) и (III-26), можно также найти как соотношение для определения величины  $\gamma_r$

$$\sin \frac{\gamma_r}{2} = \frac{I_{=} r}{E_{mII\lambda}} = \frac{I_{=} r}{2E_{mII} \sin \vartheta}, \quad (\text{III-36})$$

так и закон уменьшения  $i_{II_1}$  (и, соответственно, возрастания  $i_{II_2}$ ) для интервала перекрытия  $\vartheta - \frac{\gamma_r}{2} \leq \omega_c t \leq \vartheta + \frac{\gamma_r}{2}$

$$i_{II_1} = \frac{I_{=}}{2} - \frac{E_{mII\lambda} \sin(\omega_c t - \vartheta)}{2r} = \frac{I_{=}}{2} \left[ 1 - \frac{\sin(\omega_c t - \vartheta)}{\sin \frac{\gamma_r}{2}} \right], \quad (\text{III-37})$$

где  $E_{mII\lambda}$  — амплитуда линейной э. д. с. соседних фаз вторичной обмотки.

Промежуточные выкладки при выводе формул (III-36) и (III-37) для краткости изложения опущены. При выводе уравнения (III-37) учтены формулы (II-1), (II 2) и соотношение

$$E_{mII\lambda} = 2E_{mII} \sin \vartheta. \quad (\text{III-38})$$

Формулу (III-36) можно получить по уравнению тока  $i_{II_1}$  (III-37), применяя граничное условие  $i_{II_1} = I_{=}$  при  $\omega_c t = \vartheta - \gamma_r$ .

Ввиду малости  $\gamma_r$  можно заменить синусы в формуле (III-37) их аргументами и закон изменения  $i_{II_1}$  оказывается приблизительно линейным, как и показано на рис. 19, б.

Действующее значение тока  $i_{II}$  можно определить интегрированием соотношения (II-32) с учетом уравнения (III-37). Это значение окажется немного меньше (не выше нескольких процентов) величины, определяемой формулой (III-1). Действительно, в выпрямителе с потерями длительность прохождения тока в фазе увеличивается на угол  $\gamma_r$ ; следовательно, фазный ток изменяется в направлении некоторого приближения к постоянному, для которого отношение действующего значения к среднему минимально (коэффициент формы  $D$  равен единице).

Из сказанного выше следует, что для расчета выпрямителя с потерями можно пользоваться соотношением (III-1). При этом несколько преувеличивается действующее значение фазного тока, что принято не учитывать и относить в запас при выборе сечения проводов трансформатора.

Если  $r > 0$ , форма кривой  $u_B$  становится более сложной, чем кривой  $u_{B\ x}$ , но функция  $u_B(\omega_c t)$  остается четной (на рис. 19, б  $\omega_c t_1 = 0$ ), что приводит лишь к небольшому изменению величины коэффициентов пульсаций по сравнению с соотношением (II-31). Коэффициент пульсаций по первой гармонике  $k_{п1}$  при  $m_n = 6$  практически не изменяется для  $\frac{r}{r_n} = 0 \div 0,2$ , а при  $m_n = 3$  и тех же значениях  $\frac{r}{r_n}$  возрастает мало: от  $k_{п1} = 25$  до 28%. Поэтому активные сопротивления  $r$  в фазах при расчете пульсаций не учитываются.

## § 5. РАСЧЕТ ПОТЕРИ НАПРЯЖЕНИЯ, ВЫЗВАННОЙ РЕАКТИВНЫМИ СОПРОТИВЛЕНИЯМИ

### Напряжение и токи при перекрытии фаз

При расчете выпрямителей большой мощности можно не учитывать влияние сопротивлений  $r$ . Кривые токов в фазах  $i_{II}$  для случая, когда имеются только реактивные сопротивления  $x_s$  (III-18), показаны на рис. 19, в.

До точки  $\omega_c t_1$  по первой фазе, в которой мгновенные значения э. д. с. положительные и наибольшие, проходит ток  $i_{II1}$ , равный по величине постоянному току  $I_{\Sigma}$  в нагрузочном сопротивлении. Так как ток  $i_{II1}$  при этом неизменен по величине ( $\frac{di_{II1}}{dt} = 0$ ), э. д. с. самоиндукции в  $L_s$

$$e_s = -L_s \frac{di_{II1}}{dt} \quad (\text{III-39})$$

равна нулю, т. е. индуктивность рассеяния  $L_s$  не влияет на работу схемы. На этом интервале в схеме нет потери напряжения и, как в схеме без потерь,  $u_B = e_{II1}$  (жирная кривая на рис. 19, в).

В точке  $\omega_c t_1$ , когда  $e_{II_1} = e_{II_2}$ , в выпрямителе без потерь первая фаза прекращает работу, а ток  $i_{II_1}$  сразу возрастает до значения  $I_-$  (см. рис. 16, б и 19, в). При наличии индуктивности  $L_s$  и уменьшении тока  $i_{II_1}$  в первой фазе возникает э. д. с. самоиндукции (III-39), которая стремится поддержать величину тока  $i_{II_1}$ , т. е. приводит к его постепенному спаду, как показано на рис. 19, в. В то же время э. д. с. самоиндукции во второй фазе замедляет рост тока  $i_{II_2}$ , который начинает протекать с момента  $t_1$ . Только в точке  $\omega_c t_2$  ток  $i_{II_1}$  уменьшается до нуля, а ток  $i_{II_2}$  возрастает до значения  $I_-$ . Отрезок времени, соответствующий углу перекрытия  $\gamma_x = \omega_c t_2 - \omega_c t_1$ , определяет интервал параллельной работы фаз.

Найдем выпрямленное напряжение и закон изменения фазного тока для интервала перекрытия. Составим для рассматриваемого случая систему уравнений, аналогичную (III-25), (III-26):

$$u_B = e_{II_1} - L_s \frac{di_{II_1}}{dt}; \quad (\text{III-40})$$

$$u_B = e_{II_2} - L_s \frac{di_{II_2}}{dt} = e_{II_2} + L_s \frac{di_{II_1}}{dt}. \quad (\text{III-41})$$

В уравнение (III-41) для исключения тока  $i_{II_1}$  введено соотношение (III-24), т. е. учтено, что  $L \rightarrow \infty$ .

Сложив уравнения (III-40) и (III-41), определим

$$u_B = \frac{1}{2} (e_{II_1} + e_{II_2}), \quad (\text{III-42})$$

т. е. для интервала перекрытия выпрямленное напряжение равно полусумме э. д. с. работающих параллельно фаз. Подставив в уравнение (III-42) значения фазных э. д. с. (II-1) и (II-2), т. е. выбирая, как и ранее, начало отсчета  $\omega_c t = 0$  при  $e_{II_1} = E_{mII}$  (рис. 19, в), получим

$$u_B = \frac{E_{mII}}{2} [\cos \omega_c t + \cos (\omega_c t - 2\vartheta)] = E_{mII} \cos \vartheta \cos (\omega_c t - \vartheta), \quad (\text{III-43})$$

откуда видно, что кривая  $u_B$  на участке перекрытия представляет собой по форме отрезок косинусоиды. Этот отрезок, равный полусумме э. д. с. работающих фаз, построен на рис. 19, в.

### Расчет потери напряжения

По форме кривой  $u_B$  видно, что перекрытие фаз приводит к некоторому уменьшению (потере) среднего значения выпрямленного напряжения на величину

$$\Delta U_{=x} = U_{=x} - U_{=} = \frac{S_{abcef}}{2\vartheta} - \frac{S_{abdcef}}{2\vartheta} = \frac{S_{bcd}}{2\vartheta}, \quad (\text{III-44})$$

где  $S$  — площади соответствующих фигур на рис. 19, в. При этом учтено, что среднее значение функции можно определить согласно формуле (II-13) делением площади, заключенной за период  $2\vartheta = \frac{2\pi}{m_{II}}$  между кривой и осью абсцисс, на длительность периода.

Площадь фигуры  $bcd$  можно определить как

$$S_{bcd} = \int_{\omega_c t_1}^{\omega_c t_2} (e_{II_2} - u_B) d\omega_c t = \int_{\omega_c t_1}^{\omega_c t_2} \frac{e_{II_2} - e_{II_1}}{2} d\omega_c t = \int_{\omega_c t_1}^{\omega_c t_2} \frac{e_{II_2}}{2} d\omega_c t, \quad (\text{III-45})$$

где учтено уравнение (III-42).

Подставив в выражение (III-45) формулы (II-1) и (II-2), найдем

$$\begin{aligned} S_{bcd} &= \int_{\omega_c t_1}^{\omega_c t_2} \frac{E_{mII}}{2} [\cos(\omega_c t - 2\vartheta) - \cos \omega_c t] d\omega_c t = \\ &= E_{mII} \sin \vartheta \int_{\vartheta}^{\vartheta + \gamma_x} \sin(\omega_c t - \vartheta) d\omega_c t = E_{mII} \sin \vartheta (1 - \cos \gamma_x). \quad (\text{III-46}) \end{aligned}$$

Искомая величина  $\Delta U_{=x}$  и напряжение  $U_{=}$  согласно выражениям (III-44) и (III-46) с учетом формулы (II-16) равны:

$$\Delta U_{=x} = \frac{E_{mII} \sin \vartheta}{2\vartheta} (1 - \cos \gamma_x) = U_{=x} \frac{1 - \cos \gamma_x}{2}; \quad (\text{III-47})$$

$$U_{=} = U_{=x} \frac{1 + \cos \gamma_x}{2}. \quad (\text{III-48})$$

### Определение величины угла перекрытия

Найдем закон изменения фазного тока и величину угла перекрытия  $\gamma_x$ . Для этого подставим в уравнение (III-40) значение  $u_B$  из соотношения (III-42) и, заменив разность  $e_{II_2} - e_{II_1} = e_{II_2}$ , получим

$$-L_s \frac{di_{II_1}}{dt} = \frac{e_{II_2} - e_{II_1}}{2} = E_{mII} \sin \vartheta \sin(\omega_c t - \vartheta). \quad (\text{III-49})$$

Интегрируя уравнение (III-49) по времени, получим

$$i_{II_1} = \frac{E_{mII} \sin \vartheta \cos(\omega_c t - \vartheta)}{\omega_c L_s} + C, \quad (\text{III-50})$$

где  $C$  — постоянная интегрирования, которую определяют из граничного условия ( $i_{II_1} = 0$  при  $\omega_c t_2 = \vartheta + \gamma_x$ ) с учетом формул (III-38) и (III-18):

$$C = -\frac{E_{mII} \sin \vartheta \cos \gamma_x}{\omega_c L_s} = -\frac{E_{mII} \cos \gamma_x}{2x_s}. \quad (\text{III-51})$$

Следовательно, закон спада тока  $i_{II_1}$  при перекрытии имеет вид

$$i_{II_1} = \frac{E_{mII} \sin \vartheta}{x_s} [\cos(\omega_c t - \vartheta) - \cos \gamma_x]. \quad (III-52)$$

Введя второе граничное условие ( $i_{II_1} = I_-$  при  $\omega_c t_1 = \vartheta$ ), получим с учетом выражения (II-16) формулу для определения величины угла перекрытия

$$\gamma_x = \arccos \left( 1 - \frac{I_- x_s}{E_{mII} \sin \vartheta} \right) = \arccos \left( 1 - \frac{I_- x_s m_{II}}{U_{=x\pi}} \right). \quad (III-53)$$

На основании формулы (III-53) при  $\vartheta \leq \omega_c t \leq \vartheta + \gamma_x$  можно переписать функциональную зависимость (III-52) следующим образом:

$$i_{II_1} = I_- - \frac{E_{mII} \sin \vartheta}{x_s} [1 - \cos(\omega_c t - \vartheta)]. \quad (III-54)$$

Величина, которая вычитается в равенстве (III-54) из тока  $I_-$ , представляет собой уравнение для тока  $i_{II_2}$  на интервале перекрытия.

### Внутреннее сопротивление выпрямителя

Подставив формулу (III-53) в (III-47), получим

$$\Delta U_{=x} = I_- \frac{m_{II} x_s}{2\pi} = I_- r_x, \quad (III-55)$$

где

$$r_x = \frac{m_{II} x_s}{2\pi} = \frac{x_s}{2\vartheta} \quad (III-56)$$

величина, определяющая внутреннее сопротивление выпрямителя (угол  $\vartheta$  — в радианах).

Таким образом, индуктивности рассеяния  $L_s$  в фазах реального выпрямителя приводят к потере постоянной составляющей выпрямленного напряжения такой величины, как активное сопротивление  $r_x$ , включенное в цепь выпрямленного тока в идеальном выпрямителе.

В двухтактных сложных схемах, где число фаз вторичной обмотки  $m_{II}$  не равно периодичности выпрямленного напряжения  $m_n$  (см. гл. VI), в формулу (III-56) следует подставлять  $m_n$

$$r_x = \frac{m_n x_s}{2\pi} = m_n f_c L_s, \quad (III-57)$$

так как потеря напряжения из-за индуктивностей рассеяния  $L_s$  происходит при каждом переходе нагрузки с фазы на фазу, т. е.  $m_n$  раз за период напряжения сети  $T_c$ .

Из формул (III-55) и (III-57) следует, что при данной величине  $L_s$  вызываемая ею потеря напряжения увеличивается с рос-

том частоты  $f_c$  и числа переходов нагрузки с фазы на фазу за период  $T_c$  (периодичности выпрямленного напряжения).

Угол перекрытия  $\gamma_x$  (III-53) и связанная с ним потеря напряжения (III-55) возрастают при увеличении тока  $I_+$ . Это объясняется тем, что с ростом величины  $I_+$  увеличивается запасенная в магнитном поле индуктивности  $L_s$  энергия, что и определяет более длительное перекрытие фаз.

С учетом формул (III-56) и (III-55) соотношение (III-53) можно привести к более простому виду

$$\gamma_x = \arccos\left(1 - \frac{2I_+ r_x}{U_{=x}}\right) = \arccos\left(1 - \frac{2\Delta U_{=x}}{U_{=x}}\right). \quad (\text{III-58})$$

### Коэффициент мощности

При перекрытии фаз первая гармоника тока в первичной обмотке трансформатора сдвигается по отношению к питающему напряжению на угол

$$\varphi \approx \frac{\gamma_x}{2}. \quad (\text{III-59})$$

Дополнительный фазовый сдвиг первой гармоники первичного тока получается за счет намагничивания трансформатора, имеющего реактивную составляющую значительной величины.

Коэффициент мощности выпрямительной установки, под которыми понимают отношение активной потребляемой от сети мощности  $P_{1a}$  к расчетной мощности первичной обмотки трансформатора<sup>1</sup>,

$$\chi = \frac{P_{1a}}{P_1}. \quad (\text{III-60})$$

Расчетная мощность  $P_1$  определяется по формуле, аналогичной выражению (II-63),

$$P_1 = \sqrt{P_{1a}^2 + P_{1x}^2 + P_{1n}^2}. \quad (\text{III-61})$$

Если первая гармоника первичного тока совпадает по фазе с питающим напряжением ( $\varphi = 0$ ), то  $P_{1x} = 0$  и мощность искажения (реактивная мощность второго рода)

$$P_{1n} \approx P_{1a} \sqrt{\frac{1}{k_1^2} - 1}, \quad (\text{III-62})$$

где  $k_1$  — коэффициент использования первичной обмотки, вычисленный согласно формуле (II-71) при  $\varphi = 0$ .

<sup>1</sup> В схемах однофазного питания и в большинстве схем трехфазного питания кажущаяся мощность, потребляемая выпрямителем от сети, равна расчетной мощности первичной обмотки трансформатора  $P_1$ . Однако при соединении первичной обмотки треугольником эти мощности могут отличаться. Так, в схеме треугольник — шестифазная звезда (§ 6 гл. VI) кажущаяся мощность в сети (линии) в  $\sqrt{1,5}$  раза меньше, чем величина  $P_1$ .

В формуле (III-62) учтено, что активная мощность  $P_{la}$ , равная истинной мощности выпрямленного тока  $P_n$ , приблизительно равна условной мощности  $P_н$  (§ 3 гл. II).

Если же угол  $\varphi \neq 0$ , то в первичной обмотке имеется реактивная мощность первого рода

$$P_{lx} = P_{la} \operatorname{tg} \varphi. \quad (\text{III-63})$$

В этом случае в соответствии с выражениями (III-61), (III-62), (III-63) расчетная мощность

$$P_l = P_{la} \sqrt{\frac{1}{k_1^2} + \operatorname{tg}^2 \varphi}. \quad (\text{III-64})$$

Тогда согласно формуле (III-60) коэффициент мощности

$$\chi = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{k_1^2} + \operatorname{tg}^2 \varphi}}, \quad (\text{III-65})$$

что приближенно можно представить так

$$\chi \approx k_1 \cos \varphi, \quad (\text{III-66})$$

если угол фазового сдвига  $\varphi$  невелик, а коэффициент использования первичной обмотки  $k_1$  мало отличается от единицы. Например, если  $\varphi = 30^\circ$  ( $\cos \varphi \approx 0,87$ ) и  $k_1 = 0,75$ , то при пользовании соотношением (III-66) получаем погрешность около 5%.

Коэффициент мощности  $\chi$  с учетом формул (III-60) и (II-68) можно выразить следующим образом:

$$\chi = \frac{m_1 I_1 E_1 \cos \varphi}{m_1 I_1 E_1} = \nu \cos \varphi, \quad (\text{III-67})$$

где  $I_1$  — действующее значение первой гармоники первичного тока;

$I_1$  — действующее значение первичного тока, учитывающее все его гармонические составляющие;

$\nu$  — коэффициент искажения тока, равный

$$\nu = \frac{I_1}{I_1}. \quad (\text{III-68})$$

При отсутствии фазового сдвига ( $\varphi = 0$ ) величины коэффициентов использования первичной обмотки  $k_{l0}$ , искажения тока  $\nu$  и мощности  $\chi$  совпадают:

$$k_{l0} = \nu = \chi. \quad (\text{III-69})$$

## § 6. ВНЕШНЯЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

### Уравнение и график внешней характеристики

Воспользовавшись формулами (III-44) и (III-55), можно получить уравнение внешней характеристики выпрямителя при наличии  $L_s$  (если  $r_a = 0$ )

$$U = U_{=x} - I = r_x. \quad (\text{III-70})$$

При необходимости одновременного учета (в выпрямителях средней мощности) потерь напряжения, связанных с активными сопротивлениями  $r$  и реактивными  $x_s$ , получим согласно формулам (III-19), (III-31), (III-55) уравнение

$$U = U_x - I = (r_a + r_x) = U_x - I = r_B, \quad (\text{III-71})$$

где с учетом равенства (III-35)

$$r_B = r_a + r_x = r + r_{др} + r_x \quad (\text{III-72})$$

— полное внутреннее сопротивление выпрямителя.

Согласно уравнению (III-71) можно с точки зрения потери напряжения охарактеризовать выпрямитель эквивалентной схемой по постоянному току (схемой замещения), приведенной на рис. 20, а. Потеря выпрямленного напряжения, равная разности  $U_x$  и  $U$ , определяется в соответствии с формулой (III-19) как арифметическая сумма падений напряжения на элементах  $r_a$  и  $r_x$ . Однако необходимо помнить, что происходящее из-за сопротивления  $r_x$  уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения (потеря напряжения) не связано с потерей энергии.

При применении ионных вентиляй можно получить более точный результат, чем из уравнения (III-71), воспользовавшись соотношением

$$U = U_x - I = (r_{тр} + r_{др} + r_x) - gU_{пр}, \quad (\text{III-73})$$

где  $U_{пр} \approx \text{const}$  — прямое падение напряжения на вентиле;

$g$  — число вентиляй, через которые последовательно проходит ток в каждый момент времени (в однофазной схеме  $g = 1$ , так как ток проходит через одно вентиляльное плечо, обычно состоящее из одного ионного вентиля).

Формула (III-73) пригодна для режимов, когда через вентили проходит рабочий ток, и неприменима при холостом ходе.

График внешней характеристики выпрямителя (III-72) представлен на рис. 20, б. При принятых допущениях внешняя ха-

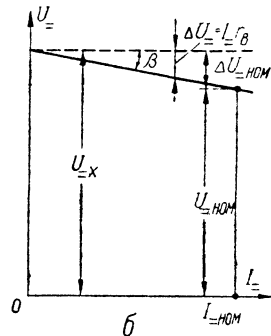
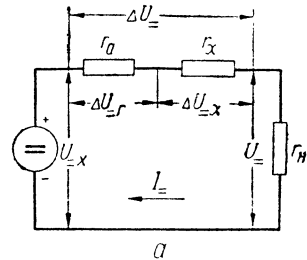


Рис. 20. Эквивалентная схема и внешняя характеристика выпрямителя с индуктивным фильтром:

а — эквивалентная схема по постоянному току; б — участок внешней характеристики.



характеристика имеет вид отрезка прямой, проходящей под углом наклона <sup>1</sup>

$$\beta = \operatorname{arctg} r_B \quad (\text{III-74})$$

к оси абсцисс, т. е. тем круче, чем больше внутреннее сопротивление  $r_B$ . На рис. 20, б штриховой линией показана внешняя характеристика идеального (без потерь) выпрямителя, для которого  $U_- = U_{-x} = \text{const}$ .

В большинстве случаев желательно иметь пологую (жесткую) внешнюю характеристику (т. е. малое сопротивление  $r_B$ ), чтобы изменение нагрузки  $I_-$ , например от ее номинального значения  $I_{\text{ном}}$  (рис. 20, б), не приводило к большим изменениям напряжения  $U_-$  по сравнению с величиной  $U_{\text{ном}}$ .

### Коэффициент неустойчивости

Степень отклонения внешней характеристики реального выпрямителя от идеальной определяют величиной коэффициента неустойчивости напряжения при изменении нагрузки

$$\chi = \frac{U_{-x} - U_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}} = \frac{\Delta U_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}}. \quad (\text{III-75})$$

Этот коэффициент обычно выражается в процентах.

Согласно формулам (II-21) и (III-71)

$$\chi = \frac{r_B}{r_{\text{н.ном}}}, \quad (\text{III-76})$$

где  $r_{\text{н.ном}}$  — номинальное нагрузочное сопротивление.

Потеря напряжения при номинальном токе в выпрямителях с индуктивным фильтром обычно составляет

$$\Delta U_{\text{ном}} = (0,05 \div 0,2) U_{\text{ном}}. \quad (\text{III-77})$$

т. е. согласно формуле (III-75)  $\chi = 5 \div 20\%$ .

Величина коэффициента неустойчивости  $\chi$  растет с увеличением тока  $I_{\text{ном}}$  и с уменьшением напряжения  $U_{\text{ном}}$ . Таким образом, в соответствии с формулами (III-76) и (III-77) для выпрямителей с высокоомным нагрузочным сопротивлением  $r_{\text{н.ном}}$  коэффициент  $\chi \approx 5 \div 10\%$ , а при низкоомном —  $\chi \approx 10 \div 20\%$ . Для ориентировочных расчетов и при сравнении выпрямительных схем можно брать в качестве среднего значения этого коэффициента при индуктивном фильтре коэффициент

$$\chi \approx 10\%. \quad (\text{III-78})$$

<sup>1</sup> Если  $I_-$  в амперах,  $U_-$  в вольтах и  $r_B$  в омах.

Иногда, например для выпрямителя, заряжающего аккумуляторы, желательна крутая (мягкая) внешняя характеристика (§ 3 гл. IX), т. е. большая величина коэффициента  $\kappa$ . В этом случае следует включать в фазы анодного трансформатора<sup>1</sup> дополнительные индуктивности, которые увеличивают реактивные сопротивления фаз, а значит и величины  $\gamma_x$ ,  $r_x$ ,  $r_B$ ,  $\beta$ ,  $\chi$ . В то же время к. п. д. выпрямителя не уменьшается, что было бы при включении активных сопротивлений (увеличении  $r_a$ ). Однако при включении дополнительных индуктивностей уменьшается  $\cos \varphi$ .

Отметим, что с учетом равенств (III-75) и (III-48) коэффициент неустойчивости напряжения можно представить в виде

$$\kappa = \frac{1 - \cos \gamma_x}{1 + \cos \gamma_x}. \quad (\text{III-79})$$

Из формулы (III-79) видно, что при введении дополнительных индуктивностей, т. е. увеличении угла  $\gamma_x$  увеличивается коэффициент неустойчивости  $\kappa$ , а значит, получается более крутая внешняя характеристика.

Согласно равенству (III-75) получаем

$$U_{\kappa} = U_{\text{ном}} (1 + \kappa) \quad (\text{III-80})$$

или с учетом соотношений (II-17), (II-18) и (III-76) формулу для коэффициента фазной э. д. с. в номинальном режиме

$$B_{\text{ном}} = B_0 (1 + \kappa) = B_0 \left( 1 + \frac{r_B}{r_{\text{н.ном}}} \right). \quad (\text{III-81})$$

Для режимов, отличающихся от номинального, формула (III-81) примет вид

$$B = B_0 \left( 1 + \frac{r_B}{r_{\text{н}}} \right). \quad (\text{III-82})$$

## § 7. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ

К. п. д. выпрямительной установки  $\eta_{\text{в}}$  определяется отношением полезной (обычно условной), отдаваемой потребителю мощности  $P_{\text{в}}$  к суммарной активной мощности  $P_{\text{ав}}$ , потребляемой от сети переменного тока первичной обмоткой анодного трансформатора и вспомогательными устройствами. Величину  $\eta_{\text{в}}$  можно выразить следующим образом:

<sup>1</sup> Включение индуктивностей с первичной или вторичной стороны не имеет принципиального значения, и этот вопрос решается с учетом конструктивных соображений.

$$\eta_B = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{н}} + \Sigma \Delta P} = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{н}} D_{\text{н}}^2 + \Delta P_{\text{тр}} + \Delta P_{\text{в}} + \Delta P_{\text{др}} + \Delta P_{\text{всп}}}, \quad (\text{III-83})$$

где  $P_{\text{н}} = U_{\text{н}} I_{\text{н}}$  — полезная (условная) мощность постоянного тока (II-41), получаемая потребителем;

$P_{\text{в}} = P_{\text{н}} D_{\text{н}}^2$  — истинная мощность выпрямленного тока согласно (II-43);

$\Sigma \Delta P$  — сумма мощностей потерь в различных элементах схемы;

$\Delta P_{\text{тр}}, \Delta P_{\text{в}}, \Delta P_{\text{др}}, \Delta P_{\text{всп}}$  — потери мощности соответственно в анодном трансформаторе, вентилях, дросселе и вспомогательных цепях.

В соответствии с § 3 гл. II и данными табл. 7 для всех схем (кроме однофазной и двухфазной при активной нагрузке) можно принять  $D_{\text{н}} \approx 1$  и упростить формулу (III-83).

### Расчет к. п. д. в номинальном режиме

Потери мощности в анодном трансформаторе рассчитывают по формуле

$$\Delta P_{\text{тр}} = \Delta P_{\text{кт}} + \Delta P_{\text{сд}} = m_{\text{I}} I_{\text{I}}^2 r_{\text{I}} + m_{\text{II}} I_{\text{II}}^2 r_{\text{II}} + \Delta P_{\text{сд}}, \quad (\text{III-84})$$

где  $\Delta P_{\text{кт}}$  — потери в катушках, равные потерям при опыте короткого замыкания  $\Delta P_{\text{к}}$ ;

$\Delta P_{\text{сд}}$  — потери в сердечнике, равные потерям при опыте холостого хода  $\Delta P_{\text{х}}$ .

Для маломощных трансформаторов можно согласно формуле (III-84) подсчитать потери в катушках, а затем при  $f_{\text{с}} = 50$  гц принять  $\Delta P_{\text{кт}} \approx (1 \div 2) \Delta P_{\text{сд}}$ ; для мощных трансформаторов мощности  $\Delta P_{\text{к}}$  и  $\Delta P_{\text{х}}$  указаны в каталогах.

Потери мощности в трансформаторе можно также определить, если известны его к. п. д.  $\eta_{\text{тр}}$  и мощность  $P_{\text{тр}}$ ,

$$\Delta P_{\text{тр}} = P_{\text{тр}} (1 - \eta_{\text{тр}}). \quad (\text{III-85})$$

Значения токов  $I_{\text{I}}$  и  $I_{\text{II}}$  в формуле (III-84) берут для номинального режима работы.

Потери в ионных (а также некоторых полупроводниковых) вентилях

$$\Delta P_{\text{в}} = m_{\text{в}} I_{\text{н}} U_{\text{пр}} \frac{1}{m_{\text{II}}} \quad (\text{III-86})$$

определяются числом вентиляльных плеч  $m_{\text{в}}$ , током  $I_{\text{н}}$  и приблизительно постоянным в рабочую часть периода падением напряжения  $U_{\text{пр}}$ . В формуле (III-86) учтено, что ток  $I_{\text{н}}$  проходит через каждый вентиль приблизительно  $\frac{1}{m_{\text{II}}}$  часть времени. Для однотактного выпрямителя с учетом равенства (II-10) из формулы (III-86) получается

$$\Delta P_{\text{в}} = I_{\text{н}} U_{\text{пр}}. \quad (\text{III-87})$$

Для кенотронных и некоторых типов полупроводниковых вентиляй, если считать  $r_{\text{пр}} \approx \text{const}$ , потери мощности

$$\Delta P_{\text{в}} = m_{\text{в}} I_{\text{в}}^2 r_{\text{пр}}, \quad (\text{III-88})$$

где  $I_{\text{в}}$  — действующее значение тока вентиля, равное в одноконтурной схеме  $I_{\text{II}}$ .

Это выражение учитывает только потери, вызванные прохождением прямого тока. В полупроводниковых вентилях имеются еще обратные потери, но они значительно меньше (в типовых режимах для германиевых и кремниевых вентиляй составляют не более 5—10% от прямых потерь).

Потери мощности на нагрев обмотки фильтрового дросселя вызываются проходящим через нее практически постоянным током и равны

$$\Delta P_{\text{др}} = I_{\text{др}}^2 r_{\text{др}}. \quad (\text{III-89})$$

Мощность  $\Delta P_{\text{всп}}$  расходуется во вспомогательных цепях, например на накал (кенотронные, газотронные и тиратронные вентиляй), возбуждение и пуск (ртутные вентиляй), охлаждение (мощные ионные и полупроводниковые вентиляй). Мощность, потребляемая цепями накала,

$$\Delta P_{\text{нк}} = \frac{m_{\text{в}} U_{\text{нк}} I_{\text{нк}}}{\eta_{\text{нк}}}, \quad (\text{III-90})$$

где  $U_{\text{нк}}$ ,  $I_{\text{нк}}$  — напряжение и ток накала одного вентиля;

$\eta_{\text{нк}}$  — к. п. д. накаливающего трансформатора, который имеет величину порядка 0,8.

Для неуправляемых полупроводниковых вентиляй с естественным охлаждением расход мощности во вспомогательных цепях может отсутствовать ( $\Delta P_{\text{всп}} = 0$ ).

Следует отметить, что в отдельных случаях, например при питании промышленных высокочастотных генераторов, гармоники выпрямленного тока полезно используются потребителем; при этом в числитель формулы (III-83) нужно подставлять вместо условной мощности  $P_{\text{в}}$  истинную мощность  $P_{\text{н}}$ .

## Зависимость к. п. д. от нагрузки

Потери мощности в схеме  $[\Sigma \Delta P$  в формуле (III-83)] можно разделить на переменные  $\Delta P_1$ , зависящие от величины нагрузки (потери в вентилях при прохождении прямого тока, потери в катушках трансформатора, в обмотке дросселя), и на постоянные  $\Delta P_2$ , не зависящие от величины этого тока (потери холостого хода в трансформаторе, потери в вентилях вследствие обратных токов, потери мощности на накал и охлаждение вентиляй). Величина потерь  $\Delta P_1$  приблизительно пропорциональна квадрату тока через потребитель<sup>1</sup>.

<sup>1</sup> Прямые потери в вентилях согласно выражениям (III-88) и (II-36) прямо пропорциональны  $I_{\text{в}}^2$ , если  $r_{\text{пр}} \approx \text{const}$ , что приблизительно верно для кенотронов и некоторых типов полупроводниковых диодов. Для ионных вентиляй эти потери согласно формуле (III-87) пропорциональны величине  $I_{\text{в}}$ , но связанная с этим погрешность невелика, так как потери мощности в таких вентилях обычно значительно меньше, чем в трансформаторе.

В соответствии со сказанным выше и с учетом эквивалентной схемы (рис. 20, а) формулу (III-83) можно записать в таком виде (при  $D_n = 1$  и  $L_s = 0$ )

$$\eta_B = \frac{P = \frac{U_{=x}^2 r_n}{(r_n + r_a)^2}}{P_n + \Delta P_1 + \Delta P_2} \approx \frac{1 - \frac{1}{1 + \frac{r_n}{r_a}}}{1 + a \left(1 + \frac{r_n}{r_a}\right)}, \quad (\text{III-91})$$

где  $a = \frac{\Delta P_2 r_a}{U_{=x}^2}$  — отношение постоянных потерь к переменным при коротком

$$\text{замыкании } \Delta P_{1к} = \frac{U_{=x}^2}{r_a} \\ (\text{когда } r_n = 0).$$

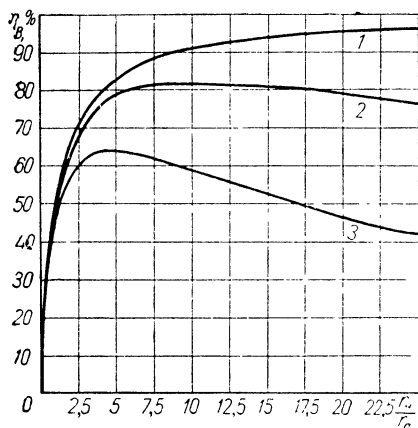


Рис. 21. График зависимости к. п. д. от нагрузки.

На рис. 21 приведены графики зависимости к. п. д.  $\eta_B$  от отношения сопротивлений  $\frac{r_n}{r_a}$ , т. е. при постоянном

$r_a$  от величины нагрузки выпрямителя. Кривая 1 относится к выпрямителю, который не имеет потерь мощности при холостом ходе  $\Delta P_2 = 0$  ( $a = 0$ ), т. е., например, к бестрансформаторному<sup>1</sup> полупроводниковому выпрямителю с естественным охлаждением. Для этого случая из формулы (III-91) получаем

$$\eta_B = 1 - \frac{1}{1 + \frac{r_n}{r_a}} = \frac{r_n}{r_n + r_a} = \frac{U_{=}}{U_{=} + \Delta U_{=r}}, \quad (\text{III-92})$$

где  $\Delta U_{=r}$  — падение напряжения на активном сопротивлении  $r_a$  (см. § 4 и рис. 20, а).

Выражение (III-92) можно применять и при индуктивности рассеяния в фазах выпрямителя, т. е. когда  $r_x > 0$ . Для номинального режима выпрямителей обычно  $\Delta P_{1ном} \ll P_{=ном}$ ; в этом случае к. п. д. выпрямительной установки при  $\Delta P_2 > 0$  можно приближенно определить по формуле

$$\eta_B = \frac{r_n}{r_n + r_a} \cdot \frac{P_{=ном}}{P_{=ном} + \Delta P_2}. \quad (\text{III-93})$$

В соответствии с выражением (III-92) и кривой 1 на рис. 21 к. п. д. выпрямителя, у которого  $\Delta P_2 = 0$ , равен нулю при коротком замыкании ( $r_n = 0$ )

<sup>1</sup> Формула (III-91) пригодна и для выпрямителя с трансформатором, если пренебречь относительно малыми потерями его холостого хода  $\Delta P_x$ .

и растет при уменьшении нагрузки (увеличении нагрузочного сопротивления  $r_n$ ), асимптотически стремясь к 100% при приближении к холостому ходу. Если  $\frac{r_n}{r_a} = 20$ , то к. п. д. достигает значения 95%, что, например, соответствует применению германиевых или кремниевых вентилях в выпрямителе достаточно большой мощности.

При наличии потерь холостого хода (постоянные потери  $\Delta P_2 = \text{const} > 0$ ) к. п. д. выпрямительной установки в соответствии с выражением (III-92) проходит максимальное значение при некоторой нагрузке (кривые 2 и 3 на рис. 21). В этом случае к. п. д. равен нулю не только при коротком замыкании, но и при холостом ходе, так как полезная мощность падает до нуля, а подводимая — до величины  $\Delta P_2$ . Кривая 2 построена при  $a = 0,01$ , а кривая 3 — при  $a = 0,05$ . Для отношения  $\frac{r_{n, \text{ном}}}{r_a} = 9$  случай  $a = 0,01$  соответствует равенству постоянных и переменных потерь при номинальной нагрузке ( $\Delta P_2 = \Delta P_{\text{ном}}$ ).

Кривая 2 может относиться, например, к выпрямителю средней мощности с ионными вентилями; при  $\frac{r_n}{r_a} \approx 5 \div 20$  к. п. д. составляет около 80% (максимальное значение  $\eta_{Bm} = 81,8\%$  при  $\frac{r_n}{r_a} = \sqrt{1 + \frac{1}{a}} \approx 10$ , причем кривая  $\eta_B \left( \frac{r_n}{r_a} \right)$  на этом участке проходит очень полого).

Кривая 3 ( $a = 0,05$ ) построена для выпрямителя, у которого, например,  $\frac{r_{n, \text{ном}}}{r_a} = 5,4$  и  $\Delta P_2 = 2\Delta P_{\text{ном}}$ , что может соответствовать применению кенотронов при малой выпрямленной мощности; в этом случае при  $\frac{r_n}{r_a} \approx 2 \div 10$  к. п. д. равен около 60% (максимальное значение  $\eta_{Bm} = 64,2\%$  при  $\frac{r_n}{r_a} = 4,6$ ).

К. п. д. выпрямительной установки при номинальной нагрузке, являющийся одним из важнейших показателей, зависит главным образом от ее мощности и типа вентилях. Для мощных выпрямителей с германиевыми и кремниевыми вентилями или мощных высоковольтных установок с ионными вентилями к. п. д. достигает 90—95%. При малых мощностях либо низких выпрямленных напряжениях, а также при применении кенотронных и селеновых вентилях к. п. д. меньше и составляет около 50—70% (в очень маломощных кенотронных выпрямителях — даже 30—50%).

## § 8. ТОК В ФАЗЕ И ПУЛЬСАЦИИ ПРИ УЧЕТЕ ИНДУКТИВНОСТЕЙ РАССЕЯНИЯ

Действующее и амплитудное значения фазного тока

Действующее значение тока  $i_{\Pi}$  вследствие перекрытия, вызванного индуктивностями  $L_s$ , несколько уменьшается, как и при сопротивлениях  $r$  (см. § 4). Интегрируя выражение (II-32) с под-

становкой формулы (III-54), получаем

$$I_{II} = \frac{I_{\sim}}{\sqrt{m_{II}}} \sqrt{1 - m_{II}^2(\gamma_x)} = I_{II} \sqrt{1 - m_{II}^2(\gamma_x)}, \quad (\text{III-94})$$

где согласно равенству (III-1)  $I_{II}$  — действующее значение тока в выпрямителе без потерь. Учтя соотношение (II-36), представим формулу (III-94) в таком виде:

$$D = D_0 \sqrt{1 - m_{II}^2(\gamma_x)}, \quad (\text{III-95})$$

где

$$\varepsilon(\gamma_x) = \frac{(2 + \cos \gamma_x) \sin \gamma_x - (1 + 2 \cos \gamma_x) \gamma_x}{2\pi (1 - \cos \gamma_x)^2}. \quad (\text{III-96})$$

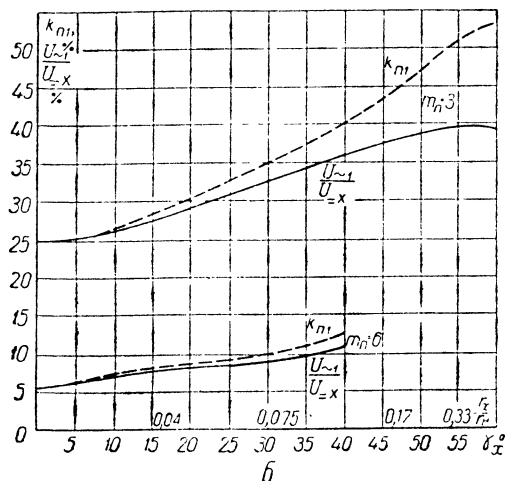
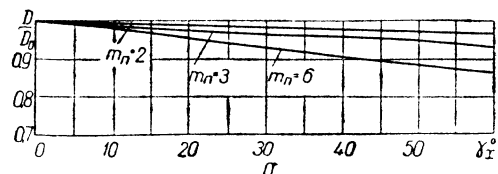


Рис. 22. Поправочные графики при наличии индуктивных сопротивлений  $x_s$  для определения:

а — действующего значения тока в фазе; б — переменной составляющей выпрямленного напряжения.

На рис. 22, а приведен график для определения поправочного коэффициента  $\frac{D}{D_0} < 1$ , построенный согласно выражениям (III-95), (III-96), по которому можно учесть уменьшение величины  $I_{II}$  вследствие перекрытия. С ростом угла  $\gamma_x$  отношение  $\frac{D}{D_0}$  умень-

шается почти по линейному закону, который можно с хорошей степенью приближения аппроксимировать формулой

$$\frac{D}{D_0} = \frac{I_{II}}{I_{II_0}} \approx 1 - \frac{m_{II} \gamma_x}{12\pi}, \quad (\text{III-97})$$

где угол  $\gamma_x$  выражен в радианах.

Для случаев, когда не требуется получить крутопадающую характеристику, угол  $\gamma_x$  не превышает  $20-30^\circ$ , т. е.  $\frac{D}{D_0} \approx 0,93 \div 0,98$ .

Поэтому при расчетах уменьшение действующего значения  $I_{II}$  часто не учитывают, что приводит к небольшому запасу при выборе сечения проводов.

Амплитуда фазного тока в реальном выпрямителе, как и в идеальном, приблизительно равна току  $I_{\Sigma}$ ; поэтому коэффициент постоянной составляющей при учете потерь не изменяется  $M \approx M_0$ .

### Коэффициент пульсаций

Реактивные сопротивления  $x_s$  в фазах выпрямителя так изменяют форму кривой  $u_B$ , что переменная составляющая (гармоники) в выпрямленном напряжении увеличивается. Зная закон изменения функции  $u_B(\omega_c t)$  на интервале перекрытия [см. рис. 19, в и выражение (III-43)] и при работе одной фазы [соотношение (II-8)], можно определить амплитуды гармоник выпрямленного напряжения по формулам для коэффициентов ряда Фурье. Ввиду асимметрии кривой  $u_B$  в рассматриваемом случае, в отличие от выпрямителя без потерь, необходимо учесть наряду с коэффициентами  $U'_{\sim q}$  при косинусоидальных членах ряда также коэффициенты при синусоидальных членах  $U''_{\sim q}$ , т. е. амплитуда  $q$ -й гармоники

$$U_{\sim q} = \sqrt{U'^2_{\sim q} + U''^2_{\sim q}}. \quad (\text{III-98})$$

Опустив промежуточные выкладки, приведем окончательные формулы для  $U'_{\sim q}$  и  $U''_{\sim q}$ :

$$U'_{\sim q} = -\frac{U_{\Sigma x}}{q^2 m_{II}^2 - 1} (\cos q m_{II} \gamma_x \cos \gamma_x + q m_{II} \sin q m_{II} \gamma_x \sin \gamma_x + 1); \quad (\text{III-99})$$

$$U''_{\sim q} = \frac{U_{\Sigma x}}{q^2 m_{II}^2 - 1} (q m_{II} \cos q m_{II} \gamma_x \sin \gamma_x - \sin q m_{II} \gamma_x \cos \gamma_x). \quad (\text{III-100})$$

Числовые значения отношения амплитуды первой гармоники пульсаций  $U_{\sim 1}$  к напряжению холостого хода  $U_{\Sigma x}$  в функции величины угла  $\gamma_x$  (для  $m_{II} = 3$  и  $m_{II} = 6$ ) приведены на рис. 22, б (сплошные линии).



При  $r_a = 0$  с учетом соотношений (III-71), (III-58), (II-21) можно выразить угол перекрытия через отношение  $\frac{r_x}{r_n}$

$$\gamma_x = \arccos\left(1 - \frac{2r_x}{r_n + r_x}\right) = \arccos \frac{1 - \frac{r_x}{r_n}}{1 + \frac{r_x}{r_n}}. \quad (\text{III-101})$$

На основании формулы (III-101) по оси абсцисс (рис. 22, б) отложена вторая (неравномерная верхняя) шкала отношений  $\frac{r_x}{r_n}$ , соответствующих указанным на равномерной нижней шкале углам перекрытия  $\gamma_x$ . Кроме того, на рис. 22, б штриховыми линиями приведены графики зависимости коэффициента пульсаций по первой гармонике

$$k_{п1} = \frac{U_{\sim 1}}{U_{=x}} \quad (\text{III-102})$$

от угла  $\gamma_x$  (отношения  $\frac{r_x}{r_n}$ ). Эти зависимости построены по формуле

$$k_{п1} = \frac{U_{\sim 1}}{U_{=x}} \cdot \frac{2}{1 + \cos \gamma_x} = \frac{U_{\sim 1}}{U_{=x}} \left(1 + \frac{r_x}{r_n}\right), \quad (\text{III-103})$$

которую можно получить с учетом выражений (III-102) и (III-101). Например, в случае  $m_n = 6$  и  $\gamma_x = 30^\circ$  величина  $k_{п1}$  равна около 9,5%, в то время как в шестифазном выпрямителе без потерь коэффициент пульсаций  $k_{п1}$  составлял только 5,7% (табл. 9). Поскольку активные сопротивления  $r$  в фазах мало влияют на величину  $k_{п1}$  (§ 4), графиками рис. 22, б можно пользоваться и при  $r_a \neq 0$ . Погрешность расчета при этом будет невелика.

### Ударное обратное напряжение

При перекрытии фаз, вызванном индуктивностями  $L_s$ , форма кривой обратного напряжения на вентиле изменяется в неблагоприятном направлении.

Кривая напряжения на первом вентиле  $u_v$ , в трехфазном выпрямителе без потерь приведена на рис. 10, в для активной нагрузки и остается такой же при работе идеального выпрямителя на индуктивный фильтр. В этом случае в точке  $\omega_c t = \frac{\pi}{m_{II}}$  (в конце интервала  $\frac{2\pi}{m_{II}}$ ) прямой ток первого вентиля уменьшается до нуля, а затем начинает плавно нарастать обратное напряжение  $u_{в.}$ . До тех пор, пока обратное напряжение станет большим, например равным амплитудному значению  $U_{m\text{ об.}}$ , пол-

ностью восстанавливаются запорные свойства этого вентиля (успевает произойти деионизация плазмы в ионных вентилях или восстановление стационарного значения концентрации дырок в  $p$ - $n$ -переходе полупроводникового диода). При наличии индуктивностей рассеяния ток через первый вентиль протекает больший интервал  $\frac{2\pi}{m_{11}} + \gamma_x$  и прекращается в точке  $\omega_c t_2$  (рис. 19, в). Тогда обратное напряжение в этом вентиле скачком возрастает от нуля до величины

$$U_{об. уд} = U_{об} \sin \gamma_x, \quad (\text{III-104})$$

т. е. появляется ударное обратное напряжение  $U_{об. уд}$  с очень крутым фронтом нарастания. Описанное явление увеличивает вероятность нарушения вентильной прочности (возникновения обратного зажигания в ионном вентиле либо пробоя  $p$ - $n$ -перехода в полупроводниковом диоде), особенно если угол  $\gamma_x$  большой, т. е. амплитуда ударного обратного напряжения (III-104) велика. Выхода из строя вентиля можно избежать, если включить параллельно ему демпфирующую  $rC$ -цепочку, которая снизит крутизну фронта нарастания ударного обратного напряжения.

### Полная внешняя характеристика

При увеличении нагрузки угол перекрытия  $\gamma_x$  увеличивается в соответствии с формулой (III-53) и может настолько возрасти, что третья фаза вступит в работу, когда еще не окончится перекрытие токов первой и второй фаз. В общем случае выпрямленное напряжение определяется как среднее арифметическое из э. д. с. всех параллельно работающих фаз.

На рис. 23 показана внешняя характеристика выпрямителя, дающего шестифазные пульсации<sup>1</sup> (от холостого хода до короткого замыкания, т. е. при изменении  $r_n$  от  $\infty$  до 0). Выпрямленное напряжение отложено в долях напряжения холостого хода  $U_{=x}$ , а выпрямленный ток — в долях тока короткого замыкания  $I_{=к}$ . Первый (самый крутой) участок характеристики соответствует режиму, описываемому уравнением (III-70), когда наблюдается перекрытие токов только двух соседних фаз (номинальный выпрямленный ток обычно получается на этом участке). Затем идут более пологие участки, соответствующие перекрытию большего числа фаз.

Таким образом, вся внешняя характеристика многофазного выпрямителя состоит из  $m_{\Pi} - 1$  отрезков прямой линии. На первом отрезке число одновре-

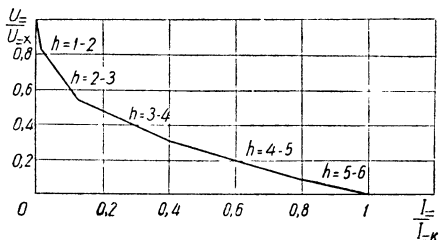


Рис. 23. Полная внешняя характеристика шестифазного выпрямителя.

<sup>1</sup> Рис. 23 соответствует применению шести однофазных трансформаторов для питания схемы.

менно работающих фаз  $h = 1 \div 2$ , на втором  $h = 2 \div 3$  и т. д., вплоть до режима короткого замыкания, когда наблюдаются участки параллельной работы всех фаз. Для более сложных схем (когда  $m_I \neq m_{II}$  или имеются дополнительные связи между обмотками, например при соединении зигзагом) условия работы при больших нагрузках несколько отличаются от описанных.

### Влияние асимметрии фаз

Рассмотрим влияние асимметрии фаз выпрямителя на форму выпрямленного напряжения. Асимметрия фаз может быть вызвана неравенством: 1) фазных э. д. с.  $e_{II}$  вторичных обмоток трансформатора (из-за отклонений числа витков фазных обмо-

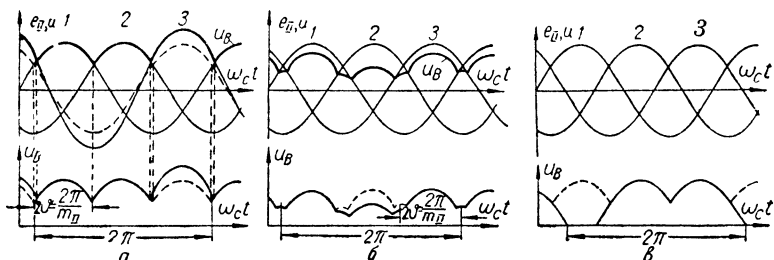


Рис. 24. Временные диаграммы выпрямленного напряжения трехфазного выпрямителя при:

а — асимметрии фаз трансформатора; б — асимметрии сопротивлений  $r$  в фазах; в — выходе из строя одной из фаз.

ток или их неодинакового расположения на сердечнике); 2) сопротивлений  $r$  (из-за разброса параметров вентилях, изменения  $r_{пр}$  с течением времени работы, включения в фазы дополнительных элементов, например измерительных приборов); 3) индуктивностей рассеяния  $L_s$ ; 4) потенциалов зажигания ионных вентилях  $U_3$ .

В выпрямителях, питаемых от трехфазной сети, неравенство э. д. с.  $e_{II}$  может быть вызвано также асимметрией (перекосом) фаз сети.

На рис. 24, а показана форма кривой выпрямленного напряжения трехфазного выпрямителя для случая, когда э. д. с. одной из фаз вторичной обмотки  $e_{II}$ , превышает по величине э. д. с. двух других фаз. В этом случае период выпрямленного напряжения равен периоду напряжения сети  $2\pi$ , а не величине  $2\vartheta = \frac{2\pi}{m_{II}}$ , которая получалась при симметрии фаз, как показано на рис. 24, а штриховой линией. Следовательно, в кривой выпрямленного напряжения появляется дополнительная составляющая с частотой  $f_c$ . Эта составляющая будет плохо сглаживаться фильтром, рас-

считанным на подавление первой гармоники пульсаций, имеющей согласно формуле (II-11) при симметрии фаз выпрямителя частоту  $f_1 = m_{II} f_c$ . При существенной асимметрии фаз амплитуда этой дополнительной составляющей может быть большой. Естественно, что требования к допустимой асимметрии фаз выпрямителя будут тем строже, чем меньше допустимый коэффициент пульсаций напряжения на потребителе.

Если одна из фаз вторичной обмотки имеет э. д. с., отличающуюся по амплитуде от амплитуд э. д. с. других фаз  $E_{mII}$  на величину  $\Delta E_{mII}$ , то для  $\frac{\Delta E_{mII}}{E_{mII}} = 10\%$  коэффициент пульсаций по частоте  $f_c$  составляет около 5% при  $m_{II} = 3$  и 3% при  $m_{II} = 6$ ; этот коэффициент изменяется приблизительно прямо пропорционально величине  $\frac{\Delta E_{mII}}{E_{mII}}$ . Поэтому при заметной асимметрии э. д. с. может потребоваться соответствующее усложнение сглаживающего фильтра.

Такой же результат получается и при асимметрии потерь в фазах, как показано на рис. 24, б для случая, когда активное сопротивление  $r_2$  во второй фазе превышает сопротивления  $r_1 = r_3$  в двух других фазах. Поэтому при проектировании и изготовлении выпрямителей необходимо добиваться симметрии фаз схемы, не допуская заметных отклонений э. д. с. и потерь в фазах.

Наибольшая асимметрия в схеме наблюдается при аварийных режимах, когда одна из фаз не работает, например, из-за выхода из строя катода вентиля. В этом случае переменная составляющая выпрямленного напряжения резко увеличивается и заметно уменьшается его среднее значение. Форма выпрямленного напряжения приобретает характерную для данной схемы и вида повреждения форму. На рис. 24, в как пример приведена форма кривой выпрямленного напряжения трехфазного выпрямителя при выходе из строя (обрыве) вентиля в первой фазе. Штрихами показана кривая выпрямленного напряжения при нормальной работе схемы.

## ОДНОТАКТНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ЕМКОСТНЫМ ФИЛЬТРОМ

### § 1. ТОКИ И НАПРЯЖЕНИЯ НА СТОРОНЕ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ

Однотактная схема выпрямления с емкостным фильтром (взяв пример  $m_{II} = m_n = 3$ ) показана на рис. 25, а; выпрямитель нагружен на включенные параллельно активное сопротивление  $r_n$  и конденсатор  $C_0$ . Потери напряжения в выпрямителе вызываемые элементами  $r$  и  $L_s$ , которые принимаются линейными (как и в § 4 гл. III).

Емкость конденсатора  $C_0$  выбирают настолько большой, чтобы его емкостное сопротивление  $x_{1C_0}$  для первой гармоники пульсаций было на порядок меньше величины  $r_n$ . Обозначим отношение величины нагрузочного сопротивления  $r_n$  к емкостному сопротивлению конденсатора  $C_0$  при частоте  $q$ -й гармоники выпрямленного напряжения через  $V_q$ . Тогда с учетом выражения (II-28)

$$V_q = \frac{r_n}{x_{qC_0}} = qm_n\omega_c r_n C_0. \quad (IV-1)$$

В частности, для первой гармоники

$$V_1 = \frac{r_n}{x_{1C_0}} = m_n\omega_c r_n C_0. \quad (IV-2)$$

Рассмотрим установившийся режим для случая, когда  $V_1 \gg 1$ , т. е. емкость настолько велика, что можно принять  $C_0 \rightarrow \infty$ . Заряженный конденсатор бесконечно большой емкости поддерживает на своих зажимах постоянное напряжение  $u_C = u_B = U = \text{const}$ , как показано на временной диаграмме рис. 25, б (любое конечное изменение величины  $u_C$  в этом случае связано с бесконечно большим изменением энергии  $\frac{C_0 u_C^2}{2}$ , накопленной в электрическом поле конденсатора).

Напряжение  $u_C$  приложено положительным полюсом к катодам вентиля и, в этом смысле, эквивалентно некоторой противо-э. д. с. Таким образом, случай  $C_0 \rightarrow \infty$  сходен с встречаю-



щимся на практике режимом работы выпрямителя на противо-э. д. с. (встречную э. д. с.) — заряд аккумуляторов (рис. 25, в). Фазные токи во вторичной обмотке трансформатора будут протекать только тогда, когда мгновенные значения э. д. с. соответствующих фаз превысят величину противо-э. д. с., т. е. когда  $e_{II} > u_B$  и один из вентилях проводит ток. Поэтому длительность протекания тока в фазе будет меньше чем  $2\vartheta = \frac{2\pi}{m_{II}}$  и, следовательно, меньше, чем при активной и индуктивно-активной нагрузках. Обозначим угол, определяемый интервалом протекания тока в фазе, через  $2\vartheta$  (рис. 25, б). Величину  $\vartheta$ , при которой ток  $i_{II}$  в фазе (через вентиль) прекращается (отсекается), называют углом отсечки тока.

### Ток в фазе

Работа на нагрузку с емкостной реакцией встречается, как правило, в кенотронных и полупроводниковых выпрямителях малой мощности, когда преобладают активные потери напряжения. Поэтому можно считать, что  $L_s \rightarrow 0$  и мгновенное значение тока, например, для цепи первая фаза вторичной обмотки трансформатора — конденсатор  $C_0$ , на основании закона Кирхгофа

$$i_{II_1} = \frac{e_{II_1} - u_B}{r} = \frac{E_{mII} \cos \omega_c t - U_-}{r} \quad (IV-3)$$

при  $-\vartheta \leq \omega_c t \leq \vartheta$  (если начало координат выбрано при амплитудном значении э. д. с.  $e_{II_1} = E_{mII}$ ).

В частности, амплитуда фазного тока (при  $\omega_c t = 0$ )

$$I_{mII} = \frac{E_{mII} - U_-}{r}. \quad (IV-4)$$

В соответствии с уравнением (IV-3) импульс фазного тока по форме представляет собой отрезок косинусоиды (рис. 25, б). При применении в качестве вентилях кенотронов с вольфрамовым катодом остроконечная косинусоидальная форма импульса тока  $i_{II}$  получится при условии  $I_{mII} \leq I_s$ , где  $I_{mII}$  вычислено по формуле (IV-4), а  $I_s$  — ток насыщения. В противном случае импульс тока приобретает трапецеидальную форму: наряду с нижней появляется верхняя отсечка; такой режим, применяемый редко, рассмотрен в § 5.

Подставив в формулу (IV-3)  $i_{II_1} = 0$  при  $\omega_c t = \vartheta$ , получим

$$U_- = E_{mII} \cos \vartheta. \quad (IV-5)$$

## Выпрямленные ток и напряжение

На временной диаграмме (рис. 25, б) показана также форма кривой выпрямленного тока  $i_B$ , равного согласно выражению (II-6) сумме токов всех фаз вторичной обмотки. Этот ток разветвляется в элементы  $C_0$  и  $r_n$ , причем его переменная составляющая  $i_{\sim B}$  проходит через конденсатор, а постоянная  $i_{=B} = I_{=}$  — через нагрузочное сопротивление (токи  $i_C = i_{\sim B}$  и  $i_n = I_{=}$  на рис. 25, б).

В интервалы времени, когда  $i_B > I_{=}$  часть выпрямленного тока расходуется на подзаряд конденсатора (кривая  $i_C$  на рис. 25, б). В промежутках между этими интервалами ток  $i_n$  поддерживается постоянным за счет разряда конденсатора  $C_0$  на сопротивление  $r_n$ . Таким образом,  $i_n = I_{=} = \text{const}$ .

Вследствие бесконечно большой емкости конденсатора  $C_0$  напряжение на его обкладках не изменяется ни при подзаряде, ни при разряде (что и обеспечивает постоянство напряжения и тока для параллельно включенного нагрузочного сопротивления  $r_n$ <sup>1</sup>). При большой, но конечной величине емкости  $C_0$ , когда постоянная времени цепи разряда  $\tau_n = C_0 r_n$  достаточно велика, процессы в схеме сходны со случаем  $C_0 \rightarrow \infty$ . Однако при этом напряжение на конденсаторе  $u_C = u_B = u_n$  слегка возрастает при подзаряде и падает при разряде, как показано на рис. 25, г. Напряжение  $u_B$ , состоящее из небольших отрезков кривых<sup>2</sup>, которые близки к отрезкам прямых, приобретает характерную пилообразную форму.

Разряд конденсатора бесконечно большой емкости  $C_0 \rightarrow \infty$  начинается не в точке  $\omega_c t_4$  (рис. 25, б), а несколько раньше — в точке  $\omega_c t_3$ , когда ток  $i_B$  становится меньше величины  $I_{=}$ . По этой же причине заряд конденсатора начинается, когда  $i_B > I_{=}$  — в точке  $\omega_c t_2$ , т. е. несколько позже  $\omega_c t_1$ .

Аналогично разряд конденсатора конечной емкости  $C_0$  начинается при напряжении на нем  $u_C$ , меньшем величины мгновенного значения напряжения работающей фазы (в точке  $\omega_c t_5$  на рис. 25, г). Поэтому после точки  $\omega_c t_5$  напряжение  $u_C$  начинает уменьшаться, как показано на рис. 25, г. Из-за описанного явления заряд конденсатора происходит в течение интервала, меньшего  $2\theta$ , и кривая напряжения  $u_C$  становится более плавной. Однако в типичных случаях интервал заряда мало отличается от  $2\theta$ .

Форма тока в нагрузочном сопротивлении  $i_n$  в соответствии с формулой (II-7) аналогична напряжению  $u_B = u_n$  (рис. 25, г).

<sup>1</sup> Для этой же цели параллельно нагрузочному сопротивлению вместо конденсатора  $C_0$  иногда подключают батарею аккумуляторов (так называемую буферную батарею).

<sup>2</sup> Участок  $u_B = u_n$ , соответствующий разряду емкости  $C_0$ , по форме близок к отрезку экспоненты.



Следовательно, при конечной величине  $C_0$  в выпрямленном токе и напряжении появляются переменные составляющие (пульсации). При применении на практике конденсаторов большой емкости и сопротивлений  $r_n$ , т. е. при больших значениях  $V_1$  (IV-2), пульсации напряжения обычно составляют только несколько процентов от среднего значения  $u_c$ , равного  $U_-$ .

Условием достаточно большой величины емкости  $C_0$  можно считать неравенство

$$V_1 \geq 10, \quad (\text{IV-6})$$

когда коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по первой гармонике невелик (меньше 20% даже в самом неблагоприятном случае). Отметим, что для электролитических конденсаторов, часто применяемых на практике, предельно допустимый коэффициент пульсаций около 8—15% при частоте 50 гц.

На рис. 25, г сопоставляются формы кривых напряжения  $u_c$  и токов  $i_{II}$ ,  $i_n$  для бесконечно большой (штриховые линии) и конечной<sup>1</sup> (сплошные линии) величин емкостей  $C_0$ . При уменьшении величины  $C_0$ , по мере снижения постоянной времени  $\tau_n$ , изменяется форма и длительность импульса тока  $i_{II}$ : импульс становится асимметричным, а его амплитуда  $I_{mII}$  уменьшается. Кроме того, уменьшается среднее значение выпрямленного напряжения  $u_B$ ; напряжение  $u_B$  постепенно приближается по форме к случаю работы на активную нагрузку, например к кривой, показанной на рис. 19, б.

В соответствии с выражениями (IV-6) и (IV-2), выразив емкость  $C_0$  в микрофарадах, а сопротивление  $r_n$  в килоомах, получим формулу для определения достаточно большой емкости фильтрового конденсатора

$$C_0 \geq \frac{31,8}{m_n \zeta r_n}. \quad (\text{IV-7})$$

В эту формулу введен поправочный коэффициент

$$\zeta = \frac{f_c}{50}, \quad (\text{IV-8})$$

показывающий, во сколько раз частота напряжения сети  $f_c$  в рассматриваемом случае отличается от 50 гц. При питании выпрямителя от сети  $f_c = 50$  гц коэффициент  $\zeta = 1$ . Если соблюдается неравенство (IV-7), что обычно имеет место на практике, то форма кривой тока  $i_{II}$  (и соответственно  $i_B$ ) мало отличается от случая  $C_0 \rightarrow \infty$ . Для упрощения выкладок в инженерном расчете принято не учитывать малых изменений тока  $i_{II}$ , обусловленных конечностью величины  $C_0$  (связанные с ними уточнения рассматриваются в § 5).

<sup>1</sup> Рис. 25, г соответствует соотношению  $V_1 = 6$ , когда неравенство (IV-6) не выполняется, т. е. примененная емкость  $C_0$  еще недостаточно велика при выбранном сопротивлении  $r_n$ .

## § 2. МЕТОДИКА ПРИБЛИЖЕННОГО РАСЧЕТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Методика инженерного расчета кенотронного<sup>1</sup> выпрямителя при нагрузке с емкостной реакцией разработана Б. П. Асеевым и Г. С. Цыкиным и развита Б. П. Терентьевым. В основе этой методики лежат допущения об очень большой емкости конденсатора  $C_0$ , независимости сопротивления  $r = r_{тр} + r_{пр}$  от величины тока (в частности, считают  $r_{пр} \approx \text{const}$ ) и пренебрежимо малой величине индуктивности рассеяния  $L_s$ . Кроме того, принимается, что вентиль имеет бесконечно большое обратное сопротивление ( $r_{об} \rightarrow \infty$ ).

### Нахождение угла отсечки

Рассмотрим основные соотношения для однокатной схемы (рис. 25,а) при косинусоидальных импульсах тока  $i_{II}$ . Перепишем уравнение (IV-3) для тока  $i_{II}$  с учетом выражения (IV-5)

$$i_{II} = \frac{E_{mII}}{r} (\cos \omega_c t - \cos \theta). \quad (IV-9)$$

Уравнение (IV-9), как и (IV-3), справедливо при  $-\theta \leq \omega_c t \leq \theta$ , а для других значений  $\omega_c t$  ток  $i_{II} = 0$ .

Найдем среднее значение тока  $i_B$  (рис. 25,б), которое равно среднему значению тока  $i_{II}$ , так как постоянная составляющая тока  $i_B$  целиком протекает через нагрузочное сопротивление. Учтя, что этот ток содержит за период  $T_c$ , т. е. угловой интервал  $2\pi$ ,  $m_{II}$  одинаковых импульсов, описываемых уравнением (IV-9), определим

$$\begin{aligned} I = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_B d\omega_c t &= \frac{m_{II}}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{E_{mII}}{r} (\cos \omega_c t - \cos \theta) d\omega_c t = \\ &= \frac{m_{II} E_{mII}}{\pi r} \int_0^{\theta} (\cos \omega_c t - \cos \theta) d\omega_c t = \frac{m_{II} E_{mII}}{\pi r} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \end{aligned} \quad (IV-10)$$

Подставив в формулу (IV-10) равенство (IV-5), получим

$$I = \frac{m_{II} U}{\pi r} (\lg \theta - \theta). \quad (IV-11)$$

Уравнение (IV-11), определяющее величину угла отсечки  $\theta$ , является трансцендентным и решается графическим путем. Обозначим

$$\lg \theta - \theta = A \quad (IV-12)$$

<sup>1</sup> Эта же методика может быть использована при расчете полупроводникового выпрямителя.

и выразим параметр  $A$  согласно уравнению (IV-11):

$$A = \frac{\pi r I_{\Sigma}}{m_{II} U_{\Sigma}} = \frac{\pi r}{m_{II} r_n} = \frac{\pi r}{m_n r_n}, \quad (\text{IV-13})$$

где учтены формулы (II-21) и (II-9). В формуле (IV-13)  $m_n$  — число импульсов в токе  $i_B$  за интервал  $2\pi$ , равное периодичности выпрямленного напряжения.

### Расчет параметра $A$

В начале расчета выпрямителя (по соображениям, изложенным в гл. VI) выбирается его схема и намечается тип вентиля, т. е. становятся известными величины  $m_{II}$  и  $r_{np}$ . Затем задаются величиной  $r_{TP}$  в соответствии с рекомендациями, излагаемыми в

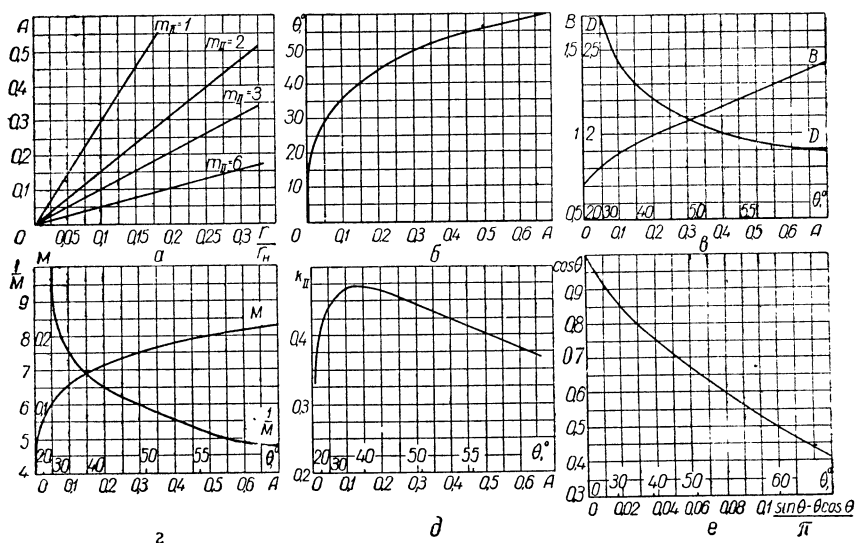


Рис. 26. Расчетные графики при нагрузке с емкостной реакцией для определения:

$a$  — параметра  $A$ ;  $b$  — угла отсечки анодного тока вентиля  $\theta$ ;  $c$  — коэффициентов фазной э. д. с.  $B$  и формы фазного тока  $D$ ;  $d$  — коэффициента постоянной составляющей фазного тока  $M$  и обратной величины этого коэффициента;  $e$  — коэффициента использования вторичной обмотки трансформатора  $k_{II}$ ;  $f$  — вида внешней характеристики.

пособиях по проектированию выпрямителей. Так, например, на основании опытных данных при мощности выпрямителя 1—1000 *вт* отношение  $\frac{r_{TP}}{r_n} = 10 \div 4\%$ , причем меньшие значения относятся к

большим мощностям. Затем по формуле (III-16) определяется сопротивление  $r$ .

Таким образом, можно вычислить вспомогательный параметр  $A$  по формуле (IV-13) или найти его по графику (рис. 26, а). Далее по графику (рис. 26, б) можно определить угол отсечки  $\theta$ . Все необходимые при расчете величины могут быть выражены в функции угла  $\theta$ . Выведем соответствующие формулы.

### Определение коэффициентов фазной э. д. с., формы тока и постоянной составляющей

Коэффициент фазной э. д. с.  $B$  находим с учетом соотношений (II-17), (II-15), (IV-5)

$$B = \frac{E_{II}}{U_-} = \frac{1}{\sqrt{2} \cos \theta}. \quad (IV-14)$$

График зависимости  $B = f(\theta)$  приведен на рис. 26, в. Очевидно, каждому  $\theta$  соответствует, согласно выражению (IV-12), определенная величина  $A$ . Поэтому на оси абсцисс графика (рис. 26, в) дана также шкала величин  $A$ . Таким образом, при расчетах нет необходимости находить угол  $\theta$ . Определив параметр  $A$  по формуле (IV-13), можно сразу найти величину  $B$  по графику  $B = f(A)$ <sup>1</sup>. Для холостого хода выпрямителя ( $I_-$ , а значит, и  $A$  равны нулю)  $B_x = 0,707 \approx B_0$ , так как при этом конденсатор заряжается до амплитудного значения фазной э. д. с.  $E_{mII} = E_{II} \sqrt{2}$ . При малом отношении  $\frac{r}{r_n}$  коэффициент  $B$  также приближается к

этой величине, которая меньше коэффициентов  $B_0$  при активной или индуктивно-активной нагрузке (табл. 6) особенно в схемах с малым числом фаз. Поэтому при неизменных параметрах схемы подключение конденсатора  $C_0$  в этом случае приводит к увеличению выпрямленного напряжения  $U_-$ .

Действующее значение тока  $i_{II}$  находим по формуле (II-32). Для этого вначале преобразуем уравнение (IV-9), подставив в него вместо  $\frac{E_{mII}}{r}$  соответствующее выражение из соотношения (IV-10); тогда получим для тока первой фазы уравнение

$$i_{II} = \frac{I_- \pi (\cos \omega_c t - \cos \theta)}{m_{II} (\sin \theta - \theta \cos \theta)}. \quad (IV-15)$$

<sup>1</sup> Поскольку эта зависимость является основной, масштаб оси абсцисс выбран равномерным для параметра  $A$ , вследствие чего масштаб для угла  $\theta$  оказывается неравномерным.

Воспользовавшись формулами (II-32), (IV-15) и (II-35), (II-34), определим

$$I_{II} = \frac{I_{=II} \sqrt{\pi \int_0^{\theta} \left( \frac{\cos \omega_c t}{\cos \theta} - 1 \right)^2 d \omega_c t}}{\operatorname{tg} \theta - \theta} = I_{=II} D. \quad (\text{IV-16})$$

Коэффициент формы фазного тока  $D$  вычисляется из уравнения (IV-16) путем интегрирования и тригонометрических преобразований, которые для краткости изложения опускаем:

$$D = \frac{1}{\sin \theta - \theta \cos \theta} \sqrt{\pi \left[ \theta \left( 1 + \frac{\cos 2\theta}{2} \right) - \frac{3 \sin 2\theta}{4} \right]}. \quad (\text{IV-17})$$

График для определения коэффициента  $D$  по известной величине угла отсечки  $\theta$  или вспомогательного параметра  $A$  приведен на рис. 26,в.

На рис. 26,д построена в соответствии с формулами (II-64) и (II-66) кривая значения коэффициента использования по мощности вторичной обмотки  $k_{II} = \frac{1}{BD}$ . Так как при увеличении угла  $\theta$  (параметра  $A$ ) коэффициент  $B$  растет, а коэффициент  $D$  уменьшается, величина  $k_{II}$  имеет максимум. Как следует из рис. 26,д, кривая  $k_{II}$  в районе максимума идет полого, причем наилучшее использование вторичной обмотки трансформатора (наибольшая величина  $k_{mII} \approx 0,47$ ) получается при  $\theta \approx 37^\circ$  ( $A \approx 0,11$ ). Сопоставляя величину  $k_{mII}$  с данными табл. 10, видим, что при работе на нагрузку с емкостной реакцией, даже в наивыгоднейшем режиме, использование вторичной обмотки, например, в трехфазной схеме приблизительно в 1,4 раза хуже, чем при работе на индуктивно-активную нагрузку. Это объясняется увеличением амплитуд и сокращением длительностей импульсов токов через вентили, что приводит к росту относительных значений переменных составляющих фазных токов.

Таким образом, для повышения использования трансформатора по мощности желательно выбирать режим работы при  $\theta = 35 \div 45^\circ$ , т. е. параметр  $A \approx 0,1 \div 0,2$ . Однако вполне допустим с этой точки зрения выбор угла  $\theta$  в пределах  $30-50^\circ$ , т. е.  $A \approx 0,05 \div 0,3$ .

Для широко применяемых на практике двухфазных ( $m_{II} = 2$ ) кенотронных выпрямителей (анодное питание радиоприемников, телевизоров, усилителей, магнитофонов) характерны типовые режимы работы, при которых величина  $A$  имеет порядок  $0,1-0,3$  ( $\theta = 36 \div 49^\circ$ ), т. е. (см. рис. 26) значение  $B$  составляет около 1 ( $0,88-1,08$ ),  $D$  — около 2,2 ( $2,4-2,1$ ),  $k_{II}$  — около 0,45 ( $0,47-0,43$ ). При применении германиевых диодов либо высоковольтных выпрямителей с очень малыми токами параметр  $A$  бывает и меньше 0,1.

Найдя величину  $I_{II}$ , можно, как и в формуле (III-88), вычислить мощность, рассеиваемую на аноде вентиля,

$$P_{ан} = I_{Lrnp}^2 = I_{IIrnp}^2 = I_{=II}^2 D^2 r_{np} = \frac{I_{=II}^2 D^2 r_{np}}{m_{II}^2}, \quad (IV-18)$$

где учтено, что в однокатной схеме  $I_v = I_{II}$ . Затем проверяют допустимость величины  $P_{ан}$  для выбранного типа вентиля. Для полупроводниковых вентилях полное рассеяние мощности (с учетом обратных потерь) несколько больше, чем вычисленное по формуле (IV-18).

Для выбранного режима следует также найти амплитуду тока через вентиль и сравнить ее с максимально допустимым значением (или током насыщения кенотрона). Приняв в формуле (IV-15)  $\omega_c t = 0$  и учтя равенство (II-35), находим

$$I_{mII} = I_{=II} \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta} = \frac{I_{=II}}{M}, \quad (IV-19)$$

где  $M$  — коэффициент постоянной составляющей (II-38). Графики для определения коэффициента  $M$ , а также обратной величины  $\frac{1}{M}$  приведены на рис. 26,з. Для типовых режимов  $M = 0,17 \div 0,13$ .

При отсутствии графиков (рис. 26) расчетные коэффициенты можно приближенно определить для  $A \leq 0,5$  по формулам

$$B = 0,75 + 1,2A; \quad (IV-20)$$

$$D = 2 + \frac{1}{27A}; \quad (IV-21)$$

$$\frac{1}{M} = 5 + \frac{1}{4A}. \quad (IV-22)$$

Окончательное решение о пригодности выбранного вентиля принимается после определения возникающего в схеме обратного напряжения и сравнения его величины с допустимым для данного типа.

### Коэффициент обратного напряжения

Коэффициент обратного напряжения определяется при  $m_{II} > 1$  согласно формуле (II-49) и для  $m_{II} = 2$   $G = 2B\sqrt{2}$ , а при  $m_{II} = 3$   $G = B\sqrt{6}$ . Следовательно, для типовых режимов работы двухфазной схемы (рис. 27,в)  $G \approx 2,5 \div 3$ . Для однофазной схемы (а также трехфазной при малых значениях  $B$ ) обратное напряжение образуется при сложении напряжений на обмотке и на конденсаторе  $C_0$  (на рис. 27,а показана полярность напряжения на обмотке трансформатора однофазного выпрямителя в обратный для вентиля полупериод питающего напряжения)

$$U_{mоб} = E_{mII} + U_{=} = U_{=} (B\sqrt{2} + 1), \quad (IV-23)$$

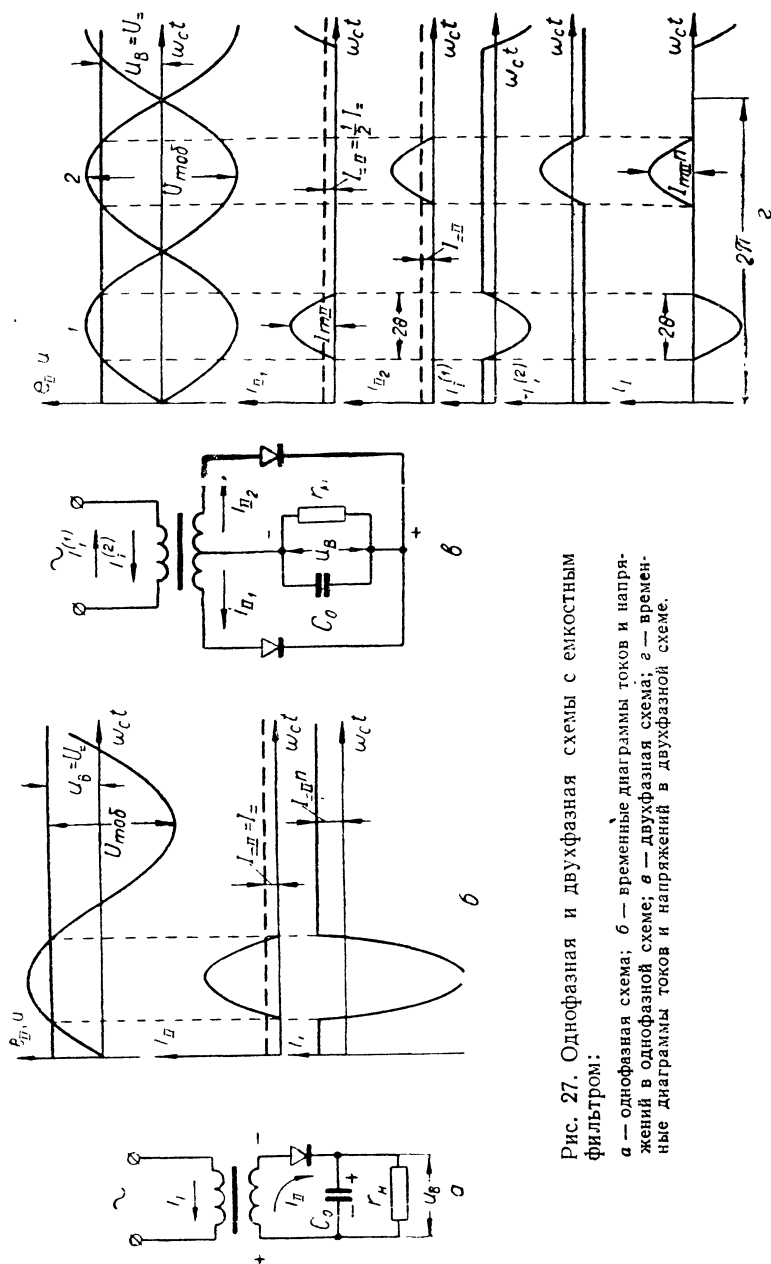


Рис. 27. Однофазная и двухфазная схемы с емкостным фильтром:

*a* — однофазная схема; *б* — временные диаграммы токов и напряжений в однофазной схеме; *в* — двухфазная схема; *г* — временные диаграммы токов и напряжений в двухфазной схеме.

т. е.

$$G = B\sqrt{2} + 1 \quad (\text{IV-24})$$

и в типовых режимах работы  $G \approx 2,5$ . Величины  $U_{m\text{об}}$  для схем  $m_{II} = 1$  и  $m_{II} = 2$  показаны соответственно на рис. 27,б и г.

При включении выпрямителя с любым числом фаз  $m_{II}$  без нагрузочного сопротивления (холостой ход при  $r_n \rightarrow \infty$ )

$$G_x = \frac{U_{m\text{об.х}}}{U_{\text{=}}} = \frac{2E_{mII}}{U_{\text{=}}} = 2B\sqrt{2}. \quad (\text{IV-25})$$

При выводе формулы (IV-25) учтено, что в режиме холостого хода конденсатор  $C_0$  заряжается до напряжения  $u_{cx} = E_{mII}$ , и применены соотношения (II-15) и (II-17). Режим холостого хода возникает, например, при включении выпрямителей, питающих ламповые усилители и другие устройства. Выпрямитель развивает напряжение раньше, чем устанавливается номинальное значение нагрузочного сопротивления (разогреваются подогревные катоды ламп).

Таким образом, при ориентировочном выборе вентиля для выпрямителя, работающего на нагрузку с емкостной реакцией, в однотактной схеме можно согласно формуле (IV-25) принять  $G \approx 3$  при любом числе фаз.

### Внешняя характеристика

Найдем аналитическое выражение для внешней характеристики выпрямителя  $U_{\text{=}} = f(I_{\text{=}})$ . Величина выпрямленного напряжения определяется формулой (IV-5), а тока — (IV-10) через угол отсечки  $\theta$ . Поэтому аналитическая зависимость

$$\cos \theta = f\left(\frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi}\right), \quad (\text{IV-26})$$

представленная графиком на рис. 26,е, по форме совпадает с внешней характеристикой и может рассматриваться как обобщенная внешняя характеристика. Действительно, если умножить левую часть зависимости (IV-26) и соответственно ординаты кривой (рис. 26,е) на  $E_{mII}$ , то согласно формуле (IV-5) получим значения  $U_{\text{=}}$ . Если же умножить аргумент функции в правой части зависимости (IV-26) и, следовательно, абсциссы на рис. 26,е на  $\frac{m_{II}E_{mII}}{r}$ , то в соответствии с формулой (IV-10) получим величины

токов  $I_{\text{=}}$ . Таким образом,  $\cos \theta = \frac{U_{\text{=}}}{E_{mII}} = \frac{U_{\text{=}}}{U_{\text{=x}}}$  определяет значение



выпрямленного напряжения в относительных единицах. Можно показать, что величина  $\sin \theta - \theta \cos \theta = \frac{\pi r I_{\text{н}}}{m_{\text{II}} E_{m_{\text{II}}}} = \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{нк}}}$  для однофазной и двухфазной схем также определяет значение выпрямленного тока в относительных единицах (долях тока короткого замыкания  $I_{\text{нк}}$ ).

С учетом активного сопротивления последующих звеньев фильтра  $r_{\text{ф}}$  напряжение  $U_{\text{н}}$  дополнительно уменьшается в соответствии с формулой (III-31) на величину  $I_{\text{н}} r_{\text{ф}}$ .

Отметим, что при построении внешней характеристики выпрямителя следует предварительно уточнить величину сопротивления  $r$  на основании данных конструктивного расчета.

На оси абсцисс (рис. 26,е) в виде второй неравномерной шкалы для ориентировки даны значения угла  $\theta$ . Характеристика (рис. 26,е) справедлива при  $\theta \leq \frac{\pi}{m_{\text{II}}}$ , т. е. для рассматриваемых

режимов работы с отсечкой тока в фазе. При типовых режимах работы, например, для двухфазного выпрямителя ( $\theta = 36 \div 49^\circ$ ), коэффициент неустойчивости, определенный по формуле (III-75) и графику на рис. 26,е,  $\kappa = (\sec \theta - 1) 100 = 24 \div 53\%$ . Это значительно больше, чем при работе на индуктивно-активную нагрузку, когда коэффициент  $\kappa$  определяется соотношениями (III-75), (III-77) и (III-78). Таким образом, внешняя характеристика выпрямителя при емкостном фильтре более крутая (менее жесткая), что обычно является недостатком. Поэтому нагрузку с емкостной реакцией целесообразно применять при неизменной или мало меняющейся величине сопротивления  $r_{\text{н}}$ .

### § 3. СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ПЕРВИЧНОЙ ОБМОТКИ И ТРАНСФОРМАТОРА В ЦЕЛОМ

На рис. 27,б и г соответственно по формулам (II-52), (II-59) и (II-60) построена кривая тока  $i_1$  в первичной обмотке трансформатора для однофазной и двухфазной схем (для  $m_{\text{II}} = 1$  выбран в качестве примера коэффициент трансформации  $n = 2$  и  $n = 1$  для  $m_{\text{II}} = 2$ ). Действующее значение этого тока для  $m_{\text{II}} = 1$  находим согласно формуле (II-57)

$$I_1' = I_{\text{н}} n \sqrt{D^2 - 1}, \quad (\text{IV-27})$$

а для  $m_{\text{II}} = 2$  согласно формуле (II-61)

$$I_1'' = \frac{I_{\text{н}} n D}{\sqrt{2}}. \quad (\text{IV-28})$$

При  $m_{\text{II}} = 3$  и  $m_{\text{II}} = 6$  можно также воспользоваться (для первичной обмотки, соединенной треугольником) соответственно формулами

(II-57) и (II-61). Аналогично расчетную мощность первичной обмотки трансформатора для однополупериодных и двухполупериодных схем можно определить по формулам (II-69) и (II-70), а затем согласно выражению (II-71) подсчитать величину  $k_1$  и коэффициент использования трансформатора  $k_{тр}$  (II-75).

В табл. 11 приведены числовые значения основных расчетных коэффициентов для режимов работы с величинами  $A$  от 0,05 (соответствует  $\frac{r}{r_n} \approx 0,02 \div 0,1$  в зависимости от числа фаз) до  $A = 0,4$  ( $\frac{r}{r_n} \approx 0,12 \div 0,76$ ), найденные по соответствующим формулам и графикам, приведенным на рис. 26 (для других величин параметра  $A$  следует воспользоваться непосредственно графиками или формулами либо интерполяцией данных табл. 11). Коэффициенты использования со значком «штрих», как и ранее, относятся к однополупериодным схемам  $m_{II} = 1$  и 3, а со значком «два штриха» — к двухполупериодным схемам  $m_{II} = 2$  и 6<sup>1</sup>.

Из данных табл. 11 видно, что для типовых режимов работы можно принять  $k_{II} \approx 0,45$  (с точностью  $\pm 5\%$  при любом числе фаз  $m_{II}$ ),  $k'_I \approx 0,51$ ,  $k''_I \approx 0,63$ ,  $k'_{тр} \approx 0,48$ ,  $k''_{тр} \approx 0,54$ . В двухполупериодных схемах коэффициент  $k_1$  выше, чем в однополупериодных, так как в двухполупериодных схемах в первичном токе отсутствуют четные гармоники.

Для сравнения напомним (табл. 10), что в случае индуктивно-активной нагрузки<sup>2</sup> при  $m_{II} = 2$   $k_{тр} = 0,71$  (т. е. в 1,3 раза лучше), при  $m_{II} = 3$   $k_{тр} = 0,71$  (т. е. в 1,48 раза лучше), а при  $m_{II} = 6$  (звезда — шестифазная звезда)  $k_{тр} = 0,66$  (т. е. в 1,21 раза лучше), чем в этих же схемах при емкостно-активной нагрузке. Следовательно, трехфазную схему при емкостном фильтре применять нецелесообразно, как дающую большой проигрыш в использовании трансформатора.

К. п. д. выпрямителя  $\eta_B$  при работе на нагрузку с емкостной реакцией, как и при других видах нагрузки, рассчитывается по формуле (III-83). В типовых случаях ( $P =$  — десятки и сотни ватт)

<sup>1</sup> Для схем трехфазного питания величины  $k_1$  и  $k_{тр}$  в табл. 11 указаны при соединении первичной обмотки треугольником; для соединения звездой они немного отличаются. Например, в схеме звезда — звезда с емкостным фильтром коэффициенты  $k_1$  и  $k'_{тр}$  с учетом формулы (II-54) в типовых режимах больше, чем для схемы треугольник — звезда, соответственно на 7 и 3%.

<sup>2</sup> Приведенные здесь цифры при индуктивно-активной нагрузке относятся к выпрямителю с потерей напряжения, равной 10% от выпрямленного; эти цифры уменьшены на 5% по сравнению с  $k_{тр}$  для выпрямителя без потерь (с приближенным учетом уменьшения действующего значения фазных токов, вызванного перекрытием фаз).

Таблица 11

Расчетные величины для выпрямителя при нагрузке с емкостной реакцией

$A$	$\theta^\circ$	$B$	$D$	$M$	$k_{II}$	$k_I'$	$k_I''$	$k_{Tp}'$	$k_{Tp}''$
0,05	30	0,81	2,75	0,1	0,448	0,483	0,633	0,466	0,528
0,1	36	0,88	2,42	0,133	0,472	0,516	0,665	0,492	0,549
0,15	41	0,92	2,32	0,147	0,469	0,518	0,662	0,492	0,548
0,2	44	0,98	2,21	0,154	0,462	0,522	0,651	0,493	0,542
0,25	47	1,02	2,15	0,161	0,457	0,515	0,644	0,484	0,536
0,3	49	1,08	2,1	0,167	0,441	0,503	0,622	0,471	0,514
0,35	51	1,12	2,05	0,172	0,436	0,499	0,615	0,464	0,510
0,4	53	1,17	2,02	0,179	0,423	0,492	0,596	0,456	0,496

к. п. д.  $\eta_B$  порядка 0,5—0,7 при применении кенотронов и возрастает до 0,6—0,8 при полупроводниковых вентилях. В кенотронных выпрямителях очень малой мощности встречается к. п. д. даже 30—50 %.

#### Расчет трансформатора при нескольких вторичных обмотках

В маломощных выпрямителях часто на сердечнике анодного трансформатора располагают (рис. 4) дополнительные вторичные обмотки (обмотку накала кенотрона, обмотку накала ламп питаемого выпрямителем устройства и др.). В этом случае типовая мощность трансформатора определяется

$$P_T = \frac{\sum P}{2}, \quad (IV-29)$$

где  $\sum P$  — сумма расчетных мощностей первичной и всех вторичных обмоток, расположенных на сердечнике.

Действующее значение тока  $i_1$  в этом случае следовало бы определять по формуле (II-32), для чего необходимо раньше найти форму его кривой суммированием мгновенных значений составляющих (компонент), наведенных всеми вторичными обмотками. Величину  $I_1$  можно приближенно определить как сумму действующих значений этих компонент:

$$I_1 \approx \sum_1^l I_1^{(b)}, \quad (IV-30)$$

где  $I_1^{(b)}$  — действующее значение составляющей первичного тока, вызванной вторичной обмоткой с порядковым номером  $b$ ;

$l$  — число вторичных обмоток на сердечнике.

На практике обычно пользуются формулой (IV-30), так как определение действующего значения тока более точным путем громоздко и не дает существенных отличий (особенно, если одна из составляющих, например вызванная анодной обмоткой, преобладает над остальными). Отметим, что формула (IV-30) является точной, когда компонента  $i_1$ , наведенная анодной вторичной обмоткой, имеет синусоидальную форму (в двухполупериодной и двухтактной схемах однофазного питания при активной нагрузке) и все компоненты первичного тока совпадают по фазе.

Кроме рабочего тока  $i_1$ , наведенного в первичной обмотке токами вторичных обмоток, там протекает еще ток холостого хода трансформатора (намагничивания), обычно составляющий в маломощных трансформаторах 20—30%, а иногда достигающий 40—50% от рабочего. Поэтому при выборе сечения провода первичной обмотки, ее мощности и предохранителей найденную по формуле (IV-30) величину  $I_1$  следует умножить на коэффициент 1,05—1,1, учитывая, что ток холостого хода в основном реактивный и складывается с рабочим в квадратуре.

При вынужденном намагничивании, если оно не учтено при проектировании трансформатора, ток намагничивания может при работе выпрямителя резко возрасти (особенно в однофазной схеме) по сравнению с режимом холостого хода и вызвать перегрузку первичной обмотки (§ 3 гл. III).

Отметим, что при частоте  $f_c = 50$  гц для трансформаторов небольшой мощности (с суммарной мощностью вторичных обмоток 10—1000 вa) к. п. д. лежит в пределах соответственно 0,75—0,95, а  $\cos \varphi = 0,95 \div 0,9$ .

#### § 4. РАСЧЕТ ЕМКОСТНОГО ФИЛЬТРА

Определим коэффициент пульсаций по  $q$ -й гармонике (II-26) выпрямленного напряжения при конечной, но достаточно большой согласно неравенству (IV-6) величине емкости  $C_0$  (рис. 25, а)

$$k_{pq} = \frac{U_{\sim q}}{U_{\sim}} = \left| \frac{I_{\sim q} Z_q}{U_{\sim}} \right|. \quad (\text{IV-31})$$

В этом выражении  $I_{\sim q}$  — амплитуда  $q$ -й гармоники тока  $i_B$  (рис. 25, а и б).

Найдем, с учетом выражений (IV-1) и (IV-6), проводимость параллельно включенных элементов  $C_0$  и  $r_H$

$$Y_q = \frac{1}{Z_q} = \frac{1}{r_H} + jqm_n \omega_c C_0 = \frac{1 + jV_q}{r_H} \approx j \frac{V_q}{r_H}. \quad (\text{IV-32})$$

Интересуясь, как и ранее, лишь абсолютным значением коэффициентов пульсаций, получаем после подстановки соотношения (IV-32) в выражение (IV-31)

$$k_{nq} = \frac{I_{\sim q} r_n}{U = V_q}. \quad (\text{IV-33})$$

Амплитуду тока  $I_{\sim q}$  находим разложением в ряд Фурье тока  $i_B$

$$I_{\sim q} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_B \cos qm_n \omega_c t d\omega_c t = \frac{2m_n}{\pi} \int_0^{\theta} i_{II} \cos qm_n \omega_c t d\omega_c t, \quad (\text{IV-34})$$

где учтено, что ток  $i_B$  (рис. 25, б) за интервал  $2\pi$  содержит  $m_n$  импульсов такой же формы и величины, как импульс тока  $i_{II}$ , а ток  $i_{II}$  при соблюдении неравенства (IV-6) имеет приблизительно такую же форму, как при условии  $C_0 \rightarrow \infty$ .

Определив из выражений (IV-13) и (IV-12) сопротивление

$$r = \frac{m_n r_n}{\pi} (\operatorname{tg} \theta - \theta), \quad (\text{IV-35})$$

подставим его в уравнение (IV-9) с учетом формулы (IV-5)

$$i_{II} = \frac{\pi U \left( \frac{\cos \omega_c t}{\cos \theta} - 1 \right)}{m_n r_n (\operatorname{tg} \theta - \theta)}. \quad (\text{IV-36})$$

Проинтегрировав выражение (IV-34) с учетом соотношения (IV-36), получим

$$\begin{aligned} I_{\sim q} &= \frac{2m_n}{\pi} \int_0^{\theta} \frac{\pi U \left( \frac{\cos \omega_c t}{\cos \theta} - 1 \right)}{m_n r_n (\operatorname{tg} \theta - \theta)} \cos qm_n \omega_c t d\omega_c t = \\ &= \frac{2U (\sin qm_n \theta - qm_n \cos qm_n \theta \operatorname{tg} \theta)}{r_n qm_n (q^2 m_n^2 - 1) (\operatorname{tg} \theta - \theta)}, \end{aligned} \quad (\text{IV-37})$$

где промежуточные выкладки опущены.

Коэффициент пульсаций находим согласно выражениям (IV-33) и (IV-37)

$$k_{nq} = \frac{2}{V_q} \cdot \frac{\sin qm_n \theta - qm_n \cos qm_n \theta \operatorname{tg} \theta}{qm_n (q^2 m_n^2 - 1) (\operatorname{tg} \theta - \theta)} = k_{nq_0} \xi, \quad (\text{IV-38})$$

где  $k_{nq_0}$  — коэффициент пульсаций по  $q$ -й гармонике в выпрямителе без потерь;

$\xi$  — поправочный множитель, учитывающий потери.

Выразив величину  $k_{nq_0}$  согласно выражениям (IV-38) и (IV-1), находим

$$k_{nq_0} = \frac{2}{V_q} = \frac{2}{qm_n \omega_c r_n C_0}. \quad (\text{IV-39})$$

Для получения окончательной расчетной формулы заменим в выражении (IV-39) частоту с учетом поправочного коэффициента (IV-8) и выразим  $r_n$  в килоомах, а  $C_0$  — в микрофарадах:

$$k_{пг} = \frac{6,36}{qm_n \zeta r_n C_0}. \quad (IV-40)$$

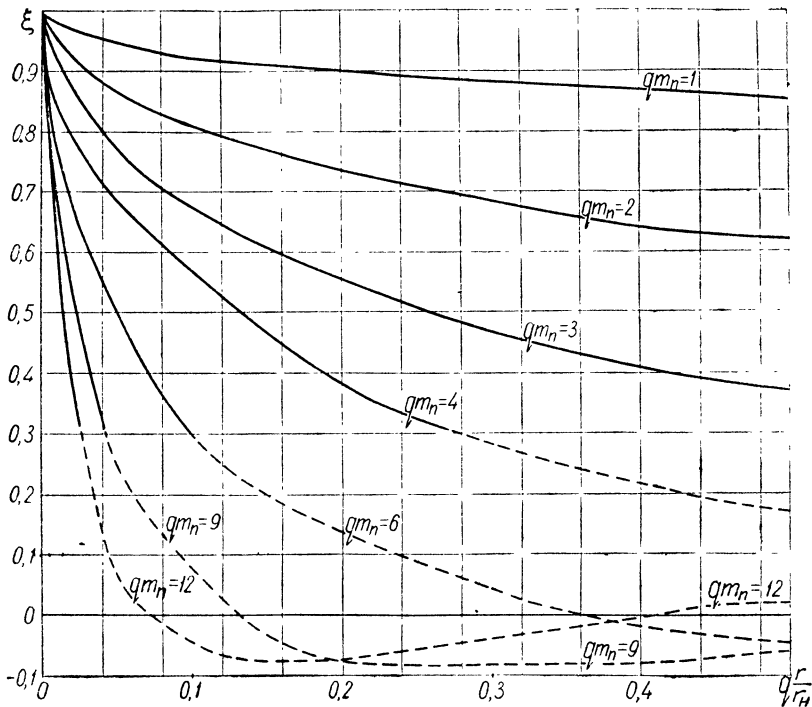


Рис. 28. График для определения поправочного множителя при расчете емкостного фильтра.

Согласно выражению (IV-38) поправочный множитель

$$\xi = \frac{\sin qm_n \theta - qm_n \cos qm_n \theta \operatorname{tg} \theta}{qm_n (q^2 m_n^2 - 1) (\operatorname{tg} \theta - \theta)}, \quad (IV-41)$$

т. е. является функцией величины  $qm_n$  и угла отсечки  $\theta$ . Угол  $\theta$  можно определить согласно выражению (IV-35) при данном значении  $qm_n$  из следующего соотношения:

$$\frac{qm_n}{\pi} (\operatorname{tg} \theta - \theta) = q \frac{r}{r_n}, \quad (IV-42)$$

т. е. каждому углу  $\theta$  соответствует определенная величина  $q \frac{r}{r_n}$ . Для нахождения множителя  $\xi$  на рис. 28 приведены графики  $\xi = \varphi \left( q \frac{r}{r_n} \right)$  при различных  $qm_n$ , построенные согласно формулам (IV-41) и (IV-42). По этим графикам можно производить расчеты для различных схем и номеров гармоник; например, по графику  $qm_n = 6$  можно определить множитель  $\xi$  при расчете первой гармоники в шестифазной схеме ( $q = 1$ ,  $m_n = 6$ ), второй гармоники — в трехфазной ( $q = 2$ ,  $m_n = 3$ ), третьей гармоники — в двухфазной ( $q = 3$ ,  $m_n = 2$ ) и шестой гармоники — в однофазной ( $q = 6$ ,  $m_n = 1$ ). Участки кривых, показанные сплошной линией, служат для определения первой гармоники в данной схеме (например, при  $qm_n = 6$  — в шестифазной схеме); они доходят до точки, соответствующей предельному (максимально возможному) углу отсечки

$$\theta_m = \frac{\pi}{m_n}. \quad (\text{IV-43})$$

Если  $\theta > \theta_m$ , то выпрямитель работает без отсечки тока и наблюдается перекрытие соседних фаз.

Штриховые участки кривых могут быть использованы при расчете высших гармоник в других схемах, например в случае  $qm_n = 6$ , при  $q = 2, 3$  или 6 соответственно в схемах трехфазной, двухфазной или однофазной. Как следует из рис. 28, коэффициенты пульсаций несколько уменьшаются с ростом потерь (увеличением соотношения  $\frac{r}{r_n}$ ); это связано с ростом угла  $\theta$  и снижением амплитуд импульсов тока  $i_{II}$ .

### Коэффициент пульсаций по первой гармонике

Коэффициент пульсаций по первой гармонике ( $q = 1$ ) можно с учетом выражений (IV-38) и (IV-40) представить формулой

$$k_{n1} = \frac{h}{\zeta r_n C_0} = \frac{h}{\zeta \tau_n}, \quad (\text{IV-44})$$

где  $r_n$  — в килоомах,  $C_0$  — в микрофарадах,  $\tau_n$  — в миллисекундах, а  $h$  — числовой множитель

$$h = \frac{6,36\xi}{m_n}. \quad (\text{IV-45})$$

Для самого распространенного случая ( $f_c = 50$  гц)  $\zeta = 1$  и формула (IV-44) упрощается

$$k_{п1} = \frac{h}{\tau_n} = \frac{h}{C_0 r_n}, \quad (\text{IV-46})$$

где  $C_0$  по-прежнему в микрофарадах, а  $r_n$  — в килоомах.

Для однофазной схемы ( $m_n = 1$ ) в типовых режимах  $\frac{r}{r_n} = 0,03 \div 0,2$ , т. е. согласно графику (рис. 28)  $\xi = 0,96 \div 0,9$ ; следовательно, из выражения (IV-45) в этом случае  $h = 6,1 \div 5,7$ , причем меньшая цифра соответствует выпрямителю с большими потерями. Соответственно, в двухфазной схеме ( $m_n = 2$ ) при  $\frac{r}{r_n} = 0,03 \div 0,2$  ( $\xi = 0,91 \div 0,74$ ) получаем  $h = 2,9 \div 2,3$ . Следовательно, для типовых режимов двухфазной схемы величину  $k_{п1}$  (в процентах) можно подсчитывать по приближенной формуле

$$k_{п1} \% = \frac{290 - 230}{C_0 r_n}. \quad (\text{IV-47})$$

Таким образом, в первом приближении коэффициент пульсаций обратно пропорционален величине сопротивления  $r_n$  и почти не зависит (в типовых режимах) от величины  $r$ . Кроме того, этот коэффициент с учетом формул (IV-40) и (IV-8) обратно пропорционален значениям  $C_0$ ,  $q$ ,  $m_n$  и  $f_c$ .

При расчете емкостного фильтра на практике задаются величиной  $k_{п1}$  в пределах  $0,02 - 0,1$ , а затем по формулам (IV-44), (IV-45) и графику (рис. 28) либо по приближенным формулам типа выражения (IV-47) находят необходимую величину емкости  $C_0$ .

Рассмотрим пример расчета. В двухфазном выпрямителе ( $m_n = 2$ ) с германиевыми вентилями заданы ток и напряжение на нагрузочном сопротивлении  $I_n = 100$  ма,  $U_n = 250$  в, т. е. согласно выражению (II-21)  $r_n = 2,5$  ком. При расчете выпрямителя найдено  $r = 100$  ом. Выпрямитель питается от сети напряжением промышленной частоты ( $\zeta = 1$ ). Задаем  $k_{п1} = 5\% = 0,05$ . Далее согласно формулам (IV-44) и (IV-45) определяем

$$C_0 = \frac{6,36\xi}{k_{п1} m_n r_n}. \quad (\text{IV-48})$$

Поправочный множитель  $\xi = 0,88$  находим по графику (рис. 28) при  $q m_n = 2$ ,  $q \frac{r}{r_n} = 0,04$ . Тогда из выражения (IV-48)  $C_0 = 22,5$  мкф. По каталогу выбираем электролитический конденсатор типа КЭ-1 ( $C_0 = 40$  мкф на 450 в). В этом случае с учетом выражения (IV-48)  $k_{п1} = 0,05 \frac{22,5}{40} = 0,028 = 2,8\%$ . Отметим, что согласно формуле (IV-45)  $h = 2,8$ , что соответствует цифрам, указанным выше для двухфазной схемы (причем близко к верхнему пределу, так как выпрямитель полупроводниковый с малыми потерями). Таким образом, расчет по приближенной формуле (IV-47) дает достаточную точность.



## § 5. СПЕЦИАЛЬНЫЕ РЕЖИМЫ

## Работа с верхним углом отсечки и без отсечки

При использовании кенотронов с вольфрамовым катодом возможна работа с импульсом анодного тока трапецеидальной формы — с верхней отсечкой (рис. 29). Такие кенотроны применяются в высоковольтных выпрямителях, а также в выпрямителях с промежуточным преобразованием частоты (§ 10 гл. VI).

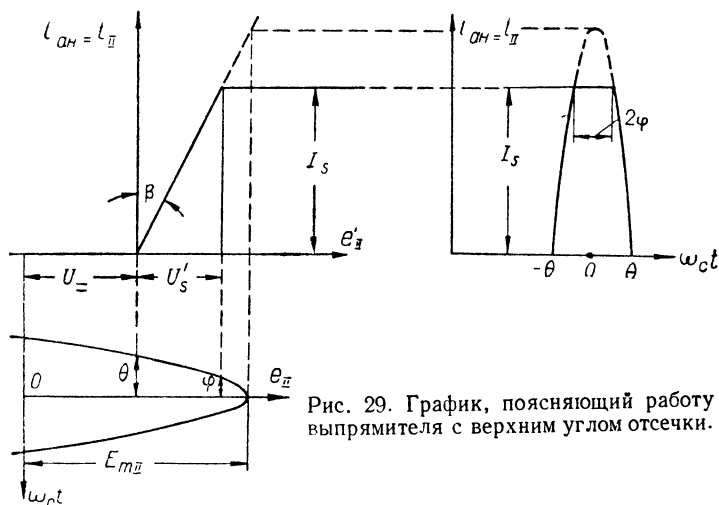


Рис. 29. График, поясняющий работу выпрямителя с верхним углом отсечки.

На рис. 29 показана идеализированная вольт-амперная характеристика цепи (кенотрон и фаза трансформатора с сопротивлением  $r_{тр}$ )  $i_{aH} = f(e'_{II})$ . Она проходит под углом наклона  $\beta$  к оси анодного тока  $i_{aH} = i_b$ , причем  $\operatorname{tg} \beta = r_{пр} + r_{тр} = r$ , если  $i_{aH}$  выражено в амперах,  $e'_{II} = e_{II} - U_-$  — в вольтах, а  $r$  — в омах.

При отсутствии тока насыщения (характеристика обозначена штрихами) под воздействием косинусоидальной фазной э. д. с.  $e_{II}$  и постоянной противо-э. д. с.  $U_-$  (на конденсаторе  $C_0$ ) через кенотрон и фазу вторичной обмотки протекает ток  $i_{aH} = i_{II}$  в виде импульса косинусоидальной формы с нижним углом отсечки  $\theta$ , показанный на рис. 29 также штриховой линией. Если же при некотором приложенном к цепи напряжении  $e'_{II} = U'_s = I_s r$  наступает насыщение и ток не растет выше величины  $I_s$ , то получается верхняя отсечка, характеризующаяся углом  $2\varphi$ . В таком режиме работы среднее значение тока через кенотрон получается больше, чем при работе с остроконечным импульсом, для которого ампли-

туда  $I_{mII}$  выбрана предельно допустимой величины ( $I_{mII} = I_s$ ). Если при этом рассеяние на аноде получается допустимым, то появляется возможность увеличить (обычно на 20—25%) снимаемый с выпрямителя ток, что позволяет обойтись меньшим числом вентилей или вентилями меньшей мощности.

Однако при верхней отсечке возрастает внутреннее сопротивление выпрямителя и, следовательно, становится круче внешняя характеристика. При работе без верхней отсечки (с остроконечными импульсами тока) в случае изменения напряжения сети (э. д. с. первичной обмотки  $E_1$ ) на 1% выпрямленное напряжение  $U_-$  также изменится на 1%. Если же имеется верхняя отсечка, то выпрямленное напряжение изменится значительно сильнее (на 3—4%) вследствие резкой зависимости тока насыщения катода, а значит, и величины угла  $\varphi$  от напряжения накала. Поэтому работать с верхней отсечкой можно лишь при питании от стабилизированной сети переменного тока.

Метод расчета режима с верхним углом отсечки аналогичен изложенному выше для остроконечных импульсов. Для характеристики формы тока, наряду с углом нижней отсечки  $\theta$  и определяемым им параметром  $A$ , вводится второй вспомогательный параметр

$$\frac{\cos \varphi}{\cos \theta} = 1 + \frac{U'_s}{U_-}. \quad (IV-49)$$

Расчетные величины определяются по коэффициентам  $B$ ,  $D$ ,  $M$ , которые находят с помощью графиков, построенных в функции от параметра  $A$  для различных значений  $\frac{\cos \varphi}{\cos \theta}$ .

При работе многофазного выпрямителя ( $m_{II} \geq 3$ ) на заряд аккумуляторов (противо-э. д. с.) возможны режимы без отсечки тока, когда каждая фаза пропускает ток в течение  $\frac{1}{m_{II}}$  части периода, т. е. при такой же длительности работы, как и при активной или индуктивно-активной нагрузке. Такие режимы получаются в начале заряда, если противо-э. д. с. аккумуляторов не превышает мгновенных значений фазных э. д. с. в моменты перехода с фазы на фазу  $E_{mII} \cos \vartheta$ . Режим работы без отсечки тока получается также при больших потерях (соотношениях  $\frac{r}{r_n}$ ), когда угол отсечки  $\theta$ , найденный согласно выражению (IV-13) и графику на рис. 26, б, оказывается больше предельного, определяемого формулой (IV-43).

### Работа при малых емкостях

Рассмотрим работу выпрямителя при недостаточно больших значениях емкости  $C_0$ , когда условие (IV-7) не соблюдается. При уменьшении емкости конденсатора  $C_0$ , т. е. постоянной времени

цепи разряда  $\tau_n$ , интервал прохождения тока через каждую фазу выпрямителя увеличивается (см., например, рис. 25, а) и режим работы постепенно приближается к случаю активной нагрузки, соответствующему  $V_1 \ll 1$ . Анализ работы  $m$ -фазного выпрямителя при учете конечности величины  $C_0$  и связанных с этим изменений формы тока произведен А. М. Утевским.

При применяемых на практике конденсаторах большой емкости, когда выполняется условие (IV-6), указанный метод не дает заметных отличий от приближенного инженерного расчета (§ 2), при котором принимается  $C_0 \rightarrow \infty$ . Поэтому расчет по методике,

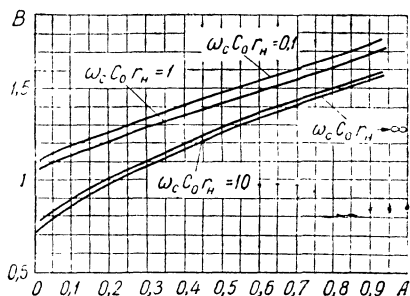


Рис. 30. График для определения коэффициента фазной э. д. с. при различной величине фильтрового конденсатора  $C_0$  (для двухфазной схемы).

учитывающей конечность величины  $C_0$ , целесообразен только тогда, когда не удовлетворяется неравенство (IV-7), особенно, если при этом также мало отношение  $\frac{r}{r_n}$ , например в неко-

торых выпрямителях с германиевыми или кремниевыми вентилями.

На рис. 30 как пример приведен график зависимости  $B = \varphi(A)$  для различных значений отноше-

ния  $\frac{r_n}{x_{C_0}} = \omega C_0 r_n = \frac{V_1}{m_{\pi}}$ , построен-

ный для двухфазной схемы ( $m_{\pi} = m_{\pi} = 2$ ). При  $\omega C_0 r_n \rightarrow \infty$  эта зависимость совпадает с зависимостью, приведенной на рис. 26, в.

Если  $r_n \gg \frac{1}{\omega C_0}$ , например  $r_n \gg \frac{10}{\omega C_0}$  [это соответствует согласно формуле (IV-2)  $V_1 \gg 20$ ], то значения  $B$  (при  $A > 0,05$ ) превышают величины этого коэффициента при  $\omega C_0 r_n \rightarrow \infty$  не более чем на несколько процентов<sup>1</sup>, чем можно пренебречь при расчетах. Если же  $\omega C_0 r_n$  мало, особенно при небольших значениях параметра  $A$ , то увеличение коэффициента  $B$  может стать заметным и его следует учитывать в соответствии с рис. 30. Например, при  $A = 0,06 \div 0,16$  и  $\omega C_0 r_n = 1 \div 0,1$  коэффициент  $B$  (по сравнению со случаем  $\omega C_0 r_n \rightarrow \infty$ ) в двухфазной схеме увеличивается на 30—40%. Если  $\omega C_0 r_n \rightarrow 0$  (т. е. при  $C_0 \rightarrow 0$ ), то для выпрямителя без потерь ( $\frac{r}{r_n} \rightarrow 0$ ) величина  $B \rightarrow B_0 = 1,11$ , так как получаем случай работы на активную нагрузку. Кривая на рис. 30 при

<sup>1</sup> При  $A = 0,001$  отличие достигает 10%.

$\omega_c C_0 r_n = 0,1$  практически совпадает с зависимостью, аналогичной выражению (III-82),

$$B = B_0 \left( 1 + \frac{r}{r_n} \right), \quad (\text{IV-50})$$

соответствующей работе на активную нагрузку.

Для малых значений  $\omega_c C_0 r_n$  соответственно изменяются также величины и других расчетных коэффициентов, приведенных на рис. 26 при допущении  $\omega_c C_0 r_n \rightarrow \infty$ . Однако эти изменения обычно малы. Например, для схемы  $m_n = 2$  при  $\omega_c C_0 r_n = 3$ ,  $f_c = 50$  гц коэффициент пульсаций  $k_{п1}$  согласно формуле (IV-44) равен 30—24% для интервала  $\frac{r}{r_n} = 0,03 \div 0,2$  ( $A = 0,047 \div 0,315$ ), а при учете конечной величины  $C_0$  получается  $k_{п1} = 29 \div 21\%$ .

При снижении величины  $C_0$  и фиксированных значениях  $\omega_c$  и  $r_n$  амплитуда тока через вентиль становится ниже (растет коэффициент постоянной составляющей  $M$ ); это заметнее при меньших значениях параметра  $A$ . Так при  $m_n = 2$  и  $A = 0,15 \div 0,05$  коэффициент  $M$  при  $\omega_c C_0 r_n = 3$  больше, чем при  $\omega_c C_0 r_n \rightarrow \infty$  соответственно на 15—30%, а при  $\omega_c C_0 r_n = 1$  — на 35—50%. Поэтому в случае применения германиевых диодов, когда отношение  $\frac{r}{r_n}$  (а значит, параметр  $A$ ) невелико, для снижения пика прямого тока через вентиль  $I_{mII}$  иногда выбирают относительно небольшую емкость  $C_0$ , т. е. ограничивают величину  $\omega_c C_0 r_n$  (однако при этом увеличивается переменная составляющая напряжения на выходе выпрямителя, величина которой обратно пропорциональна произведению  $\omega_c C_0 r_n$ ). Для той же цели в фазы выпрямителя можно включить дополнительные сопротивления, которые увеличивают отношение  $\frac{r}{r_n}$ , т. е. параметр  $A$ ; при этом согласно рис. 28 пульсации выпрямленного напряжения почти не изменяются (несколько уменьшаются). Однако, включение таких сопротивлений немного снижает к. п. д. и делает внешнюю характеристику выпрямителя более крутой (увеличивает коэффициент неустойчивости  $\chi$ ).

Если емкость фильтрового конденсатора  $C_0$  мала и не выполняется неравенство (IV-6), то, во-первых, в формуле (IV-32) нельзя пренебречь единицей (по сравнению с  $V_q$ ) и формула (IV-39) приобретает вид

$$k_{пq} = \frac{2}{\sqrt{V_q^2 + 1}}. \quad (\text{IV-51})$$

При пользовании приближенной формулой (IV-39) для расчета коэффициента пульсаций по первой гармонике  $k_{п1}$  возникает погрешность (преувеличение пульсаций); однако при  $V_1 = 6$  погрешность составляет всего 1,5% и лишь при  $V_1 = 1$  и 2 возрастает соответственно до 41 и 12,5%. Во-вторых, источни-

ком погрешности при нарушении неравенства (IV-6) является изменение формы импульса тока  $i_{II}$  по сравнению со случаем достаточно больших значений постоянной времени  $\tau_n$  (длительность импульса возрастает и появляется заметная асимметрия, как показано на рис. 25, з).

Пользование приближенной методикой (§ 2, 3) при несоблюдении неравенства (IV-6) может привести к существенным неточностям при расчете выпрямителей с малым отношением  $\frac{r}{r_n}$ . Согласно приближенной методике при

$\frac{r}{r_n} \rightarrow 0$  угол отсечки  $\theta$  в соответствии с выражениями (IV-13) и (IV-12) также уменьшается до нуля. В действительности же этот угол при конечной величине  $C_0$  не падает до нуля. В этом случае напряжение на конденсаторе  $C_0$  при его заряде совпадает с участком кривой э. д. с.  $e_{II}$  работающей фазы (от начала заряда  $\omega_c t_1 = -2\theta$  до его окончания при  $\omega_c t_2 = 0$ , когда  $e_{II} = E_{mII}$ ). Длительность асимметричного импульса тока  $i_{II}$ , равную  $2\theta$ , можно приближенно определить из уравнения

$$e^{-\frac{\frac{2\pi}{m_n} - 2\theta}{\omega_c C_0 r_n}} = e^{-\frac{2\pi - 2\theta m_n}{V_1}} = \cos 2\theta, \quad (IV-52)$$

где участок разряда конденсатора  $C_0$  представлен экспонентой (от  $\omega_c t_2 = 0$  до  $\omega_c t_3 = \frac{2\pi}{m_n} - 2\theta$ , когда напряжение на конденсаторе становится равным мгновенному значению э. д. с. очередной фазы и разряд прекращается).

Например, при  $m_n = 2$  и  $V_1 = 20$  для  $\frac{r}{r_n} \rightarrow 0$  согласно уравнению (IV-52) угол  $\theta \rightarrow 18^\circ$ ; такое значение угла  $\theta$  близко к найденному по методике Утевского. Если в этом случае рассчитать емкостный фильтр по методике § 4, то погрешность будет невелика. Действительно, при  $\frac{r}{r_n} \rightarrow 0$  согласно приближенной методике  $\theta \rightarrow 0$  и  $\xi \rightarrow 1$  (рис. 28). При учете конечной величины  $\theta = 18^\circ$  коэффициент  $\xi = 0,96$ , т. е. расчет по приближенной методике приведет к преувеличению пульсаций лишь на 4%. Это объясняется тем, что кривая  $\xi = f\left(q \frac{r}{r_n}\right) = \varphi(\theta)$  (рис. 28) в районе малых углов  $\theta$  проходит плавно и значения  $\xi$  близки к 1, т. е. мало зависят от величин  $\theta$ . Поэтому при расчете емкостного фильтра можно пользоваться приближенной методикой (§ 4) при всех практических расчетах. Погрешность будет не очень велика также при расчете коэффициента фазной э. д. с.  $B$  (рис. 30). Наибольшую ошибку приближенная методика (§ 2, 3) дает (в случае малых отношений  $\frac{r}{r_n}$  и конечных величин емкости  $C_0$ ) при определении коэффициентов  $D$  и  $M$ . Действительно, при  $C_0 \rightarrow \infty$  и  $\frac{r}{r_n} \rightarrow 0$  расчетный импульс тока  $i_{II}$  становится игольчатым ( $\theta \rightarrow 0$ ), т. е. коэффициенты  $D$  и  $\frac{1}{M}$  стремятся к бесконечности; если же ем-

кость  $C_0$  конечная, то угол  $\theta$  следует определять из уравнения (IV-52), что существенно повлияет на значения  $D$  и  $M$ . Поэтому при расчете этих коэффициентов (и в меньшей степени величины  $B$ ) следует пользоваться методикой Утевского либо находить угол  $\theta$  по формуле (IV-52), а затем параметр  $A$  по графику на рис. 26, б.

## § 6. УЧЕТ ИНДУКТИВНОСТИ РАССЕЯНИЯ

Описанные выше методы расчета выпрямителей, работающих на нагрузку с емкостной реакцией, в большинстве случаев обеспечивают точность инженерного расчета около 5%, вполне удовлетворяющую требованиям практики. Это относится к типичным кенотронным и селеновым выпрямителям с напряжениями  $U_ =$  в несколько сотен вольт при токах  $I_ =$  до десятых долей ампера.

Однако для некоторых случаев пренебрежение индуктивностью рассеяния трансформатора  $L_s$  (рис. 25, а) по сравнению с активным сопротивлением  $r$  приводит к заметным различиям между расчетными и экспериментальными данными. При этом, если не учитывать при расчете выпрямителя индуктивность  $L_s$ , выпрямленное напряжение изготовленного прибора оказывается меньше (в отдельных случаях на 10—15%) расчетного.

Соотношение индуктивного и активного сопротивлений в фазах характеризуется углом

$$\psi = \arctg \frac{\omega_c L_s}{r} = \arctg \frac{x_s}{r}. \quad (\text{IV-53})$$

Если  $\psi < 15 \div 20^\circ$ , то при расчете величиной  $L_s$  можно пренебречь. Большие величины этого угла могут наблюдаться в высоковольтных выпрямителях ( $U_ =$  — единицы или десятки киловольт), особенно при средних мощностях, когда значение  $x_s$  становится одного порядка с  $r$ , а также в выпрямителях, вентили которых, например германиевые и кремниевые, имеют очень малое прямое сопротивление  $r_{пр}$ . Необходимо также иметь в виду, что согласно формуле (IV-53) величина угла  $\psi$  зависит не только от значений  $L_s$  и  $r$ , но и от частоты напряжения питающей выпрямитель сети  $f_c$ . Например, при частоте  $f_c = 400$  гц влияние индуктивности рассеяния может быть заметным даже при применении кенотронных или селеновых вентилей в выпрямителях с типовыми параметрами.

Метод расчета, изложенный в § 2, 3, развит с учетом индуктивности рассеяния  $L_s$  К. Б. Мазелем (при тех же исходных допущениях, что и в § 2, в том числе  $C_0 \rightarrow \infty$ ).

На рис. 31, а построена для трехфазного выпрямителя форма кривой тока в фазе вторичной обмотки  $i_{II}$ , при  $L_s \rightarrow 0$  и при конечной величине  $L_s$ . При наличии  $L_s$  ток  $i_{II}$ , также как и в случае  $L_s = 0$ , начинается в момент равенства  $e_{II}$  и  $U_ =$ , но рост его

замедляется вследствие э. д. с. самоиндукции, противодействующей увеличению тока. Ток  $i_{II}$  не прекращается после окончания интервала  $2\theta$ , так как при его спаде на индуктивности  $L_s$  также появляется э. д. с. самоиндукции, складывающаяся с  $e_{II}$ . В результате длительность импульса тока  $i_{II}$  составляет  $2\theta + \beta$ , как показано на рис. 31, а. Изменяется также форма этого импульса и уменьшается его амплитудное значение.

Величина угла  $\beta$  зависит от значений  $\theta$ <sup>1</sup> и  $\psi$  и может быть определена по специальным графикам. Например, для случая, показанного на рис. 31, а ( $\theta = 40^\circ$ ,  $\psi = 30^\circ$ ),  $\beta \approx 20^\circ$ .

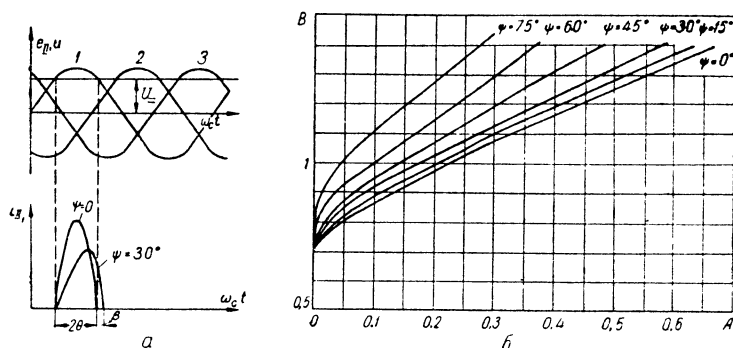


Рис. 31. Графики для выпрямителя с емкостным фильтром и индуктивностями рассеяния для:

а — пояснения формы кривой фазного тока; б — определения коэффициента фазной э. д. с.

Выпрямитель можно рассчитать, как и в случае  $L_s = 0$ , с помощью коэффициентов  $B$ ,  $D$ ,  $M$ , находимых в функции вспомогательного параметра  $A = \frac{\pi r}{m_{II} r_H}$ , но с учетом величины угла  $\psi$ .

На рис. 31, б приведено семейство расчетных графиков  $B = \varphi(A)$  при различных  $\psi$  (кривая для  $\psi = 0$ , естественно, совпадает с приведенной на рис. 26, в).

Коэффициент формы фазного тока  $D$  с ростом  $\psi$  уменьшается, так как длительность протекания тока  $i_{II}$  увеличивается. Например, при  $A = 0,2$  и  $\psi = 30^\circ \div 45^\circ$   $D = 2,05 \div 1,95$  по сравнению с  $D = 2,22$  при  $\psi = 0$ , т. е. коэффициент формы уменьшился на 7,7—12%. Так как уменьшение  $D$  относительно невелико (обычно не превосходит 10%), то его можно и не учитывать при расчете. Выбранные при этом сечение проводов обмотки и мощность трансформатора будут немного завышены.

<sup>1</sup> В этом случае  $\theta$  представляет собой угол, соответствующий половинные времени протекания тока через вентиль в данной схеме при  $L_s = 0$ .

В большей степени увеличивается величина коэффициента  $M$ , например, при  $A = 0,2$  и  $\psi = 45^\circ$  — до значения  $0,21$  с  $0,16$  при  $\psi = 0^\circ$ , т. е. на  $22\%$ .

Коэффициент пульсаций по первой гармонике  $k_{п1}$ , прямо пропорциональный согласно формуле (IV-38) величине поправочного множителя  $\xi$ , при учете  $L_s$  несколько уменьшается, но, так как эти изменения невелики, то их можно не учитывать. Например, при  $A = 0,2$  в схеме  $m_{п1} = 2$  множитель  $\xi = 0,79$  при  $\psi = 0^\circ$  и уменьшается до  $0,67$  при  $\psi = 45^\circ$ , т. е. приблизительно на  $15\%$ .

Отметим, что в начале расчета выпрямителя величина  $L_s$ , также как и  $r_{тр}$ , неизвестна и ее следует выбирать ориентировочно, исходя из опытных данных (с последующей проверкой после конструктивного расчета).

Из изложенного в § 5 и 6 следует, что при расчете емкостного фильтра можно всегда пользоваться приближенной методикой (§ 4). При малых значениях  $V_1$  следует вводить поправку согласно формуле (IV-52), а при больших значениях угла  $\psi$  (IV-53) можно учесть небольшое уменьшение пульсаций вследствие влияния индуктивности  $L_s$ . Методикой, изложенной в § 2, следует пользоваться при расчете коэффициентов  $B$ ,  $D$ ,  $M$  для кенотронных и селеновых выпрямителей, питающихся от трансформаторов; для германиевых и кремниевых вентилей при достаточно больших значениях  $V_1$ , особенно при повышенных частотах  $f_c$ , целесообразно рассчитать эти коэффициенты по методике, описанной в данном параграфе. В бестрансформаторных германиевых и кремниевых выпрямителях (где отношение  $\frac{r}{r_n}$  мало), если значения  $V_1$  небольшие, следует производить расчет по методике § 5.

## § 7. РАБОТА НА СМЕШАННУЮ НАГРУЗКУ

### Определение реакции нагрузки

В цепь выпрямленного тока для снижения переменной составляющей напряжения на потребителе  $r_n$  (фильтрации) часто включают совместно индуктивные и емкостные реактивные сопротивления, т. е. выпрямитель работает на смешанную нагрузку. На рис. 32 приведены две широко распространенные схемы фильтров: Г-образная (рис. 32, а) и П-образная (рис. 32, б). С целью получения малых пульсаций напряжения на нагрузочном сопротивлении в этих схемах всегда применяются дроссели большой индуктивности  $L$  и конденсаторы большой емкости  $C_0$  и  $C_1$ , так что

$$m_n \omega_c L \gg r_n \gg \frac{1}{m_n \omega_c C_1}; \quad (\text{IV-54})$$

а также выполняется условие (IV-6).



При Г-образном индуктивно-емкостном фильтре, если удовлетворяется неравенство (IV-54), наличие конденсатора  $C_1$  почти не сказывается на работе фаз выпрямителя. Поэтому выпрямитель с Г-образным фильтром работает на нагрузку с преобладающей индуктивной реакцией и может быть рассчитан по формулам, приведенным в гл. III.

Аналогично при П-образном фильтре (рис. 32, б), если соблюдаются условия (IV-6) и (IV-54), т. е.  $\frac{1}{m_n \omega_c C_0} \ll m_n \omega_c L$ , выпрямитель работает на нагрузку с преобладающей емкостной реакцией

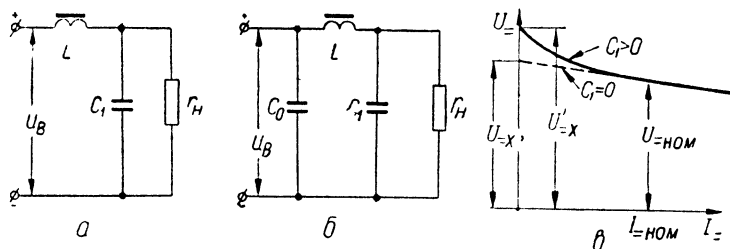


Рис. 32. Схемы фильтров и внешние характеристики:

а — Г-образный индуктивно-емкостный фильтр; б — П-образный фильтр; в — внешние характеристики для выпрямителей с индуктивно-емкостным и индуктивным фильтрами.

и его расчет сводится к приведенному в этой главе расчету схемы с емкостным фильтром.

Таким образом, характер нагрузки выпрямителя на практике всегда определяется первым элементом фильтра.

Для сохранения справедливости соотношения (II-3), т. е. отсутствия отсечки тока в фазах выпрямителя и, следовательно, преобладания индуктивной реакции при Г-образном фильтре, необходимо, чтобы индуктивное сопротивление дросселя было достаточно велико по сравнению с  $r_H$  [см. выражение (V-28)]. В частности, при  $m_n = 2$  и  $f_c = 50$  гц ( $\zeta = 1$ ) индуктивность  $L$  (в генри) должна быть больше, чем величина сопротивления  $r_H$  (в киломах). Условие (V-28) на практике всегда обеспечивается при номинальной нагрузке выпрямителя.

При П-образном фильтре условием достаточно большой величины емкости конденсатора  $C_0$  можно считать неравенство (IV-7), которое всегда удовлетворяется на практике.

### Внешняя характеристика при Г-образном фильтре

При Г-образном фильтре несколько изменяется форма внешней характеристики выпрямителя, приведенной на рис. 20, б для случая  $C_1 = 0$ . На рис. 32, в сопоставляются внешние характеристики трехфазного выпрямителя при  $C_1 = 0$  (штриховая линия) и при  $C_1 > 0$  (сплошная линия). Наибольшее различие наблюдается для

режима холостого хода ( $I_{\Sigma} = 0$ ). В этом случае конденсатор  $C_1$  зарядится до амплитудного значения фазной э. д. с.  $U'_{\Sigma} = E_{mII}$ , т. е. до величины, большей напряжения  $U_{\Sigma}$ , которое равно в соответствии с формулой (II-14)  $E_{mII} \frac{\sin \vartheta}{\vartheta}$ . Наличие  $C_1$  сказывается только при малых нагрузочных токах [больших величинах сопротивления  $r_n$ , когда не выполняется условие (V-28) и выпрямитель работает с отсечкой тока] и обычно несущественно в районе номинального режима  $I_{\Sigma \text{ ном}}$ . Отметим, что для  $m_{II} = 2; 3$  и 6 отношение  $\frac{U'_{\Sigma}}{U_{\Sigma}}$  соответственно равно 1,57; 1,21 и 1,05, т. е. раз-  
 личие больше при малом числе фаз. Указанное явление приводит к росту коэффициента неустойчивости  $\chi$  (III-75), так как внешняя характеристика становится более крутой. Возникающее в режиме холостого хода перенапряжение нужно учесть при выборе элементов схемы либо должны быть приняты меры для исключения такого режима работы.

Внешняя характеристика, показанная на рис. 32, в сплошной линией, соответствует постоянной величине индуктивности дросселя  $L$ . В действительности величина индуктивности  $L$  зависит от проходящего тока  $I_{\Sigma}$  (§ 2 гл. V): растет при уменьшении тока. Поэтому условие (V-28) выполняется при меньших значениях тока, а отклонения от случая  $C_1 = 0$  будут наблюдаться ближе к режиму холостого хода выпрямителя.

### Области применения Г-образного и П-образного фильтров

Г-образный индуктивно-емкостный фильтр является типичным для мощных многофазных (реже двухфазных небольшой мощности) выпрямителей с ионными и полупроводниковыми вентилями. При работе на нагрузку с емкостной реакцией (при П-образном фильтре) ухудшается использование трансформатора и увеличивается коэффициент неустойчивости  $\chi$  (§ 2, 3), что особенно нежелательно в случае повышенных мощностей.

Работа ионных вентилях в мощных выпрямителях на нагрузку с емкостной реакцией не применяется ввиду следующих соображений. Во-первых, в этом случае сопротивление  $r$  мало, что приводит в соответствии с формулой (IV-4) к недопустимо большому, например для газотронов и тиратронов, амплитудам фазных токов  $I_{mII}$ . Особенно большие токи будут протекать в момент включения выпрямителя, когда конденсатор разряжен ( $u_C = 0$ ) и пик тока может достигнуть значения  $\frac{E_{mII}}{r}$ <sup>1</sup>. Во-вторых, в многофазных схемах возможен пропуск фаз. Напряжение на конденсаторе  $C_0$ , как указано выше, изменяется в малых преде-

<sup>1</sup> Это же соображение относится к мощным полупроводниковым вентилям.

лах. Поэтому может оказаться, что напряжение между катодом и анодом вентиля очередной, например второй, фазы  $u_{в_2} = e_{II_2} - u_c$  меньше потенциала зажигания ионного вентиля  $U_3$ . Тогда вторая фаза не вступит в работу, конденсатор  $C_0$  будет продолжать разряжаться, пока не будет достигнут потенциал зажигания для вентиля третьей фазы. При этом резко возрастет амплитуда переменной составляющей выпрямленного напряжения, уменьшится частота ее первой гармоники, уменьшится напряжение  $U_0$ , а также ухудшится использование трансформатора.

П-образный фильтр является типичным для маломощных одно- и двухфазных выпрямителей с кенотронными и полупроводниковыми вентилями. Такой фильтр обычно обеспечивает меньшие пульсации выпрямленного напряжения и облегчает условия при включении схемы (см. гл. V). Кроме того, в этом случае по сравнению с Г-образным фильтром несколько выше выпрямленное напряжение (особенно при малом числе фаз<sup>1</sup>  $m_{II} = 1, 2$ ).

П-образный фильтр состоит из двух звеньев — емкостного (конденсатор  $C_0$ ) и Г-образного (элементы  $L$  и  $C_1$ ).

<sup>1</sup> Как указывалось в гл. III, работа на нагрузку с индуктивной реакцией при  $m_{II} = 1$  вообще не применяется.

## СХЕМЫ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

### § 1. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ФИЛЬТРУ

Переменная составляющая выпрямленного напряжения может быть причиной фона на выходе питаемых радиоустройств, который ухудшает качественные показатели при слуховом и визуальном восприятии, а при автоматической индикации приводит к ошибкам в работе механизмов. Излишняя величина переменной составляющей напряжения, питающего электронно-лучевые трубки, вызывает на экране размывание точки, модуляцию яркости, появление сетки и другие нежелательные явления.

Амплитуда первой гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения наибольшая и, как будет показано ниже, первая гармоника хуже остальных ослабляется наиболее часто применяемыми фильтрами. Поэтому в дальнейшем, рассматривая переменную составляющую выпрямленного напряжения, будем учитывать только ее первую гармонику, обозначая величины, характеризующие ее, индексом «1».

Допустимая величина фона, создаваемого питающими напряжениями, зависит от отношения сигнал/фон, при котором радиоустройство работает нормально. Поэтому каскады с большим уровнем полезного сигнала, например выходные, допускают большую пульсацию питающего напряжения при одном и том же среднем значении выпрямленного напряжения, нежели предварительные. Ориентировочные допустимые значения коэффициента пульсаций  $k_{п.н}$  приведены в табл. 12.

Выпрямленное напряжение у выпрямителей без фильтров обладает большими пульсациями. Величину коэффициента пульсаций  $k_{п1}$  уменьшает до требуемого значения  $k_{п.н}$  сглаживающий фильтр (рис. 33, а).

Фильтры, наряду с ослаблением переменных составляющих выпрямленного напряжения, несколько уменьшают его постоянную составляющую. Чем ближе к единице отношение постоянных составляющих напряжения  $U_{=}/U_{н} = \frac{1}{\lambda}$  при неизменном затухании переменной составляющей, тем качественнее фильтр. Для

реальных фильтров маломощных выпрямителей это отношение составляет

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{U_{\sim}}{U_{\sim H}} = 1 + \frac{I_{\sim} r_{\Phi}}{U_{\sim H}} \approx 1,05 - 1,1, \quad (V-1)$$

где  $r_{\Phi}$  — сопротивление фильтра постоянной составляющей тока. Для фильтров мощных выпрямителей величина  $\frac{1}{\lambda}$  не должна превышать 1,005—1,01.

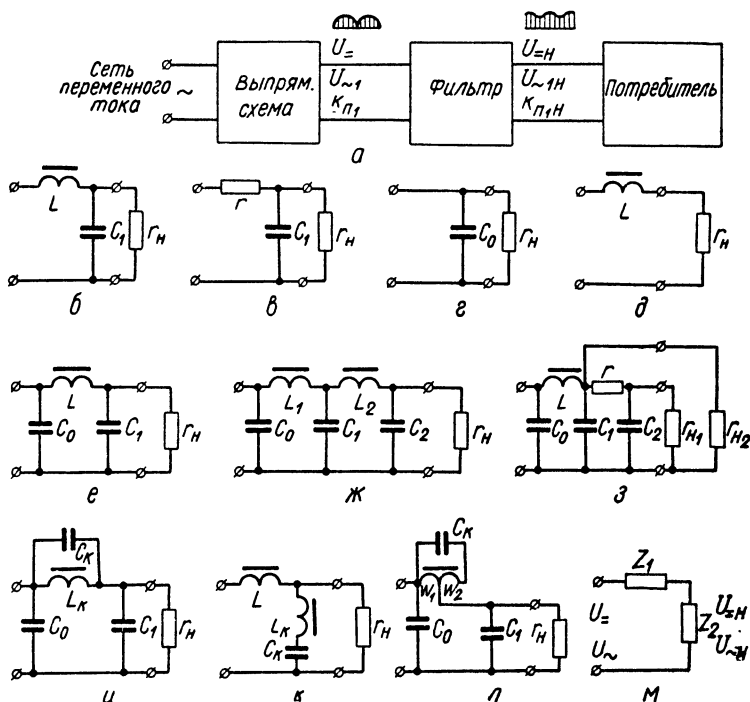


Рис. 33. Схемы сглаживающих фильтров:

а — скелетная схема выпрямителя с фильтром; б — л — схемы различных фильтров; м — общая схема звена фильтра.

Коэффициент фильтрации (иначе — затухание), являющийся мерой ослабления переменной составляющей напряжения в фильтре,

$$k_{\Phi 1} = \left| \frac{U_{\sim 1}}{U_{\sim 1H}} \right|. \quad (V-2)$$

Более полно (с учетом нежелательного ослабления постоянной составляющей напряжения) качество фильтра оценивают

Таблица 12

**Ориентировочные величины допустимых коэффициентов пульсаций для различных потребителей**

Потребители	Допустимый коэффициент пульсаций $\varepsilon_{п. н.} \%$
Микрофонные цепи . . . . .	0,00001
Задающие генераторы радиопередатчиков . . . . .	0,0001—0,001
Промежуточные ступени радиовещательных и телевизионных передатчиков . . . . .	0,01—0,03
Мощные ступени радиовещательных и телевизионных передатчиков . . . . .	0,03—0,06
Ступени усиления высокой и низкой частот радиовещательных приемников и усилителей . . . . .	0,01—0,1
Промежуточные ступени радиотелефонных передатчиков . . . . .	0,02—0,1
Мощные ступени усилителей низкой частоты (однотактная схема) и радиотелефонных передатчиков . . . . .	0,05—0,1
Анодные цепи электронно-лучевых трубок . . . . .	0,1—0,5
Промежуточные ступени радиотелеграфных передатчиков . . . . .	0,2—0,5
Мощные ступени усилителей низкой частоты (двухтактная схема) и радиотелеграфных передатчиков . . . . .	0,5—3,0

коэффициентом сглаживания пульсаций (сокращенно — коэффициентом сглаживания)

$$K_1 = \frac{k_{п1}}{k_{п1н}}. \quad (V-3)$$

Заменяя в выражении (V-3) коэффициенты пульсаций согласно формуле (II-26) и пользуясь формулами (V-1) и (V-2), получим, что

$$K_1 = k_{\Phi 1} \frac{U_{=н}}{U_{=}} = k_{\Phi 1} \lambda. \quad (V-4)$$

При выполнении условия (V-1) можно считать, что коэффициенты сглаживания и фильтрации в первом приближении равны:

$$K_1 \approx k_{\Phi 1}. \quad (V-5)$$

К сглаживающим фильтрам предъявляют следующие основные требования:

- 1) обеспечение заданного коэффициента сглаживания при соблюдении условия (V-1);
- 2) отсутствие заметных искажений, вносимых в работу потребителя;
- 3) отсутствие недопустимых перенапряжений и сверхтоков во время переходных процессов (включение и выключение выпрямителя, сброс и подключение нагрузки);
- 4) обеспечение приемлемых габаритов, веса и стоимости;
- 5) высокая надежность.

## § 2. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ФИЛЬТРОВ

Фильтры различают по элементам, из которых они состоят, схеме соединения этих элементов и количеству звеньев.

На рис. 33 приведены схемы основных фильтров: индуктивно-емкостного (б), реостатно-емкостного (в), емкостного (г) и индуктивного (д). Г-образные фильтры показаны на рис. 33, б, в, к, П-образные — на рис. 33, е, и, л.

Схемы резонансных фильтров приведены: на рис. 33, и — с последовательно включенным контуром («фильтр-пробка») и на рис. 33, к — с параллельно включенным контуром (режекторный). Фильтры двухзвенные приведены на рис. 33, е, ж, з, и, л, все остальные схемы на этом рисунке однозвенные.

Звенья многозвенного фильтра могут быть одинаковыми (как по характеру элементов, так и по их величине) и разными (рис. 33, з).

П-образный фильтр отличается от Г-образного наличием на входе емкостного звена — конденсатора  $C_0$ . Работа емкостного фильтра рассмотрена в § 4 гл. IV, а рассчитывают его по формуле (IV-7). Ниже рассмотрим второе звено любого из фильтров, являющееся Г-образным. Общая схема такого звена представлена на рис. 33, м, где под  $Z_2$  следует понимать общее сопротивление выходного элемента фильтра и потребителя. Коэффициент фильтрации Г-образного звена фильтра согласно формуле (V-2) определяется отношением сопротивлений для первой гармоники

$$k_{\Phi 1} = \left| \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} \right| = \left| 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right|. \quad (V-6)$$

Обычно величина  $k_{\Phi 1}$  значительно больше единицы и поэтому можно считать, что

$$k_{\Phi 1} \approx \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right|. \quad (V-7)$$

Для индуктивно-емкостного фильтра (рис. 33, б)

$$Z_1 = jm_n \omega_c L; \quad \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{r_n} + jm_n \omega_c C_1.$$

Отсюда, согласно формуле (V-6), получаем коэффициент фильтрации

$$k_{\Phi 1} = \left| 1 + jm_n \omega_c L \left( \frac{1}{r_n} + jm_n \omega_c C_1 \right) \right|. \quad (V-8)$$

Индуктивно-емкостный фильтр применяется в том случае, когда величина емкости удовлетворяет неравенству

$$\frac{1}{r_n} \leq \frac{m_n \omega_c C_1}{5} \quad (V-9)$$

при приемлемых габаритах конденсаторов. В противном случае включение емкости параллельно нагрузочному сопротивлению себя не оправдывает (при этом необходимо еще учесть, что емкостная и активная проводимости складываются в квадратуре) и вместо фильтра, представленного на рис. 33, б, следует применить индуктивный фильтр (рис. 33, в).

С учетом неравенства (V-9), пренебрегая  $\frac{1}{r_n}$ , получим из формулы (V-8) приближенное выражение для коэффициента фильтрации индуктивно-емкостного фильтра

$$k_{\Phi 1} \approx m_n^2 \omega_c^2 LC_1 - 1, \quad (V-10)$$

откуда следует, что

$$LC_1 \approx \frac{10(k_{\Phi 1} + 1)}{m_n^2 \zeta^2} \approx \frac{10k_{\Phi 1}}{m_n^2 \zeta^2}, \quad (V-11)$$

где  $L$  — в генри,  $C_1$  — в микрофарадах,  $\zeta = \frac{f_c}{50}$  [см. (IV-8)].

Для уменьшения размеров фильтра следует применять схемы выпрямления с большей периодичностью.

При малых нагрузочных сопротивлениях (порядка ома) применяют индуктивный фильтр (рис. 33, в), для которого коэффициент фильтрации согласно формуле (V-6) с учетом формулы (V-7)

$$k_{\Phi 1} \approx \sqrt{\left(m_n \omega_c \frac{L}{r_n}\right)^2 + 1} \approx \frac{m_n \omega_c L}{r_n}, \quad (V-12)$$

откуда следует, что

$$L \approx \frac{3,2k_{\Phi 1}r_n}{m_n \zeta}, \quad (V-13)$$

где  $L$  — в миллигенри,  $r_n$  — в омах.

При нагрузочных сопротивлениях  $r_n$  порядка нескольких десятков килоом и выше выгодно применять реостатно-емкостный фильтр (рис. 33, в). В этом случае неравенство (V-9) удовлетворяется при небольших емкостях, а сопротивление фильтра  $r$  может достигать нескольких килоом при допустимом ослаблении постоянной составляющей.

Коэффициент фильтрации реостатно-емкостного фильтра согласно формуле (V-7), пренебрегая малой активной проводимостью по сравнению с емкостной, составляет

$$k_{\Phi 1} \approx \sqrt{(m_n \omega_c C_1 r)^2 + 1} \approx m_n \omega_c C_1 r, \quad (V-14)$$



откуда следует, что

$$rC_1 \approx \frac{3,2k_{\Phi 1}}{m_n \zeta}, \quad (V-15)$$

где  $C_1$  — в микрофарадах,  $r$  — в килоомах.

Реостатно-емкостный фильтр отличается малыми габаритами, небольшим весом и низкой стоимостью. Его применяют при питании анодных цепей предварительных каскадов приемно-усилительных устройств, измерительной аппаратуры, электронно-лучевых трубок, фотокаскадов и т. п. С успехом можно применить реостатно-емкостный фильтр в выпрямителе на два разных напряжения, из которых большее может иметь большую пульсацию. Тогда для добавочного сглаживания меньшего напряжения целесообразно поставить дополнительное реостатно-емкостное звено (рис. 33, з). При этом сопротивление  $r$  может быть и больше, чем найденное из условия (V-1), так как падение напряжения на нем должно быть равно разности между выпрямленными напряжениями. Это приведет, согласно формуле (V-14), к большему коэффициенту фильтрации.

### Резонансные фильтры

На рис. 33, и, к представлены схемы резонансных фильтров соответственно для высокоомного и низкоомного нагрузочных сопротивлений. Контуры  $L_k C_k$  настраивают в резонанс на частоту  $f_1$  первой гармоники выпрямленного тока.

Для резонансной частоты контур в схеме (рис. 33, и) обладает максимальным, имеющим чисто активный характер, сопротивлением

$$r_p = \frac{m_n^2 \omega_c^2 L_k^2}{r_k} = \frac{L_k}{C_k r_k}, \quad (V-16)$$

где  $r_k$  — собственное активное сопротивление контура.

Таким образом, Г-образное звено фильтра (рис. 33, и) на резонансной частоте сглаживает так же, как и реостатно-емкостный фильтр с сопротивлением  $r$ , численно равным  $r_p$ . Исходя из формулы (V-14), получаем, что коэффициент фильтрации такого фильтра на резонансной частоте

$$k_{\Phi p} = \frac{m_n^3 \omega_c^3 L_k^2 C_1}{r_k}. \quad (V-17)$$

Для других частот контур обладает значительно меньшим сопротивлением, чем для резонансной (кроме того, характер его перестает быть чисто активным), и фильтрующие свойства звена

заметно ухудшаются (рис. 34). По этой причине резонансный фильтр плохо фильтрует высшие гармоники ( $q > 1$ ). Такой фильтр также очень мало ослабляет постоянную составляющую выпрямленного напряжения вследствие небольшого активного сопротивления катушки  $L_k$ .

Переменное напряжение на контуре обычно в несколько раз меньше допустимого рабочего для применяемых в нем бумажных конденсаторов  $C_k$ . Поэтому рекомендуют включать эти конденсаторы по автотрансформаторной схеме (рис. 33, л). В такой схеме индуктивность контура определяется витками  $w_1$ , а эквивалентная емкость контура

$$C_{k.э} = C_k \left( \frac{w_1 + w_2}{w_1} \right)^2. \quad (V-18)$$

Следовательно, автотрансформаторное включение конденсатора  $C_k$  позволяет выбрать его значительно меньшей емкости. Добавочная обмотка  $w_2$ , намотанная проводом малого диаметра (так как по ней проходит только небольшой ток конденсатора  $C_k$ ), габаритов фильтра, изображенного на рис. 33, л, заметно не увеличивает.

Сравнив с учетом формул (V-10) и (V-17) индуктивности индуктивно-емкостного и резонансного звеньев (рис. 33 е, и), обеспечивающие одинаковый коэффициент фильтрации при одной и той же емкости  $C_1$ , получим

$$L_k = \sqrt{L \frac{r_k}{m_n \omega_c}}. \quad (V-19)$$

Так как величина  $r_k$  обычно порядка десятков ом, а  $m_n \omega_c$  — нескольких сотен или тысяч радианов в секунду, то из выражения (V-19) следует, что индуктивность резонансного фильтра может быть значительно меньше, чем индуктивно-емкостного (в десятки раз).

Резонансному фильтру присущи следующие недостатки: он эффективно фильтрует только одну из гармоник выпрямленного напряжения, требует настройки в резонанс, индуктивность  $L_k$  зависит от нагрузки и фильтрация является функцией  $I_{\Sigma}$ .

Контур режекторного фильтра (рис. 33, к) на резонансной частоте имеет очень малое сопротивление, равное  $r_k$ . Для получения такого малого емкостного сопротивления в схеме индуктивно-емкостного фильтра (рис. 33, б) потребовалось бы значительное увеличение веса и габаритов конденсатора  $C_1$ .

Считая, что проводимость  $\frac{1}{r_n}$  пренебрежимо мала по сравнению с проводимостью  $\frac{1}{r_k}$ , получаем согласно формуле (V-12) коэффициент фильтрации на

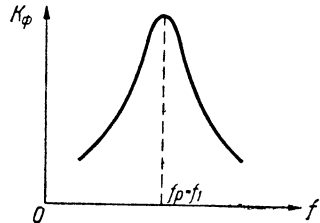


Рис. 34. Характеристика затухания резонансных фильтров.

резонансной частоте

$$k_{\Phi, P} = m_n \omega_c \frac{L}{r_k}. \quad (V-20)$$

Конденсатор  $C_k$  выбирается из расчета на полное напряжение  $U_{=n}$ .

Следует помнить, что существенные преимущества резонансных фильтров могут быть реализованы лишь при должном поддержании частоты напряжения сети. Иначе частота первой гармоники выпрямленного тока будет отличаться от резонансной и фильтрация ухудшится. Не следует применять резонансные фильтры в многофазных выпрямителях, если трехфазные источники напряжения несимметричны (см. § 8 гл. III).

### Выбор схемы фильтра и величины его элементов

Мощные выпрямительные устройства, в которых применяют ионные или полупроводниковые вентили, работают на фильтры, начинающиеся с индуктивности. Маломощные выпрямительные устройства на кенотронах или полупроводниковых вентильях работают на фильтр, начинающийся как с емкости, так и с индуктивности.

Определим, в каких случаях для маломощных двухпульсационных выпрямителей напряжением  $U_{=n}$  в несколько сотен вольт выгоднее применять Г-образный или П-образный фильтр.

Приняв  $f_c = 50$  гц ( $\zeta = 1$ ) и  $m_n = 2$ , получим для типового режима согласно формуле (IV-47) коэффициент пульсаций на входной емкости  $C_0$  П-образного фильтра

$$k_{n1}^{(n)} \approx \frac{2,5}{C_0 r_n}. \quad (V-21)$$

Целесообразно, чтобы емкости  $C_0$  и  $C_1$  были равными (стр. 133). Тогда коэффициент пульсаций на выходе П-образного фильтра из выражений (V-21), (V-1) и (V-10)

$$k_{n1}^{(n)} = \frac{k_{n1}^{(n)}}{K_1^{(n)}} \approx \frac{0,625}{r_n C_1^2 \omega_c^2} \cdot \frac{1}{\lambda}. \quad (V-22)$$

При индуктивном характере нагрузки согласно формуле (II-31)

$$k_{n1}^{(r)} = \frac{2}{3}. \quad (V-23)$$

Индуктивно-емкостный Г-образный фильтр будет состоять из  $L$  и  $2C_1$  (так как оба конденсатора  $C_0$  и  $C_1$  будут использованы на выходе фильтра), тогда из выражений (V-23), (V-1) и (V-10) для него получим

$$k_{n1}^{(r)} = \frac{k_{n1}^{(r)}}{K_1^{(r)}} = \frac{10^6}{12 \omega_c^2 L C_1} \cdot \frac{1}{\lambda}, \quad (V-24)$$

где  $C_1$  — в микрофарадах.

Сравнивая выражения (V-22) и (V-24), получаем

$$\frac{k_{\pi 1 \Pi}^{(n)}}{k_{\pi 1 \Pi}^{(r)}} \approx \frac{15}{r_{\Pi} 2C_1}, \quad (V-25)$$

где  $r_{\Pi}$  — в килоомах,  $C_1$  — в микрофарадах.

Так как для рассматриваемых выпрямителей обычно  $r_{\Pi}$  велико и с экономической точки зрения целесообразно использовать большую емкость  $2C_1$ , то для них  $k_{\pi 1 \Pi}^{(n)}$  меньше, чем  $k_{\pi 1 \Pi}^{(r)}$ , поэтому, чтобы получить меньшие пульсации, выгоднее применить П-образный фильтр.

Остановимся на выборе величин  $L$  и  $C_1$  индуктивно-емкостного фильтра (рис. 33, б). Исходя из заданного коэффициента пульсаций на потребителе  $k_{\pi 1 \Pi}$  и на входе фильтра  $k_{\pi 1}$ , определяют коэффициент фильтрации  $k_{\Phi 1}$ , требуемый от фильтра, а затем необходимую величину  $LC_1$  согласно выражению (V-10).

Величину  $L$  выбираем настолько большой, чтобы энергии, запасенной в ней, хватило для поддержания тока через потребитель, когда напряжение на емкости превышает мгновенное значение напряжения работающей фазы.

Если это условие не соблюдено, то будет отрезок времени в пределах интервала  $2\theta$  [см. формулу (II-3)], когда ток через ventиль не пройдет, т. е. появится отсечка тока. Следовательно, реакция нагрузки на выпрямитель станет емкостной. При этом напряжение на конденсаторе фильтра (а значит, и на потребителе) будет изменяться больше, чем при индуктивном характере нагрузки (когда ток все время поступал на конденсатор через ventиль и дроссель), в результате чего значительно возрастет коэффициент пульсаций на выходе фильтра.

Через дроссель проходит как постоянная составляющая тока  $I_{\Sigma}$ , так и переменная с амплитудой  $I_{\sim 1}$  (здесь также можно ограничиться первой гармоникой, значительно преобладающей над остальными). Если удовлетворить неравенство

$$I_{\sim 1} < I_{\Sigma}, \quad (V-26)$$

то ток через ventиль в течение интервала  $2\theta$  не падает до нуля.

Приняв, что индуктивное сопротивление значительно больше емкостного, получим для первой гармоники тока

$$I_{\sim 1} = \frac{U_{\sim 1}}{m_{\Pi} \omega_c L}. \quad (V-27)$$

Исходя из выражения (V-26), с учетом формул (II-21) и (V-27) определим необходимую величину  $L$

$$\frac{U_{\sim 1}}{m_{\Pi} \omega_c L} < \frac{U_{\Sigma}}{r_{\Pi}} \quad \text{или} \quad L > \frac{U_{\sim 1}}{U_{\Sigma}} \cdot \frac{r_{\Pi}}{m_{\Pi} \omega_c}.$$

Учитывая, что падение напряжения постоянной составляющей в фильтре незначительно, считаем  $\lambda \approx 1$  и получаем

$$L_{\min} = k_{\pi 1} \frac{r_{\Pi}}{m_{\Pi} \omega_c},$$

откуда, воспользовавшись формулой (II-31), можно получить

$$L_{\min} = \frac{2r_n}{(m_n^2 - 1) m_n \omega_c}.$$

С учетом выражения (IV-8) минимальная индуктивность дросселя фильтра

$$L_{\min} = \frac{r_n}{157 (m_n^2 - 1) m_n \zeta}. \quad (V-28)$$

В частности, при  $m_n = 2$  и  $f_c = 50$  гц, получим из выражения (V-28)

$$L_{\min} = \frac{r_n}{0,942} \approx r_n, \quad (V-29)$$

где  $L$  — в генри, а  $r_n$  — в килоомах.

Зная произведение  $LC_1$ , выбираем величину емкости фильтра, взяв  $L$  больше, чем  $L_{\min}$  из выражения (V-28).

Конденсатор последнего звена фильтра определяет сопротивление выпрямителя переменной составляющей тока потребителя. Недостаточная величина емкости этого конденсатора может явиться причиной частотных искажений, а иногда самовозбуждения в усилителях.

Элементы  $L$  и  $C_1$  фильтра надо подобрать так, чтобы резонансная частота его звена не совпадала с нижней граничной частотой рабочего диапазона радиоустановки. В противном случае для токов этих частот фильтр будет представлять весьма большое сопротивление и вносить существенные искажения (см. § 5) в работу радиоустройств. Обычно исходят из того, что собственная частота звена фильтра должна быть, по крайней мере, вдвое ниже наиболее низкой из рабочих частот радиоустройства.

Совпадение частот резонансной фильтра и первой гармоники выпрямленного напряжения автоматически исключено. Действительно, согласно формуле (V-10) получаем

$$k_{\phi 1} \approx \omega_1^2 LC_1 = \left( \frac{f_1}{f_p} \right)^2, \quad (V-30)$$

где  $f_p$  — резонансная частота фильтра.

Отсюда ясно, что условие наличия фильтрации  $k_{\phi 1} > 1$  автоматически обеспечивает  $f_p < f_1$ .

Размеры дросселя и конденсатора определяются энергией, запасенной в них. Энергия магнитного поля дросселя пропорциональна квадрату тока, а энергия электрического поля конденсатора пропорциональна квадрату напряжения. Исходя из этого, при больших  $I_{\text{н}}$  и малых  $U_{\text{н}}$  следует ограничить  $L$ , взяв ее из формулы (V-28). Емкость  $C_1$  должна быть такой, чтобы обеспечить получение нужной величины  $LC_1$ .

Конденсатор фильтра может быть бумажный или электролитический, так как постоянная составляющая напряжения на нем преобладает над переменной. Бумажные конденсаторы более долговечны и не теряют части своей емкости со временем, как электролитические, но последние дешевле и имеют меньшие габариты.

Кроме того, экономически выгоднее увеличивать емкость электролитических конденсаторов, чем индуктивность дросселя. Выбранный таким образом фильтр будет иметь также и минимальные габариты.

При высоких напряжениях  $U_{\text{н}}$  и малых токах  $I_{\text{н}}$ , исходя из экономических соображений, следует ограничить  $C_1$  и необходимую величину  $LC_1$  обеспечить за счет большого  $L$ . В этом случае  $L$  обычно значительно больше, чем  $L_{\text{мин}}$  из формулы (V-28). Дроссель такого фильтра будет экономичным, так как вследствие малого тока  $I_{\text{н}}$  можно намотать обмотку тонким проводом и уменьшить размеры стального магнитопровода.

При определении параметров реостатно-емкостного фильтра исходят из сопротивления  $r$ , приводящего к допустимой потере постоянной составляющей, а затем, зная заданный коэффициент фильтрации, по формуле (V-14) находят требуемую емкость  $C_1$ .

При выборе величин, входящих в П-образный фильтр, следует учитывать лучшее использование суммарной емкости  $C = C_0 + C_1$  (см., например, рис. 33, е). Из анализа видно, что П-образный фильтр будет иметь, при заданной суммарной емкости, минимальный коэффициент пульсации на выходе  $k_{\text{пн}}$  тогда, когда эта емкость будет поровну разделена между входным и выходным конденсатором. Однако указанный максимум выражен не резко; например, если  $C_1 = 2C_0$ , то  $k_{\text{пн}}$  возрастет по отношению к оптимальному только на 10%. Поэтому при наличии дополнительных соображений, диктующих выбор емкостей  $C_0$  или  $C_1$ , можно брать их неравными друг другу.

Особенностью работы дросселя фильтра является то, что через его обмотку проходит не только переменная, но и постоянная составляющая тока, имеющая значительно большую величину. Последняя создает постоянный магнитный поток (подмагничивание), уменьшающий действующую магнитную проницаемость стали  $\mu_d$ , что приводит к увеличению размеров дросселя. С ростом нагрузки  $\mu_d$  падает (а с нею и индуктивность дросселя) и уменьшается фильтрация.

В зависимости от величины удельных подмагничивающих ампервитков существует оптимальный воздушный зазор в магнитопроводе, который обеспечивает дросселю минимальные габариты при малой зависимости его индуктивности от нагрузки.

С целью уменьшения габаритов дросселя можно изготовить его с дополнительной обмоткой, которая получает питание от постороннего источника постоянного тока. Ампер-витки этой обмотки подбирают так, чтобы ее магнитное поле скомпенсировало поле подмагничивания. Такой дроссель может иметь сердечник из материала типа пермаллоя с  $\mu_d$  порядка  $(8500 \div 11000) 10^{-6} \text{ гн/м}$ ,

вместо  $(120 \div 400) 10^{-6} \text{ гн/м}$  в обычных дросселях  $\left(1 \text{ гн/м} = \frac{10^7}{4\pi} \text{ гс/э}\right)$ . Дроссель с компенсацией постоянного магнитного потока можно применить только при неизменной нагрузке выпрямителя.

Для уменьшения индуктивности дросселя фильтра можно последовательно с нагрузочным сопротивлением включить дополнительную обмотку дросселя, намотанную на той же катушке, что и основная. Эта обмотка при незначительном количестве витков создаст э. д. с., компенсирующую частично напряжение пульсаций на емкости  $C_1$ . Такая компенсация зависит от формы кривой переменной составляющей выпрямленного напряжения и позволяет получить выигрыш в величине  $k_{\Phi 1}$  примерно в 3 раза.

Дроссель фильтра следует включать в незаземленный провод (чаще всего в плюсовой, так как минусовый провод заземляют, как указано в § 1 гл. III). При таком включении дросселя емкости между обмотками трансформатора и между его вторичной обмоткой и сердечником не будут шунтировать дроссель, ухудшая этим фильтрацию (предполагается, что сердечник и один из проводов сети имеют соединение с землей).

Кроме того, при включении дросселя в незаземленный провод появляется возможность заземлить у конденсатора фильтра один из зажимов, который часто соединен с его корпусом, т. е. при монтаже не приходится изолировать корпус конденсатора от шасси.

Взаимное расположение дросселя и силового трансформатора должно исключить магнитную связь между ними. Если же дроссель включен в заземленный провод или неудачно расположен, то на выходе радиоустройства возможен фон.

## Многозвенные фильтры

Для получения  $k_{\Phi 1} > 50$  более экономичными являются двух-звенные и, реже, трехзвенные фильтры. В большинстве случаев звенья такого фильтра одинаковые (рис. 33, ж).

Так как  $|x_L| \gg |x_C|$ , то можно считать, что каждое звено фильтра по переменной составляющей работает без нагрузки. Отсюда следует, что коэффициент фильтрации  $p$ -звенного фильтра  $k_{\Phi}^{(p)}$  равен произведению коэффициентов фильтрации отдельных его звеньев

$$k_{\Phi}^{(p)} = k_{\Phi 1} k_{\Phi 2} \dots k_{\Phi p}.$$

Таким образом, двухзвенный фильтр (рис. 33, ж) при одинаковых звеньях  $L_1 = L_2 = L$  и  $C_1 = C_2 = C$  имеет коэффициент фильтрации с учетом выражения (V-10)

$$k_{\Phi}^{(2)} = (m_{\pi}^2 \omega_c^2 LC)^2. \quad (V-31)$$

Сравним коэффициенты фильтрации двухзвенного и однозвенного индуктивно-емкостных фильтров при условии, что суммарные емкости и индуктивности обоих фильтров равны. Это значит, что однозвенный фильтр имеет индуктивность  $2L$  и емкость  $2C$  и его коэффициент фильтрации согласно выражению (V-10)

$$k_{\Phi}^{(1)} = m_{\pi}^2 \omega_c^2 2L2C. \quad (V-32)$$

Из выражений (V-31), (V-32) получаем

$$k_{\Phi}^{(2)} = \frac{(k_{\Phi}^{(1)})^2}{16}. \quad (V-33)$$

Эта зависимость представлена на рис. 35. Из нее следует, что при  $k_{\Phi} > 16$  более выгодным будет двухзвенный фильтр. Учтя, что два дросселя индуктивностью  $L$  каждый не равноценны по стоимости, габаритам и весу одному дросселю индуктивностью  $2L$ , а также неравноценность в этом отношении двух конденсаторов емкостью  $C$  каждый — одному конденсатору  $2C$ , получаем, что лишь при  $k_{\Phi} > 40 \div 50$  индуктивно-емкостный двухзвенный фильтр будет экономичнее однозвенного.

Многозвенный фильтр будет наиболее экономичным, если все его звенья состоят из одинаковых элементов.

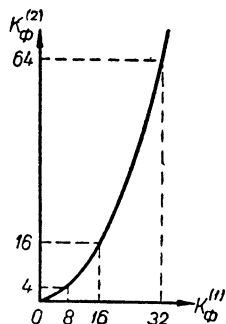


Рис. 35. Зависимость между коэффициентами фильтрации одно- и двухзвенного индуктивно-емкостных фильтров.

Для уменьшения габаритов фильтра и силового трансформатора в радиоустройствах с автономным электропитанием применяют частоту 400—500, а иногда 1200 и 2400 гц, вместо стандартной 50 гц. Более того, в ряде стационарных устройств, например в вычислительных машинах, содержащих большое количество выпрямителей и накалиных трансформаторов, между сетью 50 гц и выпрямительным устройством устанавливают преобразователь с частотой 500 гц на выходе; при этом в 3—4 раза уменьшаются вес и размеры выпрямителей и накалиных трансформаторов.

Однако, применяя повышенные частоты, например 500 гц, для питания радиоустройства, сталкиваются с переходом частоты первой гармоники фона из области 50—300 гц ( $m_{\pi} = 1 \div 6$  при  $f_c = 50$  гц) в полосу 500—3000 гц. Эти частоты значительно лучше воспринимаются (примерно в 100 раз) ухом и поэтому допустимые коэффициенты  $k_{\pi 1 \pi}$  в звуковоспроизводящей аппаратуре уменьшаются, что потребует больших коэффициентов фильтрации, нежели при питании от сетей с частотой 50 гц.



### § 3. ЭЛЕКТРОННЫЕ ФИЛЬТРЫ

Дроссель фильтра имеет значительные размеры и вес, иногда такие же, как у силового трансформатора. Кроме того, индуктивность дросселя и, следовательно, коэффициент фильтрации зависят от величины нагрузки. Вследствие наличия дросселя возникают переходные процессы, нежелательные как для потребителя, так и для электропитающего устройства (см. § 5 и 6). Поля рассеяния дросселя могут быть причиной помех нормальной работе радиоприемной и чувствительной измерительной аппаратуры.

От некоторых из этих недостатков свободны ламповые и транзисторные фильтры (рис. 36, б, е; 37, б, в; 38, а, б, в, е и 39, а, б, в, е), в которых дроссель фильтра отсутствует.

#### Ламповые фильтры

Рассмотрим работу лампового фильтра, в котором пентод (или лучевой тетрод) включен последовательно в цепь выпрямленного тока, т. е. так, как включается дроссель фильтра.

Если на анодной характеристике пентода или лучевого тетрода (рис. 36, а) рабочая точка будет выбрана в области 1—2, то сопротивление лампы постоянному току  $R_{\text{ст}} = \operatorname{tg} \chi_2$  будет значительно меньше ее сопротивления переменному току  $R_i = \operatorname{tg} \chi_1$ . Следовательно, такая лампа будет обладать теми же свойствами, что и дроссель. Отметим, что для получения более пологого участка на характеристике  $I_{\text{ан}} = \varphi(U_{\text{ан}})$  следует обеспечить независимость экранного напряжения от анодного тока лампы. В схеме такого фильтра (рис. 36, б)  $r_g$  и  $C_g$  — элементы питания экранной сетки. Напряжение на сопротивлении  $r_k$  пропорционально выпрямленному току. Часть постоянной составляющей этого напряжения используется как смещающее в цепи управляющей сетки. Переменное напряжение с  $r_k$  полностью подается на управляющую сетку через емкость  $C_c$ .

Качественная картина фильтрующего действия схемы может быть представлена так. Переменное входное напряжение  $u_{\sim}$  создает на сопротивлении  $r_k$  падение напряжения  $u_{\sim c}$ , которое прикладывается ко входу лампы со статическим коэффициентом усиления  $\mu_{\text{ст}}$ . В результате в анодной цепи возникает усиленное переменное напряжение  $\mu_{\text{ст}} u_{\sim c}$ , сдвинутое по фазе на  $180^\circ$ , действующее встречно со входным напряжением  $u_{\sim}$ . Таким образом, результирующий переменный ток в цепи потребителя уменьшается, т. е. схема фильтрует.

Для выяснения количественных соотношений обратимся к эквивалентной схеме лампового фильтра по переменному току

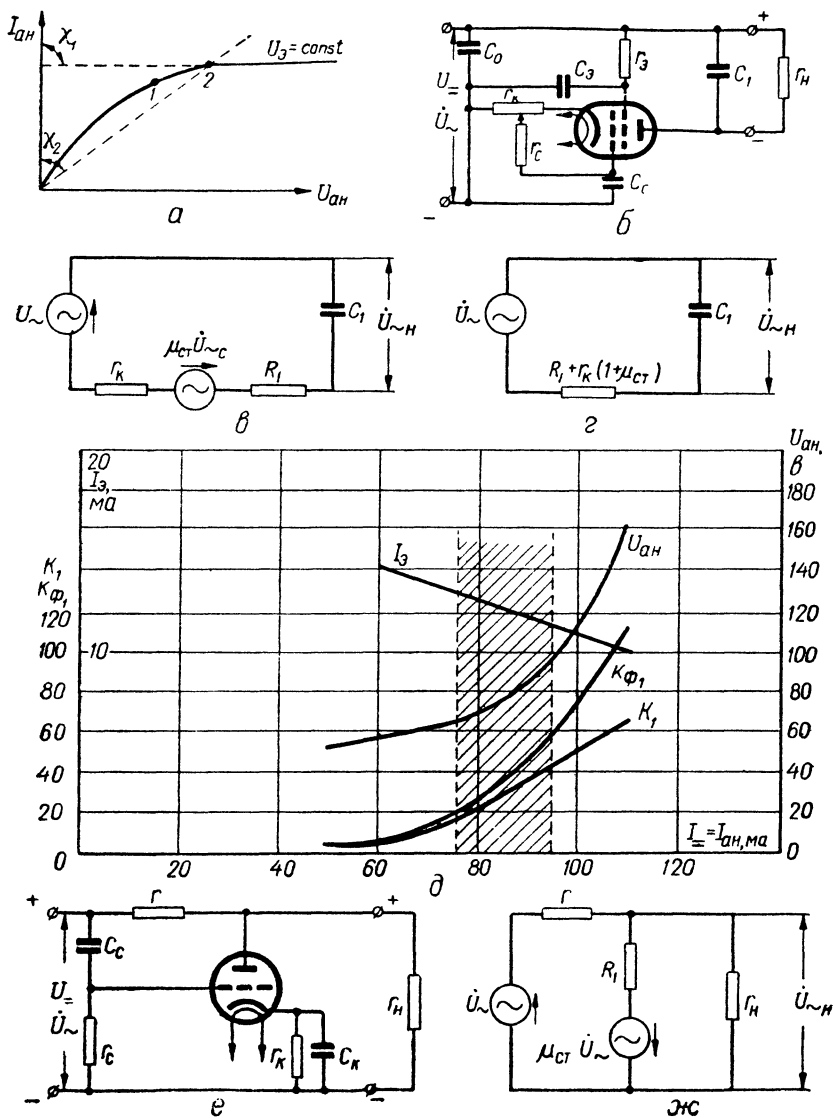


Рис. 36. Ламповые фильтры:

а — анодная характеристика пентода; б — схема с последовательно включенной лампой; в и г — эквивалентные схемы для б; д — режимы схемы б при лампе 6П3С; е — схема с параллельно включенной лампой; ж — эквивалентная схема для е.

(рис. 36, в). В этой схеме лампа заменена э. д. с., равной  $\mu_{\text{ст}} \dot{U}_{\sim c}$  и сопротивлением  $R_i$ , а нагрузочное сопротивление  $r_n$  опущено, так как  $|x_{C_1}| \ll r_n$ .

Величина переменной составляющей тока, проходящего через лампу,

$$\dot{i}_{\sim} = \frac{\dot{U}_{\sim} - \mu_{\text{ст}} \dot{U}_{\sim c}}{R_i + r_k} = \frac{\dot{U}_{\sim}}{R_i + (1 + \mu_{\text{ст}}) r_k}, \quad (\text{V-34})$$

где учтено, что напряжение на управляющей сетке  $\dot{U}_{\sim c} = \dot{i}_{\sim} r_k$ . Так как переменная составляющая на потребителе  $\dot{U}_{\sim n} = \dot{i}_{\sim} x_{C_1}$ , то коэффициент фильтрации схемы с учетом формул (V-2) и (V-34)

$$k_{\Phi} = \frac{R_i + (1 + \mu_{\text{ст}}) r_k}{|x_{C_1}|}. \quad (\text{V-35})$$

Из этого выражения следует, что ламповый фильтр действует как индуктивно-емкостный, у которого сопротивление переменному току последовательного элемента (эквивалентного  $L$ ) составляет (рис. 36, з)  $R_i + (1 + \mu_{\text{ст}}) r_k$ , а сопротивление постоянному току, как это ясно из рис. 36, б, равно  $R_{\text{ст}} + r_k$ .

Схема, изображенная на рис. 36, б, работала бы и без подачи переменного напряжения с сопротивления  $r_k$  на управляющую сетку лампы (т. е. без отрицательной обратной связи), но тогда коэффициент фильтрации  $k_{\Phi}$  был бы меньше, так как в числителе выражения (V-35) отсутствовало бы второе слагаемое.

Для фильтра (рис. 36, б) на лампе 6ПЗС, работающего после двухфазной схемы выпрямителя, при  $r_k = 20 \text{ ом}$ ;  $r_g = 23 \text{ ком}$ ;  $C_g = 20 \text{ мкф}$ ;  $C_0 = 10 \text{ мкф}$ ;  $C_1 = 20 \text{ мкф}$  и  $U_{\sim} = 400 \text{ в}$  были получены результаты, приведенные на рис. 36, д. Рабочий интервал выпрямленных токов, соответствующий участку 1—2 (рис. 36, а), составляет 75—95 ма (заштрихован).

На практике фильтр с последовательно включенной лампой применяют при токах до 100 ма и напряжениях 300—1500 в. При более низких напряжениях схема неэкономична, так как на лампе обычно падает около 100 в.

Схема фильтра с параллельно включенной электронной лампой приведена на рис. 36, е. Здесь переменное напряжение со входа  $u_{\sim}$  подают через разделительную емкость  $C_c$  на вход лампы. Усиленное лампой переменное напряжение  $u_{\sim r}$ , сдвинутое по фазе на  $180^\circ$  по отношению к напряжению  $u_{\sim}$ , выделяется на сопротивлении  $r$ .

Таким образом, переменный ток через потребитель создается разностью напряжений  $u_{\sim}$  и  $u_{\sim r}$ , что ослабляет пульсацию на выходе. Если бы оба указанные напряжения были точно в противофазе и равны, то пульсаций на выходе не было бы.

Из эквивалентной схемы (рис. 36, ж), считая, что напряжение  $\dot{U}_{\sim}$  целиком приложено ко входу лампы, получаем

$$\dot{U}_{\sim \text{н}} = \frac{\dot{U}_{\sim} (R_i - \mu_{\text{ст}} r) r_{\text{н}}}{r R_i + r_{\text{н}} R_i + r_{\text{н}} r},$$

откуда коэффициент фильтрации

$$k_{\text{ф}} = \frac{R_i \left(1 + \frac{r}{r_{\text{н}}}\right) + r}{R_i - \mu_{\text{ст}} r} = \frac{1 + \frac{r}{r_{\text{н}}} + \frac{r}{R_i}}{1 - S r}. \quad (\text{V-36})$$

Из (V-36) следует, что если крутизна лампы  $S \rightarrow \frac{1}{r}$ , то коэффициент фильтрации  $k_{\text{ф}} \rightarrow \infty$ .

Если  $S > \frac{1}{r}$ , то наступит перекомпенсация и пульсация изменит фазу, а фон от выпрямителя на потребителе возрастет. Поэтому в таких схемах целесообразно подавать напряжение на сетку лампы через делитель или изменять крутизну характеристики лампы с помощью автоматического смещения, варьируя величиной сопротивления  $r_{\text{к}}$ .

Входная цепь  $C_{\text{с}}$ ,  $r_{\text{с}}$  не должна практически изменять фазу входного напряжения, приходящего на управляющую сетку лампы, иначе не сможет полностью проявиться компенсирующее действие  $\dot{U}_{\sim r}$ .

Аналогично тому, как схема на рис 36, б была уподоблена индуктивно-емкостному фильтру, схему на рис. 36, е можно уподобить реостатно-емкостному фильтру. Здесь сопротивлением фильтра является  $r$ , а лампа эквивалентна конденсатору большой емкости. Для повышения экономичности такого фильтра нужно, чтобы последовательно включаемое сопротивление  $r$  было мало, в связи с чем лампа должна иметь большую крутизну  $S$ . Схема с параллельной лампой удобна особенно там, где важно устранить медленные изменения выпрямленного напряжения, так как такой фильтр сглаживает пульсации независимо от их частоты, если величина  $r_{\text{с}} C_{\text{с}} \geq \frac{100}{f_{\text{п}}}$ . Ламповые фильтры имеют меньший срок службы и менее надежны, чем индуктивно-емкостные и реостатно-емкостные.

### Транзисторные фильтры

Для фильтрации сравнительно больших выпрямленных токов (до нескольких ампер) удобны транзисторные фильтры. Из коллекторной характеристики плоскостного триода (рис. 37, а) следует, что на участке 1—2 он может работать вместо дросселя в фильтре.

В таких транзисторных фильтрах (рис. 37, б, в) используют обычные усилительные полупроводниковые схемы соответственно с фиксированным и автоматическим смещением при питании от общей батареи. На приведенных схемах:  $C_1$  — выходная емкость фильтра; сопротивления  $r'_3$  и  $r'_6$  и емкость  $C_6$  в цепи базы — дополнительные элементы.

В схемах на рис. 37, б, в пульсации проникают на нагрузочное сопротивление  $r_H$ , во-первых, за счет напряжения  $\dot{U}_\sim$ , созда-

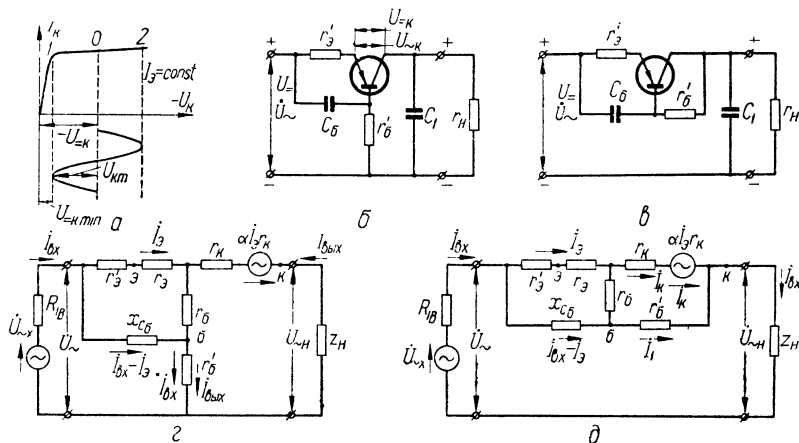


Рис. 37. Транзисторные фильтры с потребителем в цепи коллектора:

а — коллекторная характеристика полупроводникового триода; б — фильтр с фиксированным смещением; в — фильтр с автоматическим смещением; г — эквивалентная схема для б; д — эквивалентная схема для в.

ваемого выпрямителем, а во-вторых, за счет усилительного действия транзистора, которое условно выражено на эквивалентных схемах (рис. 37, г, д) в виде э. д. с.  $\alpha \dot{I}_3 r_K$  ( $\alpha$  — коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общей базой). Схемы фильтров построены так, чтобы величину  $\alpha \dot{I}_3 r_K$  свести к минимальной, так как  $\dot{U}_\sim$  и  $\alpha \dot{I}_3 r_K$  находятся практически в фазе. С этой целью во входной цепи транзистора установлены два фильтрующих звена: одно из  $r'_6$  и  $C_6$ , другое из  $r'_3$  и  $r_{вх}$  транзистора ( $r_{вх}$  — входное сопротивление триода переменному току в точках э и б). Такой фильтр в нужной мере ослабляет долю  $\dot{U}_\sim$ , попадающую на вход транзистора и сглаживающее действие схемы в основном определяется соотношениями  $\frac{r_K}{Z_H}$  и  $\frac{r_{=K}}{r_H}$ .

Исходя из рис. 37,  $g$  и считая  $r'_9 \gg r_9$ , получаем

$$j_9 = \frac{-j i_{\text{вх}} x_{C_6} - i_{\text{вых}} r_6}{r'_9 + r_6 - j x_{C_6}}. \quad (\text{V-37})$$

Приняв во внимание, что:  $r'_6 \gg r_6$ ;  $r_k \gg r_6$ ;  $x_{C_6} \ll r'_6$  и  $r_k \gg x_{C_6}$  и используя (V-37), получаем согласно рис. 37,  $g$  уравнения в каноническом виде для Т-образной эквивалентной схемы

$$\dot{U}_{\text{вх}} \approx i_{\text{вх}} r'_6 + i_{\text{вых}} r'_6; \quad (\text{V-38})$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вых}} \approx i_{\text{вх}} \left( r_6 - \frac{j x_{C_6} r_k}{r'_9 + r_6 - j x_{C_6}} \right) + \\ + i_{\text{вых}} \left( r_k + r'_6 - \frac{r_6 r_k}{r'_9 + r_6 - j x_{C_6}} \right). \end{aligned} \quad (\text{V-39})$$

Из выражений (V-38) и (V-39) коэффициент фильтрации при  $|Z_n| \ll r'_6$

$$k_\Phi \approx \frac{r_k}{Z_n} \cdot \frac{r'_9 + (1 - \alpha)(r_6 - j x_{C_6})}{r'_9 + r_6 - j x_{C_6} \left( 1 + \frac{r_k}{r'_6} \right)}. \quad (\text{V-40})$$

Обычно

$$r'_9 \gg (1 - \alpha)(r_6 - j x_{C_6}), \text{ а } r_6 \ll \sqrt{(r'_9)^2 + \left[ x_{C_6} \left( 1 + \frac{r_k}{r'_6} \right) \right]^2},$$

поэтому, полагая  $|Z_n| \approx \frac{1}{\omega_n C_1}$ , модуль выражения (V-40) можно записать в виде

$$k_\Phi \approx r_k \omega_n C_1 \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \left( 1 + \frac{r_k}{r'_6} \right) \left( \frac{1}{r'_9 \omega_n C_6} \right) \right]^2}}. \quad (\text{V-41})$$

Коэффициент передачи напряжения со входа на выход фильтра

$$\lambda = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{в}}} = \frac{I_{\text{к}} r_{\text{н}}}{I_{\text{в}9} r'_9 + I_{\text{в}6} r'_6}, \quad (\text{V-42})$$

при этом учтено, что падение напряжения на участке эмиттер — база пренебрежимо мало по сравнению с  $U_{\text{в}}$ .

Так как при пренебрежении нулевым током коллектора

$$I_{\text{к}} = I_{\text{в}9} \alpha =$$

и

$$I_{\text{в}6} = I_{\text{в}9} (1 - \alpha),$$

где  $\alpha$  — коэффициент усиления по постоянному току в схеме с общей базой, то из формулы (V-42) получаем

$$\lambda = \frac{\alpha r_{\text{н}}}{r'_9 + (1 - \alpha) r'_6}. \quad (\text{V-43})$$

Из выражений (V-41) и (V-43) получаем коэффициент сглаживания

$$K \approx \frac{r_{\kappa \omega_n} C_1}{\sqrt{1 + \left[ \left( 1 + \frac{ar_{\kappa}}{r'_6} \right) \left( \frac{1}{r'_{\delta} \omega_n C_6} \right) \right]^2}} \cdot \frac{\alpha = r_{\Pi}}{r'_{\delta} + (1 - \alpha_{\Pi}) r'_6}. \quad (V-44)$$

Сопротивление  $r'_{\delta}$ , с одной стороны, улучшает фильтрацию, уменьшая ток  $I_{\delta}$ , но, с другой стороны, ухудшает прохождение через фильтр постоянной составляющей тока. Как следует из выражения (V-44), имеется значение  $r'_{\delta \text{ opt}}$ , при котором  $K \rightarrow K_m$ . Приравняв производную  $\frac{dK}{dr'_{\delta}}$ , найденную из выражения (V-44), нулю, найдем

$$r'_{\delta \text{ opt}} = \sqrt[3]{\left[ \frac{1}{\omega_n C_6} \left( 1 + \frac{r_{\kappa}}{r'_6} \right) \right]^2 (1 - \alpha_{\Pi}) r'_6}. \quad (V-45)$$

Из выражения (V-44) получим, при  $r'_{\delta \text{ opt}}$ , для максимального коэффициента сглаживания ориентировочное значение

$$K_m \approx \frac{r_{\kappa \omega_n} C_1 \alpha_{\Pi}}{r'_6 (1 - \alpha_{\Pi})} \approx r_{\kappa \omega_n} C_1 = \frac{r_{\Pi}}{r'_6} \beta, \quad (V-46)$$

где  $\beta_{\Pi}$  — коэффициент усиления по постоянному току в схеме с общим эмиттером.

При выводе формулы (V-46) было принято, что

$$\begin{aligned} \text{и} \quad r'_6 (1 - \alpha_{\Pi}) &\gg \left[ \frac{1}{\omega_n C_6} \left( 1 + \frac{ar_{\kappa}}{r'_6} \right) \frac{1}{r'_6 (1 - \alpha_{\Pi})} \right]^{3/2}, \\ 1 &\gg \left[ \frac{1}{\omega_n C_6} \left( 1 + \frac{ar_{\kappa}}{r'_6} \right) \frac{1}{r'_6 (1 - \alpha_{\Pi})} \right]^{2/3}. \end{aligned}$$

Более точное определение сглаживания следует производить по формуле (V-44).

Величину емкости  $C_6$  выбирают так, чтобы подкоренное выражение в знаменателе формулы (V-44) составляло 1,2. При этом  $K$  будет отличаться от  $K_m$  на 10%.

Дальнейшее увеличение  $C_6$  нецелесообразно, так как для небольшого роста  $K$  требуется непомерное возрастание  $C_6$ .

Величина  $r'_6$  определяется режимом работы по постоянному току. Учитывая малость напряжения на участке эмиттер—база по сравнению с  $U_{\Pi}$  и пренебрегая нулевым током коллектора, получаем

$$r'_6 = \frac{\alpha (U_{\kappa} + U_{\Pi})}{(1 - \alpha_{\Pi}) I_{\kappa}}. \quad (V-47)$$

Ток коллектора  $I_{\kappa}$  равен току  $I_{\Pi}$ . Напряжение на коллекторе  $U_{\kappa}$  с учетом изменения температуры окружающей среды

и нагрева транзистора, а также разброса его параметров не должно быть меньше  $U_{=к \min}$  (рис. 37, а) и не должно быть больше допустимого пробивного. Обычно выбирают  $U_{=к \min}$  с тройным запасом, тогда

$$U_{=к} = 3U_{=к \min} + U_{=к \Pi 1}. \quad (V-48)$$

Наличие сопротивления  $r'_s$  в схеме фильтра уменьшит его к. п. д.  $\eta_{\Phi}$ ; если выбрать  $C_6$  таким, что  $K$  будет отличаться от  $K_m$  на 10%, то включение  $r'_s = r'_{s \text{opt}}$  уменьшит к. п. д. фильтра на 20%.

Из формулы (V-46) следует, что для хорошего сглаживания необходим транзистор с большими значениями  $r_k$  и  $\beta$ . В схеме, представленной на рис. 37, б, удастся практически полностью использовать большое значение  $r_k$  — порядка  $5000 \div 100\,000$  ом (чем больше ток  $I_{=к}$ , тем  $r_k$  меньше).

Фильтр по схеме рис. 37, б на транзисторе П15 в режиме работы:  $I_{=н} = 1$  ма,  $U_{=к} = 10$  в,  $U_{=н} = 27$  в,  $\omega_{\Pi} = 628$  рад/сек,  $C_1 = 20$  мкф, при параметрах транзистора  $r_k = 1$  Мом,  $r_6 = 900$  ом,  $r_s = 15$  ом,  $\beta_{=} = 60$ ,  $\alpha_{=} = 0,983$  и данных схемы  $r'_6 = 2$  Мом,  $r'_{s \text{opt}} = 8,2$  ком,  $C_6 = 1$  мкф обеспечил  $K \approx 7500$  и  $\eta_{\Phi} \approx 0,6$ .

Фильтр по схеме рис. 37, б на транзисторе П4 в режиме работы:  $I_{=н} = 0,8$  а,  $U_{=к} = 5$  в,  $U_{=н} = 27$  в,  $\omega_{\Pi} = 628$  рад/сек,  $C_1 = 60$  мкф, при параметрах транзистора  $r_k \approx 7500$  ом,  $r_6 = 10$  ом,  $r_s = 0,3$  ом,  $\beta_{=} = 45$ ,  $\alpha_{=} = 0,978$  и данных схемы  $r'_6 = 1800$  ом,  $r'_s = 50$  ом,  $C_6 = 200$  мкф обеспечил  $K \approx 80$  и  $\eta_{\Phi} \approx 0,4$ . Отметим, что при  $r'_{s \text{opt}} = 10$  ом и  $C_6 = 1700$  мкф  $K \approx 175$  и  $\eta_{\Phi} \approx 0,68$ . Но емкость  $C_6 = 1700$  мкф нежелательна в схеме, так как при этом фильтр становится относительно громоздким, поэтому за счет роста  $r'_s$  емкость  $C_6$  уменьшена. В фильтрах на токи  $I_{=н}$  порядка ампера и напряжения  $U_{=н}$  порядка десятков вольт целесообразно уменьшать емкость  $C_6$  и увеличивать сопротивление  $r'_s$  по сравнению с  $r'_{s \text{opt}}$ .

Эквивалентные индуктивности, обеспечивающие с емкостью  $C_1$  такие же  $k_{\Phi}$ , как и транзисторные фильтры, составили 1100 гн для фильтра на транзисторе П15 и 4 гн — на транзисторе П4.

В схеме фильтра с фиксированным смещением с изменением нагрузки и температуры, а также при смене транзисторов изменяется выходное напряжение  $U_{=н}$ . В значительной мере от этого свободна схема фильтра с автоматическим смещением (рис. 37, в), но величина  $k_{\Phi}$  у нее значительно меньше, чем у схемы, представленной на рис. 37, б.

Для коэффициента сглаживания, исходя из эквивалентной схемы (рис. 37, д), получаем

$$K \approx \frac{r_k r'_6 \omega_{\Pi} C_1}{r_k + r'_6} \cdot \frac{r_{=н}}{r_{=н} + r'_s + (1 - \alpha_{=}) r'_6} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{1}{r'_s \omega_{\Pi} C_6} \right)^2}}, \quad (V-49)$$



при этом было принято, что

$$r'_s \gg r_s; r'_s \gg (1 - \alpha) \sqrt{r_6^2 + x_{C_6}^2} \text{ и } \sqrt{r_6^2 + x_{C_6}^2} \gg \frac{r_6 \cdot r'_6}{r'_6 + r_k}.$$

Здесь, как и в рассмотренном выше фильтре (рис. 37, б),  $r'_s$  имеет оптимальное значение, а третий член выражения (V-49) следует выбирать не более 0,9, чтобы емкость  $C_6$  была приемлемой величины.

Для схемы на рис. 37, в

$$r'_{s \text{ opt}} = \sqrt[3]{[r_n + (1 - \alpha_-) r'_6] \left( \frac{1}{\omega_n C_6} \right)^2} \quad (\text{V-50})$$

и при  $r'_s = r'_{s \text{ opt}}$  максимальный коэффициент сглаживания

$$K_m \approx \frac{r_k r'_6 \omega_n C_1 r_n}{(r_k + r'_6) [r_n + (1 - \alpha_-) r'_6]}. \quad (\text{V-51})$$

При выводе формулы (V-51) было принято, что

$$r_n + r'_6 (1 - \alpha_-) \gg \sqrt[3]{[r_n + (1 - \alpha_-) r'_6] \left( \frac{1}{\omega_n C_6} \right)^2}$$

и

$$1 \gg \left[ \frac{1}{\omega_n C_6} \cdot \frac{1}{(r_n + r'_6 (1 - \alpha_-))} \right]^{2/3}.$$

При правильно выбранной емкости  $C_6$  [см. замечание к формуле (V-49)] наличие сопротивления  $r'_s$  приводит к уменьшению  $\eta_\phi$  на 20%.

Из формулы (V-49) и схемы на рис. 37, д ясно, что последовательный элемент фильтра состоит из параллельно соединенных сопротивлений  $r_k$  и  $r'_6$ . Так как сопротивление  $r'_6$  в схеме на рис. 37, в имеет величину значительно меньшую, чем в схеме на рис. 37, б (где базовый ток создается за счет  $U_-$ ), то при автоматическом смещении  $k_\phi$  и  $K$  значительно ниже, чем при фиксированном смещении. При токах порядка десятых ампера и выше фильтрация резко уменьшается, так как она практически целиком определяется небольшой величиной  $r'_6$ , которая в 10—30 раз меньше  $r_k$ .

Например, по данным рассмотренного выше примера для схемы на рис. 37, б, для фильтра по схеме рис. 37, в на транзисторе П4 при токе 0,8 а получаем:  $r'_6 = 300 \text{ ом}$ ,  $r'_{s \text{ opt}} = 10 \text{ ом}$ ,  $C_6 = 300 \text{ мкф}$ ,  $K \approx 7$  и  $\eta_\phi \approx 0,68$ . Коэффициент сглаживания резко уменьшается и становится недостаточным.

Величину  $K$  можно увеличить, применяя составные транзисторы, у которых больше  $\beta_-$ , и переходя к схемам на основе эмиттерного повторителя.

Схемы фильтров на основе эмиттерного повторителя приведены на рис. 38, а, б, в, е. В этих схемах отсутствуют элементы  $r'_3$  и  $C_1$ . Так как такие схемы имеют коэффициент усиления почти равный единице, то э. д. с.  $\alpha \dot{I}_3 r_k$  уже не столь велика и фильтрация осуществляется однозвенным фильтром, последовательное звено которого состоит ориентировочно из сопротивления  $\frac{r_k r'_6}{r_k + r'_6}$ , а параллельное звено — из  $x_{C_6}$  (см. эквивалентную схему рис. 38, г). Напряжение пульсаций на  $x_{C_6}$  без учета  $r_6$  равно  $\dot{U}_{\sim n}$ . Выходное сопротивление такой схемы фильтра наименьшее из всех известных схем включения триода и составляет от десятых до единиц ома, в то время как схемы с потребителем в коллекторной цепи имеют

$$Z_{\text{вых}} \approx -j x_{C_1} \quad (\text{V-52})$$

порядка десятков ом (при  $\omega = 2\pi 30 \text{ рад/сек}$ ).

Определим параметры фильтра по схеме на рис. 38, а. Исходя из рис. 38, з,

$$\dot{U}_{\sim} = (i_{\text{вх}} - i_k) r'_6 - j x_{C_6} (i_{\text{вх}} + i_{\text{вых}}); \quad (\text{V-53})$$

$$\dot{U}_{\sim n} = i_{\text{вых}} r'_3 + (i_k + i_{\text{вых}}) r_6 - j (i_{\text{вх}} + i_{\text{вых}}) x_{C_6}; \quad (\text{V-54})$$

$$(i_{\text{вх}} - i_k) r_c = \alpha i_{\text{вых}} r_k + i_k r_k + (i_k + i_{\text{вых}}) r_6. \quad (\text{V-55})$$

Учитывая, что  $x_{C_6}$  и  $r_6$  малы по сравнению с  $r'_6$  и  $r_k$ , и пренебрегая величиной  $(1 - \alpha) x_{C_6}$  по сравнению с  $(r_6 + r_3 + r_n)$  и  $(1 - \alpha)(r'_6 + r_k) r_6$  по сравнению с  $r_n r_k$ , получаем из уравнений (V-53), (V-54) и (V-55) коэффициент фильтрации

$$k_{\Phi} \approx \frac{r'_6 r_k (r_3 + r_n)}{r_n [r'_6 r_6 - j x_{C_6} (r'_6 + r_k)]}. \quad (\text{V-56})$$

Переходя в выражении (V-56) к модулю и учитывая, что  $r_3 \ll r_n$ , получаем

$$k_{\Phi} \approx \frac{r_k r'_6 \omega_{\text{п}} C_6}{r_k + r'_6} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{r_6}{\omega_{\text{п}} C_6} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_k}{r'_6}} \right)^2}}. \quad (\text{V-57})$$

С учетом  $\lambda$  коэффициент сглаживания

$$K \approx \frac{r_k r'_6 \omega_{\text{п}} C_6}{r_k + r'_6} \cdot \frac{r_n}{r_n + (1 - \alpha) r'_6} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{r_6}{\omega_{\text{п}} C_6} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_k}{r'_6}} \right)^2}}. \quad (\text{V-58})$$

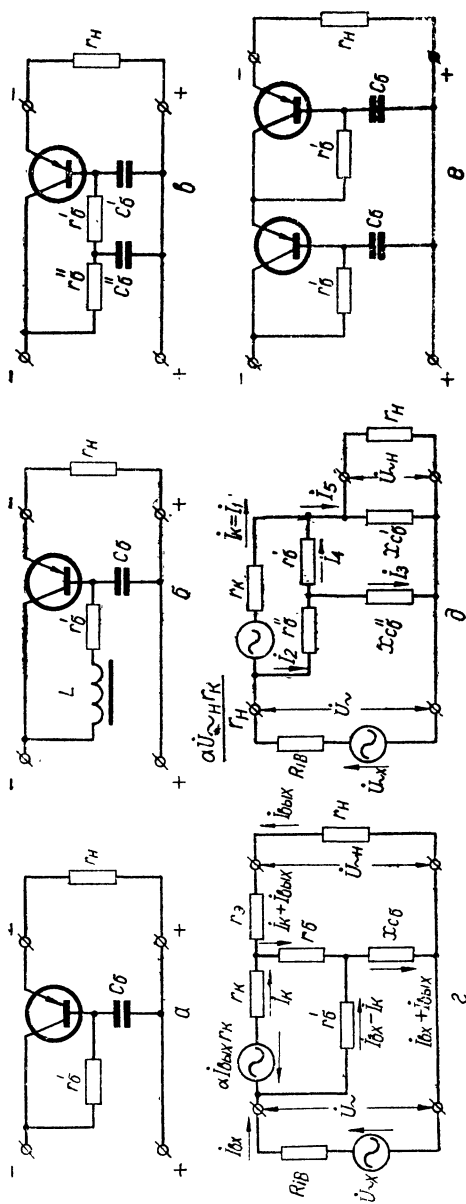


Рис. 38. Транзисторные фильтры с потребителем в цепи эмиттера:

а — простейший фильтр; б — фильтр с добавочным дросселем; в — фильтр с двухзвенной цепочкой на входе; г — эквивалентная схема для а; д — эквивалентная схема для б; е — двухзвенный фильтр.

Исходя из уравнений (V-53) и (V-54) и известного выражения из теории четырехполюсников для выходного сопротивления, можно, пренебрегая  $R_{i\delta}$  по сравнению с  $\sqrt{r'_\delta + x_{C\delta}^2}$ , записать

$$Z_{\text{вых}} \approx r_\delta + (1 - \alpha)r_\delta - j(1 - \alpha)x_{C\delta}. \quad (\text{V-59})$$

Из приведенного анализа следует, что в схеме на рис. 38, а емкость  $C_\delta$  действует точно так же, как емкость  $\frac{C_\delta}{1 - \alpha}$ , параллельно потребителю [см. формулу (V-59)]. Так как  $\frac{1}{1 - \alpha}$  примерно равна 30—70, то подключение емкости  $C_1$  может дать эффект лишь тогда, когда она будет порядка тысяч микрофард, что лишено смысла. При  $r_\delta \ll x_{C\delta}$ , что характерно для мощных триодов, третий член в формуле (V-58) можно принять равным единице. Однако получить большое  $K$  в этой схеме для токов порядка десятых ампера вследствие малости  $r'_\delta$  невозможно. Эту задачу решают с помощью схем, показанных на рис. 38, б, в. В схеме на рис. 38, б сумма  $r'_\delta$  и активного сопротивления дросселя  $L$  составляет необходимое значение сопротивления при отсутствующем дросселе. Для переменной составляющей тока цепь из  $r'_\delta$  и  $L$  представляет большое сопротивление,  $r_k$  значительно меньше шунтируется и  $k_\phi$  для мощных триодов стремится к максимально возможному значению, вычисляемому из формулы (V-57)

$$k_{\phi m} \approx r_k \omega_p C_\delta. \quad (\text{V-60})$$

При токе  $I_{\delta 6}$ , равном нескольким десяткам миллиампер, дроссель индуктивностью в несколько генри становится непомерно большим. Поэтому более удачна схема фильтра (рис. 38, в) с двухзвенной фильтрующей цепочкой во входной цепи. Эквивалентная схема этого фильтра при пренебрежении величинами  $r_\delta$  и  $r_\delta$  приведена на рис. 38, д. Исходя из нее, с учетом того, что

$$1 \gg \frac{x_{C\delta}}{r_\delta}(1 - \alpha) \text{ и } x_{C\delta} \ll r'_\delta + r''_\delta = r''_\delta, \text{ получаем}$$

$$k_\phi = 1 + j \frac{r_k}{x_{C\delta}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_k}{r'_\delta + r''_\delta \left(1 + \frac{x_{C\delta}}{x_{C\delta}''}\right) + j \frac{r'_\delta r''_\delta}{x_{C\delta}''}}}. \quad (\text{V-61})$$

Из формулы (V-61) следует, что больший  $k_\phi$  соответствует  $r'_\delta = r''_\delta = \frac{r''_\delta}{2}$  и составляет

$$\dot{k}_\Phi = 1 + j \frac{r_k}{x_{C'_6}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_k}{\frac{r_6'''}{2} \left( 2 + \frac{x_{C'_6}}{x_{C''_6}} + 1 \frac{r_6'''}{2x_{C''_6}} \right)}}. \quad (V-62)$$

Расчеты показывают, что при  $r_k \gg r_6'''$  целесообразно обеспечить  $C'_6 = C''_6$  и тогда из формулы (V-62), переходя к модулю, получим

$$k_\Phi \approx \frac{r_k}{x_{C'_6}} \sqrt{\frac{1}{1 + \left( \frac{4x_{C'_6} r_k}{r_6'''} \right)^2}}. \quad (V-63)$$

Если  $x_{C'_6} = x_{C''_6} \geq 0,43 \left( \frac{r_6'''}{r_k} \right)^2$ , то из формулы (V-63) получаем

$$k_\Phi \approx \left( \frac{r_6'''}{2x_{C'_6}} \right)^2, \quad (V-64)$$

при этом фильтрация в основном определяется входной цепью ( $r_6''$ ,  $C''_6$  и  $r_6$ ,  $C_6$ ).

Если  $x_{C'_6} = x_{C''_6} \leq 0,14 \left( \frac{r_6'''}{r_k} \right)^2$ , то согласно формуле (V-63)

$$k_\Phi \approx \frac{r_k}{x_{C'_6}}, \quad (V-65)$$

при этом фильтрация в основном определяется транзистором по цепи  $r_k$ ,  $C'_6$ .

Если  $r_k$  одного порядка с  $r_6'''$ , то достаточно, чтобы  $C''_6 \geq 0,05 C'_6$ . При этом, даже при малых  $C''_6$ , входной двухзвенный фильтр фильтрует лучше, чем транзистор по цепи  $r_k$ ,  $C'_6$ . Коэффициент фильтрации  $k_\Phi$  определяют по формуле (V-63). Если  $x_{C''_6} \leq 0,14 \left( \frac{r_6'''}{r_k} \right)^2$ , то  $k_\Phi$  ориентировочно определяют согласно формуле (V-65).

Величины  $\lambda$  для схем рис. 38, а и 38, в одинаковы.  $Z_{\text{вых}}$  определяется по формуле

$$Z_{\text{вых}} = r_3 + (1 - \alpha) r_6 - j(1 - \alpha) x_{C'_6}. \quad (V-66)$$

Фильтр по схеме на рис. 38, в для предыдущего примера на триоде П4 при  $I_{\text{эв}} = 0,8$  а при  $r_6' = r_6'' = 150$  ом и  $C'_6 = C''_6 = 60$  мкф может обеспечить  $K = 32$ ,  $\eta_\Phi = 0,73$  и  $Z_{\text{вых}} = 0,52 - j0,5$  ом. Это вполне приемлемые результаты.

При необходимости транзисторные фильтры могут состоять из нескольких звеньев. Двухзвенный фильтр приведен на рис. 38, е. Хорошие результаты можно получить, применяя составные триоды, обладающие

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2$$

и

$$r_k \approx \frac{r_{k1} r_{k2}}{r_{k2} + r_{k1} (1 - \alpha_1)}.$$

Индексы 1 и 2 соответствуют параметрам триодов согласно рис. 39, а. Увеличение  $\beta_+$  приведет к росту  $r'_\delta$ , а большее  $r_k$  при малом шунтировании его со стороны  $r'_\delta$  обеспечит большие величины  $K$ . Большое  $\beta$  приводит также к уменьшению  $Z_{\text{вых}}$ .

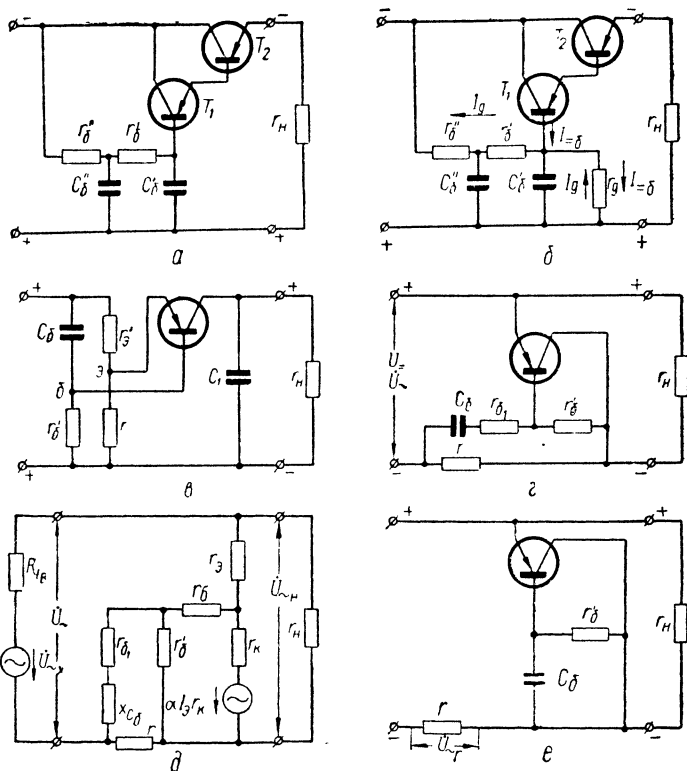


Рис. 39. Усложненные транзисторные фильтры:

а — фильтр на двоянном транзисторе; б — фильтр на двоянном транзисторе с эмиттерной стабилизацией режима, в — фильтр с потребителем в цепи коллектора и мостовой схемой на входе; г — фильтр с параллельным транзистором, д — эквивалентная схема для г; е — фильтр с параллельным транзистором по измененной схеме.

При малых сопротивлениях  $r_n$  целесообразно применять эмиттерную стабилизацию режима работы (рис. 39, б), дающую лучший результат, чем коллекторная стабилизация в схемах с автоматическим смещением (рис. 37, в, 38, а, б, в). В схеме на рис. 39, б необходимо, чтобы ток делителя  $I_d$  был больше  $I_{=6}$  и  $r_d \ll r'_\delta + r'_\delta$ .

Принципиальный интерес представляет схема рис. 39, в, являющаяся видоизменением схемы рис. 37, б — здесь добавлено сопротивление  $r$ . В результате получился мостик и напряжение в точках б—э удастся подобрать так, что э. д. с.  $\alpha \dot{I}_B r_k$  (рис. 37, г) действует почти в противофазе с  $\dot{U}_\sim$ , а это дает увеличение  $K$  примерно в 2—3 раза. Лучшие результаты недостижимы вследствие фазового неравновесия в мосте из-за емкостного характера  $C_6$ . Схема на рис. 39, в из всех приведенных схем, использующих один триод, обеспечивает наибольший  $K$ .

Фильтры с последовательно включенным транзистором при соответствующей защите от возможных коротких замыканий и от перенапряжений при включении и выключении могут работать при напряжениях до нескольких сотен вольт.

При малых напряжениях и больших токах (при малых  $r_n$ ) можно применять транзисторный фильтр (рис. 39, г) с параллельным включением транзистора. Эта схема аналогична схеме лампового фильтра (рис. 36, е) и в ней транзистор заменяет емкость реостатно-емкостного фильтра.

При работе фильтра, изображенного на рис. 39, г, переменная составляющая входного напряжения  $u_\sim$  создает ток в цепи: участок эмиттер — база, сопротивление  $r_6$  и емкость  $C_6$ . В результате, между эмиттером и базой получается падение переменного напряжения, которое вызывает в цепи коллектора переменный ток. Последний создает на сопротивлении  $r$  падение напряжения, встречное напряжению  $u_\sim$ , и схема фильтрует.

Из эквивалентной схемы такого фильтра, приведенной на рис. 39, д, пренебрегая влиянием  $r_6$  и  $r_6$  и считая, что  $r_{61} \gg x_{C_6}$ , получаем коэффициент сглаживания

$$K = k_\Phi \lambda = \frac{1 + \frac{r}{r_n} + \frac{r}{1-\alpha} \left( \frac{1}{r_k} + \frac{1}{r_6'} \right)}{1 - \frac{r}{r_{61}} \beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r}{(1-\alpha)r_6} + \frac{r}{r_n}}. \quad (V-67)$$

Величину переменной составляющей напряжения, выделяемой на сопротивлении  $r$  транзистором, регулируют изменением сопротивления  $r_{61}$ . Величина  $r_{61}$  весьма критична, так как легко получить перекомпенсацию при  $\frac{r}{r_{61}} \beta > 1$ .

При больших выходных напряжениях такой фильтр применять нельзя, так как выходное напряжение, равное коллекторному, при учете нестационарных процессов для существующих триодов не может превышать 30 в.

Схема имеет еще один вариант (рис. 39, е). Здесь иначе включена цепь базы, которая питается выходным напряжением, и отсутствует сопротивление  $r_{61}$ . Поэтому такая схема не требует настройки, не может быть перекомпенсирована, обладает весьма малым  $z_{\text{вых}}$ , но имеет меньший коэффициент сглаживания. При равных к. п. д.

$$K \approx \frac{1}{r_0 + (1 - \alpha) r_0} \cdot \frac{1}{\frac{1}{r} + \frac{1}{(1 - \alpha) r_0'} + \frac{1}{r_n}}. \quad (V-68)$$

Величина  $K$  растет с увеличением  $r$ , но при этом падает  $\eta_{\Phi}$ .

Ток через транзистор в фильтрах (рис. 39,  $z$ ,  $e$ ) значительно меньше, чем  $I_{\text{вых}}$ , что позволяет обходиться в ряде случаев без теплоотвода. Также оказывается ненужной защита от коротких замыканий.

#### § 4. НЕУСТАНОВИВШИЙСЯ РЕЖИМ В ВЫПРЯМИТЕЛЕ С ФИЛЬТРОМ

Подключение выпрямителя с фильтром к питающей сети или его отключение, а также сброс нагрузки сопровождаются переходными процессами в фильтре.

В индуктивно-емкостном фильтре нестационарные процессы могут сопровождаться значительными бросками тока (сверхтоки) и напряжения (перенапряжения), которые в некоторых случаях могут быть причиной выхода из строя вентилях, отдельных элементов потребителя, например генераторных ламп в передатчиках, пробоя дросселей и конденсаторов фильтра и даже аварии трансформаторов.

На характер переходного процесса оказывают влияние параметры выпрямителя, фильтра и потребителя. Правильный их подбор обеспечивает нормальную работу устройства.

#### Переходные процессы при включении выпрямителя

В цепи фильтра протекает пульсирующий ток  $i_B$ , который может быть представлен в виде постоянной и ряда гармонических составляющих (из последних наиболее значительна первая гармоника с частотой  $m_{\text{п}} f_c$ ). Однако анализ переходных процессов в фильтрах показал, что влияние даже первой гармоники гораздо (в 5—10 раз) слабее, чем постоянной составляющей. Поэтому ограничимся учетом только среднего значения пульсиру-

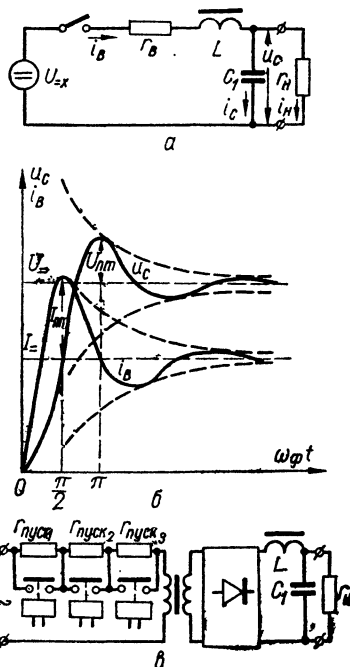


Рис. 40. Графики переходных режимов работы фильтра при включении выпрямителя:

$a$  — эквивалентная схема;  $б$  — напряжение и ток;  $в$  — схема с пусковыми сопротивлениями.



щего тока и рассмотрим переходные процессы при подключении фильтра к источнику постоянного тока с э. д. с.  $U_{=x}$  (рис. 40, а). На рис. 40, а под  $r_B$  следует понимать полное внутреннее сопротивление выпрямителя [см. формулу (III-72)].

Переходные процессы в такой цепи описывают следующие уравнения:

$$U_{=x} = i_B r_B + L \frac{di_B}{dt} + \frac{1}{C_1} \int i_C dt; \quad (V-69)$$

$$i_B = i_C + i_n; \quad (V-70)$$

$$u_C = \frac{1}{C_1} \int i_C dt = i_n r_n. \quad (V-71)$$

Решая дифференциальные уравнения (V-69), (V-70) и (V-71) с учетом того, что на практике обычно

$$r_B \ll r_n; \quad \omega_\phi L < r_n \text{ и } \alpha \approx \frac{r_B}{2L} \ll \omega_\phi,$$

где  $\omega_\phi$  — собственная частота фильтра

$$\omega_\phi = \sqrt{\frac{1}{LC_1} \left( 1 + \frac{r_B}{r_n} \right) - \frac{r_n}{4L^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC_1}},$$

получаем

$$u_C = U = (1 - e^{-\alpha t} \cos \omega_\phi t) \quad (V-72)$$

и

$$i_B = I = + \frac{U}{\rho} e^{-\alpha t} \sin \omega_\phi t, \quad (V-73)$$

где  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C_1}}$  — волновое характеристическое сопротивление индуктивно-емкостного звена фильтра.

Графики для  $u_C$  и  $i_B$  приведены на рис. 38, б; штрихом проведены огибающие, по которым изменяются амплитуды напряжения и тока в переходном режиме.

Из формулы (V-73) следует, что при  $\sin \omega_\phi t = 1$ , т. е. при  $\omega_\phi t = \frac{\pi}{2}$ , сверхток будет максимальным

$$I_{Bm} = I = + \frac{U}{\rho} e^{\frac{-r_B}{2\rho}} \cdot \frac{\pi}{2}. \quad (V-74)$$

При  $\cos \omega_\phi t = -1$ , т. е. при  $\omega_\phi t = \pi$ , перенапряжение будет максимальным и согласно формуле (V-72)

$$U_{Cm} = U = (1 + e^{\frac{-r_B}{2\rho} \pi}). \quad (V-75)$$

Из формулы (V-75) следует, что предельное напряжение  $U_{Cm}$  равно удвоенному выпрямленному напряжению и что для уменьшения перенапряжения следует увеличивать сопротивление  $r_B$  и выбирать фильтр с меньшим волновым сопротивлением  $\rho$  (т. е. с большей емкостью и с меньшей индуктивностью). Это ясно также из того, что резонансные явления будут слабее проявляться в плохом контуре, у которого волновое сопротивление  $\rho$  мало, а сопротивление  $r_B$  велико.

Однако малое  $\rho$ , создавая хорошие условия в части ограничения перенапряжения, приводит к значительным сверхтокам, согласно формуле (V-74), причем сверхток может быть во много раз больше тока  $I_-$ . Следует также учесть, что на выбор величины волнового сопротивления  $\rho$  существенно влияет характер нагрузки. Например, при импульсной нагрузке нельзя идти по пути его увеличения (см. ниже). Таким образом, величина  $\rho$  должна подбираться, исходя как из допустимого перенапряжения, так и из возможного сверхтока. Обычно выбирают перенапряжение порядка 20% от номинального значения в установившемся режиме, для чего следует удовлетворить выражение  $\frac{a}{\omega_\phi} = \frac{r_B}{2\rho} \geq 0,5$  (откуда  $r_B \geq \rho$ ).

Поэтому иногда для подбора нужной величины  $\frac{r_B}{2\rho}$  во время пуска увеличивают сопротивление  $r_B$ , что уменьшает как сверхток, так и перенапряжение. С этой целью последовательно с первичной обмоткой трансформатора включают так называемые пусковые сопротивления  $r_{\text{пуск}}$  (рис. 40, в). В момент пуска включены все сопротивления. Затем они замыкаются одно за другим так, чтобы сверхтоки и перенапряжения не превышали допустимых. Объединив реле времени с контакторами, переключающими пусковые сопротивления, можно осуществить автоматическое включение выпрямителя.

Величину пускового сопротивления легко определить с учетом формулы  $r_B \geq \rho$ , откуда  $r_{\text{пуск}} \geq \frac{\rho - r_B}{n^2}$ , где  $n$  — коэффициент трансформации.

На радиостанциях применяют тиратронные выпрямители, управляемые в цепи сеток. В этих устройствах обычно предусмотрено ступенчатое включение выпрямителей и пусковые сопротивления отсутствуют.

Если выпрямители питают через автотрансформаторы или другие регуляторы напряжения, то и в этом случае надобность в пусковых сопротивлениях отпадает, так как первичное напряжение можно плавно поднять до номинала.

## Переходные процессы при импульсной нагрузке

При импульсном характере нагрузки потребитель поочередно подключается и отключается от выпрямителя<sup>1</sup>.

Сопротивление  $r_n$  подключается в момент времени, когда напряжение  $u_C = U_{=x}$ , а ток  $i_B = 0$ . После этого начинается переходный процесс, который практически оканчивается за время  $t_{п1}$  меньшее, чем длительность импульса  $\tau_n$ . При этом в интервале времени  $\tau_n - t_{п1}$  высота импульса тока  $i_B = I_{=}$ , а напряжение на конденсаторе  $C_1$  равно  $U_{=}$ .

Отключается сопротивление  $r_n$  в момент времени, когда напряжение на конденсаторе  $u_C = U_{=}$ , а ток  $i_B = I_{=}$ . После этого опять начинается переходный процесс, который также практически оканчивается за время  $t_{п2}$  меньшее, чем время  $T_n - \tau_n$  (где  $T_n$  — период чередования импульсов). После  $t_{п2}$  ток  $i_B = 0$  и  $u_C = U_{=x}$ .

Составив соответствующие уравнения по типу (V-69), (V-70) и (V-71) и решив их с учетом начальных условий, получим для процесса при подключении нагрузки (за время  $t_{п1}$ )

$$u_C = U_{=} - I_{=} \rho e^{-\alpha t} \sin \omega_{\phi} t; \quad (V-76)$$

$$i_B = I_{=} (1 - e^{-\alpha t} \cos \omega_{\phi} t) \quad (V-77)$$

и для процесса при отключении нагрузки (за время  $t_{п2}$ )

$$u_C = U_{=x} + I_{=} \rho e^{-\alpha t} \sin \omega_{\phi} t; \quad (V-78)$$

$$i_B = I_{=} e^{-\alpha t} \cos \omega_{\phi} t. \quad (V-79)$$

При импульсной нагрузке наиболее опасны перенапряжения при отключении нагрузки [см. формулу (V-78)] и сверхток при ее подключении [см. формулу (V-77)].

Часто при импульсной нагрузке происходит неполное отключение  $r_n$ , вследствие чего ток изменяется от  $I_{=}$  до  $I_{=q}$ . В таком режиме при изменении нагрузки от частичной  $I_{=q}$  до полной  $I_{=}$

$$u_C = U_{=} - (I_{=} - I_{=q}) \rho e^{-\alpha t} \sin \omega_{\phi} t; \quad (V-80)$$

$$i_B = I_{=} - (I_{=} - I_{=q}) e^{-\alpha t} \cos \omega_{\phi} t, \quad (V-81)$$

и при частичном изменении нагрузки от  $I_{=}$  до  $I_{=q}$

$$u_C = U_{=q} + (I_{=} - I_{=q}) \rho e^{-\alpha t} \sin \omega_{\phi} t; \quad (V-82)$$

$$i_B = I_{=q} + (I_{=} - I_{=q}) e^{-\alpha t} \cos \omega_{\phi} t. \quad (V-83)$$

Здесь  $U_{=q}$  — напряжение на потребителе при частичном отключении нагрузки (при токе  $I_{=q}$ ).

<sup>1</sup> Рассматривается случай, когда переходный процесс успевает практически закончиться в промежуток времени между очередным подключением и отключением. Если скорость переключения настолько велика, что частота переключений хотя бы в несколько раз превышает собственную частоту фильтра, то это приводит к падению переменного напряжения с частотой переключения на конденсаторе фильтра  $C_1$  (см. § 5).

Из выражений (V-77) и (V-78) находим максимальные значения сверхтока  $I_{вм}$  и перенапряжения  $U_{см}$  (также, как это было сделано при анализе режима включения выпрямителя со стороны питающей сети):

$$I_{вм} = I_{=} (1 + e^{\frac{-r_B}{2\rho} \pi}); \quad (V-84)$$

$$U_{см} = U_{=x} + I_{=} \rho e^{\frac{-r_B}{2\rho} \cdot \frac{\pi}{2}}. \quad (V-85)$$

Таким образом, при импульсной нагрузке, так же как и при включении выпрямителя, работающего в режиме неизменного тока, желательно иметь  $\rho$  небольшим для уменьшения перенапряжений, но это приведет к увеличению сверхтока. Однако в импульсном режиме работы сверхток не достигает величины, большей  $2I_{=}$ , в то время как перенапряжения (при больших  $\rho$ ) могут быть весьма значительными. (При включении выпрямителя со стороны сети перенапряжение не достигает  $2U_{=}$ ). С целью уменьшения перенапряжения и сверхтока в импульсном режиме работы невозможно использовать пусковые сопротивления и поэтому величина  $\rho$  фильтра должна выбираться, исходя из допустимых сверхтоков и перенапряжений [(V-84) и (V-85)]. Если полученное при этом  $\rho$  не будет достаточно большим, чтобы ограничить сверхток при включении выпрямителя со стороны сети (при пуске устройства), то желаемые результаты будут получены с помощью пусковых сопротивлений или регуляторов первичного напряжения.

Отметим, что и при работе выпрямителя в режиме неизменного тока может произойти полное отключение нагрузки, поэтому фильтр и вентили должны выдерживать такое перенапряжение, которое рассчитывается по формуле (V-85).

Для уменьшения возникающих при включении выпрямителя или сбросе нагрузки перенапряжений ухудшают добротность контура, в котором возникает колебательный процесс, подключением в цепь конденсатора (последовательно с ним или в качестве шунта) добавочного сопротивления (см., например, рис. 109, б).

Нестационарные процессы в маломощных выпрямителях вследствие больших сопротивлений  $r_B$  имеют аperiодический характер. В фильтрах таких выпрямителей сверхтоки и перенапряжения очень малы.

Фильтры маломощных выпрямителей в большинстве П-образные, т. е. начинаются с емкости  $C_0$ . К этой емкости (при включении выпрямителя до того, как разогрелись подогревные катоды ламп потребителя) может быть приложено напряжение  $U_{=x}$

и поэтому ее следует выбирать на это напряжение, которое превышает рабочее (см. гл. IV).

От повышенного напряжения конденсатор  $C_0$  можно предохранить подключением балластной фиксированной нагрузки.

### § 5. УМЕНЬШЕНИЕ ИСКАЖЕНИЙ, ВНОСИМЫХ ФИЛЬТРОМ В РАБОТУ РАДИОУСТРОЙСТВ

Через конденсатор фильтра  $C_1$ , параллельно к которому подключен потребитель, пройдет переменная составляющая нагрузочного тока. Так как емкость этого конденсатора не бесконечно велика, то его сопротивление различно для разных частот. Это вносит частотно-фазовые искажения в спектр полезного сигнала, т. е. изменяет его форму. В зависимости от того, что имеет большее значение, следует обращать внимание на частотные (при усилении звуковой передачи) или временные искажения сигнала (при усилении видеосигнала или импульса). Исходя из этого, рассмотрим частотные искажения, вносимые фильтром при питании усилителей низкой частоты радиотелефонных устройств, и временные искажения при питании импульсных и радиотелеграфных устройств.

#### Искажения в низкочастотных усилительных устройствах

Так как для фильтра выполняется неравенство  $\omega_n L \gg \frac{1}{\omega_n C_1}$ , а самая низкая круговая звуковая частота  $\Omega_{\min}$  выше  $\omega_n$  (см. § 2), то напряжение, развиваемое на анодном сопротивлении  $r_{ан}$  реостатно-емкостного усилителя низкой частоты,

$$\dot{U}_m = \frac{\mu_{ст} \dot{U}_{my.c} r_{ан}}{R_i + r_{ан} + \frac{1}{j\Omega C_1}}, \quad (V-86)$$

где  $\dot{U}_{my.c}$  — амплитуда сеточного напряжения.

Обозначив коэффициент частотных искажений

$$M_\Omega = \left| \frac{\dot{U}_m}{\dot{U}'_m} \right|,$$

где  $\dot{U}'_m$  — напряжение при отсутствии фильтра (или при  $C_1 = \infty$ ), получим из выражения (V-86)

$$M_\Omega = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{1}{\Omega C_1 (r_{ан} + R_i)} \right]^2}}. \quad (V-87)$$

Из выражения (V-87) получаем значение емкости выходного конденсатора фильтра, обеспечивающее на частоте  $\Omega_{\min}$  искажения, которые не превышают заданного значения  $M_{\Omega}$ ,

$$C_1 \geq \frac{1}{\Omega_{\min}(r_{ан} + R_i)} \sqrt{\frac{M_{\Omega}}{1 - M_{\Omega}^2}}, \quad (V-88)$$

где  $C_1$  — в фарадах,  $r_{ан}$  и  $R_i$  — в омах.

Подмодуляторы обычно работают в таком же режиме, как и усилители низких частот, поэтому на них распространяется соотношение (V-88).

До сих пор не учитывалось, что на анодный ток лампы влияет величина анодного напряжения. Однако при работе в перенапряженном режиме, что наблюдается в модулируемых каскадах передатчиков, даже малые изменения напряжения анод—катод лампы значительно изменяют анодный ток. Таким образом, в перенапряженном режиме наступают амплитудно-зависимые частотные искажения, связанные с глубиной модуляции. Чем ниже модулирующая частота  $\Omega$ , тем сильнее будет демодуляция. Чтобы искажения последнего рода не были заметны, уменьшение переменного анодного напряжения (на минимальной частоте  $\Omega_{\min}$ ) вследствие падения модулирующего напряжения на конденсаторе  $C_1$  фильтра не должно быть более 2%. Так как переменные напряжения на лампе и на фильтре находятся в квадратуре, то для этого необходимо, чтобы падение напряжения на конденсаторе фильтра составляло

$$mI_{=тф} \frac{1}{\Omega_{\min} C_1} \leq 0,2U_-, \quad (V-89)$$

где  $m$  — глубина модуляции;

$I_{=тф}$  — постоянная составляющая анодного тока в режиме несущей частоты;

$U_-$  — анодное напряжение.

Полагая  $m = 1$ , получаем для емкости фильтра

$$C_1 \geq 5 \cdot 10^6 \frac{I_{=тф}}{\Omega_{\min} U_-}, \quad (V-90)$$

где  $C_1$  — в микрофарадах,  $U_-$  — в вольтах,  $I_{=тф}$  — в амперах.

Величина  $\Omega_{\min}$  зависит от назначения радиоустройства.

В недонапряженном режиме частотные искажения в модуляторном каскаде обычно малы.

Если в анодном токе помимо звуковых частот имеется еще и групповая частота (частота, соответствующая скорости произнесения отдельных слов), возникающая, например, при работе в классе  $B_c$  и могущая быть даже ниже собственной частоты фильтра  $\omega_{\phi}$ , то его выходная емкость  $C_1$  уже не будет полностью определять частотные искажения. В данном случае частотные искажения находят для частоты  $\Omega = \omega_{\phi}$ , на которой фильтр представляет максимальное сопротивление для переменного тока и имеет сопротивление активного характера, равное  $\frac{L}{C_1 \tau_B}$ . При определении частотных искажений в кас-

каде, работающем в перенапряженном режиме, следует учитывать, что анодное напряжение и падение напряжения на фильтре находятся в фазе и усло-

вие получения двухпроцентного падения напряжения на фильтре от  $U_-$  может быть выражено

$$mI =_{\text{тф}} \frac{L}{C_{1r_B}} \leq 0,02U_- \quad (\text{V-91})$$

Для усилителей низкой частоты, заменив в формуле (V-86)  $i \frac{1}{\Omega C_1}$  на  $\frac{L}{C_{1r_B}}$ , получим [таким же путем, как формулу (V-88)]

$$\frac{L}{C_{1r_B}} \leq (r_{\text{ан}} + R_d) \left( \frac{1}{M_2} - 1 \right). \quad (\text{V-92})$$

### Искажения в радиотелеграфных устройствах при амплитудной манипуляции

В радиотелеграфных устройствах длительность импульса посылки сравнима с периодом собственных колебаний фильтра и поэтому метод рассмотрения искажений, описанный выше, неприменим.

Если частота посылок невелика, то пауза между передаваемыми сигналами достаточна для практического окончания переходного процесса (рис. 41, а).

В момент  $t_1$  (рис. 41, а) замыкается ключ, на сетку манипулируемой лампы поступает напряжение  $U_{y.c.}$ , отпирающее ее. Анодный ток  $i_{\text{ан}}$  начинает возрастать, но затем падает, так как нагрузочный ток значительно превышает ток выпрямителя, заряжающий конденсатор, и последний под действием  $i_{\text{ан}}$  начинает разряжаться — напряжение на конденсаторе  $u_C$  падает. Быстрому росту зарядного тока до нужной величины мешает индуктивность дросселя фильтра. Наибольшего падения  $u_C$  и  $i_{\text{ан}}$  достигают в момент  $t_2$ . Начиная с этого момента возрастающий ток выпрямителя (заряжающий конденсатор) превышает величину разрядного тока и конденсатор начинает подзаряжаться. Ток подзаряда равен разности тока выпрямителя и анодного тока лампы. Напряжение  $u_C$  начинает расти, вместе с ним растет и ток  $i_{\text{ан}}$ . В момент  $t_3$  ключ разомкнут и нагрузка резко падает, но э. д. с. самоиндукции дросселя продолжает заряжать конденсатор. К моменту следующего замыкания ключа заряд конденсатора уже практически закончится и рассмотренные явления повторяются. Если эти процессы накладываются друг на друга, то изменения тока  $i_{\text{ан}}$  и напряжения  $u_C$ , искажения формы импульса  $i_{\text{ан}}$  и разность между  $I_m$  и  $I_{\text{min}}$  достигнет еще больших значений.

С целью получения меньших искажений сигнала нужно, чтобы при размыкании ключа ток  $i_{\text{ан}}$  не падал до нуля.

Когда периодическая ручная манипуляция ключа происходит достаточно быстро, переходные процессы накладываются друг на друга. Рассмотрение такого режима работы в общем случае затруднено, поэтому анализируют случай передачи последовательности точек с интервалами, равными их длительности (на рис. 41, б

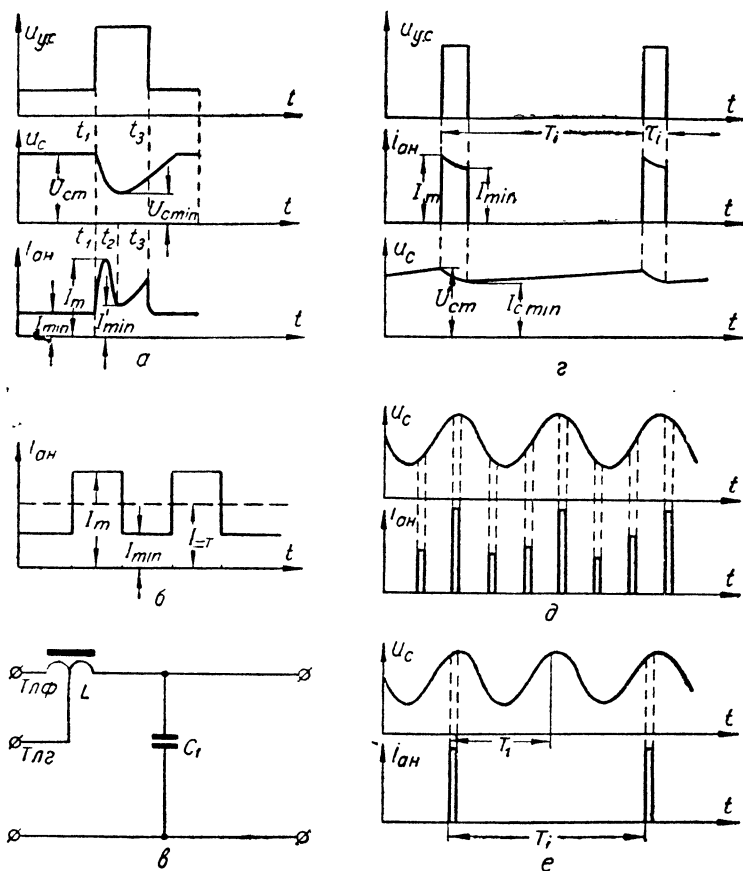


Рис. 41. Графики работы выпрямителя с фильтром и его схема при различных потребителях:

а — работа на импульсное устройство; б — неискаженный сигнал при интервалах между точками, которые равны их длительности; в — схема фильтра телефонно-телеграфного радиопередатчика; г — график работы на импульсное устройство; д — график работы на импульсное устройство при весьма коротких длительностях импульсов; е — то же, что и д, но при синхронизации частоты чередования импульсов от питающей сети (в двухполупериодной двухфазной схеме выпрямления  $\omega_1 = 2\omega_c$ ).

показан неискаженный сигнал для данного случая). В анодной цепи лампы при этом будет постоянная составляющая тока  $I_{\text{ср}}$  (ток в телеграфном режиме передатчика) и несинусоидальная переменная составляющая с амплитудой  $\frac{I_m - I_{\text{min}}}{2}$  (рис. 41, б). Искажения сигнала являются следствием падения переменной состав-



ляющей напряжения на фильтре  $U_{\sim\phi}$ . Если отношение  $\frac{U_{\sim\phi}}{U_{=}}$  велико, то может настолько сильно исказиться форма сигнала, что произойдет раздвоение посылки.

При совпадении частоты манипуляции с собственной частотой фильтра искажения формы сигнала будут максимальными. Чтобы провал в сигнале не превышал 20 %, что соответствует  $\frac{U_{\sim\phi}}{U_{=}} = 0,2$ , необходимо удовлетворить следующее неравенство:

$$\frac{L}{C_1 r_B} = \frac{\rho^2}{r_B} \leq \frac{\pi}{10} \cdot \frac{U_{=}}{I_m - I_{\min}}, \quad (V-93)$$

где  $C_1$  — в фарадах,  $U_{=}$  — в вольтах,  $r_B$  — в омах.

Радиопередатчики часто строят с таким расчетом, чтобы они работали как в телефонном, так и в телеграфном режимах (при амплитудной модуляции). Как было сказано выше, для телефонной работы емкость фильтра  $C_1$  должна быть достаточно большой, а для телеграфного режима  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C_1}}$  — не слишком большим. Поэтому в телефонно-телеграфных радиопередатчиках выбирают емкость фильтра  $C_1$ , исходя из допустимых частотных искажений в телефонном режиме, а затем находят индуктивность фильтра  $L$ , необходимую для получения заданной фильтрации. Для телеграфного режима применяют частичное отключение индуктивности  $L$  (рис. 41, в) или шунтирование ее активным сопротивлением, что приводит к уменьшению  $\rho$ . Таким образом, удастся воспользоваться одним фильтром для питания передатчика в телефонном и телеграфном режимах. При этом увеличивается коэффициент пульсаций, что для телеграфного режима вполне допустимо (см. табл. 12).

### Искажения в импульсных устройствах

В импульсных радиотехнических устройствах период чередования импульсов  $T_n$  (рис. 41, г), как правило, значительно меньше периода собственных колебаний фильтра, а длительность импульса  $\tau_n$  намного меньше четверти периода этих колебаний. Следовательно, можно считать, что за время  $\tau_n$  конденсатор фильтра не заряжается, а успевает полностью зарядиться в промежутках между соседними импульсами. Временные диаграммы такого режима представлены на рис. 41, г.

Относительное снижение вершины импульса (скалывание) оценивается величиной

$$\lambda_A = \frac{I_m - I_{\min}}{I_m}. \quad (V-94)$$

Так как при неизменном  $r_n$  величины  $i_{ан}$  и  $u_c$  прямо пропорциональны, то выражение (V-94) можно записать в виде

$$\lambda_A = \frac{U_{cm} - U_{c \min}}{U_{cm}} = 1 - \frac{U_{c \min}}{U_{cm}}. \quad (V-95)$$

Так как

$$U_{c \min} = U_{cm} e^{-\frac{\tau_n}{r_n C_1}}, \quad (V-96)$$

то

$$\lambda_A = 1 - e^{-\frac{\tau_n}{r_n C_1}}. \quad (V-97)$$

Обычно допустимая величина  $\lambda_A \approx 0,01 \div 0,05$ , что возможно при  $\tau_n \ll r_n C_1$ .

Разложив показательную функцию (V-97) в ряд и ограничившись ввиду малости  $\frac{\tau_n}{r_n C_1}$  его первыми двумя членами, получим

$$\lambda_A \approx \frac{\tau_n}{r_n C_1},$$

откуда для обеспечения заданного относительного снижения вершины импульса потребуется на выходе фильтра емкость

$$C_1 \geq \frac{\tau_n}{r_n \lambda_A}, \quad (V-98)$$

где  $\tau_n$  — в микросекундах,  $C_1$  — в микрофарадах,  $r_n$  — в омах.

При больших скалываниях из формулы (V-97) получим

$$C_1 \geq \frac{\tau_n}{r_n \ln \frac{1}{1 - \lambda_A}}. \quad (V-99)$$

При весьма коротких импульсах, для которых  $\tau_n \ll \frac{T_c}{m_n} = T_1$  (где  $T_c$  и  $T_1$  — периоды соответственно напряжений сети и первой гармоники пульсаций), со скалыванием не приходится считаться, но зато появляется фон (паразитная амплитудная модуляция импульсов), как это видно из рис. 41, д. В этом случае коэффициент амплитудной модуляции примерно равен коэффициенту  $k_{п1н}$ . Поэтому при задании технических условий на выпрямитель  $k_{п1н}$  должно быть выбрано также из условий обеспечения допустимой амплитудной модуляции импульсов. Паразитную модуляцию можно устранить, если период чередования  $T_n$  синхронизировать с периодом  $T_1$ , чем устанавливается фиксация фазы импульсов тока. Временная диаграмма принимает вид, показанный на рис. 41, е, а амплитуда импульсов будет определяться их фазой.

## **СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ**

### **§ 1. КЛАССИФИКАЦИЯ СХЕМ**

Схемы выпрямителей классифицируют по ряду признаков. Классификация выпрямительных схем, применяемых при электропитании радиоустройств, приведена на рис. 42.

Схемы бывают простые, сложные и с промежуточным преобразованием частоты. Простые схемы, к которым, в частности, относится рассмотренная в главах II—IV одноконтурная схема выпрямления, состоят из одной выпрямительной секции, образованной вторичной обмоткой трансформатора и принадлежащей ей вентильной группой (или группами).

В сложных схемах две или более выпрямительных секций соединены последовательно либо параллельно. Примером сложной последовательной схемы является схема Вологодина (рис. 50, а), которая состоит из двух трехфазных одноконтурных выпрямительных секций. Сложные последовательные схемы, где выпрямленные напряжения секций складываются, называют также ступенчатыми или каскадными. В схеме Кюблера с уравнивающим реактором (рис. 49, б) такие же секции соединены параллельно и, следовательно, эта схема является сложной параллельной.

В схемах с промежуточным преобразованием частоты (рис. 54) питающее напряжение вначале преобразуется в напряжение более высокой частоты (синусоидальной или другой формы), а затем выпрямляется.

К простым относятся схемы выпрямления с умножением напряжения. В этих схемах (рис. 53) используется последовательное включение ряда однофазных выпрямителей с емкостными фильтрами при общей обмотке питания, что позволяет получить напряжение, в несколько раз (или даже во много раз) превышающее амплитуду э. д. с. на вторичной обмотке трансформатора.

К простым схемам, кроме схем с умножением напряжения и одноконтурных, особенности которых рассмотрены в § 2 гл. II, относятся (рис. 42) также двухконтурные схемы Греца, Латура,

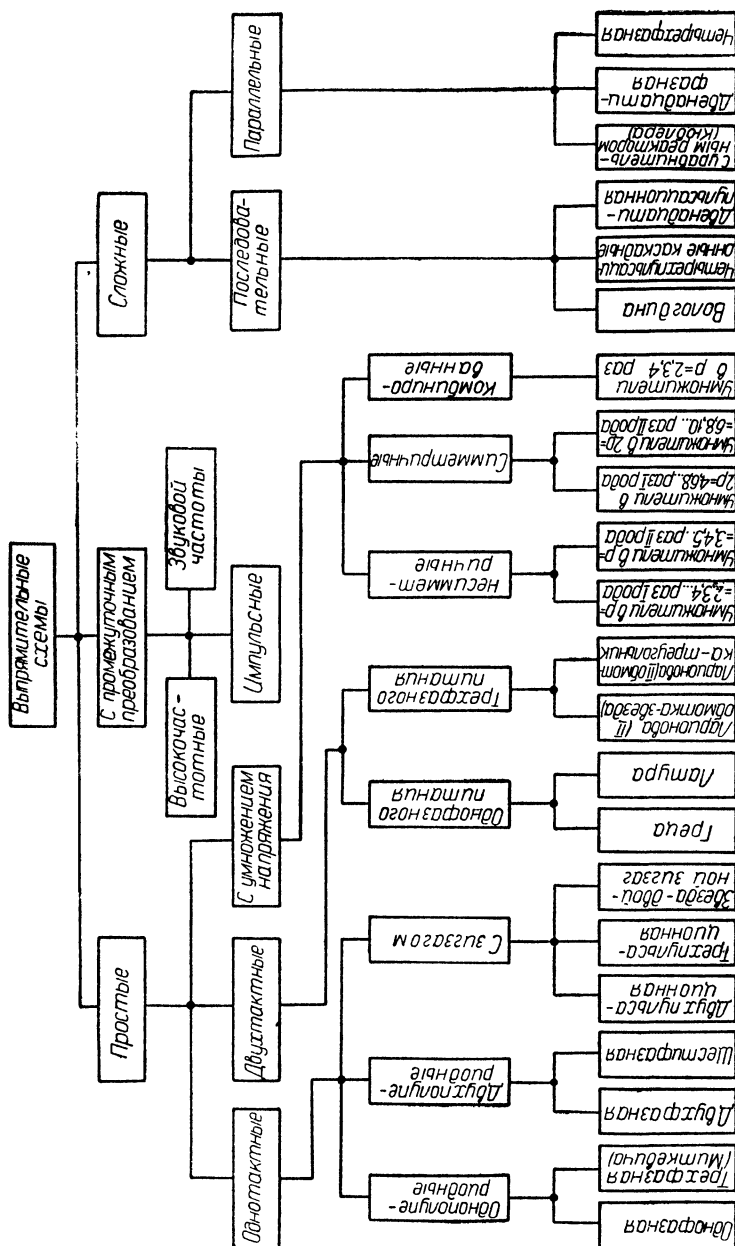


Рис. 42. Классификационная диаграмма схем выпрямителей.

Ларионова (рис. 43, 44, 45, 51, 52). Основными признаками двухтактных (мостовых) схем являются:

- 1) необязательность вывода средней точки вторичной обмотки;
- 2) возможность получения половинного выпрямленного напряжения (в схеме Латура непосредственно, а в схемах Греца и Ларионова при выведенной средней точке вторичной обмотки);
- 3) подключение к выводам фаз вторичной обмотки двух вентилях, один из которых присоединен к фазе анодом, а второй — катодом. В результате фазный ток содержит за период два одинаковых импульса встречного направления, т. е. является переменным, так как его постоянная составляющая  $I_{\text{II}} = 0$ . Вследствие этого первичный ток определяется путем трансформации всего вторичного тока

$$i_1 = -ni_{\text{II}}, \quad (\text{VI-1})$$

а расчетные мощности обмоток одинаковы

$$P_{\text{II}} = P_1 = P_T; \quad (\text{VI-2})$$

- 4) периодичность выпрямленного напряжения вдвое превышает число фаз вторичной обмотки

$$m_{\text{II}} = 2m_{\text{I}}; \quad (\text{VI-3})$$

- 5) число вентиляхных плеч  $m_{\text{в}}$  больше, чем число фаз  $m_{\text{II}}$  (в схеме Греца без средней точки  $m_{\text{в}} = 4m_{\text{II}} = 2m_{\text{II}}$ , а в схемах Латура и Ларионова  $m_{\text{в}} = 2m_{\text{II}} = m_{\text{II}}$ ).

Вынужденного намагничивания сердечника трансформатора в двухтактных схемах нет, так как ампер-витки на стержнях уравновешены. В этих схемах рабочими являются оба полупериода фазной э. д. с. вторичной обмотки: в один из полупериодов (тактов) ток проходит по вентилю, подключенному к фазе анодом, а во второй полупериод — катодом. В вентиляхный комплект каждой из этих схем входят две группы вентилях: анодная и катодная, которые образуют с одной и той же вторичной обмоткой трансформатора две соединенные последовательно одноконтурные выпрямительные секции (в схеме Греца секции двухфазные, Латура — однофазные с емкостным фильтром, Ларионова — трехфазные). Поэтому выпрямленный ток проходит через два последовательно соединенных вентиляхных плеча, а, кроме того, как и в сложных последовательных схемах, выпрямленное напряжение может превышать амплитуду вторичной фазной э. д. с. (оно может приближаться к удвоенному значению этой амплитуды или к амплитуде вторичной линейной э. д. с. на трансформаторе). В схемах же одноконтурных и сложных параллельных

выпрямленное напряжение не может быть больше амплитуды вторичной фазной э. д. с.

В двухтактных схемах требуется меньшее, чем в однотактных, суммарное число витков вторичной обмотки (меньше коэффициент  $B$  или число фаз  $m_{II}$ ). В них также меньше коэффициент обратного напряжения  $G$ .

Отсутствие постоянной составляющей тока вторичной обмотки является ценным свойством двухтактных схем, повышающим коэффициент использования трансформатора по мощности и позволяющим применять для питания этих схем стандартные силовые трансформаторы.

Отметим, что в состав сложных схем могут входить как однотактные, так и двухтактные выпрямительные секции.

Однотактные схемы (рис. 42) подразделяются на однополупериодные, двухполупериодные и с зигзагом на вторичной обмотке. Признаки одно- и двухполупериодных схем рассмотрены в § 4 гл. II. Соединение вторичной обмотки зигзагом применяется для устранения вынужденного намагничивания (§ 2 гл. III, и ниже § 6).

В зависимости от периодичности выпрямленного напряжения схемы называют  $m_n$ -пульсационными (например, схема Ларионова, в которой  $m_n = 6$ , является шестипульсационной).

Выпрямительные схемы питаются переменным током чаще промышленной частоты 50 гц, а иногда повышенной частоты, например 400 гц. В маломощных выпрямителях применяют однофазное питание, а в устройствах средней и большой мощности (при потребляемой мощности свыше нескольких киловатт) — трехфазное.

При трехфазном питании возможны два варианта соединения первичной обмотки анодного трансформатора: треугольником или звездой. Двухтактные схемы могут использоваться со средней точкой (половинным напряжением) или без средней точки. При применении большинства схем допустимы различные реакции нагрузки (активная, индуктивная и емкостная). Таким образом, общее число возможных вариантов простых и сложных выпрямительных схем в несколько раз больше показанного на рис. 42. В схемах с промежуточным преобразованием частоты (рис. 42) также возможно большое число вариантов в зависимости от типов применяемых низковольтных и высоковольтных выпрямителей, а также генераторов повышенной частоты (§ 10).

В маломощных устройствах иногда от одной вторичной обмотки трансформатора питаются несколько выпрямительных схем с самостоятельными нагрузочными сопротивлениями.

## § 2. ОДНОТАКТНЫЕ СХЕМЫ ОДНОФАЗНОГО ПИТАНИЯ

К этим схемам относятся однофазная, двухфазная и двухпульсационная с зигзагом.

### Однофазная схема

Однофазная схема (однотактная однополупериодная) применяется при работе на нагрузку с емкостной реакцией (рис. 27, а) и редко<sup>1</sup> при активной нагрузке (рис. 13, а), так как в этом случае очень большая переменная составляющая выпрямленного напряжения [ $k_{п1} = 157\%$  согласно формуле (II-30)]; работа схемы на нагрузку с индуктивной реакцией, при которой переменная составляющая выпрямленного тока также очень велика, на практике не встречается. В схеме применяют кенотроны и полупроводниковые вентили. Основные расчетные соотношения, а также формы кривых токов и напряжений для однофазной схемы при активной нагрузке получены в гл. II, а при нагрузке с емкостной реакцией — в гл. IV. Остановимся на достоинствах и недостатках однофазной схемы при работе на нагрузку с емкостной реакцией.

Достоинством схемы является ее простота: наличие только одного вентиля  $m_v = 1$  и однофазного трансформатора  $m_1 = m_{11} = 1$ . К числу недостатков относятся: а) относительно большое значение переменной составляющей выпрямленного напряжения и низкая частота ее первой гармоники  $f_1 = f_c (m_n = 1)$ , что усложняет сглаживающий фильтр; б) низкий коэффициент использования трансформатора по мощности  $k_{тр} \approx 0,48$ , приводящий к увеличению его габаритов и стоимости; в) большая величина обратного напряжения на вентиле ( $G_x \approx 3$ ); г) вынужденное намагничивание сердечника трансформатора, причем вынужденный поток замыкается по стали магнитопровода.

Однофазная схема выпрямления встречается довольно часто, но применяется только в маломощных выпрямителях с высокоомным нагрузочным сопротивлением, например для подачи высокого ускоряющего напряжения при очень маленьком токе (доли миллиампера) на аноды электронно-лучевых трубок, для питания цепей отражателя отражательного клистрона и смещения электровакуумных приборов, в измерительных, а также в некоторых приемно-усилительных схемах. Примером использования однофазной схемы может служить выпрямитель на кенотроне В1-0,02/20 ( $U_+$  до 3 кВ,  $I_+$  до 5 мА) источника питания ИВН-1. При достаточно большой емкости конденсатора  $C_0$  [см. неравенство (IV-7)] в однофазной схеме для получения заданного напряжения  $U_+$

<sup>1</sup> Например, при заводских испытаниях полупроводниковых вентилях.

потребуется приблизительно в два раза меньше витков на вторичной стороне трансформатора, чем в двухфазной схеме, что упрощает конструкцию трансформатора. Следует, однако, иметь в виду, что при нарушении неравенства (IV-7) этот выигрыш уменьшается по мере приближения к случаю активной нагрузки ( $V_1 \ll 1$ ), при которой его нет.

### Двухпульсационные схемы

Работа двухфазной (однотактной двухполупериодной) схемы на активную нагрузку (рис. 14) встречается редко. Эту схему применяют при нагрузке с индуктивной реакцией (временные диаграммы для этого случая приведены на рис. 17, а); тогда в ней используются ртутные или газотронные вентили, а иногда кенотроны или полупроводниковые вентили. Чаще двухфазную схему применяют при нагрузке с емкостной реакцией с кенотронными (реже полупроводниковыми) вентилями (рис. 27, в, г). Основные расчетные соотношения для двухфазной схемы приведены в гл. III (нагрузка с индуктивной реакцией) и в гл. IV (нагрузка с емкостной реакцией).

Достоинством схемы является относительная простота. Она сложнее только однофазной, так как необходимы два вентиля (или один двуханодный кенотрон, ртутный вентиль, газотрон) и трансформатор, имеющий две фазы вторичной обмотки, образуемые выводом средней точки. Однако в схеме по сравнению с однофазной значительно (примерно в 2—2,5 раза) уменьшается амплитуда переменной составляющей выпрямленного напряжения и удваивается частота ее первой гармоники, что уменьшает габариты и стоимость сглаживающего фильтра (§ 2 гл. V).

Недостатками схемы при нагрузке с емкостной реакцией являются большая величина обратного напряжения на вентилях ( $G \approx 2,7$ ), а также невысокий коэффициент использования трансформатора  $k_{\text{тр}} \approx 0,54$ . Для нагрузки с индуктивной реакцией величина  $k_{\text{тр}}$  выше (около 0,71), однако коэффициент обратного напряжения еще больше [ $G \approx 1,1G_0 = 3,45$  с учетом выражений (III-78), (III-82), (II-76), (II-49)].

Во избежание вынужденного намагничивания сердечника трансформатора следует располагать все обмотки на одном стержне, а при размещении на двух стержнях — соединять вторичную обмотку зигзагом (§ 3 гл. III), т. е. применять двухпульсационную схему с зигзагом.

Двухфазная схема выпрямления, как и однофазная, создает несимметричную нагрузку на трехфазную сеть и поэтому обычно применяется при мощностях не более 1 квт. Наиболее часто эту схему используют в радиоприемниках, телевизорах, магнито-



фонах, радиоизмерительных приборах, цепях смещения и автоматы, а также для заряда аккумуляторов, питания обмоток электромагнитов (цепей подмагничивания магнетронов, фокусировки электронно-лучевых приборов) и маломощных двигателей постоянного тока.

Двухфазная схема применяется в ряде источников питания, например селеновом выпрямителе ВСА-10, стабилизированном высоковольтном ( $U =$  до 1 кВ) выпрямителе ВВС-1 (кенотроны типа В1-0,075/2,5), в кенотронных выпрямителях приборов УИП-1, ВУС-1, ВСТ-3, ВС-13 и др.

### § 3. СХЕМА ГРЕЦА

Схему Грца, являющуюся двухтактной (мостовой) схемой выпрямления однофазного питания (рис. 43, а) выполняют на

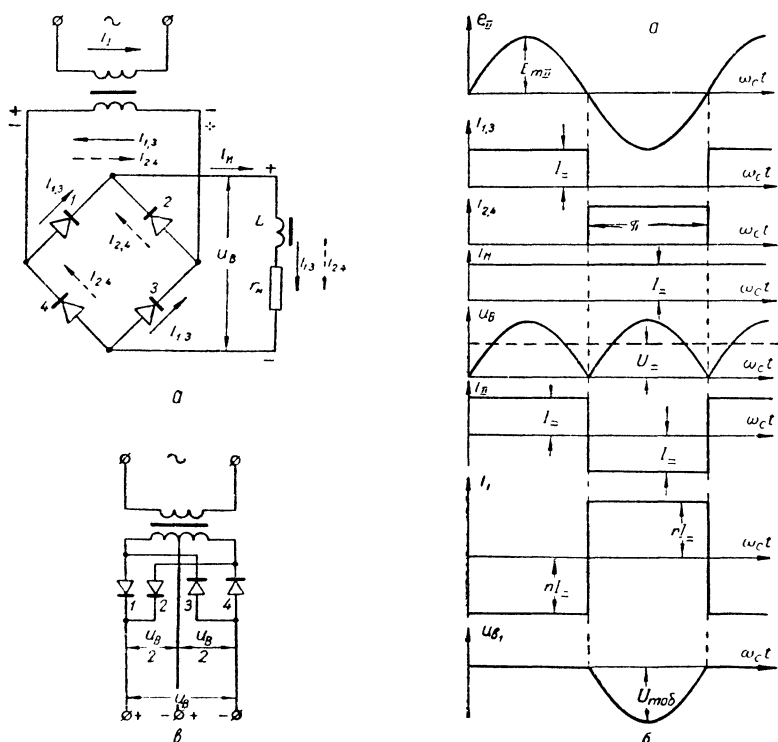


Рис. 43. Двухтактная схема Грца при индуктивном фильтре:

а — схема; б — временные диаграммы токов и напряжений; в — схема с выведенной средней точкой.

однофазном трансформаторе. Вторичная обмотка трансформатора подключена к одной диагонали моста, в плечах которого стоят четыре вентиля, а ко второй диагонали присоединяется нагрузочное сопротивление  $r_n$ .

На рис. 43, б показаны временные диаграммы токов и напряжений для схемы без потерь при ее работе на нагрузку с индуктивной реакцией (в предположении  $L \rightarrow \infty$ ).

В первый полупериод э. д. с. вторичной обмотки  $e_{11}$  имеет полярность, показанную на рис. 43, а сплошными значками «плюс» и «минус». От положительного полюса ток протекает через вентиль 1, затем через нагрузочное сопротивление к отрицательному полюсу через вентиль 3. Этот ток  $i_{1,3}$  показан на рис. 43, а сплошными стрелками, а форма его кривой приведена на рис. 43, б. Во второй полупериод ток  $i_{2,4}$ , показанный на рис. 43, а штриховой стрелкой, пойдет через вентиль 2, сопротивление  $r_n$  и вентиль 4.

Токи  $i_{1,3}$  и  $i_{2,4}$  в нагрузочном сопротивлении складываются, выпрямленный ток  $i_B = i_n$  при допущении  $L \rightarrow \infty$  будет постоянным, как показано на рис. 43, б. Выпрямленное напряжение  $u_B$  на последовательно соединенных  $L$  и  $r_n$  будет пульсирующим такой же формы, как в однотактной двухфазной схеме (см. рис. 17, а).

Ток во вторичной обмотке трансформатора находим как разность токов  $i_{1,3}$  и  $i_{2,4}$ , так как они протекают по обмотке встречно. Ток  $i_{11}$  в двухтактной схеме не содержит постоянной составляющей и поэтому ток в первичной обмотке трансформатора, найденный согласно уравнению (VI-1), будет такой же формы. Так как согласно формуле (VI-2) расчетные мощности обмоток двухтактного выпрямителя равны друг другу и типовой мощности трансформатора, то достаточно определить величину  $P_{11}$ .

### Расчетные соотношения при индуктивной реакции нагрузки

Поскольку форма и величина выпрямленного напряжения в схеме Грца такие же, как в двухфазной схеме, коэффициенты фазной э. д. с.  $B_0$  для них равны 1,11 [см. формулу (II-20) и табл. 6]. Действующее значение тока  $i_{11}$  (рис. 43, б) очевидно равно  $I_-$  (ток  $i_{11}$  сохраняет все время величину  $I_-$ , меняя только направление, что несущественно при определении действующего значения).

В двухтактных схемах  $I_{=11} = 0$  и коэффициент формы фазного тока для этих схем следует определять по формуле (II-34), беря токи  $I_{11}$  и  $I_{=11}$  за половину периода. В рассматриваемом случае в интервале  $\pi$  (рис. 43, б)  $I_{11} = I_-$  и  $I_{=11}$ , следовательно  $D_0 = 1$ .

Учитывая вышесказанное, находим согласно формулам (VI-2) и (II-65)

$$P_{\tau_0} = P_{II_0} = 1,11P_{\text{н}} \quad (\text{VI-4})$$

и, следовательно, в соответствии с формулой (II-74)  $k_{\text{тр}_0} = k_{I_0} = k_{II_0} = 0,9$ . Ток через вентиль ( $i_{1,3}$  или  $i_{2,4}$ ) имеет такую же форму, как ток в фазе вторичной обмотки для двухфазной схемы.

Поэтому действующее значение тока через вентиль  $I_{\text{в}} = \frac{I_{\text{н}}}{\sqrt{2}}$ .

На рис. 43, б построена также кривая напряжения  $u_{\text{в}}$  между анодом и катодом вентиля 1. В первый, прямой для этого вентиля, полупериод прямое напряжение равно нулю, так как принято, что вентиль идеальный. Во второй, обратный для первого вентиля, полупериод прямое напряжение равно нулю на вентиле 2 и вся э. д. с.  $e_{II}$  приложена как обратное напряжение к вентилю 1. Так как амплитуда обратного напряжения  $U_{\text{м об}} = E_{\text{м II}}$ , то коэффициент обратного напряжения  $G_0 = B_0 \sqrt{2} = 1,57$  [см. формулы (II-48), (II-15), (II-19)], т. е. вдвое меньше, чем в двухфазной схеме (табл. 9).

Путем вывода средней точки вторичной обмотки трансформатора в схеме Греча можно получить, кроме выпрямленного напряжения  $u_{\text{в}}$ , дополнительно половинное напряжение  $\frac{u_{\text{в}}}{2}$ , как показано на рис. 43, в. При этом схему можно рассматривать как два двухфазных выпрямителя, использующих одну и ту же обмотку трансформатора, выходные напряжения которых включены последовательно (каскадно). Вентили 3 и 4 (анодная группа) в отличие от вентиля 1 и 2 (катодная группа) подключены к фазам трансформатора катодами, вследствие чего выходные напряжения двухфазных выпрямителей складываются. Возможность получить дополнительно половинное напряжение является полезным свойством схемы и иногда используется на практике.

Рассматриваемая схема, обладая многими достоинствами, имеет только два недостатка: а) используются четыре вентиля, а пульсации на выходе получаются с периодичностью  $m_{\text{п}} = 2$ ; б) необходимо, чтобы в схеме было три отдельных катодных точки, т. е. при вентилях с накаливаемым катодом иметь три источника (обмотки) накала, изоляция которых рассчитана на напряжение  $U_{\text{м об}}$ . В схеме Греча в настоящее время чаще всего применяются полупроводниковые вентили, не требующие накала. Такой вариант схемы не имеет недостатков. Для схемы Греча коэффициент  $G$  в два раза меньше, чем в двухфазной схеме. Следовательно, из того же числа, например, селеновых элементов, которые необходимы для двух плечей двухфазной схемы, при том же выпрямленном напряжении  $U_{\text{н}}$  можно составить четыре плеча в схеме Греча.

Отметим, что это соображение справедливо, если для каждого плеча двухфазной схемы потребуется четное число элементов, т. е. выполняется неравенство

$$p + 1 \geq N_1 > p, \quad (\text{VI-5})$$

где  $N_1 = \frac{U_{\text{т об}}}{U_{\text{об. доп}}}$  — отношение обратного напряжения в двухфазной схеме  $U_{\text{т об}}$

к допустимому обратному напряжению для одного вентильного элемента  $U_{\text{об. доп}}$ , т. е. число последовательно соединенных элементов, которое нужно поставить в каждое плечо схемы;

$p$  — любое целое нечетное число.

Если же неравенство (VI-5) не удовлетворяется (число элементов в плече двухфазной схемы нечетное), т. е. имеет место соотношение

$$p - 1 < N_1 \leq p, \quad (\text{VI-6})$$

то для схемы Греча приходится брать на два вентильных элемента больше, чем для двухфазной схемы, так как число элементов в каждом плече может быть только целым. Например, если  $N_1 = 1,8$ , то выполняется неравенство (VI-5) и для обеих схем нужно одинаковое число элементов (по 4). Если же  $N_1 = 2,5$  и выполняется неравенство (VI-6), то в схеме Греча потребуется восемь элементов, а в двухфазной — только шесть, т. е. на 25% меньше. Естественно, при увеличении  $N_1$  относительное значение этой разницы уменьшается, например, для  $N_1 = 11$  она составит 8,3%, что обычно несущественно.

Основными достоинствами схемы являются: а) простота трансформатора, в котором не требуется вывод средней точки вторичной обмотки и в два раза снижается, при прочих равных условиях, число витков этой обмотки по сравнению с суммарным числом витков двух фаз вторичной обмотки в двухфазной схеме; ток во вторичной обмотке больше, чем в двухфазной схеме, только в  $\sqrt{2}$  раза; б) хорошее использование трансформатора по мощности ( $k_{\text{тр}} = 0,9$  при нагрузке с индуктивной реакцией) и отсутствие вынужденного намагничивания.

### Работа на противо-э. д. с. и при емкостном фильтре

Схему Греча часто используют также при работе на нагрузку с емкостной реакцией и при зарядке аккумуляторов, как показано на рис. 44. В этом случае ток через вентили 1 и 3 проходит (рис. 44, б), когда э. д. с. вторичной обмотки  $e_{\text{II}}$  имеет положительную для них полярность и превышает величину противо-э. д. с. аккумуляторов  $U_-$ . Аналогично ток через вентили 2 и 4 будет протекать в следующий полупериод э. д. с.  $e_{\text{II}}$ , когда она изменит полярность и по абсолютному значению опять превысит противо-э. д. с.  $U_-$ .

Расчет схемы при нагрузке с емкостной реакцией или противо-э. д. с. производят по формулам и графикам гл. IV с учетом следующих особенностей.

Параметр  $A$  определяется по формуле (IV-13) с подстановкой  $m_n = 2$ , а при подсчете величины  $r$  учитывают прохождение тока последовательно через два вентиля (плеча)

$$r = r_{\text{тр}} + 2r_{\text{пр}}, \quad (\text{VI-7})$$

где  $r_{\text{пр}}$  — прямое сопротивление вентильного плеча.

При зарядке аккумуляторов обычно требуется регулировка величины зарядного тока. Для этой цели наряду с другими спосо-

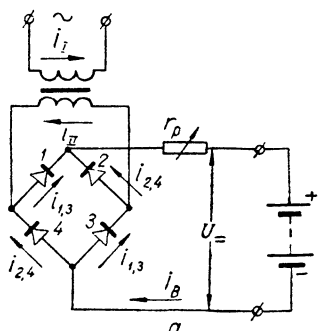
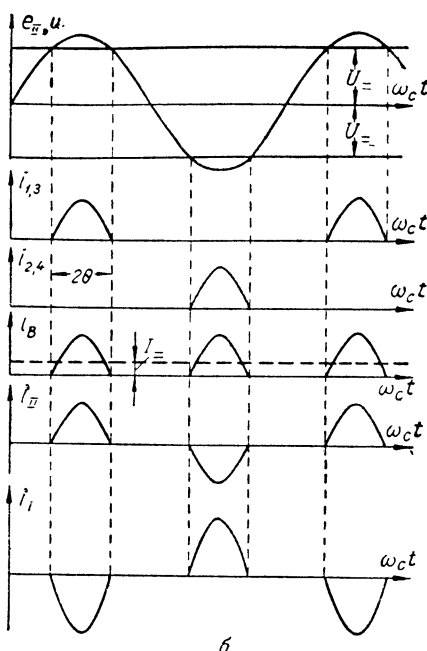


Рис. 44. Схема Грейца при зарядке аккумуляторов:

$a$  — схема;  $b$  — временные диаграммы токов и напряжений.



бами (изменение подводимого к первичной обмотке трансформатора напряжения  $U_1$ , регулировка напряжения  $U_{II}$  с помощью магнитного шунта сердечника и т. п.) в цепь заряда включают регулировочное сопротивление  $r_p$  (рис. 44,  $a$ ). Тогда величина  $r_p$  должна войти как дополнительное слагаемое в формулу (VI-7) при определении сопротивления  $r$ .

Вычислив параметр  $A$ , по графикам (рис. 26) определяют коэффициенты  $B$ ,  $D$ ,  $M$ . Действующее значение тока через вентиль, который имеет такую же форму, как ток в фазе вторичной обмотки двухфазной схемы,

$$I_B = I_{=B} D = \frac{I_{=}}{2} D. \quad (\text{VI-8})$$

Действующее значение фазного тока  $i_{II}$ , который за период содержит два импульса такой же формы, как ток вентиля (рис. 44,  $b$ ), будет в  $\sqrt{2}$  раз больше, чем  $I_B$  (см. § 4 гл. II)

$$I_{II} = \frac{I_{\Sigma}}{\sqrt{2}} D. \quad (VI-9)$$

Использование вторичной обмотки, в которой нет постоянной составляющей и четных гармоник тока, в соответствии с формулами (VI-9) и (II-62) в схеме Греца в  $\sqrt{2}$  раз лучше, чем в однотоковой двухфазной схеме. Такое улучшение использования вторичной обмотки получается при любом виде нагрузки. В типовых случаях ( $A = 0,1 \div 0,3$ ) коэффициент использования трансформатора около 0,64. Коэффициент обратного напряжения, как и при других видах нагрузки, равен  $G = B\sqrt{2}$ , т. е. при нагрузке с емкостной реакцией около 1,4.

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по первой гармонике ( $q = 1$ ) в случае емкостного фильтра рассчитывается согласно формулам (IV-44), (IV-45) и (VI-7)

$$k_{п1} = \frac{3,18}{\zeta C_0 r_n} \xi \left( qm_n = 2; q \frac{r}{r_n} = \frac{r_{тр} + 2r_{пр}}{r_n} \right), \quad (VI-10)$$

где  $C_0$  — в микрофарадах,  $r_n$  — в килоомах, а  $\xi$  берется из графика рис. 28 по кривой  $qm_n = 2$  при абсциссе  $q \frac{r}{r_n} = \frac{r_{тр} + 2r_{пр}}{r_n}$ .

Величину  $k_{п1}$  при  $f_c = 50$  гц можно определить приближенно по формуле (IV-46), приняв  $h = 2,8 \div 2,5$ .

Схема Греца, как и другие схемы однофазного питания, несимметрично нагружает трехфазную сеть и поэтому применяется только при небольших мощностях ( $P_{\Sigma} < 1 \div 2$  квт). Ее широко используют с полупроводниковыми вентилями при питании радиоприемников, телевизоров, магнитофонов, радиоизмерительных приборов, цепей смещения, автоматики, а также при зарядке аккумуляторов. Эта схема применена, например, в селеновых выпрямителях типов ВСА-5 и ВСА-111, универсальном источнике УИП-1 (на кенотронах 5Ц8С), во вспомогательных селеновых выпрямителях приборов ИНН-1, ВС-9, ВС-11, ВС-16, ВС-12 (имеются отводы для переключения при старении вентилях), в накалильном выпрямителе ВС-13 ( $U_{\Sigma} = 6,3$  в,  $I_{\Sigma} = 5$  а; используется двухзвенный индуктивно-емкостный фильтр из Г-образных звеньев с конденсаторами емкостью по 2000 мкф).

#### § 4. СХЕМА ЛАТУРА

Схема Латура (рис. 45, а) является двухтактной однофазного питания. В нее входят два одинаковых вентиля 1 и 2 и два одинаковых конденсатора  $C_1$  и  $C_2$  ( $C_1 = C_2 = 2C_0^1$ ), образующих

<sup>1</sup> При таком обозначении общая емкость последовательно соединенных конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , стоящая параллельно нагрузочному сопротивлению  $r_n$ , равна  $C_0$ , что облегчает сопоставление с другими схемами.

с одной и той же обмоткой трансформатора два одинаковых выпрямителя (секции) с емкостными фильтрами. На рис. 45, б показана кривая выпрямленного напряжения  $u_B$  на выходе первого из этих выпрямителей, состоящая при конечной величине емкости  $C_1$  из чередующихся участков заряда и разряда. Там же показана кривая напряжения  $u_B$ , с учетом подключения вен-

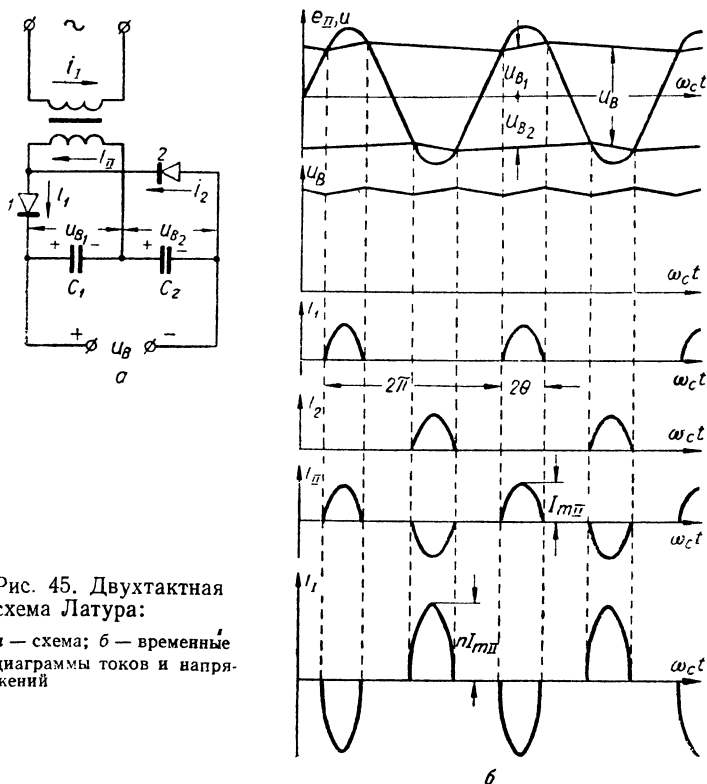


Рис. 45. Двухтактная схема Латура:

а — схема; б — временные диаграммы токов и напряжений

тила 2 катодом к той же точке вторичной обмотки, куда вентиль 1 присоединен анодом. Напряжение на выходе схемы  $u_B$  равно сумме  $u_{B1}$  и  $u_{B2}$ . При этом постоянные составляющие  $U_{=1} = U_{=2}$  складываются, так что выходное напряжение удваивается

$$U_{=} = U_{=1} + U_{=2} = 2U_{=1}. \quad (\text{VI-11})$$

В режиме холостого хода

$$U_{=x} = 2E_{m11}, \quad (\text{VI-12})$$

т. е. выпрямленное напряжение вдвое превышает амплитуду фазной э. д. с. Поэтому схема Латура является симметричной схемой с удвоением напряжения (§ 9).

Частота первых гармоник напряжений  $u_{B_1}$  и  $u_{B_2}$  равна  $f_c$ , причем переменные составляющие этих напряжений сдвинуты по фазе на полпериода  $\frac{T_c}{2} = \frac{1}{2f_c}$  ( $\pi$  радиан на рис. 45, б). Поэтому при сложении  $u_{B_1}$  и  $u_{B_2}$ , гармоники частоты  $f_c$  взаимно уничтожаются и в качестве первой гармоники выпрямленного напряжения  $u_B$  будет сумма вторых гармоник напряжений  $u_{B_1}$  и  $u_{B_2}$  (ее частота  $2f_c$ ).

На рис. 45, б построены также временные диаграммы токов через вентили  $i_1$  и  $i_2$ , тока через вторичную обмотку  $i_{II} = i_1 - i_2$  и тока в первичной обмотке  $i_I$ , совпадающего согласно формуле (VI-1) с  $i_{II}$  по форме.

### Расчетные соотношения

Схема рассчитывается по методике, описанной в гл. IV. Вспомогательный параметр  $A$  определяется для каждого из однофазных выпрямителей  $\left(m_{II} = 1, r'_B = \frac{U_{=1}}{I_{=}} = \frac{U_{=}}{2I_{=}} = \frac{r_B}{2}\right)$

$$A = \frac{\pi r'}{m_{II} r'_B} = 2\pi \frac{r'}{r_B}, \quad (\text{VI-13})$$

где

$$r' = r_{\text{тр}} + r_{\text{пр}}.$$

Значком «штрих» здесь и ниже обозначены величины, относящиеся к каждому из однофазных выпрямителей, образующих схему Латура. Найдя по графикам (рис. 26) величины  $B$ ,  $D$ ,  $M$ , определяем:

$$E_{II} = BU_{=1} = \frac{BU_{=}}{2}; \quad (\text{VI-14})$$

$$I_{mII} = \frac{I_{=}}{M}; \quad (\text{VI-15})$$

$$I_B = DI_{=}; \quad I_{II} = I_B \sqrt{2} = D \sqrt{2} I_{=}; \quad (\text{VI-16})$$

$$I_I = nI_{II} = D \sqrt{2} n I_{=}. \quad (\text{VI-17})$$

При расчете действующего значения тока  $I_{II}$  учтены два импульса за период, таких же по форме и величине, как один импульс за период в токе вентиля (рис. 45, б).

Во вторичной обмотке отсутствует постоянная составляющая, поэтому в соответствии с формулой (VI-2) расчетные мощности



обмоток равны и в схеме нет вынужденного намагничивания. Расчетная мощность трансформатора согласно выражениям (II-62), (VI-14), (VI-16)

$$P_T = P_{II} = \frac{B}{2} U_{-} D \sqrt{2} I_{-} = \frac{BD}{\sqrt{2}} P_{-}, \quad (\text{VI-18})$$

т. е. в  $\sqrt{2}$  раз меньше, чем мощность вторичной обмотки в одноконтных однофазной и двухфазной схемах при той же мощности  $P_{-}$ , которая определяется по формуле (II-64).

Схему используют при высоких выпрямленных напряжениях (единицы и десятки киловольт) и малых токах (единицы миллиампер), т. е. при высокоомном нагрузочном сопротивлении  $r_n$ , когда емкостный фильтр эффективно сглаживает пульсации. В связи с внедрением германиевых и кремниевых вентилях, а также малогабаритных электролитических конденсаторов, схему Латура в настоящее время широко применяют также при напряжении  $U_{-} \approx 300$  в и токе  $I_{-} \approx 100$  ма для питания анодно-экранных цепей ламп, например телевизоров и радиоприемников.

В соответствии с формулой (VI-13) в высоковольтных выпрямителях, а также при применении германиевых вентилях параметр  $A \approx 0,1 \div 0,3$ ; тогда (см. рис. 26)  $B \approx 0,88 \div 1,08$ ,  $D \approx 2,4 \div 2,1$ ,  $BD \approx 2,2$ . С учетом выражений (II-75) и (VI-18) коэффициент использования  $k_{тр} \approx 0,64$  (приблизительно такой же, как в схеме Греча при нагрузке с емкостной реакцией).

Амплитуда обратного напряжения на вентиле

$$U_{mоб} = E_{mII} + U_{-1} = \sqrt{2} \frac{B}{2} U_{-} + \frac{U_{-}}{2} = U_{-} \left( \frac{B}{\sqrt{2}} + 0,5 \right), \quad (\text{VI-19})$$

где учтены выражения (VI-11), (II-15) и (VI-14).

Следовательно, коэффициент обратного напряжения по формуле (II-47)  $G \approx 1,1 \div 1,2$ . С учетом возможности включения в режиме холостого хода, когда  $U_{-1x} = E_{mII}$ , следует при расчете брать  $G_x \approx 1,4 \div 1,5$  (в схеме Греча при нагрузке с емкостной реакцией  $G_x \approx 1,3 \div 1,4$ ).

### Коэффициент пульсаций

Коэффициент пульсаций  $k_{п1}$  выпрямленного напряжения  $u_B$  по его первой гармонике (частота  $f_1 = 2f_c$ ) равен коэффициенту пульсаций по второй гармонике  $k_{п2}'$  напряжений  $u_B$ , или  $u_{B2}$ , так как при сложении этих напряжений удваиваются как амплитуды четных гармоник, так и величина постоянной составляющей.

Поэтому согласно формулам (IV-38) и (IV-40) для схемы Латура

$$k_{п1} = \frac{6,36}{q' m'_n \zeta r'_n 2C_0} \xi \left( q' m'_n; q' \frac{r'}{r'_n} \right), \quad (\text{VI-20})$$

где  $q' = 2$  соответствует второй гармонике напряжения  $u_{B1}$ ;

$m'_n = 1$  — периодичность напряжения  $u_{B1}$ ;

$r'_n = \frac{r_n}{2}$  — нагрузочное сопротивление каждого из однофазных выпрямителей;

$r' = r_{тр} + r_{пр}$ ;

$2C_0 = C_1 = C_2$  — емкость каждого из конденсаторов, образующих схему.

Окончательную расчетную формулу получаем из соотношения (VI-20)

$$k_{п1} = \frac{3,18}{\zeta r_n C_0} \xi \left( 2; 4 \frac{r_{тр} + r_{пр}}{r_n} \right), \quad (\text{VI-21})$$

где  $r_n$  — нагрузочное сопротивление (в килоомах) всей схемы;

$C_0$  — емкость (в микрофарадах) двух последовательно соединенных конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ ;

$\xi$  — поправочный множитель, который определяется по гра-

фику (рис. 28) для  $q m_n = q' m'_n = 2$  при  $q \frac{r}{r_n} q' = \frac{r'}{r'_n} = 4 \frac{r_{тр} + r_{пр}}{r_n}$ .

Коэффициент пульсаций для схемы Латура можно определить приближенно по формуле (IV-46), приняв для типовых режимов  $h = 2,6 \div 2,2$ .

В отношении пульсаций выпрямленного напряжения схемы Латура, двухфазная и Греча (с емкостным фильтром) при одинаковой величине  $C_0$  приблизительно равноценны. Однако один конденсатор емкостью  $C_0$  на рабочее напряжение  $U_+$ , который требуется в схемах двухфазной и Греча, по стоимости и габаритам меньше (особенно при использовании электролитических конденсаторов), чем два конденсатора для схемы Латура (каждый емкостью  $2C_0$  на напряжение  $\frac{U_+}{2}$ ).

Полная компенсация первых гармоник (частоты  $f_1 = f_c$ ) напряжений на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  (рис. 45, а) происходит в схеме Латура только при ее симметрии, т. е. при одинаковых вентилях 1 и 2, конденсаторах равной емкости  $C_1 = C_2$  и равномерной нагрузке выпрямительных секций. Если же, например,  $C_1 \neq C_2$ , то на выходе схемы появляется составляющая выпрямленного напряжения  $u_B$ , имеющая частоту  $f_c$ . При использовании средней точки в нагрузочной цепи (получении, кроме полного, также половинного выпрямленного

напряжения) первая гармоника половинного напряжения  $u_B$ , снимаемого с одного из конденсаторов, всегда имеет частоту  $f_1 = f_c$ . Кроме того, в этом случае секции схемы, в частности вентили, нагружены неравномерно, и в напряжении  $u_B$  возникает составляющая частоты  $f_c$ . Если ток в цепи половинного напряжения значительно меньше, чем в цепи полного, эта составляющая по амплитуде невелика.

### Свойства схемы

Схема Латура, собранная на кенотронах, имеет недостаток: необходимы две обмотки накала, изоляция которых (друг от друга и от первичной сетевой обмотки) рассчитана на напряжение  $U_{т.об.}$  В некоторых схемах заземляется плюс выпрямленного напряжения; тогда повышенная изоляция от сетевой обмотки потребует только для обмотки накала вентиль 2 (рис. 45, а).

В схеме Латура внешняя характеристика (при прочих равных условиях) получается более полой, чем в удвоителе напряжения, собранном по несимметричной схеме (§ 9), приведенной на рис. 53 ( $p = 2$ ). В экспериментальном селеновом бестрансформаторном выпрямителе, собранном по схеме Латура ( $C_1 = C_2 = 2C_0 = 32 \text{ мкф}$ ), при питающем напряжении  $E_{II} = 120 \text{ в}$  выпрямленное напряжение  $U_{\text{—}}$  изменялось от 265 до 210 в (на 20,7% при изменении тока  $I_{\text{—}}$  от 50 до 150 ма). При аналогичных условиях в схеме несимметричного удвоителя напряжение  $U_{\text{—}}$  изменялось от 255 до 185 в, т. е. на 27,4%, что объясняется, в частности, невыполнением неравенства  $C_1 > C_2$ . При уменьшении емкостей  $C_1 = C_2$  до 16 мкф<sup>1</sup> в первом случае изменение напряжения  $U_{\text{—}}$  было от 250 до 180 в (на 28%), а во втором — от 215 до 100 в (на 53%) для того же интервала изменения тока ( $I_{\text{—}} = 0,05 \div 0,15 \text{ а}$ ).

В отношении амплитуды и частоты пульсаций выпрямленного напряжения более выгодной также является симметричная схема с удвоением напряжения Латура.

Основными достоинствами схемы Латура являются: наличие только двух вентилях, небольшое обратное напряжение на вентиле ( $G_x \approx 1,5$ ), уменьшение в два раза по сравнению со схемой Греца э. д. с. вторичной обмотки  $E_{II}$ , необходимой для получения заданного  $U_{\text{—}}$ , возможность получения половинного напряжения и лучшее, чем в двухфазной схеме, использование трансформатора.

Схема часто применяется с кенотронными и полупроводниковыми вентилями в высоковольтных выпрямителях для питания анодов кинескопов, осциллокопических трубок, радиолокационных метчиков и других электронно-лучевых трубок, а также рентгенов-

<sup>1</sup> При такой емкости и токе  $I_{\text{—}} > 100 \text{ ма}$  не выполняется условие (IV-7) для каждого из однофазных выпрямителей, образующих схему Латура.

ской аппаратуры, электронных микроскопов, фотоэлектронных умножителей и др. С полупроводниковыми (германиевыми, кремниевыми и селеновыми) вентилями схема широко применяется также для питания телевизоров и другой массовой радиоаппаратуры. Схема Латура применяется, например, в высоковольтных ( $U =$  до 5 кВ) выпрямителях типа ИВН-1 на кенотронах В1-0,02/20 и типа ВСФ на кенотронах 2Ц2С.

В двухтактных схемах (Греца, Латура, Ларионова) ни один из выводов трансформатора не подключается непосредственно к зажимам потребителя; он соединен с ними через вентили либо конденсаторы. Поэтому при заземлении одного из зажимов потребителя нельзя заземлять ни один из выводов вторичной обмотки трансформатора.

В этих схемах дроссель фильтра можно включать как в плюсовой провод (рис. 43, а), так и в минусовый (рис. 51, б) в зависимости от конструктивных соображений. Если, например, применены вентили с накаливаемыми катодами и заземлен плюс потребителя (при наличии анодного трансформатора), следует включить дроссель в минусовый провод. Это дает возможность питать нити части вентилях от накального трансформатора без повышенной междуобмоточной изоляции.

### Бестрансформаторные выпрямители

Схема Латура, для которой не нужна средняя точка питающего трансформатора, также как другие двухтактные схемы (Греца и Ларионова), может питаться непосредственно от сети без анодного трансформатора, если величина сетевого напряжения обеспечит предъявляемые к выпрямителю требования; иногда также применяют питание от автотрансформатора (см. рис. 58), что уменьшает вес и стоимость блока питания.

В состав обычных выпрямителей входят, кроме анодного, трансформаторы вспомогательного назначения (или дополнительные обмотки на малоомощном анодном трансформаторе), обеспечивающие накал, пуск и регулирование параметров управляемых вентилях. При применении неуправляемых полупроводниковых вентилях вспомогательные трансформаторы не нужны. Анодный трансформатор применяется для изменения числа фаз питания, которое требуется в одноктных двухполупериодных и в сложных схемах, обеспечения необходимой величины напряжения и устранения кондуктивной связи между цепью выпрямленного тока и сетью. Такое разделение цепей необходимо в одноктных схемах, чтобы постоянная составляющая фазного тока не проходила в питающей сети, и не требуется в двухтактных схемах. Поэтому двухтактные схемы<sup>1</sup> в некоторых случаях можно питать без анодного трансформатора.

<sup>1</sup> Встречается также бестрансформаторное питание однофазной схемы и схем с умножением напряжения, например несимметричного удвоителя (§ 9).

Это возможно, когда не требуется непосредственно заземлять (по соображениям техники безопасности или для соединения с другой аппаратурой) один из выводов потребителя, например, при питании приемников и телевизоров, а также при зарядке аккумуляторов. Заземление в этом случае можно производить только через конденсатор небольшой емкости (0,1—0,25 мкф), так как, хотя бы между одним из проводов сети и землей имеется разность потенциалов. Необходимо помнить, что при бестрансформаторном питании, например приемника, его шасси, соединенное с минусом выпрямленного напряжения, может иметь довольно высокий потенциал относительно земли.

При непосредственном бестрансформаторном питании двухтактного выпрямителя выпрямленное напряжение  $U_{\text{н}} = \frac{E_1}{B}$  определяется величиной сетевого напряжения  $E_1$  и коэффициентом фазной э. д. с. схемы. Например, в схеме Греча с емкостным фильтром  $U_{\text{н}} \approx 220$  в ( $U_{\text{нх}} = 310$  в), а при индуктивном фильтре  $U_{\text{н}} \approx 180$  в, если напряжение сети  $E_1 = 220$  в. Для схемы Латура получится в два раза большее напряжение  $U_{\text{н}}$ , а для схемы Ларионова (§ 8)  $U_{\text{н}} \approx 520$  в при питании от трехфазной сети 380/220 в и любом виде нагрузки.

Если нужно получить несколько большие напряжения, можно применить автотрансформатор на входе схемы. Для понижения же напряжения (а также переключения на другой номинал) наиболее целесообразно включить последовательно с выпрямителем и сетью балластный конденсатор, например бумажный, на котором погасится часть напряжения. В этом случае первая гармоника потребляемого тока будет иметь опережающий сдвиг по фазе относительно сетевого напряжения, и выпрямитель будет улучшать коэффициент мощности в сети (другие устройства потребляют ток, отстающий по фазе). Однако схема с балластным конденсатором имеет крутую внешнюю характеристику, что желательно при зарядке аккумуляторов и допустимо для потребителей, у которых в процессе работы мало меняется ток.

Двухтактные бестрансформаторные выпрямители (главным образом по схемам Латура и Греча) применяются в малоомощных работающих самостоятельно радиоустройствах (приемники, телевизоры, магнитофоны, проигрыватели, некоторые измерительные приборы), для заряда аккумуляторов (в частности питающих транзисторные приемники<sup>1</sup>) и для питания цепей магнитной фо-

<sup>1</sup> Для зарядки герметизированных малогабаритных аккумуляторных батарей низкого напряжения, применяемых в радиоприемниках карманного типа, наиболее часто используется бестрансформаторный полупроводниковый выпрямитель с балластным конденсатором, собранный по однофазной схеме с дополнительным обратным вентилем.

кусировки. При бестрансформаторном питании снижаются стоимость, вес и габариты установки, улучшаются ее к. п. д. и коэффициент мощности.

## § 5. ТРЕХПУЛЬСАЦИОННЫЕ И ЧЕТЫРЕХПУЛЬСАЦИОННЫЕ СХЕМЫ

### Трехпульсационные схемы

Трехфазная схема Миткевича является однократной однополупериодной схемой трехфазного питания. Эта схема обеспечивает симметричную нагрузку на трехфазную сеть и применяется главным образом в выпрямителях средней мощности (единицы — десятки киловатт) с ионными вентилями при нагрузке с индуктивной реакцией. Варианты схемы, отличающиеся способом соединения первичной обмотки трансформатора (треугольник либо звезда), приблизительно равноценны.

Трехфазная схема с индуктивным фильтром (рис. 16 и 17, б) описана в гл. III. К числу ее достоинств наряду с симметричной нагрузкой сети относится меньшая (по сравнению с одно- и двухпульсационными схемами) величина коэффициента пульсаций ( $k_{\text{п}} = 25\%$ ) и большая частота переменной составляющей выпрямленного напряжения ( $f_1 = 3f_c$ ). Коэффициент использования трансформатора сравнительно высок  $k_{\text{тр}} = 0,745$ .

Обратное напряжение на вентиле велико ( $G_0 = 2,09$ ), вследствие чего область применения схемы при имеющемся ассортименте ионных вентилях ограничивается выпрямленными напряжениями <sup>1</sup>  $U = 7 \div 8 \text{ кв}$ . Схема применяется с газотронами, тиратронами, а также с треханодным ртутным вентилем для питания анодных цепей генераторных и модуляторных ламп в радиопередатчиках и мощных усилителях, сеточных цепей мощных радиоламп, электромагнитов, заряда аккумуляторов <sup>2</sup> и т. д.

К недостаткам трехфазной схемы относится вынужденное намагничивание сердечника трансформатора. Этот недостаток устраняется при применении трехпульсационной схемы, в которой вторичная обмотка включена зигзагом (рис. 18, з). Правда, при этом несколько усложняется изготовление трансформатора, а, кроме того, коэффициент его использования по мощности уменьшается до  $k_{\text{тр}} = 0,685$ .

<sup>1</sup> Только при применении новейших типов газотронов и тиратронов, допускающих обратное напряжение до 20—30 кв, в этой схеме можно получить напряжение  $U = 10 \div 12 \text{ кв}$ .

<sup>2</sup> При этом в катодную цепь включают дроссель, обеспечивающий устойчивую работу ионных вентилях.

### Схема Скотта

Четырехпульсационные выпрямительные схемы относятся к сложным (рис. 42). В их состав входит схема Скотта, имеющая самостоятельное значение. Эта схема питается от трехфазной сети и служит для создания двух напряжений, находящихся в квадратуре, т. е. сдвинутых по фазе на  $90^\circ$ .

На рис. 46, а приведена четырехфазная параллельная схема выпрямления, питающаяся от схемы Скотта, состоящей из двух однофазных трансформаторов.

Трансформатор  $Tr_2$ , который называют высотным, подключен к средней точке  $O$  первичной обмотки базисного трансформатора  $Tr_1$ . Если к выводам  $abc$  подвести трехфазную сеть, то, как видно из векторной диаграммы (рис. 46, б), напряжения на первичных обмотках трансформаторов  $U_{Ob}$  и  $U_{ca}$  окажутся в квадратуре, причем

$$U_{Ob} = U_{ca} \sin 60^\circ = 0,867 U_{ca}. \quad (\text{VI-22})$$

Напряжения на вторичных обмотках на выходе схемы Скотта также будут сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ .

### Параллельные и последовательные четырехпульсационные схемы

Если соединить средние точки  $e$  и  $h$  вторичных обмоток трансформаторов (рис. 46, а), то образуется четырехфазная звезда (рис. 46, б). Для того чтобы получить четыре одинаковых по величине напряжения согласно формуле (VI-22), необходимо взять коэффициент трансформации базисного трансформатора  $n_1$  меньше, чем коэффициент трансформации высотного  $n_2$

$$n_1 = 0,867 n_2. \quad (\text{VI-23})$$

Четырехфазная параллельная схема (рис. 46, а) состоит из двух секций — параллельно включенных двухфазных выпрямителей, питаемых базисным и высотным трансформаторами (возможно также применение двух секций, собранных по схеме Греца или Латура). На стороне вторичных обмоток все соотношения для этой схемы могут быть определены по формулам для четырехфазной однотактной схемы  $m_{11} = 4$  (они указаны в табл. 6). Для нахождения расчетных соотношений в первичных обмотках на рис. 46, в приведены временные диаграммы токов и напряжений при индуктивном фильтре, в том числе токов  $i_1$  и  $i_1$ , соответственно в первичных обмотках высотного и базисного трансформаторов (кривая тока  $i_1$ , построе-

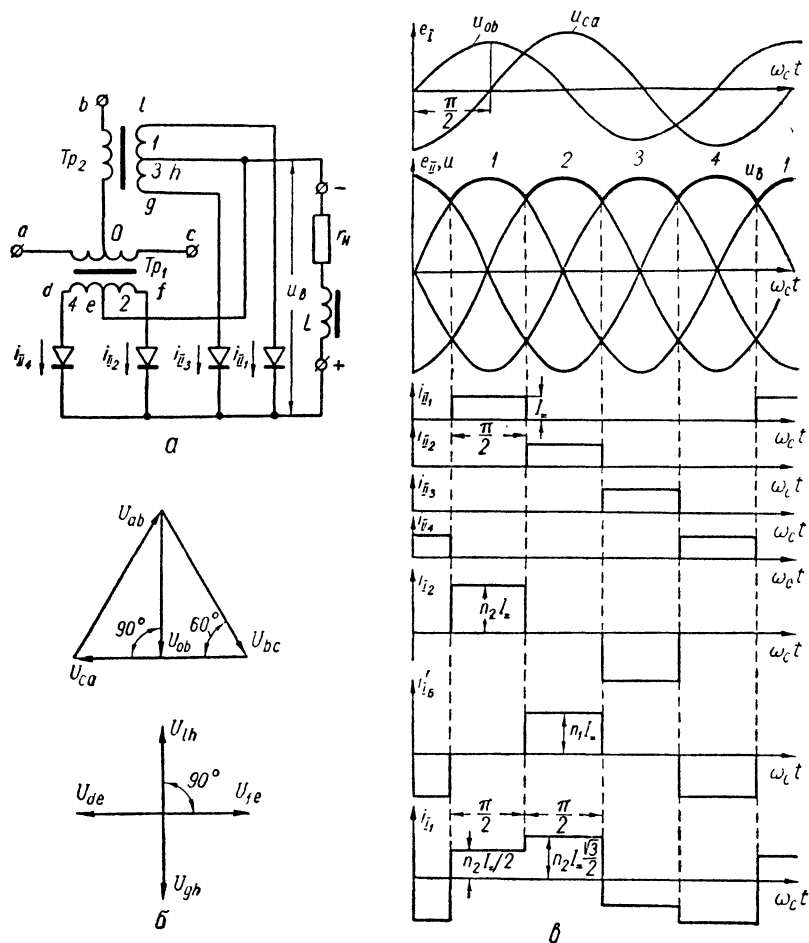


Рис. 46. Четырехфазная параллельная схема:

а — схема; б — векторные диаграммы; в — временные диаграммы токов и напряжений при нагрузке с индуктивной реакцией.

на с учетом составляющей  $i_{I1}^*$ , наведенной вторичной обмоткой, и тока  $i_{I1}$ ). Из расчета по формуле (II-32) видно, что действующие значения токов  $i_{I1}$  и  $i_{I2}$  равны. Следовательно, схема равномерно нагружает трехфазную сеть.

Типовые мощности трансформаторов отличаются только на 7% ( $P_{I1} = 0,714 P_{\Sigma}$ ,  $P_{I2} = 0,665 P_{\Sigma}$ ), поэтому можно применить одинаковые сердечники. Коэффициент использования трансформа-



торов по их суммарной мощности  $k_{тр.} = \frac{P}{P_{\tau_{с1}} + P_{\tau_{с2}}} = 0,725$  (на 3 % меньше, чем в однотактных схемах  $m_{11} = 2$  и 3).

Преимуществом четырехфазной схемы, по сравнению с двухфазной и трехфазной, является меньшая величина и большая частота пульсаций ( $k_{п1} = 13,3\%$ ,  $f_1 = 4f_c$ ). Поэтому для получения заданного коэффициента пульсаций напряжения на потребителе, при прочих равных условиях, с учетом формулы (V-11) потребуется Г-образный сглаживающий фильтр с произведением  $LC_1$  в 20 раз меньшим, чем при  $m_{11} = 2$  и в 3,3 раза меньшим, чем при  $m_{11} = 3$ . Для схемы нужны два однофазных трансформатора с одинаковыми вторичными обмотками, сердечниками, проводом первичной обмотки, но с разным числом витков первичной обмотки: у базисного трансформатора должно быть приблизительно на 15 % больше витков, чем у высотного. Схема применяется при наличии трехфазной сети и двуханодных кенотронных, газотронных или ртутных вентилях. Однако для четырехфазной схемы необходимо иметь четыре вентиля (или два двуханодных) при  $G_0 = 2,2$  (см. табл. 7), в то время как для двухфазной требуется только два ( $G_0 = 3,14$ ), а для трехфазной — три ( $G_0 = 2,09$ ). С двуханодными кенотронами схема может применяться и при нагрузке с емкостной реакцией. В этом случае она рассчитывается на основании соотношений гл. IV с учетом особенностей работы, изложенных в данном параграфе.

Если соединить выпрямительные секции, питаемые высотным и базисным трансформаторами, последовательно, то получится сложная четырехпульсационная последовательная схема ( $m_{п} = 4$ ). Наибольший интерес представляет мостовой вариант этой схемы, когда каждая секция выполнена по схеме Греча. В этом случае коэффициент обратного напряжения мал ( $G_0 = 0,785$  при индуктивном фильтре), коэффициент использования трансформатора высокий ( $k_{тр.} = 0,9$ ) и схема может быть применена с газотронами и тиратронами для получения высоких напряжений в радиопередатчиках. Схема может обеспечить одновременно четыре напряжения (25, 50, 75 и 100 %  $U_{\Sigma}$ ), что удобно при питании многокаскадных устройств, а также допускает ступенчатое повышение напряжения при включении. Однако в этой схеме необходимо иметь восемь вентилях и минимум шесть изолированных источников накала, а также применять мощные анодные однофазные трансформаторы.

## § 6. ШЕСТИФАЗНЫЕ СХЕМЫ

Шестифазные схемы питаются от трехфазной сети, которую нагружают равномерно. Эти схемы применяют в выпрямителях большой мощности при индуктивно-активной или активной нагруз-

ке. Простые и сложные параллельные шестифазные схемы содержат шесть вентилях с общей катодной точкой. В шестифазных схемах, в основном, шестианодные и одноанодные металлические ртутные вентили.

Периодичность выпрямленного напряжения  $m_n = 6$  значительно упрощает сглаживающий фильтр. По сравнению с трехфазной схемой амплитуда первой гармоники пульсаций в шестипульсационной схеме снижается в 4,4 раза ( $k_{n1}$  соответственно 25% и 5,7%) и, следовательно, во столько же раз уменьшается необходимый коэффициент сглаживания фильтра. Кроме того, вдвое возрастает частота первой гармоники  $f_1 = m_n f_c$  ( $m_n = 6$  по сравнению с  $m_n = 3$ ), что в соответствии с формулой (V-11) уменьшает необходимую величину произведения индуктивности дросселя фильтра  $L$  на емкость звена  $C_1$  еще в 4 раза. Следовательно, в итоге необходимая величина этого произведения меньше почти в 18 раз, что существенно снижает габариты, вес и стоимость фильтра. По сравнению же с двухпульсационными схемами ( $m_n = 2$ ) получается выигрыш в 106 раз.

### Схема треугольник — шестифазная звезда

Простая шестифазная схема является частным случаем рассмотренной в гл. II — IV однотактной  $m$ -фазной схемы при  $m_{II} = m_n = 6$ . На рис. 47, а показана схема треугольник — шестифазная звезда, а на рис. 47, б — временные диаграммы токов и напряжений в ней. Ток каждой из фаз, соединенной треугольником первичной обмотки, например фазы 1, как и в других двухполупериодных схемах, определяется токами двух фаз вторичной обмотки, расположенных на том же стержне трансформатора (токи  $i_{II_1}$  и  $i_{II_4}$  на рис. 47, б). Так как токи  $i_{II_1}$  и  $i_{II_4}$  имеют встречное направление, то создаваемый ими суммарный магнитный поток будет переменным и ток  $i_{I_1}$  определяется по формуле, аналогичной соотношению (II-60)

$$i_{I_1} = n(i_{II_1} - i_{II_4}). \quad (\text{VI-24})$$

Ток в соседней фазе 2 первичной обмотки  $i_{I_2}$  отличается только фазовым сдвигом на  $120^\circ$ , а линейный ток определяется как разность токов двух соседних фаз

$$i_{I_2} = i_{I_1} - i_{I_6}.$$

Вынужденное намагничивание сердечника отсутствует. Расчетные мощности обмоток и трансформатора в целом приведены в табл. 10. Коэффициент использования трансформатора низкий ( $k_{тр} = 0,65$ ), обратное напряжение велико ( $G_0 = 2,09$  в табл. 9), поэтому схему применяют редко.

Действующее значение линейного тока  $i_L$  (рис. 47, б) найдем, сопоставляя его (см. § 4 гл. II), например, с током  $i_{II}$  в фазе вторичной обмотки трехфазного выпрямителя (рис. 17, б)

$$I_{L_0} = n \sqrt{2} I_{II_0} = n I_{\Sigma} \sqrt{\frac{2}{3}}, \quad (VI-25)$$

где использовано выражение (III-1) при  $m_{II} = 3$ .

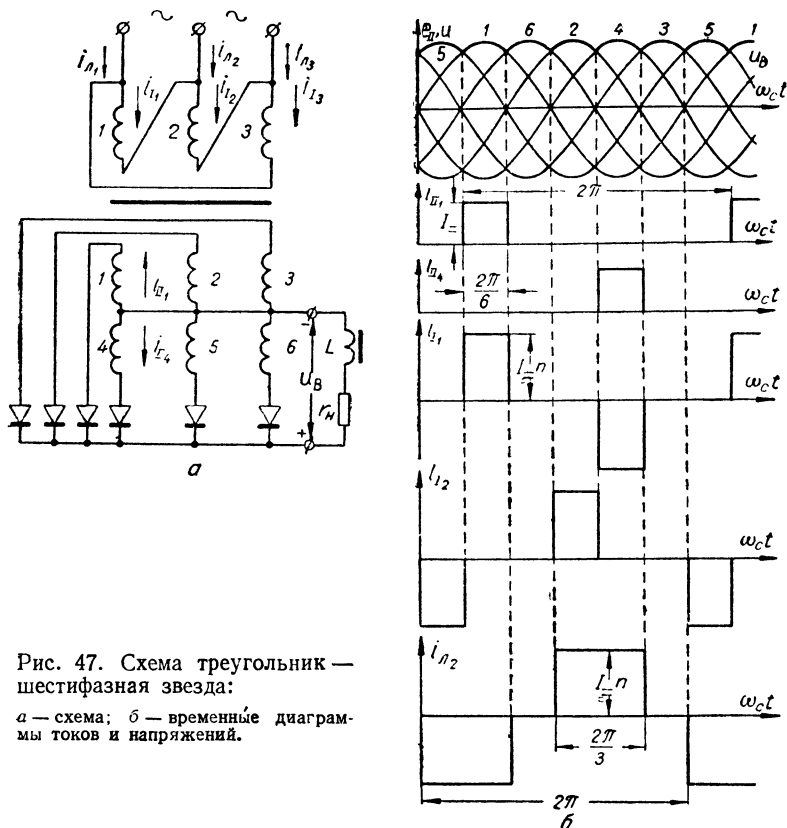


Рис. 47. Схема треугольник — шестифазная звезда:

а — схема; б — временные диаграммы токов и напряжений.

Кажущуюся мощность в линии определим с учетом формул (VI-25), (II-53), (II-19) и табл. 9

$$P_{L_0} = \sqrt{3} I_{L_0} E_1 \approx 1,05 P_{\Sigma}. \quad (VI-26)$$

В то же время согласно данным табл. 10 кажущаяся (расчетная) мощность для первичной обмотки трансформатора в рассматриваемом случае  $P_{I_0} = 1,28 P_{\Sigma}$ , т. е. превышает мощность  $P_{L_0}$  в  $\sqrt{1,5} \approx 1,22$  раза. Уменьшение мощности  $P_{L_0}$  по сравнению с  $P_{I_0}$  является достоинством схемы, так как при этом снижается необходимое сечение проводов линии, которое выбирается по величине  $I_L$ .

## Схема звезда — шестифазная звезда

В варианте простой шестифазной схемы звезда — шестифазная звезда (рис. 48, а), как и в трехфазной схеме звезда — звезда, работа одной из фаз вторичной обмотки вызывает прохождение

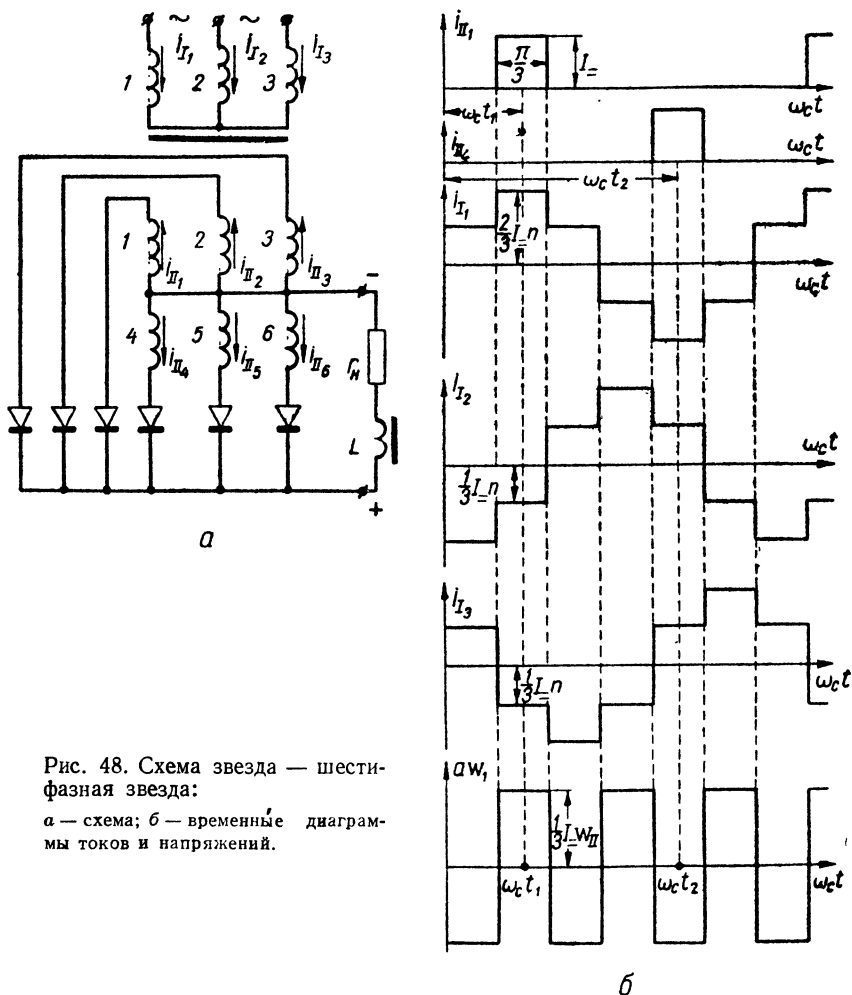


Рис. 48. Схема звезда — шести-  
фазная звезда:

а — схема; б — временные диаграм-  
мы токов и напряжений.

тока во всех трех фазах первичной обмотки. Поэтому, несмотря на то, что формы кривых токов в фазах вторичной обмотки, показанные на рис. 48, б, будут такими же как в варианте соединения первичной обмотки треугольником (рис. 47, б), формы

кривых токов в первичной обмотке получаются другими. В этом случае кривую тока в первичной обмотке нельзя построить на основании формулы (VI-24).

Для определения тока  $i_1$  составляем уравнения Кирхгофа для магнитных потоков по замкнутым путям в сердечнике трансформатора. В соответствии с теорией трансформаторов в любой момент (например, в точке  $\omega_c t_1$  на рис. 48, б) сумма ампер-витков всех размещенных на замкнутом сердечнике обмоток должна быть равна ампер-виткам намагничивания. Пренебрегая, как и ранее, током намагничивания, будем считать ампер-витки намагничивания равными нулю. Выбрав замкнутый путь по первому и второму стержням сердечника, получим

$$i_{II_1}\omega_{II} - i_{I_1}\omega_I + i_{I_2}\omega_I = I_{\Sigma}\omega_{II} - \omega_I(i_{I_1} - i_{I_2}) = 0, \quad (\text{VI-27})$$

где  $\omega_I$  и  $\omega_{II}$  — числа витков первичной и вторичной обмоток. В выражении (VI-27) учтено, что для точки  $\omega_c t_1$ :  $i_{II_1} = I_{\Sigma}$ ;  $i_{II_2} = i_{II_3} = i_{II_4} = i_{II_5} = i_{II_6} = 0$ . На основании формулы (II-53)  $\omega_{II} = n\omega_I$ ; поэтому перепишем уравнение (VI-27) в виде

$$i_{I_1} - i_{I_2} = nI_{\Sigma}. \quad (\text{VI-28})$$

Составив аналогичное выражение для замкнутого пути по второму и третьему стержням, получим еще одно уравнение

$$i_{I_2} = i_{I_3}. \quad (\text{VI-29})$$

Третье уравнение запишем с учетом того, что сумма токов в узле равна нулю

$$i_{I_1} + i_{I_2} + i_{I_3} = 0. \quad (\text{VI-30})$$

Решив систему уравнений (VI-28), (VI-29), (VI-30), находим мгновенные значения токов в фазах первичной обмотки для точки  $\omega_c t_1$

$$i_{I_1} = \frac{2}{3}nI_{\Sigma}; \quad i_{I_2} = i_{I_3} = -\frac{1}{3}nI_{\Sigma}.$$

Такие величины токов сохраняются, как показано на рис. 48, б, в пределах интервала  $\frac{\pi}{3}$ , пока работает первая фаза вторичной обмотки.

Величины токов для других моментов определяются аналогично. Например, при  $\omega_c t_2$ , когда работает четвертая фаза вторичной обмотки, расположенная также на первом стержне, получим те же значения, но с обратными знаками

$$i_{I_1} = -\frac{2}{3}nI_{\Sigma}; \quad i_{I_2} = i_{I_3} = \frac{1}{3}nI_{\Sigma}.$$

Значения токов на участках, соответствующих работе фаз вторичной обмотки, расположенных на других стержнях, можно получить круговой перестановкой индексов. Построенные таким образом кривые токов в фазах первичной обмотки, отличающиеся только фазовым сдвигом на  $120^\circ$ , показаны на рис. 46, б. Действующее значение тока  $i_1$  находим согласно формуле (II-32), интегрируя за полпериода

$$I_{1_0} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left( \frac{2}{3} I_{=n} \right)^2 d\omega_c t + 2 \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left( \frac{1}{3} I_{=n} \right)^2 d\omega_c t \right]} = 0,47 I_{=n}. \quad (\text{VI-31})$$

Действующее значение  $I_{1_0}$  такое же как в трехфазной схеме (табл. 10), что следует и из сопоставления форм кривых токов на рис. 17, б и 48, б.

Определив в соответствии с формулами (II-68), (VI-31) и табл. 9 расчетную мощность первичной обмотки

$$P_{1_0} = 3 \frac{0,74 U}{n} = 0,47 I_{=n} = 1,047 P_{=}, \quad (\text{VI-32})$$

находим с учетом формул (II-73), (II-74) и табл. 10 типовую мощность трансформатора  $P_{\tau_0} = 1,43 P_{=}$  и коэффициент его использования  $k_{\text{тр}_0} = 0,7$ . Полученное значение превышает коэффициент использования  $k_{\text{тр}_0} = 0,65$  для варианта соединения первичной обмотки треугольником (см. табл. 10). Однако этот выигрыш кажущийся, так как в отличие от схемы треугольник — шести-фазная звезда в схеме звезда — шести-фазная звезда возникает вынужденное намагничивание трансформатора.

Временная диаграмма неуравновешенных ампер-витков вынужденного намагничивания на первом стержне трансформатора  $\omega \omega_1$  построена на рис. 48, б. Поток вынужденного намагничивания в данной схеме получается переменный (он создается магнитодвижущей силой с амплитудой  $\frac{1}{3} I_{=\omega_1}$  и частотой  $3f_c$ ), вызывающий дополнительные потери в стали и увеличение наклона внешней характеристики. Поэтому схема звезда — шести-фазная звезда, как правило, не применяется.

Следует отметить, что кривая тока  $i_1$ , построенная на рис. 48, б, характерна для схемы при относительно небольших нагрузках, так как при больших токах вынужденный поток изменяет работу выпрямителя. В этом случае, вследствие переменного магнитного потока вынужденного намагничивания, в фазах вторичной обмотки наводятся дополнительные э. д. с. В результате получается параллельная работа двух фаз (1 и 6, 6 и 2 и т. п.) и схема работает подобно схеме с уравнильным реактором (рис. 49, б).

## Схемы звезда — двойной зигзаг и Кюблера

Для устранения вынужденного намагничивания в схеме звезда — шестифазная звезда иногда вторичную обмотку соединяют по схеме двойной зигзаг. Такая шестипульсационная схема выпрямителя: звезда — двойной зигзаг, в которой сохраняется повышенный коэффициент использования трансформатора  $k_{тр} = 0,7$ , показана на рис. 49, а.

На рис. 49, б приведена схема Кюблера с уравнивающим реактором (разделяющим дросселем), а на рис. 49, в — ее внешняя характеристика. Трансформатор в этой шестифазной

схеме, относящейся к сложным параллельным, имеет специальную конструкцию, как и в схеме Вологодина (§ 7). При очень малых токах  $I =$  роль дросселя  $L_{ур}$ , к средней точке которого подключено нагрузочное сопротивление, мала и схема подобна простой шестифазной (участок 1 внешней характеристики). При некотором (критическом) значении выпрямленного тока  $I_{кр}$ , обычно равном 0,5—1%  $I_{ном}$ , в результате влияния дросселя  $L_{ур}$  в каждый момент работают параллельно две фазы вторичной обмотки (1 и 6, 6 и 2 и т. д.). В этом случае получается параллельная работа двух трехфазных выпрямителей на общую нагрузку (участок 2 внешней характеристики). Ввиду сдвига фаз пульсации напряжения  $U_B$  получаются с периодичностью  $m_n = 6$ .

Коэффициент использования трансформатора в схеме довольно высокий:  $k_{тр} = 0,79$ , вынужденное намагничивание отсутствует. Однако необходимо

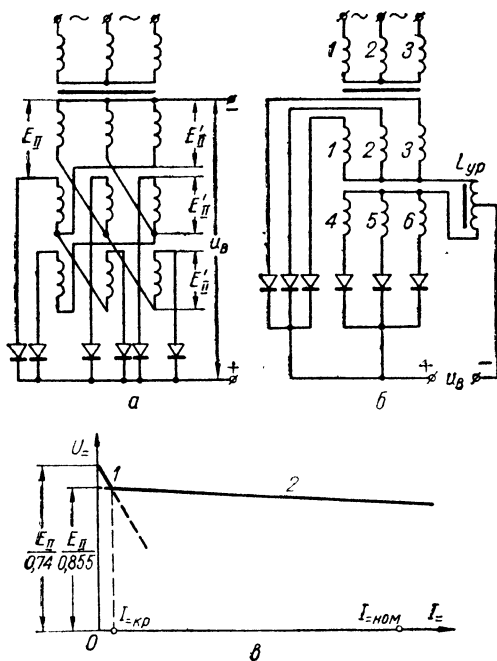


Рис. 49. Шестипульсационные схемы:

а — простая с двойным зигзагом; б — сложная параллельная с уравнивающим реактором; в — внешняя характеристика для схемы б.

дополнительный элемент — уравнивающий реактор с расчетной мощностью  $0,07P =$  (в пересчете на типовую мощность эквивалентного трансформатора). Внешняя характеристика на рабочем участке (2 на рис. 49, в) проходит очень полого. Поэтому схему Кюблера можно применять для получения больших выпрямленных токов, а также в случае, когда величина  $r_n$  переменная. Основные расчетные соотношения для схемы Кюблера, так же как и для схемы звезда — двойной зигзаг, приведены в табл. 13. Схему с уравнивающим реактором применяют в ртутных выпрямителях для получения токов в сотни и тысячи ампер, например, для питания дуговых ламп в киносьемочных ателее киностудий.

Шестифазные схемы характерны для преобразовательной техники сильных токов, например выпрямителей для электрического транспорта, и относительно редко применяются для питания радиоустройств (только на некоторых мощных радиостанциях). Это же относится к многопульсационным схемам с периодичностью больше шести ( $m_n = 12; 18; 24$ ).

### Многопульсационные схемы

Такие сложные схемы получают путем последовательного и параллельного соединения одноктных и двухтактных трехфазных выпрямительных секций при соответствующем фазовом сдвиге; этот сдвиг получают, соединяя в отдельных секциях первичную обмотку звездой или треугольником, а вторичную — звездой, треугольником или зигзагом.

Например, в сложной двенадцатипульсационной последовательной схеме соединяются последовательно две двухтактные секции, собранные по схеме Ларионова (§ 8) и питающиеся от одной первичной обмотки. В одной из них вторичная обмотка соединена звездой (как на рис. 51, б), а во второй — треугольником (как на рис. 52, а), чем достигается сдвиг в  $30^\circ$  (на частоте  $f_c$ ) для переменных составляющих выпрямленных напряжений. В результате, при сложении этих выпрямленных напряжений с периодичностью  $m_n = 6$  у каждого, на выходе получают напряжение с  $m_n = 12$ , т. е. схема двенадцатипульсационная. В этой схеме получается малый коэффициент обратного напряжения  $G_0 \approx 0,52$ .

Выпрямленное напряжение с периодичностью  $m_n = 12$  получается также в сложной параллельной двенадцатифазной схеме (при использовании двух трансформаторов звезда — шестифазная звезда и треугольник — шестифазная звезда, нулевые точки вторичных обмоток которых соединены вместе). В двенадцатипульсационных схемах согласно формуле (II-31) и табл. 6 сень мала переменная составляющая выпрямленного напряжения  $k_{n1} = 1,4\%$ .

## § 7. СХЕМА ВОЛОГДИНА

При электропитании радиоустройств иногда применяется сложная шестифазная последовательная схема, которая состоит из двух последовательно соединенных одноктных трехфазных секций. Она разработана в 1921 г. В. П. Вологдиным.

В схеме Вологодина (рис. 50, а), как и в схеме с уравнивающим реактором (рис. 49, б), применяется трансформатор специальной конструкции, вторичная обмотка которого состоит из двух противофазных звезд. Трехфазная выпрямительная секция, собранная на фазах вторичной обмотки 1, 2, 3, развивает на выходе напряжение  $u_{B_1}$  (рис. 50, а, б). Вторая трехфазная секция (фазы 4, 5, 6) дает напряжение  $u_{B_2}$ , которое складывается с  $u_{B_1}$ , так что выпрямленное напряжение схемы

$$u_B = u_{B_1} + u_{B_2}. \quad (\text{VI-33})$$



При этом каждая трехфазная секция имеет (без учета потерь) среднее значение выпрямленного напряжения (см. табл. 9)

$$U_{=0_1} = U_{=0_2} = \frac{E_{II}}{B_0} = 1,17E_{II}. \quad (VI-34)$$

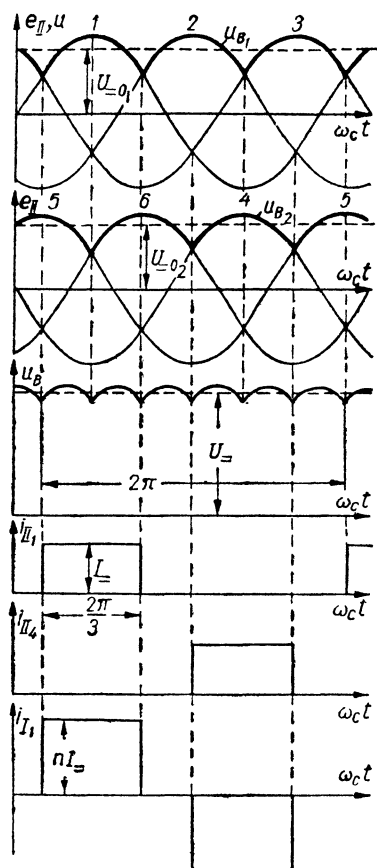
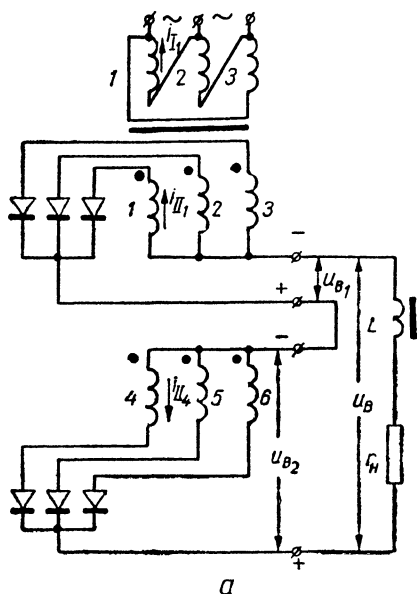


Рис. 50. Сложная последовательная схема Вологодина:

а — схема; б — временные диаграммы токов и напряжений.

б

Среднее значение выпрямленного напряжения всей схемы

$$U_{=0} = U_{=0_1} + U_{=0_2} = 2,34E_{II}. \quad (VI-35)$$

Таким образом, коэффициент фазной э. д. с. согласно формуле (II-19) для схемы Вологодина

$$B_0 = \frac{E_{II}}{U_{=0}} = \frac{1}{2,34} = 0,427. \quad (VI-36)$$

Обратное напряжение на вентиле (в каждой из секций) определяется как для однотактной трехфазной схемы (табл. 9)

$$U_{m\text{ об}} = G_0 U_{=1.} = 2,094 U_{=1.}, \quad (\text{VI-37})$$

а с учетом (VI-35)

$$U_{m\text{ об}} = 1,047 U_{=0}, \quad (\text{VI-38})$$

т. е. для схемы Вологодина  $G_0 = 1,047 \approx 1,05$ .

Такое малое значение  $G_0$  позволяет использовать эту схему для получения высоких выпрямленных напряжений. Однако схема применяется в настоящее время относительно редко и только с двумя треханодными стеклянными ртутными вентилями; так как эти вентили выпускаются с  $U_{\text{об. доп}}$  до 15 кВ, выпрямленное напряжение  $U_{=}$  может достигать 12—14 кВ.

На рис. 50, б, в соответствии с равенством (VI-33), построена кривая выпрямленного напряжения  $u_{B.}$  Вследствие сдвига фаз между переменными составляющими напряжений  $u_{B_1}$  и  $u_{B_2}$  при сложении этих напряжений первые гармоники ( $k_{n1} = 25\%$ ,  $f_1 = 3f_c$ ) компенсируются. В результате получается напряжение такой же формы, как на выходе шестифазной схемы (коэффициент пульсаций для первой гармоники  $k_{n1} = 5,7\%$ , частота первой гармоники  $f_1 = 6f_c$ ), что позволяет значительно упростить сглаживающий фильтр. Отметим, что если по ошибке соединить в общую точку не концы, а начала фаз 1, 2, 3 (рис. 50, а), то постоянная составляющая выпрямленного напряжения  $U_{=}$  по величине не изменится, а переменная составляющая резко увеличится ( $k_{n1}$  возрастет до 25%) и ее первая гармоника будет иметь частоту  $3f_c$ , так как схема станет трехпульсационной.

На рис. 50, б показаны временные диаграммы токов в двух фазах вторичной обмотки (1 и 4), расположенных на одном стержне с фазой 1 первичной обмотки, и тока в этой фазе. Как и в двухполупериодных схемах, ток  $i_1$  определяется выражением (VI-24), так как токи  $i_{11.}$  и  $i_{14.}$  протекают во встречных направлениях и постоянные составляющие их магнитных потоков в сердечнике компенсируются. Вынужденное намагничивание в схеме не возникает.

Так как токи в фазах вторичной обмотки такие же как в трехфазной схеме ( $m_{11} = 3$ ), их действующее значение (см. табл. 9)  $I_{11.} = 0,58 I_{=}$  (при этом  $D_0 = 1,73$ ).

Действующее значение тока  $i_1$  находим с учетом коэффициента трансформации  $n$  и наличия двух импульсов за период (см. § 4 гл. II)

$$I_1 = n \sqrt{2} I_{11.} = 0,82 n I_{=}. \quad (\text{VI-39})$$

С учетом формул (II-62), (II-68), (II-73), (II-67), (II-71), (II-74), (VI-36), (VI-39) находим расчетные мощности обмоток и трансформатора в целом, а также коэффициенты использования:

$$P_{II_0} = 6 \cdot U_{=0,427} \cdot 0,58I_{=} = 1,49P_{=}; \quad k_{II_0} = 0,67; \quad (VI-40)$$

$$P_{I_0} = 3 \frac{U_{=0,427}}{n} 0,82nI_{=} = 1,05P_{=}; \quad k_{I_0} = 0,953; \quad (VI-41)$$

$$P_{T_0} = 1,27P_{=}; \quad k_{T_0} = 0,79. \quad (VI-42)$$

Таким образом, трансформатор в данной схеме используется хорошо: коэффициент использования такой же, как в схеме Кюбера (§ 6).

К числу недостатков схемы Вологодина, кроме необходимости иметь трансформатор специальной конструкции, относится наличие двух разделенных катодных точек, что усложняет вспомогательные (возбуждение и пуск) цепи ртутных вентилях.

Достоинствами этой шестипульсационной схемы являются малое обратное напряжение и возможность получения, кроме напряжения  $U_{=}$ , еще половинного  $\frac{1}{2}U_{=}$ , что может быть использовано при компоновке схем электропитания.

## § 8. СХЕМА ЛАРИОНОВА

### Соединение вторичной обмотки звездой

Эта схема предложена в 1923 г. А. Н. Ларионовым. В схеме Ларионова (рис. 51, а), как и в схеме Вологодина, последовательно соединены две трехфазные выпрямительные секции, одна из которых собрана на вентилях 1, 2, 3 и развивает выпрямленное напряжение  $u_{B_1}$ , вторая — на вентилях 4, 5, 6 с выпрямленным напряжением  $u_{B_2}$ . В отличие от схемы Вологодина обе вентильные группы используют одну и ту же трехфазную вторичную обмотку трансформатора. Поэтому схема является двухтактной (мостовой) трехфазного питания.

Вентили 1, 2, 3, подключенные к фазам трансформатора анодами и имеющие общую катодную точку, образуют катодную группу вентилях, так что минус выпрямленного напряжения  $u_{B_1}$  приложен к нулевому выводу трансформатора. Вентили 4, 5, 6, подключенные к тем же фазам трансформатора катодами, имеют общую анодную точку и образуют анодную группу вентилях. В виду этого к средней точке вторичной обмотки трансформатора приложен плюс выпрямленного напряжения  $u_{B_2}$  (рис. 51, а и рис. 10, а и б). Поэтому напряжения  $u_{B_1}$  и  $u_{B_2}$ , которые являю-

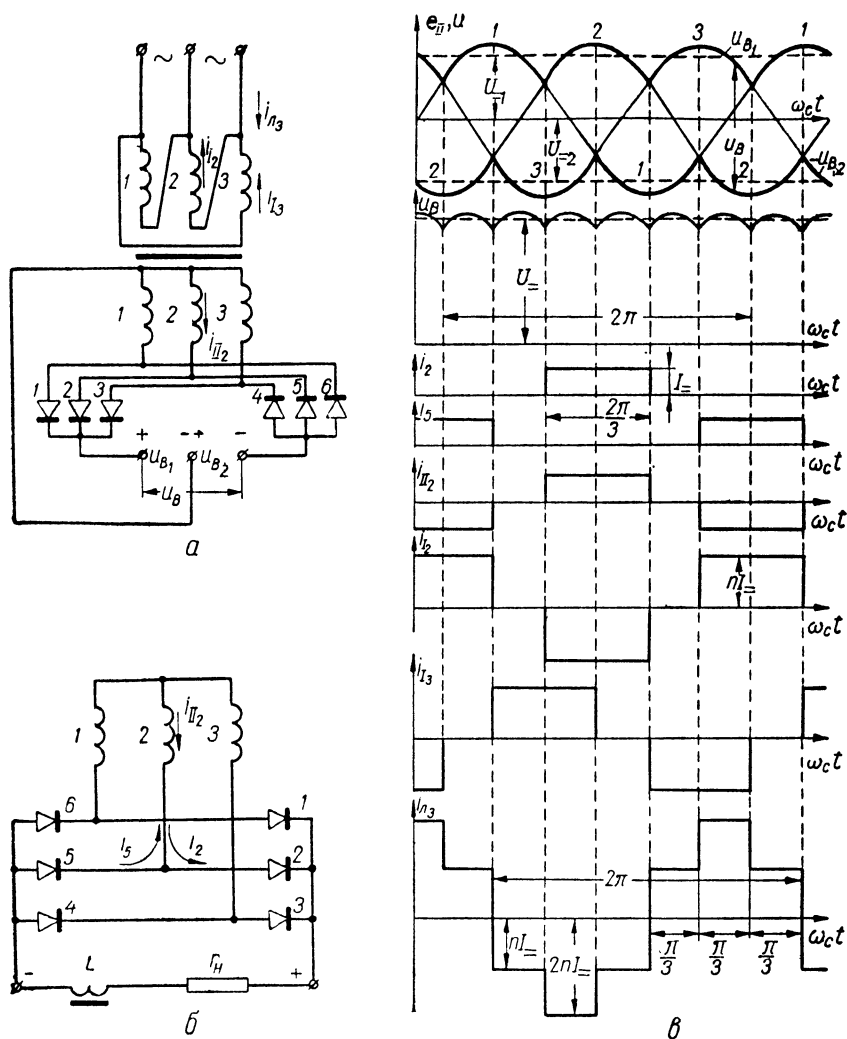


Рис. 51. Двухтактная схема Ларионова треугольник—звезда:

*a* — с выведенной средней точкой вторичной обмотки трансформатора; *б* — без вывода средней точки; *в* — временные диаграммы токов и напряжений.

тся соответственно верхней и нижней огибающими фазных э. д. с. (рис. 49, в), складываются, создавая выпрямленное напряжение схемы  $u_B$ .

Схема Ларионова, питающаяся от трехфазной сети и требующая шесть вентилях, обычно применяется в выпрямителях сред-

ней и большой мощности. В ней для получения высокого напряжения часто используются ионные одноанодные вентили (газотроны, тиратроны, реже игнитроны) при нагрузке с индуктивной реакцией. Как видно из рис. 51, а, в схеме необходимо иметь не менее четырех катодных точек, а значит не менее четырех изолированных источников накала, например для газотронов или тиратронов, что является ее единственным недостатком.

В качестве источника накала может быть использован трансформатор с четырьмя вторичными обмотками либо шесть стандартных накальных трансформаторов. В первом случае установка получится более компактной, а во втором — упрощаются конструкция трансформаторов, регулировка напряжения накала и резервирование, так как достаточно иметь один запасный накальный трансформатор упрощенной конструкции для замены на случай повреждения одного из рабочих.

В схеме Ларионова часто применяются также полупроводниковые вентили. Тогда четыре разделенных катодных точки не являются ее недостатком при естественном или принудительном воздушном охлаждении вентилях. Однако в случае водоохлаждения (для очень мощных полупроводниковых вентилях) это обстоятельство может усложнить конструкцию коммуникаций охлаждения, в частности при металлических радиаторах, соединенных с катодами.

Так как выпрямленное напряжение  $u_B$  на выходе схемы представляет собой, как и в схеме Вологодина, сумму  $u_{B_1}$  и  $u_{B_2}$  (рис. 51, в), то будут справедливы соотношения (VI-33) — (VI-38). В частности, для схемы Ларионова при нагрузке с индуктивной реакцией коэффициент фазной э. д. с.  $B_0 = \frac{E_{11}}{U_0} = 0,427$ , а коэффициент обратного напряжения  $G_0 = 1,05$ .

Выведенная средняя точка вторичной обмотки (рис. 51, а) позволяет наряду с полным напряжением  $U_-$  получить и половинное напряжение  $\frac{1}{2} U_-$ . Если, например, напряжение  $U_-$  используется для питания анодных цепей выходного каскада передатчика, то для уменьшения числа выпрямителей в схеме половинное напряжение может быть применено для анодного питания промежуточных каскадов меньшей мощности, а также экранных сеток. Если получение половинного напряжения не требуется, то в схеме можно применить трансформатор, вторичная обмотка которого соединена звездой без вывода средней точки (рис. 51, б) либо треугольником (рис. 52).

Переменная составляющая выпрямленного напряжения (рис. 51, в), как и в схеме Вологодина, имеет шесть пульсаций за период, т. е. схема Ларионова шестипульсационная ( $k_{п1} = 5,7\%$ ,

$f_1 = 6f_c$ ), так как напряжения  $u_{B_1}$  и  $u_{B_2}$  сдвинуты по фазе. Напряжение  $u_{B_2}$ , как показано на рис. 51, в, определяется нижней огибающей э. д. с. фаз вторичной обмотки, так как для анодной группы вентиля (4, 5, 6) прямой полярностью э. д. с. является та, которая для катодной группы вентиля (1, 2, 3) обратная.

К каждой фазе вторичной обмотки подключены два вентиля, например, к фазе 2 — вентили 2 и 5. На рис. 51, в построены временные диаграммы токов этих вентилях  $i_2$  и  $i_5$ , а также тока  $i_{11_2}$ . Этот ток равен разности токов вентилях  $i_{11_2} = i_2 - i_5$ , так как они протекают через обмотку во встречных направлениях (рис. 51, б). Ток  $i_2$  через вентиль 2 протекает в течение той трети периода  $T_c$ , когда фаза 2, к которой подключен анодом этот вентиль, имеет самый положительный потенциал. Вначале (в течение одной шестой части периода) этот ток после прохождения через нагрузочное сопротивление замыкается через вентиль 4, который подключен катодом к фазе, имеющей самый отрицательный в рассматриваемый отрезок времени потенциал. Затем, потенциал фазы 2 продолжает оставаться самым положительным и ток по-прежнему протекает через вентиль 2, но самым отрицательным становится потенциал фазы 1 и этот ток замыкается через вентиль 6. Ток в схеме проходит под действием наибольшего в данный момент мгновенного значения линейного напряжения вторичной обмотки, равного  $u_B$  (рис. 51, в). Так как в любой момент времени ток в схеме проходит последовательно через две фазы вторичной обмотки трансформатора и два вентиля (плеча), сопротивление  $r$  подсчитывается по формуле

$$r = 2(r_{тр} + r_{пр}). \quad (VI-43)$$

Поскольку ток в фазе вторичной обмотки  $i_{11_2}$  переменный (в нем отсутствует постоянная составляющая), то, как и в других двухтактных схемах, ток в соответствующей фазе первичной обмотки  $i_{1_2}$  определяется по формуле (VI-1). В соответствии с выражением (VI-2) расчетные мощности обмоток одинаковы. Вынужденное намагничивание отсутствует.

На рис. 51, в показаны также ток  $i_{1_2}$ , отличающийся от  $i_{1_1}$  только сдвигом на  $120^\circ$ , и ток в линейном проводе, равный их разности  $i_{л_2} = i_{1_2} - i_{1_1}$ .

Действующее значение тока вентиля, совпадающего по форме с током в фазе вторичной обмотки однофазного трехфазного выпрямителя (рис. 17, б),  $I_{B_2} = 0,58I_{\Sigma}$ . Для схемы Ларионова действующее значение тока в фазе вторичной обмотки, отличающегося от тока вентиля двумя импульсами за период вместо одного,  $I_{11_2} = I_{B_2} \sqrt{2} = 0,82I_{\Sigma}$  (см. § 4 гл. II).

Действующее значение тока в первичной обмотке  $I_{I_1}$  с учетом формулы (VI-1) отличается от  $I_{II_1}$  в  $n$  раз

$$I_{I_1} = nI_{II_1} = 0,82nI_{\Sigma}. \quad (\text{VI-44})$$

Действующее значение линейного тока находим по форме его кривой (рис. 51, в), в соответствии с формулой (II-32), интегрируя за полпериода

$$I_{\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{\Sigma}^2 d\omega_c t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ 2 \int_0^{\frac{\pi}{3}} (I_{\Sigma} n)^2 d\omega_c t + \int_0^{\frac{\pi}{3}} (2I_{\Sigma} n)^2 d\omega_c t \right]} = I_{\Sigma} n \sqrt{2}. \quad (\text{VI-45})$$

Определим типовую мощность трансформатора с учетом формул (VI-2), (II-62), (VI-36), (VI-44), (II-74)

$$P_{T_0} = P_{II_0} = 3 \cdot 0,427U_{\Sigma} \cdot 0,82I_{\Sigma} = 1,05P_{\Sigma} \quad (\text{VI-46})$$

и коэффициент его использования  $k_{\text{тр}_0} = 0,953$ .

Такой высокий коэффициент использования (лучший чем во всех других схемах) является большим преимуществом схемы Ларионова. К преимуществам схемы также относятся: пригодность стандартного трехфазного трансформатора с любым соединением обмоток, возможность использования половинного напряжения при выводе средней точки вторичной обмотки, получение шести пульсаций за период, малая величина обратного напряжения на вентиле ( $G_0 = 1,05$ ), позволяющая получать в газотронных и тиратронных выпрямителях напряжение до 15—25 кВ.

Необходимо иметь в виду, что при использовании половинного напряжения  $\frac{1}{2}U_{\Sigma}$  фильтр в этой цепи должен быть рассчитан на сглаживание пульсаций с периодичностью  $m_{\Sigma} = 3$  ( $k_{\Sigma 1} = 25\%$  при  $f_1 = 3f_c$ ). Кроме того, токи цепи половинного напряжения дополнительно нагружают свою группу вентилях, а также вызывают, как в однотактной трехфазной схеме, вынужденное намагничивание сердечника трансформатора. Поэтому желательно, чтобы выпрямленный ток в цепи полного напряжения был заметно больше, чем в цепи половинного.

### Соединение вторичной обмотки треугольником

Схема Ларионова при соединении вторичной обмотки треугольником показана на рис. 52, а. Ток в схеме в каждый момент проходит под действием наибольшей по абсолютной величине линейной э. д. с. вторичной обмотки. Например, в момент  $t_1$

(точка  $\omega_c t_1$  на рис. 52, б) наибольшим является мгновенное значение э. д. с.  $e_{лп1} = e_{ac}$  между точками  $a$  и  $c$ , причем плюс приложен к точке  $a$ . Такое положение сохраняется в течение  $\frac{1}{6}$  час-

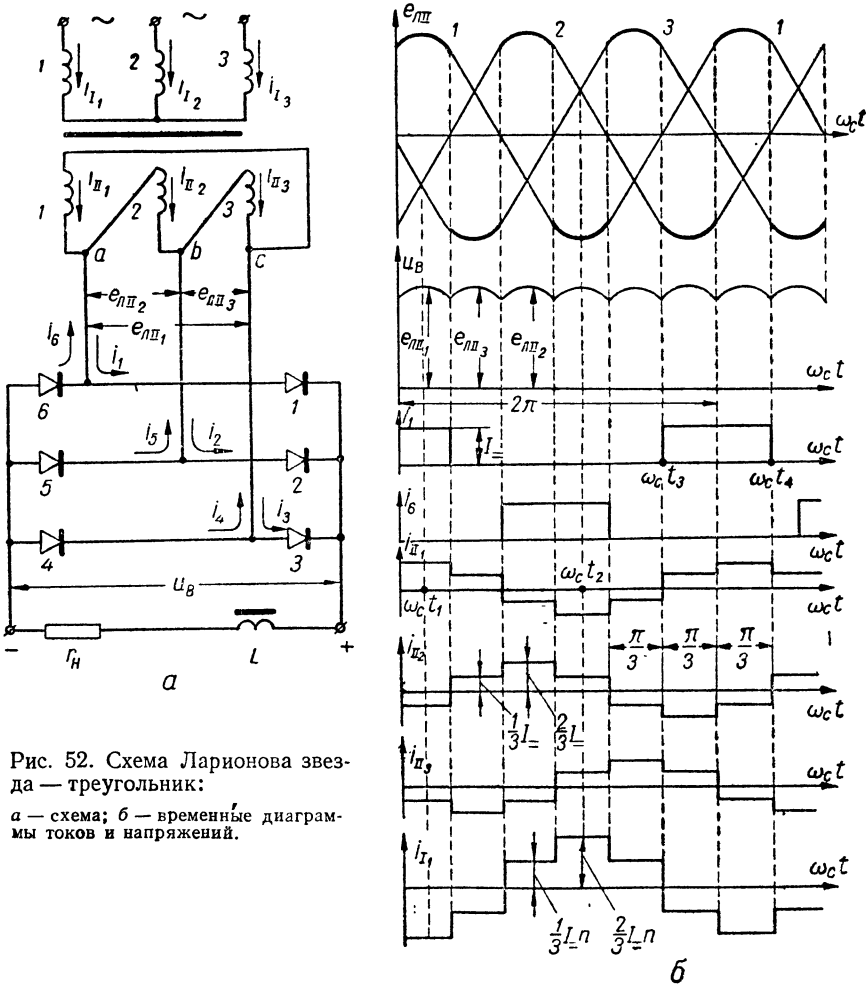


Рис. 52. Схема Ларионова звезда — треугольник:

$a$  — схема;  $б$  — временные диаграммы токов и напряжений.

ти периода напряжения сети  $T_c$ , а затем наибольшей становится э. д. с.  $e_{лп1} = e_{bc}$  и т. д. Рабочие участки э. д. с.  $e_{лп}$  на рис. 52, б выделены жирной линией.

Ток  $i_1$  через вентиль 1, подключенный анодом к точке  $a$  (рис. 52, а), проходит в течение  $\frac{1}{3}$  части периода  $T_c$ , когда эта



точка имеет самый положительный потенциал (например, от  $\omega_c t_3$  до  $\omega_c t_4$ ). Через полпериода  $\frac{T_c}{2}$  ( $\pi$  радиан на временных диаграммах рис. 52, б) после  $\omega_c t_1$  (при фазовом угле  $\omega_c t_2$ ) линейная э. д. с.  $e_{лп}$ , опять наибольшая по величине, но к точке *a* приложен уже минус и проходит ток  $i_6$  через вентиль 6, подключенный к этой точке катодом.

Отметим, что, как и в варианте соединения вторичной обмотки звездой, ток  $i_1$  (после прохождения через нагрузочное сопротивление) в течение интервала  $\frac{T_c}{6}$  замыкается через вентиль 5, а затем (также в течение  $\frac{1}{6}$  части периода) — через вентиль 4. Таким образом, форма и величина тока вентиля одинаковы при соединении вторичной обмотки звездой или треугольником.

Выпрямленное напряжение  $u_B$  равно наибольшему по абсолютной величине мгновенному значению линейной э. д. с. вторичной обмотки  $e_{лп}$ , т. е. имеет такую же форму как и в варианте схемы Ларионова с соединением вторичной обмотки звездой (рис. 51). Поэтому остаются в силе приведенные выше соотношения для выпрямленного напряжения. Коэффициент линейной э. д. с.<sup>1</sup> с учетом выражения (VI-36)

$$B'_0 = \frac{E_{лп}}{U_{=0}} = B_0 \sqrt{3} = 0,74. \quad (VI-47)$$

В момент времени  $t_1$  ток в точке *a* (рис. 52, а) разветвляется: часть его величиной  $\frac{2}{3} I_-$  протекает по фазе 1, а вдвое меньший ток  $\left(-\frac{1}{3} I_-\right)$  проходит во встречном направлении через последовательно соединенные (относительно точек *a* и *c*) фазы 2 и 3, обладающие в сумме в два раза большим сопротивлением, чем фаза 1. Отложив величины мгновенных значений фазных токов для других моментов времени, строим временные диаграммы этих токов (рис. 52, б).

Так как фазные токи во вторичной обмотке не содержат постоянной составляющей, токи в первичной обмотке совпадают с ними по форме, как показано на рис. 52, б на примере тока  $i_{1_1}$ . При соединении первичной обмотки звездой линейные токи, естественно, совпадают с фазными.

<sup>1</sup> Коэффициенты линейной э. д. с.  $B'_0$  одинаковы при обоих вариантах соединения вторичной обмотки. Однако в случае треугольника коэффициент линейной э. д. с. равен коэффициенту фазной, а при звезде — превышает его в  $\sqrt{3}$  раз.

Токи в фазах вторичной обмотки трансформатора, соединенной треугольником, имеют такую же форму как линейный ток (рис. 51, в) в варианте схемы Ларионова треугольник — звезда. Поэтому с учетом формулы (VI-45) и рис. 52, б можно определить действующее значение фазных токов

$$I_{II_0} = \frac{1}{3} I_0 \sqrt{2} = 0,47 I_0; \quad I_{I_0} = 0,47 I_0 n. \quad (\text{VI-48})$$

Легко убедиться, что расчетная мощность трансформатора в рассматриваемом варианте схемы Ларионова будет такой же, как и при соединении вторичной обмотки звездой

$$P_{T_0} = P_{II_0} = 3 E_{II} I_{II_0} = 3 \cdot 0,74 \cdot 0,47 P_0 = 1,05 P_0. \quad (\text{VI-49})$$

Очевидно, что при соединении вторичной обмотки треугольником сопротивление  $r$ , в отличие от выражения (VI-43), равно сумме  $r_{тр}$  и  $2r_{пр}$ , т. е. определяется по формуле (VI-7).

Отметим, что при применении, например, селеновых вентилях для получения заданного напряжения  $U_0$  в схеме Ларионова потребуется столько же элементов<sup>1</sup>, как и в схемах трехфазной, двухфазной и Греча (соответственно, шесть плечей на обратное напряжение  $1,047 U_0$  каждое, три плеча — на  $2,094 U_0$ , два плеча — на  $3,14 U_0$ , четыре плеча — на  $1,57 U_0$ ). Поэтому с полупроводниковыми вентилями эту схему, ввиду ряда ее достоинств, целесообразно применять в выпрямителях не только средней и большой, но и относительно малой мощности, если есть возможность подвести к выпрямителю трехфазное напряжение.

### Работа на нагрузку с емкостной реакцией

При средних и больших выпрямленных мощностях схема Ларионова используется при работе на нагрузку с индуктивной реакцией (реже — при активной нагрузке). В случае же малых и иногда средних мощностей (с полупроводниковыми, а в высоковольтных выпрямителях и с кенотронными вентилями) работа этой схемы встречается и при нагрузке с емкостной реакцией. Например, при питании магнетронных передатчиков радиолокационных станций применяется кенотронный выпрямитель, собранный по схеме Ларионова с емкостным фильтром, при напряжении около 30 кВ и токе около 100 мА. В купроксном выпрямителе типа ВУ-2М для зарядки кислотных аккумуляторов (работа на противо-э. д. с. при  $U_0 = 26 \div 110$  В,  $I_0$  до 24 А) применена схема Ларионова на пластинах  $80 \times 300$  мм с двухсторонним слоем закиси меди.

<sup>1</sup> При этом необходимо учитывать дополнительные соображения, изложенные в § 3 при сравнении схем Греча и двухфазной; особенно при малых величинах  $N_1$ .

Расчет схемы при нагрузке с емкостной реакцией производится по методике, описанной в гл. IV. При подсчете параметра  $A$  в формулу (IV-13) следует подставлять  $m_n = 6$ , а сопротивление  $r$  определять по соотношениям (VI-43) или (VI-7).

Мощность трансформатора  $P_T = P_{II} = \frac{B'D}{\sqrt{3}} P_m$ , т. е. в типовых для схемы Ларионова случаях ( $A \approx 0,56$ ) коэффициент использования  $k_{тр}$  получается высокий (около 0,78). Коэффициент линейной э. д. с.  $B'$ , равный как и в формуле (VI-47)  $\frac{E_{лII}}{U_m}$ , определяется непосредственно по графику рис. 26, в. Соотношения для токов приведены в табл. 13.

Максимальное обратное напряжение на вентиле  $U_{m об}$  равно сумме амплитуды фазной э. д. с. на вторичной обмотке трансформатора и половины выпрямленного напряжения (но не менее чем амплитуда линейной э. д. с.  $E_{m IIл}$ )

$$U_{m об} = E_{mII} + \frac{U_m}{2} = U = (B\sqrt{2} + 0,5)U = \left(B'\sqrt{\frac{2}{3}} + 0,5\right)U. \quad (VI-50)$$

Таким образом, при типовом для этой схемы значении коэффициента линейной э. д. с.  $B' \approx 0,8$  коэффициент обратного напряжения  $G \approx 1,15$ .

В типовых режимах работы схемы Ларионова с емкостной реакцией нагрузки угол отсечки  $\theta = 20 - 30^\circ$ <sup>1</sup>, причем значение  $\theta_m = 30^\circ$  в соответствии с формулой (IV-43) является предельным. Если при данном соотношении  $\frac{r}{r_n}$  угол  $\theta > 30^\circ$ , то схема работает без отсечки тока. При углах  $\theta = 20 \div 30^\circ$  коэффициент неустойчивости  $\chi$  в соответствии с графиком рис. 26, е и формулой (III-75) составляет только 0,06 — 0,14, что является положительным свойством схемы. Коэффициент пульсаций по первой гармонике определяется согласно формулам (IV-44) и (IV-45)

$$k_{п1} = \frac{1,06}{C_0 r_n^2} \xi \left( qm_n = 6; \frac{r}{r_n} \right), \quad (VI-51)$$

где  $C_0$  — в микрофарадах,  $r_n$  — в килоомах, а сопротивление  $r$  определяется согласно выражениям (VI-43) и (VI-7) соответственно при соединении вторичной обмотки звездой или треугольником. Величину  $k_{п1}$  при  $f_c = 50$  гц можно приближенно подсчитать по формуле (IV-46), приняв  $h = 0,48 \div 0,32$ .

При работе на нагрузку с емкостной реакцией емкость  $C_0$  можно выполнить в виде двух последовательно соединенных конденсаторов (емкостью по  $2C_0$ ) и подключить образовавшуюся среднюю точку к нулевому выводу трансформатора. Работа схемы Ларионова в таком варианте выполнения имеет некоторые отличия. В частности (при подобранном соотношении  $\frac{r_{тр} + r_{пр}}{r_n} \approx 0,09$ , т. е. угле

отсечки  $\theta = 43^\circ 20'$ ) можно получить режимы работы с уменьшенными пульсациями выпрямленного напряжения. Согласно приближенному анализу при таком угле отсечки первая гармоника суммарного выпрямленного напряжения проходит нулевое значение (см. график множителя  $\xi$  на рис. 28 для  $qm_n = 6$  и  $q \frac{r}{r_n} \approx 0,36$ ). Практически в этом режиме пульсации напряжения примерно в 5 раз меньше, чем для схемы с неподключенной средней точкой.

<sup>1</sup> Через каждый вентиль за период протекают два импульса тока с таким углом отсечки (через фазу — четыре импульса: по два во встречных направлениях).

Схема Ларионова очень широко применяется, главным образом, при питании радиопередатчиков, мощных усилителей, цепей подмагничивания и в специальных выпрямительных устройствах универсального назначения.

## § 9. СХЕМЫ С УМНОЖЕНИЕМ НАПЯЖЕНИЯ

В этих простых схемах в результате последовательного соединения ряда однофазных выпрямителей с емкостным фильтром на выходе получают напряжение, в несколько раз превышающее питающее напряжение. При этом все однофазные выпрямители имеют общую обмотку питания. В ряде случаев по таким схемам выполняются бестрансформаторные выпрямители. Схемы с умножением напряжения делятся на несимметричные и симметричные (рис. 42).

### Несимметричные схемы

На рис. 53 показаны несимметричные схемы с умножением напряжения в произвольное число  $p$  раз, содержащие  $p$  вентиля и  $p$  конденсаторов. Эти схемы могут быть эффективно использованы при малых нагрузках, т. е. в режиме, близком к холостому ходу, например, в установках для испытания электрической прочности, питания электронно-лучевых трубок и др. Они подразделяются (при  $p > 2$ ) на схемы первого (рис. 53, а) и второго (рис. 53, б) рода.

Рассмотрим работу несимметричной схемы с умножением напряжения первого рода (рис. 53, а) при холостом ходе ( $r_n \rightarrow \infty$ ). В один из полупериодов переменного напряжения, когда плюс будет в точке  $b$  вторичной обмотки трансформатора, произойдет заряд конденсатора  $C_1$  до амплитудного значения э. д. с. вторичной обмотки  $E_{mII}$  через ventиль 1 по цепи  $bdca$ . В следующий полупериод положительным станет потенциал точки  $a$  и согласованно включенные напряжения на обмотке и на конденсаторе  $C_1$  зарядят конденсатор  $C_2$  через ventиль 2 по цепи  $acdfeb$  до напряжения  $2E_{mII}$ , если  $C_1 \gg C_2$ . При  $C_1 = C_2$  напряжение на конденсаторе  $C_2$  достигнет значения  $2E_{mII}$  в течение ряда последовательных полупериодов. Аналогично в следующий полупериод произойдет заряд емкости  $C_3$  через ventиль 3 до напряжения  $3E_{mII}$  (по цепи  $befhga$ ) и т. д. Конденсатор  $C_p$  (на выходе схемы) приобретает напряжение  $pE_{mII}$ , т. е. в  $p$  раз большее, чем амплитуда э. д. с. на вторичной обмотке трансформатора. Таким образом, умноженное в  $p$  раз напряжение снимается с одного конденсатора  $C_p$ , что является основным признаком несимметричной схемы первого рода. Одновременно эта схема, как и другие

схемы с умножением напряжения, является делителем напряжения, давая набор напряжений от  $E_{m11}$  до  $pE_{m11}$ . Отметим, что в один из полупериодов напряжения сети подзаряжаются все конденсаторы с нечетными номерами ( $C_1, C_3, \dots$ ), а во второй — с четными ( $C_2, C_4, \dots$ ).

При нагрузке выходное выпрямленное напряжение будет меньше, чем  $pE_{m11}$ . Схемы с умножением напряжения обладают

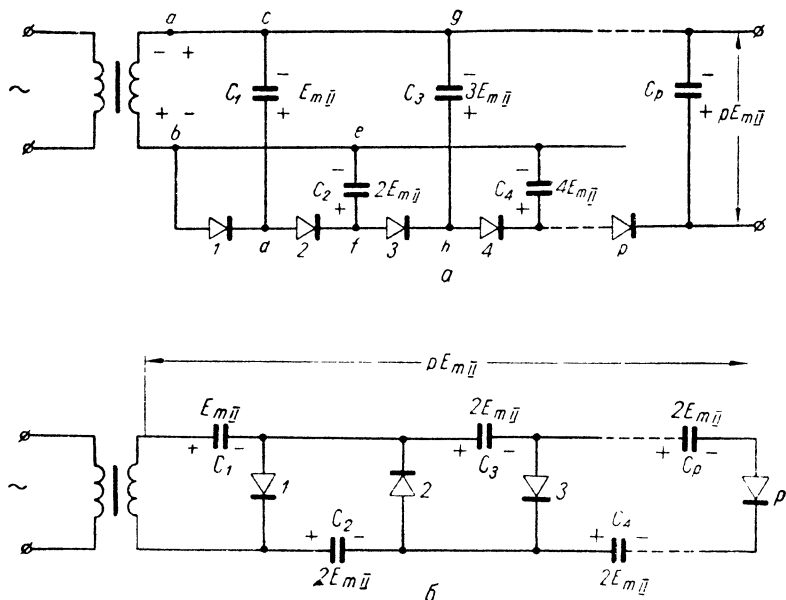


Рис. 53. Несимметричные схемы с умножением напряжения:  
а — первого рода; б — второго рода.

большим внутренним сопротивлением  $r_B$  и поэтому для них характерны крутые внешние характеристики. Для получения более пологих характеристик необходимо применять достаточно большие накапливающие емкости (с учетом величины  $r_B$ ), а в схеме первого рода также выполнять неравенство  $C_1 > C_2 > C_3 \dots > C_p$ <sup>1</sup>. Хорошие результаты получатся, если выбирать емкость конденсатора с порядковым номером  $s$  приблизительно из соотношения  $C_s s^2 = \text{const}$ , которое обеспечивает одинаковую энергию, накапливаемую во время работы схемы каждым из конден-

<sup>1</sup> Если не выполняется это неравенство, например, накапливающие емкости равны по величине  $C_1 = C_2 = \dots = C_p$ , то коэффициент нестабильности напряжения  $\alpha$  будет большим.

саторов; например, для упятирителя ( $p = 5$  на рис. 53, а) соотношение емкостей тогда будет  $C_1 : C_2 : C_3 : C_4 : C_5 = 25 : 6,25 : 2,78 : 1,56 : 1$ . В ряде случаев можно ограничиться условием  $C_p = \text{const}$ . Емкость выходного конденсатора  $C_p$  выбирается, исходя из заданных пульсаций выпрямленного напряжения.

При весьма малых нагрузочных токах можно умножить напряжение в несколько десятков раз, что иногда используется для получения очень высоких напряжений (десятки—сотни киловольт) при источнике переменного тока со значительно меньшим напряжением. На практике наиболее часто встречается число каскадов умножения напряжения  $p = 2 \div 4$ .

Необходимо отметить, что для схемы, показанной на рис. 53, а, необходимы  $p$  вентилях с допустимым обратным напряжением  $2E_{m11}$  каждый и  $p$  конденсаторов на рабочие напряжения от  $E_{m11}$  до  $pE_{m11}$ . Таким образом, коэффициент обратного напряжения  $G_0 = \frac{2}{p}$ . Емкость конденсатора  $C_p < \dots < C_2 < C_1$  должна выбираться из условия получения заданных пульсаций выпрямленного напряжения. В несимметричных схемах (рис. 53) частота  $f_1$  первой гармоники выходного напряжения равна частоте  $f_c$ , т. е.  $m_n = 1$ , так как подзаряд конденсаторов, с которых снимается выпрямленное напряжение, происходит один раз за период  $T_c$ .

Коэффициент пульсаций по первой гармонике на конденсаторе  $C_p$  в схеме на рис. 53, а находим согласно формулам (IV-44), (IV-45), учитывая, что  $m_n = 1$

$$k_{n1} = \frac{6,36}{\zeta r_n C_p} \xi, \quad (\text{VI-52})$$

где  $r_n$  — в килоомах,  $C_p$  — в микрофарадах, а  $\xi$  определяется по графику  $q m_n = 1$  (рис. 28) для  $q \frac{r}{r_n} = \frac{r_{np} + r_{np}}{r_n}$ .

Когда есть возможность применить трансформатор с амплитудой вторичной э. д. с.  $pE_{m11}$  и один вентиль с допустимым обратным напряжением  $2pE_{m11}$ , то такой вариант (однофазная схема  $p = 1$ ) лучше, чем схема с умножением напряжения.

Несимметричная схема с умножением напряжения второго рода (рис. 53, б) по основным свойствам подобна рассмотренной схеме первого рода. Работа схемы второго рода ясна по обозначениям, приведенным на рисунке. Здесь также нужны  $p$  вентилях на обратное напряжение  $2E_{m11}$ , но рабочее напряжение конденсаторов не превышает  $2E_{m11}$ . Однако, так как нагрузочное сопротивление подключается к ряду последовательно соединенных конденсаторов, то требуется соответствующее увеличение их емкости. Умножители второго рода на практике встречаются

чаще. При нечетном числе каскадов умножения  $p$  выпрямленное напряжение следует снимать с последовательно включенных конденсаторов с нечетными номерами, как показано на рис. 53, б. Если же  $p$  — четное, то это напряжение получают с последовательно включенных конденсаторов, имеющих четные номера. Таким образом, умноженное в  $p$  раз напряжение в схеме второго рода при  $p > 2$  снимается с ряда последовательных конденсаторов. Особенностью работы схемы является также то, что первый конденсатор  $C_1$  заряжается до напряжения  $E_{mII}$ , а все остальные — до  $2E_{mII}$ . Например, заряд конденсатора  $C_3$  происходит через третий вентиль по цепи, в которую входят обмотка и конденсаторы  $C_1, C_2$ ; в этот полупериод напряжения на обмотке и конденсаторе  $C_1$  включены встречно и поэтому конденсатор  $C_3$  заряжается до напряжения конденсатора  $C_2$ , т. е. до  $2E_{mII}$ . Если емкость конденсатора  $C_1 = 2C$  (рис. 53, б), а остальные конденсаторы имеют одинаковую емкость  $C$ , то коэффициент пульсаций  $k_{пI}$  на выходе схемы можно определить по формуле (VI-52) с подстановкой  $C_p = \frac{2C}{p}$ .

В несимметричных схемах первого и второго рода один из выводов трансформатора непосредственно соединен с одним из полюсов потребителя, что является положительным свойством. Так как один из полюсов потребителя обычно заземляется, то при правильном выборе направления включения вентилях оказывается заземленным один из выводов вторичной обмотки трансформатора. Например, на рис. 53, б показан случай, когда  $p$  нечетное и при заземлении плюса выпрямленного напряжения (например, при питании электронно-лучевой трубки) будет заземлен и вывод трансформатора. На рис. 53, а вывод обмотки  $a$  будет заземлен при заземлении минуса выпрямленного напряжения.

Ограничивая число  $p$  значением 2, 3, 4 и т. д., можно из несимметричных схем (рис. 53, а и б) получить схемы удвоителей, утроителей, учетверителей напряжения и т. д. Схемы несимметричных удвоителей первого и второго рода ( $p = 2$ ) совпадают.

### Симметричные схемы

Кроме несимметричных схем с умножением напряжения, применяются также симметричные. Симметричные схемы образуются из двух несимметричных одинакового рода, питаемых от одной обмотки. В симметричной схеме первого рода к точкам  $ab$  присоединяют такую же схему, как показанная на рис. 53, а, но вентили в ней обращены к точке  $b$  не анодами, а катодами. Тогда напряжение в каждом каскаде удваивается (оно снимается с двух последовательно соединенных конденсаторов  $C_p$  и  $C'_p$  несиммет-

ричных схем, образующих симметричную). Суммарное напряжение на выходе схемы равно  $2pE_{mII}$ . При этом переменные составляющие напряжений на конденсаторах  $C_p$  и  $C'_p$  сдвинуты по фазе на  $\pi$  радиан и в суммарном напряжении компенсируются нечетные гармоники. Таким образом, в симметричных схемах с умножением напряжения периодичность  $m_n = 2$  ( $f_1 = 100$  гц при  $f_c = 50$  гц). В частном случае  $p = 1$  получается симметричная схема с удвоением напряжения — рассмотренная в § 4 двухтактная схема Латура.

Аналогично, используя две несимметричные схемы, показанные на рис. 53, б, и поворот вентиля, получают симметричную схему второго рода с умножением напряжения в  $2p$  раз. При  $p = 1$  и в этой схеме как частный случай получается схема Латура. Таким образом, схема Латура является частным случаем ( $p = 1$ ) симметричных схем, так же как однофазная схема с емкостным фильтром является частным случаем ( $p = 1$ ) несимметричных схем первого и второго рода (рис. 53). Схемы симметричных учетверителей напряжения первого и второго рода ( $p = 2$ ) также совпадают. Недостатком симметричных схем по сравнению с несимметричными является невозможность заземлить ни один из выводов вторичной обмотки трансформатора, если заземлен один из полюсов потребителя.

Для симметричных схем и несимметричных с умножением напряжения в четное число раз  $p$  справедливы соотношения (VI-1) и (VI-2), полученные для двухтактных схем; при нечетном числе каскадов умножения в несимметричных схемах имеется постоянная составляющая тока вторичной обмотки трансформатора (малая при больших значениях  $p > 5$ ).

Кроме схем однофазного питания, возможны схемы с умножением напряжения, питающиеся от трехфазной сети; однако, они почти не применяются. На практике используются умножители напряжения однофазного питания, являющиеся частным случаем ( $p = 2, 3, 4$  и т. д.) несимметричных (рис. 53) либо (при  $p = 1, 2, 3$  и т. д.) симметричных схем. Самой распространенной является схема Латура. Кроме того, применяются комбинированные схемы из несимметричных и симметричных схем обоих родов (рис. 53, а и б). Например, часто применяется комбинированный утроитель напряжения, образуемый параллельным подключением к питающей сети несимметричной схемы с удвоением напряжения ( $p = 2$  на рис. 53, б) и однофазной схемы ( $p = 1$  на рис. 53, а). Выходные (выпрямленные) напряжения при этом соединяются последовательно; их переменные составляющие частоты  $f_c$  находятся в противофазе. В этом случае, как и в симметричных схемах, основная гармоника выпрямленного напряжения имеет удвоенную частоту ( $f_1 = 2f_c$ ).



Примером применения схемы с умножением напряжения является высоковольтный выпрямитель типа ВСМ ( $U_{\text{н}} \text{ до } 2,5 \text{ кВ}$ ), собранный на селеновых столбиках.

### § 10. ВЫПРЯМИТЕЛИ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ

При питании выпрямительной схемы от источника повышенной частоты уменьшаются габариты установки, в частности значительно упрощается сглаживающий фильтр.

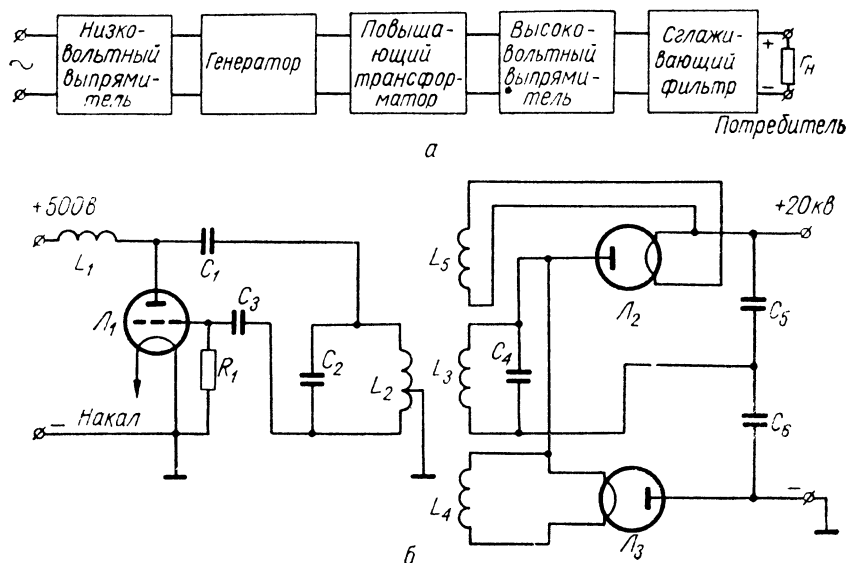


Рис. 54. Выпрямитель с промежуточным преобразованием частоты:  
а — скелетная схема; б — принципиальная схема высокочастотного выпрямителя

Скелетная схема выпрямителя с промежуточным преобразованием приведена на рис. 54, а. В качестве источника повышенной (звуковой или высокой) частоты применяют генератор синусоидальных или релаксационных колебаний, питаемый от вспомогательного низковольтного выпрямителя. Генератор выполняется на электронных лампах, ионных (тлеющего разряда) или полупроводниковых приборах. В зависимости от частоты генератора  $f_{\text{г}}$  и формы его колебаний выпрямители такого типа делятся (рис. 42) на высокочастотные, звуковой частоты и импульсные.

В высокочастотных выпрямителях ( $f_{\text{г}} > 30 \text{ кГц}$ ) обычно используют синусоидальную форму незатухающих колебаний генератора, а в устройствах звуковой частоты ( $f_{\text{г}} \approx 0,5 \div 20 \text{ кГц}$ ), кроме

гармонических, применяются колебания близкие по форме к прямоугольным. В импульсных выпрямителях используется явление самоиндукции при резком прерывании тока в индуктивности.

Иногда низковольтный выпрямитель отсутствует и генератор питается непосредственно от сети переменного тока. Это возможно в тех относительно редких случаях, когда не требуется высокая степень сглаживания выпрямленного напряжения.

Полученное на выходе генератора напряжение увеличивается до необходимого уровня в повышающем трансформаторе, конструкция которого из-за повышенной частоты резко упрощена. При достаточно высоких частотах трансформатор выполняется без сердечника (воздушный). Далее увеличенное переменное напряжение поступает на обычный высоковольтный выпрямитель со сглаживающим фильтром.

Выпрямители такого типа целесообразно применять для получения высоких напряжений (единицы — десятки киловольт) при очень малых токах (единицы или доли миллиампера), в частности, для питания электронно-лучевых трубок (телевизионных, радиолокационных, измерительных), электронных микроскопов, пробойных испытательных установок и т. д.

### Высокочастотный выпрямитель

На рис. 54, б<sup>1</sup> приведена схема высокочастотного выпрямителя, в состав которого входит генератор синусоидальных колебаний, собранный по индуктивной трехточечной схеме параллельного питания на лампе  $L_1$ . Колебания высокой частоты (обычно около 40—200 кГц) из контура генератора  $L_2C_2$  трансформируются в повышающую обмотку  $L_3$ , которая настроена в резонанс на рабочую частоту генератора (назначение конденсатора  $C_4$  обычно выполняет монтажная емкость схемы, а настройка в резонанс производится подбором частоты генератора, например, подстройкой переменного или полупеременного контурного конденсатора  $C_2$ ).

Высоковольтный выпрямитель в данном примере собран по схеме с удвоением напряжения (Латура) на двух кенотронах  $L_2$  и  $L_3$  и двух конденсаторах  $C_5$  и  $C_6$ , с которых снимается выпрямленное напряжение, например 20 кВ. В этом выпрямителе применяются также однофазную схему с емкостным фильтром и особенно часто — схемы с умножением ( $p > 2$ ) напряжения.

Для накала кенотронов используют вспомогательные катушки  $L_4$  и  $L_5$ , питаемые высокой частотой и обычно состоящие из

<sup>1</sup> Низковольтный выпрямитель на этом рисунке не показан; он выполняется по одной из рассмотренных выше (§ 2, 3, 4) схем.

одного или нескольких витков (применяются также высокочастотные настроенные трансформаторы накала). В схеме применяют кенотроны специальной конструкции с вольфрамовыми катодами и небольшой мощностью накала, допускающие изменение напряжения накала в широких пределах (например 1Ц1С, 1Ц7С, 1Ц11П, 3Ц18П, 3Ц16С, 2Ц2С, у которых мощность накала в ваттах соответственно равна 0,13; 0,25; 0,24; 0,63; 0,7 и 4,3). Вместо кенотронов могут быть применены полупроводниковые диоды, не требующие накала, но при этом обычно снижается стабильность работы.

Достоинствами рассмотренной схемы высокочастотного выпрямителя являются:

1. Отсутствие повышающего анодного трансформатора со стальным сердечником (часто маслонаполненного в обычных высоковольтных схемах); вместо него применен значительно более простой, компактный и дешевый высокочастотный воздушный трансформатор.

2. Отсутствие трансформаторов накала кенотронов со стальными сердечниками и повышенной изоляцией вторичной обмотки; их заменяют высокочастотные катушки с воздушной изоляцией.

3. Значительное упрощение сглаживающего фильтра. При частоте генератора  $f_r = f_c = 200 \text{ кГц}$  коэффициент  $\zeta$  в формуле (VI-21) равен согласно выражению (IV-8) 4000 и, следовательно, во столько же раз снижается необходимая величина емкости конденсаторов  $C_5$ ,  $C_6$  (рис. 54, б). Поэтому часто дальнейшее сглаживание пульсаций не требуется. Если же затем применено звено сглаживающего фильтра, то необходимые для получения заданного сглаживания величины его элементов также резко уменьшаются [см. формулы (V-11), (V-15)].

4. Простота изменения выпрямленного напряжения при безнакальных вентилях или кенотронах с вольфрамовыми катодами (изменением связи между катушками  $L_2$  и  $L_3$ , регулировкой частоты генератора, напряжения низковольтного выпрямителя, напряжения на экранной сетке генераторного тетрода или пентода и т. п.).

5. Простота переделки и ремонта высокочастотного трансформатора, что представляет интерес при использовании устройства для лабораторных исследований.

6. Безопасность в работе, в частности, ввиду малых величин емкостей на выходе схемы. В маломощных выпрямителях прикосновение к выходному зажиму выпрямителя приводит к резкому снижению выпрямленного напряжения.

Ввиду перечисленных свойств при малых нагрузочных токах высоковольтные выпрямители с промежуточным преобразованием частоты по сравнению с обычными, питаемыми непосредственно

от сети, имеют меньшие габариты, вес и стоимость (например, обычный выпрямитель на напряжение 100 кВ для электронного микроскопа весит 300 кг, а высокочастотный — только 17 кг). Высокочастотные выпрямители ( $f_r = 150 \div 200$  кГц) (применяются, например, в проекционных телевизорах). В высоковольтных стабилизированных выпрямителях типов ВС-9 ( $U_н$  до 4 кВ,  $I_н$  до 1 мА), ВС-16 ( $U_н$  до 2,5 кВ,  $I_н$  до 4 мА), ВС-22 (применено преобразование частоты  $f_r \approx 40$  кГц); напряжение регулируется в цепях экранных сеток генераторных ламп.

Однако выпрямителям с промежуточным преобразованием частоты свойственны и некоторые недостатки:

1. Большое внутреннее сопротивление, приводящее к крутой внешней характеристике. Это объясняется, в частности, уменьшением напряжения генератора при изменении его нагрузки<sup>1</sup>.

2. Возможность помех чувствительным радиоприборам вследствие наводок напряжения высокой частоты, что вызывает необходимость применения соответствующих экранов и разделительных цепей.

3. Возможность применения кенотронов только таких типов, которые допускают работу при пониженном напряжении накала (для облегчения регулировки величины  $U_н$ ).

4. Более сложная наладка схемы.

Промежуточное преобразование (обычно с генератором звуковой частоты) используется также в преобразователях постоянного напряжения (гл. IX). В этом случае низковольтный выпрямитель в скелетной схеме (рис. 54, а) отсутствует. В качестве источника повышенной частоты наиболее часто применяются релаксационные генераторы. Как генераторы, так и выпрямители выполняются с использованием безнакальных устройств — полупроводниковых диодов и триодов, приборов тлеющего разряда.

## Импульсный выпрямитель

В импульсных выпрямителях для резкого прерывания тока в индуктивности используется крутой фронт колебаний, создаваемых релаксационными генераторами (блокинг-генераторы, мультивибраторы и т. п.). Применяется ударное возбуждение контура с использованием возникающих при этом затухающих колебаний.

В телевизионных приемниках, в частности, для подачи на кинескоп высокого напряжения используется импульсный выпря-

---

<sup>1</sup> Поэтому такие схемы целесообразно использовать при постоянной нагрузке; при изменяющихся параметрах потребителя следует применять специальные схемы стабилизации выпрямленного напряжения, выполненные, например, на высоковольтном триоде 6С20С.

митель, который питается от источника тока пилообразной формы, служащего для горизонтальной (строчной) развертки. При этом, в качестве рабочего, в импульсном выпрямителе используется задний крутой фронт «пилы», соответствующий обратному ходу луча в кинескопе. Вследствие повышенной частоты пилообразного напряжения (15 625 гц при принятом в СССР телевизионном стандарте развертки на 625 строк) выпрямитель получается компактный и недорогой.

Принципиальная схема такого устройства приведена на рис. 55, а. На лампе  $\mathcal{L}_1$  собран выходной усилитель строчной раз-

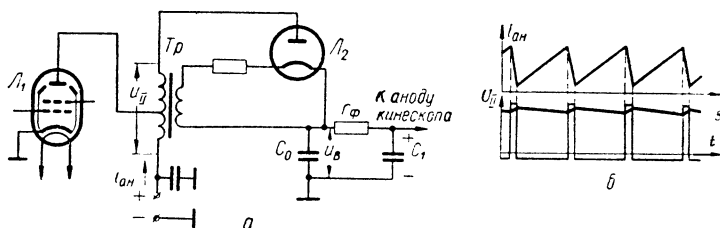


Рис. 55. Импульсный выпрямитель:

а — принципиальная схема; б — временные диаграммы токов и напряжений.

вертки, раскачиваемый от задающего блокинг-генератора. Анодный ток  $i_{ан}$  лампы  $\mathcal{L}_1$ , проходящий через обмотку строчного трансформатора  $Tr$ , имеет пилообразную форму (рис. 55, б). При этом на повышающей (обычно автотрансформаторной) обмотке трансформатора  $Tr$  индуцируется напряжение  $u_{11}$  импульсной формы, пропорциональное скорости изменения тока  $\frac{di_{ан}}{dt}$ . Напряжение  $u_{11}$  выпрямляется однофазным кенотронным выпрямителем на диоде  $\mathcal{L}_2$ , накал которого питается током повышенной частоты от дополнительной обмотки трансформатора  $Tr$ .

Выпрямленное напряжение  $u_B$ , величина постоянной составляющей которого равна, например 10 кВ, снимается с конденсатора  $C_0$  и сглаживается реостатно-емкостным фильтром  $r_\phi C_1$ . Ввиду повышенной частоты фильтр получается простым (обычно  $r_\phi \approx 1 \text{ Мом}$ , а  $C_0$  и  $C_1$  по несколько сотен пикофарад). Конденсатором  $C_1$  может служить собственная емкость металлического конуса кинескопа.

Отметим, что в импульсном выпрямителе (рис. 55, а) обратное напряжение на кенотроне приблизительно равно выпрямленному ( $G \approx 1$ ), так как в обратную часть периода напряжение питающего источника  $u_{11}$  очень мало (рис. 55, б).

В импульсных выпрямителях телевизоров быстрое изменение тока в течение обратного хода развертки вызывает в обмотке строчного трансформатора появление колебаний с собственной частотой около  $70 \div 100$  кГц (ударное возбуждение контура). Колебания этой частоты подавляются с помощью демпфирующего диода. Создаваемые таким путем импульсы длительностью  $5 \div 10$  мксек при частоте повторения 15 625 Гц, определяемой строчной разверткой, подаются на кенотронный выпрямитель; выпрямитель выполняется по однофазной схеме (рис. 55) или специальными схемам с умножением напряжения, работающим от входных импульсов одной полярности. Реальные схемы импульсных выпрямителей для питания кинескопов связаны с блоком строчной развертки и изучаются в курсе «Телевидение».

## § 11. РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

### Пояснения к таблице 13

Для облегчения пользования при расчетах и возможности сопоставления в табл. 13 даны основные соотношения для рассмотренных выше выпрямительных схем.

В этой таблице для каждой схемы указаны тип трансформатора, необходимое число вентиля, а также величины расчетных коэффициентов при реакциях нагрузки (активной, индуктивной или емкостной), встречающихся в данной схеме. Соотношения для первичной обмотки трансформатора даны без учета его тока холостого хода.

При нагрузке с емкостной реакцией, особенно в схемах с малым числом фаз, величины ряда коэффициентов (см. гл. IV) существенно зависят от соотношения  $\frac{r}{r_n}$ ; в таблице даны значения

коэффициентов при  $\frac{r}{r_n} = 0,1$ . При этом в схеме Латура (§ 4)

выбрано  $\frac{r'}{r_n} = 0,1$ , т. е.  $\frac{r_{тр} + r_{пр}}{r_n} = 0,05$ . Таким образом, согласно формулам (IV-13), (VI-13) приведенные в табл. 13 значения расчетных коэффициентов соответствуют следующим величинам параметра  $A$ : 0,052 (схема Ларионова); 0,105 (трехфазная схема Миткевича); 0,157 (схемы Греца и двухфазная); 0,314 (схемы Латура и однофазная).

Коэффициент обратного напряжения при емкостной реакции нагрузки приведен с учетом возможности холостого хода выпрямителя ( $G_x = \frac{U_{м.об.х}}{U}$  — самый опасный случай). В скобках даны значения коэффициентов  $G_0$  и  $B_0$  (для выпрямителя без потерь).

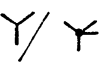

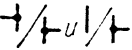


## Основные расчетные соотношения для выпрямительных схем

Схема	Реакция нагрузки	Анодный транс					
		Тип	Вынужденное намагничивание	$B = \frac{E_{II}}{U} = (B_*)^1$	$\frac{I_{II}}{I_{\Sigma}} = \left( \frac{I_{II*}}{I_{\Sigma}} \right)$	$\frac{I_{=II}}{I_{\Sigma}}$	$\frac{I_I}{nI_{\Sigma}} = \left( \frac{I_{I*}}{nI_{\Sigma}} \right)$
Однофазная	Актив-ная	Однофазный $1/1$	Есть	2,45 (2,22)	1,5 (1,57)	1	1,15 (1,21)
	Емкост-ная			1,09 (0,71)	2,09		1,84
Двухфазная	Актив-ная	Однофазный с выводом средней точки $1/4$	Нет <sup>2</sup>	1,22 (1,11)	0,75 (0,785)	0,5	1,06 (1,11)
	Индук-тивная			1,22 (1,11)	0,67 (0,707)		0,95 (1)
	Емкост-ная			0,93	1,15		1,63
				(0,71)	—		—
Греча	Актив-ная	Однофазный $1/1$	Нет	1,22 (1,11)	1,06 (1,11)	0	1,06 (1,11)
	Индук-тивная			1,22 (1,11)	0,95 (1)		0,95 (1)
	Емкост-ная			0,93 (0,71)	1,63		1,63
Латура	Емкост-ная	Однофазный $1/1$	Нет	0,54 (0,35)	2,95	0	2,95

Таблица 13

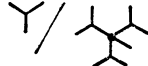
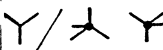


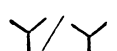

форматор			Вентильный комплект						Фильтр		Схема на рис.
$k_{II} = \frac{P}{P_{II}}$ ( $k_{II_0}$ )	$k_I = \frac{P}{P_I}$ ( $k_{I_0}$ )	$k_{TP} = \frac{P}{P_T}$ ( $k_{TP_0}$ )	Число венти- лей (плеч) $m_B$	$G = \frac{Um}{U}$ ( $G_0$ )	$\frac{I_B}{I} =$ ( $\frac{I_{B_0}}{I}$ )	$\frac{I_{mB}}{I} =$	$\frac{I_{=B}}{I} =$	Периодичность $m_{II}$	$f_{1,24}$	$k_{n1}$ ( $k_{n1_0}$ ), %	
0,273 (0,287)	0,353 (0,371)	0,308 (0,324)	1	3,45 (3,14)	1,5 (1,57)	3,14	1	1	50	157	13
0,44	0,5	0,47		3,08 (2)	2,09	6				590(636) $\tau_H$	27, a
0,55 (0,576)	0,773 (0,812)	0,642 (0,676)	2 (или один двух- анод- ный)	3,45 (3,14)	0,75 (0,785)	1,57	0,5	2	100	70 (66,7)	14
0,605 (0,636)	0,855 (0,9)	0,71 (0,748)		3,45 (3,14)	0,67 (0,71)	1				70 (66,7)	—
0,467	0,66	0,545		2,63	1,15	3,4				261(318)	27, e
—	—	—		(2)	—	—				$\tau_H$	
0,773 (0,812)	0,773 (0,812)	0,773 (0,812)	4	1,72 (1,57)	0,75 (0,785)	1,57	0,5	2	100	70 (66,7)	—
0,855 (0,9)	0,855 (0,9)	0,855 (0,9)		1,72 (1,57)	0,67 (0,71)	1				70 (66,7)	42
0,66	0,66	0,66		1,32 (1)	1,15	3,4				261(318) $\tau_H$	43
0,63	0,63	0,63	2	1,54 (1)	2,09	6	1	2	100	235(318) $\tau_H$	45



Схема	Реакция нагрузки	Анодный транс					
		Тип	Вынужденное намагничивание	$B = \frac{E_{II}}{U} = (B_*)^2$	$\frac{I_{II}}{I} = \left(\frac{I_{II_0}}{I}\right)$	$\frac{I_{=II}}{I} =$	$\frac{I_I}{\pi I} = \left(\frac{I_{I_0}}{\pi I}\right)$
Трехфазная (Миткевича)	Активная	Трехфазный <sup>3</sup>	Есть	0,94 (0,855)	0,56 (0,59)	0,333	0,46 (0,48)
	Индуктивная			0,94 (0,855)	0,55 (0,58)		0,45 (0,47)
	Емкостная <sup>4</sup>			0,88 (0,71)	0,8		0,72
Трехпульсационная с зигзагом	Индуктивная	Трехфазный <sup>3</sup> 	Нет	0,94 (0,855) <sup>5</sup>	0,55 (0,58)	0,333	0,45 (0,47)
Четырехфазная параллельная	Активная	2 однофазных 	Нет <sup>2</sup>	0,86	0,48 (0,5)	0,25	0,68 (0,71)
	Индуктивная			(0,785)	0,475 (0,5)		0,67 (0,707)
Треугольник—шестифазная звезда	Активная	Трехфазный 	Нет	0,82	0,39 (0,41)	0,167	0,55 (0,58)
	Индуктивная			(0,741)	0,39 (0,41)		0,55 (0,58)
Звезда — шестифазная звезда <sup>6</sup>	Индуктивная	Трехфазный 	Есть	0,82 (0,741)	0,39 (0,41)	0,167	0,45 (0,47)

Продолжение табл. 13

Форматор			Вентильный комплект					Фильтр			Схема на рис.
$k_{II} = \frac{P_{II}}{P_{II}}$ ( $k_{II_0}$ )	$k_I = \frac{P_{II}}{P_I}$ ( $k_{I_0}$ )	$k_{TP} = \frac{P_{II}}{P_T}$ ( $k_{TP_0}$ )	Число венти- лей (плеч) $m_B$	$G = \frac{U_m \text{ об}}{U_{=}}$ ( $G_0$ )	$\frac{I_B}{I_{=}}$ $\left(\frac{I_{B_0}}{I_{=}}\right)$	$\frac{I_{mB}}{I_{=}}$	$\frac{I_{=B}}{I_{=}}$	Периодичность $m_{II}$	$i_{1,24}$	$k_{пI}$ ( $k_{пI_0}$ ), %	
0,632 (0,665)	0,773 (0,812)	0,7 (0,735)	3 (или один трех- фаз- ный)	2,3 (2,09)	0,56 (0,59)	1,21				33 (25)	10
0,642 (0,676)	0,785 (0,825)	0,71 (0,745)		2,3 (2,09)	0,55 (0,58)	1	0,333	3	150	33 (25)	16
0,475	0,52	0,494		2,5 (2)	0,8	2,5				$\frac{143(212)}{\tau_H}$	25
0,558 (0,585)	0,785 (0,825)	0,652 (0,685)	То же	2,3 (2,09)	0,55 (0,58)	1	0,333	3	150	33 (25)	18, з
0,6 (0,63)	0,78 (0,82)	0,685 (0,72)	4 (или два двух- анод- ных)	2,42	0,48 (0,5)	1,11	0,25	4	200	18 (13,3)	—
0,605 (0,636)	0,793 (0,836)	0,69 (0,725)		(2,2)	0,475 (0,5)	1					46
0,523 (0,55)	0,742 (0,778)	0,615 (0,647)	6 (или один шести- анод- ный)	2,3	0,39 (0,41)	1,05	0,167	6	300	8 (5,7)	—
0,524 (0,551)	0,743 (0,779)	0,616 (0,648)		(2,09)	0,39 (0,41)	1					47
0,524 (0,551)	0,908 (0,953)	0,665 (0,7)	То же	2,3 (2,09)	0,39 (0,41)	1	0,167	6	300	8 (5,7)	48

Схема	Реакция нагрузки	Анодный транс						
		Тип	Вынужденное намагничивание	$B = \frac{E_{II}}{U_{=}}$ $(B_{\bullet})^1$	$\frac{I_{II}}{I_{=}}$ $\left(\frac{I_{II\bullet}}{I_{=}}\right)$	$\frac{I_{=II}}{I_{=}}$	$\frac{I_I}{nI_{=}}$ $\left(\frac{I_{I\bullet}}{nI_{=}}\right)$	
Шестипульсационная с двойным зигзагом <sup>7</sup>	Индуктивная	Трехфазный <sup>3</sup> 	Нет	0,82	0,39(0,41)	0,167	0,45	
				(0,741) <sup>8</sup>	0,55(0,58)	0,333	(0,47)	
С уравни-тельным реактором (Кюблера)	Индуктивная	Трехфазный <sup>3</sup> 	Нет	0,94 (0,855)	0,275 (0,29)	0,167	0,39 (0,41)	
Вологодина	Индуктивная	Трехфазный <sup>3</sup> 	Нет	0,47 (0,427)	0,55 (0,58)	0,333	0,78 (0,82)	
Ларионова <sup>9</sup>	Индуктивная	Трехфазный <sup>3</sup> 	Нет	0,47(0,43)	0,78(0,82)	0	0,78(0,82)	
				0,82(0,74)	0,45(0,47)		0,45(0,47)	
	Емкостная	 		0,467(0,41)	0,92		0,92	
				0,81(0,71)	0,53		0,53	

<sup>1</sup> Во всех графах таблицы в скобках приведены величины для выпрямителей

<sup>2</sup> При расположении всех обмоток каждого трансформатора на одном стержне.

<sup>3</sup> При соединении первичной обмотки треугольником приведенные соотно

<sup>4</sup> Значения  $\frac{I_I}{nI_{=}}$ ,  $k_I$  и  $k_{тр}$  даны для соединения первичной обмотки треуголь

<sup>5</sup> Для каждой части вторичной обмотки  $E'_{II} = 0,49 U_{=}$  (см. рис. 18, з).

<sup>6</sup> При малых нагрузках; при больших нагрузках все соотношения как в

<sup>7</sup> В числителе — для внешней звезды, в знаменателе — для внутренней.

<sup>8</sup> Для каждой части вторичной обмотки  $E'_{II} = 0,43 U_{=}$  (см. рис. 49, а).

В числителе — для соединения вторичной обмотки звездой, в знаменате

Продолжение табл. 13

форматор			Вентильный комплект					Фильтр			Схема на рис.
$k_{II} = \frac{P}{P_{II}}$ ( $k_{II_0}$ )	$k_I = \frac{P}{P_I}$ ( $k_{I_0}$ )	$k_{TP} = \frac{P}{P_T}$ ( $k_{TP_0}$ )	Число венти- лей (плеч) $m_B$	$G = \frac{U_{m об}}{U}$ ( $G_0$ )	$\frac{I_B}{I_{m}}$ $\left(\frac{I_{B_0}}{I_{m_0}}\right)$	$\frac{I_{m B}}{I}$	$\frac{I_{m B}}{I}$	Периодичность $m_{II}$	$i_{ac}$	$k_{nI}$ ( $k_{nI_0}$ ), %	
0,532 (0,56)	0,908 (0,953)	0,67 (0,705)	6 (или один шести- анод- ный)	2,3 (2,09)	0,39 (0,41)	1	0,167	6	300	8 (5,7)	49, а
0,642 (0,675)	0,908 (0,953)	0,752 (0,79)	То же	2,3 (2,09)	0,275 (0,29)	0,5	0,167	6	300	8 (5,7)	49, б
0,642 (0,675)	0,908 (0,953)	0,752 (0,79)	6 (или два трех- анод- ных)	1,15 (1,047)	0,55 (0,58)	1	0,333	6	300	8 (5,7)	50
0,908 (0,953)	0,908 (0,953)	0,908 (0,953)	6	1,15 (1,047)	0,55 (0,58)	1	0,333	6	300	8 (5,7)	51
0,78	0,78	0,78		1,15 (1)	0,65	1,66				$\frac{32(106)}{\tau_H}$	—

без потерь.  
шения остаются в силе.

ником; при соединении звездой они отличаются на несколько процентов (§ 3 гл. IV).

схеме Кюблера.

ле — треугольником.

Для возможности сопоставления со случаем емкостной реакции нагрузки значения расчетных коэффициентов при активной и индуктивной реакциях нагрузки даны для выпрямителей, у которых коэффициент неустойчивости выпрямленного напряжения  $\chi = 10\%$  в соответствии с выражением (III-78). Ввиду этого значения коэффициентов фазной э. д. с.  $B$  и обратного напряжения  $G$  увеличены на  $10\%$ , а коэффициентов  $D$ ,  $k_{II}$ ,  $k_I$  и  $k_{tr}$  уменьшены на  $5\%$  по сравнению с величинами  $B_0$ ,  $G_0$ ,  $D_0$ ,  $k_{II,0}$ ,  $k_{I,0}$  и  $k_{tr,0}$ , рассчитанными в гл. II и III для выпрямителя без потерь (в соответствующих графах таблицы эти величины приведены в скобках). При этом учтено, что при  $10\%$ -ной потере напряжения (угол перекрытия  $\gamma_r \approx 35^\circ$ ) э. д. с. обмоток трансформатора должны быть увеличены также на  $10\%$ ; однако, одновременно примерно на  $5\%$  уменьшатся действующие значения фазных токов [см. рис. 22 и формулу (III-97)], т. е. величины  $\frac{I_{II}}{I_{\Sigma}}$ ,  $\frac{I_I}{nI_{\Sigma}}$ , так что рост расчетных мощностей обмоток составит только  $5\%$ .

В табл. 13 приведены значения пяти коэффициентов  $\left(\frac{I_B}{I_{\Sigma}}, \frac{I_{mII}}{I_{\Sigma}}, \frac{I_{II}}{I_{\Sigma}}, \frac{I_{\Sigma B}}{I_{\Sigma}} \text{ и } \frac{I_{\Sigma II}}{I_{\Sigma}}\right)$ , позволяющие по известному (заданному) значению постоянной составляющей выпрямленного тока  $I_{\Sigma}$  определить при расчете значения токов через вентиль и фазу вторичной обмотки: амплитудные  $I_{mB} = I_{mII}$ , действующие  $I_B$  и  $I_{II}$ , а также средние  $I_{\Sigma B}$  и  $I_{\Sigma II}$ . В двухтактных схемах среднее значение тока в фазе  $I_{\Sigma II} = 0$ ; в однотактных — токи вентиля и фазный совпадают, так что  $I_{\Sigma B} = I_{\Sigma II}$  и  $I_B = I_{II}$ .

Следует отметить, что при емкостной реакции нагрузки указанные в таблице значения расчетных коэффициентов для двухтактных схем (Греца, Латура, Ларионова) не совпадают с приведенными на графиках рис. 26, а связаны с ними определенными соотношениями (см. § 3, 4, 9).

Частота первой (основной) гармоники пульсаций выпрямленного напряжения  $f_1 = m_p f_c$  в таблице дана для наиболее распространенного случая  $f_c = 50$  гц.

Величины коэффициента пульсаций по первой гармонике  $k_{п1}$  на входе фильтра при емкостной реакции нагрузки зависят, в первую очередь, от постоянной времени  $\tau_n = C_0 r_n$ . В таблице приведены значения  $k_{п1}$  (в процентах) согласно формуле (IV-46)

$$k_{п1} \% = \frac{100h}{\tau_n} = \frac{100h}{C_0 r_n}, \quad (\text{VI-53})$$

где  $\tau_n$  — в миллисекундах (т. е.  $C_0$  — в микрофарадах, а  $r_n$  — в килоомах);

$h$  — числовая величина<sup>1</sup>, которая определена по формуле (IV-45) для режимов работы, когда  $\frac{r}{r_n} = 0,1$  (для схемы Латура  $\frac{r'}{r_n} = 0,1$ );

$C_0$  — для схемы Латура емкость двух последовательно соединенных конденсаторов, а для других схем емкость первого конденсатора П-образного или емкостного фильтра.

При активной и индуктивной реакциях нагрузки величины коэффициента  $k_{п1}$ , найденные согласно формуле (II-31) и приведенные в таблице в скобках, не учитывают потерь в фазах выпрямителя и поэтому несколько занижены по сравнению с наблюдаемыми на практике (§ 8 гл. III). Степень увеличения значения  $k_{п1}$  по сравнению  $k_{п1}$ , зависит от периодичности выпрямленного напряжения  $m_n$  и величины угла перекрытия  $\gamma_x$  (см. рис. 22, б). Ориентировочные значения  $k_{п1}$  с учетом потерь составляют: при  $m_n = 2 — 0,7$ ; при  $m_n = 3 — 0,3 \div 0,35$ ; при  $m_n = 6 — 0,07 \div 0,09$ . Соответствующие средние величины даны в табл. 13.

На основании данных, приведенных в табл. 13, можно выбрать наиболее целесообразную схему при проектировании выпрямителей, а также быстро оценить ее основные элементы. Такие ориентировочные расчеты необходимы, в частности, при сравнении различных возможных вариантов. После выбора окончательного варианта производится его полный электрический, а затем конструктивный расчет, на основании соотношений, изложенных в гл. II—VI.

## Выбор вида нагрузки и схема

Рассмотрим вопрос о выборе вида нагрузки, с учетом фильтра, выпрямителя, который для некоторых схем и типов вентиля решается однозначно.

Активная нагрузка применяется редко, только тогда, когда потребитель не предъявляет строгих требований к пульсациям выпрямленного напряжения и можно обойтись без сглаживающего фильтра: например, при питании высокочастотных генераторов для технологических целей, двигателей постоянного тока, некоторых схем автоматики и т. п. В этом случае экономичность и надежность блока электропитания повышаются за счет отсутствия фильтра. Коэффициент использования трансформатора по мощности  $k_{тр}$  в схемах  $m_{п1} > 1$  при активной нагрузке выше, чем при нагрузке с емкостной реакцией. Этот коэффициент [при расчете по условной мощности выпрямленного тока  $P_*$ , т. е.

<sup>1</sup> В скобках указаны значения  $h$  для определения величины  $k_{п1}$ , т. е. для выпрямителя без потерь, когда  $\xi \rightarrow 1$ .

по формуле (II-75)] с ростом числа фаз в схеме приближается к случаю индуктивно-активной нагрузки; при подсчете по истинной мощности  $P_n$  (§ 5 гл. II) коэффициент  $k_{тр}$  в любой схеме при активной нагрузке выгоднее, чем при нагрузке с индуктивной реакцией.

Во всех других случаях применяется работа выпрямителя с фильтром, т. е. на емкостно-активную или индуктивно-активную нагрузку<sup>1</sup>. Однофазная схема и схема Латура всегда работают при емкостной реакции нагрузки. Индуктивно-активная нагрузка применяется при ионных вентилях (§ 7 гл. IV), а также по соображениям использования трансформатора в многофазных ( $m_{II} \geq 3$ ) выпрямителях большой и средней мощностей. Поэтому только при проектировании выпрямителей небольшой мощности с кенотронными и полупроводниковыми вентилями (в схемах двухфазной и Греца, а изредка также в трехфазной, четырехфазной и Ларионова) возможен выбор схем фильтров как с емкостной, так и с индуктивной реакцией.

При этом, исходя из данных табл. 13, нужно учитывать следующие соображения:

1. В схемах двухфазной и Греца при емкостно-активной нагрузке потребуется трансформатор приблизительно на 30% большей мощности, чем при прочих равных условиях и работе на индуктивно-активную нагрузку. В схеме Ларионова этот проигрыш снижается до 16%, а в трехфазной схеме достигает 44%.

2. При одинаковых параметрах сглаживающего фильтра работа на емкостно-активную нагрузку (когда имеющаяся емкость  $2C$  делится на две равные части  $C_0 = C_1 = C$  на входе и выходе П-образного фильтра) обычно выгоднее, чем на индуктивно-активную (с Г-образным фильтром при  $C_1 = 2C$ ). Для сравнения различных случаев примем  $\tau_n = C_0 r_n = 31,8 \text{ мкф} \cdot \text{ком}$  [согласно формуле (IV-7) это соответствует достаточно большой емкости конденсатора<sup>2</sup> при  $\zeta = 1$ , т. е.  $f_c = 50 \text{ гц}$ ]. При такой величине  $\tau_n$

<sup>1</sup> В соответствии с § 7 гл. IV применение П-образного фильтра приводит к работе выпрямителя на нагрузку с емкостной реакцией; при этом расчет производится, как при емкостно-активной нагрузке. В случае же Г-образного индуктивно-емкостного фильтра выпрямитель работает на нагрузку с индуктивной реакцией и рассчитывается, как при индуктивно-активной нагрузке.

<sup>2</sup> При выборе достаточно большой емкости конденсаторов электролитического типа следует подставлять в формулу (IV-7)  $m_n = 1$  для всех схем, так как допустимый коэффициент пульсаций  $k_n$  для этих конденсаторов обратно пропорционален частоте переменной составляющей напряжения  $f_1$ . Для  $f_1 = 50 \text{ гц}$  (в зависимости от типономинала электролитического конденсатора) допустимая величина  $k_n$  лежит в пределах  $4 \div 25\%$ ; конденсаторы бумажного типа допускают в этом случае  $k_n \approx 20\%$ , причем с ростом частоты  $f_1$  эта величина уменьшается медленнее (при  $f_1 = 100 \text{ гц}$  до 15%, а при  $f_1 = 300 \text{ гц}$  до 10%).

в типовых режимах выигрыш в величине коэффициента пульсаций  $k_{\text{пн}}$  на потребителе составляет для схем: двухфазной —  $3,8 \div 4,6$  раза, Греца —  $4 \div 4,4$  раза, трехфазной —  $3 \div 4,3$  раза, Ларионова —  $2,7 \div 4$  раза, т. е. в среднем  $3 \div 4$  раза для всех этих схем и растет прямо пропорционально при увеличении постоянной времени  $\tau_n$ .

3. При емкостно-активной нагрузке в схемах двухфазной и Греца потребуется примерно на 24% меньше витков вторичной обмотки трансформатора, чем в случае индуктивно-активной; в схеме Ларионова этот выигрыш практически отсутствует, а в трехфазной — составляет только 6%.

4. При емкостно-активной нагрузке обратное напряжение на вентилях в схемах двухфазной и Греца на 24% меньше, чем для индуктивно-активной, в трехфазной больше на 8%, а в схеме Ларионова — одинаковое.

Из этого можно сделать вывод, что для трехфазной схемы работа на нагрузку с емкостной реакцией обычно не целесообразна, в схеме Ларионова оба варианта являются приблизительно равноценными, а для схем двухфазной и Греца при достаточно больших величинах  $\tau_n$  предпочтительнее емкостно-активная нагрузка.

Следует также учитывать, что при емкостно-активной нагрузке получается более крутая внешняя характеристика, а также ухудшаются условия работы вентилях (растут амплитуда прямого тока и рассеяние мощности в них). Увеличение рассеиваемой в вентилях мощности несколько снижает к. п. д., а главное — может уменьшить пробивное напряжение, например германиевых вентилях. Кроме того, в зависимости от выбранного вида нагрузки изменяются условия при включении выпрямителя, что освещено в гл. V.

Так как при работе на нагрузку с емкостной реакцией круче внешняя характеристика (коэффициент нестабильности выпрямленного напряжения в несколько раз больше<sup>1</sup>, чем при индуктивно-активной нагрузке), то при питании устройств, для которых во время работы характерны большие изменения потребляемого от выпрямителя тока (например, усилителей некоторых типов), следует отдавать предпочтение Г-образной схеме фильтра.

Тип вентилях выбирается по допустимым величинам обратного напряжения, рассеиваемой мощности и тока с учетом эксплуатационных особенностей, изложенных в гл. I. Отметим только, что в схемах простых двухтактных и с умножением напряжения, а также двухтактных секциях сложных схем, требующих не-

<sup>1</sup> За исключением схемы Ларионова (§ 9).



скольких изолированных катодных точек, наиболее целесообразно применять полупроводниковые вентили, которые не нуждаются в накале. Многоанодные (число анодов — два и более) кенотроны и ионные вентили применяют в простых однокатных схемах и в однокатных секциях сложных схем. Одноанодные вентили, для которых необходим накал или вспомогательные, например пусковые прикатодные устройства, также более целесообразно применять в однокатных схемах<sup>1</sup>.

При выборе выпрямительной схемы прежде всего учитывается величина мощности. При потребляемой мощности свыше 1—2 *квт* допустимо применение только схем трехфазного питания, которые равномерно нагружают фазы трехфазной сети. Для небольших мощностей применяют схемы однофазного питания. Исключением может быть случай питания радиоустройства, к которому подведена трехфазная сеть. При этом даже относительно маломощные выпрямители целесообразно выполнить, например, по схеме Ларионова ввиду ее преимуществ.

По использованию трансформатора самыми невыгодными являются однополупериодные схемы, в которых обмотки нагреваются всеми гармониками токов, проходящих через вентили, а вторичная — еще и постоянной составляющей. В двухполупериодных схемах в первичной обмотке отсутствуют четные гармоники тока, вследствие чего улучшается ее использование. Для всех однокатных (однополупериодных и двухполупериодных) схем расчетные мощности обмоток трансформатора не равны: первичная обмотка должна быть рассчитана на меньшую мощность  $P_I < P_{II}$  ввиду отсутствия в ней постоянной составляющей, а в двухполупериодных схемах — и четных гармоник тока. В двухтактных схемах как в первичной, так и во вторичной обмотке отсутствуют постоянные составляющие и четные гармоники токов. В результате  $P_I = P_{II}$  и трансформаторы используются по мощности лучше, чем в однокатных.

## § 12. СРАВНИТЕЛЬНЫЕ ДАННЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

Основными частями выпрямителя, определяющими его установочную стоимость (первоначальные затраты), являются: 1) вентильный комплект, 2) сглаживающий фильтр, 3) анодный трансформатор, 4) вспомогательные устройства (трансформаторы накала вентилей с накаленными катодами, элементы возбуждения и зажигания при применении некоторых типов ионных вентилей,

<sup>1</sup> Однако, в связи с тем, что не всегда есть соответствующие типы полупроводниковых вентилей, в настоящее время в схеме Латура широко применяются кенотроны, а в схеме Ларионова — тиратроны и газотроны.

элементы охлаждения, пускорегулирующая и защитная аппаратура и т. п.).

Как уже указывалось, единственным принципиально необходимым элементом выпрямителя является вентильный комплект. Однако, за относительно редкими исключениями, всегда имеются также сглаживающий фильтр и анодный трансформатор. Поэтому в качестве типового можно рассматривать выпрямитель с трансформатором и Г-образным или П-образным фильтром.

Вид и сложность вспомогательных устройств зависит, в первую очередь, от типа примененных вентилях, мощности и назначения выпрямителя. Наиболее простые вспомогательные устройства для неуправляемых полупроводниковых вентилях, несколько сложнее при кенотронах и газотронах и еще сложнее, когда применяются ртутные и управляемые вентили. Очевидно, что сложность вспомогательных устройств увеличивается с ростом мощности установки и степени ее автоматизации. Наибольшая она для необслуживаемых автоматических устройств, например, на промежуточных станциях радиорелейных линий.

При автономном питании переносных (полевых, туристских, колхозно-совхозных, войсковых) и передвижных (располагаемых, например, на автомашинах, самолетах, кораблях, ракетах, шарах-зондах и т. п.) радиоустройств состав узла электропитания усложняется. В него могут входить двигатели внутреннего сгорания с электрогенераторами, электромашинные преобразователи, например на частоту 400 гц, умформеры, солнечные батареи, вибропреобразователи, аккумуляторы, батареи гальванических элементов и т. д.

Различные выпрямительные схемы можно, в первую очередь, сравнить по необходимому основному оборудованию: числу вентильных элементов  $N$  в вентильном комплекте, величине индуктивностей  $L$  и емкостей  $C$  сглаживающего фильтра и необходимой мощности трансформатора  $P_T$  при заданных значениях выпрямленного тока  $I_{\Sigma}$  и напряжения  $U_{\Sigma}$ , а также коэффициента пульсаций на потребителе  $k_{\text{пвл}}$ .

### Вентильный комплект

Необходимое число, например, полупроводниковых вентильных элементов (см. рис. 8, б)

$$N = m_{\text{в}} N_1 N_2, \quad (\text{VI-54})$$

где  $m_{\text{в}}$  — число вентильных плеч в схеме;

$N_1$  — число последовательно включенных групп вентилях в каждом плече;

$N_2$  — число параллельно включенных вентилях в каждой группе.

Очевидно, числа  $N_1$  и  $N_2$  определяются отношениями обратного напряжения на вентиле  $U_{\text{об}}$  и действующего значения тока

в плече  $I_{\text{в}}$  соответственно к величинам напряжения  $U_{\text{об. доп}}$  и тока  $I_{\text{в. доп}}$ , которые допустимы для одного вентиля<sup>1</sup>, т. е.

$$N_1 = \frac{U_{\text{м об}}}{U_{\text{об. доп}}} ; \quad (\text{VI-55})$$

$$N_2 = \frac{I_{\text{в}}}{I_{\text{в. доп}}} . \quad (\text{VI-56})$$

С учетом соотношения (II-47) формулу (VI-55) можно записать в виде

$$N_1 = G \frac{U_{\text{=}}}{U_{\text{об. доп}}} = G l_1, \quad (\text{VI-57})$$

где  $l_1 = \frac{U_{\text{=}}}{U_{\text{об. доп}}}$  — можно рассматривать как заданную величину.

Число (в относительных единицах) последовательно включенных в каждое плечо групп, равное согласно формуле (VI-57) коэффициенту  $G$ ,

$$N'_1 = \frac{N_1}{l_1} = G \quad (\text{VI-58})$$

приведено для наиболее часто применяемых схем и видов нагрузки в табл. 14.

Аналогично, число  $N_2$  можно выразить

$$N_2 = \frac{I_{\text{=}}}{I_{\text{в. доп}}} \cdot \frac{I_{\text{в}}}{I_{\text{=}}} = \frac{I_{\text{в}}}{I_{\text{=}}} l_2, \quad (\text{VI-59})$$

где  $l_2 = \frac{I_{\text{=}}}{I_{\text{в. доп}}}$  — заданная величина, а величины коэффициентов

$\frac{I_{\text{в}}}{I_{\text{=}}}$  приведены в табл. 13.

Тогда число параллельно соединенных вентильных элементов в каждой группе (в относительных единицах)

$$N'_2 = \frac{N_2}{l_2} = \frac{I_{\text{в}}}{I_{\text{=}}} . \quad (\text{VI-60})$$

Численные значения  $N'_2$  согласно формуле (VI-60) приведены в табл. 14.

Необходимое число вентильных элементов для различных схем (в относительных единицах), равное с учетом формул (VI-54), (VI-58), (VI-60)

$$N' = m_{\text{в}} N'_1 N'_2 = \frac{N}{l_1 l_2}, \quad (\text{VI-61})$$

также приведено в табл. 14.

<sup>1</sup> В некоторых случаях число  $N_2$  должно выбираться с учетом допустимых амплитуд токов через вентильные элементы.



Из приведенных в табл. 14 данных следует, что по необходимому числу вентильных элементов (при условии их полного использования по допустимым току и обратному напряжению) самыми выгодными являются схемы, состоящие из трехфазных секций (трехфазная, Вологодина и Ларионова) при индуктивной реакции нагрузки (Г-образном индуктивно-емкостном фильтре). В схемах четырехфазной, двухфазной и Греца при Г-образном фильтре, а также Ларионова при П-образном потребуется примерно на 20% больше вентильных элементов; в шестифазной схеме при индуктивной реакции нагрузки — на 40% больше. Самыми худшими по использованию вентилей являются схемы однофазная, Латура, двухфазная, Греца и трехфазная при емкостной реакции нагрузки, когда требуется уже на 70—60% больше вентильных элементов, т. е. увеличиваются стоимость, габариты и вес вентильного комплекта.

Следует однако помнить, что указанные сравнительные соотношения относятся к случаю, когда рассчитанные по формулам (VI-57), (VI-59) числа  $N_1$  и  $N_2$  оказываются целыми. В противном случае число групп и элементов в каждой группе придется округлить до ближайших целых чисел, что приводит к недоиспользованию вентилей по току и напряжению. Так как степень этого недоиспользования будет различной в разных схемах, то и соотношения необходимых чисел вентилей в вентильных комплектах будут отличаться от указанных в табл. 14. Это соображение является существенным при малых величинах  $N_1$  и  $N_2$ , т. е. при небольших выпрямленных токах и напряжениях (малых мощностях), а также при применении кенотронных и ионных вентилей.

Сложность вспомогательных устройств зависит от типа примененных вентилей, который, в свою очередь, часто определяется выбранной схемой. Например, в однотактных схемах можно уменьшить стоимость вентильного комплекта и всего выпрямителя путем применения многоанодных вентилей с общими элементами и вспомогательными устройствами.

Поэтому для окончательного решения вопроса о наиболее целесообразном из технико-экономических соображений выборе схемы и типа вентилей обычно требуется при проектировании сопоставить расчетные данные нескольких возможных вариантов.

### Сглаживающий фильтр и анодный трансформатор

Сравним выпрямительные схемы по сложности сглаживающего фильтра при заданном коэффициенте пульсаций на потребителе  $k_{\text{п.н.}}$ . Для этого вычислим отношение коэффициента пульсаций по первой гармонике на входе Г-образного фильтра  $k_{\text{п1}}$  к квадрату

периодичности  $m_{\pi}^2$ , которое характеризует коэффициент пульсаций на нагрузочном сопротивлении  $k_{\pi 1\pi}$  при заданной частоте  $f_c$  и одинаковой величине произведения  $LC_1$  индуктивности и емкости элементов Г-образного звена фильтра [см. формулы (V-3), (V-5) и (V-10)]. Если умножить приведенные в табл. 14 величины отношения  $\frac{k_{\pi 1}}{m_{\pi}^2}$  на коэффициент  $\frac{10}{LC_1}$ , где  $L$  — индуктивность фильтра (в генри), а  $C_1$  — емкость (в микрофарадах), получим коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения на потребителе  $k_{\pi 1\pi}$  в процентах (при  $f_c = 50$  гц). Следовательно, при  $LC_1 = 10$  гн·мкф отношение  $\frac{k_{\pi 1}}{m_{\pi}^2}$  непосредственно дает величину  $k_{\pi 1\pi} \%$ .

Сложность П-образного фильтра, в первую очередь, зависит от величины нагрузочного сопротивления, которая согласно выражению (VI-53) определяет коэффициент пульсаций  $k_{\pi 1}$  на входе фильтра. В табл. 14 для П-образного фильтра коэффициенты  $k_{\pi 1}$  рассчитаны при постоянной времени  $\tau_n = C_0 r_n = 31,8$  мкф·ком, что по формуле (IV-7) обеспечивает достаточно большую величину емкости  $C_0$  (при  $\zeta = 1$ ). При этом значения величин  $k_{\pi 1}$  вычислены согласно табл. 13.

Если задаться соотношением величин элементов<sup>1</sup>  $L$  и  $C_1$  в Г-образном фильтре (или в Г-образном звене П-образного фильтра), то необходимая индуктивность дросселя (и емкость конденсатора) будет прямо пропорциональна корню квадратному из отношения  $\frac{k_{\pi 1}}{m_{\pi}^2}$ . Поэтому величины  $\frac{\sqrt{k_{\pi 1} \%}}{m_{\pi}}$ , приведенные в табл. 14, характеризуют в относительных единицах сложность Г-образного фильтра.

Как уже неоднократно подчеркивалось, сложность фильтра резко уменьшается с ростом периодичности выпрямленного напряжения. Особенно невыгодной в этом смысле является однофазная схема. Двухпульсационные схемы — двухфазная, Греца и Латура — приблизительно равноценны, а трехпульсационные, четырехпульсационные и особенно шестипульсационные (в том числе схемы Володина и Ларионова) — значительно лучше. При достаточно больших величинах  $\tau_n$  фильтр проще при работе на нагрузку с емкостной реакцией. Однако следует иметь в виду, что в ряде случаев стоимость сглаживающего фильтра может быть уменьшена за счет применения многозвенного, реостатно-емкостного, резонансного или электронного фильтра, что не учтено в табл. 14.

<sup>1</sup> Например, выбрать величину волнового сопротивления  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C_1}}$ .

Необходимые типовые мощности трансформаторов  $P_{\text{т}}$ , при заданной условной мощности выпрямителя  $P_{\text{в}}$ , определяются согласно формуле (II-75) величинами  $\frac{1}{k_{\text{тр}}}$ , которые приведены в табл. 14. Следует учитывать, что стоимость, габариты и вес трансформатора зависят не только от его мощности, но также от рабочих напряжений, числа и вида обмоток, наличия вынужденного намагничивания и т. п.

### Основное оборудование

Для облегчения выбора и сопоставления различных вариантов при расчете выпрямителя в табл. 14 приведены также сравнительные коэффициенты усложнения вентильного комплекта  $Q_{\text{в}}$  и фильтра  $Q_{\text{ф}}$ , а также коэффициент повышения мощности трансформатора  $Q_{\text{тр}}$ . Эти коэффициенты представляют собой нормированные величины, причем при нормировании показатели схемы Ларионова с Г-образным фильтром приняты за единицу. Таким образом, коэффициенты усложнения найдены по следующим формулам: а) коэффициент увеличения числа вентиляей

$$Q_{\text{в}} = \frac{N'}{N'_{\text{Л}}}, \quad (\text{VI-62})$$

где  $N'$  — необходимое число вентиляей в данной схеме, а  $N'_{\text{Л}}$  — в схеме Ларионова (здесь и ниже индекс «Л» указывает на схему Ларионова с Г-образным фильтром);

б) коэффициент увеличения мощности трансформатора

$$Q_{\text{тр}} = \frac{k_{\text{тр}} \cdot L}{k_{\text{тр}}}; \quad (\text{VI-63})$$

в) коэффициент усложнения (увеличения значений  $L$  и  $C_1$ ) Г-образного фильтра

$$Q_{\text{ф}} = \frac{\frac{\sqrt{k_{\text{п1}}}}{m_{\text{п}}}}{\frac{\sqrt{k_{\text{п1Л}}}}{m_{\text{пЛ}}}}; \quad (\text{VI-64})$$

г) коэффициент усложнения П-образного фильтра

$$Q_{\text{ф}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{\frac{\sqrt{k_{\text{п1}}}}{m_{\text{п}}}}{\frac{\sqrt{k_{\text{п1Л}}}}{m_{\text{пЛ}}}}, \quad (\text{VI-65})$$

где множитель  $\frac{3}{2}$  приближенно учитывает наличие конденсатора  $C_0$  (при этом принимается, что элементы  $C_0$ ,  $L$  и  $C_1$  приблизительно равноценны).

Коэффициент усложнения основного оборудования в выпрямительной схеме (по сравнению со схемой Ларионова при Г-образном фильтре) можно выразить

следующим образом:

$$Q_B = \frac{Q_B a_B + Q_\Phi a_\Phi + Q_{\text{тр}} a_{\text{тр}}}{a_B + a_\Phi + a_{\text{тр}}}, \quad (\text{VI-66})$$

где величины  $Q_B$ ,  $Q_\Phi$  и  $Q_{\text{тр}}$  определяются соответственно по формулам (VI-62), (VI-64) [или (VI-65)] и (VI-63);

$a_B$ ,  $a_\Phi$  и  $a_{\text{тр}}$  — коэффициенты, учитывающие отношение стоимостей вентилей, фильтра и трансформатора в схеме Ларионова с Г-образным фильтром.

При этом для упрощения расчета принимается, что стоимость вентилей прямо пропорциональна их числу, фильтра — величинам  $L$  и  $C$ , трансформатора — его мощности.

Для оценки величины  $Q_B$  следует задаться коэффициентами  $a_B$ ,  $a_\Phi$ ,  $a_{\text{тр}}$ . Если, например, принять, что в схеме Ларионова стоимость вентилей равна стоимости фильтра, а трансформатора — превышает ее в два раза (т. е.  $a_B = a_\Phi = 1$  и  $a_{\text{тр}} = 2$ ), то из соотношения (VI-66) получим

$$Q_B = \frac{Q_B + Q_\Phi + 2Q_{\text{тр}}}{4}. \quad (\text{VI-67})$$

Результаты расчетов по формуле (VI-67) приведены в табл. 14 (числитель). При других соотношениях  $a_B$ ,  $a_\Phi$  и  $a_{\text{тр}}$  величины  $Q_B$  меняются незначительно. Например, при  $a_B = a_\Phi = a_{\text{тр}}$  результаты вычисления  $Q_B$  даны в знаменателе табл. 14.

Необходимо подчеркнуть сугубую приближенность оценки по формуле (VI-67), так как соотношение действительных стоимостей зависит от элементов схемы с учетом рабочих напряжений и токов, требований по сглаживанию пульсаций, уровня технологии производства, стоимости материалов и ряда других факторов. Действительная стоимость установки может быть подсчитана лишь после детального ее электрического и конструктивного расчетов, а также подбора элементов.

При малых мощностях (малых выпрямленных токах) стоимость может быть снижена путем замены дросселя фильтра, например, активным сопротивлением. Необходимо также иметь в виду, что мощность трансформатора не полностью определяет его стоимость, стоимости элементов не прямо пропорциональны величинам их основных параметров и т. д.

В формуле (VI-67) не учтена также стоимость дополнительных элементов (трансформаторы накала, элементы цепей возбуждения, пуска, охлаждения, регулирования и т. п.), которая зависит от многих факторов (тип вентилей, применение многоанодных вентилей и т. д.).

Данные табл. 14, в частности величина  $Q_B$ , по крайней мере качественно, правильно дают соотношения по сложности и относительной стоимости элементов схем, а также основного оборудования выпрямителей в целом и могут быть использованы при ориентировочных оценках вариантов. Кроме того, эти данные подтверждают сделанные выше выводы, например:

1) невыгодность однофазной схемы. Эта схема рентабельна лишь при малых выпрямленных токах (с реостатно-емкостным фильтром), особенно для повышенных частот, а также для высоких выпрямленных напряжений. Ее целесообразно применять при малых мощностях, когда стоимость трансформатора определяется главным образом не его мощностью (стоимостью активных материалов), а стоимостью обмоточных и других работ;

2) невыгодность схем Грейца и двухфазной при Г-образном фильтре, если можно применить большие емкости в фильтре;

3) некоторое преимущество схем четырехфазной и шестифазной по сравнению с трехфазной;



4) приблизительную равноценность схем двухфазной, Греча и Латура с П-образным фильтром;

5) преимущества схемы Вологодина и особенно Ларионова, которую следует применять возможно шире;

6) приблизительную равноценность вариантов работы схемы Ларионова с Г-образным и П-образным фильтрами.

При проектировании выпрямителей одним из важнейших соображений (наряду с малой установочной стоимостью, т. е. первоначальными затратами) является получение высокого к. п. д. выпрямительной установки. Часто также предъявляются требования получения малой величины коэффициента неустойчивости напряжения  $\chi$ , т. е. пологой внешней характеристики. Для мощных выпрямителей большое значение имеет не только получение высокого к. п. д., но и коэффициента мощности (§ 8 гл. III).

Важными соображениями при выборе элементов выпрямительных схем являются надежность работы проектируемых устройств и их перегрузочная способность. Например, следует иметь в виду, что при современном уровне технологии надежность и перегрузочная способность германиевых и кремниевых вентилях ниже, чем кенотронных и селеновых.

Часто при выборе схемы и вентилях следует учитывать следующие соображения: получение минимального веса или габаритов; применение стандартных, нормализованных или однотипных элементов (трансформаторов, дросселей и др.); получение заданного времени включения; применение имеющихся в наличии деталей (трансформаторы, вентили, дроссели, конденсаторы и т. п.); климатические и вибрационные условия работы аппаратуры, а также другие дополнительные требования и условия. Необходимо также стремиться к снижению стоимости часа эксплуатации установки. Эти вопросы подробнее рассматриваются в руководствах по проектированию электропитающих установок для радиоаппаратуры.

### § 13. СХЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ МАЛОМОЩНЫХ ПРИБОРОВ ОТ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Рассмотрим примеры схем электропитания массовых маломощных приборов, потребляющих от сети однофазного переменного тока несколько десятков ватт (обычно от 60 до 200 *вт*). К этим приборам относятся радиоприемники, радиолы, телевизоры, магнитофоны, комбинированные установки (например, телерадиолы, магнитола), осциллографы, радиоизмерительная аппаратура и т. п.

На рис. 56 приведена схема электропитания радиолы «Урал-57», потребляющей от сети не более 80 *вт* при приеме радиостанций. Выпрямитель собран на двуханодном кенотроне 5Ц4С по одноконтурной двухфазной схеме, работающей на нагрузку с емкостной реакцией ( $C_0 = C_{49} = 20 \text{ мкф}^1$ ).

<sup>1</sup> Здесь и ниже при рассмотрении схем электропитания конкретных приборов сохранены обозначения деталей, примененные на принципиальных схемах этих приборов, приложенных к заводским описаниям.

На рис. 56, 57, 58 применены обозначения деталей, принятые для мало-мощной радиоаппаратуры. Непроволочные сопротивления с допустимой рассеиваемой мощностью 0,25 *вт* отмечают одной наклонной чертой (см., например,  $R_{15}$  на рис. 57), при мощности 0,5 *вт* — горизонтальной чертой, при мощности 1 *вт* — одной вертикальной чертой, при мощности 2 *вт* — двумя вертикальными чертами (см., например,  $R_{15}$  на рис. 56). Проволочные сопротивления (например,  $R_{55}$  на рис. 58) не имеют дополнительных отметок.

Если величины емкостей даны в микрофарадах, а сопротивлений в мегамах, то соответствующие надписи, например  $C_{49}$  на рис. 56 (20,0), включают

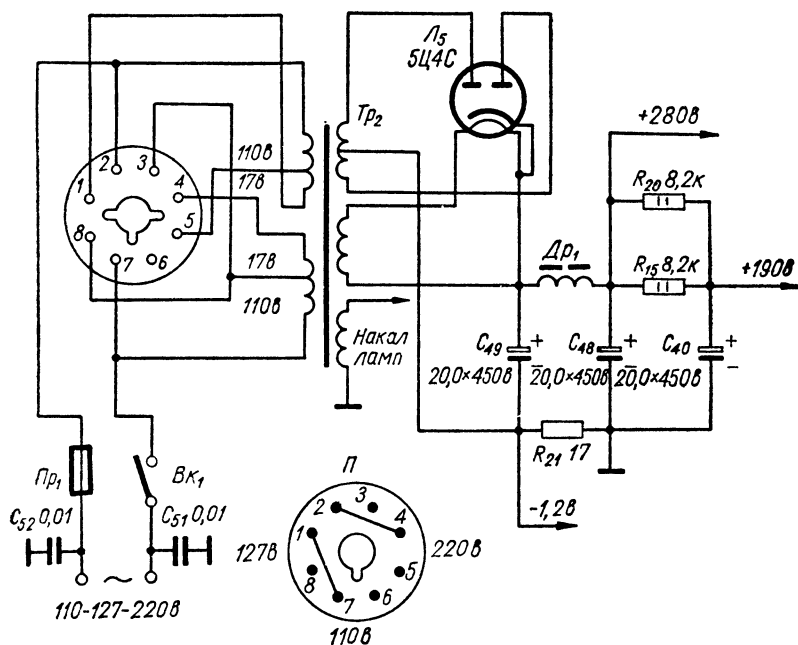


Рис. 56. Схема электропитания радиолы «Урал-57».

запятую. Цифрой без запятой обозначаются емкости в пикофарадах и сопротивления в омах (например,  $R_{54}$  на рис. 58). Сопротивления в киломах отмечены цифрой с буквой к, например  $R_{51} = 39 \text{ к}$  на рис. 58.

Фильтр для сглаживания пульсаций (рис. 56) — трехзвенный. После первого емкостного и второго LC-звена выпрямленное напряжение поступает на выходную ступень усилителя низкой частоты, при питании которой допустим коэффициент пульсаций  $k_{\text{плн}}$  большей величины, чем для каскадов с меньшими уровнями сигнала; эти каскады получают более низкое выпрямленное напряжение после третьего реактивно-емкостного звена фильтра.

В цепь «минуса» выпрямленного напряжения включено сопротивление  $R_{21}$ , падение напряжения на котором используется как напряжение сеточного смещения в предварительных каскадах усиления (напряжение смещения выходной ступени усилителя низкой частоты автоматическое — получается за счет падения на сопротивлении в цепи катода — и в схеме на рис. 56 не показано).

Силовой трансформатор  $Tr_2$  имеет первичную сетевую обмотку, повышающую вторичную, а также обмотки накала кенотрона и ламп приемника. Сетевая обмотка состоит из двух секций, которые с помощью переключателя  $\Pi$  включаются параллельно при питании от сети с напряжением 127 в. Для питания от сети 220 в в секциях имеются отводы и соответствующие части секций включаются последовательно, а при напряжении 110 в эти же участки соединяются параллельно.

На рис. 57 показан выпрямитель для питания магнитофона «Днепр-11», собранный по схеме Греча на селеновых столбиках  $B_1$  и обеспечивающий  $U = \approx 300$  в при  $I = \approx 80$  ма. Сглаживающий фильтр состоит из одного емкостного и одного LC-звена, а также двух RC-звеньев, после которых раздельно питаются каскады магнитофона.

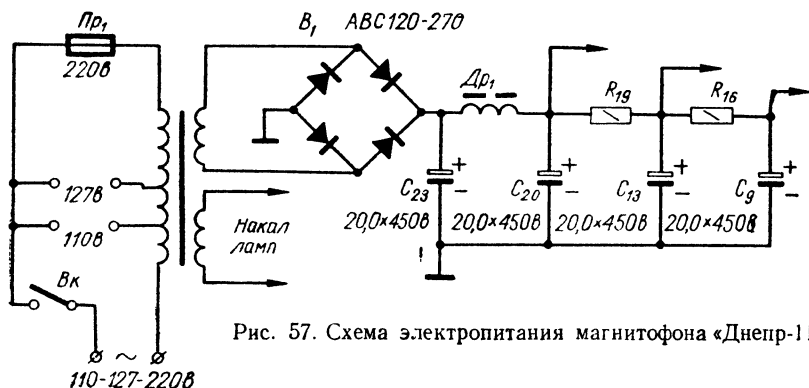


Рис. 57. Схема электропитания магнитофона «Днепр-11».

Для питания при различных напряжениях сети первичная обмотка секционированная, причем переключаются отводы перестановкой плавкого предохранителя  $Pr_1$ . Вследствие применения полупроводниковых вентилей, не требующих накала, а также двухтактной выпрямительной схемы снижены потребляемая от сети мощность и типовая мощность трансформатора.

Рассмотрим схему электропитания телевизора «Воронеж» (рис. 58). Выпрямитель, питающий анодно-экранные цепи ламп, собран по схеме Латура на германиевых диодах  $ПП_6 - ПП_9$  и электролитических конденсаторах  $C_{43} = C_{44} = 150$  мкф (типа КЭ-2-200-150Н на рабочее напряжение 200 в). В каждое плечо выпрямителя включены два последовательно соединенных вентиля Д7Ж (в старых выпусках ДГ-Ц27). Сопротивления  $R_{50} = R_{51} = R_{52} = R_{53} = 39$  ком обеспечивают равномерное распределение обратного напряжения между вентилями плеча (см. § 5 гл. I). Схема питается непосредственно от отвода сетевой обмотки трансформатора  $Tr_2$ , т. е. подключена к сети через автотрансформатор.

Сопротивление  $R_{54}$  способствует ограничению пускового тока при включении схемы. Кроме предохранителей в проводах сети  $Pr_1, Pr_2$  предусмотрен предохранитель  $Pr_3$  в цепи тока  $i_{11}$ .

Для подачи смещения на управляющие сетки некоторых ламп используется отдельный выпрямитель с П-образным фильтром, собранный по однофазной схеме на германиевом диоде  $ПП_{10}$  типа Д2Д.

Конденсатор  $C_{42}$  (также как и конденсаторы  $C_{51}, C_{52}$  на схеме рис. 56) является простейшим помехозащитным фильтром, который препятствует прохождению в радиоустройство наведенных на провода питающей сети индуктивных и атмосферных помех.

Высокое напряжение для кинескопа этого телевизора величиной 11 кВ (при трубке 35ЛК2Б) либо 15 кВ (при трубке 43ЛК3Б) вырабатывается импульсным выпрямителем (на рис. 58 не показан), собранным по однофазной схеме на кенотроне 1Ц11П и питаемым от строчного автотрансформатора. В импульсном выпрямителе, выполненном по типу схемы на рис. 55, применен сглаживающий П-образный фильтр с  $r_{\phi} = 1 \text{ Мом}$  и  $C_0 = 390 \text{ нф}$ . В качестве элемента  $C_1$  используется собственная емкость кинескопа.

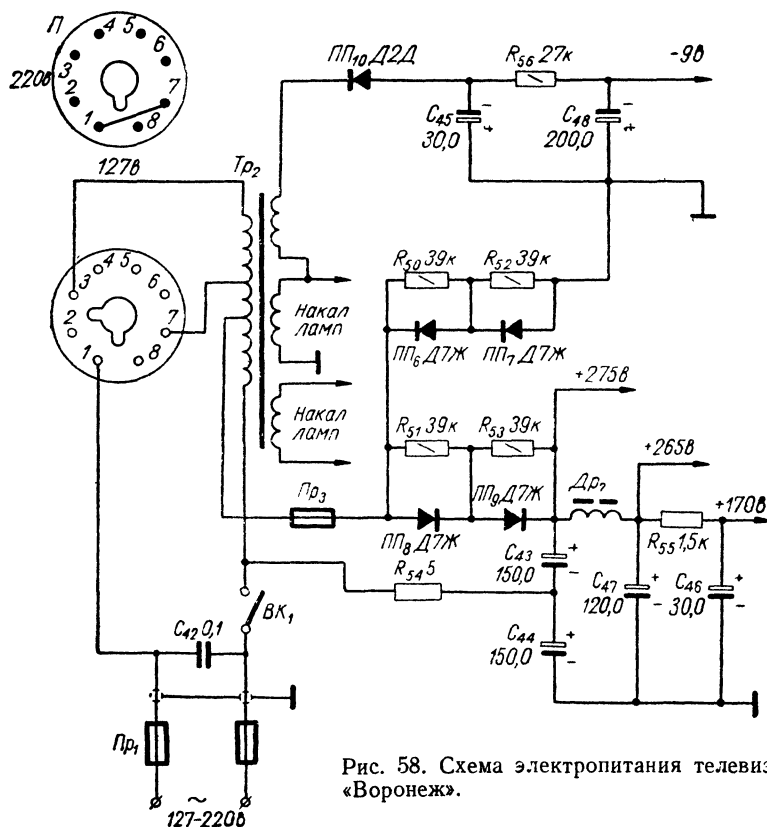


Рис. 58. Схема электропитания телевизора «Воронеж».

Рассмотренные примеры охватывают наиболее часто применяемые для питания мало мощной аппаратуры выпрямительные схемы (однофазную, двухфазную, Грета и Латура) и типы вентилях (кенотроны, селеновые и германиевые<sup>1</sup> диоды).

<sup>1</sup> Применяют также кремниевые диоды. В частности, с 1963 г. выпуск германиевых диодов типа Д7 сокращается как устаревших и они заменяются кремниевыми типа Д226А (Д7А—Д7Е) и Д226 (Д7Ж).

## **РЕГУЛИРОВАНИЕ ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ**

### **§ 1. МЕТОДЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ**

Для исследования режимов работы радиоустановок необходимо варьировать величиной одного или нескольких питающих напряжений. В некоторых цепях радиоустройств необходимо постепенно (плавно или ступенчато) изменять выпрямленное напряжение. Пуск мощных установок значительно облегчается при постепенном подъеме питающего напряжения. Некоторые процессы (как, например, «жестчение» мощных ламп) основаны на постепенном повышении анодного напряжения. Все это приводит к необходимости регулирования выпрямленного напряжения.

Регулировать выпрямленное напряжение можно изменением:

- а) выпрямленного напряжения на стороне постоянного тока;
- б) питающего напряжения переменного тока;
- в) параметров вентиля и, кроме того, комбинируя способы, указанные в пунктах «а», «б» и «в».

Регулировать можно от нуля до номинальной величины напряжения  $U_{\text{вых}}$ , или в некоторых пределах около него, независимо от значений входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  и сопротивления  $r_{\text{н}}$ .

Регуляторы могут быть ручные и автоматические. В ручных регуляторах изменение в регулируемом элементе осуществляется оператором; в автоматических регуляторах это делается автоматически по заранее выработанной программе. Управляющим фактором, который руководит автоматом переключения регулятора, может быть выбрана, например, величина напряжения на потребителе  $U_{\text{вых}}$ . Если при регулировании автоматического регулятора напряжения остается неизменной величина  $U_{\text{вых}}$ , т. е. получается стабилизация напряжения, то такой автоматический регулятор можно назвать стабилизатором.

К регуляторам, изменяющим непосредственно выпрямленное напряжение, относятся активные сопротивления: реостаты и делители напряжения. К регуляторам, изменяющим питающее переменное напряжение, относятся активные сопротивления, реактивные сопротивления в виде дросселей с подвижным сердечником и дросселей насыщения, регулируемые трансформаторы

и автотрансформаторы, трансформаторы с подмагничиванием постоянным током.

К регуляторам с изменяющимися параметрами вентилей относятся управляемые тиратронные, игнитронные и кремниевые, а также ртутные металлические выпрямители с сеткой.

## § 2. РЕГУЛИРОВАНИЕ НА СТОРОНЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

На рис. 59, а, б приведены схемы регулирования на стороне постоянного тока с помощью делителя напряжения и реостата.

Пользуясь обозначениями, приведенными на рис. 59, а и выразив через  $\sigma_0$  коэффициент передачи напряжения делителем при холостом ходе, получим на потребителе напряжение

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{1}{\frac{1}{\sigma_0} + \frac{r}{r_H} (1 - \sigma_0)} \quad (\text{VII-1})$$

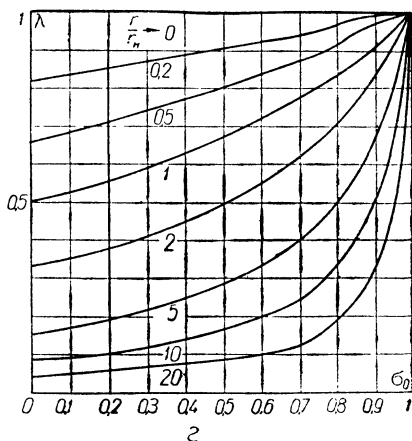
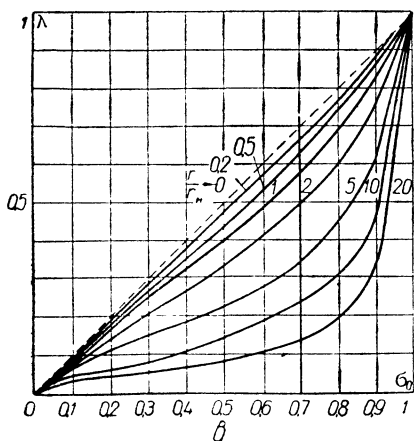
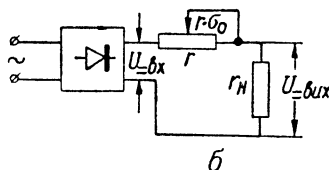
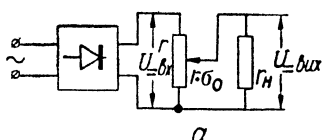


Рис. 59. Регулирование на стороне постоянного тока:

а — схема с делителем напряжения; б — схема с реостатом; в — кривые регулирования для схемы а; г — кривые регулирования для схемы б.

Обозначив через  $r\sigma_0$  сопротивление закороченной части реостата с полным сопротивлением  $r$ , получим напряжение на

потребителе при регулировании реостатом (рис. 59, б)

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{1}{1 + \frac{r}{r_{\text{н}}} (1 - \sigma_0)} \quad (\text{VII-2})$$

Кривые регулирования  $\lambda = \varphi(\sigma_0)$  для разных значений  $\frac{r}{r_{\text{н}}}$  согласно выражениям (VII-1) и (VII-2) приведены на рис. 59, в, г.

Сравним на конкретном примере способ получения экранного напряжения с помощью делителя и реостата в цепи экранной сетки. В процессе работы надо обеспечить практически неизменное экранное напряжение при изменении тока экранной сетки, при этом  $\sigma_0 = \text{const}$ , а  $r_{\text{н}} = \text{var}$ .

Для схемы с делителем не следует в данном примере выбирать  $\frac{r}{r_{\text{н}}} > 0,5$ , так как, например, при  $\sigma_0 = 0,7$  и  $\frac{r}{r_{\text{н}}}$  от 0 до 0,5 согласно рис. 59, в экранное напряжение будет падать не больше, чем на 10%  $\left( \lambda = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 0,7 \text{ и } 0,64 \right)$ , но к. п. д.  $\leq 17\%$ . В схеме с реостатом при тех же значениях  $\lambda$  и  $\frac{r}{r_{\text{н}}}$  (согласно рис. 59, г) экранное напряжение будет падать на 30%  $\left( \text{от } \lambda = 1 \text{ при } \frac{r}{r_{\text{н}}} = 0 \text{ до } \lambda = 0,7 \text{ при } \frac{r}{r_{\text{н}}} = 0,5 \right)$ . При этом  $\sigma_0$  должно быть равно 0,2. К. п. д. при реостатном питании будет  $\geq 70\%$ .

Несмотря на возрастание к. п. д. (в нашем примере 0,7 по сравнению с 0,17), в маломощных устройствах экранные сетки питают с помощью делителей напряжения, так как это дает меньшие изменения напряжения (10% вместо 30%). В переносной радиоаппаратуре, где расход энергии ограничен, приходится применять реостатное питание экранных сеток.

При выборе способа регулирования (делителем напряжения или реостатом) иногда решающим фактором является обеспечение токопрохождения через источник. Сюда относится питание от выпрямителей цепей сеток отрицательным потенциалом при сеточных токах. Здесь без делителя напряжения (рис. 59, а) не обойтись, так как сеточный ток имеет обратное направление, и через выпрямитель не может пройти.

Вследствие значительных потерь мощности и более крутой внешней характеристики источника рассмотренные схемы регулирования, как правило, в установках средней и большой мощности не применяют.

### § 3. РЕГУЛИРОВАНИЕ НА СТОРОНЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

#### Реактивные регулирующие сопротивления

Величину напряжения в цепях переменного тока можно также регулировать с помощью активных сопротивлений, но значительно экономичнее использовать для этого реактивные сопротивления

(дроссели с подвижным сердечником и дроссели насыщения), которые не приводят к заметным активным потерям, хотя уменьшают коэффициент мощности.

В дросселе с подвижным сердечником при изменении величины воздушного зазора получают изменение индуктивности, а значит и сопротивления переменному току. Такие дроссели включают как реостаты последовательно в регулируемую цепь. Если питание осуществляют от трехфазной сети, то в каждую фазу

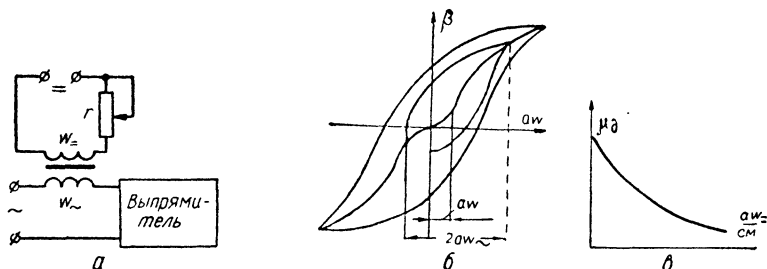


Рис. 60. Регулирование дросселем насыщения:

*a* — схема; *б* — режим работы магнитопровода дросселя насыщения; *в* — зависимость действующей магнитной проницаемости  $\mu_d$  от удельных подмагничивающих ампер-витков.

включают свой дроссель; в этом случае механический привод для перемещения сердечника получается громоздкий.

Удобнее и проще в управлении дроссели насыщения, которые впервые для целей регулирования использовал Н. Д. Папалекси в 1914 г. Дроссель насыщения с подмагничиванием постоянным током (рис. 60, *a*) представляет собою сердечник с двумя обмотками: рабочей  $w_{\sim}$  (или переменного тока) и управляющей  $w_{=}$  (или постоянного тока). При одновременной подаче постоянной и переменной магнитодвижущих сил сердечник намагничивается; аналогичное явление происходит и в сердечнике дросселя фильтра с той разницей, что в дросселе фильтра постоянный поток значительно больше переменного, в то время как в дросселе насыщения эти потоки одного порядка. При этом действующая магнитная проницаемость  $\mu_d$  с ростом постоянных ампер-витков подмагничивания падает, как это показано на рис. 60, *в*. Так как индуктивность рабочей обмотки прямо пропорциональна величине  $\mu_d$ , то, изменяя ток подмагничивания в обмотке управления, можно изменять (практически в 4—6 раз) величину индуктивности рабочей обмотки. Наиболее эффективное регулирование достигается при работе на крутой части кривой  $\mu_d = \varphi(aw_{cm})$  (рис. 60, *в*). Регулирование с помощью дросселей с подвижным сердечником или с помощью дросселей насыщения удобно тем,



что цепи рабочая и управления разделены и регулирование происходит без разрыва тока.

Обмотка управления обычно имеет значительно больше витков, нежели рабочая, что позволяет обходиться малой величиной управляющего тока. Однако при таком соотношении витков э. д. с. в управляющей обмотке может достигнуть величины, во

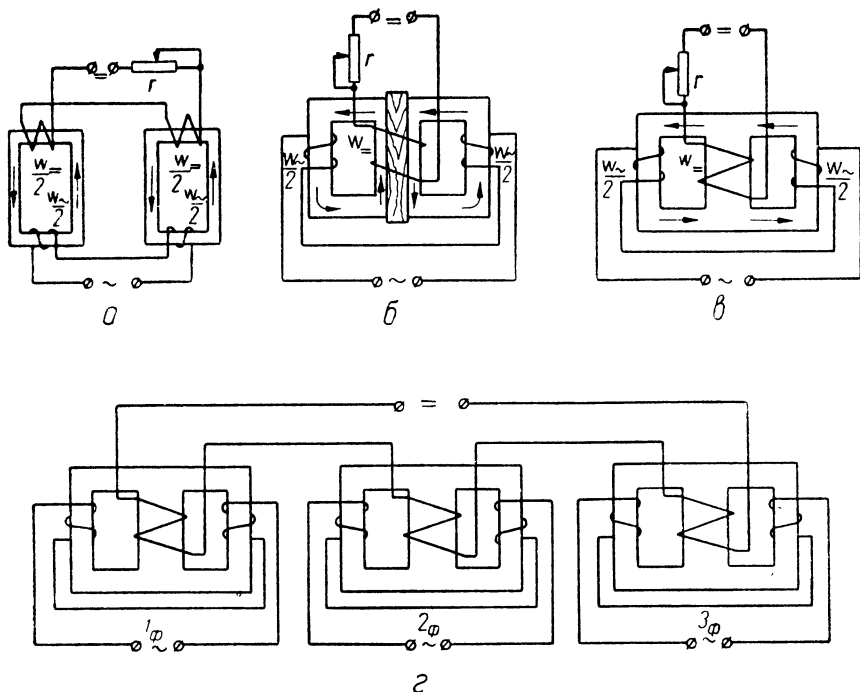


Рис. 61. Схемы включения дросселей насыщения:

а — однофазного на двух разнесенных сердечниках; б — однофазного на двух объединенных сердечниках; в — однофазного на одном Ш-образном сердечнике; г — трехфазного на Ш-образных сердечниках.

много раз превышающей рабочее напряжение и опасной как для источника управляющего напряжения, так и для самой обмотки. Поэтому дроссели насыщения выполняют так, чтобы наведенная э. д. с. на зажимах управляющей обмотки была близка к нулю (рис. 61, а, б, в).

В управляющих обмотках сердечника (рис. 61, а) наводятся э. д. с., включенные встречно, и поэтому на зажимах управляющей обмотки э. д. с. отсутствует (стрелками на рис. 61 показано направление переменных магнитных потоков в один из полупериодов).

На рис. 61, б управляющая обмотка одна, но она подвергается одновременно воздействию взаимно противоположных переменных магнитных потоков.

На рис. 61, в в среднем стержне отсутствует переменный магнитный поток.

На рис. 61, а, б, в рабочие обмотки соединены последовательно, однако, они могут быть включены и параллельно.

Вольт-амперы обмотки переменного тока дросселя насыщения пропорциональны объему стали сердечника, по которому проходит переменный магнитный поток, поэтому наиболее экономичным является дроссель, показанный на рис. 61, б. В нем через стержни, охваченные управляющей обмоткой, проходят постоянный и переменный магнитные потоки. Однако этот дроссель неудобен в изготовлении, так как управляющая обмотка охватывает два стержня различных магнитопроводов.

Значительно удобнее конструкция дросселя насыщения с использованием обычного Ш-образного сердечника (рис. 61, в). Но при такой конструкции общий объем стали должен быть больше на величину объема среднего стержня (так как по нему не проходит переменный магнитный поток).

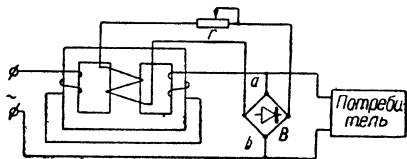


Рис. 62. Схема регулирования выпрямленного напряжения с помощью дросселя насыщения.

На рис. 61, г приведена одна из схем включения трехфазного дросселя насыщения. Обмотки переменного тока дросселя включают последовательно с первичными фазовыми обмотками трансформатора, что удобно при переключении обмоток с треугольника на звезду.

Управляющее напряжение для регулирования получают после выпрямления из рабочей цепи (рис. 62). Как правило, вспомогательный выпрямитель  $B$  работает на полупроводниковых вентилях.

Напряжение на потребителе регулируют изменением сопротивления регулировочного реостата  $r$ . Рост сопротивления  $r$  приводит к падению управляющего тока и уменьшению напряжения на потребителе. Питание выпрямителя  $B$  от точек  $ab$  (рис. 62) создает положительную обратную связь с рабочей цепи на цепь управления. Это дает большую крутизну регулирования — угол наклона кривой  $U_{ab} = f(r)$ . Если питать выпрямитель  $B$  от входных зажимов, то этой связи не будет.

Регулирование дросселем насыщения не снижает заметно к. п. д. устройства, но существенно влияет на коэффициент мощности и искажает форму кривой напряжения. Такое регулирование применяют для небольших мощностей. При больших мощностях как дроссели, так и управляющее устройство получают громоздкими, а коэффициент мощности регулируемого выпрямителя начинает существенно влиять на коэффициент мощности объекта в целом.

## Трансформаторы и автотрансформаторы

Для регулирования напряжения применяют трансформаторы и автотрансформаторы с равномерным и скачкообразным изменением напряжения. Скачкообразное регулирование получают при резком изменении числа рабочих витков одной из обмоток или их переключении. Сюда относится, в первую очередь, переключение обмоток трехфазных трансформаторов (со звезды на треугольник).

Как правило, трансформаторы с одного напряжения на другое следует переключать в обесточенном состоянии. Если предел регулирования при мощностях до нескольких сотен вольт-ампер не превышает 25 % номинального тока или напряжения, то разрешается переключение под током без перерыва в работе устройства. Для скачкообразного переключения пользуются трансформатором или автотрансформатором с отводами в одной из обмоток.

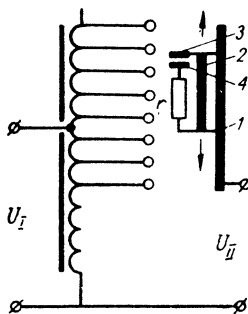


Рис. 63. Схема регулирования напряжения под током с помощью автотрансформатора.

Представляет интерес переключатель, показанный на рис. 63. Ползун 2 переключателя движется вдоль направляющей 1 и имеет две щетки 3 и 4. Когда щетки переходят с контакта на контакт, то напряжение между соседними контактами замыкается через щетки 3 и 4 на сопротивление  $r$ . Последнее имеет достаточную величину, чтобы не перегрузить автотрансформатор<sup>1</sup>. Когда щетка 3 соединяется с очередным контактом обмотки автотрансформатора, это положение механически фиксируется. Щетка 4 при этом не касается контактов и через сопротивление  $r$  ток не идет.

Для плавного регулирования удобны переносные (лабораторные) вариаторы — регулировочные автотрансформаторы РНО-250 (старое название — ЛАТР). РНО-250 состоит из тороидального стального сердечника с намотанной в один слой обмоткой, образующей дорожку, по которой ходит щетка. Так как напряжение на виток у автотрансформатора невелико, то происходит скачок напряжения порядка 1% от номинального. Щетка замыкает на себя напряжение нескольких витков обмотки, но переходного сопротивления контакта между нею и дорожкой достаточно для ограничения тока через них. Помимо вариаторов с одной щеткой, промышленность выпускает однофазные и трехфазные вариаторы с двумя щетками для регулирования напряжения на двух нагрузочных сопротивлениях, не связанных по схеме.

<sup>1</sup> В то же время оно значительно меньше сопротивления потребителя, чтобы ток потребителя не создавал заметного падения напряжения на нем во время перехода щетки 3 с контакта на контакт.

Основной недостаток рассмотренных выше контактных трансформаторов и автотрансформаторов — неудобство коммутации в рабочей цепи, связанное с искрообразованием и подгоранием контактов и щеток. Поэтому для регулирования больших мощностей применяют бесконтактные регулируемые трансформаторы и автотрансформаторы. В них все необходимые переключения или регулировки цепи происходят вне цепи потребителя.

К бесконтактным относятся трансформаторы с подвижным магнитным шунтом, автотрансформаторы с короткозамкнутой

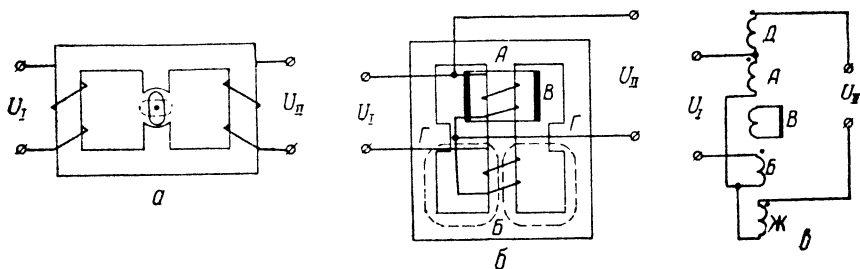


Рис. 64. Бесконтактные регулировочные трансформаторы и автотрансформаторы: а — с подвижным магнитным шунтом; б — с короткозамкнутой обмоткой; в — то же, что и б, но с дополнительными обмотками.

обмоткой и трансформаторы с подмагничиванием постоянным током. Рассмотрим принцип регулирования напряжения трансформатором с подвижным магнитным шунтом, который является частью среднего стержня сердечника (рис. 64, а). При горизонтальном положении шунта магнитный поток через стержень практически не проходит, а почти целиком сцепляется со вторичной обмоткой. В вертикальном положении его шунтирующее действие велико, поэтому  $U_{II}$  резко уменьшается. Таким регулятором можно плавно регулировать напряжение (например, в промышленных селеновых выпрямителях ВСА-3М и ВСА-111 от 5 до 80 в).

Регулировочный автотрансформатор с короткозамкнутой обмоткой (автотрансформатор Норриса) состоит из Ш-образного сердечника (рис. 64, б), на среднем стержне которого намотаны две обмотки А и Б. Вдоль среднего стержня передвигается короткозамкнутая обмотка (чаще всего сплошная алюминиевая рамка) В. Высота обмотки В такая, что она полностью перекрывает любую из обмоток А и Б или, находясь в среднем положении, одновременно половины этих обмоток. При положении обмотки В, указанном на рис. 64, б, в ней индуцируется э. д. с. и создается ток короткого замыкания, при котором магнитный

поток практически полностью уничтожает поток, создаваемый обмоткой  $A$ . В результате реактивное сопротивление обмотки  $A$  близко к нулю и почти все первичное напряжение  $U_1$  приложено к обмотке  $B$  ( $U_{II}$  близко к нулю). Аналогично рассуждая, приходим к тому, что при крайнем нижнем положении обмотки  $B$  реактивное сопротивление обмотки  $B$  будет близко к нулю, а  $U_{II} \approx U_1$ . В среднем положении обмотки  $B$  ее поток будет частично компенсировать потоки, создаваемые обмотками  $A$  и  $B$ , и величина  $U_{II}$  будет:  $0 < U_{II} < U_1$ .

Магнитодвижущие силы обмоток  $A$  и  $B$  направлены встречно, что делает их магнитные потоки практически независимыми и проходящими каждый по своему магнитопроводу, несмотря на общую конструкцию. Магнитный поток обмоток замыкается через башмаки  $\Gamma$  и частично по воздуху. Это создает повышенную реактивную составляющую тока и понижает  $\cos \varphi$  устройства до 0,8—0,9. К. п. д. таких регуляторов высок и достигает до 93 %. Вследствие большого магнитного сопротивления, оказываемого воздушной частью магнитопровода, ток холостого хода регулятора велик и достигает 40 % от номинального (поэтому отключать устройство следует со стороны сети).

С помощью регулятора, приведенного на рис. 64, б, можно получить выходное напряжение, начиная с  $0,1 \div 0,15$  до  $0,9 \div 0,95$  от входного. При желании получить выходное напряжение от нуля до величины превышающей, или равной входному добавляют еще две обмотки  $D$  и  $Ж$  (рис. 64, в). В верхнем положении катушка  $B$  перекрывает катушки  $A$  и  $D$ ; их незначительная э. д. с. компенсируется встречно включенной э. д. с. катушки  $Ж$  так, что  $U_{II} = 0$ . В нижнем положении катушки  $B$  последовательно э. д. с. катушки  $A$  включена э. д. с. катушки  $D$ , что позволяет компенсировать напряжение, недостающее до  $U_1$ , или превысить его ( $U_{II} > U_1$ ).

Отечественная промышленность выпускает регуляторы типа АОСК, АТСК и АТМК, широко применяемые в радиоустановках, в однофазном и трехфазном исполнении на мощности от 10 до 100 *кв*а. Короткозамкнутая обмотка в этих регуляторах передвигается вручную или электрическим приводом.

Применяются также регулировочные трансформаторы и автотрансформаторы, сердечники которых, а чаще их магнитные шунты, подмагничивают постоянным током.

Одна из возможных конструкций трансформаторов (ТРПШ) и автотрансформаторов (АРПШ) с подмагничиваемым шунтом приведена на рис. 65. Здесь сердечники  $Q_1$  образуют основной магнитопровод, к которому с двух сторон примыкают сердечники шунтов  $Q_{ш}$ . На сердечники шунтов намотаны управляющие обмотки  $\omega_y$ , а на основные сердечники — первичные обмотки  $\omega_1$ .

Вторичные обмотки  $w_{II}$  охватывают как основной, так и сердечник шунта. Таким образом, магнитный поток, пронизывающий вторичную обмотку, будет состоять из разности потоков основного сердечника и шунта.

Подмагничивая шунт постоянным током, увеличивают его магнитное сопротивление переменному потоку, и последний в меньшей мере заходит в стержень шунта. При этом растет результирующий поток, сцепляющийся со вторичной обмоткой  $w_{II}$ , и напряжение, индуктируемое в ней, увеличивается. Отсутствию подмагничивания соответствует минимальное вторичное напряжение  $U_{II}$ .

Чем больше подмагничивающий ток, тем меньше магнитный поток через шунт и кривая вторичного напряжения больше приближается к синусоиде (искаженный магнитный поток шунта вносит искажения в форму кривой вторичного напряжения).

Управляющие обмотки  $w_y$  включаются встречно так, чтобы в них не наводилась переменная э. д. с. Для полного уничтожения последней (которая может появиться ввиду несимметрии обеих половин ТРПШ) служат компенсационные обмотки  $w_{комп}$ , включенные встречно и замкнутые накоротко.

Регулируемые трансформаторы с подмагничиванием постоянным током расходуют значительно больше активных материалов, чем обычные трансформаторы на ту же мощность, особенно при большой кратности регулирования.

В ТРПШ (рис. 65) магнитные шунты размещены в пространстве между первичной и вторичной обмотками, т. е. в развитом окне вторичной обмотки (возможна конструкция с развитым окном первичной обмотки). При таком размещении шунтов уменьшаются рассеяние в трансформаторе и удельный расход активных материалов. Это послужило причиной их широкого применения в цепях накала радиоламп, в электросварке, в стабилизаторах напряжения для радиоустройств. Преимущество их состоит в том, что они не имеют подвижных частей, обладают

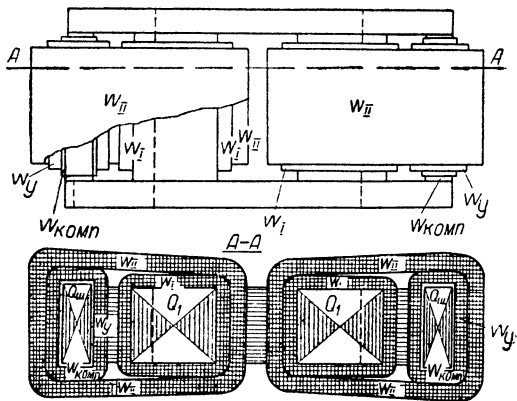


Рис. 65. Регулировочный трансформатор с подмагничиваемым шунтом—ТРПШ.

высоким к. п. д. (до 95%) и вторичное напряжение имеет форму, близкую к синусоидальной. Рекомендуется применять такие регуляторы (однофазные и трехфазные) при мощности от 500 *ва* до 100 *ква*.

Для плавной регулировки напряжения со стороны переменного тока иногда используют также однофазные и трехфазные индукционные регуляторы. Однако у них имеется воздушный зазор между статором и ротором, что уменьшает  $\cos \varphi$ . Также неблагоприятно сказываются переходные контакты щеток с кольцами. Кроме того, индукционные регуляторы громоздкие. Все это не позволяет последним конкурировать в настоящее время с управляемыми тиристорными выпрямителями, в частности, при питании передающих радиостанций.

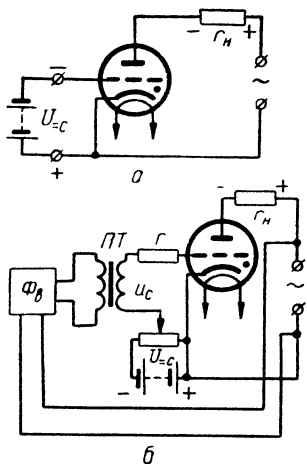


Рис. 66. Схемы управления тиратроном:

а — постоянным напряжением; б — положительным импульсом с запуском от постоянного напряжения.

#### § 4. РЕГУЛИРОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ ВЕНТИЛЕЙ

Выпрямленное напряжение регулируется изменением параметров управляемых вентилях, в частности, тиристорных, игнитронных и металлических ртутных с сеткой. Для электропитания радиоустройств наиболее широко применяются тиристорные выпрямители. На рис. 66, а приведена простейшая схема такого выпрямителя, а на рис. 67, а — показаны напряжения в его цепях. На этих рисунках приняты следующие обозначения:  $u_{ан}$  — анодное напряжение с амплитудой  $E_{mII}$ ;  $u_3$  —

минимально необходимый сеточный потенциал, зажигающий тиристор при данном  $u_{ан}$  [ $u_3 = f(u_{ан})$  — характеристика управления, показанная на рис. 67 штрихом];  $U_{сc}$  — постоянное смещение на сетке.

Изменение величины постоянного напряжения  $U_{сc}$  с помощью делителя перемещает точку пересечения линии  $U_{сc}$  с характеристикой управления, т. е. отодвигает или приближает момент зажигания дуги, определяемый углом  $\alpha$  (угол запаздывания зажигания или угол зажигания). Отсчет угла зажигания  $\alpha$  начинаем с момента появления на аноде положительного потенциала по отношению к катоду, что соответствует  $\left(-\frac{\pi}{2}\right)$  для однофаз-

ной схемы и  $\left(-\frac{\pi}{m_n}\right)$  для многофазных схем (рис. 67, б). Форма анодного тока при активной нагрузке будет совпадать с формой анодного напряжения  $u_{an}$ , начиная с угла  $\left[-\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right]$  до  $\frac{\pi}{2}$  для однофазной схемы (если не принимать во внимание напряжение

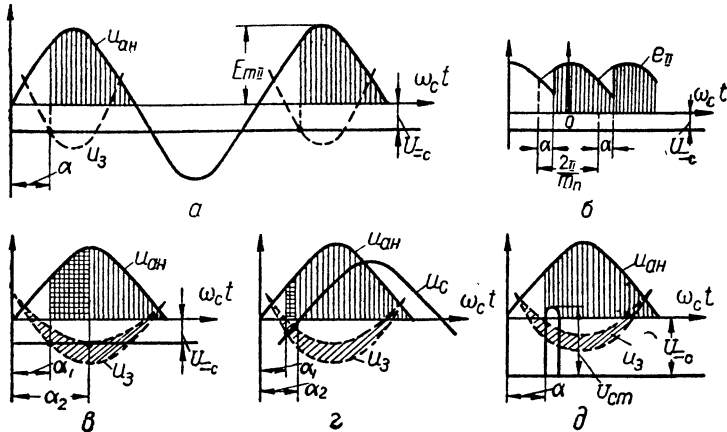


Рис. 67. Временные диаграммы анодных и сеточных напряжений в схемах управляемого тиристорного выпрямителя:

а — управление постоянным напряжением в однофазной схеме; б — то же, но в многофазной схеме; в — управление в однофазной схеме при учете пусковой области; г — управление изменением фазы переменного напряжения; д — управление положительным импульсом с запирающим постоянным напряжением.

потухания). Для многофазных схем анодный ток начнется при  $\omega_c t = -\left(\frac{\pi}{m_n} - \alpha\right)$  и продлится до тех пор, пока не вступит в работу следующая фаза, т. е. до  $\omega_c t = \frac{\pi}{m_n} + \alpha$ . Вертикальной штриховкой на кривых (рис. 67) показаны ординаты анодного тока в соответствующем масштабе. Напряжение на потребителе имеет такую же форму, как и ток через него.

Определим постоянную составляющую напряжения холостого хода  $U_{x_a}$ , создаваемую многофазным ( $m_n > 2$ ) управляемым выпрямителем на зажимах потребителя. Из рис. 67, б получим для активной нагрузки

$$U_{x_a} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\left(\frac{\pi}{m_n} - \alpha\right)}^{\frac{\pi}{m_n} + \alpha} E_{mI} \cos \omega_c t d\omega_c t = \frac{E_{mI} \sin \frac{\pi}{m_n}}{\frac{\pi}{m_n}} \cos \alpha. \quad (\text{VII-3})$$



С учетом выражений (II-15), (II-19) и (II-20) из (VII-3) получим выражение для постоянной составляющей

$$U_{=x_\alpha} = U_{=x} \cos \alpha. \quad (\text{VII-4})$$

Из полученного выражения следует, что кратность регулирования равна  $\cos \alpha$ .

Если величина  $m_n = 1$  или 2, то для  $U_{=x_\alpha}$  получаем несколько иное выражение

$$U_{=x_\alpha} = U_{=x} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (\text{VII-5})$$

Из рис. 67, б ясно, что при активной нагрузке (для  $m_n > 2$ ) увеличение угла  $\alpha$  свыше  $\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_n}\right)$  приведет к перерывам в выпрямленном токе. Такое регулирование называют прерывистым или разрывным в отличие от непрерывного при  $\alpha < \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_n}\right)$ . Выражения (VII-3) и (VII-4) справедливы только для непрерывного регулирования. При индуктивно-активной нагрузке за счет э. д. с. индуктивности  $L$  ток будет проходить частично во время отрицательных значений фазовых напряжений и формула (VII-4) применима также для углов  $\alpha > \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_n}\right)$ .

Найдем зависимость коэффициента пульсаций на выходе управляемого выпрямителя  $k_{pq_\alpha}$  от угла  $\alpha$ .

Определим амплитуду  $q$ -й гармоники согласно формуле (III-98). При этом для вычисления коэффициента синусоидального  $U'_{\sim q_\alpha}$  и косинусоидального  $U''_{\sim q_\alpha}$  членов ряда Фурье берем пределы интегрирования, исходя из рис. 67, б,

$$U'_{\sim q_\alpha} = \frac{m_n}{\pi} \int_{-\left(\frac{\pi}{m_n} - \alpha\right)}^{\frac{\pi}{m_n} + \alpha} E_{mII} \cos \omega_c t \cos q m_n \omega_c t \, d\omega_c t; \quad (\text{VII-6})$$

$$U''_{\sim q_\alpha} = \frac{m_n}{\pi} \int_{-\left(\frac{\pi}{m_n} - \alpha\right)}^{\frac{\pi}{m_n} + \alpha} E_{mII} \cos \omega_c t \sin q m_n \omega_c t \, d\omega_c t. \quad (\text{VII-7})$$

Опуская промежуточные преобразования, получим для амплитуды  $q$ -й гармоники

$$U_{\sim q_\alpha} = U_{=x_\alpha} \frac{2 \sqrt{1 + (q m_n)^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}}{(q m_n)^2 - 1}, \quad (\text{VII-8})$$

откуда следует, что коэффициент пульсаций на входе фильтра [см. формулу (II-26)]

$$k_{nq\alpha} = \frac{U_{\sim q\alpha}}{U_{=x\alpha}} = \frac{2\sqrt{1 + (qm_n)^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}}{(qm_n)^2 - 1}. \quad (\text{VII-9})$$

Сравнивая выражение (VII-9) с аналогичным выражением (II-27) для выпрямителя без регулирования ( $\alpha = 0$ ), получаем

$$\frac{k_{nq\alpha}}{k_{nq}} = \sqrt{1 + (qm_n)^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}. \quad (\text{VII-10})$$

Из графика зависимости  $\frac{k_{nq\alpha}}{k_{nq}}$  (рис. 68) следует, что регулирование выпрямленного напряжения на 13% изменением угла зажигания при схеме Миткевича ( $m_n = 3$ ) или на 5% при схеме Ларионова ( $m_n = 6$ ) увеличивает вдвое коэффициент пульсаций  $k_{п.}$  Это потребует удвоенного коэффициента сглаживания  $K$ , что вызовет увеличение габаритов и стоимости фильтра.

Недостатком такого амплитудного способа управления является большая неустойчивость угла зажигания, так как вследствие возможных изменений окружающей температуры или напряжения накала тиратрона пусковая характеристика превращается в пусковую область (косая штриховка на рис. 67, в). При этом угол  $\alpha$  может принимать любые значения от  $\alpha_1$  до  $\alpha_2$ , что значительно изменит величину выпрямленного напряжения  $U_{=a}$ .

Другим недостатком амплитудного регулирования является невозможность получения  $\alpha > \frac{\pi}{m_n}$ , что очевидно из рис. 67, б,

так как при дальнейшем росте  $U_{=a}$  после достижения  $\alpha = \frac{\pi}{m_n}$  ти-

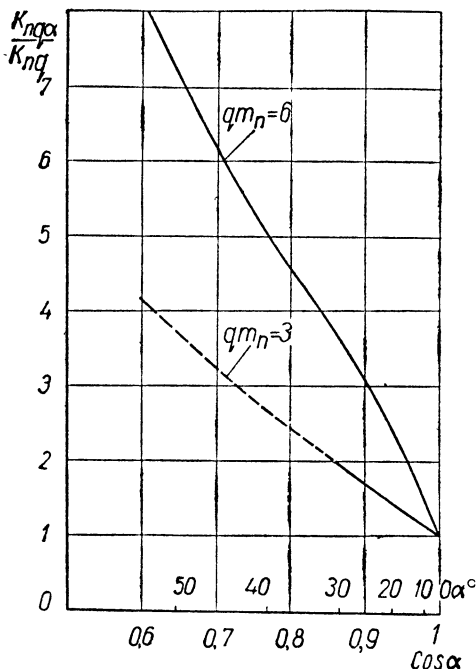


Рис. 68. График зависимости коэффициента пульсаций от кратности регулирования (штриховая линия соответствует прерывистому регулированию).

ратрон зажечь невозможно. Это уменьшает кратность регулирования для однофазной и двухфазной схем и трехфазной схемы Миткевича до 0,5, а для схемы Ларионова — до 0,87.

В большей мере свободен от указанных недостатков фазовый метод управления тиратроном подачей на его сетку переменного управляющего напряжения той же частоты, что и анодное. Управляющее напряжение сдвигают по фазе по отношению к анодному напряжению (рис. 67, з). При этом способе управления угол зажигания может изменяться в широких пределах. Однако, хотя нестабильность угла зажигания значительно уменьшена (см.  $\alpha_1$  и

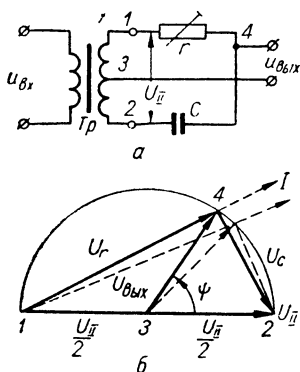


Рис. 69. Статический фазовращатель:

а — принципиальная схема;  
б — векторная диаграмма.

$\alpha_2$  на рис. 67, в, з), тем не менее она все еще велика. Это вытекает из того, что крутизна нарастания синусоидального сетевого напряжения недостаточна. Для достаточной стабильности  $U_{\text{с}}$  необходимо обеспечить крутизну нарастания управляющего напряжения порядка 20—30 в/эл.град, что при  $f_c = 50$  гц требует амплитуды управляющего напряжения около 2—3 кв.

Большую крутизну нарастания управляющего напряжения получают, применяя  $U_c$  в форме импульса (пика). Пиковый метод управления тиратроном состоит в том, что на тиратрон, запертый постоянным отрицательным смещением  $U_{\text{с}}$  (рис. 66, б и 67, д), подают положительные импульсы с амплитудой  $U_{\text{ст}}$ . Угол зажигания изменяется сдвигом импульса по фазе с помощью фазовращателя  $\Phi\theta$ , называемого также фазорегулятором и фазосдвигателем. Для получения импульсов служит пик-трансформатор ПТ (рис. 66, б). Импульсы могут быть получены также и от пик-дресселя или от других схем, использующих насыщенный сердечник.

Как для фазового, так и для пикового методов управления нужны фазовращатели.

Остановимся на одном из вариантов схемы (рис. 69, а) статического фазовращателя. Половины вторичной обмотки трансформатора  $Tr$  и сопротивление  $r$  с емкостью  $C$  образуют мост. В одну диагональ моста (точки 1 и 2) включено переменное напряжение. С другой диагонали моста (точки 3 и 4) снимается напряжение для управления. Так как до зажигания тиратрона фазовращатель не нагружен, то можно рассматривать его работу в режиме холостого хода. Обратимся к векторной диаграмме (рис. 69, б). Ток  $I$ , идущий через  $r$  и  $C$ , имеет емкостной характер и опережает напряжение  $U_{II}$ . Вектор напряжения  $U_r$  на  $r$

должен совпадать с вектором  $I$ , а вектор напряжения  $U_C$  на  $C$  должен отставать по фазе от вектора  $I$  на  $90^\circ$ . Исходя из этого, восстанавливаем перпендикуляр из точки 2 на вектор  $I$ . Точка пересечения этого перпендикуляра с вектором  $I$  (точка 4) отсечет на этом векторе величину  $U_r$ , а отрезок 2—4 будет представлять собой напряжение  $U_C$ . Вектор, соединяющий точки 3 и 4, будет искомым вектор  $U_{\text{вых}}$ , фаза которого сдвинута по отношению к напряжению  $U_{II}$  на угол  $\psi$ . Угол между  $U_r$  и  $U_C$  равен  $90^\circ$  и поэтому геометрическое место точек 4 (при разных  $r$  и  $C$ ) будет половина окружности, опирающаяся на вектор  $U_{II}$  (отрезок 1—2) как на диаметр. Отсюда ясно, что вектор  $U_{\text{вых}}$  является радиусом окружности и для разных  $r$  и  $C$  он, не изменяя своей величины, будет поворачиваться (показано штрихом), изменяя угол  $\psi$ . Для изменения угла  $\psi$  удобнее пользоваться переменным сопротивлением. С помощью схемы, приведенной на рис. 69, а, можно получать  $\psi$  в пределах  $1-179^\circ$ .

По этому же принципу действует также схема индуктивно-реостатного мостового фазовращателя.

Если величину сопротивления  $r$  (рис. 69, а) изменять не плавно, а скачками, то получим ступенчатое фазовращение. Часто в цепях автоматики величину  $r$  изменяют с помощью реле, например при включении выпрямителя.

Используя три однофазных фазовращателя, можно получить трехфазный статический фазовращатель.

Мостовые фазовращатели называют статическими в отличие от поворотного индукционного фазовращателя.

Рассмотрим способы получения напряжения в виде импульсов с крутым фронтом нарастания пиков. В схеме получения импульсов с помощью пик-дросселя (рис. 70, а) предусматривается использование легко насыщающегося сердечника с большой проницаемостью и плоским участком насыщения.

Сердечник пик-трансформатора (рис. 70, б) Ш-образный, его насыщенный

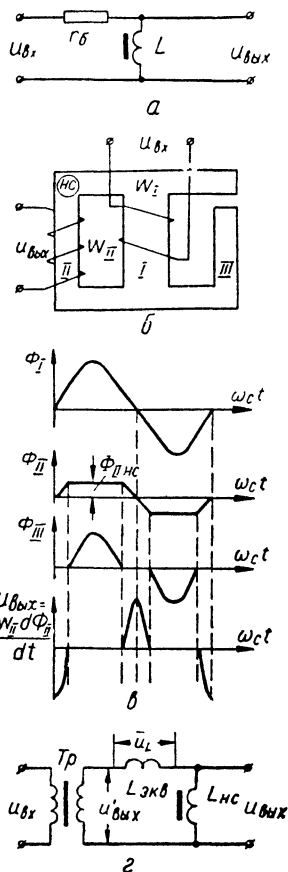


Рис. 70. Пик-дроссель и пик-трансформатор:

а — схема включения пик-дросселя; б — схема включения пик-трансформатора; в — временные диаграммы потоков и напряжений для пик-трансформатора; г — эквивалентная схема пик-трансформатора.

стержень II (по которому проходит поток  $\Phi_{II}$ ) выполнен из такого же материала, как и сердечник пик-дросселя. Стержни I и III выполнены из обычной электротехнической стали. Стержень III, по которому проходит поток  $\Phi_{III}$ , снабжен воздушным зазором, значительно отодвигающим область насыщения этого стержня. Напряжение  $U_{\text{вых}}$  на зажимах обмотки  $w_{II}$  имеет вид импульсов (рис. 70, в) и может быть выражено, как

$$u_{\text{вых}} = -w_{II} \frac{d\Phi_{II}}{dt} = -w_{II} \frac{d(\Phi_I - \Phi_{III})}{dt} = -\left(w_{II} \frac{d\Phi_I}{dt} - w_{II} \frac{d\Phi_{III}}{dt}\right). \quad (\text{VII-11})$$

В обычном трансформаторе (без магнитного шунта)

$$u'_{\text{вых}} = -w_{II} \frac{d\Phi_I}{dt}. \quad (\text{VII-12})$$

Из выражений (VII-11) и (VII-12) может быть получена эквивалентная схема пик-трансформатора (рис. 70, г). Здесь  $Tp$ —обычный трансформатор,  $L_{\text{нс}}$ —насыщенный дроссель,  $L_{\text{экв}}$ —эквивалентный дроссель, на котором падает напряжение

$$|u_L| = w_{II} \frac{d\Phi_{III}}{dt}. \quad (\text{VII-13})$$

Таким образом, схема пик-трансформатора аналогична схеме пик-дросселя с той лишь разницей, что активное сопротивление  $r_6$  заменено реактивным  $\omega L_{\text{экв}}$ .

Часто пик-трансформатор выполняют без стержня III, показанного на рис. 70, б. В этом случае поток  $\Phi_{III}$  замыкается по воздуху, создавая большие внешние переменные поля. Если вблизи таких пик-трансформаторов расположить чувствительные радиоустройства, то это создаст помехи для их нормальной работы.

Удобство пик-трансформатора состоит в том, что цепь управления отделена от тиратрона и что, изменяя отношение  $\frac{w_{II}}{w_I}$ , можно изменять  $u_{\text{вых}}$ .

Преимущества регулирования напряжения при изменении угла зажигания следующие:

1) цепь управления потребляет весьма малую мощность, т. е. практически не влияет на к. п. д. установки;

2) цепь управления можно выполнить с весьма малой инерционностью, что позволяет использовать управляемый выпрямитель, например, для регулирования скорости приводных двигателей в радиолокаторах, для быстродействующей защиты выпрямителей (§ 5).

К недостаткам регулирования изменением угла зажигания следует отнести:

1) значительный угол сдвига фаз между питающим напряжением и отстающим током первой гармоники в сети. Косинус угла сдвига фаз численно равен кратности регулирования  $\cos \alpha$ , а при учете перекрытия фаз, согласно формуле (III-59),  $\cos\left(\alpha + \frac{\gamma_x}{2}\right)$ . От-

метим, что разработаны методы регулирования, позволяющие получить опережение питающего тока по отношению к питающему напряжению. При этом регулирующая схема не только не ухудшит  $\cos \varphi$  сети в целом, но может его улучшить;

2) резкое увеличение коэффициента пульсаций за счет роста переменных составляющих в выпрямленном напряжении.

Регулирование напряжения изменением угла зажигания следует рекомендовать: 1) при включении или наладке для постепенного (ступенчатого) увеличения напряжения с таким расчетом, чтобы при нормальной работе  $\cos \alpha$  был близок к единице; 2) при глубокой регулировке напряжения питания радиоустройств, для которых  $\cos \varphi$  и величина пульсаций не играют роли; 3) при всех случаях, когда пределы регулирования напряжения невелики — 5 ÷ 10% от номинала.

Схемы регулирования выпрямленного напряжения в металлических ртутных выпрямителях с сеткой и игнитронах принципиально такие же, как схемы регулирования напряжения тиратронных выпрямителей.

Начиная с 1958 г., для целей регулирования применяют кремниевые управляемые вентили, представляющие собою полупроводниковый прибор *p-n-p-n*. Это дает возможность использовать прибор как тиратрон; по аналогии с ним отпирание кремниевых управляемых вентиляй называют «зажиганием» и пользуются термином «угол зажигания». Прямое падение напряжения на нем в отличие от тиратрона составляет всего около 1 в. Время переключения прибора в проводящее состояние очень мало — примерно 1 мксек. Время восстановления управляемости приблизительно 3 мксек. Кремниевые управляемые вентили можно соединять последовательно (применяя шунтирующие выравнивающие сопротивления) и параллельно (применяя выравнивающие реакторы, включенные последовательно с каждым вентилем).

Способы управления средним значением тока, выпрямляемого кремниевым управляемым вентилем, в принципе такие же, как и у тиратронов.

Основные преимущества кремниевого управляемого вентиля по сравнению с тиратроном и дросселем насыщения следующие: 1) большой к. п. д.; 2) более простая схема управления; 3) меньшие габариты и вес; 4) меньшая инерционность; 5) отсутствие накальных цепей; 6) коэффициент усиления по мощности достигает 150 000.

Применяя промышленные типы кремниевых управляемых вентиляй, можно регулировать токи порядка десятков ампер и более, но при напряжении 400—500 в, что значительно ниже допустимого для тиратронов.

## § 5. ПРИМЕНЕНИЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЕНТИЛЕЙ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Применение управляемых ионных вентилях значительно упрощает защиту выпрямителя от сверхтоков и перенапряжений при включении (см. § 4 гл. V). С этой целью необходимо включать выпрямитель при больших углах зажигания вентиля (при малых значениях  $\cos \alpha$ ), постепенно (плавно или ступенчато) увеличивая  $\cos \alpha$  до номинального значения.

Остановимся на аварийном режиме выпрямителя. В результате короткого замыкания в цепи потребителя или обратного

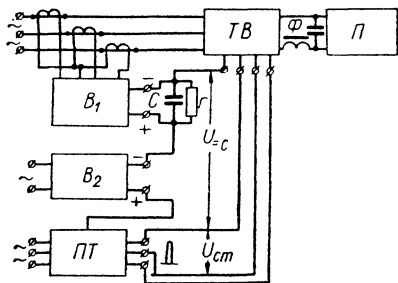


Рис. 71. Скелетная схема аварийной защиты путем запираания тиратронов.

зажигания ионного вентиля возникают очень большие токи. Для предотвращения аварии используют максимальные автоматы. Будучи в достаточной мере надежной, такая система (как и любая другая механическая система) имеет относительно большое время срабатывания (порядка 0,2—0,3 сек).

Создать надежную и быстродействующую систему аварийной защиты можно, применяя вместо неуправляемых управ-

ляемые ионные вентили. Этому способствует очень малая инерционность системы управления моментом зажигания. На рис. 71 приведена скелетная схема аварийной защиты, время срабатывания которой порядка 50 мсек.

Система аварийной защиты работает следующим образом. В номинальном режиме на сетки тиратронного выпрямителя ТВ (питающего через фильтр  $\Phi$  потребитель П) подается постоянное отрицательное смещение от выпрямителей аварийного  $B_1$  и вспомогательного  $B_2$ , а также зажигающие импульсы от пик-трансформаторов ПТ. При перегрузке тиратронного выпрямителя ТВ резко возрастает потребляемый от сети ток. Это вызывает увеличение напряжения на вторичных обмотках трансформаторов тока и повышение напряжения на выходе выпрямителя  $B_1$ . В результате возрастет смещающее напряжение  $U_c$  на сетке тиратронов, которое станет достаточным для того, чтобы запереть тиратроны и, таким образом, выключить выпрямитель.

Выпрямитель будет выключен до тех пор, пока  $U_c$  надежно превышает пиковое напряжение  $U_{cm}$  (рис. 67, д). Так как емкость  $C$  после запираания ТВ разряжается на сопротивление  $r$ , то потенциал  $U_c$  падает по экспоненте, и через некоторое время  $U_c$





и  $C$  (рис. 72) и усиленный с помощью усилителя  $У$ , изменяют плавно их сопротивление и тем самым угол  $\psi$  (см. § 4), а значит фазу выходных импульсов  $ПТ$  и угол зажигания  $\alpha$ . Таким образом, если в схеме (рис. 71) выпрямитель  $ТВ$  мог быть либо выключен, либо включен, то в данной схеме, в зависимости от величины напряжения на конденсаторе  $C$ , будет плавно изменяться угол зажигания, а с ним и величина выпрямленного напряжения.

При замыкании в цепи потребителя  $П$  конденсатор фильтра  $\Phi$  за счет накопленной энергии разовьет большой ток и датчик  $ТТ_4$  прореагирует на резкое изменение тока. Аварийный выпрямитель  $B_3$  быстро зарядит емкость  $C$ , и усилитель  $У$  создаст такой потенциал на электронных лампах фазовращателя, при котором тиратроны будут заперты. Если короткое замыкание было случайным и быстро прекратилось, то конденсатор  $C$  начинает разряжаться. При разряде емкости  $C$  на сопротивление  $r$  напряжение на конденсаторе плавно падает. Это вызывает плавное включение тиратронного выпрямителя от нуля до полного выпрямленного напряжения.

Если короткое замыкание длительное, то вступают в действие входные датчики  $ТТ_1—ТТ_3$ , которые через аварийный выпрямитель  $B_1$  действуют на ту же цепь, что и выходной датчик, после чего главный выключатель отключает всю установку.

На короткое замыкание до фильтра и на обратные зажигания вентилях реагируют только входные датчики.

## **СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ**

### **§ 1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ**

Нормальная работа большинства радиоустройств немыслима без поддержания величины напряжения питания в заданных пределах — стабилизации. Например, радиовещательные и связные радиостанции допускают нестабильность питающего напряжения порядка 2—3%. Высокое напряжение измерительных осциллопов не должно изменяться больше, чем на 0,5—1%. Напряжение питания клистронных генераторов должно поддерживаться с точностью до 0,1%. Ток в катушках фокусировки электронного луча телевизионной аппаратуры должен быть неизменным с точностью 0,5—1%.

Чем чувствительнее прибор, чем большую стабильность частоты или амплитуды надо получить от генератора, чем точнее измерительное устройство, тем стабильнее должны быть питающие его напряжения. Так, для электронного микроскопа величина нестабильности питающих напряжений не должна превышать 0,005%, а усилители постоянного тока и некоторые измерительные приборы высокого класса точности допускают нестабильность напряжений не более 0,0001%.

Малой стабильностью считают такую, при которой пределы изменения питающего стабилизированного напряжения составляют 2—5%, средней соответственно — 0,5—2%, высокой — 0,1—0,5% и очень высокой —  $<0,1\%$ .

Напряжение в сети может изменяться не только медленно (в течении нескольких часов), но и очень быстро (скачком), поэтому устройство, поддерживающее величину питающего напряжения или тока в заданных пределах, должно действовать автоматически и непрерывно. Такими устройствами являются стабилизаторы и автоматические регуляторы.

Выпрямленное напряжение, питающее радиооборудование, может изменяться не только вследствие колебаний напряжения сети переменного тока. Дестабилизирующими факторами могут быть также: окружающая температура, влажность, частота напряжения сети, величина нагрузки и другие. Однако, основные

причины нестабильности это, обычно, колебания входного напряжения и нагрузки.

Будем называть стабилизатором напряжения (тока) устройство, автоматически обеспечивающее поддержание с требуемой точностью напряжения (тока) на потребителе при изменении дестабилизирующих факторов в обусловленных пределах.

## § 2. СКЕЛЕТНЫЕ СХЕМЫ И ПАРАМЕТРЫ СТАБИЛИЗАТОРОВ

Различают два основных метода стабилизации: параметрический и компенсационный (иногда их комбинируют).

При параметрическом методе стабилизации дестабилизирующий фактор непосредственно действует на параметр нелинейного или управляемого элемента, что (автоматически) в значительной мере ослабляет воздействие дестабилизирующей величины. В таких стабилизаторах используют нелинейные активные (стабилитроны, бареттеры, термисторы) и реактивные сопротивления. У всех перечисленных элементов имеется параметр, величина которого зависит от тока или напряжения.

Элементами с управляемым сопротивлением чаще всего являются электронные лампы, на сетке которых изменяют смещения, или дроссели, подмагничиваемые постоянным током.

Компенсационный метод стабилизации предусматривает сравнение стабилизируемой величины с какой-либо эталонной. Разностный ток или напряжение, полученные в результате этого сравнения, оказывают автоматическое влияние на один из элементов схемы стабилизатора, в значительной степени уменьшающее действие дестабилизирующих факторов.

Эталонной величиной в компенсационном стабилизаторе может служить:

1) сила упругости пружины (стабилизатор с реле напряжения, угольный стабилизатор напряжения);

2) напряжение химического источника тока (ламповый и полупроводниковый стабилизаторы напряжения);

3) выходное напряжение параметрического стабилизатора в виде напряжения на опорном стабилитроне (ламповый и полупроводниковый стабилизаторы напряжения) или на мостовой схеме, составленной с применением ламп накаливания либо термисторов.

Таким образом, действием параметрического стабилизатора управляет сам дестабилизирующий фактор, а действием компенсационного стабилизатора — отклонение стабилизируемой величины от ее номинального значения.

Чаще других в параметрических стабилизаторах используют нелинейные элементы, вольт-амперные характеристики которых представлены на рис. 73, а, б. Нелинейный элемент обладает

статическим сопротивлением (для постоянного тока) —  $r_{ст}$  и динамическим (для переменного тока, точнее для приростов тока) —  $r_d$ . Численно  $r_{ст} = \operatorname{tg} \chi_2$ , а  $r_d = \operatorname{tg} \chi_1$ , для точки  $I$  на характеристиках  $U = f(I)$  (рис. 73, а, б)<sup>1</sup>.

Условимся нелинейную вольт-амперную характеристику, у которой имеется участок, где  $r_{ст} < r_d$  (рис. 73, а), называть характеристикой типа  $r_I$  (или  $Z_I$  — на переменном токе), а такую, у которой имеется участок, где  $r_{ст} > r_d$  — характеристикой типа  $r_U$  (или  $Z_U$  — на переменном токе). В соответствии с этим определением бареттер имеет характеристику типа  $r_I$ , у которой

$$r_{ст} \ll r_d, \quad (\text{VIII-1})$$

а стабилитрон — характеристику типа  $r_U$ , у которой

$$r_{ст} \gg r_d. \quad (\text{VIII-2})$$

Схемы стабилизации тока (с помощью бареттера) и напряжения (с помощью стабилитрона) показаны соответственно на рис. 73, в, г.

Для стабилизации можно использовать не только бареттеры и стабилитроны, а также нелинейные элементы типа  $r_I$  и  $r_U$ , у которых имеется участок, где  $r_d = \operatorname{const}$  (рис. 73, д, е). Такие элементы могут проявить свои стабилизирующие свойства в мостовой схеме (рис. 73, ж). В этой схеме  $r$  — линейные сопротивления.

Так как в мостовой схеме выходное напряжение  $U_{вых}$  может представлять собою разность напряжений  $U_{r_U} - U_r$  или  $U_r - U_{r_I}$ , то подбором линейных сопротивлений  $r$  можно обеспечить практическую неизменность  $U_{вых}$  в большом диапазоне входных напряжений (рис. 73, д, е). Для этого необходимо, чтобы на

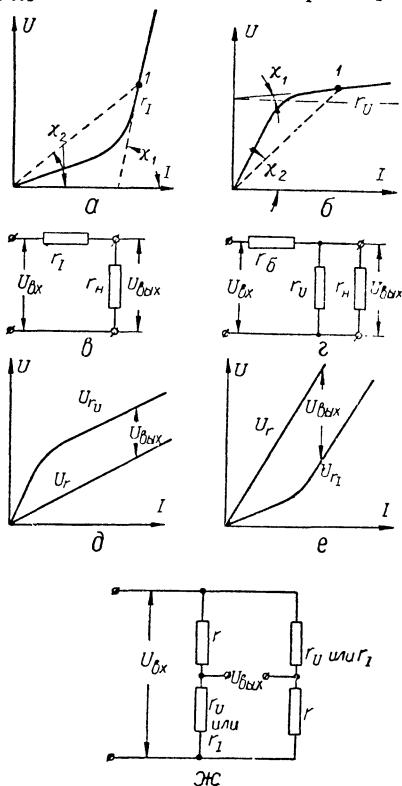


Рис. 73. Схемы параметрических стабилизаторов:

а — вольт-амперная характеристика бареттера; б — вольт-амперная характеристика стабилитрона; в — схема с бареттером — стабилизатор тока; г — схема со стабилитроном — стабилизатор напряжения; д и е — кривые, поясняющие работу мостовой схемы; ж — мостовая схема стабилизатора.

<sup>1</sup> Линия, проведенная штрих-пунктиром на рис. 73, б, параллельна оси абсцисс.

участке стабилизации обе вольт-амперные характеристики были параллельны, т. е.  $r = r_d$ . Отметим, что если в мосте будет только одно нелинейное сопротивление, то и в этом случае можно получить стабилизацию выходного напряжения соответствующим подбором линейных сопротивлений в остальных трех плечах моста.

В схеме, приведенной на рис. 73, *г*, балластное сопротивление необходимо не только для предотвращения порчи стабилизатора. Если бы его не было, то напряжения  $U_{вх}$  и  $U_{вых}$  были бы равны и ни о какой стабилизации не могло быть и речи, независимо от характера нелинейного сопротивления.

В схеме рис. 73, *г* можно улучшить стабилизацию напряжения, применив в качестве балластного нелинейное сопротивление с характеристикой типа  $r_I$ . Это сопротивление при тех же пределах изменения напряжения  $U_{вх}$  уменьшит пределы изменения тока  $I$ , что повысит стабилизирующие свойства. Если прежние стабилизирующие свойства схемы были допустимыми, то замена линейного балластного сопротивления нелинейным типа  $r_I$  значительно расширит допустимые пределы изменения напряжения  $U_{вх}$ , а также улучшит условия зажигания стабилизатора.

Схемы параметрических стабилизаторов пригодны как для работы на постоянном, так и на переменном токе. В последнем случае наравне с активными можно применять и реактивные элементы.

Параметрические стабилизаторы можно построить также на электронных лампах (так называемые  $\mu$ -схемы и  $S$ -схемы), но их применяют редко. Чаще электронные лампы используют в компенсационных стабилизаторах, называемых также стабилизаторами с обратной связью.

Скелетные схемы компенсационных стабилизаторов напряжения и тока приведены соответственно на рис. 74, *а* и *б*. Принцип работы стабилизатора напряжения (рис. 74, *а*) следующий. Пусть напряжение  $U_{вх}$  возросло, тогда на измерительный элемент 2 поступает повышенное выходное напряжение  $U_{вых}$  или его часть. Измерительный элемент автоматически сравнивает напряжение  $U_{вых}$  с эталонным напряжением  $U_{эт}$  (источник эталонного напряжения помещается в измерительном элементе) и вырабатывает управляющее напряжение  $U_y = U_{вых} - U_{эт}$ . Управляющее напряжение через усилительный элемент 3 (который не является принципиально необходимым) изменяет режим работы регулирующего элемента 1 так, что напряжение  $U_{вых}$  стремится достичь первоначальной величины (или весьма близкой к ней).

Регулирующим элементом стабилизатора напряжения может быть любой из рассмотренных в гл. VII регуляторов. Если к этим регуляторам добавить измерительный элемент (а при необ-

ходимости усилить управляющее напряжение еще и усилитель), то получим автоматический регулятор напряжения со стабильным выходным напряжением  $U_{\text{вых}}$ , т. е. стабилизатор.

Примером такого стабилизатора напряжения может служить автотрансформатор с короткозамкнутой обмоткой (АТСК или АМТК, рассмотренные в гл. VII) и приводом с автоматическим управлением (см., например, рис. 105).

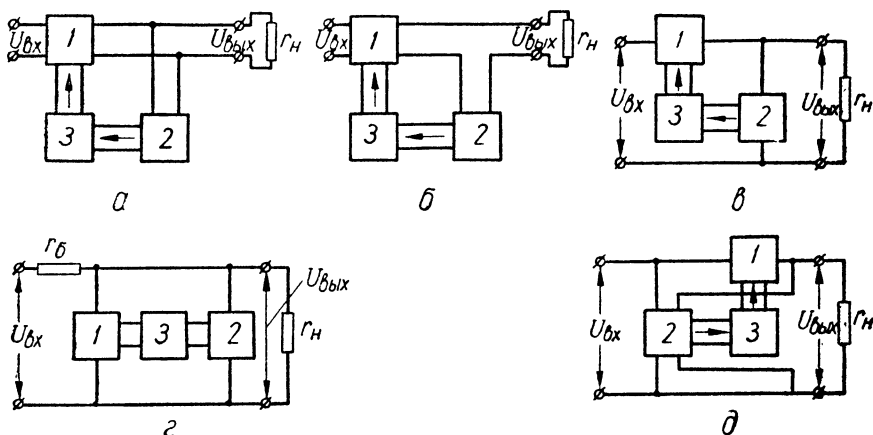


Рис. 74. Скелетные схемы компенсационных стабилизаторов:

а — стабилизатор напряжения; б — стабилизатор тока; в — стабилизатор напряжения с последовательно включенным регулирующим элементом; г — то же, но с параллельно включенным регулирующим элементом; д — комбинированный стабилизатор напряжения, управляемый с выхода и со входа.

При повышении напряжения  $U_{\text{вых}}$  чувствительное реле напряжения, подключенное к выходу стабилизатора, сильнее притянет свой якорь, чем замкнет группу контактов. Это замыкание включает привод короткозамкнутой катушки, которая, двигаясь, понижает  $U_{\text{вых}}$  до номинального значения  $U_{\text{вых. ном}}$ . При достижении выходного напряжения  $U_{\text{вых. ном}}$  реле напряжения отпускает свой якорь, контакты размыкаются и двигатель привода останавливается. При понижении напряжения якорь реле напряжения оттянется пружиной еще дальше от сердечника и замкнет другую группу контактов. Двигатель привода начнет перемещать короткозамкнутую обмотку в противоположную сторону. Напряжение  $U_{\text{вых}}$  будет повышаться до номинального  $U_{\text{вых. ном}}$ . После этого якорь займет нейтральное положение и двигатель будет обесточен.

Здесь сила пружины — эталонная величина; реле напряжения — измерительный элемент; автотрансформатор — регулирующий элемент.

Стабилизатор напряжения может быть также получен из регулируемого тиратронного выпрямителя [с пик-трансформатором и электронно-емкостным фазовращателем, в котором угол зажигания изменяется за счет изменения сеточного смещения электронной лампы (гл. VII)]. Для этого необходимо придать такому регулятору измерительный элемент, управляющий сеточным напряжением.

Принцип работы стабилизатора тока (рис. 74, б) такой же, как и стабилизатора напряжения. Разница состоит в том, что величина, сравниваемая с эталонной в измерительном элементе, пропорциональна току, а не напряжению.

Регулирующий элемент (работающий как переменное сопротивление) может включаться как последовательно с потребителем (рис. 74, в), так и параллельно ему (рис. 74, г). Как и в схеме на рис. 73, г, при включении регулирующего элемента параллельно потребителю (рис. 74, г) необходимо балластное сопротивление  $r_6$ .

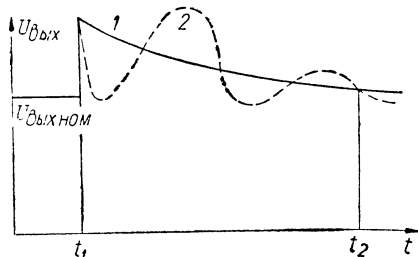


Рис 75. Графики переходных режимов в устойчивой системе регулирования.

Рассмотренные схемы компенсационных стабилизаторов хорошо реагируют на изменение выходного напряжения, независимо от вызвавшей его причины. Еще лучшие результаты получаются при комбинированном управлении со стороны входа (параметрическое) и со стороны выхода (компенсационное) (рис. 74, д). Введением в схему параметрического управ-

ления можно, в частности, уменьшить усиление в элементе 3.

Компенсационные стабилизаторы (рис. 74) представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования. В замкнутой системе возмущение, происшедшее в любом ее звене, пройдет через всю систему, после чего вернется опять в то же звено. При этом в зависимости от параметров системы регулирования возмущение, пройдя через нее, может либо усилиться, либо ослабиться. Если возмущение усилится, то переходный процесс будет нарастающим и система превратится в генератор колебаний. Амплитуда этих колебаний ограничится нелинейностью системы, а частота определится ее эквивалентными параметрами. Такая система регулирования называется неустойчивой, в ней стабилизация невозможна. В случае ослабления возникшего возмущения переходный процесс будет затухающим, а система регулирования — устойчивой.

В результате, например, скачка выходного напряжения стабилизатора в момент  $t_1$  затухающий процесс может иметь аperiodический (рис. 75, кривая 1) или колебательный характер (рис. 75, кривая 2). За время  $t_2 - t_1$  переходный процесс практически закончился, и на выходе стабилизатора установилось напряжение, весьма близкое к  $U_{\text{вых, ном}}$ . Для превращения неустойчивой системы в устойчивую в нее вводят отрицательную обратную связь, которая значительно понижает усиливающее

действие усилительного элемента стабилизатора и всей системы в целом.

Для стабилизатора важно, чтобы его система регулирования имела достаточное усиление и быстро протекающий переходный процесс, сохраняя при этом устойчивость. Поэтому вопросы устойчивости стабилизаторов являются чрезвычайно важными.

Теория устойчивости разработана в «Теории автоматического регулирования», созданной И. А. Вышнеградским и Н. Е. Жуковским. Критерий устойчивости для системы в целом был установлен А. М. Ляпуновым. Влияние на устойчивость системы отдельных ее параметров можно определить, пользуясь критерием устойчивости, предложенным А. В. Михайловым на базе работ Найквиста.

Одним из основных параметров стабилизатора является коэффициент стабилизации. Под коэффициентом стабилизации понимают отношение относительного изменения дестабилизирующего фактора к вызванному им относительному изменению стабилизируемой величины. В зависимости от того, воздействие какого из дестабилизирующих факторов рассматривается, различают коэффициенты стабилизации по напряжению, току, частоте, и т. д. В зависимости от того стабилизируется ток или напряжение различают стабилизаторы тока или напряжения. Таким образом, более полное определение коэффициента стабилизации будет, например, «коэффициент стабилизации напряжения по частоте» или «коэффициент стабилизации тока по входному напряжению» и т. п. Для краткости часто опускают наименование стабилизируемой величины и говорят: «коэффициент стабилизации по входному напряжению», так как из схемы и постановки задачи обычно ясно, что подлежит стабилизации. Иногда не упоминают, о каком дестабилизирующем факторе идет речь (если это само собой понятно), и тогда говорят «коэффициент стабилизации напряжения (тока)».

Для уточнения понятия коэффициента стабилизации обратимся к рис. 76, а, на котором приведена кривая  $U_{\text{вых}} = \varphi(U_{\text{вх}})$  для стабилизатора напряжения. Например, входному напряжению  $U_{\text{вх}_2}$  (в точке 2) соответствует выходное напряжение  $U_{\text{вых}_2}$ . При рост напряжения  $U_{\text{вх}}$  на величину  $\Delta U_{\text{вх}}$  переведет рабочую точку из 2 в 2', т. е. увеличит выходное напряжение на величину  $\Delta U_{\text{вых}}$ . Согласно определению коэффициент стабилизации по напряжению на некотором участке кривой  $U_{\text{вых}} = \varphi(U_{\text{вх}})$ , например 2—2'

$$k_u = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} : \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}} \cdot \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}} \lambda, \quad (\text{VIII-3})$$

где  $\lambda$  — коэффициент передачи напряжения со входа на выход стабилизатора, равный



$$\lambda = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \quad (\text{VIII-4})$$

Величина  $k_u$  будет различной не только в зависимости от выбранной на характеристике рабочей точки, но и от величины прироста  $\Delta U_{\text{ВХ}}$ .

Коэффициент стабилизации в точке можно получить, ограничив прирост входного напряжения. Примем, что прирост входного напряжения бесконечно мал и на этом основании, перейдя

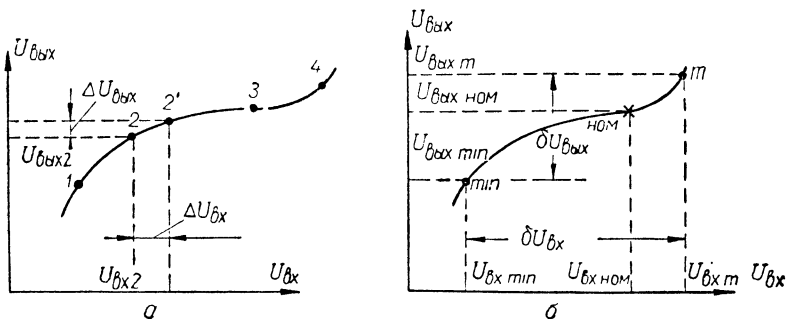


Рис. 76. К определению коэффициентов стабилизации:

а — дифференциального; б — интегрального.

в выражении (VIII-3) от отношения конечных приращений к производной, получим дифференциальный коэффициент стабилизации

$$k_u = \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dU_{\text{ВЫХ}}} \lambda. \quad (\text{VIII-5})$$

Таким образом, чем круче в данной точке идет кривая  $U_{\text{ВЫХ}} = \varphi(U_{\text{ВХ}})$ , тем меньше в этой точке коэффициент стабилизации. Например, для точек 1 и 4 (рис. 76, а)  $k_u$  будет значительно меньше, чем в точке 2, а в точке 3 —  $\Delta U_{\text{ВЫХ}} \rightarrow 0$  и  $k_u \rightarrow \infty$ .

Понятие «коэффициент стабилизации в точке» можно применять, когда пределы изменения дестабилизирующего фактора весьма малы.

На практике обычно приходится иметь дело со стабилизацией при изменении дестабилизирующих факторов, например, напряжения сети в достаточно широких пределах. Поэтому значительно большее практическое значение имеет интегральный коэффициент стабилизации, или иначе — усредненный коэффициент стабилизации, на всем участке изменения дестабилизирующего фактора. Для определения интегрального коэффициента стабилизации поступают следующим образом (рис. 76, б). Зная номинальное

$U_{\text{вх. ном}}$ , максимальное  $U_{\text{вх } m}$  и минимальное  $U_{\text{вх } \min}$  значения входного напряжения, определяем по кривой  $U_{\text{вых}} = \varphi(U_{\text{вх}})$  точки: ном,  $m$ ,  $\min$  и находим соответствующие им значения  $U_{\text{вых. ном}}$ ,  $U_{\text{вых } m}$ ,  $U_{\text{вых } \min}$ , охватывая таким образом весь диапазон стабилизации.

Примем, что между указанными величинами напряжений существуют следующие зависимости:

$$U_{\text{вх } m} = U_{\text{вх. ном}} (1 + a); \quad (\text{VIII-6})$$

$$U_{\text{вх } \min} = U_{\text{вх. ном}} (1 - b); \quad (\text{VIII-7})$$

$$U_{\text{вых } m} = U_{\text{вых. ном}} (1 + e); \quad (\text{VIII-8})$$

$$U_{\text{вых } \min} = U_{\text{вых. ном}} (1 - f). \quad (\text{VIII-9})$$

Затем определяем приросты на всем участке стабилизации  $\delta U_{\text{вх}}$  и  $\delta U_{\text{вых}}$  (рис. 76, б) с учетом зависимостей (VIII-6) — (VIII-9):

$$\delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх } m} - U_{\text{вх } \min} = U_{\text{вх. ном}} (a + b); \quad (\text{VIII-10})$$

$$\delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых } m} - U_{\text{вых } \min} = U_{\text{вых. ном}} (e + f). \quad (\text{VIII-11})$$

Заменив в выражениях (VIII-3) произвольные приращения  $\Delta U_{\text{вх}}$  и  $\Delta U_{\text{вых}}$  соответствующими приращениями во всем диапазоне стабилизации  $\delta U_{\text{вх}}$  и  $\delta U_{\text{вых}}$ , получаем интегральный коэффициент стабилизации напряжения

$$K_u = \frac{\delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх. ном}}} : \frac{\delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых. ном}}} = \frac{\delta U_{\text{вх}}}{\delta U_{\text{вых}}} \lambda_{\text{ном}}, \quad (\text{VIII-12})$$

где  $\lambda_{\text{ном}}$  — значение  $\lambda$  из выражения (VIII-4) для номинального режима

$$\lambda_{\text{ном}} = \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_{\text{вх. ном}}}. \quad (\text{VIII-13})$$

Из выражения (VIII-12), учтя формулы (VIII-10) и (VIII-11), получим интегральный коэффициент стабилизации напряжения

$$K_u = \frac{a + b}{e + f}. \quad (\text{VIII-14})$$

В применяемых стабилизаторах интегральный коэффициент стабилизации обычно бывает не меньше 3—5 (для бареттеров) и может доходить до 100 000 (в электронных стабилизаторах).

При оценке свойств стабилизатора, помимо коэффициента стабилизации, большое значение имеют еще малое выходное сопротивление стабилизатора и коэффициент сглаживания пульсаций, обеспечиваемый им.

Под выходным сопротивлением стабилизатора понимают отношение изменения выходного напряжения  $\Delta U_{\text{вых}}$  к соответствующему изменению тока  $\Delta I_{\text{вых}}$  (вызвавшему прирост  $\Delta U_{\text{вых}}$ ) при неизменном входном напряжении  $U_{\text{вх}}$ . Выходное сопротивление

стабилизатора называют также его внутренним сопротивлением переменному току  $R_{ic}$ .

Согласно определению

$$R_{ic} = - \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вых}}}. \quad (\text{VIII-15})$$

Минус в правой части выражения (VIII-15) необходим потому, что при положительном значении  $R_{ic}$  с ростом тока  $I_{\text{вых}}$  напряжение  $U_{\text{вых}}$  падает.

Выходное сопротивление стабилизатора может достигать до нескольких тысяч ома (в электронных стабилизаторах). Малое выходное сопротивление предотвращает самовозбуждение питаемых устройств и улучшает их частотную характеристику в области низких частот. Ламповые стабилизаторы выпрямленного напряжения безынерционны вплоть до очень высоких частот, у ионных стабилизаторов инерционность начинает сказываться на частотах выше 1000 гц. Поэтому такие стабилизаторы практически одинаково стабилизируют независимо от скорости изменения входного напряжения, т. е. одновременно являются сглаживающими фильтрами.

Рассматривая амплитуды переменных составляющих на входе и выходе как приросты напряжений, получим, что интегральный коэффициент стабилизации есть в то же время и коэффициент сглаживания эквивалентного фильтра [см. формулы (II-26) и (V-3)]

$$K_u = K. \quad (\text{VIII-16})$$

### § 3. СТАБИЛИЗАТОРЫ С ТЕПЛОЗАВИСИМЫМИ СОПРОТИВЛЕНИЯМИ

#### Бареттеры

Стабилизацию тока с помощью бареттера используют в цепях накала ламп, автоматического управления и в первичных цепях трансформаторов маломощных электропитающих устройств.

Стабилизация тока достигается в схеме бареттирования (рис. 73, в и 77, а) вследствие изменения сопротивления бареттера при изменении проходящего через него тока. Рост тока вследствие положительного температурного коэффициента сопротивления (ТКС) нити бареттера значительно замедляется и в результате конечный прирост тока оказывается небольшим.

Пределы бареттирования (ограничены крестиками на рис. 77, б) соответствуют определенному тепловому состоянию нити и ограничены крутой частью вольт-амперной характеристики бареттера.

В цепях с бареттерами чаще всего нагрузочное сопротивление  $r_n$  почти не изменяется (например, сопротивление накаливаемых цепей) и поэтому наибольший практический интерес представляет рассмотрение случая  $U_{вх} = \text{var}$ ,  $r_n = \text{const}$ ,  $I \approx \text{const}$ . Исходя из этого, в последующем изложении нагрузочное сопротивление  $r_n$  будет рассматриваться как неизменный параметр.

Из рис. 77, а ясно, что при  $r_n = \text{const}$  стабилизация тока является одновременно и стабилизацией напряжения.

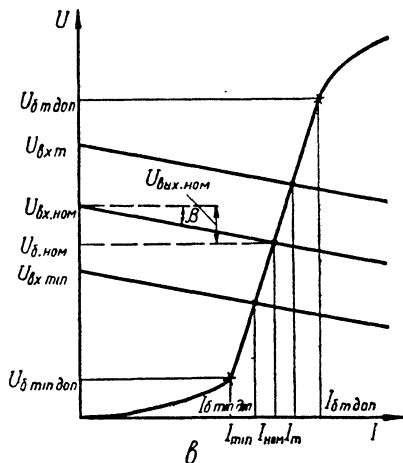
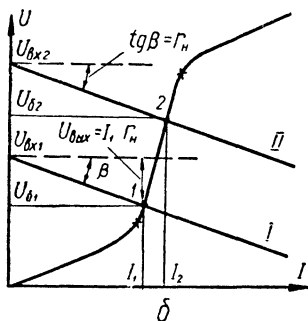
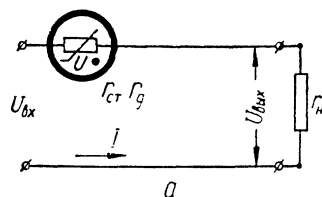


Рис. 77. Стабилизация тока с помощью бареттера:

а — схема; б — графики режима работы; в — графики режима работы при нелинейности участка бареттирования.

$$U_б = f(I_б). \quad (\text{VIII-17})$$

Так как зависимость задана графически, то на рис. 77, б произведено графическое построение режима работы цепи с бареттером (рис. 77, а). Пусть при входном напряжении  $U_{вх}$  и нагрузочном сопротивлении  $r_n$  в цепи установится ток  $I_1$ , а на бареттере упадет напряжение  $U_{б1}$ , тогда

$$I_1 = \frac{U_{б1}}{r_{ст1}} \quad (\text{VIII-18})$$

и

$$U_{вх1} = I_1(r_{ст1} + r_n), \quad (\text{VIII-19})$$

где  $r_{ст1}$  — статическое сопротивление бареттера в точке 1 (см. § 2 и рис. 73).

Из выражения (VIII-19) с учетом выражения (VIII-18) получаем

$$U_{\text{вх}_1} = U_{\text{б}_1} + I_1 r_n. \quad (\text{VIII-20})$$

Аналитическое решение уравнения (VIII-20) возможно лишь тогда, когда вольт-амперная характеристика бареттера задана в виде аналитической зависимости. Для графического решения уравнения (VIII-20) достаточно из точки  $U_{\text{вх}_1}$  на оси ординат провести прямую  $I$  под углом  $\beta = \arctg r_n$ , которая пересечет вольт-амперную характеристику в искомой точке  $I$  с координатами  $U_{\text{б}_1}$ ,  $I_{\text{б}_1}$ . Как видно из рис. 77, б, отрезок, дополняющий  $U_{\text{б}_1}$  до  $U_{\text{вх}_1}$ , будет равен  $I_1 r_n$ , что удовлетворяет уравнению (VIII-20). Прямая  $I$  может рассматриваться как внешняя характеристика источника с напряжением  $U_{\text{вх}_1}$  и внутренним сопротивлением  $r_n$ .

Уравнение, аналогичное (VIII-20), можно составить для режима цепи при входном напряжении  $U_{\text{вх}_2}$  и, построив прямую  $II$  подобно тому, как строилась прямая  $I$ , найти точку 2 на вольт-амперной характеристике бареттера.

Таким образом, изменение напряжения

$$\delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}_2} - U_{\text{вх}_1} \quad (\text{VIII-21})$$

привело к малому изменению тока в цепи

$$\delta I = I_2 - I_1. \quad (\text{VIII-22})$$

Зная  $U_{\text{вх.ном}} (U_{\text{вх}_1} < U_{\text{вх.ном}} < U_{\text{вх}_2})$ , определяем, как указано выше для  $U_{\text{вх}_1}$  и  $U_{\text{вх}_2}$ , соответствующий этому напряжению номинальный ток  $I_{\text{ном}}$  и аналогично выражению (VIII-12) интегральный коэффициент стабилизации тока по входному напряжению

$$K_i = \frac{\delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.ном}}} : \frac{\delta I}{I_{\text{ном}}}. \quad (\text{VIII-23})$$

Примем, что между токами максимальным  $I_m$ , минимальным  $I_{\text{min}}$  и номинальным  $I_{\text{ном}}$  в цепи существует следующая зависимость:

$$I_m = I_{\text{ном}} (1 + c); \quad (\text{VIII-24})$$

$$I_{\text{min}} = I_{\text{ном}} (1 - d). \quad (\text{VIII-25})$$

(Например, на рис. 77, б:  $I_m = I_2$  и  $I_{\text{min}} = I_1$ .)

Из выражения (VIII-23) с учетом (VIII-24) и (VIII-25) получим аналогично выражению (VIII-14)

$$K_i = \frac{a + b}{c + d}. \quad (\text{VIII-26})$$

Приведенный графический расчет сложен. Значительно проще определить режим работы цепи с бареттером приближенным аналитическим методом. Для этого целесообразно и, с точки зрения

точности расчета, допустимо на участке бареттирования считать характеристику бареттера отрезком прямой, что равносильно допущению  $r_d = \text{const}$  (рис. 77,б).

Это позволяет считать, что в пределах бареттирования для приростов справедливо выражение

$$\Delta U_6 = \Delta I r_d \quad (\text{VIII-27})$$

и согласно рис. 77,б

$$U_6 = U_{6 \text{ min доп}} + (I - I_{6 \text{ min доп}}) r_d = U_{6 \text{ m доп}} - (I_{6 \text{ m доп}} - I) r_d. \quad (\text{VIII-28})$$

Кроме того, выражение (VIII-26) можно записать в виде

$$K_i = \frac{a}{c} = \frac{b}{d}. \quad (\text{VIII-29})$$

Для приростов тока и напряжения во всем пределе стабилизации из выражения (VIII-27) получаем

$$\delta U_6 = \delta I \cdot r_d. \quad (\text{VIII-30})$$

Прирост входного напряжения на  $\delta U_{\text{вх}}$  (рис. 77,а) вызовет приросты тока в цепи на  $\delta I$  и напряжения на нагрузочном сопротивлении  $r_n$  на  $\delta U_{\text{вых}} = \delta I r_n$ . Таким образом, с учетом выражения (VIII-30)

$$\delta U_{\text{вх}} = \delta U_{\text{вых}} + \delta U_6 = \delta I (r_n + r_d). \quad (\text{VIII-31})$$

Из (VIII-31) получаем выражение для относительных приростов

$$\frac{\delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх. ном}}} = \frac{\delta I}{I_{\text{ном}}} (r_n + r_d) \frac{I_{\text{ном}}}{U_{\text{вх. ном}}}. \quad (\text{VIII-32})$$

Согласно выражению (VIII-19) получаем для номинального режима

$$U_{\text{вх. ном}} = I_{\text{вх. ном}} (r_{\text{ст. ном}} + r_n). \quad (\text{VIII-33})$$

Из формул (VIII-32) и (VIII-33) получаем согласно выражению (VIII-23) выражение для интегрального коэффициента стабилизации тока по входному напряжению

$$K_i = \frac{r_d + r_n}{r_{\text{ст. ном}} + r_n} \quad (\text{VIII-34})$$

при  $r_n = \text{const}$ ,  $K_i = K_u$ .

Из формулы (VIII-34) следует, что стабилизатор будет тем лучше, чем больше динамическое сопротивление бареттера по сравнению со статическим и чем меньше нагрузочное сопротивление  $r_n$ .

Поэтому целесообразно выбирать рабочий участок бареттера ближе к нижнему пределу бареттирования ( $I_6 = I_{6 \text{ min доп}}$ ), где  $r_{\text{ст}}$  будет меньше.

Установим связь между номинальным током схемы и режимом работы цепи. Подставляя в выражение (VIII-28) частные случаи формулы (VIII-17)

$$U_{б \text{ min доп}} = I_{б \text{ min доп}} r_{ст \text{ min доп}}$$

и

$$U_{б, \text{ ном}} = I_{\text{ном}} r_{ст, \text{ ном}},$$

а также полученное из выражения (VIII-34) сопротивление

$$r_{ст, \text{ ном}} = \frac{r_d - r_n (K_i - 1)}{K_i},$$

находим, что номинальный ток в цепи

$$I_{\text{ном}} = I_{б \text{ min доп}} \frac{1 - \frac{r_{ст \text{ min доп}}}{r_d}}{\left(1 - \frac{1}{K_i}\right) \left(1 + \frac{r_n}{r_d}\right)}. \quad (\text{VIII-35})$$

Аналогично можно выразить номинальный ток через величины, характеризующие верхний предел бареттирования

$$I_{\text{ном}} = I_{б \text{ m доп}} \frac{1 - \frac{r_{ст \text{ m доп}}}{r_d}}{\left(1 - \frac{1}{K_i}\right) \left(1 + \frac{r_n}{r_d}\right)}. \quad (\text{VIII-36})$$

Бареттер выбирают так, чтобы ток потребителя был примерно равен номинальному (табличному) току бареттера  $I_{б, \text{ ср}}$ , соответствующему середине участка бареттирования. Однако, в цепи ток в номинальном режиме, как правило, несколько отличается от  $I_{б, \text{ ср}}$ . Из выражений (VIII-35) и (VIII-36) очевидно, что номинальный ток  $I_{\text{ном}}$  (в пределах бареттирования) не может быть выбран произвольно, так как он зависит от нагрузочного сопротивления и интегрального коэффициента стабилизации. Кроме того, из выражений (VIII-35) и (VIII-36) можно определить соответственно максимальный и минимальный достижимые коэффициенты стабилизации в пределах режима бареттирования.

Если в процессе работы минимальный ток будет равен току  $I_{б \text{ min доп}}$ , то из выражения (VIII-35) с учетом (VIII-25) и (VIII-29) получим максимально достижимый коэффициент стабилизации

$$K_{i \text{ m}} = \frac{\frac{r_d}{r_{ст \text{ min доп}}} \left( \frac{r_n}{r_d} + 1 - b \right) + b}{\frac{r_n}{r_{ст \text{ min доп}}} + 1}, \quad (\text{VIII-37})$$

где  $b$  — наибольшее относительное падение входного напряжения из зависимости (VIII-7)

Если в процессе работы максимальный ток будет равен  $I_{\text{ст м доп}}$ , то из выражения (VIII-36) с учетом зависимостей (VIII-24) и (VIII-29) получим минимально возможный коэффициент стабилизации

$$K_{i \text{ мин}} = \frac{\frac{r_{\text{д}}}{r_{\text{ст м доп}}} \left( \frac{r_{\text{н}}}{r_{\text{д}}} + 1 + a \right) - a}{\frac{r_{\text{н}}}{r_{\text{ст м доп}}} + 1}, \quad (\text{VIII-38})$$

где  $a$  — наибольшее относительное повышение входного напряжения из зависимости (VIII-6).

На рис. 78 представлены значения  $K_{i \text{ м}}$  и  $K_{i \text{ мин}}$  при  $a = b = 0,1$  для типовых бареттеров. (Параметры этих бареттеров приведены в табл. 15).

Если требуемое значение  $K_i$  лежит между  $K_{i \text{ мин}}$  и  $K_{i \text{ м}}$ , то оно практически осуществимо.

Лучше других стабилизируют ток бареттеры типа 0,425Б 5,5-12 и 0,85Б 5,5-12 (рис. 78). У них  $K_{i \text{ м}}$  (при  $\frac{r_{\text{н}}}{r_{\text{д}}} \approx 0,02$ ) доходит до 15. Наиболее низкие стабилизирующие свойства у бареттеров с вольфрамовой нитью: 0,3Б 17-35 и 0,3Б 65-135. У этих бареттеров  $K_{i \text{ м}}$  (при  $\frac{r_{\text{н}}}{r_{\text{д}}} \approx 0,02$ ) не более 5, зато они отличаются устойчивостью в работе и способностью выдерживать значительные перегрузки. Бареттеры со стальной нитью не допускают даже кратковременной перегрузки.

При  $r_{\text{н}} \rightarrow 0$  и  $b \rightarrow 0$  из выражения (VIII-37) получаем предельное максимальное значение  $K_{i \text{ м пред}}$ , называемое иначе статическим коэффициентом стабилизации тока

$$K_{i \text{ м пред}} = \frac{r_{\text{д}}}{r_{\text{ст мин доп}}}. \quad (\text{VIII-39})$$

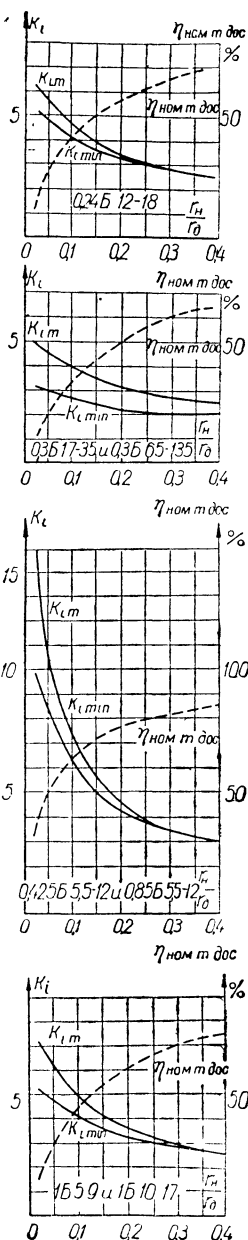


Рис. 78. Графики интегральных коэффициентов стабилизации тока и к. п. д. разных бареттеров.



Из сравнения между собой величин  $K_{im}$  (рис. 75) и  $K_{im}$  пред (табл. 15) ясно, что статический коэффициент стабилизации, не учитывающий величину нагрузочного сопротивления, не может полностью характеризовать стабилизирующие свойства цепи.

К. п. д. схемы (рис. 77,а) в номинальном режиме

$$\eta_{\text{ном}} = \frac{r_n}{r_{\text{ст. ном}} + r_n}. \quad (\text{VIII-40})$$

Из выражений (VIII-34) и (VIII-40) находим связь между коэффициентом стабилизации и к. п. д.

$$\eta_{\text{ном}} = \frac{K_i}{1 + \frac{r_d}{r_n}}. \quad (\text{VIII-41})$$

Таблица 15

### Параметры некоторых бареттеров

Тип барет- тера	$U_{\text{б min доп.}}$ в	$U_{\text{б т доп.}}$ в	$I_{\text{б min доп.}}$ ма	$I_{\text{б т доп.}}$ ма	$I_{\text{б ср.}}$ ма	$r_{\text{д.}}$ ом	$r_{\text{ст min доп.}}$ ом	$r_{\text{ст т доп.}}$ ом	$K_{i \text{ т пред}} = \frac{r_d}{r_{\text{ст min доп.}}}$	Срок службы, ч
0,24Б 12-18	12	18	247	263	255	375	48,5	68,5	7,7	200
0,3Б 17-35	17	35	275	325	300	360	62	108	5,8	2000
0,3Б 65-135	65	135	275	325	300	1400	23,6	41,6	5,9	1000
0,425Б 5,5-12	5,5	12	415	435	425	325	13,2	27,6	24,5	10000
0,85Б 5,5-12	5,5	12	830	870	850	160	6,6	13,8	24	10000
1Б 5-9 <sup>2</sup>	5	9	960	1040	1000	50	5,2	8,65	9,6	4000
1Б 10-17 <sup>2</sup>	10	17	960	1040	1000	90	10,4	16,3	8,6	4000
СТ-2С <sup>3</sup>	6	10	950	1050	1000	40	6,3	8,7	6,3	—
СТ-2С <sup>4</sup>	9	17	1900	2100	2000	40	4,7	8,7	8,5	—

<sup>1</sup> Неизменно для любой схемы включения нескольких бареттеров одного типа.

<sup>2</sup> Не разрешается применять в новых разработках.

<sup>3</sup> Параллельное включение нитей.

<sup>4</sup> Последовательное включение нитей.

Согласно выражению (VIII-41), после замены  $K_i$  на  $K_{i \text{ т}}$ , построены кривые максимально достижимого к. п. д. в номинальном режиме  $\eta_{\text{ном т доп}} =$

$= f\left(\frac{r_n}{r_d}\right)$  (рис. 78). Из этого рисунка следует, что  $\eta_{\text{ном т доп}} \approx 30\%$  при  $a = b = 0,1$  для  $K_{i \text{ т}} = 5 \div 10$ .

Если номинальный ток бареттера превышает ток потребителя, то параллельно нагрузочному включают шунтирующее сопротивление. Если, наоборот, ток потребителя превышает номинальный ток бареттера, то можно прибегать к параллельному включению двух или нескольких однотипных бареттеров.

Последовательным соединением бареттеров почти не пользуются. К нему прибегают лишь тогда, когда входное напряжение задано и участок бареттирования нужно перенести в область более высоких напряжений.

Для последовательного или параллельного соединения бареттеров необходимо, чтобы их вольт-амперные характеристики были возможно более близкими друг к другу. Особенно это важно при последовательном соединении, иначе напряжение на одном из бареттеров может быть недопустимо высоким.

Если входное напряжение не задано и для требуемого тока подходит любой из двух бареттеров с разным напряжением  $U_{б\text{ min}}$ , то целесообразно применять бареттер с более низким напряжением. При этом возрастет к. п. д. схемы. Например, бареттер 0,3Б17-35 при  $r_n = 30 \text{ ом}$  и  $b = 0,1$  дает  $\eta_{ном\text{ т доп}} \approx 30\%$  при  $K_{i\text{ т}} = 4$  в то время, как бареттер 0,3Б65-135 в тех же условиях дает значительно меньший к. п. д.  $\eta_{ном\text{ т доп}} \approx 11\%$  лишь при небольшом выигрыше в коэффициенте стабилизации  $K_{i\text{ т}} \approx 5,2$ .

Как и всякий прибор, действующий на принципе изменения электрических параметров в зависимости от температуры, бареттер обладает инерционностью. Время установления температурного режима нити бареттера порядка нескольких минут (до 5 мин). Вследствие своей инерционности бареттер одинаково работает как в цепях постоянного, так и переменного тока. Однако инерционность бареттера приводит к тому, что при включении напряжения или при его резком увеличении могут перекалиться маломощные малоинерционные приборы, включенные в цепь бареттирования. Этой опасности подвержены, в частности, индикаторные лампочки малой мощности.

Если нагрузочные сопротивления  $r_n$  имеют положительный ТКС и высокую рабочую температуру, то при включении цепи нить бареттера будет перекаливаться (это явление будет тем сильнее проявляться, чем большей инерционностью обладают  $r_n$ ). Для предохранения бареттера от порчи последовательно с ним включают термистор, имеющий отрицательный ТКС. Часто термистор вместе с бареттером помещают в общий баллон.

## Термисторы

Термисторы обладают отрицательным ТКС и их можно использовать для стабилизации напряжения (например, по схеме, приведенной на рис. 79, а).

Рассмотрим вольт-амперную характеристику термистора, представленную линией 1 на рис. 79, б. Рабочий участок вольт-амперной характеристики ограничен крестиками, соответствующими точкам  $I_{т\text{ min доп}}$ ,  $U_{т\text{ т доп}}$  и  $I_{т\text{ т доп}}$ ,  $U_{т\text{ min доп}}$ . Для использования термистора как стабилизатора напряжения последовательно с ним включают линейное активное сопротивление  $r_1$  (рис. 79, а). Если компенсирующее сопротивление  $r_1$  будет равно отрицательному динамическому сопротивлению термистора на рабочем участке, то общая вольт-амперная характеристика 2 для термистора и сопротивления  $r_1$ , построенная на рис. 79, б, будет иметь вид, близкий к характеристике стабилитрона. Таким образом схема,

приведенная на рис. 79. а, эквивалентна схеме, изображенной на рис. 73, г, и работают они идентично.

Численно определить величину сопротивления  $r_1$  можно, линеаризовав рабочий участок термистора. Графически это соответствует замене линии 1 прямой 1' на рабочем участке. При этом

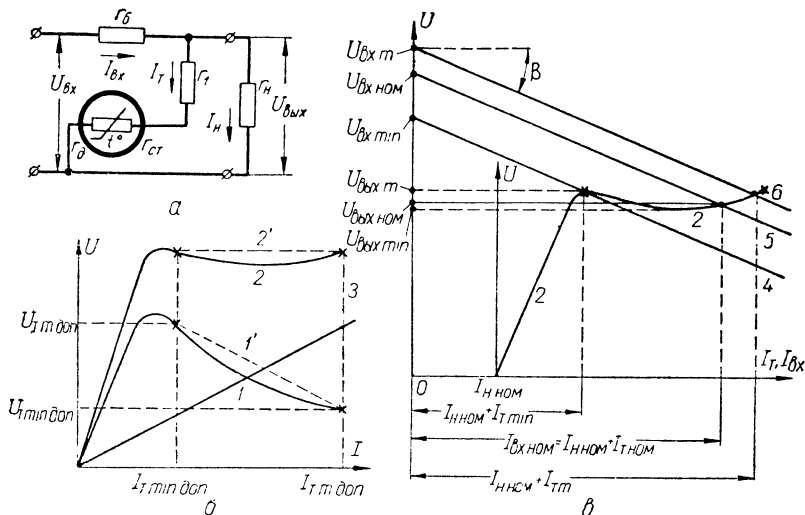


Рис. 79. Стабилизация напряжения с помощью термисторов:

а — схема стабилизации; б — графики режима работы термистора; в — график режима работы стабилизатора.

общая вольт-амперная характеристика цепи термистора с сопротивлением  $r_1$  будет иметь вид штриховой линии 2', для которой  $r_d = 0$ . Это может послужить основанием для проведения аналитического расчета, однако более точно расчет режима работы цепи может быть произведен графическим построением.

Порядок графического построения режима работы цепи с термистором (рис. 79, в) следующий. Строим вольт-амперную характеристику цепи термистора с компенсирующим сопротивлением  $r_1$ . Принимаем, что ток через потребитель  $I_n$  неизменен и равен

$$I_{н. ном} = \frac{U_{вых. ном}}{r_n} \quad (\text{VIII-42})$$

и сдвигаем ось напряжения  $U$  влево на величину тока  $I_{н. ном}$ . Таким образом, токи в новых координатах представляют собою токи, потребляемые от источника с напряжением  $U_{вх}$ . При заданных величинах  $U_{вх. ном}$ ,  $U_{вх. min} = U_{вх. ном} (1 - b)$  и  $U_{вх. m} = U_{вх. ном} (1 + a)$  откладываем все три напряжения на оси ординат и соединяем точку  $U_{вх. min}$  с точкой начала стабилизирующего участка вольт-амперной характеристики 2 прямой 4. Из точек  $U_{вх. ном}$  и  $U_{вх. m}$

проводим прямые 5 и 6, параллельные прямой 4. Прямые 4, 5 и 6 — это внешние характеристики источника с внутренним сопротивлением  $r_6$  (рис. 79, а). Точка пересечения прямой 5 и кривой 2 — точка номинального режима. Точка пересечения прямой 6 и кривой 2 — точка максимального режима. Тангенс угла  $\beta$  численно равен величине балластного сопротивления  $r_6$ . Отсюда сопротивление

$$r_6 = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{вых м}}}{I_{\text{н. ном}} + I_{\text{т min доп}}} \quad (\text{VIII-43})$$

При этом точка пересечения кривой 2 и прямой 6 не должна лежать выше рабочего участка стабилизации. Если указанная точка вышла за пределы участка, то это свидетельствует о слишком больших величинах изменения входных напряжений для данного тока  $I_{\text{н. ном}}$ . Изменив  $I_{\text{н. ном}}$  или  $U_{\text{вх}}$ , можно перевести режим стабилизации в рабочий участок термистора. Интегральный коэффициент стабилизации напряжения может быть определен, согласно выражению (VIII-12), из графика, приведенного на рис. 79, в с учетом выражений (VIII-10) и (VIII-11).

Для стабилизации постоянного и переменного напряжений применяют вакуумные термисторы с прямым подогревом (например, типов ТП 2/05; ТП 2/2 и ТП 6/2). Эти термисторы оформлены подобно электронной лампе в стеклянном баллоне с октальным цоколем. Согласно своим параметрам термисторы пригодны для стабилизации небольших напряжений порядка 2—10 в при токе не более нескольких миллиампер. Широкого применения стабилизаторы напряжения на термисторах не получили.

#### § 4. ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

Вольт-амперная характеристика газоразрядного стабилитрона (рис. 80, б) в диапазоне стабилизации имеет вид типа  $r_U$  при выполнении условия (VIII-2). В точке, соответствующей току стабилитрона  $I_{\text{с min доп}}$ , при напряжении  $U_z$  наступит газовый разряд и схема (рис. 80, а) начнет стабилизировать.

Режим работы цепи с газоразрядным стабилитроном может быть рассчитан графически (см. рис. 80, б, где сохранены те же обозначения, что и на рис. 79, в для термистора). Однако этот метод не единственный, так как вольт-амперная характеристика стабилитрона в рабочей области может практически считаться линейной ( $r_d = \text{const}$ ), что позволяет произвести более простой (аналитический) расчет.

Сначала определим влияние параметров схемы (рис. 80, а)  $r_6$ ,  $r_{\text{ст}}$ ,  $r_d$  и  $r_{\text{н}}$  на ее стабилизирующие свойства.

Прирост входного напряжения  $\Delta U_{\text{вх}}$  вызовет значительное изменение тока через стабилитрон  $\Delta I_{\text{с}}$  и незначительные изменения

выходного напряжения  $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  и тока  $\Delta I_{\text{Н}}$ . Для приростов тока согласно рис. 80, а имеем

$$\Delta I_{\text{ВХ}} = \Delta I_{\text{Н}} + \Delta I_{\text{С}} \quad (\text{VIII-44})$$

и

$$\Delta U_{\text{ВХ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} + \Delta I_{\text{ВХ}} r_{\delta}. \quad (\text{VIII-45})$$

Из выражений (VIII-45) и (VIII-44) получаем

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{ВХ}} &= \Delta U_{\text{ВЫХ}} + \left( \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{r_{\text{Н. НОМ}}} + \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{r_{\text{Д}}} \right) r_{\delta} = \\ &= \Delta U_{\text{ВЫХ}} \left[ 1 + \left( \frac{1}{r_{\text{Н. НОМ}}} + \frac{1}{r_{\text{Д}}} \right) r_{\delta} \right]. \end{aligned} \quad (\text{VIII-46})$$

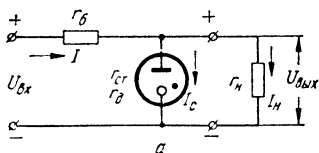
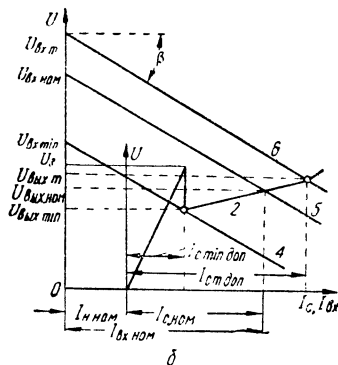


Рис. 80. Газоразрядный стабилизатор напряжения:

а — схема стабилизатора; б — график режима работы стабилизатора.



Из схемы стабилизатора (рис. 80, а) в номинальном режиме получаем постоянные составляющие

$$I_{\text{ВХ. НОМ}} = I_{\text{С. НОМ}} + I_{\text{Н. НОМ}}; \quad (\text{VIII-47})$$

$$U_{\text{ВХ. НОМ}} = U_{\text{ВЫХ. НОМ}} + I_{\text{ВХ. НОМ}} r_{\delta}. \quad (\text{VIII-48})$$

Из выражений (VIII-48) и (VIII-47) получаем

$$\begin{aligned} U_{\text{ВХ. НОМ}} &= U_{\text{ВЫХ. НОМ}} + \left( \frac{U_{\text{ВЫХ. НОМ}}}{r_{\text{СТ. НОМ}}} + \frac{U_{\text{ВЫХ. НОМ}}}{r_{\text{Н. НОМ}}} \right) r_{\delta} = \\ &= U_{\text{ВЫХ. НОМ}} \left[ 1 + \left( \frac{1}{r_{\text{СТ. НОМ}}} + \frac{1}{r_{\text{Н. НОМ}}} \right) r_{\delta} \right]. \end{aligned} \quad (\text{VIII-49})$$

Перейдя к приростам во всем интервале стабилизации ( $\delta$ ) и разделив выражение (VIII-46) на выражение (VIII-49), согласно (VIII-12) получаем интегральный коэффициент стабилизации

$$K_u = \frac{1 + \left( \frac{1}{r_{\text{Д}}} + \frac{1}{r_{\text{Н. НОМ}}} \right) r_{\delta}}{1 + \left( \frac{1}{r_{\text{СТ. НОМ}}} + \frac{1}{r_{\text{Н. НОМ}}} \right) r_{\delta}}. \quad (\text{VIII-50})$$

Учтем, что у стабилитронов тлеющего разряда  $r_{\text{ст. ном}}$  и  $r_{\text{н. ном}}$  порядка десятков килоом;  $r_{\text{д}}$  — ста — двухсот ом;  $r_{\text{б}}$  — нескольких килоом, а также, что обычно выполняется неравенство

$$\frac{r_{\text{б}}}{r_{\text{д}}} \gg 1 + \frac{r_{\text{б}}}{r_{\text{н. ном}}} . \quad (\text{VIII-51})$$

Тогда выражение (VIII-50) с учетом выражения (VIII-51) можно представить в виде

$$K_u \approx \frac{1}{\frac{r_{\text{д}}}{r_{\text{б}}} + \frac{r_{\text{д}}}{r_{\text{ст. ном}}} + \frac{r_{\text{д}}}{r_{\text{н. ном}}}} . \quad (\text{VIII-52})$$

С учетом выражения (VIII-51) упростим также и выражение (VIII-46)

$$\Delta U_{\text{вх}} \approx \Delta U_{\text{вых}} \frac{r_{\text{б}}}{r_{\text{д}}} . \quad (\text{VIII-53})$$

Перейдя в выражении (VIII-53) к приростам во всем диапазоне стабилизации ( $\delta$ ), получим согласно выражению (VIII-12) интегральный коэффициент стабилизации

$$K_u \approx \frac{r_{\text{б}}}{r_{\text{д}}} \lambda_{\text{ном}} . \quad (\text{VIII-54})$$

Из выражения (VIII-52) ясно, что для получения лучшего стабилизирующего действия нужно иметь возможно меньшее динамическое сопротивление стабилизатора, возможно большие значения балластного и нагрузочного сопротивлений и работать в точке более близкой к минимальному току через стабилитрон (что дает большее  $r_{\text{ст. ном}}$ ). Это можно пояснить тем, что стабилизатор для приростов напряжения является делителем, состоящим из линейного сопротивления  $r_{\text{б}}$  и нелинейного  $r_{\text{д}}$ . Чем меньше  $r_{\text{д}}$  и больше  $r_{\text{б}}$ , тем лучше стабилизирует схема. Большое  $r_{\text{н. ном}}$  меньше шунтирует  $r_{\text{д}}$ , в результате чего получается больший стабилизирующий эффект. При большем  $r_{\text{ст. ном}}$  для заданного  $U_{\text{вх. ном}}$  увеличивается  $r_{\text{б}}$  и тем улучшается стабилизация.

Напряжение на газоразрядном стабилитроне должно быть достаточным для возникновения газового разряда (зажигания), который необходимо обеспечить в наиболее неблагоприятных условиях: при наименьшем входном напряжении  $U_{\text{вх. ном}} (1 - b)$  и наибольшем выходном токе  $I_{\text{н. ном}} (1 + c)$ . Так как зажигание происходит при токе  $I_{\text{с}} \approx 0$ , то схема, приведенная на рис. 80, а, представляет собой линейный делитель напряжения, составленный из  $r_{\text{б}}$  и  $r_{\text{н}}$ .

Напряжение зажигания  $U_3$  должно быть получено на сопротивлении  $r_n$ , поэтому

$$U_3 \leq \frac{U_{\text{вх. ном}}(1-b)}{1 + \frac{r_6 I_{\text{н. ном}}(1+c)}{U_{\text{вых. ном}}}}, \quad (\text{VIII-55})$$

откуда, для надежного зажигания, балластное сопротивление

$$r_6 \leq \frac{r_{\text{н. ном}}}{1+c} \left[ \frac{U_{\text{вх. ном}}}{U_3} (1-b) - 1 \right]. \quad (\text{VIII-56})$$

Для получения большего  $K_u$  необходимо увеличивать величину балластного сопротивления  $r_6$ , а это, как следует из формулы (VIII-49), при неизменном  $U_{\text{вых. ном}}$  возможно лишь при одновременном увеличении  $U_{\text{вх. ном}}$ .

Из выражения (VIII-54) и формулы (VIII-56), взятой со знаком равенства, следует, что согласно выражению (VIII-13)

$$\lambda_{\text{ном}} = \frac{U_{\text{вых. ном}}(1-b)}{U_3} - \frac{K_u r_d}{r_{\text{н. ном}}} (1+c). \quad (\text{VIII-57})$$

При увеличении  $U_{\text{вх. ном}}$  уменьшается  $\lambda_{\text{ном}}$ ; в предельном случае, когда  $U_{\text{вх. ном}} \rightarrow \infty$ , правая часть выражения (VIII-57) стремится к нулю, что соответствует максимальному  $K_u$ , при котором обеспечивается зажигание стабилизатора

$$K_{u \text{ м.}} = \frac{r_{\text{н. ном}}}{r_d} \cdot \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_3} \cdot \frac{1-b}{1+c}, \quad (\text{VIII-58})$$

откуда

$$K_{u \text{ м.}} I_{\text{н. ном}} = \frac{\frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_3} (1-b)}{\frac{r_d}{U_{\text{вых. ном}}} (1+c)}. \quad (\text{VIII-59})$$

Однако, не только  $K_{u \text{ м.}}$  ограничивает величину  $K_u$ , а и необходимость соблюдения следующих двух условий:

$$I_{\text{с min}} > I_{\text{с min доп}} \quad (\text{VIII-60})$$

и

$$I_{\text{с m}} < I_{\text{с m доп}} \quad (\text{VIII-61})$$

( $I_{\text{с min доп}}$  и  $I_{\text{с m доп}}$  указаны на рис. 80, б).

Определим минимальный и максимальный токи через стабилизатор. Из рис. 80, а и формул (VIII-47) и (VIII-48) следует, что номинальный ток через стабилизатор

$$I_{\text{с. ном}} = \frac{U_{\text{вх. ном}} - U_{\text{вых. ном}}}{r_6} - I_{\text{н. ном}}. \quad (\text{VIII-62})$$

Учитывая выражения (VIII-54) и (VIII-57), получаем из формулы (VIII-62)

$$I_{с. ном} = \left[ 1 - \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_3} (1 - b) \right] \frac{U_{\text{вых. ном}}}{K_u r_d} + I_{н. ном} c. \quad (\text{VIII-63})$$

Отметим, как это ясно из выражения (VIII-63), что номинальный ток через стабилитрон  $I_{с. ном}$  не может быть выбран произвольно, он при заданных  $b$  и  $c$  целиком зависит от  $K_u$  и  $I_{н. ном}$ .

Минимальный ток через стабилитрон будет при минимальном входном напряжении  $U_{\text{вх. ном}}(1 - b)$  и максимальном выходном токе  $I_{н. ном}(1 + c)$ , считая  $U_{\text{вых}} = \text{const}$ ,

$$I_{с \min} = I_{с. ном} - \frac{U_{\text{вх. ном}} b}{r_6} - I_{н. ном} c, \quad (\text{VIII-64})$$

где  $\frac{U_{\text{вх. ном}} b}{r_6}$  — снижение величины тока через стабилитрон вследствие уменьшения входного напряжения.

Максимальный ток через стабилитрон будет при максимальном входном напряжении  $U_{\text{вх. ном}}(1 + a)$  и минимальном выходном токе  $I_{н. ном}(1 - d)$ , считая  $U_{\text{вых}} = \text{const}$ ,

$$I_{с m} = I_{с. ном} + \frac{U_{\text{вх. ном}} a}{r_6} + I_{н. ном} d. \quad (\text{VIII-65})$$

Если  $I_{с \min} = I_{с \min \text{ доп}}$ , то  $r_{ст} = r_{ст m \text{ доп}}$ , и согласно выражению (VIII-52) коэффициент стабилизации напряжения будет максимальным. В отличие от  $K_u m_1$ , найденного из условия обеспечения зажигания стабилитрона [см. формулу (VIII-58)], обозначим максимальный  $K_u$ , полученный при  $I_{с \min} = I_{с \min \text{ доп}}$ , через  $K_u m_2$ .

Полагая  $I_{с \min} = I_{с \min \text{ доп}}$ , из (VIII-64) и (VIII-63) с учетом (VIII-13) и (VIII-54) получаем

$$\begin{aligned} K_u m_2 &= \frac{U_{\text{вых. ном}}(1 - b)}{r_d I_{с \min \text{ доп}}} \left( 1 - \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_3} \right) = \\ &= \frac{r_{ст m \text{ доп}}}{r_d} (1 - b) \left( 1 - \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_3} \right). \end{aligned} \quad (\text{VIII-66})$$

Если  $I_{с m} = I_{с m \text{ доп}}$ , то  $r_{ст} = r_{ст \min \text{ доп}}$  и коэффициент стабилизации будет минимальным. Обозначим его через  $K_u \min$ . Из выражений (VIII-65) и (VIII-63) с учетом выражений (VIII-13) и (VIII-54) получаем

$$K_u \min = \frac{U_{\text{вых. ном}}}{r_d} \cdot \frac{\left[ 1 + a - \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_3} (1 - b) \right]}{I_{с m \text{ доп}} - I_{н. ном} (c + d)}. \quad (\text{VIII-67})$$

Исходя из изложенного,  $K_u$  схемы не может быть больше ни  $K_u m_1$ , ни  $K_u m_2$  и не должно быть меньше  $K_u \min$ . При выполнении



этих условий будет обеспечено зажигание стабилитрона и, при обусловленных изменениях входного напряжения и нагрузки, максимальный и минимальный токи через стабилитрон будут находиться в пределах участка стабилизации.

Для меньших значений  $I_{н. ном}$  величина  $K_u$  ограничивается сверху величиной  $K_{um_2}$  [из формулы (VIII-66)]. Для больших значений  $I_{н. ном}$  величина  $K_u$  ограничивается сверху уже величиной  $K_{um_1}$  [из формулы (VIII-58)].

Из формул (VIII-66) и (VIII-67) можно получить предельные (но на практике недостижимые) интегральные коэффициенты стабилизации схемы со стабилитроном.

Из формулы (VIII-66) получаем

$$K_{u m_2 \text{ пред}} = \frac{U_{\text{вых. ном}}}{r_d I_{c \text{ min доп}}} \left( 1 - \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_3} \right) = \frac{r_{ст m \text{ доп}}}{r_d} \left( 1 - \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_3} \right). \quad (\text{VIII-68})$$

Из формулы (VIII-67) получаем

$$K_{u \text{ min-пред}} = \frac{U_{\text{вых. ном}}}{r_d I_{c m \text{ доп}}} \left( 1 - \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_3} \right) = \frac{r_{ст \text{ min доп}}}{r_d} \left( 1 - \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_3} \right). \quad (\text{VIII-69})$$

$I_{н. ном} \rightarrow 0$

В выражениях (VIII-68) и (VIII-69) входит множитель  $\left( 1 - \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_3} \right)$ , который для стабилитронов с тлеющим разрядом ориентировочно равен 0,25. Исходя из этого ясно, что статический коэффициент стабилизации стабилитрона равный  $\frac{r_{ст}}{r_d}$ , не может определять коэффициент стабилизации схемы.

Параметры некоторых типов стабилитронов с указанием ряда вспомогательных величин, полезных при выборе стабилитрона и расчете режима работы цепи, приведены в табл. 16.

К. п. д. схемы в номинальном режиме

$$\eta_{ном} = \frac{U_{\text{вых. ном}} I_{н. ном}}{U_{\text{вх. ном}} I_{\text{вх. ном}}} = \frac{I_{н. ном}}{I_{н. ном} + I_{c. ном}} \lambda_{ном}. \quad (\text{VIII-70})$$

Воспользовавшись выражениями (VIII-51) и (VIII-63), из (VIII-70) получаем

$$\eta_{ном} = \frac{K_u I_{н. ном} \frac{r_d}{U_{\text{вых. ном}}} \left[ \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_3} (1-b) - K_u I_{н. ном} \frac{r_d}{U_{\text{вых. ном}}} (1+c) \right]}{1 - \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_3} (1-b) + K_u I_{н. ном} \frac{r_d}{U_{\text{вых. ном}}} (1+c)}. \quad (\text{VIII-71})$$

Таблица 16

## Параметры некоторых газоразрядных стабилизаторов

Тип стабили- трона	$U_{\text{вых. ком.}}, \text{в}$	$U_3^1, \text{в}$	$I_{\text{с min доп.}}, \text{мА}$	$I_{\text{с т доп.}}, \text{мА}$	$r_{\text{д}}^1, \text{ом}$	$r_{\text{ст т доп.}}, \text{ком}$	$r_{\text{ст т доп.}}^1, \text{д}$	$K_u \text{ т. пред.}$	$K_u \text{ min пред.}$	Срок служ- бы, ч	$\eta_{\text{ном макс.}}$ малый при $b = c = 0,1, \%, \%$
СГ-1П											
(СГ-3П)	150	180	5	30	160	30	187	31	5,2	500	22
СГ-1П-В <sup>3</sup>	150	180	5	30	100	30	300	51	8,5	500	—
СГ-2П	105	127	5	30	100	21	210	37	6,0	500	—
СГ-2С	75	105	5	30	180	15	83	24	4	500	15
			5	40	170	15	88	25	3,1		
СГ-3С	105	127	5	30	120	21	175	30	5	500	22
			5	40	100	21	210	36	4,5		
СГ-4С	150	180	5	30	160	30	187	31	5,2	500	22
СГ-5Б	150	180	5	10	800	30	38	6,2	3,1	500	22
СГ-5Б-В <sup>3</sup>	150	180	5	10	800	30	38	6,2	3,1	100	22
СГ-7С											
(СГ-301С) <sup>4</sup>	390	430	0,003	0,1	—	130000	—	—	—	1000	—
СГ-8С											
(СГ-302С) <sup>4</sup>	900	970	0,003	0,1	—	300000	—	—	—	1000	—
СГ-9С											
(СГ-303С) <sup>4</sup>	1250	1320	0,01	0,1	—	125000	—	—	—	1000	—
СГ-304С <sup>4</sup>	4000	—	0,05	1	$2,5 \cdot 10^5$	80000	320	—	—	500	—
СГ-10С <sup>3 5</sup>	87	150	4	15	200	22	110	46	12	500	9
СГ-15П	105	150	5	30	80	21	260	78	13	—	14
СГ-16П	87	130	5	30	120	17	145	48	8	—	13
СГ-202Б <sup>3 5</sup>	84	135	1,5	5	130	56	430	163	49	500	—

<sup>1</sup> Максимальные величины для данного типа стабилизатора.

<sup>2</sup> Подсчитано по формуле (VIII-71).

<sup>3</sup> Повышенной надежности.

<sup>4</sup> Коронный разряд, опаздывание зажигания превышает 15 сек.

<sup>5</sup> Опорные стабилизаторы.

Анализ формулы (VIII-71) показывает, что  $\eta_{\text{ном}}$  для определенных  $b$  и  $c$  будет иметь оптимум при некотором  $K_u I_{\text{н. ном.}}$ . Для ориентировочной оценки величины  $\eta_{\text{ном}}$  построены зависимости  $\eta_{\text{ном}} = f(K_u I_{\text{н. ном.}})$  при  $c = 0,1$  и  $b = 0,1, 0,2$  и  $0,3$  для разных типов стабилизаторов (рис. 81). На этом же рисунке приведена кривая зависимости  $\frac{1}{\lambda_{\text{ном}}} = \varphi(K_u I_{\text{н. ном.}})$ , построенная согласно выражению (VIII-57).

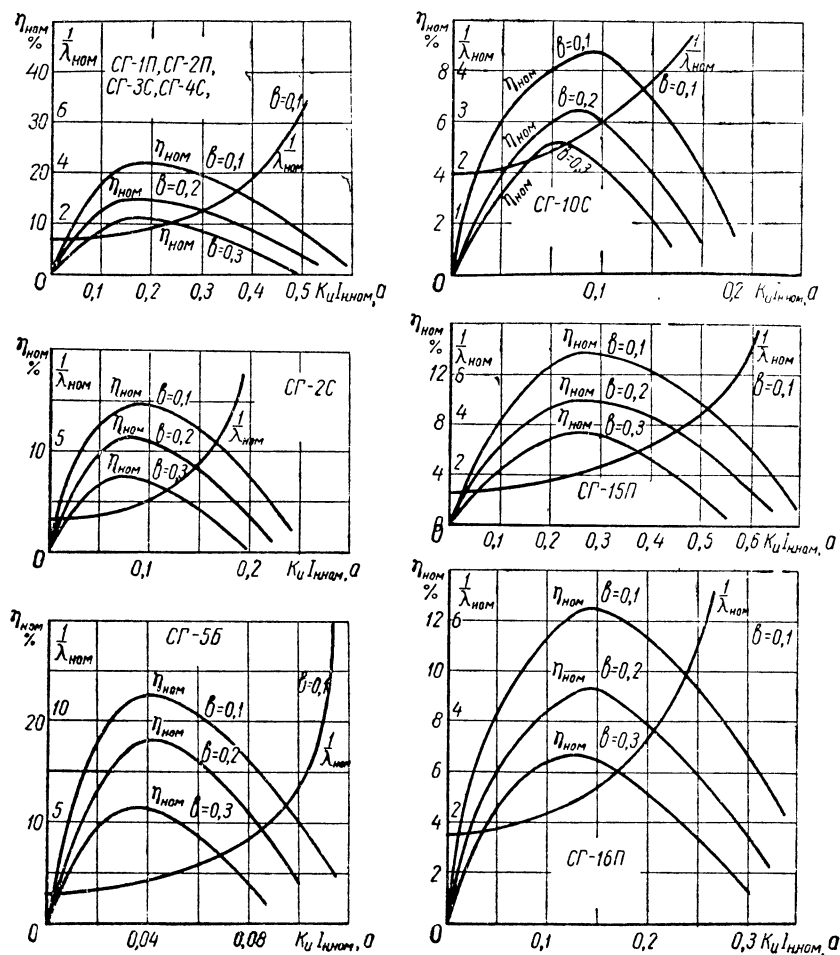


Рис. 81. Кривые режимов работы цепей, стабилизированных газоразрядным стабилитроном, при  $c = 0,1$ .

Газоразрядный стабилизатор напряжения обладает также фильтрующими свойствами.

Так как статическое сопротивление стабилитрона  $r_{ст}$  много больше динамического сопротивления  $r_{д}$ , то схема со стабилитроном (рис. 80, а) эквивалентна реостатноемкостному фильтру, состоящему из  $r_6$  и  $C_{эв}$ .

Эквивалентная емкость в таком фильтре может быть подсчитана как

$$C_{\text{экв}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{п}} r_{\text{д}}},$$

где  $f_{\text{п}}$  — частота первой гармоники пульсаций входного напряжения. При  $f_{\text{п}} = 100$  гц  $C_{\text{экв}}$  составляет около 10 мкф для стабилитронов тлеющего разряда серий С и П, 2 мкф — для серии Б и 0,015 мкф для стабилитронов коронного разряда.

Динамическое сопротивление  $r_{\text{д}}$  до частоты 1000 гц имеет активный характер и неизменную величину, а затем возрастает. На частотах свыше 1000 гц (что важно при питании выпрямителя от сети с частотой 400 гц) для улучшения фильтрации высших гармоник стабилитрон следует шунтировать емкостью величиной в несколько микрофард.

Так как интегральный коэффициент стабилизации безынерционного стабилизатора численно равен коэффициенту сглаживания эквивалентного фильтра, т. е.  $K = K_{\text{и}}$  (VIII-16), то при расчете пульсаций на выходе выпрямительных устройств с газоразрядным стабилизатором следует в  $K_{\text{и}}$  раз уменьшать коэффициент сглаживания дополнительного фильтра.

Выходное сопротивление стабилизатора  $R_{\text{ис}}$  [см. (VIII-15)] состоит, с учетом малости внутреннего сопротивления источника, из двух параллельно включенных сопротивлений  $r_{\text{б}}$  и  $r_{\text{д}}$  (рис. 80, а), из которых  $r_{\text{б}} \gg r_{\text{д}}$ . Отсюда следует, что

$$R_{\text{ис}} = \frac{r_{\text{б}} r_{\text{д}}}{r_{\text{б}} + r_{\text{д}}} \approx r_{\text{д}}. \quad (\text{VIII-72})$$

Если стабилитрон шунтируют емкостью для улучшения фильтрующих свойств, то заодно с этим уменьшают и выходное сопротивление стабилизатора.

Высокую стабилизацию может обеспечить опорный стабилитрон в схеме электронного стабилизатора, режим работы которого характеризуется следующими особенностями:  $I_{\text{н. ном}} = 0$ ,  $a \approx 0$ ,  $b \approx 0$ ,  $c = d = 0$ . Поэтому  $K_{\text{и}}$  ограничивается лишь величиной  $K_{\text{ум}_1}$  (VIII-66) и будет приближаться к  $K_{\text{ум}_2 \text{ пред}}$  согласно формуле (VIII-68) и табл. 16.

### Схемы газоразрядных стабилизаторов

Выходное напряжение ионного стабилизатора равно рабочему напряжению стабилитрона и, следовательно, ограничено сортаментом стандартных стабилитронов. Однако, применяя несколько стабилитронов, можно получить значительно больший набор выходных стабилизированных напряжений (рис. 82, а, б, в). На рис. 82, а сопротивление  $r_{\text{ш}}$  облегчает зажигание первого

стабилитрона. После того как зажегся стабилитрон 1, зажжется стабилитрон 2.

При этом напряжение зажигания схемы

$$U_3 = U_{3z} + U_{\text{вых. ном}_1}, \quad (\text{VIII-73})$$

т. е. меньше суммы напряжений зажигания этих стабилитронов. Величина  $r_{\text{ш}}$  выбирается для стабилитронов тлеющего разряда порядка  $0,2 \div 0,5 \text{ Мом}$ , т. е. так, чтобы не создать заметную нагрузку при работе схемы.

Так как практически не удается получить стабилитроны с точно одинаковым напряжением зажигания, то параллельную работу стабилитронов не применяют. Такое применение стабилитронов возможно лишь при значительном усложнении схемы.

На рис. 82, б показано включение стабилитронов, при котором результирующее стабилизированное напряжение равно разности стабилизированных напряжений отдельных стабилитронов.

Включая несколько стабилитронов, можно получить стабилизированное напряжение, равное различной комбинации из  $U_{\text{вых. ном}}$  типовых стабилитронов (рис. 82, в). Применяя стабилитроны с близким рабочим напряжением по схеме, приведенной на рис. 82, б, можно получить низкие напряжения для питания устройств на транзисторах. Например, от стабилитронов СГ-15П и СГ-16П можно получить выходное напряжение  $105 - 87 = 18 \text{ В}$ .

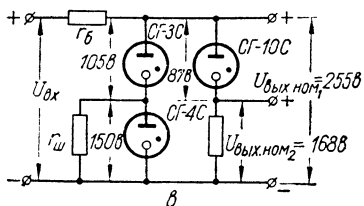
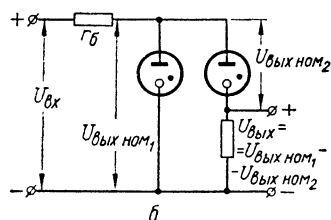
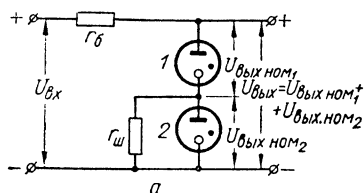
Помимо того, что такие схемы относительно громоздки, имеют большое выходное сопротивление и малый к. п. д.,

Рис. 82. Схемы включения стабилитронов:

а — последовательное; б — встречное; в — комбинированное (на два напряжения).

они не обеспечивают хорошей стабильности вследствие неточности в рабочих напряжениях каждого из стабилитронов и их отклонения в процессе разогрева прибора. Нужно иметь в виду, что результаты воздействия дестабилизирующих факторов на отдельные стабилитроны могут складываться, в то время как их выходные напряжения вычитаются.

Если газоразрядный стабилитрон выйдет из строя или будет вынут из своей панельки, то при включении схемы ток через нагрузочное сопротивление увеличится и возрастет напряжение. Особенно сильно это явление может быть выражено при питании схемы от выпрямителя с емкостным фильтром, когда вследствие крутой внешней характеристики создается опасность поврежде-



ния конденсаторов фильтра и значительного увеличения тока через потребитель. Для предохранения конденсаторов фильтра и нагрузочного сопротивления от повышенных напряжений при отсутствии стабилитрона, последние в цоколях имеют одну или две перемычки (рис. 83, а, б), замыкающие цепь подачи напряжения на выпрямитель или на фильтр.

Во всем предыдущем анализе работы газоразрядного стабилизатора не предусматривалось отключение потребителя от стабилизатора. Если учесть и эту возможность, то нужно, чтобы сумма номинальных токов через нагрузочное

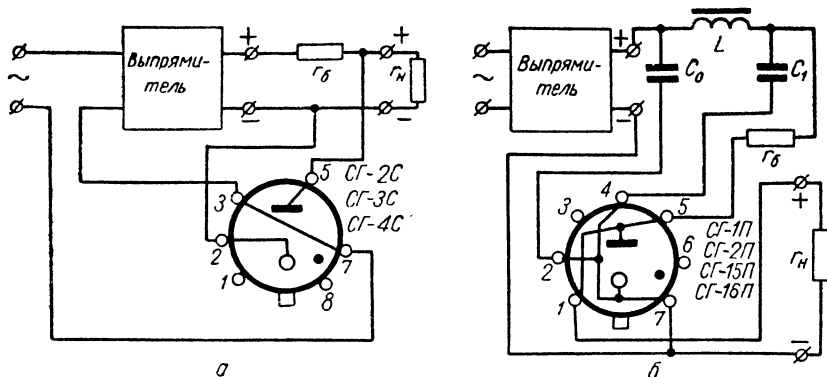


Рис. 83. Схемы включения газоразрядных стабилитронов с использованием перемычек в цоколях:

а — с одной перемычкой; б — с несколькими перемычками.

сопротивление и через стабилитрон не превышала максимально допустимого тока стабилитрона. В противном случае могут быть повреждены как стабилитрон, так и (в результате его выхода из строя и прекращения тока через него) конденсаторы фильтра выпрямителя, если напряжение на них достигнет опасной величины.

## § 5. ЭЛЕКТРОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

### Параметрические стабилизаторы на кремниевых стабилитронах

Электронные стабилизаторы могут быть ламповые и полупроводниковые. Схемы их могут быть как параметрические, так и компенсационные. Ламповые параметрические стабилизаторы встречаются очень редко.

Для стабилизации низких напряжений целесообразно применять параметрические полупроводниковые стабилизаторы на кремниевых стабилитронах Д808—Д811, Д813 (табл. 17). Они стабилизируют в обратном (7—14 в) и прямом (0,74—0,76 в)

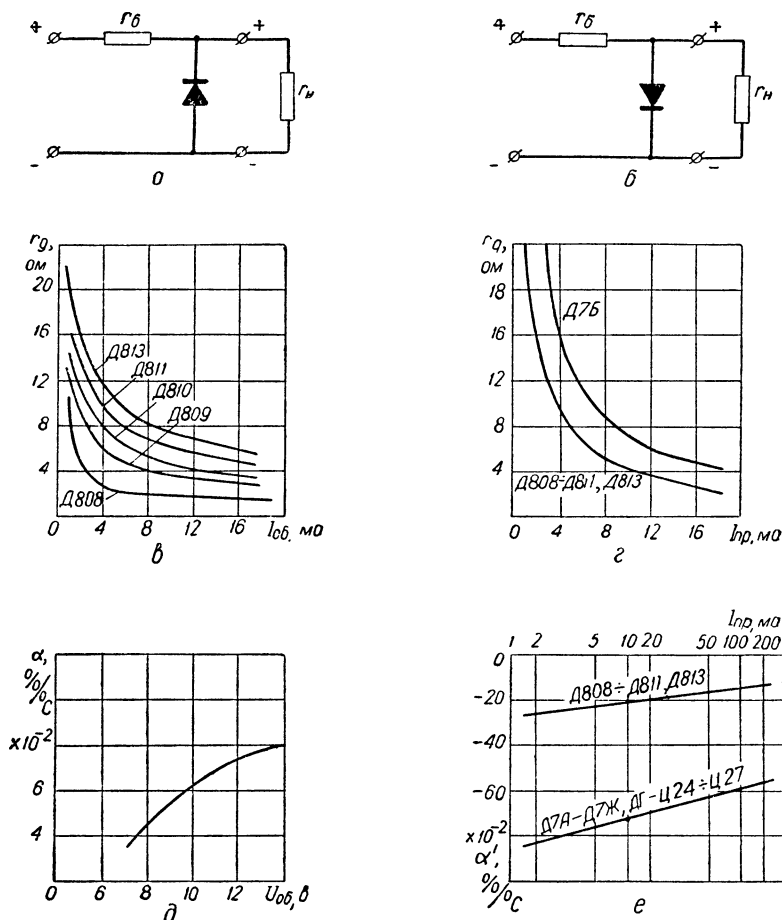


Рис. 84. Характеристики кремниевых стабилитронов и схемы их применения: а — схема стабилизатора напряжения при обратном включении стабилитрона; б — то же при прямом включении стабилитрона; в — кривые зависимости динамических сопротивлений стабилитронов от обратного тока; г — то же в зависимости от прямого тока; д — график зависимости обратного ТКН от обратного напряжения на стабилитроне; е — график зависимости прямого ТКН от прямого тока.

включениях по схемам, приведенным на рис. 84, а, б, аналогичным схеме газоразрядного стабилизатора напряжения.

Кремниевые параметрические стабилизаторы напряжения широко применяются для питания разного рода полупроводниковых схем, как источники эталонного напряжения в измерительной технике, а также, как источники опорного напряжения в компенсационных транзисторных стабилизаторах напряжения.

Таблица 17

## Параметры кремниевых стабилитронов

Тип стаби- литро- на	$U_{\text{вых. ном}}$ (при токе $I_{\text{с. ном}}=5 \text{ ма}$ ), в	$I_{\text{с}} \text{ м доп,}$ $\text{ма}$	Относитель- ный ТКН (среднее значение), %/°C	$\frac{U_{\text{вых. ном}}}{r_{\text{д}}}$ (среднее зна- чение), в/ом		$K_{\text{и min}}$ при $a+b=0,2$ и $I_{\text{с min доп}}=$ $2 \text{ ма}$
				при $I_{\text{с}} = 2 \text{ ма}$	при $I_{\text{с}} = 5 \text{ ма}$	
				Обратное включение		
Д808	7—8,5	33	0,055	1,8	3,6	12,5
Д809	8—9,5	29	0,062	1,05	1,7	7,7
Д810	9—10,5	26	0,068	0,78	1,35	6,5
Д811	10—12	23	0,076	0,77	1,2	7,3
Д813	11,5—14	20	0,080	0,78	1,15	8,7
Прямое включение						
Д808	0,74	380	—0,24	0,046	0,082	1
Д809	0,77	360	—0,24	0,046	0,097	1
Д810	0,76	370	—0,24	0,054	0,11	1
Д811	0,76	370	—0,24	0,042	0,11	1
Д813	0,76	370	—0,24	0,048	0,085	1

Примечания: 1. Допускается последовательное соединение любого количества стабилитронов. Параллельное соединение не допускается.

2. Максимальное допустимое значение мощности рассеяния 0,28 вт.

3. Вес 1 г.

Поскольку кремниевый стабилитрон не нуждается в предварительном зажигании, то величину сопротивления  $r_6$  (рис. 80, а) выбирают из условия получения заданного  $K_u$  при приемлемом  $\lambda_{\text{ном}}$ . Ограничение согласно формуле (VIII-56) в этом случае теряет смысл.

Исходя из тех же обозначений и предпосылок, за исключением обеспечения зажигания, что и при рассмотрении режима работы газоразрядного стабилизатора, получаем при условии, что  $I_{\text{с}} \text{ min} = I_{\text{с}} \text{ min доп.}$  для кремниевого стабилизатора напряжения

$$I_{\text{с}} \text{ м} = \frac{U_{\text{вх. ном}} (1 + a) - U_{\text{вых. ном}}}{r_6} - I_{\text{н. ном}} (1 - d), \quad (\text{VIII-74})$$

при этом надо соблюсти условие

$$I_{\text{с}} \text{ м} < I_{\text{с}} \text{ м доп.}; \quad (\text{VIII-75})$$

$$r_6 = \frac{U_{\text{вх. ном}} (1 - b) - U_{\text{вых. ном}}}{I_{\text{с}} \text{ min доп.} + I_{\text{н. ном}} (1 + c)}; \quad (\text{VIII-76})$$

$$I_{\text{с. ном}} = \frac{(1 - \lambda_{\text{ном}}) (I_{\text{с}} \text{ min доп.} + I_{\text{н. ном}} c) + I_{\text{н. ном}} b}{1 - b - \lambda_{\text{ном}}}; \quad (\text{VIII-77})$$



$$\lambda_{\text{ном}} = 1 - b - \frac{\frac{I_{\text{с min доп}}}{I_{\text{н. ном}}} + 1 + c}{\frac{U_{\text{вых. ном}}}{r_{\text{д}} K_{\text{um}} I_{\text{н. ном}}} - \frac{c + d}{a + b}}, \quad (\text{VIII-78})$$

где  $K_{\text{um}}$  это значение  $K_u$  при  $I_{\text{с min}} = I_{\text{с min доп}}$ ;

$$K_{\text{um}} I_{\text{н. ном}} = \frac{U_{\text{вых. ном}}}{r_{\text{д}}} \cdot \frac{1}{1 + c + \frac{I_{\text{с min доп}}}{I_{\text{н. ном}}}}; \quad (\text{VIII-79})$$

$$\eta_{\text{ном}} = \frac{1 - b - \frac{\frac{I_{\text{с min доп}}}{I_{\text{н. ном}}} + 1 + c}{\frac{U_{\text{вых. ном}}}{r_{\text{д}} K_{\text{um}} I_{\text{н. ном}}} - \frac{c + d}{a + b}}}{b \left( \frac{U_{\text{вых. ном}}}{r_{\text{д}} K_{\text{um}} I_{\text{н. ном}}} - \frac{c + d}{a + b} \right) + \frac{I_{\text{с min доп}}}{I_{\text{н. ном}}} + 1 + c}. \quad (\text{VIII-80})$$

При

$$I_{\text{с m}} = I_{\text{с m доп}} \\ K_{u \text{ min}} = \frac{\frac{U_{\text{вых. ном}}}{r_{\text{д}}} (a + b)}{I_{\text{с m доп}} - I_{\text{с min доп}}}. \quad (\text{VIII-81})$$

Согласно формулам (VIII-78) и (VIII-80) на рис. 85, а, б построены кривые режимов работы соответственно для обратного и прямого включений.

Как следует из кривых, показанных на рис. 84 а, з, динамические сопротивления  $r_{\text{д}}$  кремниевых стабилитронов примерно на один-два порядка меньше, чем у газоразрядных стабилитронов, что позволяет получить меньшую величину выходного сопротивления  $R_{\text{ic}} \approx r_{\text{д}}$ . При обратном включении величина  $\frac{U_{\text{н. ном}}}{r_{\text{д}}}$  не-

сколько больше у кремниевых стабилитронов, вследствие чего они могут работать при больших значениях  $K_{\text{um}} I_{\text{н. ном}}$ , нежели газоразрядные (сравним рис. 81 и 85, а).

При изменении температуры напряжение на кремниевом стабилитроне изменяется согласно величине относительного температурного коэффициента напряжения (ТКН)  $\alpha$  (для обратного включения) и  $\alpha'$  (для прямого включения). ТКН определяется,

$$\text{как} \quad \alpha = \frac{U_2 - U_1}{(T_2 - T_1) U_{\text{ном}}} 100 (\text{‰}/^\circ\text{C}) \quad (\text{VIII-82})$$

где  $U_2 - U_1$  — прирост напряжения на стабилитроне вследствие изменения температуры на  $T_2 - T_1$ ;

$U_{\text{ном}}$  — номинальное напряжение на стабилитроне.

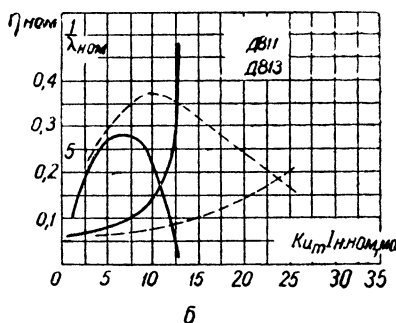
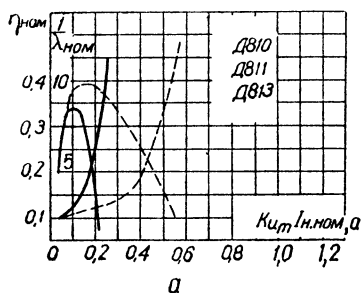
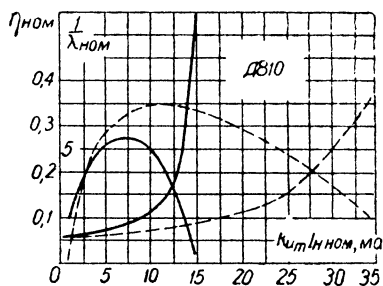
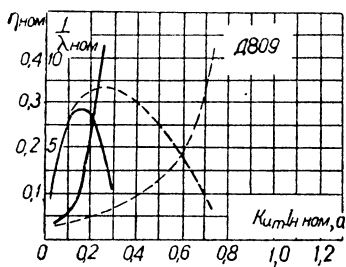
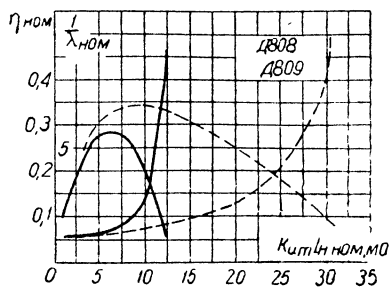
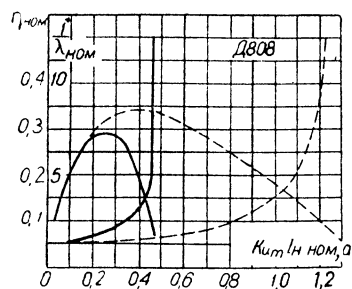


Рис. 85. Кривые режимов работы цепей, стабилизированных кремневыми стабилитронами при:

$a = 0,05$ ;  $b = 0,15$ ;  $I_{с \min} = I_{с \min \text{ доп}} = 2 \text{ ма}$ ;  $\frac{I_{с \min \text{ доп}}}{I_{\text{вых. ном}}} = 0,1$ ;  $c = d = 0$ ;  $a, б$  и  $в$  — для обратного включения стабилитрона;  $г, д$  и  $е$  — для прямого включения стабилитрона.

Значения  $\alpha$  и  $\alpha'$  приведены на рис. 84,  $д, е$ .

Температурная компенсация в схеме на рис. 84,  $а$  осуществляется с помощью нескольких стабилитронов, работающих в прямом направлении и включаемых последовательно с основным стабилитроном. Такие схемы могут работать в широком интервале температур в качестве источников образцового напряжения.

Значительно лучше других работает стабилитрон Д808, у него наибольшее отношение  $\frac{U_{\text{вых ном}}}{r_d}$  и наименьшие значения  $r_d$  и ТКН.

Помимо Д808—Д811, Д813, имеются стабилитроны Д815—Д817 с мощностью рассеяния 5—8 Вт на номинальные напряжения от 5 до 100 В.

### Компенсационные ламповые стабилизаторы

Большое распространение получил компенсационный стабилизатор (рис. 74, в) с последовательно включенным регулирующим элементом. На рис. 86, а приведена схема такого стабилизатора, где ЛР — регулирующая лампа — регулирующий (исполнительный) элемент; ЛУ — управляющая лампа — усилительный элемент; С — стабилитрон (источник опорного напряжения), на котором создается эталонное напряжение  $U_{\text{эт}}$ ; мостовая схема (из

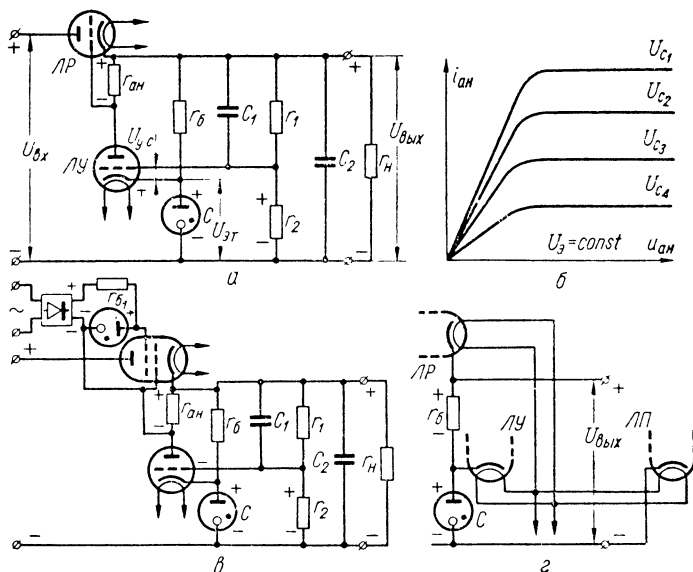


Рис. 86. Ламповые стабилизаторы напряжения:

а — схема с триодом в качестве регулирующей лампы; б — всевозможные анодные характеристики пентоды и лучевого тетрода, пригодных в качестве регулирующей лампы; в — схема с лучевым тетродом в качестве регулирующей лампы; г — схема питания накальных цепей.

сопротивлений  $r_1, r_2$  и стабилитрона с его балластным сопротивлением  $r_6$ ) — измерительный элемент.

Рассмотрим принцип действия этой схемы. Пусть по какой-то причине напряжение  $U_{\text{вых}}$  возрастет. Это увеличит напряже-

ние на сопротивлении  $r_2$ , вызовет уменьшение отрицательного смещения на сетке управляющей лампы и приведет к росту ее анодного тока. Вследствие этого возрастет напряжение на анодном сопротивлении  $r_{ан}$ , которое смещает рабочую точку регулирующей лампы, представляющей теперь большее сопротивление постоянному току  $R_{ст.р.}$  В делителе напряжения, составленном из  $R_{ст.р.}$  и  $r_n$ , так перераспределится напряжение, что  $U_{вых}$  станет равным почти номинальному значению  $U_{вых. ном}$ .

Обе лампы ( $ЛР$  и  $ЛУ$ ) должны работать без сеточных токов, которые нарушают режим работы схемы и ухудшают стабилизацию. Для этого в управляющей лампе соблюдается условие

$$|U_{у.с}| = |U_{эт}| - \left| U_{вых} \frac{r_2}{r_1 + r_2} \right| = |U_{эт}| - |U_{вых} \sigma| > 0,$$

где  $\sigma = \frac{r_2}{r_1 + r_2}$  — коэффициент передачи напряжения делителем.

Что касается регулирующей лампы, то отрицательное смещение на ее сетке автоматически обеспечено самой схемой.

От опорного стабилитрона удастся получить достаточно высокую стабильность напряжения  $U_{эт}$ . Промышленность выпускает специальные опорные стабилитроны с очень малым дрейфом (порядка 0,1 в). Если от величины  $U_{эт}$  требуется большее постоянство, то можно использовать стандартные элементы Вестона или аккумуляторы, но к этому прибегают в весьма редких случаях.

Найдем связь между параметрами ламп, режимом их работы и величинами, определяющими качество стабилизатора: интегральным коэффициентом стабилизации; к. п. д. стабилизатора; коэффициентом сглаживания эквивалентного фильтра и выходным сопротивлением стабилизатора.

Положим, что входное напряжение изменяется от  $U_{вх. ном}(1+a)$  до  $U_{вх. ном}(1-b)$  и одновременно с этим нагрузка за счет вариации величины  $r_n$  может принимать значения от  $I_{н. ном}(1+c)$  до  $I_{н. ном}(1-d)$ . При этом максимальному входному соответствует максимальное выходное напряжение  $U_{вых. ном}(1+e)$  и соответственно минимальному входному — минимальное выходное напряжение  $U_{вых. ном}(1-f)$ . Ток, потребляемый от источника, напряжение которого равно  $U_{вх. ном}$ , будет изменяться от  $I_{вх. ном}(1-d')$  до  $I_{вх. ном}(1+c')$ .

Пренебрегая величиной внутреннего сопротивления источника по сравнению с суммарным сопротивлением потребителя и регулирующей лампы, для одновременного роста как  $r_n$  (на величину  $\delta r_n$ ), так и  $U_{вх. ном}$ , т. е. наиболее тяжело-го режима стабилизатора, можно записать

$$(aU_{вх. ном} - \delta U_{с.р.ст.р.}) \frac{r_{н. ном} + \delta r_n}{r_{н. ном} + \delta r_n + R_{лр}} = eU_{вых. ном} \quad (\text{VIII-83})$$

где  $\delta U_{с.р.}$  — прирост сеточного смещения регулирующей лампы;

$\mu_{ст.р.}$  — статический коэффициент усиления регулирующей лампы;

$R_{лр}$  — динамическое внутреннее сопротивление регулирующей лампы.

В скобках формулы (VIII-83) записана разность приростов входного напряжения и э. д. с., создаваемой регулирующей лампой. Для получения прироста выходного напряжения это выражение умножается на коэффициент деления делителя, составленного из внутреннего сопротивления регулирующей лампы и возросшего нагрузочного сопротивления. Формулу (VIII-83) можно представить в виде

$$\left( aU_{\text{вх. ном}} - \mu_{\text{ст. р}} \mu_{\text{ст. у}} \sigma U_{\text{вых. ном}} e \frac{r_{\text{ан}}}{r_{\text{ан}} + R_{\text{iy}}} \right) \frac{\frac{U_{\text{вых. ном}} (1 + e)}{I_{\text{вх. ном}} (1 - d')}}{\frac{U_{\text{вых. ном}} (1 + e)}{I_{\text{вх. ном}} (1 - d')} + R_{\text{ip}}} =$$

$$= U_{\text{вых. ном}} e, \quad (\text{VIII-84})$$

где  $\mu_{\text{ст. у}}$  — статический коэффициент усиления управляющей лампы;

$R_{\text{iy}}$  — динамическое внутреннее сопротивление управляющей лампы.

Аналогично выражению (VIII-84) при одновременном уменьшении  $U_{\text{вх}}$  и  $r_{\text{н}}$  можно записать

$$\left[ -bU_{\text{вх. ном}} - \mu_{\text{ст. р}} \mu_{\text{ст. у}} \sigma U_{\text{вых. ном}} (-f) \frac{r_{\text{ан}}}{r_{\text{ан}} + R_{\text{iy}}} \right] \frac{\frac{U_{\text{вых. ном}} (1 - f)}{I_{\text{вх. ном}} (1 + c')}}{\frac{U_{\text{вых. ном}} (1 - f)}{I_{\text{вх. ном}} (1 + c')} + R_{\text{ip}}} =$$

$$= U_{\text{вых. ном}} (-f). \quad (\text{VIII-85})$$

После несложных преобразований, вычитая выражение (VIII-85) из (VIII-84), получаем

$$U_{\text{вх. ном}} (a + b) - (e + f) U_{\text{вых. ном}} \left( 1 + \mu_{\text{ст. р}} \mu_{\text{ст. у}} \sigma \frac{r_{\text{ан}}}{r_{\text{ан}} + R_{\text{iy}}} \right) =$$

$$= R_{\text{ip}} I_{\text{вх. ном}} \left( e \frac{1 - d'}{1 + e} + f \frac{1 + c'}{1 - f} \right). \quad (\text{VIII-86})$$

Из выражения (VIII-86) с учетом зависимости (VIII-14) получаем интегральный коэффициент стабилизации по входному напряжению

$$K_u = \left( 1 + \mu_{\text{ст. р}} \mu_{\text{ст. у}} \sigma \frac{r_{\text{ан}}}{r_{\text{ан}} + R_{\text{iy}}} \right) \frac{U_{\text{вых. ном}}}{U_{\text{вх. ном}}} + \frac{R_{\text{ip}} I_{\text{вх. ном}}}{U_{\text{вх. ном}} (e + f)} \left( e \frac{1 - d'}{1 + e} + f \frac{1 + c'}{1 - f} \right). \quad (\text{VIII-87})$$

Учтем, что второй член правой части выражения (VIII-87) немногим отличается от единицы и что  $K_u \gg 1$ .

Из выражения (VIII-87) интегральный коэффициент стабилизации напряжения

$$K_u \approx \mu_{\text{ст. р}} \mu_{\text{ст. у}} \sigma \frac{r_{\text{ан}}}{r_{\text{ан}} + R_{\text{iy}}} \lambda_{\text{ном}}. \quad (\text{VIII-88})$$

Заменив в формуле (VIII-88) выражение  $\mu_{\text{ст. у}} \frac{r_{\text{ан}}}{r_{\text{ан}} + R_{\text{iy}}}$  динамическим коэффициентом усиления управляющей лампы  $\mu_{\text{д. у}}$ , получим

$$K_u \approx \lambda_{\text{ном}} \mu_{\text{ст. р}} \mu_{\text{д. у}} \sigma, \quad (\text{VIII-89})$$

где

$$\lambda_{\text{ном}} \approx 0,7 \div 0,8.$$

Из выражения (VIII-88) следует, что для получения высоко-го интегрального коэффициента стабилизации нужно, чтобы:

1) регулирующая лампа имела побольше  $\mu_{\text{ст.р}}$  и поменьше  $R_{\text{р}}$  (малое  $R_{\text{р}}$  обычно приводит к малому  $R_{\text{ст.р}}$  и меньшему  $U_{\text{вх.ном}}$ , а значит к большему значению  $\lambda_{\text{ном}}$ ), т. е. большую крутизну  $S_p$ ;

2) управляющая лампа давала возможно больший динамический коэффициент усиления;

3) коэффициент передачи напряжения  $\sigma$  приближался к единице.

К. п. д. стабилизатора, без учета накальных цепей, в номинальном режиме может быть выражен

$$\eta_{\text{ном}} = \frac{U_{\text{вых.ном}} I_{\text{н.ном}}}{U_{\text{вх.ном}} I_{\text{вх.ном}}} = \frac{U_{\text{вых.ном}} I_{\text{н.ном}}}{(U_{\text{вых.ном}} + I_{\text{вх.ном}} R_{\text{ст.р}}) I_{\text{вх.ном}}} \quad (\text{VIII-90})$$

Из формулы (VIII-90) следует, что высокий к. п. д. будет получен при:

1) малом внутреннем сопротивлении регулирующей лампы по постоянному току  $R_{\text{ст.р}}$  (следует учитывать, что  $R_{\text{ст.р}}$  больше сопротивления лампы по переменному току  $R_{\text{р}}$ , особенно при больших отрицательных смещающих напряжениях на сетке);

2) малых токах стабилитрона и делителя ( $r_1$  и  $r_2$ ), что приближит ток  $I_{\text{н.ном}}$  к  $I_{\text{вх.ном}}$ .

Согласно выражению (VIII-16) коэффициент сглаживания фильтра, эквивалентного электронному стабилизатору, равен  $K_u$ . Однако его можно увеличить, добавив в схему конденсатор  $C_1$  порядка 0,25 — 0,5 мкф (рис. 86, а) так, чтобы

$$\frac{1}{\omega_n C_1} \ll r_2, \quad (\text{VIII-91})$$

где  $\omega_n$  — самая низкая круговая частота пульсации напряжения на входе стабилизатора.

Тогда коэффициент передачи выходного напряжения по переменному току будет стремиться к единице и сглаживание пульсаций будет происходить в  $\frac{1}{\sigma}$  раз интенсивнее, чем стабилизация

$$K \approx \frac{K_u}{\sigma}. \quad (\text{VIII-92})$$

Так как  $\sigma$  обычно порядка 0,5, то включение конденсатора  $C_1$  даст выигрыш в сглаживании примерно в 2 раза, несколько не влияя на стабилизацию напряжения постоянного тока. Конденсатор  $C_1$ , кроме улучшения фильтрации, также повышает устойчивость схемы по отношению к паразитному возбуждению за счет роста отрицательной обратной связи.

Определим согласно зависимости (VIII-15) выходное сопротивление лампового стабилизатора напряжения

$$R_{ic} = \frac{U_{\text{вых.ном}}(e'' + f'')}{I_{\text{н.ном}}(c'' + d'')} . \quad (\text{VIII-93})$$

В (VIII-93) принято, что при увеличении нагрузки на  $I_{\text{н.ном}}c''$  уменьшается выходное напряжение на  $U_{\text{вых.ном}}f''$  и что при падении нагрузки на  $I_{\text{н.ном}}d''$  растет выходное напряжение на  $U_{\text{вых.ном}}e''$ .

При определении  $R_{ic}$  принимают  $U_{\text{вх}} = \text{const}$ . Приняв  $a = 0$ , получим формулу (VIII-84) в следующем виде:

$$-\mu_{\text{ст.р}}\mu_{\text{ст.у}}\sigma U_{\text{вых.ном}}e'' \frac{r_{\text{ан}}}{r_{\text{ан}} + R_{iy}} = e'' U_{\text{вых.ном}} + R_{ip} \left[ \frac{e'' U_{\text{вых.ном}}}{r} + I_{\text{н.ном}}(1 - d'') \right] . \quad (\text{VIII-94})$$

(Здесь  $r$  — общее сопротивление цепи стабилизатора и делителя напряжения). При  $b = 0$  выражение (VIII-85) примет вид:

$$-\mu_{\text{ст.р}}\mu_{\text{ст.у}}\sigma U_{\text{вых.ном}}(-f'') \frac{r_{\text{ан}}}{r_{\text{ан}} + R_{iy}} = (-f'') U_{\text{вых.ном}} + R_{ip} \times \\ \times \left[ \frac{(-f'') U_{\text{вых.ном}}}{r} + I_{\text{н.ном}}(1 + c'') \right] . \quad (\text{VIII-95})$$

Из выражений (VIII-94) и (VIII-95) согласно зависимости (VIII-93) получаем, что выходное сопротивление стабилизатора

$$R_{ic} = \frac{R_{ip}}{1 + \frac{R_{ip}}{r} + \mu_{\text{ст.р}}\mu_{\text{ст.у}} \frac{r_{\text{ан}}}{r_{\text{ан}} + R_{iy}} \sigma} . \quad (\text{VIII-96})$$

Так как  $R_{ip} < r$ , а третий член знаменателя во много раз больше единицы, то можно упростить это выражение

$$R_{ic} \approx \frac{R_{ip}}{\mu_{\text{ст.р}}\mu_{\text{ст.у}} \frac{r_{\text{ан}}}{r_{\text{ан}} + R_{iy}}} . \quad (\text{VIII-97})$$

При необходимости учесть внутреннее сопротивление источника его величину нужно добавить к величине  $R_{ip}$  в выражениях для  $R_{ic}$ .

Из выражений (VIII-88) и (VIII-97) с учетом формулы (VIII-89) получаем ориентировочное значение выходного сопротивления стабилизатора

$$R_{ic} \approx \lambda_{\text{ном}} \frac{R_{ip}}{K_u} . \quad (\text{VIII-98})$$

Таким образом, для достижения малых значений  $R_{ic}$  (так же, как и для получения большего к. п. д. и лучшей фильтрации)

необходимо выполнить те же условия, что и для обеспечения большого  $K_u$ .

Малость величины  $R_{ic}$  может быть понята также, если рассмотреть регулируемую лампу, как усилительный каскад с отрицательной обратной связью по напряжению, в котором резко уменьшается внутреннее сопротивление лампы.

$R_{ic}$ , подсчитанное по формуле (VIII-98), равно величине выходного сопротивления, оказываемого стабилизатором весьма медленным изменениям тока. При наличии в схеме емкости  $C_1$  для тока с частотой  $\omega_p$ , удовлетворяющей неравенству (VIII-91), возрастает коэффициент передачи напряжения почти до единицы. При этом глубина обратной связи будет в  $\frac{1}{\sigma}$  раз больше, чем для весьма медленных изменений тока. В связи с этим уменьшится и выходное сопротивление стабилизатора переменному току, которое обозначим (в отличие от  $R_{ic}$  — для практически постоянного тока) через

$$R_{ic} \sim = R_{ic} \sigma \approx \lambda_{ном} \frac{R_{ip}}{K_u} \sigma \approx \lambda_{ном} \frac{R_{ip}}{K}. \quad (\text{VIII-99})$$

Определим порядок величин  $R_{ic}$  и  $R_{ic} \sim$ . Пусть  $R_{ip} = 500$  ом,  $K_u = 50$ ,  $K = 100$ . Тогда согласно (VIII-98) и (VIII-99):  $R_{ic} \approx 7$  ом и  $R_{ic} \sim \approx 3,5$  ом. Для получения такого малого выходного сопротивления источника питания пришлось бы при нижней частоте генерации, равной например 10 гц, поставить на выходе источника емкость  $C_2$  свыше 4000 мкф. Учтя, что рабочее напряжение этого конденсатора составляет несколько сотен вольт, станет ясной нецелесообразность такого решения.

Кстати, теперь ясно, что конденсатор  $C_2$  в схеме, приведенной на рис. 84, а, (обычно емкостью в несколько микрофард) не улучшает заметно фильтрацию и не уменьшает  $R_{ic} \sim$ . Его назначение предотвратить генерацию стабилизатора, который, включая в себя усилитель с довольно большим коэффициентом усиления, при неудачном монтаже склонен к самовозбуждению.

Регулирующая лампа должна отвечать требованиям, указанным выше и, кроме того, обеспечить пропускание через себя заданного тока при допустимом нагреве электродов. Так как часто ток  $I_{вх. ном}$  порядка 50—200 ма, то в качестве регулирующих ламп приходится применять мощные выходные триоды или мощные тетроды и пентоды в триодном включении. Эти лампы удобны также тем, что у них велика допустимая мощность рассеяния на аноде  $P_{ан. доп}$  и малы внутренние сопротивления  $R_{ip}$  и  $R_{ист. р.}$

Помимо указанных выше преимуществ, отметим еще одно. Допустимое обратное напряжение кенотронов, применяемых в выпрямителях, питающих стабилизаторы, порядка 1500—1700 в ограничивает значение  $U_{вх. ном}$  величиной примерно 500÷570 в. Если на регулирующей лампе будет падать около 200÷250 в, то от стабилизатора нельзя будет получить  $U_{вых. ном}$  больше 300 в. Вот почему необходимо иметь малое  $R_{ист. р.}$ , которое обеспечит небольшое падение напряжения на лампе.



Параметры часто применяемых регулирующих ламп приведены в табл. 18. Лампы 6С18С, 6Н13С, 6С19П, 6Н5С разработаны специально для стабилизаторов.

Если мощность  $P_{ан}$ , выделяемая на аноде регулирующей лампы, превышает допустимую  $P_{ан. доп}$  или мал допустимый анодный ток, то иногда приходится включать параллельно несколько ламп. При этом в цепи каждой управляющей сетки ставят активное сопротивление порядка нескольких килоом для предотвращения самовозбуждения стабилизатора.

Таблица 18

Параметры некоторых регулирующих ламп электронного стабилизатора

Типы ламп	$P_{ан. доп}$ , <i>вт</i>	$R_{ip}$ , <i>ом</i>	$S_p$ , <i>ма/в</i>	$\mu_{ст. p}$
6С19П . . . . .	11	300	8	2,4
6Н6П (на одну половину)	4,8	1800	11	20
6С4С <sup>1</sup> . . . . .	15	840	5,4	4,1
6С18С . . . . .	60	100	40	4
6Н5С (на одну половину)	13	460	3,5	1,7
6Н13С » »	13	460	5	2,3
УО-186 <sup>1</sup>	15	1200	3,1	3,7
6ПЗС в триодном включении <sup>2</sup> . . . . .	10	1700	4,7	8
6Ф6С <sup>1</sup> то же <sup>2</sup>	—	2300	3	7
6П9 » »	—	1650	12	20
6П14П » »	—	1750	11,3	20
6П6С или 6П1П » »	—	1850	5,4	10
ГУ-50 то же <sup>3</sup>	40	830	5,8	4,8

<sup>1</sup> Не рекомендуется применять в новых разработках.

<sup>2</sup> Экранная сетка соединена с анодом.

<sup>3</sup> Экранная и защитная сетки соединены с анодом.

Как ясно из табл. 18, триоды и тетроды или пентоды в триодном включении при малых  $R_{ip}$  имеют малый статический коэффициент усиления  $\mu_{ст. p}$ , что невыгодно, так как ограничивается возможность улучшения параметров  $K$ ,  $K_w$ ,  $R_{ic}$  и  $R_{ic} \sim$ .

Однако применять в качестве регулирующих ламп тетроды и пентоды в нормальном режиме нет смысла, так как с ростом  $\mu_{ст. p}$  у них настолько возрастают  $R_{ip}$  и  $R_{ic}$ , что они становятся непригодными в качестве регулирующих элементов.

В последнее время найден удачный компромисс, заключающийся в следующем. Выбирают пентод или лучевой тетрод с веерообразными анодными характеристиками (рис. 86, б) и работают не на пологих, а на крутых участках анодных характеристик. Конечно  $\mu_{ст. p}$  при этом значительно ниже, чем у пентодов в обычном для них режиме, но все же он значительно выше, чем у триодов.  $R_{ip}$  такой лампы одного порядка с  $R_{ip}$  для триода. Такая регули-

рующая лампа должна обладать малыми токами  $I_{\text{э}}$  в цепи экранной сетки, иначе заметно упадет к. п. д. стабилизатора. Примером лампы, пригодной для указанной цели, является лучевой тетрод 30П1С.

Применяя такой тетрод, можно за счет большего  $\mu_{\text{ст.р}}$  получить в 3—5 раз большие значения  $K$  и  $K_{\text{и}}$  и во столько же раз меньшие величины  $R_{\text{ис}}$  и  $R_{\text{ис}}$  (чем у соответствующего по току триода) при незначительном падении к. п. д. (за счет тока  $I_{\text{э}}$ ). Правда, применение тетрода требует для питания экранной сетки отдельного (и желательно стабильного по напряжению) источника (рис. 86, в). В противном случае характеристики лампы по форме приближаются к характеристикам триода, так как  $U_{\text{э}} \neq \text{const}$ . Схема электронного стабилизатора с лучевым тетродом в качестве регулирующей лампы упрощается, если в устройстве есть несколько стабилизаторов — тогда один из них может служить источником экранного напряжения для другого.

Если ток  $I_{\text{вх. ном}}$  превышает на 30—40% допустимый анодный ток регулирующей лампы, то иногда шунтируют ее активным сопротивлением  $r_{\text{ш}}$ . При этом несколько теряют в величинах  $K$ ,  $K_{\text{и}}$ ,  $R_{\text{ис}}$  и  $R_{\text{ис}}$  (в  $\frac{r_{\text{ш}} + R_{\text{иp}}}{r_{\text{ш}}}$  раз).

Управляющая лампа должна обеспечить возможно большее усиление. В ее анодную цепь можно включать сопротивление  $r_{\text{ан}}$ , не заботясь о частотных свойствах каскада, так как лампа усиливает постоянный ток и низкочастотные пульсации. Однако следует учитывать, что управляющая лампа работает при небольших анодных напряжениях

$$U_{\text{ан. у}} = U_{\text{вых}} - U_{\text{эт}} - U_{r_{\text{ан}}}$$

и при большом  $r_{\text{ан}}$  рабочая точка переходит в начальный участок характеристики анодного тока. Может оказаться, что рост  $R_{\text{иу}}$  при заходе в этот участок влияет на понижение коэффициента усиления каскада сильнее, нежели он растет вследствие увеличения  $r_{\text{ан}}$ . Поэтому не следует рекомендовать работать с  $\frac{r_{\text{ан}}}{R_{\text{иу}}}$  большим 5

для триода и большим 0,3 для пентода. Это также позволяет выбрать в пределах номенклатуры стабилизаторов большее  $U_{\text{эт}}$ , что обеспечит рост величины  $\sigma$ , важной для получения более качественного стабилизатора [см. формулы (VIII-88), (VIII-97) и (VIII-99)].

В качестве управляющих ламп применяют триоды с большим коэффициентом усиления или пентоды — усилители напряжения, например 6Н2П, 6Н9С, 6Г7, 6Ж8, 6Ж7, 6ЖЗП и им подобные. Эти лампы в стабилизаторе работают в области нижнего загиба характеристики при уменьшенных, против обычного, анодных напряжениях и весьма малых анодных токах (порядка десятков микроампер). Поэтому о величине  $R_{\text{иу}}$  следует судить по специальным семействам характеристик для очень малых анод-

ных токов, при которых  $R_{iy}$  значительно возрастает по сравнению с табличной величиной.

Несколько улучшить режим работы управляющей лампы можно, питая ее анодную цепь не с катода регулирующей лампы, а с анода. При этом напряжение питания возрастет на величину  $U_{ан.р}$  порядка 50—100 в. В этой схеме падение напряжения на сопротивлении  $r_{ан}$  должно превышать величину  $U_{ан.р}$ , чтобы управляющая сетка регулирующей лампы находилась по отношению к своему катоду под отрицательным потенциалом.

Рассмотрим особенности питания нитей накала ламп стабилизатора. Допустим, что общая обмотка накального трансформатора (или объединенного силового трансформатора) будет питать лампы стабилизатора и лампы потребителя ЛП (рис. 86, *г*). В этом случае полное выходное напряжение стабилизатора приложено последовательно к двум промежуткам катод — нить накала (подогреватель) ламп ЛП и ЛР. У маломощных усилительных ламп наибольшее допустимое напряжение для промежутка катод — нить накала равно 100 в. Для более мощных ламп, применяемых в качестве регулирующих, это напряжение доходит до 200—300 в.

Выходное напряжение стабилизатора будет распределяться между лампами ЛП и ЛР согласно их сопротивлениям изоляции между катодом и подогревателем. Поэтому, если  $U_{вых}$  свыше 100—150 в, а также во всех случаях при использовании ламп с катодом прямого накала, применяют отдельные накальные обмотки. Те же рассуждения можно применить в случае общего питания накалов ламп ЛУ и ЛР. Хотя здесь пробивающее напряжение невелико — это падение напряжения на сопротивлении  $r_б$  — однако и оно может быть опасным, если его величина выше 100—150 в. При этом придется для ЛР и ЛУ использовать самостоятельные накальные обмотки трансформатора. Если опорное напряжение не превышает 150 в, то целесообразно питать нити накала ЛУ и ЛП от общей накальной обмотки.

В некоторых случаях стабильность, обеспечиваемая схемами с управлением со стороны выхода (компенсационные схемы), может оказаться недостаточной. Значительно улучшить степень стабилизации схем (рис. 86, *а*, *в*), не добавляя усиление в управляющем элементе, можно введением в цепь управляющего напряжения помимо компенсационной еще двух параметрических составляющих, пропорциональных одна  $U_{вх}$ , а другая —  $I_{вх}$  (рис. 87, *а*). Здесь напряжение на  $r_4$  возмещает отклонение  $U_{вых}$  от номинала за счет изменения  $U_{вх}$ , а напряжение на  $r_5$  возмещает отклонение  $U_{вых}$ , связанное с изменением величины нагрузочного сопротивления. Рассматривая работу схемы, приведенной на рис. 87, *а*, следует иметь в виду, что при уменьшении нагрузочного сопротивления  $r_n$  возрастают токи  $I_n$  и  $I_{вх}$  и уменьшается напряжение  $U_{вых}$ . Следовательно, в данном случае изменение напряжения на  $r_5$  должно быть таким, чтобы  $U_{вых}$  возросло, а для этого отрицательное напряжение на сетке лампы ЛУ должно увеличиться.

В одном из стабилизаторов (рис. 87, а) при изменении  $I_H$  от 0 до 300 мА и  $U_{вх}$  от 400 до 600 в достигнуто отклонение выходного напряжения от номинального значения, равного 300 в, всего на 0,1 в. В стабилизаторе (рис. 86, а) стабильность обычно на порядок ниже и достигнуть более высоких результатов можно только, применяя двухкаскадный управляющий усилитель (рис. 87, б).

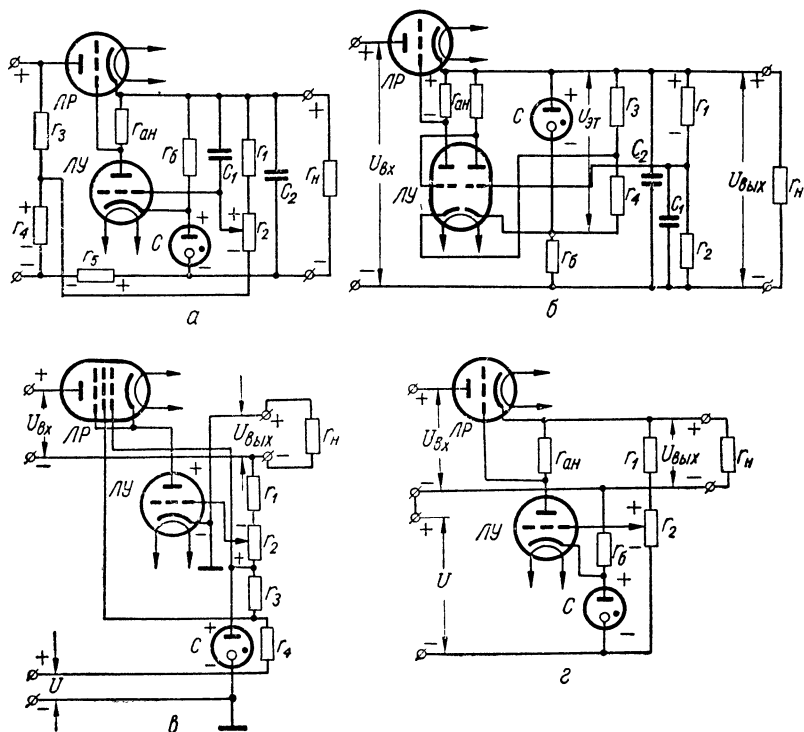


Рис. 87. Схемы специальных электронных стабилизаторов напряжения:

а — с управлением от  $U_{вх}$ ,  $U_{вых}$  и  $I_{вых}$ ; б — с двухкаскадным управляющим усилителем; в — высоковольтного стабилизатора; г — низковольтного стабилизатора.

Рассмотренные стабилизаторы напряжения успешно работают при  $U_{вых, ном} = 120 \div 800$  в. При работе в области более высоких напряжений (стабилизация питания электронно-лучевых трубок при напряжениях от 5 до 15 кВ и токах порядка 0,1–0,3 мА) встречаются следующие трудности:

1) ток стабилитрона с тлеющим разрядом (7–8 мА) значительно превышает нагрузочный ток, в результате чего значительно возрастает мощность высоковольтного источника питания, недопустимо падает к. п. д. и увеличиваются габариты;

2) регулирующую и управляющую лампы, несмотря на малые анодные токи, приходится выбирать, исходя из высоких анодных напряжений. В результате этого возрастают их габариты.

Одну из этих трудностей можно преодолеть, применяя в качестве источника опорного напряжения высоковольтные стабилитроны с коронным разрядом. Эти стабилитроны работают при токах  $0,03—0,05$  *ма* и обладают дрейфом напряжения порядка  $0,01\%$ . Применяя высоковольтный стабилитрон, можно также получить большую величину  $\sigma$  и, следовательно, больший коэффициент  $K_u$ .

Обойти некоторые из указанных трудностей можно с помощью схемы, приведенной на рис. 87, в. Здесь применен дополнительный низковольтный источник напряжением  $U$  невысокой стабильности, который питает стабилитрон тлеющего разряда  $C$  через сопротивление  $r_3$  и  $r_4$ . Управляющая лампа не должна выдерживать высокое напряжение. Высоковольтной остается лишь регулирующая лампа.

Поясним кратко работу схемы, приведенной на рис. 87, в. Пусть возросло напряжение  $U_{\text{вых}}$ . Тогда увеличится падение напряжения на  $r_2$ , вследствие чего увеличивается отрицательное смещение на лампах  $ЛУ$  и  $ЛР$  (равное разности между анодным  $ЛУ$  и опорным напряжением), а значит и сопротивление  $ЛР$ . В этой схеме стабилитрон создает опорное напряжение как для управляющей, так и регулирующей лампы.

Работа стабилизаторов в области низких напряжений меньше  $100—120$  в осложнена тем, что  $U_{\text{вых}}$  должно обеспечить, во-первых, зажигание стабилитрона и, во-вторых, напряжение, равное сумме напряжений: рабочего стабилитрона  $U_{\text{эт}}$  и анодного управляющей лампы  $U_{\text{ан. у}}$ . Если принять, что минимальные анодные напряжения  $U_{\text{ан. у}} \approx 45$  в и  $U_{\text{эт}} = 75$  в, то  $U_{\text{вых. min}} \approx 120$  в. Правда, применяя вместо газоразрядного стабилитрона кремниевый, можно уменьшить  $U_{\text{эт}}$  до  $7—10$  в, но и тогда  $U_{\text{вых. min}}$  не снизится менее, чем до  $55$  в. Отметим, что к. п. д. такого стабилизатора чрезмерно упадет, так как  $U_{\text{ан. р}}$  останется прежним при значительно сниженном  $U_{\text{вых}}$ .

Применяя вспомогательный источник напряжения  $U$  (рис. 87, з), можно также получить малые стабилизированные напряжения. В этой схеме стабилитрон питается от вспомогательного источника и анодное напряжение управляющего каскада состоит из суммы  $U + U_{\text{вых}}$ . Следовательно, если  $U$  будет достаточным для питания последовательно включенных стабилитрона  $C$  и управляющей лампы  $ЛУ$ , то напряжение  $U_{\text{вых}}$  может быть сколь угодно малым.

Помимо схемы с вспомогательным источником, для получения низких стабилизированных напряжений есть и другие, например схема, где от одного выпрямителя питают два электронных стабилизатора, выходы которых работают встречно на общее нагрузочное сопротивление. В этом случае  $U_{\text{вых}}$  является раз-

ностью выходных напряжений (неравных по величине). Однако наиболее удачными низковольтными стабилизаторами напряжения следует признать транзисторные с опорным кремниевым стабилитроном.

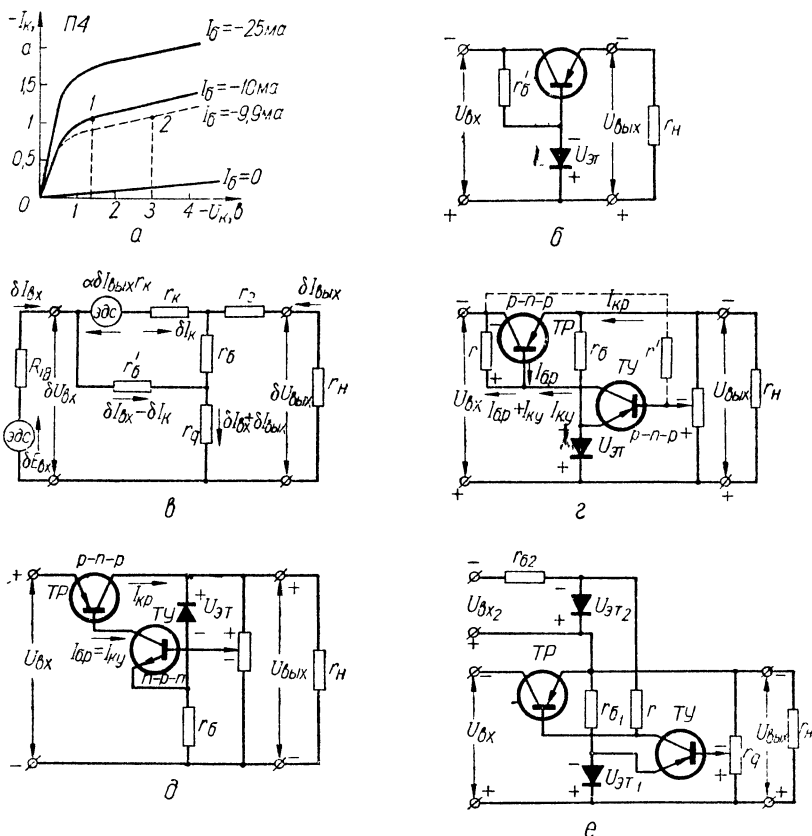


Рис. 88. Транзисторные стабилизаторы напряжения:

а — коллекторная характеристика транзистора П4; б — схема простейшего стабилизатора; в — эквивалентная схема стабилизатора по схеме б; г — схема стабилизатора с каскадом усиления; д — схема стабилизатора с  $n-p-n$ -транзистором в управляющем каскаде; е — схема стабилизатора с питанием  $TU$  от отдельного стабилизированного источника.

### Компенсационные транзисторные стабилизаторы

Транзистор в отличие от лампы способен пропускать через себя большие токи при малом напряжении  $U_{=K}$  (см. например, коллекторные характеристики транзистора П4, приведенные на рис. 88, а, где ток  $I_K \approx 2a$  получается при  $U_{=K} \approx 3 \text{ в}$ ). Это позволяет конструировать транзисторные стабилизаторы на очень низкие напря-

жения (от десятых долей вольта) при сохранении приемлемого к. п. д.

Простейшая схема такого стабилизатора приведена на рис. 88,б. Напряжение база — эмиттер  $U_{\text{б.э}}$  невелико и поэтому напряжение  $U_{\text{вых}}$  почти не отличается от эталонного  $U_{\text{эт}}$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{эт}} - U_{\text{б.э}} \approx U_{\text{эт}}. \quad (\text{VIII-100})$$

Входное напряжение в такой схеме

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} + U_{\text{к.}}$$

Допустим, что вследствие изменения величины нагрузочного сопротивления  $r_{\text{н}}$  или напряжения  $U_{\text{вх}}$  напряжение  $U_{\text{вых}}$  возросло. Согласно выражению (VIII-100) это непременно сопровождается уменьшением напряжения между эмиттером и базой и падением базового тока, так как  $U_{\text{эт}} = \text{const}$ . При падении базового тока увеличиваются сопротивление транзистора постоянному току (см. точки 1 и 2 на рис. 88,а) и напряжение на участке коллектор — эмиттер  $U_{\text{к.}}$ , что способствует уменьшению величины  $U_{\text{вых}}$  практически до номинального значения.

В полупроводниковом стабилизаторе особенно важно получить малое выходное сопротивление  $R_{\text{ис}}$ , так как эти стабилизаторы обычно питают полупроводниковые схемы, у которых сопротивление, нагружающее стабилизатор, весьма мало (напряжение питания равно 1,5—20 в при токах от десятых долей ампера до нескольких ампер).

Схема эмиттерного повторителя (рис. 88,б) по сравнению со схемами с общим эмиттером или базой имеет в точках подключения потребителя минимальное сопротивление. Это выходное сопротивление при токах в несколько десятков миллиампер может составлять 3—5 ом, т. е. примерно столько же, сколько и у ламповых стабилизаторов с одним каскадом усиления.

Из сравнения эквивалентных схем на рис. 88,г и 38,г (для фильтра) следует, что при замене  $x_{\text{сб}}$  на  $r_{\text{д}}$  обе схемы одинаковы. Поэтому, проведя в выражении (V-56) эту замену и учтя значение  $\lambda$ , можно, принимая  $r_{\text{н}} \gg r_{\text{с}}$ , после несложных преобразований получить для схемы на рис. 88,б интегральный коэффициент стабилизации

$$K_u \approx \frac{r_{\text{к}}'_{\text{б}}}{r_{\text{к}} + r'_{\text{б}}} \cdot \frac{1}{r_{\text{д}} + \frac{r_{\text{б}}}{1 + \frac{r_{\text{к}}}{r'_{\text{б}}}}} \cdot \frac{r_{\text{н}}}{r_{\text{н}} + (1 - \alpha_{\text{с}}) r'_{\text{б}}}. \quad (\text{VIII-101})$$

Из тех же соображений формула (V-59) для  $Z_{\text{вых}}$  может быть при условии, что  $R_{\text{и.в}} \ll r'_{\text{б}} + r_{\text{д}}$  истолкована, как

$$R_{\text{ис}} \approx r_{\text{с}} + (1 - \alpha) (r_{\text{б}} + r_{\text{д}}). \quad (\text{VIII-102})$$

Сопротивление  $r'_6$  в схеме стабилизатора меньше, чем в схеме фильтра, так как через него проходит сумма токов базы и стабилитрона. В результате не удается получить  $K_u$  большим, а  $R_{ic}$  достаточно низким. Например, в стабилизаторе на транзисторе П4 и стабилитроне Д808 при  $I_{вых} \approx 0,8a$  и  $U_{вых} \approx 7,3в$  можно получить  $K_u \approx 30 \div 40$ , а  $R_{ic}$  около  $0,25$  ом. Эти показатели по  $K_u$  не хуже, чем у лампового стабилизатора с одним каскадом усиления в схеме управления, но по  $R_{ic}$  лучше.

Учтем непостоянство напряжения  $U_{э\tau}$ , которое зависит в данной схеме от  $U_{вх}$ . Если изменение  $U_{э\tau}$  обозначить через  $\delta U_{э\tau}$ , а прирост  $U_{вых}$  при  $U_{э\tau} = \text{const}$  через  $\delta U_{вых}$ , то суммарный прирост выходного напряжения составит

$$\delta U_{вых\Sigma} = \delta U_{вых} + \delta U_{э\tau}. \quad (\text{VIII-103})$$

Обозначим интегральный коэффициент стабилизации эталонного напряжения

$$K_{u \text{ э\tau}} = \frac{\delta U_{вх}}{\delta U_{э\tau}} \lambda_{\text{ном}}, \quad (\text{VIII-104})$$

здесь учтено, что  $U_{э\tau} \approx U_{вых}$ .

Тогда интегральный коэффициент стабилизации, учитывающий также и нестабильность  $U_{э\tau}$ , можно выразить в виде

$$K_{u \Sigma} = \frac{\delta U_{вх}}{\delta U_{вых \Sigma}} \lambda_{\text{ном}} = \frac{K_u K_{u \text{ э\tau}}}{K_u + K_{u \text{ э\tau}}}. \quad (\text{VIII-105})$$

Из формулы (VIII-105) ясно, что степень стабильности  $U_{э\tau}$  имеет существенное значение, однако нет смысла получать  $K_{u \text{ э\tau}}$  больше, чем на порядок сравнительно с  $K_u$ .

Применив каскад усиления в схеме стабилизатора, можно значительно увеличить  $K_u$  и уменьшить  $R_{ic}$  (рис. 88,з). На этом рисунке  $TP$  — регулирующий элемент, а  $TU$  — усилительный (управляющий) элемент. Смещающее напряжение на базе транзистора  $TU$  состоит из разности между напряжениями на нижней части делителя напряжения и эталонным.

Изменение выходного напряжения  $U_{вых}$  компенсируется следующим образом. Допустим, что, вследствие изменения величин нагрузочного сопротивления или напряжения  $U_{вх}$ ,  $U_{вых}$  возросло, тогда возрастет и отрицательный потенциал базы  $TU$ , что приведет к увеличению тока  $I_{к.у}$  цепи коллектора  $TU$ .  $I_{к.у}$  создаст на сопротивлении  $r$  большее падение напряжения, в результате чего понизится отрицательный потенциал базы транзистора  $TP$  и упадет ток его базы  $I_{б.р.}$ , а вместе с ним и ток его коллектора  $I_{к.р.}$ . В результате, напряжение  $U_{вых}$  восстановится практически до прежней величины.



Хуже работает схема, приведенная на рис. 88,г, при отклонении от номинала  $U_{\text{вых}}$  вследствие изменения входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ . В этом случае  $U_{\text{вх}}$  непосредственно изменяет потенциал базы транзистора  $TP$ , чем оказывает дестабилизирующее действие. Например, при увеличении  $U_{\text{вх}}$ , с одной стороны, растет  $U_{\text{вых}}$  и под действием обратной связи понижается отрицательный потенциал базы  $TP$ . В связи с увеличением  $U_{\text{вх}}$ , с другой стороны, за счет прямой параметрической связи возрастает отрицательный потенциал базы  $TP$ . В результате этого величина  $K_u$  по входному напряжению может уменьшиться примерно в 100 раз. т. е. до недопустимо малой величины.

Помимо этого дестабилизирующего действия, которое сказывается лишь при изменении  $U_{\text{вх}}$ , в схеме на рис. 88,г есть дестабилизирующий фактор, который проявляется в том, что токи  $I_{\text{к.у}}$  и  $I_{\text{б.р}}$ , проходящие через сопротивление  $r$ , получают под влиянием управляющего каскада природы разных знаков.

Спомощью прямой параметрической связи, показанной на рис. 88,г штрихом, или питания цепей базы  $TP$  и коллектора  $TU$  от отдельного стабилизированного источника (рис. 88,е) можно значительно увеличить  $K_u$ .

На рис. 88,д в качестве  $TU$  применен  $n-p-n$ -транзистор, вследствие чего ток базы  $I_{\text{б.р}}$  является одновременно и током  $I_{\text{к.у}}$ . Это исключает дестабилизирующее действие за счет разного знака приростов этих токов, как это было в схеме на рис. 88,г. Одновременно значительно ослабляется прямое воздействие напряжения  $U_{\text{вх}}$  на ток базы  $I_{\text{б.р}}$ , так как ток  $I_{\text{к.у}} = I_{\text{б.р}}$  почти не зависит от потенциала коллектора, создаваемого  $U_{\text{вх}}$ , и определяется током базы  $TU$ .

Действует схема, показанная на рис. 88,д, следующим образом. Возросшее напряжение  $U_{\text{вых}}$  увеличивает отрицательный потенциал базы  $TU$ , что вызывает в  $n-p-n$ -транзисторе уменьшение тока коллектора  $I_{\text{к.у}}$ . При этом возрастает внутреннее сопротивление  $TU$  и уменьшается ток базы  $I_{\text{б.р}}$ . Уменьшение тока базы  $I_{\text{б.р}}$  приведет к падению тока коллектора  $I_{\text{к.р}}$  и значит к уменьшению  $U_{\text{вых}}$  практически до номинального значения.

Оценим влияние добавленного в схему управляющего каскада  $TU$ . Обычно  $\delta I_{\text{к.у}} \gg \delta I_{\text{б.р}}$ , тогда, с одной стороны, для приростов токов и напряжения в схеме на рис. 88,г получим

$$\delta I_{\text{к.у}} r = \delta E_{\text{вх}} - \delta I_{\text{вых}} R_{\text{в}} - \delta U_{\text{вых}} - \delta I_{\text{вых}} r_{\text{вх.р}}, \quad (\text{VIII-106})$$

где  $\delta E_{\text{вх}}$  — изменение входной э. д. с.;

$R_{\text{в}}$  — внутреннее сопротивление входного источника;

$r_{\text{вх.р}}$  — входное сопротивление (эмиттер — база) регулирующего транзистора по схеме с заземленной базой [ $r_{\text{вх.р}} = r_3 + (1 - \alpha) r_6$ ].

С другой стороны, напряжение на сопротивлении  $r$ , как следствие действия транзистора  $TУ$ , считая  $U_{э\tau} = \text{const}$ , составляет

$$\delta I_{к.у} r = \mu_{д.у} \sigma \delta U_{вых}, \quad (\text{VIII-107})$$

где  $\mu_{д.у}$  — динамический коэффициент усиления транзистора  $TУ$ , включенного по схеме с общим эмиттером;

$\sigma$  — коэффициент передачи выходного напряжения на управляющий транзистор ( $\sigma = \frac{U_{э\tau}}{U_{вых\text{ ном}}}$ ).

Решая совместно уравнения (VIII-106) и (VIII-107) и пренебрегая единицей по сравнению с величиной  $\mu_{д.у}$ , получаем

$$\delta U_{вых} \approx \frac{\delta E_{вх}}{\mu_{д.у} \sigma} - \delta I_{вх} \frac{R_{IB} + r_{вх.р}}{\mu_{д.у} \sigma}. \quad (\text{VIII-108})$$

Из выражения (VIII-108) следует, что, принимая во внимание лишь основной дестабилизирующий фактор, определяемый первым членом этого выражения, интегральный коэффициент стабилизации

$$K_u = \frac{\delta E_{вх}}{\delta U_{вых}} \lambda_{ном} \approx \mu_{д.у} \sigma \lambda_{ном}, \quad (\text{VIII-109})$$

а выходное сопротивление стабилизатора

$$R_{ic} = \frac{R_{IB} + r_{вх.р}}{\mu_{д.у} \sigma} = \frac{R_{IB} + r_{вх.р}}{K_u} \lambda_{ном}. \quad (\text{VIII-110})$$

Рассмотрим как изменяются выражения для  $K_u$  и  $R_{ic}$  при питании коллекторной цепи  $TУ$  от отдельного стабилизированного источника (рис. 88, е). Работа стабилизатора по схеме на рис. 88, е происходит так же, как и по схеме на рис. 88, з, с той разницей, что здесь напряжение  $U_{э.б.р} = U_{э\tau_2} - I_{к.у} r$  вместо  $U_{э.б.р} = U_{вх} - U_{вых} - I_{к.у} r$ . Для схемы (рис. 88, е) выражение аналогичное (VIII-106) будет иметь вид

$$\delta I_{к.у} r = \delta U_{э\tau_2} - \delta I_{вых} r_{вх.р}, \quad (\text{VIII-111})$$

а выражение (VIII-107) останется для нее справедливым. Из выражений (VIII-107) и (VIII-111) получаем

$$\delta U_{вых} = \frac{\delta U_{э\tau_2}}{\mu_{д.у} \sigma} - \delta I_{вых} \frac{r_{вх.р}}{\mu_{д.у} \sigma}. \quad (\text{VIII-112})$$

Интегральный коэффициент стабилизации цепи напряжения  $U_{э\tau_2}$

$$K_{u_2} = \frac{\delta U_{вх_2}}{\delta U_{э\tau_2}} \cdot \frac{U_{э\tau_2}}{U_{вх, ном_2}}, \quad (\text{VIII-113})$$

где  $U_{вх_2}$  — входное напряжение стабилизатора эталонного напряжения  $U_2$ .

Считая, что напряжения  $U_{вх}$  и  $U_{вх_2}$  получаются от общей сети переменного тока (после выпрямления), можно написать

$$\frac{\partial U_{вх_2}}{U_{вх. ном_2}} = \frac{\partial U_{вх}}{\partial U_{вх ном}}. \quad (\text{VIII-114})$$

Из выражений (VIII-112) — (VIII-114) получаем

$$K_u = \mu_{д. у} \sigma K_{u_2} \frac{U_{р+х ном}}{U_{эT_2}}. \quad (\text{VIII-115})$$

Из выражения (VIII-112) получаем

$$R_{с} = \frac{r_{вх п}}{\mu_{д. у} \sigma}. \quad (\text{VIII-116})$$

Из сравнения формул (VIII-115) и (VIII-109), (VIII-116) и (VIII-110) ясно, что интегральный коэффициент стабилизации  $K_u$  в схеме с питанием  $TU$  от отдельного источника возрос несколько более, чем в  $K_{u_2}$  раз (в 20—40 раз), а выходное сопротивление  $R_{с}$  уменьшилось на величину  $\frac{R_{сВ}}{\mu_{д. у} \sigma}$ .

Питание коллекторной цепи транзистора  $TU$  от самостоятельного источника имеет существенное значение при малых выходных напряжениях, меньших 2,5 в. В этом режиме работы управляющий транзистор не может питаться от входного напряжения, так как оно недостаточно для безынерционной работы. Если же  $U_{вых}$  порядка 0,2—1 в, то транзистор  $TU$  не сможет дать необходимое усиление в схеме. Отдельное питание  $TU$  обеспечивает работу стабилизатора при любых низких напряжениях  $U_{вых}$ .

Помимо применения отдельного источника питания коллекторной цепи транзистора  $TU$ , улучшить работу стабилизатора можно еще и применением вместо одиночного транзистора  $TP$  составного транзистора (чаще всего двоянный или строенный). Такая схема стабилизатора со строенным транзистором приведена на рис. 89, а. Составной транзистор состоит из более мощного транзистора  $TP$  и двух менее мощных транзисторов  $TC_1$  и  $TC_2$ . Составной транзистор, как об этом указывалось в гл. V, обладает очень большой величиной  $\alpha$ . Например, транзисторы П4 с  $\alpha_2 = 0,98$  и П201 с  $\alpha_1 = 0,95$  дадут в схеме сдвоенного транзистора  $\alpha = 0,9990$ , или иначе, величина  $\beta$  возрастет с 50 до 1000. От строенного транзистора на П4, П201 и П14 можно получить значение  $\beta$  примерно 50 000, что позволяет резко увеличить  $\mu_{д. у}$ .

Оценим величину входного сопротивления  $r'_{вх}$  (база — коллектор) транзистора  $TP$ , включенного по схеме с общим коллекто-

ром (эмиттерный повторитель). Параметры транзистора П4 при  $I_{\text{вых. ном}} = 0,8 \text{ а}$  и  $r_{\text{н}} = 15 \text{ ом}$ ;  $r_{\text{э}} = 0,3 \text{ ом}$ ;  $\alpha = 0,98$ ;  $r_{\text{к}} = 7500 \text{ ом}$ ;  $r_{\text{б}} = 10 \text{ ом}$ .

Входное сопротивление для схемы с общим коллектором

$$r'_{\text{вх}} = r_{\text{б}} + \frac{r_{\text{к}}(r_{\text{э}} + r_{\text{н}})}{r_{\text{к}}(1 - \alpha) + r_{\text{э}} + r_{\text{н}}}. \quad (\text{VIII-117})$$

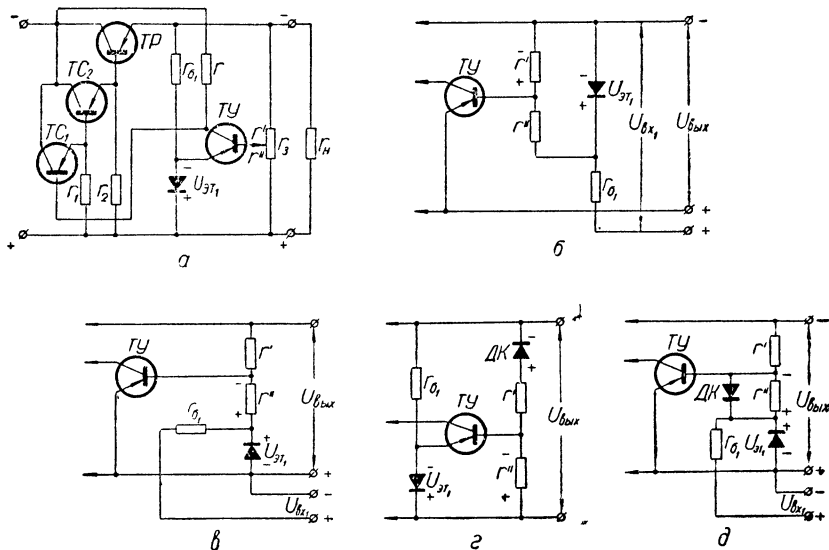


Рис. 89. Специальные схемы транзисторных стабилизаторов:

а — схема со строенным транзистором; б — схема подачи опорного напряжения при  $U_{\text{вых}} < U_{\text{эТ}_1}$ ; в — то же, при любом соотношении между  $U_{\text{вых}}$  и  $U_{\text{эТ}_1}$ ; г — схема температурной компенсации прямым включением компенсирующего стабилитрона; д — то же, обратным включением компенсирующего диода.

С учетом приведенных выше значений можно пренебречь:  $r_{\text{б}}$  по сравнению с  $r'_{\text{вх}}$ ,  $r_{\text{э}}$  по сравнению с  $r_{\text{н}}$  и  $r_{\text{э}} + r_{\text{н}}$  по сравнению с  $r_{\text{к}}(1 - \alpha)$ . Тогда выражение (VIII-117) будет иметь вид

$$r'_{\text{вх}} \approx \frac{r_{\text{н}}}{1 - \alpha}, \quad (\text{VIII-118})$$

откуда  $r'_{\text{вх}} = 750 \text{ ом}$ .

При меньших выходных напряжениях эта величина будет еще меньше.

В схеме стабилизатора (рис. 88, г) транзистор ТР относительно напряжения, подаваемого от усилителя ТУ, представляет собой схему с общим коллектором и, следовательно,  $r'_{\text{вх}} = 750 \text{ ом}$  является нагрузочным для транзистора ТУ. Последний работает в схеме

с общим эмиттером, у которого выходное сопротивление велико — порядка  $10^5$  ом (для маломощных триодов) и малое входное сопротивление триода  $TP$  совершенно недопустимо, так как приведет к очень низкому динамическому коэффициенту усиления  $\mu_d$  у. Входное сопротивление для составного транзистора с большим  $\beta$  выше, чем для одиночного транзистора. Это ясно также из того, что транзисторы  $TC_1$  и  $TC_2$  (рис. 89, а) представляют собой каскадную схему включения двух эмиттерных повторителей. Как известно, входное сопротивление эмиттерного повторителя значительно больше его выходного сопротивления. Поэтому транзисторы  $TC_1$  и  $TC_2$  часто называют согласующими, имея в виду согласование высокого выходного сопротивления транзистора  $TU$  с низким входным сопротивлением транзистора  $TP$ .

В составном строенном транзисторе, рассмотренном выше,  $r'_{вх}$  возросло в 1000 раз, т. е. стало  $r'_{вх} = 750\,000$  ом.

При возросшем значении  $r'_{вх}$  можно значительно увеличить величину нагрузочного сопротивления  $r$  в управляющем каскаде (рис. 89, а) и получить большее  $\mu_d$  у.

Кроме того, в составном транзисторе резко уменьшается базовый ток, равный  $\frac{I_{к.р}}{\beta}$ , при сохранении большой величины коллекторного тока  $I_{к.р}$ . Это освобождает схему от дестабилизирующего действия вследствие изменения тока  $I_{б.р}$ .

Таким образом, применяя составной транзистор, можно значительно повысить величину  $K_u$  стабилизатора. От схемы стабилизатора на рис. 89, а с составным транзистором можно получить  $K_u$  порядка нескольких сотен при  $R_{ic} \approx 0,5$  ом.

Рассмотрим назначение сопротивлений  $r_1$  и  $r_2$  в схеме составного транзистора. При полном сбросе нагрузки или значительном ее уменьшении для сохранения выходного напряжения  $U_{вых}$  неизменным нужно полностью, или почти полностью, запереть транзистор  $TP$ . В ламповом стабилизаторе это не представляет особых затруднений. Иное дело в транзисторном стабилизаторе, где имеются неуправляемые коллекторные токи  $I_{к0}$ , которые протекают при отключенном выводе базы. Поэтому большой положительный потенциал базы на транзисторе  $TC_1$  (рис. 89, а) приводит к падению управляемого коллекторного тока через него до нуля, но остается неуправляемый ток  $I_{к0_1} = I_{б_2}$ . Этот базовый ток транзистора  $TC_2$  вызывает коллекторный ток  $I_{к_2}$ , а вместе с ним ток  $I_{б.р} = I_{э_2}$  и, следовательно, транзистор  $TP$  будет открыт. Назначение сопротивлений  $r_1$  и  $r_2$  состоит в том, чтобы поставлять через них соответственно токи  $I_{э_1}$  и  $I_{э_2}$ , что позволит при необходимости довести базовый ток  $I_{б.р}$  до нуля.

В стабилизаторах с управляющим транзистором в ряде случаев можно питать стабилитрон, создающий эталонное напряже-

ние  $U_{ЭТ_1}$ , только током эмиттера транзистора  $TУ$ , и лишь тогда, когда этот ток недостаточен, его нужно увеличивать путем подключения сопротивления  $r_{б_1}$ .

Рассмотрим возможные схемы включения опорного напряжения  $U_{ЭТ_1}$  для случаев, когда:  $U_{ВЫХ} < U_{ЭТ_1}$  и  $U_{ВЫХ} > U_{ЭТ_1}$ . Обозначим сопротивления, входящие в делитель выходного напряжения, через  $r'$  и  $r''$ , как это показано на рис. 89, а. Тогда, считая  $U_{Б_3} \approx 0$ , получаем

$$U_{ЭТ_1} \approx U_{ВЫХ} \frac{r''}{r' + r''}. \quad (\text{VIII-119})$$

Из выражения (VIII-119) ясно, что в схеме на рис. 89, а  $U_{ВЫХ} > U_{ЭТ_1}$ .

В схеме на рис. 89, б  $U_{ВЫХ} < U_{ЭТ_1}$ , поэтому необходимо применять дополнительный источник  $U_{ВХ_1}$  (обычно стабилизированный) для получения напряжения  $U_{ЭТ_1}$ . Для этой схемы, считая  $U_{Б_3} \approx 0$ , получаем

$$U_{ЭТ_1} = U_{ВЫХ} \frac{r' + r''}{r'}. \quad (\text{VIII-120})$$

Схема подачи опорного напряжения, приведенная на рис. 89, в, является универсальной: она пригодна для любого соотношения между  $U_{ВЫХ}$  и  $U_{ЭТ_1}$ . Действительно, для такой схемы справедливо

$$U_{ЭТ_1} = \frac{U_{ВЫХ} + U_{ЭТ_1}}{r' + r''} r''. \quad (\text{VIII-121})$$

Из выражения (VIII-121) следует, что

$$U_{ЭТ_1} = U_{ВЫХ} \frac{r''}{r'}. \quad (\text{VIII-122})$$

Изменяя отношение  $\frac{r''}{r'}$ , можно выполнить равенство (VIII 122)

для  $\frac{U_{ЭТ_1}}{U_{ВЫХ}} \geq 1$  и для  $\frac{U_{ЭТ_1}}{U_{ВЫХ}} \leq 1$ .

Если не принять специальных мер, то при изменении температуры от  $-10$  до  $+60^\circ\text{C}$   $U_{ВЫХ}$  изменится на величину от 2 до 4%. При увеличении температуры возрастают неуправляемый ток  $I_{к0}$  и опорное напряжение  $U_{ЭТ_1}$  (относительный ТКН примерно  $5 \cdot 10^{-2}\%/^\circ\text{C}$ ). Решающее влияние оказывает  $U_{ЭТ_1}$ , поэтому с ростом температуры возрастает напряжение  $U_{ВЫХ}$ .

На рис. 89, г, д приведены две наиболее часто применяемые схемы температурной компенсации ТКН стабилизатора. Идея термокомпенсации состоит во внесении в схему элемента, приводящего с ростом температуры к увеличению отрицательного потенциала базы  $TУ$ , который уменьшился под действием ТКН опорного стабилитрона. В качестве компенсирующих элементов можно применить кремниевые стабилитроны или германиевые дио-

ды при прямом включении по схеме на рис. 89, *г* и диоды при обратном включении на рис. 89, *д* (на схемах они обозначены ДК).

С ростом температуры в схеме на рис. 89, *г* уменьшится напряжение на диоде ДК (ТКН отрицательный), что приведет к увеличению напряжения на  $r''$  и компенсации возрастания величины  $U_{\text{ст.}}$ . С ростом температуры в схеме на рис. 89, *д* вместе с

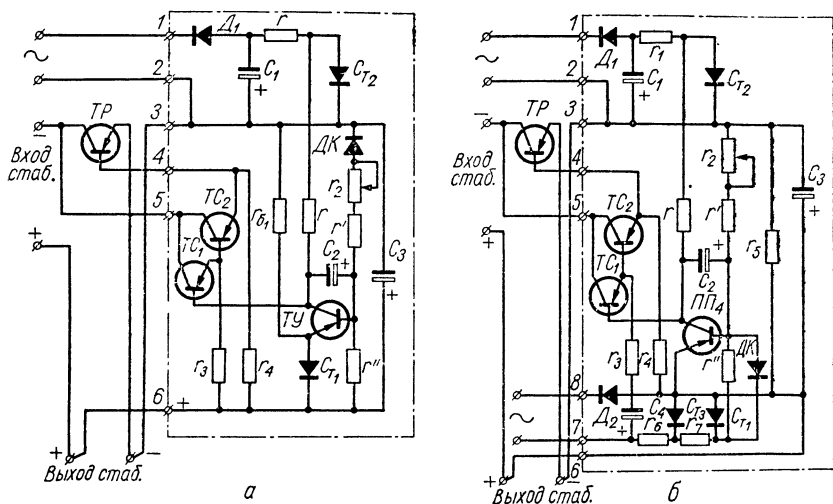


Рис. 90. Типовые схемы унифицированных транзисторных стабилизаторов напряжения:

*а* — на напряжение от 10 в и выше; *б* — на напряжение от 0,2 в и выше.

увеличением напряжения  $U_{\text{ст.}}$  возрастет и напряжение на диоде ДК (включение обратное), вследствие чего наступит термокомпенсация. В схемах, приведенных на рис. 89, *г*, *д*, действие температуры на выходное напряжение ослаблено в 20—30 раз.

Типовые схемы унифицированных стабилизаторов напряжения приведены на рис. 90, *а*, *б*. В этих схемах штрих-пунктирной линией обведена управляющая схема, которая для целой линейки стабилизаторов на разные токи и напряжения остается без изменений. Транзисторы ТР при разных  $U_{\text{вых}}$  и  $I_{\text{вых}}$  подлежат замене.

В обеих схемах применено питание коллекторной цепи управляющего транзистора от отдельного стабилизированного источника. В качестве регулирующего применен составной (строенный) транзистор.

В схеме на рис. 90, *а* опорный стабилитрон  $CT_1$  питается с выхода стабилизатора. В схеме на рис. 90, *б* напряжение  $U_{\text{вых}}$  недостаточно для этой цели и поэтому применен специальный

источник со стабилизацией при помощи стабилитронов  $C_{T3}$  (Д813) и  $C_{T1}$  (Д808). Сопротивления  $r_3$  и  $r_4$  создают цепь компенсации неуправляемых коллекторных токов транзисторов  $TC_1$  и  $TC_2$ . В схеме на рис. 90, б неуправляемый ток у транзистора  $TP$  компенсирует сопротивление  $r_5$ . Конденсаторы  $C_3$  предотвращают генерацию схемы, а при импульсном характере нагрузки действуют в качестве накопительных; их емкость выбирают до 100 мкф. Конденсаторы  $C_2$  предохраняют транзисторы  $TU$  от возможных перенапряжений при выходе из строя стабилитрона  $C_{T1}$  (имеется в виду короткое замыкание) и во время резкого сброса нагрузки при больших инерционностях питающего устройства и регулирующего транзистора.

Для температурной компенсации применены германиевые диоды ДК в прямом (рис. 90, а) и в обратном (рис. 90, б) направлениях.

В качестве опорных стабилитронов  $C_{T1}$  желательно применять приборы типа Д808, как имеющие наименьшие величины ТКН и динамического сопротивления  $r_d$ .

Стабилизатор, приведенный на рис. 90, а, обеспечил при  $U_{\text{вых}} = 12,6$  в  $I_{\text{вых}} = 3$  а;  $K_u = 2000$  и  $R_{ic} = 1 \cdot 10^{-3}$  ом. Стабилизатор на рис. 90, б обеспечил при  $U_{\text{вых}} = 0,6$  в  $I_{\text{вых}} = 3,5$  а;  $K_u = 130$  и  $R_{ic} = 3 \cdot 10^{-3}$  ом.

При токах в несколько десятков и сотен миллиампер мощность, которая выделяется на транзисторе значительно меньше, чем на лампе в ламповом стабилизаторе (даже без учета мощности накала). При больших токах (несколько ампер) и малом напряжении к. п. д. полупроводникового стабилизатора уменьшается, но так как при малых напряжениях ламповый стабилизатор неприемлем, то транзисторный стабилизатор вне конкуренции. Хотя в процентном отношении потери в транзисторе значительно меньше, чем в лампе, их абсолютные значения таковы, что приходится применять относительно громоздкие радиаторы, так как допустимая температура поверхности транзистора  $70^\circ\text{C}$ . Это снижает ценность транзисторных стабилизаторов.

Уменьшение абсолютного значения мощности, рассеиваемой на коллекторе регулирующего транзистора может быть достигнуто при его работе в импульсном режиме — ключевом режиме. Стабилизаторы, в которых используются такие транзисторы, называют импульсными.

Из табл. 19 следует, что у транзисторов отношение произведения максимально допустимых значений напряжений и тока к максимально допустимой мощности рассеяния в 30—40 раз больше, чем у ламп. Поэтому преимущества импульсного режима работы транзисторов более ощутимы, чем ламп.

Для работы регулирующего элемента в ключевом режиме транзистор  $TP$  включают между источником выпрямленного тока и



сглаживающим фильтром (рис. 91). Схема сравнения с помощью опорного стабилизатора и управляющий транзистор  $TU$  остаются без изменения. На сопротивлении  $r$ , включенном в цепь коллектора транзистора  $TU$ , создается напряжение  $U_+$ , которое совместно со встречновключенным с ним напряжением  $u'$  задает потенциал на базу транзистора  $TP$ . Выпрямитель  $B$  не имеет фильтра

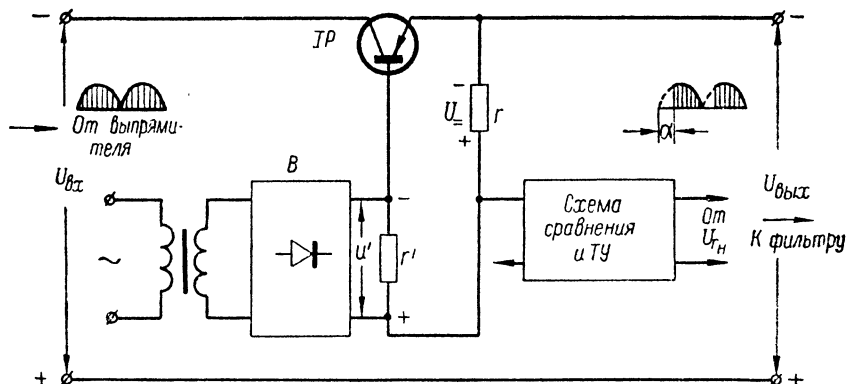


Рис. 91. К пояснению принципа действия импульсного стабилизатора.

и собран по двухфазной схеме, поэтому напряжение  $u'$  представляет собой коммутированную синусоиду. В отсутствии  $u'$  напряжение  $U_+$  запирает транзистор  $TP$ . Когда  $u'$  нарастая становится несколько больше чем  $U_+$ , транзистор открывается. Специальная схема триггерного типа ускоряет процесс открывания и поддерживает транзистор  $TP$  полностью открытым до конца полупериода. Без этого устройства ток через транзистор  $TP$  за-

Таблица 19

Сравнительные данные ламп и транзисторов

Тип прибора	$U_{=ан}$ или $U_{=к}$ (максим. допустимое), в	$I_{=ан}$ или $I_{=к}$ (максим. допустимое), а	$P_{ан}$ или $P_{к}$ (максим. допустимое), вт	$\frac{U_{=ан} I_{=ан}}{P_{ан}}$ или $\frac{U_{=к} I_{=к}}{P_{к}}$
6Н1П (один триод)	300	0,025	2	3,75
6П1П	250	0,075	12	1,5
6Н13С (один триод)	250	0,125	13	2,4
6С19П	200	0,14	11	2,5
6С18С	250	0,5	60	2,1
П104	100	0,05	0,15	33
П203	60	1,5	1	90

висел бы от величины  $u'$  и прекратился бы как только напряжение  $u'$  стало бы несколько меньше чем  $U_{\Sigma}$ . При этом ток через транзистор  $TP$  имеет форму отрезка синусоиды с отсечкой, как в случае работы тиратронного выпрямителя (см. рис. 67).

Чем больше  $U_{\text{вых}}$  отличается от  $U_{\text{вых. ном}}$ , тем больше ток коллектора  $I_{\text{к. у}}$  и напряжение  $U_{\Sigma}$ , запирающее транзистор  $TP$ ; при этом напряжение  $u'$  откроет  $TP$  позже (угол запаздывания  $\alpha$  будет больше), время открытого состояния транзистора будет меньше, что приведет к падению среднего значения тока через  $TP$  и уменьшению  $U_{\text{вых}}$  до номинального значения. Таким образом, величина  $U_{\text{вых}}$  определяет соотношение времени замкнутого и разомкнутого состояний транзистора  $TP$ , работающего в режиме ключа. В первом из этих состояний весьма мало напряжение  $U_{\Sigma \text{к}}$ , во втором — ток  $I_{\Sigma \text{к}}$ , что приводит к уменьшению потерь на транзисторе в 10—20 раз по сравнению с режимом плавно регулируемого сопротивления и позволяет применять транзисторы  $TP$  без радиаторов.

К недостаткам импульсных стабилизаторов следует отнести повышенную пульсацию выходного напряжения, так как схема стабилизатора не принимает участия в фильтрации, в то время как обычные стабилизаторы обладают коэффициентом сглаживания, определяемым по формуле (VIII-16).

Транзисторные стабилизаторы можно применять также и для стабилизации напряжений порядка 100 в. Нужно только, чтобы допустимое напряжение на участке коллектор — эмиттер  $U_{\Sigma \text{к. доп}}$  удовлетворяло следующему неравенству:

$$U_{\Sigma \text{к. доп}} \geq (a + b) U_{\text{вх. ном}} \quad (\text{VIII-123})$$

и чтобы транзистор был предохранен от тепловой перегрузки при возможных коротких замыканиях выходных зажимов стабилизатора и пробоя, если

$$U_{\Sigma \text{к. доп}} < U_{\text{вх. ном}}. \quad (\text{VIII-124})$$

Существующие полупроводниковые триоды имеют  $U_{\Sigma \text{к. доп}}$  не более 80 в. Для защиты транзистора разработаны специальные схемы.

## § 6. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

### Стабилизаторы напряжения с насыщенным сердечником

На рис. 92, а представлена зависимость  $B(H)$  для стального сердечника дросселя. Так как напряжение на дросселе (при пренебрежении активным сопротивлением его обмотки) пропорционально магнитной индукции  $B$ , а напряженность магнитного поля  $H$  пропорциональна току, проходящему через обмотку дросселя,

то зависимость  $U = \varphi(\alpha\omega)$  будет иметь такой же вид, как и кривая  $B = f(H)$ . Таким образом, дроссель имеет характеристику (рис. 92, а) типа  $Z_U$ .

С помощью балластного сопротивления, включенного последовательно с сопротивлением, имеющим характеристику типа  $r_U$  или  $Z_U$  (рис. 73, з), можно получить стабилизацию напряжения. Так

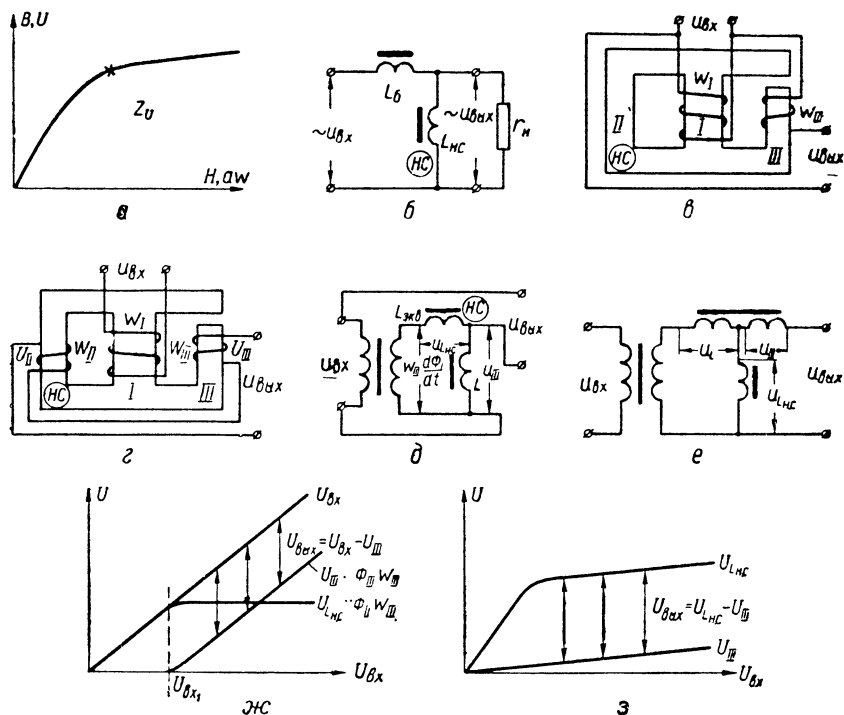


Рис. 92. Электромагнитные стабилизаторы напряжения:

а — характеристика дросселя; б — принципиальная схема стабилизатора; в — схема стабилизатора с магнитным шунтом; г — схема стабилизатора с компенсационной обмоткой; д — эквивалентная схема стабилизатора с магнитным шунтом; е — эквивалентная схема стабилизатора с компенсационной обмоткой, жс — кривые напряжений стабилизатора по схеме д; з — кривые напряжений стабилизатора по схеме е.

как дроссель является реактивным элементом, то стабилизаторы, в которых он используется, работают только в сетях переменного тока. Поэтому балластное сопротивление может быть как активным, так и реактивным. Балластный ненасыщенный дроссель обеспечивает большой к. п. д. схемы.

Начало участка стабилизации можно считать в точке кривой  $U = \varphi(I)$ , обозначенной на рис. 92, а крестиком. Это соответ-

вует насыщению сердечника дросселя, т. е. режиму, когда дроссель является нелинейным элементом. Принципиальная схема простейшего стабилизатора напряжения приведена на рис. 92, б (ср. с рис. 73, з), где  $L_{н.с.}$  — насыщенный дроссель (знак НС обозначает насыщенный сердечник),  $L_6$  — балластный дроссель.

Если начало участка стабилизации определяется началом насыщения дросселя  $L_{н.с.}$ , то конец этого участка определяется началом насыщения балластного дросселя  $L_6$  и превращением стабилизатора в делитель напряжения, состоящий из двух нелинейных реактивных элементов типа  $Z_U$ . Обычно сердечник дросселя  $L_6$  выполняють с воздушным зазором, что предохраняет его от насыщения при уменьшенных габаритах и расходе материалов.

Схемы простейших электромагнитных стабилизаторов приведены на рис. 92, а, з. Поясним работу стабилизаторов, рассмотрим эквивалентные схемы (рис. 92, д, е). Сердечник стабилизатора с магнитным шунтом (рис. 92, в) уже встречался при рассмотрении работы пик-трансформатора. Поток через стержень II (насыщенный)

$$\Phi_{II} = \Phi_I - \Phi_{III}. \quad (\text{VIII-125})$$

Поток  $\Phi_{II}$ , достигнув насыщения, практически неизменен  $\Phi_{III.с.} = \text{const}$  (см. рис. 70. в). Напряжение на обмотке  $w_{III}$

$$u_{III} = -w_{III} \frac{d\Phi_{III}}{dt} = -w_{III} \frac{d\Phi_I}{dt} - \left( -w_{III} \frac{d\Phi_{II}}{dt} \right). \quad (\text{VIII-126})$$

Второй член правой части выражения (VIII-126) представляет собой напряжение на эквивалентном насыщенном дросселе с числом витков  $w_{III}$ , обтекаемых магнитным потоком  $\Phi_{II}$ . Следовательно, выражение (VIII-126) можно переписать в виде

$$u_{III} = -w_{III} \frac{d\Phi_I}{dt} - u_{L_{н.с.}} \quad (\text{VIII-127})$$

где  $u_{L_{н.с.}}$  — напряжение на эквивалентном насыщенном дросселе;

$w_{III} \frac{d\Phi_I}{dt}$  — напряжение на вторичной обмотке с числом витков  $w_{III}$  в трансформаторе без стержня II.

На основании выражения (VIII-127) составлена эквивалентная схема, показанная на рис. 92, д

Принцип работы стабилизатора пояснен на рис. 92, ж. До того как  $U_{вх} = U_{вх1}$ , поток  $\Phi$  в основном поступает в стержень II и очень малая его часть проходит через стержень III. Начиная с  $U_{вх} = U_{вх1}$ , стержень II практически насыщен и весь прирост потока  $\Phi_I - \Phi_{III.с.}$  проходит через стержень III. Теперь в обмотке  $w_{III}$  индуцируется согласно (VIII-126) напряжение  $u_{III} \approx -w_{III} \times \frac{d\Phi_I}{dt}$ . Если подобрать число витков так, чтобы, начиная с  $U_{вх1}$ ,

кривые  $U_{II}$  и  $U_{вх}$  (рис. 92, ж) были параллельны друг другу, а напряжение  $U_{III}$  включить встречно с  $U_{вх}$ , то разность их, равная выходному напряжению, будет практически неизменна

$$U_{вых} = U_{вх} - U_{III} = U_{вх1} = \text{const.} \quad (\text{VIII-128})$$

На первый взгляд может показаться, что схемы на рис. 92, б, д принципиально отличаются друг от друга, однако это не так. Достаточно на рис. 92, д перенести выходной верхний зажим, подключенный к первичной обмотке, на соответствующую верхнюю точку вторичной обмотки трансформатора (что не влечет принципиальных изменений), чтобы убедиться, что выходное напряжение на эквивалентной схеме снимают с насыщенного дросселя  $L_{э\text{кв}}$ .

Конечно, выходное напряжение такого стабилизатора всегда будет меньше входного. От этого недостатка свободен стабилизатор с компенсационной обмоткой (рис. 92, з). Эта схема выгодна еще и тем, что в ней цепи входа и выхода не имеют гальванической связи.

Проведя те же рассуждения, что и при выводе основных соотношений применительно к схеме, приведенной на рис. 92, в, получаем для схемы, приведенной на рис. 92, з, при встречном включении напряжений  $u_{II}$  и  $u_{III}$

$$\begin{aligned} u_{вых} &= u_{II} - u_{III} = -\omega_{II} \frac{d\Phi_{II}}{dt} - \left( -\omega_{III} \frac{d\Phi_{III}}{dt} \right) = \\ &= -\omega_{II} \frac{d\Phi_I}{dt} - \left( -\omega_{II} \frac{d\Phi_{III}}{dt} \right) - \left( -\omega_{III} \frac{d\Phi_{III}}{dt} \right) = \\ &= -\omega_{II} \frac{d\Phi_I}{dt} - u_L - u_{III} = u_{L_{н.с}} - u_{III}, \end{aligned} \quad (\text{VIII-129})$$

где  $\omega_{II} \frac{d\Phi_I}{dt}$  — напряжение во вторичной обмотке с числом витков  $\omega_{II}$  при идеальном трансформаторе;

$u_L$  — напряжение на эквивалентном ненасыщенном дросселе;

$u_{L_{н.с}}$  — напряжение на эквивалентном насыщенном дросселе;

$u_{III}$  — напряжение, компенсирующее подъем кривой напряжения  $u = \varphi(\omega)$  на обмотке  $\omega_{II}$ .

На основании выражения (VIII-129) построены эквивалентная схема на рис. 92, е и кривые напряжений, поясняющие ее работу (рис. 92, з).

Отметим, что в обеих рассмотренных конструкциях нет явно выраженных дросселей  $L_{н.с}$  (рис. 92, в) или  $L_6$  (рис. 92, з), но размещение обмоток на сердечнике соответствующей конфигурации обеспечивает получение в нужных точках такого напряжения, как при наличии в схеме дросселя.

Рассмотренные схемы стабилизаторов просты, надежны в работе и удобны в эксплуатации. Срок их службы практически не ограничен, инерционность невелика (порядка нескольких периодов питающего напряжения). Однако они имеют ряд недостатков. Выходное напряжение таких стабилизаторов существенно зависит от частоты, величины и характера нагрузочного сопротивления. Вследствие работы сердечника в области насыщения форма кривой

вой выходного напряжения искажена и отличается от синусоидальной. По этой же причине велик намагничивающий ток, необходимый для достижения пологой части кривой  $B = f(H)$ . Насыщение сердечника способствует появлению внешних переменных магнитных полей рассеяния, которые могут нарушить нормальную работу радиоаппаратуры. Стабилизаторы обладают малым коэффициентом мощности. Для их изготовления требуются значительные затраты стали и обмоточного провода.

### Феррорезонансные стабилизаторы напряжения

Для стабилизации напряжения широко применяются электромагнитные стабилизаторы с конденсаторами. В этих стабилизаторах используется феррорезонанс токов или напряжений и поэтому их называют феррорезонансными.

Рассмотрим вольт-амперные характеристики нелинейных реактивных звеньев последовательного (рис. 93, а) и параллельного (рис. 93, в) типов, составляющих основу феррорезонансных стабилизаторов напряжения.

При малых контурных токах  $I_k$  (рис. 93, а) дроссель  $L_{н.с.}$ , работая еще на линейном участке кривой намагничивания (с большой магнитной проницаемостью), представляет собой большое сопротивление и поэтому ток имеет индуктивный характер. По мере роста тока  $I_k$  дроссель переходит в режим насыщения и его индуктивное сопротивление падает. В точке 1 (рис. 93, б) наступает явление феррорезонанса напряжений и напряжение на идеальном контуре (без потерь)  $U_k = U_{L_{н.с.}} - U_C = 0$ . При токах, превышающих резонансный, емкостное сопротивление превышает все уменьшающееся индуктивное и общее сопротивление контура имеет емкостный характер. Так как в режиме насыщения напряжение  $U_{L_{н.с.}}$  мало изменяется, то кривая напряжения  $U_k$ , равного разности  $U_C$  и  $U_{L_{н.с.}}$ , на контуре будет располагаться почти параллельно линии  $U_C$  (рис. 93, б).

На рис. 93, в приведены вольт-амперные характеристики нелинейного реактивного звена параллельного типа. Здесь, как и для звена последовательного типа, до насыщения сердечника дросселя последний представляет большое сопротивление и поэтому емкостный ток больше индуктивного. По мере насыщения сердечника сопротивление дросселя падает и становится равным сопротивлению конденсатора; наступает феррорезонанс токов (точка 1). Ток в общей цепи  $I_\Sigma$  для идеального контура при резонансе равен нулю. При дальнейшем росте тока через дроссель  $I_{L_{н.с.}}$  сердечник практически насыщается, сопротивление дросселя значительно уменьшается и ток  $I_\Sigma$  почти целиком определяется током  $I_{L_{н.с.}}$ .

Контур для внешней цепи представляет индуктивное сопротивление. Зависимость  $U_K = \varphi(I_\Sigma)$  такова, что изменение тока  $I_\Sigma$  в больших пределах вызывает незначительные изменения напряжения  $U_K$ . Если включить такой ферроконтур последовательно с линейным балластным дросселем  $L_B$  (рис. 93, е), то большие изменения  $U_{\text{вх}}$  вызовут большие изменения как тока  $I_\Sigma$ , так и

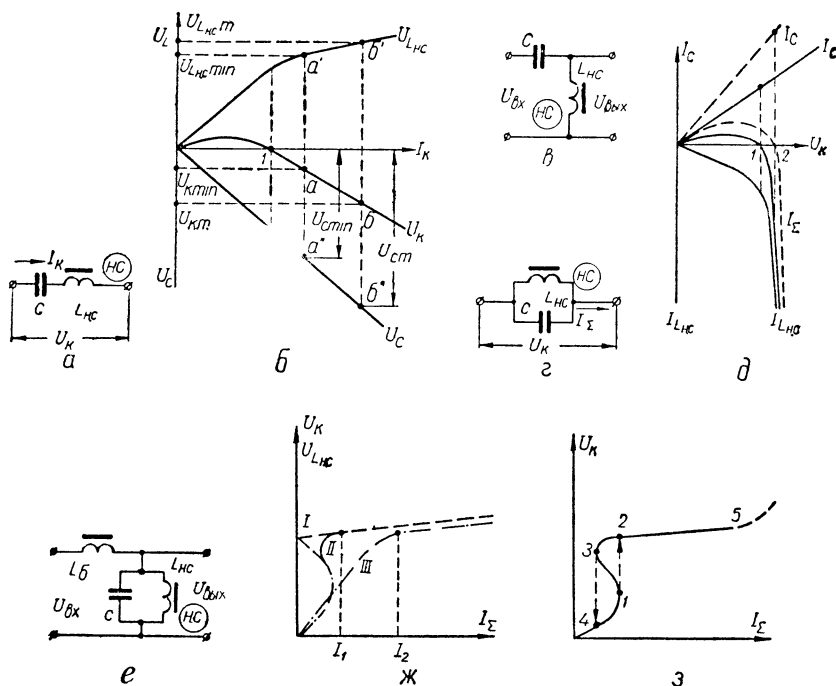


Рис. 93. Феррорезонансные стабилизаторы напряжения:

а — схема нелинейного реактивного звена последовательного типа; б — его вольт-амперные характеристики; в — принципиальная схема стабилизатора напряжения с реактивным звеном последовательного типа; г — схема нелинейного реактивного звена параллельного типа; д — его вольт-амперные характеристики; е — принципиальная схема стабилизатора напряжения с реактивным звеном параллельного типа; ж — сравнение вольт-амперных характеристик электромагнитного и феррорезонансного стабилизаторов напряжения; з — скачки при опрокидывании фазы.

напряжения на балластном дросселе, но напряжение  $U_K$ , оно же выходное  $U_{\text{вых}}$ , будет почти неизменным. Как ясно из рис. 93, д, при увеличении емкости  $C$  линия тока  $I_\Sigma$  пойдет более полого, что приведет к повышению коэффициента стабилизации и увеличению участка стабилизации (токи  $I_C$  и  $I_\Sigma$  при увеличенной емкости показаны штрихом). Вольт-амперная характеристика контура для абсолютных значений тока разместится в одном квадранте (кривая  $I$  на рис. 93, ж).

Для схемы, приведенной на рис. 93, *а*, роль балластного сопротивления выполняет конденсатор ферроконтра. Так как напряжения  $U_C$  и  $U_{L_{н.с}}$  находятся в контрфазе, то входное напряжение  $U_{вх}$  будет меньше напряжения на емкости  $U_C$ . На рис. 93, *б* рассмотрен режим работы при изменении напряжения на входе стабилизатора от  $U_{к\ min}$  до  $U_{км}$  (напряжение на входе  $U_{вх}$  является напряжением на контуре  $U_k$ ). Как ясно из построения (рис. 93, *б*), точка *а* на кривой  $U_k$  соответствует точкам *а'* на кривой  $U_{L_{н.с}}$  и *а''* на кривой  $U_C$ ; точка *б* на кривой  $U_k$  — соответственно точкам *б'* на кривой  $U_{L_{н.с}}$  и *б''* на кривой  $U_C$ . Очевидно, что изменения входного напряжения от  $U_{к\ min}$  до  $U_{км}$  незначительно изменяют выходное напряжение (от  $U_{L_{н.с}\ min}$  до  $U_{L_{н.с}\ m}$ ) и почти весь прирост входного напряжения приходится на долю  $U_C$ . Если бы емкость  $C$  стабилизатора была меньшей, то кривые  $U_C$  и  $U_k$  имели бы больший наклон по отношению к оси  $I_k$  и коэффициент стабилизации был бы еще более высоким. Подчеркнем, что реактивный ток  $I_k$ , потребляемый собственно стабилизатором, хоть и имеет значительную величину, однако он не только не снижает общий коэффициент мощности всех потребителей, а наоборот, улучшает его, так как ток  $I_k$  в данной схеме имеет емкостный характер.

Выше был рассмотрен принцип работы стабилизаторов при холостом ходе. Подключение нагрузки изменит не только модуль выходного сопротивления стабилизатора, но и его фазу. Чем больше нагрузка, тем хуже будет работать стабилизатор. При очень больших нагрузках сопротивление насыщенного дросселя может оказаться меньше нагрузочного и стабилизация нарушится. При учете потерь в контуре в вольт-амперную характеристику следует внести поправку. В реальном контуре при резонансе сопротивление контура не может быть равным нулю в схеме на рис. 93, *в* и не может стремиться к бесконечности в схеме на рис. 93, *е*. При учете этой поправки вольт-амперная характеристика параллельного контура для абсолютных значений тока показана на рис. 93, *ж* (кривая *II*). Для сравнения на этом же рисунке показана зависимость  $U_{L_{н.с}} = \varphi(I_k)$  (кривая *III*) для схемы, приведенной на рис. 92, *б*. Как видно из рис. 93, *ж*, стабилизация напряжения наступает в феррорезонансном стабилизаторе гораздо раньше ( $I_1$ ), чем в электромагнитном без конденсаторов ( $I_2$ ), где требуется значительный ток намагничивания. Малая величина тока намагничивания является преимуществом схемы на рис. 93, *е*.

На рис. 93, *з* показаны скачки выходного напряжения стабилизатора (вследствие явления опрокидывания фазы) из точки 1 в 2 и из точки 3 в 4. Во избежание таких скачков начало рабочего участка должно находиться правее точки 2 на вольт-амперной характеристике ферроконтра. Конец рабочего участка ограничивается точкой 5, после чего начинается насыщение дросселя  $L_6$  и схема перестает стабилизировать.



Различные схемы феррорезонансных стабилизаторов, которые применяют наиболее часто, приведены на рис. 94. На рис. 94, а изображена конструкция с последовательным ферроконтуром, предложенная Ковалевской, а на рис. 94, б — эквивалентная схема этого же стабилизатора.

Подробный сравнительный анализ схем феррорезонансных стабилизаторов напряжения показал, что по расходу активных мате-

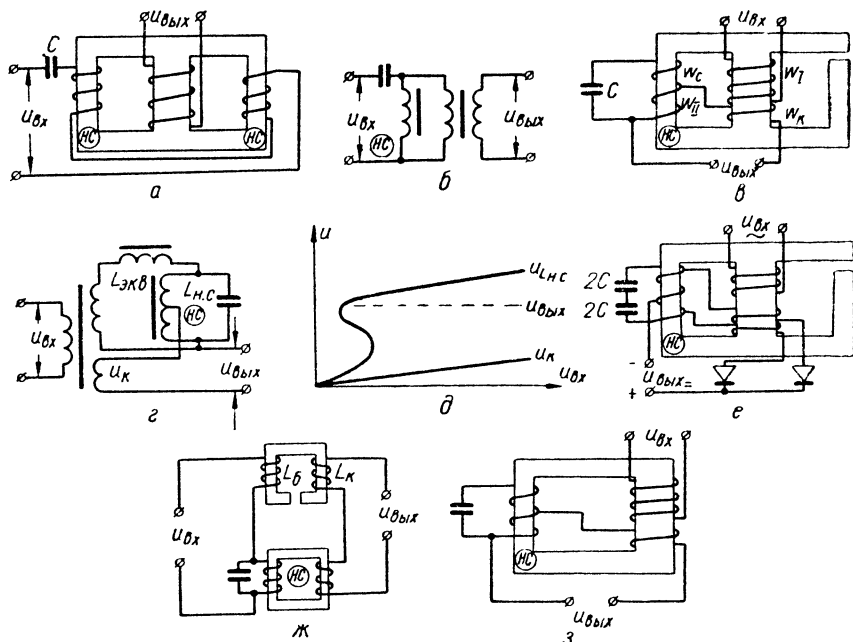


Рис. 94. Схемы феррорезонансных стабилизаторов напряжения:

а — схема Ковалевской; б — ее эквивалентная схема; в — схема с магнитным шунтом; г — ее эквивалентная схема; д — кривые напряжений для схемы в; е — схема с магнитным шунтом, питающая двухфазный выпрямитель; ж — схема с отдельным балластным дросселем; з — схема Лозинского (без магнитного шунта).

риалов к. п. д. и форме кривой стабилизированного напряжения схемы с параллельным ферроконтуром лучше схем с последовательным ферроконтуром.

На рис. 94, в приведена схема феррорезонансного стабилизатора с параллельным контуром, а на рис. 94, г — его эквивалентная схема. Таким стабилизатором можно путем подбора количества витков  $w_{II}$  на насыщенном стержне получить на выходе желаемое напряжение (в том числе стандартное 127 или 220 в). Компенсационная обмотка  $w_k$  повышает коэффициент стабилизации схемы

(ср. со схемой рис. 92, *з*). Кривые напряжения для этой схемы приведены на рис. 94, *д* (ср. с рис. 92, *з*).

На рис. 94, *е* приведена схема феррорезонансного стабилизатора, питающего двухфазный выпрямитель. Здесь выходное напряжение разделено на две равные части, а на среднем стержне имеются две компенсационные обмотки. Вместо одного конденсатора в ферроконтуре применены два последовательных конденсатора удвоенной емкости. Это позволяет воспользоваться конденсаторами, рассчитанными на напряжение, вдвое меньше рабочего.

Стабилизаторы, выполненные по схемам, приведенным на рис. 94, *в*, *е*, называют стабилизаторами с объединенной магнитной системой, так как здесь нет отдельного ненасыщенного дросселя  $L_6$ . Стабилизатор с раздельной магнитной системой приведен на рис. 94, *ж*. Здесь  $L_6$  выполнен на отдельном магнитопроводе с воздушным зазором.

Представляет интерес стабилизатор (рис. 94, *з*), предложенный Лозинским, в котором отсутствует магнитный шунт, а разностный поток замыкается по воздуху. Это дает экономию в активных материалах, но приводит к возрастанию магнитных полей рассеяния, создающих помехи работе радиоаппаратуры.

Во всех приведенных схемах емкость включена на повышенное, по сравнению с выходным, напряжение, например в схеме на рис. 94, *в*, с помощью дополнительных витков  $w_c$ . Это сделано для того, чтобы можно было полностью использовать рабочее напряжение конденсатора (как на рис. 33, *л*), уменьшив его емкость.

Конденсаторы в феррорезонансных стабилизаторах работают на переменном токе и поэтому, в отличие от фильтровых, в них затрачивается большая мощность в диэлектрике. Поэтому напряжение, приложенное к бумажным конденсаторам, применяемым в сглаживающих фильтрах при использовании их в феррорезонансных стабилизаторах, должно быть снижено при частоте 50 *гц* примерно в 2 раза по сравнению с их номинальным рабочим напряжением. Специально для феррорезонансных стабилизаторов, работающих на частоте 50 *гц*, производится бумажно-масляный конденсатор типа СМ-0,65-5 (рабочее напряжение 650 *в*, емкость 5 *мкф*). Сердечники стабилизаторов работают в режиме насыщения и поэтому значительно нагреваются. В связи с этим плотность тока в обмотках стабилизаторов берут несколько ниже, чем в обычных трансформаторах.

Промышленные типы стабилизаторов имеют мощность от 0,1 до 8 *кв*.а. К. п. д. стабилизаторов и их коэффициент мощности примерно одинаковы и равны от 0,6 до 0,8. Интегральный коэффициент стабилизации напряжения, обеспечиваемый феррорезонансными стабилизаторами, порядка 25—50. Удельный расход активных материалов (сталь, медь и материал для конденсаторов) составляет около 20—50 *кг/кв*.а и в основном зависит от мощности (уменьшаясь с ее увеличением) применяемых материалов и типа конденсаторов.

Феррорезонансные стабилизаторы напряжения рассчитывают по эмпирическим формулам. При изготовлении стабилизатора вторичную и компенсационную обмотки выполняют с отводами для последующей настройки; величину воздушного зазора делают регулируемой.

## Способы улучшения характеристик феррорезонансных стабилизаторов

Увеличение частоты  $f_c$  на 1%, в зависимости от схемы, может привести к увеличению стабилизированного напряжения от 1,5 до 4%. Обычно с этим явлением приходится мириться, так как частотная компенсация вызывает дополнительные затраты активных материалов (вплоть до 50% от основных) и только там, где частотная зависимость выходного напряжения нетерпима, применяют схемы компенсации (рис. 95).

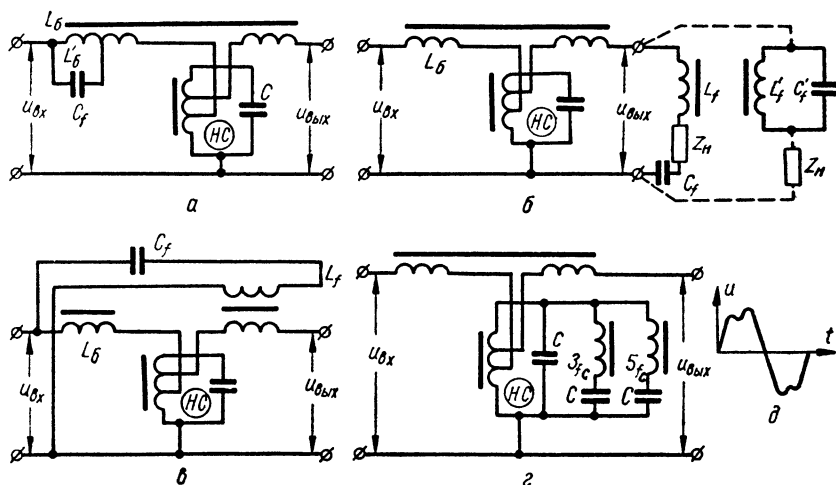


Рис. 95. Феррорезонансные стабилизаторы напряжения с улучшенными характеристиками:

а, б, в — схемы с уменьшенной зависимостью от частоты сети; г — схема с улучшенной формой кривой выходного напряжения; д — форма стабилизированного напряжения до ее коррекции.

На рис. 95, а приведена схема, предложенная Никифоровым. Она применима только при разделенной магнитной системе. С помощью конденсатора  $C_f$  настраивают контур  $L'_б C_f$  на частоту выше рабочей  $f_c$  так, что с ростом последней сопротивление этого контура растет и напряжение на выходе уменьшается, компенсируя увеличение напряжения, присущее стабилизатору без этого контура.

Схема, приведенная на рис. 95, б, применима и при объединенной магнитной системе стабилизатора. Контур  $L_f C_f$  (или  $L'_f C'_f$ ) должен быть настроен так, чтобы компенсировать зависимость выходного напряжения от частоты.

Схема, приведенная на рис. 95, в, имеет частотнозависимое напряжение на компенсационной обмотке. Контур  $C_f L_f$  настроен в резонанс на частоту выше рабочей  $f_c$ . С ростом  $f_c$  контур приближается к резонансу, ток через  $L_f$  возрастает, компенсационное напряжение растет и выходное напряжение падает. Здесь частотная компенсация наступает независимо от величины  $Z_n$ , но необходим дополнительный трансформатор.

Подобные схемы частотной компенсации действуют при изменении частоты в пределах  $\pm 3\text{--}5\%$  от номинала. Одновременное изменение частоты на  $\pm 2\%$

и входного напряжения на  $-15 \div +5\%$  от номиналов приводит к изменению выходного напряжения не более чем на  $\pm 0,5\%$  от номинала.

На рис. 95, з приведена одна из возможных схем улучшения формы кривой выходного напряжения (рис. 95, д). Настроив добавочные контуры в резонанс с частотой третьей и пятой гармоник, можно их напряжения практически закоротить.

В табл. 20 показано на сколько уменьшается процентное содержание гармоник в выходном напряжении для схемы, изображенной на рис. 95, з.

Следует иметь в виду, что у нескорректированной кривой стабилизированного напряжения коэффициент формы  $\frac{U}{U_{\text{м}}}$  отличается от 1,11 (значение для полупериода синусоиды) и составляет примерно 1,05. Коэффициент амплитуды  $\frac{U_{\text{м}}}{U}$  для этого напряжения также отличается от 1,41 (значение для синусоиды)

и примерно равен 1,25—1,3. Причем, оба коэффициента  $\left(\frac{U}{U_{\text{м}}} \text{ и } \frac{U_{\text{м}}}{U}\right)$  в пределах стабилизации могут изменяться. Поэтому стабилизация действующего значения  $U$  не сопровождается стабилизацией пикового значения  $U_{\text{м}}$ , что важно при работе выпрямителя на емкостный фильтр. Чтобы не стабилизировать порознь величины накального и анодного напряжений, в ряде случаев считают целесообразным улучшить форму кривой. Так, например, поступают в стабилизаторах, предназначенных для питания телевизоров (феррорезонансный стабилизатор типа ТСН-170). Необычны показания приборов, подключаемых к выходу феррорезонансных стабилизаторов напряжения. Приборы, реагирующие на действующее значение, и детекторные приборы магнитоэлектрической системы, реагирующие на среднее значение, но градуированные в действующих величинах, покажут разные значения стабилизированного напряжения. Детекторный прибор покажет значение напряжения, завышенное примерно на 6%. Приборы, реагирующие на пиковые значения и градуированные в действующих величинах, например ламповые пиковые вольтметры (ВКС-7Б и ему подобные), покажут значение напряжения, заниженное примерно на 10%.

Таблица 20

**Процентное содержание гармоник по отношению к напряжению основной частоты на выходе феррорезонансного стабилизатора**

Обычная схема			Схема с контурами (рис. 95, з)	
№ гармоники	при холостом ходе	при номинальной нагрузке	при холостом ходе	при номинальной нагрузке
3	35	25	0,7	0,25
5	9	3,5	1,7	1,15
7	3	2,8	1,8	1,42

## § 7. СТАБИЛИЗАТОРЫ С ДРОССЕЛЯМИ НАСЫЩЕНИЯ

Такие стабилизаторы получают путем перевода ручных регуляторов с дросселями насыщения (§ 3 гл. VII) на автоматическое управление. Дроссель насыщения (рис. 62) подмагничивается выходным напряжением, т. е. по принципу управления стабилизатором с выхода. Однако такая схема не может быть использована

как стабилизатор, так как в ней имеется положительная обратная связь (вместо требуемой отрицательной): с ростом  $U_{\text{вых}}$  увеличивается ток подмагничивания и падает индуктивность рабочей обмотки, что еще больше увеличивает  $U_{\text{вых}}$ . Положение выправится, если помимо обмотки управления  $\omega_y$  намотать эталонную обмотку  $\omega_{\text{эт}}$  и питать последнюю от вспомогательного источника стабильного постоянного напряжения  $U_{\text{эт}}$  (рис. 96, а). Соответствующее

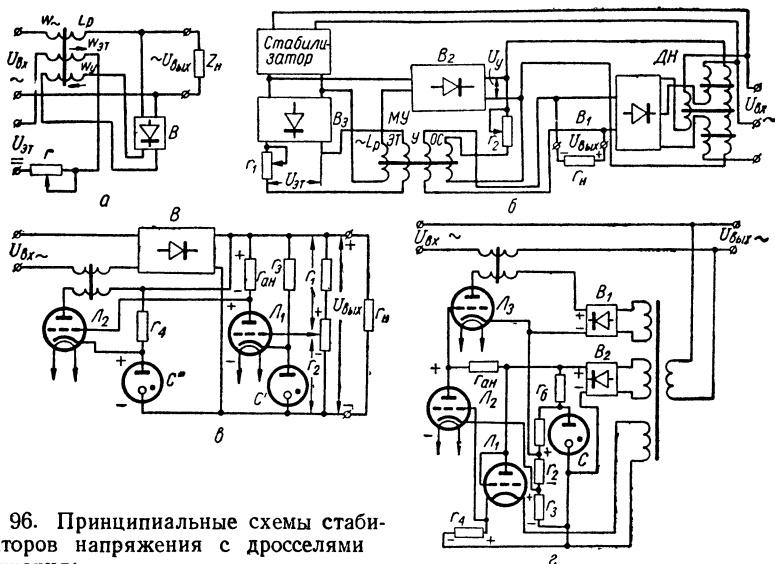


Рис. 96. Принципиальные схемы стабилизаторов напряжения с дросселями насыщения:

а — стабилизатор с эталонной обмоткой; б — стабилизатор с магнитным усилителем; в — стабилизатор с ламповым усилителем; г — стабилизатор действующего значения напряжения с ламповым усилителем.

подключение концов обмоток должно обеспечить встречное направление магнитодвижущих сил, создаваемых ими. Ампер-витки эталонной обмотки  $i\omega_{\text{эт}}$  должны быть больше максимально возможных ампер-витков управляющей обмотки  $i\omega_y$ ; тогда с ростом  $U_{\text{вых}}$  уменьшается подмагничивающий поток, увеличивается  $L_p$  и восстанавливается практически прежнее значение  $U_{\text{вых}}$ . Необходимую величину  $U_{\text{вых. ном}}$  можно получить изменением сопротивления реостата  $r$ .

Работа стабилизатора в значительной степени зависит от стабильности напряжения  $U_{\text{эт}}$  и от величины изменения сопротивлений цепей управления и эталонной при нагревании обмоток  $\omega_y$  и  $\omega_{\text{эт}}$  проходящим через них током. Поэтому часто последовательно с  $\omega_y$  и  $\omega_{\text{эт}}$  ставят добавочные сопротивления, малозависящие от температуры, а сами обмотки выполняют более толстым про-

водом (чем это следует согласно нормам, исходящим из допустимой плотности тока).

Если стабилизатор предназначен для питания выпрямителя, то обмотку  $\omega_y$  можно питать непосредственно от него, убрав из схемы (рис. 96, а) вспомогательный выпрямитель  $B$ .

В рассматриваемом компенсационном стабилизаторе ампер-витки обмотки управления сравниваются в сердечнике (измерительный элемент) с ампер-витками эталонной обмотки (опорная величина) и поток, вызванный разностной магнитодвижущей силой, изменяет  $L_p$ , а следовательно, сопротивление дросселя насыщения (регулирующий элемент).

На рис. 96, б приведена схема трехфазного стабилизатора напряжения с дросселем насыщения  $ДН$ . Здесь  $B_1$  — главный выпрямитель,  $B_2$  — выпрямитель, создающий постоянное напряжение  $U_y$  для питания обмоток управления  $ДН$  и обратной связи магнитного усилителя,  $B_3$  — выпрямитель для питания эталонной обмотки. Вспомогательный стабилизатор одновременно питает выпрямители  $B_2$  и  $B_3$ .  $МУ$  — магнитный усилитель с добавочной обмоткой положительной обратной связи  $ОС$ , работающий в качестве измерительного и усилительного элементов.

Схема работает так. Допустим, что  $U_{вых}$  возросло, тогда увеличатся ампер-витки  $a\omega_y$  и результирующие ампер-витки

$$a\omega = a\omega_{эт} + a\omega_{о.с} - a\omega_y \quad (\text{VIII-130})$$

упадут, вследствие чего уменьшится и подмагничивающий поток  $\Phi_{\pm}$ . Падение  $\Phi_{\pm}$  вызовет увеличение  $L_p$  и уменьшение напряжения на входе выпрямителя  $B_2$ , что уменьшит  $U_y$  и ток управления дросселями насыщения  $ДН$ . Это повлечет за собой рост сопротивления дросселей  $ДН$  и связанное с ним восстановление практически прежней величины  $U_{вых}$ . Цепь обратной связи действует так: понижение  $U_y$  уменьшает ток через обмотку  $ОС$  и ампер-витки  $a\omega_{о.с}$ , что, согласно формуле (VIII-130), приводит к большему падению результирующего подмагничивающего потока  $\Phi_{\pm}$ , чем в том случае, если влияли бы только ампер-витки  $a\omega_y$ . Таким образом, имеется положительная обратная связь, которая приводит к увеличению коэффициента усиления  $МУ$  и возрастанию интегрального коэффициента стабилизации. Глубину обратной связи устанавливают изменением величины  $r_2$ .

Если обмотку  $\omega_y$  магнитного усилителя питать от сопротивления, включенного последовательно с  $r_H$ , то схема стабилизирует ток, а не напряжение.

Рассмотрим схему стабилизатора напряжения с дросселем насыщения (рис. 96, в), где измерительным элементом служит управляющая лампа  $L_1$  и эталонное напряжение создает опорный стабилитрон  $C'$ .

Для обеспечения отрицательного смещения на сетке лампы  $L_2$  необходимо, чтобы

$$U_c'' - U_c' - U_{ан} L_1 > 0. \quad (\text{VIII-131})$$

Работает схема следующим образом. Допустим  $U_{вых}$  возросло, тогда напряжение на сопротивлении  $r_2$  подымется и отрицательный потенциал на сетке

лампы  $J_1$  упадет, лампа  $J_1$  уменьшит свое сопротивление постоянному току, а напряжение на ней  $U_{ан J_1}$  станет меньше. Согласно формуле (VIII-131) возрастет отрицательное смещение на лампе  $J_2$  и уменьшится ее анодный ток, являющийся током подмагничивания дросселя насыщения. Сопротивление рабочей обмотки последнего возрастет и выпрямленное напряжение  $U_{вых}$  уменьшится до первоначального значения.

Эта схема менее удобна в эксплуатации, чем схема на рис. 96, б, которая не содержит электронных ламп с ограниченным сроком службы. Зато здесь не нужен многообмоточный магнитный усилитель и стабилизированный вспомогательный источник питания.

Ранее были рассмотрены схемы стабилизаторов, поддерживающих неизменным выпрямленное (среднее) значение напряжения или тока. Однако в стабилизаторах переменного напряжения часто нужно поддерживать неизменным действующее значение выходного переменного напряжения. Естественно, что в этом случае измерительный элемент стабилизатора должен реагировать на действующее значение напряжения (тока).

Чаще всего для этой цели пользуются тепловым действием тока (рис. 96, г). Здесь  $J_1$  — диод или триод (в диодном включении) с вольфрамовой нитью (возможна также нить, активированная барием), работающий в режиме насыщения. Таким образом, изменение в больших пределах анодного напряжения не повлияет на анодный ток лампы  $J_1$  в то время, как незначительные изменения накального напряжения приведут к заметным изменениям этого тока. Назначение остальных элементов схемы станет ясным из описания принципа действия схемы.

Допустим  $U_{вых}$  возросло. Это приведет к росту накального тока лампы  $J_1$  и увеличению ее анодного тока, в результате чего возрастет напряжение на сопротивлении  $r_4$ .  $U_{r_4} > U_{r_4}$ , что обеспечивает отрицательное смещение на сетке лампы  $J_2$ . Возросшее напряжение  $U_{r_4}$  уменьшит отрицательное смещение на  $J_2$ , вследствие чего ее анодное напряжение  $U_{ан J_2}$  уменьшится. Смещение на сетке лампы  $J_3$  состоит из разности напряжений  $U_{r_2}$  и  $U_{ан J_2}$  (причем  $U_{r_2} > U_{ан J_2}$  и смещение всегда отрицательно), поэтому уменьшение напряжения  $U_{ан J_2}$  повлечет за собой рост отрицательного смещения на сетке лампы  $J_2$  и уменьшение ее анодного тока. Последний одновременно является током подмагничивания дросселя насыщения, поэтому уменьшение этого тока приведет к возрастанию сопротивления рабочей обмотки дросселя, что явится причиной восстановления напряжения  $U_{вых}$  примерно до прежней величины.

В этой схеме стабилитрон С обеспечивает опорные напряжения для ламп  $J_2$  и  $J_3$ .

Примерно по такой схеме собран промышленный тип стабилизатора СН-2 мощностью 2 квт. В этом стабилизаторе нет стабилитрона, опорное напряжение получается от мостовой схемы с нелинейным элементом — лампа УБ-110 (или УБ-107) в режиме насыщения. При одновременных изменениях напряжения сети от 95 до 135 в, мощности на выходе от нуля до 2 квт и частоты напряжения сети от 48 до 51 гц  $U_{вых}$  стабилизатора изменяется не более чем на  $\pm 1,5\%$ . Коэффициент мощности стабилизатора СН-2 в номинальном режиме не ниже 0,75.

Стабилизацию напряжения как переменного, так и постоянного тока получают также, применяя угольный регулятор напряжения типа РУН, УРН и др. Угольный регулятор напряжения представляет собой переменное активное сопротивление (угольный столб), величина которого изменяется в больших пре-

делах в зависимости от тока, проходящего по катушкам электромагнита. Угольный столб состоит из отдельных шайб, которые сжаты пружиной, являющейся эталонным элементом. Якорь электромагнита, притягиваясь к своему сердечнику, действует против силы пружины. В результате действия этих двух сил (сравнения измеряемой и эталонной величин) вырабатывается усилие, изменяющее степень сжатия шайб угольного столба. Стабилизацию с помощью РУН можно осуществлять, воздействуя на цепь возбуждения генераторов постоянного и переменного тока, а также непосредственно на цепь потребителя (силовую цепь). Точность поддержания напряжения не хуже  $\pm 2 \div 2,5\%$ . Такие стабилизаторы не искажают форму кривой напряжения, их работа не зависит от частоты тока в сети, у них высокий коэффициент мощности. В РУН через несколько сотен часов работы необходимо заменить угольный столб и настроить его.



## **ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПЕРЕНОСНОЙ РАДИОАППАРАТУРЫ**

### **§ 1. ИСТОЧНИКИ АУТОНОМНОГО ПИТАНИЯ ПЕРЕНОСНОЙ РАДИОАППАРАТУРЫ**

Передвижная аппаратура, устанавливаемая на одном из видов транспорта, имеет настолько большую мощность, что обычно ее питают от автономных агрегатов, вырабатывающих переменный ток с частотой 50 или 400 *гц*. Большей частью это двигатели внутреннего сгорания, как правило бензиновые, спаренные с генераторами. Питание автомобильных приемных или маломощных передающих устройств осуществляют от стартерных аккумуляторов двигателя автомашины.

Питание переносной маломощной (3—5 *вт*) аппаратуры не может быть связано с энергией посторонних источников и поэтому в ее комплект должен входить и сам источник электроэнергии.

Для переносной радиоаппаратуры можно использовать следующие источники электроэнергии:

- 1) химические — гальванический элемент, аккумулятор;
- 2) термоэлектрические — термогенератор;
- 3) фотоэлектрические — солнечная батарея;
- 4) пружинный генератор;
- 5) мускульный генератор;
- 6) атомная батарея;
- 7) энергия поля — электромагнитного, звукового.

Рассмотрим некоторые из них.

Пружинный генератор работает за счет силы ранее заведенной пружины, которая постепенно раскручиваясь, приводит в движение генератор электрической энергии.

Мускульный генератор электрической энергии приводится в движение ногами или руками человека.

Энергия для питания может быть также получена за счет электромагнитного поля высокой частоты близлежащих радиостанций с помощью соответствующей антенны. Высокочастотное напряжение, полученное из антенны, выпрямляется, а затем фильтруется простыми малогабаритными фильтрами. Все питающее устройство имеет небольшие размеры.

С помощью динамического микрофона, в частности электретного, можно преобразовать энергию голосовых связей человека в электрическую (при работе устройства «на передачу» в телефонном режиме).

**Таблица 21**  
**Технические данные некоторых источников питания переносных и маломощных передвижных радиоустройств**

Параметры	Источники									
	Элементы	Кислотный аккумулятор <sup>1</sup>	Щелочной аккумулятор	Бензиновый агрегат	Термогенератор	Пружинный генератор	Музыкальный генератор	Солнечная батарея	Атомная батарея	Энергия поля Электромагнитного Звукового
Примерная мощность, $вт$ Удельная энергия, или удельная мощность, $\frac{вт \cdot ч}{кг}$ или $\frac{вт}{кг}$	Ограничивается типами и весом	30	СЦ-90	—	5	0,025	8	0,2 <sup>3</sup>	0,0001	0,004 <sup>4</sup>
	Н-110 $вт \cdot ч/кг$	$вт \cdot ч/кг$	СЦ-90 $вт \cdot ч/кг$	—	—	—	—	—	—	—
	А-75 $вт \cdot ч/кг$	—	НКН-16 $вт \cdot ч/кг$	172 <sup>2</sup> $вт/кг$	12 $вт/кг$	0,03 $вт/кг$	0,9 $вт/кг$	90 $вт/кг$	>2000 $вт \cdot ч/кг$ 2 $вт/кг$	—
Удельная энергия или удельная мощность, $\frac{вт \cdot ч}{кг}$ или $\frac{вт}{кг}$	Н-180 $вт \cdot ч/дм^3$	60 $вт \cdot ч/дм^3$	СЦ-190 $вт \cdot ч/дм^3$	13 <sup>2</sup> $вт/дм^3$	4 $вт/дм^3$	0,1 $вт/дм^3$	—	—	—	—
К. п. д. (энергет.) %	А-120 $вт \cdot ч/дм^3$	—	НКН-40 $вт \cdot ч/дм^3$	—	8	—	—	11	1	10
Долговечность в зарядно-разрядных циклах	—	75	СЦ-80 НКН-55	—	—	—	—	—	—	—
Допустимые пределы рабочей температуры, град	1	300	СЦ-100 НКН-55 НКН-55 $\approx 1000$	—	—	—	—	—	1	—
	—40 +60	—50 +40	—40 +50	—	—	—	—	—	—	—

<sup>1</sup> Стартерный.

<sup>2</sup> Мощность агрегата 1  $квт$ , частота 50  $гц$ , с учетом 20-часового запаса топлива; агрегат, изготовленный на мощность в несколько десятков вольтампер, имел бы значительно худшие показатели.

<sup>3</sup> С площади 1  $дм^2$ .

<sup>4</sup> От радиостанции 10  $км$  на расстоянии 3  $км$  при работе на антенну с действующей высотой 10  $м$ .

<sup>5</sup> Рабочая площадь микрофона 10  $см^2$ .

Примечание. Н — накальный; А — анодный; СЦ — серебряно-цинковый; НКН — накальный кадмиево-никелевый.

Конечно, рассмотренные типы источников электрической энергии очень маломощны (порядка милливатт). Исключение составляет лишь мускульный генератор, мощность которого доходит до 5—10 *вт*.

Автономные источники питания переносных радиоустройств должны обеспечивать: а) заданный ток при установленных пределах изменения напряжения; б) заданное число часов работы в указанном режиме (работа — отдых или прием — передача) без смены источников питания; в) минимальный вес и объем; г) нормальную работу радиоустройства при заданных изменениях температуры и влажности. Кроме того, автономные источники должны быть удобны при замене или зарядке и при компоновке питающего блока совместно с радиоаппаратурой (в одной или разных упаковках).

Для ориентировки в показателях, обеспечиваемых разными источниками питания, можно руководствоваться табл. 21.

При пользовании табл. 21 следует учесть, что термоэлектродгенераторы, солнечные и атомные батареи находятся в ранней стадии развития и непрерывно совершенствуются, в то время как химические источники, бензиновые агрегаты, пружинные и мускульные генераторы применяются уже длительное время.

## **§ 2. ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ХИМИЧЕСКИХ ИСТОЧНИКОВ ТОКА. ГАЛЬВАНИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И БАТАРЕИ**

Первичным (гальваническим) элементом называют химический источник тока одноразового действия, который не восстанавливается под действием электрического тока.

Аккумулятором, или вторичным элементом, называют такой химический источник тока, который обладает практически реализуемой обратимостью и может быть многократно использован.

Химические источники тока характеризуют следующие параметры: 1) э. д. с; 2) внутреннее сопротивление; 3) емкость; 4) энергия; 5) к. п. д. электрохимический и энергетический; 6) саморазряд; 7) вес и объем; 8) удельная энергия по весу и по объему; 9) срок службы, 10) работоспособность при разных температурах и при разной влажности.

Рассмотрим некоторые из этих параметров.

Теоретической емкостью называется количество электричества в ампер-часах ( $a \cdot ч$ ), отдаваемое источником тока до полного израсходования активности вещества.

Емкость, получаемая практически (эксплуатационная), меньше теоретической: она определяется допустимым конечным напряжением источника и уменьшается с ростом разрядного тока. Номинальная (нормированная) емкость соответствует определенному разрядному току и установленному конечному напряжению.

Для аккумуляторов применяют понятия «емкость и энергия при заряде». Под зарядной емкостью понимают то количество электричества, которое нужно

сообщить аккумулятору для восстановления номинальной емкости. Зарядная емкость превышает разрядную. Отношение разрядной емкости к зарядной называют электрохимическим к. п. д. Произведение разрядной емкости источника на среднее значение напряжения при разряде определяет энергию источника.

«Энергия при заряде» равна произведению зарядной емкости на среднее значение напряжения на зажимах аккумулятора при заряде. Отношение разрядной энергии к зарядной называют энергетическим к. п. д. (или отдачей).

Конструкцию источника тока характеризуют удельной энергией по весу (количество *вт · ч* на 1 кг веса источника) и удельной энергией по объему (количество *вт · ч* на 1 *дм³* объема источника). При большей удельной энергии вес и габариты источника уменьшаются.

Емкость источника определяется количеством активного вещества, а его э. д. с. зависит только от типа источника. Внутреннее сопротивление источника тем меньше, чем плотнее электролит, больше площадь активных поверхностей и меньше расстояние между ними. С ростом разрядного тока внутреннее сопротивление источника увеличивается (вследствие явления поляризации).

В химических источниках тока наблюдается саморазряд, независимо от того, отдают они энергию потребителю или нет. Малый саморазряд особенно ценен в тех случаях, когда суточный полезный расход емкости невелик. В этих случаях источник малой емкости с меньшим саморазрядом может оказаться выгоднее источника большей емкости, но с большим саморазрядом.

Для аккумуляторов саморазряд определяется процентом от номинальной емкости, потерянной за нормируемое время пребывания его в нерабочем состоянии. Для первичных элементов мерой саморазряда является их сохранность.

Срок службы аккумулятора выражается числом зарядно-разрядных циклов, по истечению которых емкость не упадет ниже нормируемой величины, и во многом зависит от режима эксплуатации аккумулятора и качества ухода за ним.

При высоких температурах несколько повышается э. д. с., уменьшается внутреннее сопротивление и сильно возрастает саморазряд, вследствие чего существенно снижается срок службы. Так как саморазряд увеличивается также при повышенной влажности, то рекомендуют сохранять источники питания при пониженных температурах и в сухих помещениях.

При низких температурах незначительно понижается э. д. с., увеличивается внутреннее сопротивление и падает эксплуатационная емкость, что особенно заметно при больших нагрузках. Поэтому при работе на морозе рекомендуется иметь несколько параллельных источников питания, чтобы уменьшить нагрузку на каждый из них. Когда замерзает электролит, источник перестает работать. Если при этом под влиянием расширившегося объема электролита не наступают механические повреждения, то источник после оттаивания целиком пригоден для работы.

Если емкости одного аккумулятора (элемента) недостаточно, то образуют батарею из нескольких параллельно соединенных аккумуляторов (элементов). При этом необходимо, чтобы напряжения отдельных источников тока были одинаковы (емкости могут быть и разные), иначе пойдет уравнивающий ток, который значительно уменьшит емкость батареи. Большой уравнивающий ток может привести к порче источников тока. Емкость батареи равна сумме емкостей источников тока, входящих в их состав.

При последовательном соединении напряжение батареи равно сумме напряжений отдельных аккумуляторов (элементов), а ем-

кость ее равна наименьшей емкости источника, входящего в состав батареи.

Не следует образовывать группы из аккумуляторов разных типов.

Для обеспечения нормальной работы химических источников тока необходимо строго соблюдать специальные инструкции по их эксплуатации.

Гальванические элементы изготовляют сухие и водоналивные. Последние в незалитом состоянии могут храниться не более трех лет. В зависимости от материала положительного электрода различают следующие марки элементов: РУ, РУФ, ГА и ГАФ. От марки элемента зависит его начальная э. д. с. (ГА и ГАФ-1,8 в; РУ и РУФ-1,5 в).

Элементы выпускают следующих типов:

СЛ — сухой летний тип	— для работы в интервале температур от —20 до +60° С
СХ — сухой холодостойкий тип	» » » » —40 » +40° С
СУ — сухой универсальный тип	» » » » —50 » +60° С
Водоналивной тип	» » » » —15 » +60° С

Для питания анодных цепей аппаратуры элементы соединяют в батареи.

Сухие элементы могут быть стаканчиковой и галетной конструкций. В стаканчиковой конструкции плотность тока на периферии меньше, чем у угольного токоотвода и только 34% общего объема используется полезно. В галетно-пленочной конструкции плотность тока одинакова по всей толщине агломерата и объем полезно используется на 81%. Правда, с ростом нагрузки емкость галетных батарей снижается больше, чем стаканчиковых, вследствие несколько большего внутреннего сопротивления.

Экономия от перехода к галетным батареям составит примерно 50% как по объему, так и по весу (удельная энергия по объему 123  $\text{вт} \cdot \text{ч}/\text{дм}^3$  вместо 54  $\text{вт} \cdot \text{ч}/\text{дм}^3$ ; удельная энергия по весу 75  $\text{вт} \cdot \text{ч}/\text{кг}$  вместо 39  $\text{вт} \cdot \text{ч}/\text{кг}$ ).

Применяют комбинированные батареи, у которых в одной упаковке помещены две отдельных батареи: анодная и сеточная (54-АСМП-5-П), анодная и накальная (65-АНМЦ-1,3-П). Такие комплекты батарей имеют выводы, смонтированные на панели.

Применяют также элементы воздушной деполяризации со щелочным электролитом (железоугольные элементы — ВДЖ), обладающие удельной энергией 55  $\text{вт} \cdot \text{ч}/\text{кг}$  и 100  $\text{вт} \cdot \text{ч}/\text{дм}^3$ . От вновь разработанного в СССР марганцево-цинкового галетного элемента с пастой-электролитом из растворов КОН и NaOH удалось получить удельную энергию 183  $\text{вт} \cdot \text{ч}/\text{кг}$  и 366  $\text{вт} \cdot \text{ч}/\text{дм}^3$  (экономия по сравнению с элементом с соевым электролитом составляет по весу и объему примерно 70%).

## § 3. АККУМУЛЯТОРЫ

## Кислотные аккумуляторы

Кислотные аккумуляторы выпускают без электролита в трех видах: сухозаряженные (авиационные), полностью сухоразряженные (мотоциклетные, радионакальные) и частично сухоразряженные (автомобильные).

Каждому из этих аккумуляторов, в зависимости от климатической зоны необходимы: различной плотности электролит, различные режимы заряда и различные токи (при одинаковой емкости).

Электролитом кислотных аккумуляторов служит раствор (плотностью 1,12—1,30) аккумуляторной серной кислоты в дистиллированной или дождевой воде. Примерные кривые разряда и заряда кислотного аккумулятора приведены на рис. 97, а. Номинальным напряжением кислотного аккумулятора считают 2 в. В процессе разряда не следует разряжать аккумулятор ниже 1,8 в, в противном случае на отрицательных пластинах может образоваться белый налет из труднорастворимых солей — «сульфатация». Сульфат очень трудно удалить и обычно сульфатированные пластины приходится заменять. По этой же причине хранить неработающие аккумуляторы с залитым электролитом можно только после их полной зарядки.

Номинальная емкость аккумуляторов указывается для полного разряда в течение 10 ч.

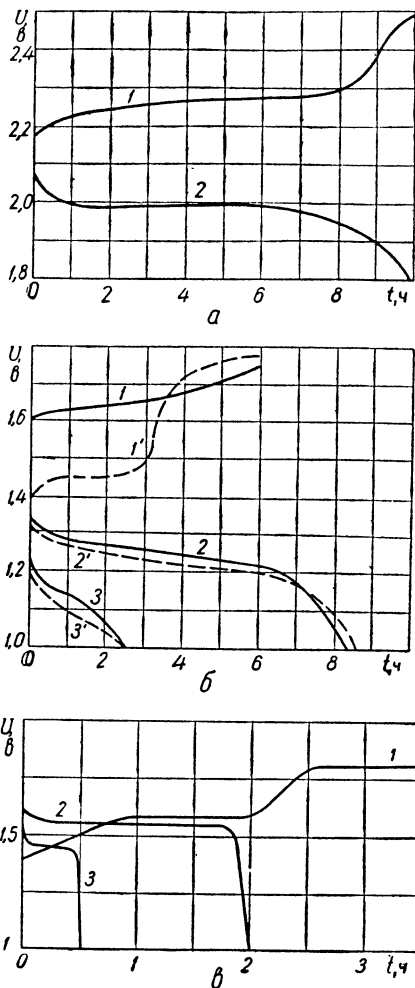


Рис. 97. Кривые разряда и заряда аккумуляторов:

а — кислотного (1 — заряд, 2 — десятичасовой разряд); б — щелочных (— железо-никелевого, --- кадмиево-никелевого); (1 и 1' — нормальный заряд, 2 и 2' — восьмичасовой разряд, 3 и 3' — трехчасовой разряд); в — щелочных серебряно-цинковых (1 — пятичасовой заряд, 2 — двухчасовой разряд, 3 — тридцатиминутный разряд).

Зарядку кислотных аккумуляторов желательно начинать при большом токе, постепенно снижая его. Значительно приблизиться к этому режиму можно при условии, если внешняя характеристика зарядного устройства совпадает с вольт-амперной зарядной характеристикой аккумулятора. Такая зарядка называется автоматической, так как производится без ручной регулировки тока. Признаком конца заряда аккумулятора является повышение напряжения на нем до 2,6—2,7 в и возросшая плотность электролита, который при этом интенсивно кипит.

Кислотные аккумуляторы, работающие на воздухе, не следует разряжать зимой более чем на 25%, и летом более чем на 50%, от их номинальной емкости.

Для предохранения аккумулятора от сульфатации его надо заряжать каждые 30 дней, независимо от оставшейся емкости.

Кислотные аккумуляторы нельзя помещать внутри радиоустройства или в одной упаковке с ним, так как испарения аккумулятора портят детали радиоаппаратуры.

Внутреннее сопротивление аккумулятора  $R_i$  (в ом) может быть определено по его емкости  $Q$  (в а · ч):  $R_i = \frac{0,15}{Q}$ .

При емкостях в несколько десятков ампер-часов малое внутреннее сопротивление кислотного аккумулятора (порядка сотой ома) дает возможность получить в импульсном режиме очень большие токи, но, с другой стороны, делает очень опасным короткое замыкание аккумулятора. При этом могут значительно покоробиться пластины и выпасть активная масса.

К недостаткам кислотных аккумуляторов относятся: требовательность в отношении ухода, недостаточная прочность, вредные испарения, повышенная чувствительность к коротким замыканиям и к перегрузке.

## Щелочные аккумуляторы

Щелочные аккумуляторы прочны, их внутреннее сопротивление примерно в 6 раз больше, чем у кислотных, что при несколько меньшей э. д. с. (1,3—1,5 в) делает их мало чувствительными как к коротким замыканиям, так и к перегрузкам. Щелочные аккумуляторы просты в обслуживании и их можно значительно скорее зарядить (7 ч вместо 20, а при ускоренном заряде — 4 ч). Кроме этого, щелочный аккумулятор может быть помещен в одной упаковке с радиоаппаратурой без вреда для последней.

Наиболее часто употребляемые щелочные аккумуляторы — кадмиево-никелевые (КН), железо-никелевые (ЖН) и серебряно-цинковые (СЦ).

Для щелочных аккумуляторов употребляют составной электролит — водный раствор едкого калия (плотностью 1,19—1,4) с добавкой едкого лития (20 г моногидрата лития на 1 л) для повышения емкости аккумуляторов (до 20%) и увеличения срока службы.

Для работы при температурах до 60° С по предложению З. И. Митягиной и К. А. Мельниковой применяют составной электролит из раствора едкого натрия с добавкой едкого лития.

Электролит раз в год необходимо заменять свежим. В летнее время электролит из едкого натрия может оказаться лучше, чем из едкого калия.

Примерные кривые разряда и заряда кадмиево-никелевых и железо-никелевых аккумуляторов приведены на рис. 97, б. Номинальной емкостью аккумуляторов считают такую, которую они отдают при восьмичасовом разряде. При разряде большими токами их напряжение уменьшается (например, кривые 3 и 3' на рис. 97, б для трехчасового режима разряда). Номинальное напряжение КН и ЖН аккумуляторов принимают равным 1,2 в.

Единственным признаком конца заряда щелочных аккумуляторов служит напряжение на КН аккумуляторе 1,75—1,8 в и на ЖН — 1,8—1,9 в. Щелочные аккумуляторы рекомендуют заряжать при неизменном токе (при ускоренном двухступенчатом заряде — во время каждой из ступеней). Автоматическую зарядку можно обеспечить при достаточно крутом спаде внешней характеристики зарядного источника в области зарядных напряжений. Это достигается с помощью фазных дросселей в зарядном выпрямителе (§ 6 гл. III).

ЖН аккумуляторы при низких температурах работают значительно хуже КН аккумуляторов и при температурах ниже —20° С ими пользоваться не следует. ЖН аккумуляторы обладают повышенным саморазрядом, особенно при высоких температурах. При нормальной температуре оба типа аккумуляторов работают примерно одинаково.

Применяют также безламельные кадмиево-никелевые аккумуляторы КНБ со «спеченными» пластинами и тонкими сепараторами из капрона или винилита, что уменьшает их внутреннее сопротивление, объем и вес. Например, аккумулятор 2НКН-2,25 имеет емкость 2,25 а · ч при весе 0,66 кг и объеме 0,28 дм³, в то время как аккумулятор 2КНБ-2 имеет емкость 2 а · ч при весе 0,4 кг и объеме 0,12 дм³. По механической прочности и сроку службы аккумуляторы КНБ уступают КН и ЖН аккумуляторам.

### Серебряно-цинковые аккумуляторы

Достоинствами серебряно-цинковых (СЦ) аккумуляторов являются: 1) большая удельная энергия (табл. 21), которая в 5 раз больше, чем у КН аккумуляторов; 2) малый ток саморазряда (в течение полугода емкость уменьшается примерно на 20%; у



кислотного и КН аккумуляторов такой саморазряд наступает за 20 суток); 3) нормальная работа при температурах от  $-20^{\circ}\text{C}$  до  $+60^{\circ}\text{C}$ ; 4) большие разрядные токи в импульсе при сохранении значительной номинальной емкости и при незначительном объеме и весе аккумулятора [например, в режиме одночасового разряда при токе (в амперах) численно равном  $3Q_{\text{ном}}$  (в ампер-часах) аккумулятор отдает до 90%  $Q_{\text{ном}}$ ]; 5) возможность зарядить аккумулятор за 15 мин (до 70—80% номинальной емкости). Напряжение разряда СЦ аккумулятора (примерно 1,5 в) несколько выше, чем КН и ЖН, и, что очень важно, почти неизменно в течение большей части времени разряда (рис. 97, в). Номинальную емкость аккумулятора определяют при пятичасовом разряде и для минимального напряжения 1,33 в.

При температуре  $-30^{\circ}\text{C}$  емкость аккумулятора понижается примерно вдвое.

Нормальный заряд происходит в течение 20 ч током, равным 6% от емкости аккумулятора. Не следует перезаряжать аккумулятор, так как это снижает срок его службы. Как только напряжение аккумулятора достигнет 2,05 в, заряд его должен быть прекращен.

Срок службы аккумулятора определяется временем, в течение которого емкость его составляет не меньше 80% от номинальной.

Основные недостатки СЦ аккумулятора — его высокая стоимость (дорогое серебро) и малый срок службы (табл. 21).

#### § 4. УМФОРМЕРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Наиболее простым (состоящим из одной сухой батареи) является электропитающее устройство для радиоаппаратуры на полупроводниковых приборах. Для питания аппаратуры мощностью порядка 1 вт на электронных лампах можно обойтись сухими батареями (накальной и анодной), работающими без замены несколько десятков часов. Если выходная мощность радиоустройства выше 1 вт, то применять гальванические батареи неэкономично, так как приходится соединять несколько батарей параллельно. Источники питания в этом случае получаются недопустимо громоздкими. Для таких маломощных переносных и передвижных устройств выгоднее низковольтные аккумуляторы, которые питают непосредственно накальные цепи и с помощью преобразователей (из низкого напряжения в повышенное) — анодные цепи.

Преобразователи применяют вращающиеся (умформеры), вибрационные и полупроводниковые. Промышленные типы умформеров имеют мощность несколько десятков или сотен ватт при к. п. д. 45—65%. Вибропреобразователи промышленного типа имеют мощность от 1 до 100 вт и к. п. д. 45—80%. Мощность полупровод-

никовых преобразователей зависит от количества и типа транзисторов в схеме и может доходить до сотен ватт. К. п. д. таких преобразователей равен 60—85%.

### Умформеры

До недавнего времени промышленность выпускала умформеры типа РУ, РУН и РУК для преобразования низкого напряжения в повышенное с числом оборотов  $4500 \div 10\,000$  об/мин и мощностью от 11 до 450 вт. Они работают от напряжений 13 или 26 в и встречаются в старых образцах радиоустройств, находящихся еще в эксплуатации.

В настоящее время выпускаются тихоходные умформеры типа УТ и УТК (4000—5000 об/мин), которые имеют к. п. д. примерно на 10% выше, чем быстроходные типа РУ. Их срок службы в 4 раза выше, чем быстроходных и составляет около 2500 ч (при круглосуточной работе). Умформеры УТ и УТК снабжены фильтрами, уменьшающими пульсацию выходного напряжения и значительно подавляющими помехи радиоприему.

Эксплуатация умформеров сложна. Она включает в себя чистку коллекторов, замену щеток, замену смазки в подшипниках. Кроме того, по сравнению с другими преобразователями умформеры обладают относительно большим весом. Вследствие этого, особенно при небольших мощностях, отдают предпочтение вибрационным и особенно полупроводниковым преобразователям. При малых мощностях (несколько ватт) к. п. д. этих преобразователей примерно в 2 раза больше, чем у умформеров. Умформеры обладают ограниченной высотностью.

### Вибропреобразователи

Принципиальная схема вибропреобразователя показана на рис. 98, а. Основные элементы этой схемы следующие: источник низкого напряжения постоянного тока  $НН$ , вибратор в металлическом цилиндрическом экране (рис. 99) с октальным цоколем (очерчен на схеме штриховой линией), трансформатор  $Тр$  с емкостью  $C_6$  и сопротивлением  $r_6$  и фильтры (на схеме не приведены).

Вибратор служит для преобразования постоянного тока в переменный (инвертирования) и его последующего выпрямления. Трансформатор дает возможность получить заданную величину выходного напряжения  $ВН$ . Фильтры значительно ослабляют помехи, создаваемые вибратором, и сглаживают пульсации выпрямленного напряжения.

Рассмотрим работу схемы (рис. 98, а) одновременно с устройством вибратора (рис. 99).

При подключении низкого напряжения к вибропреобразователю через катушку возбуждения  $KB$  и нормально замкнутые контакты возбуждения 7, 8 (обозначения соответствуют рис. 98, а) проходит ток и сердечник катушки притягивает к себе якорь. Последний, закрепленный в точке  $O$ , изгибается влево. При этом замыкаются контакты 1, 2 и 4, 5, а контакты возбуждения 7, 8

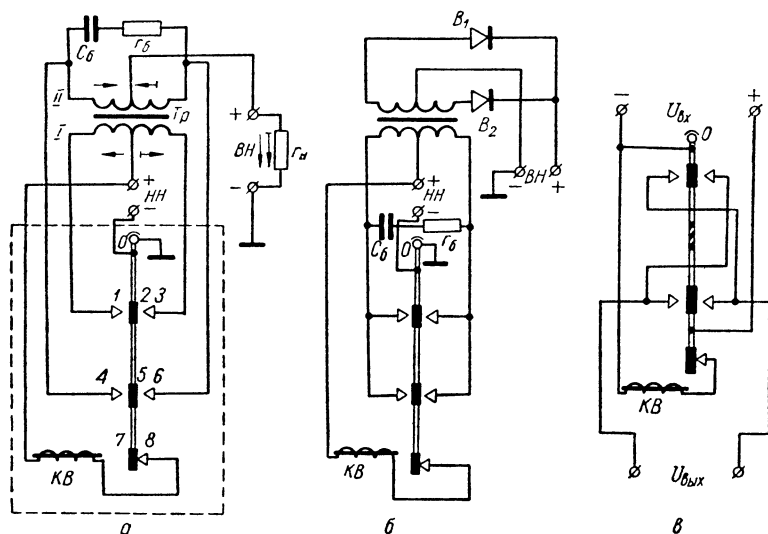


Рис. 98. Схемы вибропреобразователей:

а — синхронного; б — асинхронного; в — вибронвертора.

разрываются, что обесточивает катушку  $KB$ , и якорь под действием своей упругости стремится вернуться в среднее положение. Вследствие инерции якорь проходит среднее положение, отклоняется вправо от него и замыкает контакты 2, 3 и 5, 6. Контакты возбуждения 7, 8, которые замкнулись в среднем положении якоря, остаются замкнутыми. Катушка возбуждения оказывается под током и ее сердечник притягивает к себе якорь. Таким образом, якорь периодически совершает колебания вокруг своего среднего положения, замыкая одни и размыкая другие контакты. В результате через первичные полуобмотки трансформатора  $Tr$  проходит во встречных направлениях ток (см. стрелки на рис. 98, а), создающий магнитный поток. Последний индуцирует во вторичной обмотке трансформатора э. д. с., величина которой зависит от коэффициента трансформации.

При отклонении якоря влево э. д. с. левой вторичной полуобмотки через контакты 4, 5 создает ток через потребитель. При



емкостью  $C_6$  и сопротивлением  $r_6$  (рис. 98, а, б), что дает возможность довести срок службы вибратора до 2000 ч.

Иногда (при наличии постоянного тока) используют вибропреобразователь только как инвертор. Такой преобразователь называют виброинвертором и стараются его употреблять без трансформатора, что весьма упрощает схему. Схема виброинвертора показана на рис. 98, в. Его якорь состоит из двух электрически изолированных половин.

Частота вибрации якоря близка к частоте его механического резонанса и обычно выбирается порядка 100 *гц*. Для уменьшения габаритов трансформатора и фильтров преобразователя желательно было бы применить более высокую частоту. Однако это значительно уменьшило бы срок службы вибратора (так как, чем чаще проскакивает искра, тем интенсивнее обгорают контакты). Кроме того, с ростом частоты значительно труднее обеспечить нужную амплитуду колебания якоря.

Невозможность значительного повышения частоты вибрации якоря является одним из наиболее существенных недостатков вибропреобразователя. Кроме того, при малых мощностях резко падает его к. п. д., так как мощность, потребляемая катушкой возбуждения, становится одного порядка с полезной. Вибропреобразователь также чувствителен к механическим сотрясениям и обладает низкой механической прочностью.

### Полупроводниковые преобразователи

Полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения свободны от недостатков, свойственных вибропреобразователям и умформерам. Использование рабочей частоты порядка нескольких килогерц позволило уменьшить размеры и вес трансформатора и фильтра.

Удельная мощность по весу у полупроводникового преобразователя на 6 *вт* составляет 7,2 *вт/кг*, по сравнению с 3,2 *вт/кг* для вибрационного. Удельные мощности по объему соответственно составляют 13,3 *вт/дм³* и 6,5 *вт/дм³*. Срок службы полупроводникового преобразователя свыше 50 000 ч.

Полупроводниковый преобразователь представляет собою генератор напряжения (приблизительно прямоугольной формы) звуковой частоты, которое выпрямляется и фильтруется (идея такого преобразования была рассмотрена в § 9 гл. VI).

В генераторе и выпрямителе применены полупроводниковые приборы. Питание преобразователь получает от низковольтной батареи (6—20 в). Постоянное напряжение на выходе *ВН* практически неограничено и зависит от конструктивного выполнения трансформатора генератора и примененного типа полупроводниковых диодов.

Прямоугольная форма генерируемых колебаний выгоднее синусоидальной: во-первых, за время прохождения тока через транзистор коллекторное напряжение на нем мало, что уменьшает потери и, во-вторых, выпрямленное напряжение мало отличается от постоянного, чем упрощается фильтрация.

Большая крутизна характеристики начального участка транзистора при прямоугольной форме колебаний приводит к «ключевому» режиму работы, при котором преобладающую часть времени транзистор либо отперт полностью, либо заперт. В ключевом режиме потери на транзисторе минимальны, что часто позволяет отказаться от теплоотвода и обеспечивает достаточно высокий к. п. д.: в схемах с независимым возбуждением 85—90%, в схемах с самовозбуждением 65—70%. Вторые схемы проще и дешевле, но в отличие от первых их режим работы резко изменяется при колебаниях нагрузки.

В генераторе желательно применять двухтактные, а в выпрямителе такие схемы, при которых не создается подмагничивание сердечника постоянной составляющей тока. У преобразователей с двухтактным генератором выходное напряжение более стабильно и они менее чувствительны к отключению потребителя.

На рис. 100, а приведена одна из наиболее распространенных схем полупроводникового преобразователя постоянного напряжения на транзисторах типа  $p-n-p$  с двухтактным генератором. Прямоугольные колебания создает блокинг-генератор на транзисторах 1 и 2, собранный по схеме с общим эмиттером. Чтобы вывести рабочую точку транзистора в область больших токов коллектора и обеспечить самовозбуждение генератора, используется напряжение, снимаемое с сопротивления  $r_1$ . Емкость  $C$  повышает надежность возбуждения блокинг-генератора и увеличивает к. п. д. преобразователя.

Напряжение, по форме близкое к прямоугольной, индуктируется в катушке  $\omega_{11}$ , выпрямляется мостовым полупроводниковым выпрямителем  $B$  и сглаживается фильтром.

К трансформатору преобразователя предъявляются те же требования, что и к обычному импульсному трансформатору, а именно: большая индукция насыщения, малая остаточная индукция и малые потери (в основном на вихревые токи). Материалом сердечника обычно служит Э-310 (ХВП), пермаллой или оксифер. Индукция в Э-310 достигает 1—1,1 тл (10 000—11 000 гс), а в оксиферах «1000» и «2000» — 0,18—0,22 тл (1800—2200 гс).

Основными потерями в преобразователе являются потери в стали и в полупроводниковых приборах. С увеличением частоты значительно возрастают потери в стали и влияние индуктивности рассеяния трансформатора, приводящее к трапецеидальной форме импульсов тока и напряжения и связанному с ней увеличению потерь в транзисторах.

Наиболее выгодные частоты, обеспечивающие приемлемые размеры преобразователя и его к. п. д., следующие:

Для ленточных стале	толщиной 50—80 мк	400—500 гц
» пермаллоя	» 10—50 »	2000—3000 »
» оксифера «1000» и «2000»		5000—10000 »

Применяя новые материалы с уменьшенными потерями на высоких частотах и рациональные конструкции трансформатора, обеспечивающие малую индуктивность рассеяния, можно использовать более высокие частоты и получить дальнейшее уменьшение габаритов и веса преобразователя. С улучшением качества транзисторов их прямое напряжение и обратные

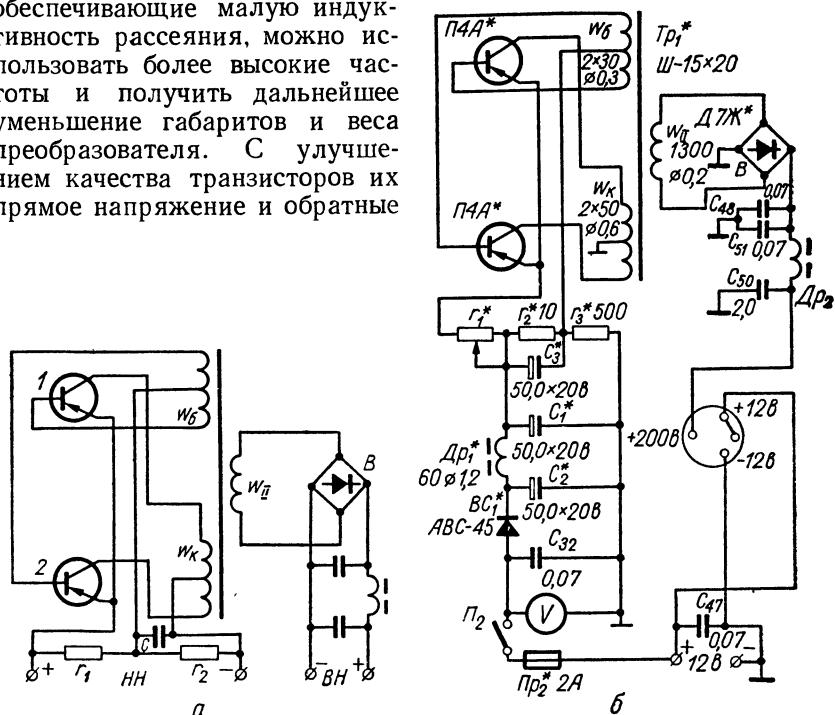


Рис. 100. Схемы полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения:

а — принципиальная; б — для питания радиостанции «Урожай».

токи будут уменьшаться, что приведет к возрастанию к. п. д. полупроводниковых преобразователей.

Недостатком полупроводникового преобразователя является зависимость выходного напряжения и к. п. д. от температуры окружающей среды. Изменение температуры от 20 до 50°С вызывает уменьшение выходного напряжения и к. п. д. примерно на 2%. Применяя кремниевые триоды и диоды, можно значительно ослабить температурную зависимость преобразователя.

На рис. 100, б приведена одна из схем переделки блока питания радиостанции «Урожай» (добавляемые элементы обозначены значком «\*»). Генератор работает на частоте 300 гц. Трансформатор изготовлен из стали Э-42. Делитель напряжения (сопротивления  $r_2$  и  $r_3$ ) создает необходимое смещение на базах транзисторов, которые открывает один из них при включении питающего напряжения. Выходное напряжение (200 в) регулируют с помощью сопротивления  $r_1$ . Селеновый вентиль  $BC_1$  работает в качестве диода-предохранителя, защищающего триоды при ошибочной полярности питающего напряжения (12 в). При коротком замыкании в цепи 200 в колебания блокинг-генератора срываются, что обеспечивает безопасную работу и не требует предохранителя в цепи потребителя.

Замена умформера РУ-11Б приведенным полупроводниковым преобразователем уменьшила потребляемую мощность с 55 до 36 вт (при работе на передаче) и с 33 до 16 вт (при работе на прием).

## § 5. НЕКОТОРЫЕ ДРУГИЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

### Герметичные никель-кадмиевые аккумуляторы

Для питания миниатюрных устройств понадобились малогабаритные источники электрической энергии. Более удобными, несмотря на их меньшую удельную энергию и удельную емкость по сравнению с серебряно-цинковыми, оказались малогабаритные герметичные никель-кадмиевые аккумуляторы.

Герметичные аккумуляторы изготавливаются в виде дисков («пуговок») и цилиндров. На рис. 101, а приведено устройство

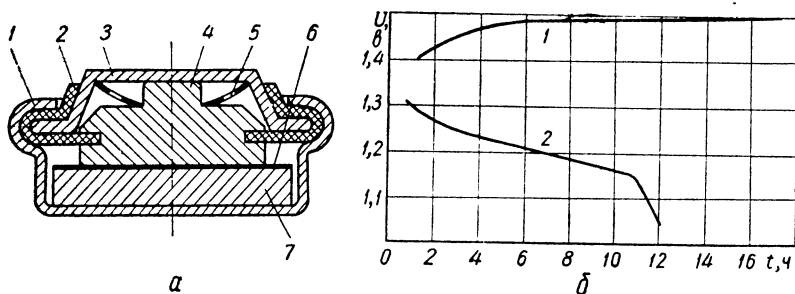


Рис. 101. Дисковый герметичный аккумулятор:

а — разрез по диаметру (1 — корпус — положительный полюс, 2 — изоляционная втулка, 3 — крышка — отрицательный полюс, 4 — отрицательный электрод, 5 — контактная пружина, 6 — капроновый сепаратор, 7 — положительный электрод); б — кривые заряда 1 и разряда 2 никель-кадмиевого герметичного аккумулятора.

аккумулятора дисковой конструкции. Электролитом аккумулятора служит водный раствор едкого калия, которым насыщается сепаратор. Края крышки 3 завальцовываются стенками корпуса 1, создавая герметизацию.

Кривые заряда и разряда герметичного аккумулятора приведены на рис. 101, б. Заряжают аккумулятор, не вынимая его из



аппаратуры (с помощью специального переключателя, отключающего аккумулятор от схемы), от портативных выпрямителей или от переносных аккумуляторов. В процессе заряда не нужно наблюдать за величиной тока и регулировать его.

С герметичным аккумулятором можно обращаться как с обычной радиодеталью, припаявая его к монтажу в любом положении.

Разряжать герметичные аккумуляторы можно мгновенно (импульсный режим), в течение нескольких минут (стартерный режим) и медленно — в течение 10—15 ч (длительный режим). Среднее разрядное напряжение в этих режимах равно соответственно: 1,22—1,25 в, 1,16—1,18 в и 1,1—1,12 в. В конце разряда напряжение составляет 0,9—1,1 в. Удельная энергия аккумулятора 10—20 вт·ч/кг. Хранение заряженного аккумулятора сопровождается саморазрядом (20—30% емкости за первые 10 суток).

Рабочим интервалом температур для герметичного аккумулятора считают участок от 10 до 50°С. При —10°С емкость аккумулятора уменьшается по сравнению с емкостью при 20—30°С на 30—40%.

Срок службы герметичных аккумуляторов в 5—10 раз больше, чем обычных никель-кадмиевых.

Помимо герметичных никель-кадмиевых аккумуляторов выпускаются промышленностью также и окислортутные (ртутноцинковые — РЦ) герметизированные элементы и батареи. Их внутреннее сопротивление очень мало и они обладают стабильным напряжением (1,25 в). Однако эти элементы не могут работать при температуре ниже нуля.

При питании цепей с переменной составляющей тока следует иметь в виду, что собственная электрическая емкость герметичной батареи порядка 10 000—100 000 мкф (чем больше размеры аккумулятора, тем больше его собственная электрическая емкость).

Герметичные аккумуляторы применяют в аппаратуре для тугоухих, в переносной радиовещательной и звукозаписывающей аппаратуре, в особенности для питания полупроводниковых схем.

### Солнечные батареи

Солнце излучает энергию на 1 м<sup>2</sup> земной поверхности в средних широтах в среднем зимой 80 вт и летом 300 вт. При прямом солнечном освещении эта величина доходит до 1000 вт на 1 м<sup>2</sup>. Наиболее совершенным методом использования солнечной энергии является солнечная батарея, где световая энергия солнца в фотоэлементах (полупроводниковых кремниевых) непосредственно преобразовывается в электрическую. В этом направлении много сделано советскими учеными. Их труды увенчались созданием солнечных батарей, успешно работавших, в частности, в течение года на третьем искусственном спутнике Земли.

Под воздействием солнечных лучей кремниевый фотоэлемент создает во внешней цепи ток при напряжении порядка 0,5 в.

С  $1 \text{ см}^2$  активной площади фотоэлемента получают ток  $18 \text{ ма}$ . Таким образом, с  $1 \text{ м}^2$  активной поверхности при прямом солнечном освещении получают мощность порядка  $90 \text{ вт}$ . К. п. д. при этом составляет около 11% (под к. п. д. понимают отношение получаемой мощности к мощности солнечного излучения, падающего на ту же площадь). Теоретически возможный к. п. д. солнечной батареи считают равным 22% (к. п. д. парового двигателя порядка 6%).

Кремниевый фотоэлемент обладает очень низким внутренним сопротивлением — порядка  $2 \text{ ом}$ . Поэтому для получения максимальной мощности его следует нагружать на малые нагрузочные сопротивления. На рис. 102 приведены вольт-амперные характеристики кремниевого фотоэлемента.

Из этих характеристик следует, что с ростом температуры понижается э. д. с. (порядка 0,5% на  $1^\circ \text{C}$ ) и уменьшается рост тока короткого замыкания. В результате с ростом температуры отдаваемая фотоэлементом мощность снижается (порядка 0,3% на  $1^\circ \text{C}$ ).

Допустимый предел рабочей температуры равен  $100^\circ \text{C}$ . Увеличение освещенности в несколько раз против нормальной при одновременном повышении температуры до  $130^\circ \text{C}$  не ухудшает начальных показателей элемента. Понижение освещенности уменьшает ток, отдаваемый элементом при незначительном понижении э. д. с.

Помимо кремниевых солнечных батарей строят еще солнечные батареи на основе сульфидно-кадмиевых и арсенидо-галлиевых элементов, от которых ожидают весьма хороших результатов.

Солнечные батареи удобно объединять с аккумуляторами, которые днем заряжаются от солнечной батареи, а ночью питают потребителя.

Промышленные образцы солнечных батарей бывают двух форм: угольной, развивающей в ясный летний день  $5 \text{ в}$  при токе  $20 \text{ ма}$ , и шестиугольной, дающей в тех же условиях  $7 \text{ в}$  при токе  $40 \text{ ма}$ .

Солнечные батареи имеют почти неограниченный срок службы, они работают в большом интервале температур и просты. Это делает их перспективными для питания батарейных радиоприемников, телефонных линий, радиоаппаратуры ракет и шаров-зондов. Широкое применение солнечных батарей задерживается дороговизной кремния высокой чистоты (примеси в котором не должны превышать  $10^{-5} \%$ ).

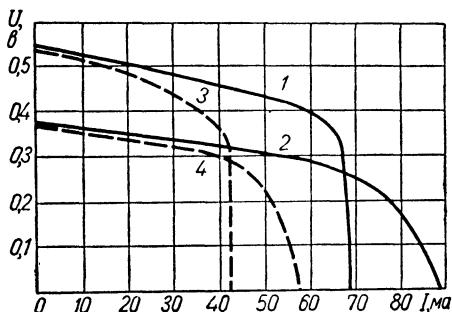


Рис. 102. Вольт-амперные характеристики кремниевого фотоэлемента:

1 —  $T = +20^\circ \text{C}$ ,  $P_m = 23 \text{ мвт}$ ; 2 —  $T = +100^\circ \text{C}$ ,  $P_m = 17,5 \text{ мвт}$ ; 3 —  $T = +20^\circ \text{C}$ ,  $P_m = 15,2 \text{ мвт}$ ; 4 —  $T = +100^\circ \text{C}$ ,  $P_m = 12 \text{ мвт}$ ; кривые 1 и 2 — при одной освещенности, кривые 3 и 4 — при другой (уменьшенной) освещенности.

## Атомные батареи

В атомных источниках тока радиоактивная энергия чаще всего непосредственно преобразовывается в электрическую.

Основное преимущество атомных батарей — это длительный срок службы при большой стабильности параметров независимо от температуры.

Атомные батареи бывают низковольтные и высоковольтные. Низковольтный источник питания, имея в длину 10 мм и в диаметре 10 мм, дает ток 5 мкА при напряжении 0,2в. Мощность этого источника 1 мкВт при к. п. д. 1%. Для получения необходимого напряжения (хотя бы для питания полупроводниковой схемы) используется батарея из последовательно включенных элементов. Высоковольтный источник тока дает э. д. с. порядка 7000 в при токе  $40 \cdot 10^{-6}$  мкА.

Сроком службы атомных батарей считают время полураспада радиоактивного вещества. В качестве радиоактивного материала обычно применяют стронций-90 со временем полураспада 20—25 лет. Применяя стронций-90, необходимо обеспечить безопасность обслуживающего персонала.

Атомные элементы используются как источники эталонного напряжения. Конструкторы надеются довести к. п. д. атомных батарей до 10%.

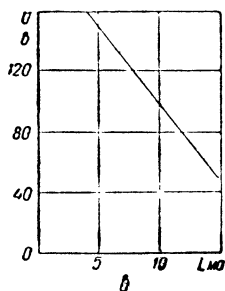
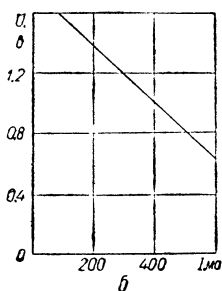
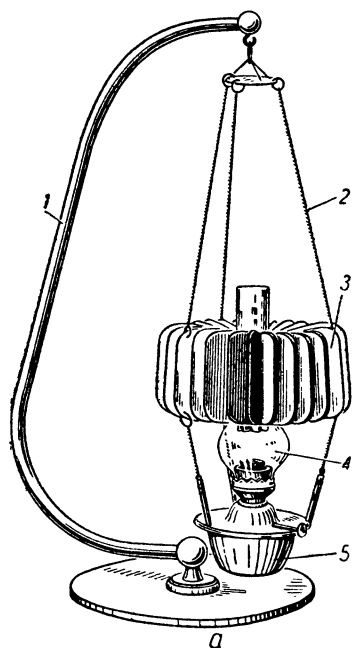


Рис. 103. Термоэлектрогенератор:

а — внешний вид термоэлектрогенератора (1 — устройство для подвешивания, 2 — подвесные цепочки, 3 — теплопередачик с охлаждающими ребрами, 4 — укороченное стекло, 5 — двадцатилнейная керосиновая лампа); б — нагрузочная характеристика накальной термобатареи ТЭГК-2-2; в — нагрузочная характеристика анодной термобатареи ТЭГК-2-2.

## Термоэлектрические генераторы

В термоэлектрических генераторах используется термоэлектрический эффект — непосредственное преобразование тепловой энергии в электрическую. Основным элементом такого генератора является полупроводниковая термопара, создающая термо-э. д. с. около  $10^{-3}$  в на  $1^\circ\text{C}$  при к. п. д., который равен приблизительно 7%.

Первый в мире промышленный термоэлектрический генератор (ТГК-3) на полупроводниковых термоэлементах (рис. 103, а) был разработан и освоен в СССР (в 1953 г.).

В ТГК-3 20-линейная керосиновая лампа нагревает внутреннюю поверхность теплопередачика до  $380^{\circ}\text{C}$ . Наружная поверхность теплопередачика с помощью металлических ребер охлаждается до  $70^{\circ}\text{C}$ , что создает разность температур в  $310^{\circ}\text{C}$  между внутренней и наружной поверхностями теплопередачика. Одни спаи термопар примыкают к внутренней, другие — к наружной поверхности теплопередачика.

Термопары образуют 2 низковольтные батареи. Одна из них дает  $2\text{ в}$  при  $0,5\text{ а}$  с отводом от  $1,2\text{ в}$  при  $0,36\text{ а}$  (для цепей накала). Другая —  $2\text{ в}$  при  $2\text{ а}$  для питания вибропреобразователя с выходной мощностью около  $1\text{ вт}$  ( $120\text{ в}$  при  $8\text{ ма}$ ).

Вес ТГК-3 —  $8\text{ кг}$ . Расход керосина —  $60\text{--}70\text{ г/ч}$ . Общий к. п. д., с учетом теплотворной способности керосина, равен  $0,7\%$ .

Создание высоковольтной термобатареи позволило усовершенствовать термоэлектрогенератор, изъяв из комплекта вибропреобразователь.

Усовершенствованный термоэлектрогенератор ТЭГК-2-2 состоит из двух термобатарей: накальной и анодной. Их внешние характеристики приведены на рис. 103, б, в. Источником тепла служит по-прежнему 20-линейная керосиновая лампа.

Термоэлектрогенератор особенно удобен в тех случаях, когда, кроме электрической энергии, можно использовать его свет и тепло.

## **ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ МОЩНЫХ РАДИОУСТАНОВОК**

### **§ 1. СКЕЛЕТНАЯ СХЕМА ПИТАНИЯ РАДИОЦЕНТРА**

К числу мощных радиоустановок относятся мощные радиопередающие устройства, трансляционные узлы, радиолокационные станции и т. п.

Мощные стационарные радиопередатчики, группируемые на радиоцентре или телецентре, питают от промышленных электросетей переменного тока ( $f_c = 50$  гц). Высокое напряжение (6 или 10 кВ) к радиопередатчикам поступает через распределительное устройство (РУ) по высоковольтному подземному кабелю (фидеру). Этот кабель, в свою очередь, получает питание на понизительной трансформаторной подстанции (ТП), куда напряжение подводится по высоковольтной (35 или 110 кВ) линии. Воздушную высоковольтную линию подводить непосредственно к мощным радиостанциям нежелательно, потому что могут возникнуть наводки от антенн. Для бесперебойной работы к радиоцентру подводят две независимых электролинии: основную и резервную.

Каждый радиопередатчик имеет самостоятельную систему электропитания. В некоторых случаях применяется централизованное питание нескольких однотипных радиопередатчиков от общих мощных выпрямителей. В этом случае уменьшаются число выпрямителей, их стоимость, а также растет к. п. д. Однако при аварии в общих цепях питания может выйти из строя весь радиоцентр, а также появиться возможность связи между радиостанциями через источники питания.

Рассмотрим однолинейную<sup>1</sup> схему распределительного устройства на 6 кВ одного из современных 120 кВт коротковолновых

---

<sup>1</sup> Однолинейные (однопроводные) или скелетные схемы, показывающие структурную связь элементов цепи, применяются для упрощения рассмотрения. В них все электрические цепи обозначаются одной линией, на которой числом наклонных параллельных черточек указывается количество фаз, проводников или одинаковых элементов. Аппаратура и оборудование даются в виде условных обозначений в соответствии с ГОСТ 7624—62.

радиовещательных передатчиков типа КВМ (рис. 104). Этот передатчик обеспечивает относительно высокий (30%) к. п. д.— отношение высокочастотной мощности к подводимой от сети мощности переменного тока.

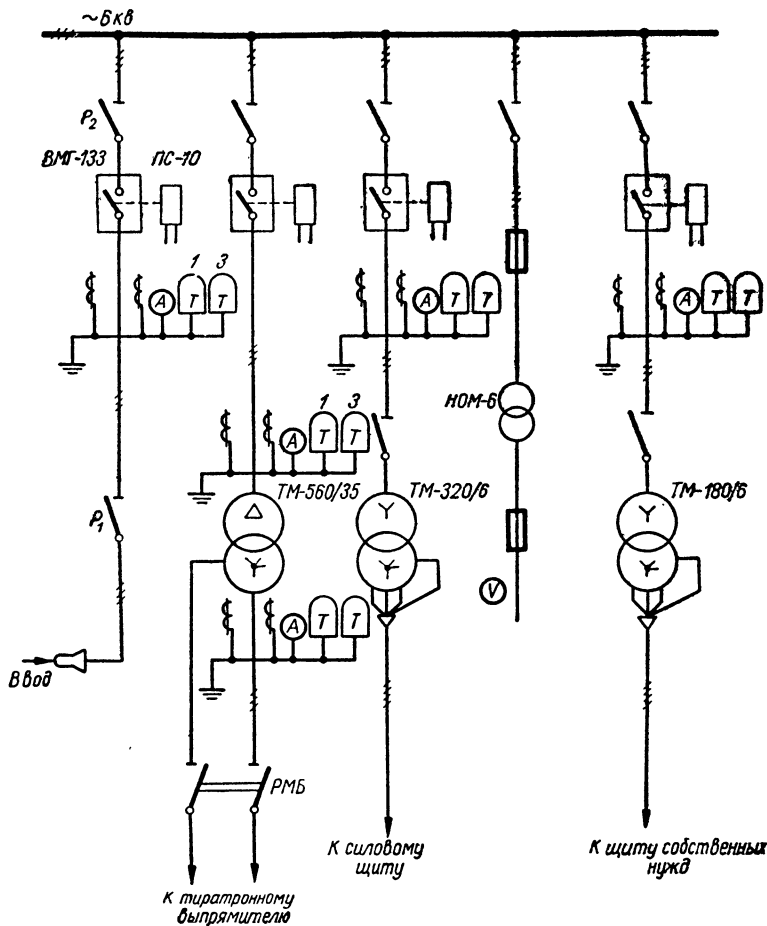


Рис. 104. Однолинейная схема РУ высокого напряжения передатчика.

## РУ высокого напряжения

Напряжение 6 кВ с ввода энергоснабжающей системы (от подземного кабеля) поступает на шины РУ через линейный  $P_1$  и шинный  $P_2$  разъединители, между которыми включен масляный выключатель типа ВМГ-133.

Разъединители — это высоковольтные рубильники, смонтированные на изоляторах на определенной высоте (более 2,5 м) и предназначенные для выключения (с помощью ручного или дистанционного привода) предварительно обесточенной линии, т. е. в режиме холостого хода; они используются, например во время ремонта и профилактических испытаний аппаратуры РУ.

Масляный выключатель предназначен для замыкания и размыкания цепи под нагрузкой. Это трехфазный выключатель, контакты которого помещены в масло для быстрого гашения электрической дуги, возникающей при разрыве мощных, особенно высоковольтных, цепей. На схеме (рис. 104) разъединители и масляные выключатели установлены также в цепях силовых трансформаторов. Масляные выключатели горшкового типа (ВМГ) изготавливаются на отключаемую (например, при коротком замыкании) мощность до 200 Мва. Включают и выключают их обычно кнопками на пульте управления с помощью соленоидного привода типа ПС-10 — мощного электромагнита с втягивающимся в катушку стальным сердечником.

От анодного трансформатора 560 ква (типа ТМ-560/35) питается мощный тиратронный выпрямитель. Главный выпрямитель радиопередатчика, имеющего мощность 100 кВт и выше, обычно питается непосредственно от сети высокого напряжения (в данном случае 6 кВ). При меньших мощностях все выпрямители питаются от РУ низкого напряжения 380/220 в.

Маломощные выпрямители, накал ламп, агрегаты охлаждения и вентиляции, система УБС (§ 2) и другие узлы передатчика питаются от силового трансформатора 320 ква (типа ТМ-320/6) напряжением 380/220 в. От трансформатора собственных нужд 180 ква (типа ТМ-180/6) питаются вспомогательные узлы передатчика: освещение зданий, сигнальное освещение мачт антенн, дистиллятор и т. п.

Напряжение на шинах 6 кВ измеряется с помощью измерительного трансформатора типа НОМ-6. Величина тока, потребляемая каждым силовым трансформатором, контролируется включенными через трансформаторы тока амперметрами, измеряющими ток одной из фаз. От этих же трансформаторов, связанных с двумя проводами линии (на рис. 104 с 1 и 3 фазами), питаются реле максимально-токовой защиты (Т), например типа ЭТ-500 или ЭТ-521/10, которые срабатывают за 0,04—0,15 сек и выключают масляные выключатели при перегрузках и коротких замыканиях (сверхтоках). Трансформаторы тока, установленные на вторичной стороне анодного трансформатора ТМ-560/35, через соответствующие реле запирают тиратронный выпрямитель при помощи сеточной защиты (§ 5 гл. VII и ниже § 3); полное время срабатывания при этом виде защиты 0,03—0,1 сек.

Кроме того, на вводе устанавливаются счетчики активной и реактивной энергии.

Силовые трансформаторы и масляные выключатели размещаются в специальных железобетонных кабинах. Линейный разъединитель имеет механическую (жезловую) блокировку: чтобы выключить разъединитель, нужно вынуть ключ, вставленный в привод масляного выключателя, что может быть выполнено лишь после выключения выключателя. После этого ключ вставляют в замок разъединителя, выключают его и при необходимости открывают дверь в кабину масляного выключателя. Ключ при этом не может быть вынут, что исключает возможность включения масляного выключателя при открытой двери кабины или невключенном разъединителе.

Высокое напряжение на выпрямитель поступает через разъединитель механической блокировки РМБ, благодаря чему обеспечивается безопасность обслуживающего персонала (см. ниже § 2).

### **РУ низкого напряжения**

На рис. 105 приведена упрощенная однолинейная схема распределительного устройства 380/220 в. Распределение питания по отдельным потребителям производится через рубильники, пакетные выключатели и предохранители типа ПР.

От силового трансформатора 320 кВа (рис. 104 и 105) напряжение подводится на шины нестабильного напряжения 380/220 в, с которых (через контактор охлаждения КО и щит насосной) оно подается к двигателям рабочих и резервных насосов внешнего и внутреннего кольца системы охлаждения, а также вентиляторам обдува ламп мощной ступени. С этих же шин получают питание электропривод регулировочного трансформатора накала, система УБС, двигатели фазорегулятора и вентилятора обдува ограничительных сопротивлений.

Кроме того, нестабилизированное напряжение подается через контактор накала КН на регулировочный трансформатор (он же пусковой, дающий при пуске 10% номинального напряжения накала). Этот автотрансформатор (типа АТМК мощностью 100 кВа), поддерживающий на шинах стабильное напряжение 380 в, имеет дополнительные подвижные короткозамкнутые обмотки (§ 3 гл. VII) и конструктивно выполнен в виде трех отдельных однофазных трансформаторов. С шин стабильного напряжения питается накал ламп высокочастотного генератора и, через контактор КНМ, низкочастотного тракта (модулятора).

Накал вентиля (газотронов и тиратронов) всех выпрямителей, а также ламп кабельного усилителя и возбuditелей (задающих генераторов) питается от шин гарантированного питания. Если передатчик выключен и напряжение накала ламп снято, то накал



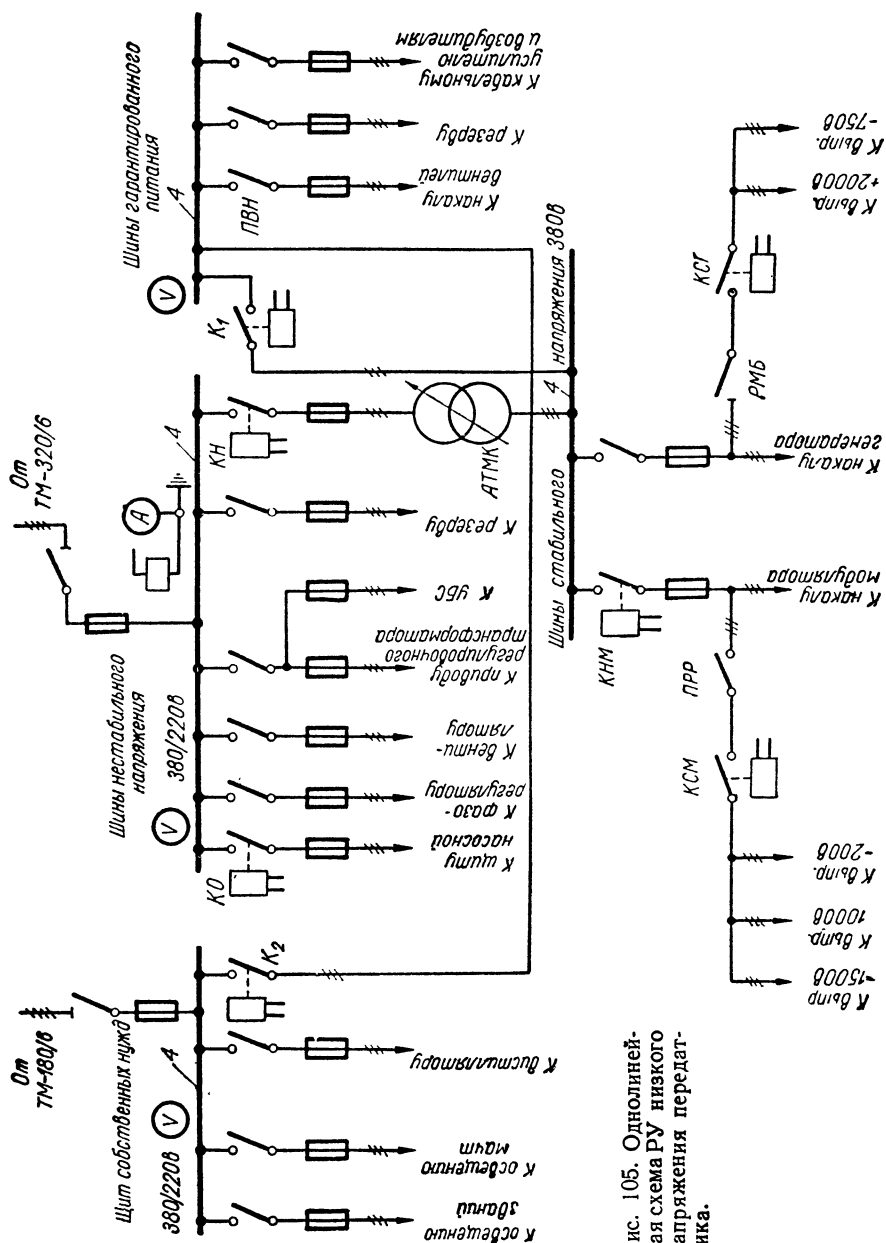


Рис. 105. Однолинейная схема РУ низкого напряжения передатчика.

вентилей будет осуществляться от щита собственных нужд (или от другого передатчика, если он установлен в том же гензале) при помощи автоматически включающегося (после отключения контактора  $K_1$ ) контактора  $K_2$ . Это позволяет держать катоды вентилей накаливаемыми и сокращает время пуска передатчика. При включении передатчика, как только стабильное напряжение достигнет нормальной величины, происходит автоматическое переключение шин гарантированного питания на шины стабильного напряжения. При длительных остановках накал вентилей отключается пакетным выключателем *ПВН*.

Стабильным напряжением питаются также маломощные выпрямители высокочастотного тракта передатчика (через разъединитель дверной механической блокировки *РМБ* и контактор *КСГ*), а, кроме того, выпрямители низкочастотного тракта (через переключатель рода работы *ПРР* и контактор *КСМ*).

## 2. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ, БЛОКИРОВКИ И СИГНАЛИЗАЦИИ (УБС)

Система УБС обеспечивает дистанционное (кнопочное) включение и выключение электропитающих установок и поддержание нормального режима работы радиоустройства. В систему также входят элементы защиты (блокировки), автоматически отключающие оборудование от источников питания при авариях (перегрузки и пробой в генераторных лампах, обратные зажигания в ионных вентилях, выход из строя деталей и узлов и т. п.)

Чтобы обеспечить нормальную работу аппаратуры, в системе УБС радиопередатчика предусматривается строгая принудительная последовательность операций по включению и выключению цепей, которая исключает возможность повреждения узлов. Система не дает перейти к последующей операции до полного завершения всех предыдущих, например включению накала без охлаждения. Если сработала защита в какой-либо из предыдущих цепей или действия обслуживающего персонала ошибочны, происходит автоматическое отключение цепей последующего включения.

Система УБС обеспечивает также автоматический переход на резервное оборудование и необходимый темп выполнения отдельных операций (плавный пуск накала, выдержку времени для прогрева катодов генераторных ламп и вентилей, плавное или ступенчатое возрастание высоких напряжений при включении, повторное включение выпрямителей после срабатывания защиты и др.).

### Блокировка безопасности

Важная задача системы УБС — обеспечение безопасности работы обслуживающего персонала: защита его от возможного поражения током высокого напряжения. Для этого все оборудование,

находящееся под высоким напряжением, размещают в специальных закрытых помещениях или за ограждением. Корпуса всех аппаратов, металлическая арматура и ограждения заземляются. Применяют две отдельные системы блокировок: электрическую и механическую, которые действуют независимо друг от друга и обеспечивают снятие высокого напряжения, а также разряд фильтровых конденсаторов при открывании дверей заблокированных помещений и отсеков.

Электрическая блокировка осуществляется блок-контактами таким образом, что при открывании дверей разрывается цепь питания соответствующих контакторов и с аппаратуры снимается высокое напряжение. Простейшие дверные блок-контакты выполняют в виде установленных на раме изолированных друг от друга губок, которые замыкаются специальным замыкателем — ножом, укрепленным на изоляционной прокладке на полотне двери. Такая система не может обеспечить полной безопасности персонала ввиду возможных замыканий внутри кабеля цепи дверной блокировки, залипания контактов реле или намеренного нарушения путем замыкания блок-контактов открытой двери.

Жезловая механическая блокировка обеспечивается специальными замками дверей, которые могут быть открыты лишь ключами, запирающими разъединители. В свою очередь эти ключи можно вынуть из замков разъединителей только тогда, когда высокое напряжение снято и конденсаторы фильтров закорочены на землю. Рычажная механическая блокировка осуществляется разъединителем механической блокировки РМБ, который при открывании двери отключает схему и заземляет шину «плюс высокого напряжения». Кроме того, каждый входящий в заблокированное помещение обязан зацепить заземленным крючком специальной изоляционной штанги тот узел схемы, на котором будет производиться работа (при этом штанга снимается с рычага и пружина размыкает цепь электрической блокировки).

Для безопасности персонала и надежности работы система УБС в передатчиках питается от специального однофазного трансформатора напряжением 110 в. Применяется также полное или частичное питание системы УБС от сети постоянного тока напряжением 24, 110 либо 220 в (аккумуляторов, выпрямителей и электромашинных генераторов).

### Сигнализация. Состав системы УБС

Система световой и акустической сигнализации должна давать сведения о всех стадиях пуска передатчика и его нормальной работе, обеспечивать быстрое и точное определение места по-

вреждения в цепях. Сигнальные лампы и другие указатели размещают на табло (сигнальной панели) пульты, с которого производится дистанционное управление передатчиком.

В состав системы УБС входят следующие основные элементы:

1) коммутационные устройства для оперативного дистанционного или ручного включения и отключения цепей: рубильники, переключатели, контакторы, кнопки, автоматические воздушные выключатели, пакетные выключатели и др.;

2) устройства и аппараты защиты аппаратуры при перегрузках, коротких замыканиях, перенапряжениях, уменьшении напряжения, перегреве элементов и т. п.: предохранители, разрядники, максимальные и минимальные реле, системы сеточной защиты, разрядные вентили-тиратроны, игнитроны — для конденсаторов фильтра, термоконтакты и др.;

3) устройства для обеспечения принудительной последовательности (очередности) и темпа операций: блок-контакты контакторов, реле времени, максимальные и минимальные реле, гидроконтакты и аэроконтакты в системах охлаждения;

4) устройства для защиты персонала от поражения током высокого напряжения: дверные блок-контакты, блокировочные замки, автоматические разъединители, автоматический разряд конденсаторов фильтра и др.;

5) световые и акустические сигнализаторы: лампы накаливания со светофильтрами различного цвета и неоновые (газосветные), звонки, сирены и т. п.

В зависимости от выполняемой задачи в схемах УБС применяются следующие виды сигнализации:

а) указывающая — для сообщения сведений о положении «выключено» или «включено» контакторов, разъединителей, масляных выключателей и т. п.;

б) оперативная — для сообщения дежурному персоналу данных о состоянии оборудования и для извещения о начале и окончании последовательных пусковых операций;

в) предупредительная — для привлечения внимания обслуживающего персонала к ненормальностям в работе аппаратуры или неисправностям, которые еще не вызывают выхода из строя оборудования;

г) аварийная — для извещения о причине аварийного отключения или о месте повреждения.

Для визуального наблюдения в системах сигнализации применяют сигнальные лампы, реле и приборы, а для акустических (звуковых) сигналов — электрические звонки и сирены. Цвет сигнальной лампы обычно соответствует определенной пусковой операции: вода — синий, накал — желтый, маломощные выпрямители — зеленый, высокое анодное напряжение — красный.

Некоторые элементы УБС могут одновременно выполнять несколько функций, например включение и защиту.

Рассмотрим устройство и основные свойства элементов УБС.

## Цепи управления

На рис. 106 показана схема включения контактора или магнитного пускателя кнопкой управления, например типа КУ-1500. Контакторы — это коммутационные аппараты дистанционного управления, предназначенные для частых включений и отключений электрических цепей. Многие типы контакторов (КД-300, КД-400) для облегчения дугогашения осуществляют двойной разрыв тока в каждой фазе при помощи специальной конструкции подвижных главных контактов. Главные контакты изготавливаются из серебра или металлокерамики (окись кадмия — серебро).

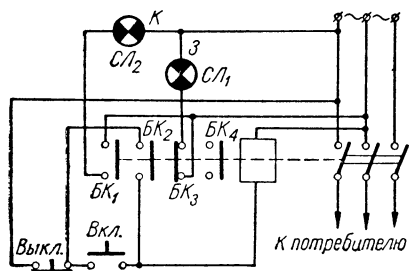


Рис. 106. Схема включения контактора с кнопочным управлением.

При нажатии нормально открытой кнопки<sup>1</sup> Вкл. (включено) через нормально закрытую (замкнутую, НЗ) кнопку Выкл. (выключено) замыкается цепь питания катушки контактора. Контактор, притягивая якорь, замыкает рабочие контакты и подает напряжение к потребителю. Одновременно замыкается нормально открытый блок-контакт БК<sub>2</sub> самоблоки-

ровки пусковой кнопки, в результате чего цепь катушки контактора остается замкнутой, хотя оператор отпускает кнопку Вкл. Для того чтобы выключить цепь, необходимо кратковременно нажать кнопку Выкл. Катушка контактора обесточивается, якорь отпадает и схема возвращается в исходное состояние.

Кроме блок-контакта БК<sub>2</sub>, на контакторе установлены еще несколько пар нормально закрытых и нормально открытых блок-контактов. Например, при срабатывании контактора размыкается блок-контакт БК<sub>3</sub> и гаснет сигнальная зеленая лампа СЛ<sub>1</sub>, одновременно блок-контакт БК<sub>1</sub> замыкается и загорается красная лампа СЛ<sub>2</sub>, сигнализирующая о включении цепи. Включение блок-контакта БК<sub>4</sub> в провод питания катушки контактора последующей операции (эта цепь на рис. 106 не показана) обеспечивает заданную последовательность операций: если данный

<sup>1</sup> Головка кнопки включения обычно окрашена в черный цвет, а выключения — в красный.

контактор не включен, то не может быть включенным последующий.

На рис. 106 приведена схема включения цепей катушки контактора и сигнальных ламп от сети, питающей потребитель; такой вариант встречается в устройствах небольшой мощности.

Время включения контакторов переменного тока (промышленность выпускает и контакторы постоянного тока типа КП) зависит от их размеров и обычно колеблется в пределах 0,11—0,4 сек, а время отключения — от 0,07 до 0,12 сек. С помощью контакторов автоматически включаются и выключаются потребители при мощностях до нескольких сотен киловольт-ампер (например, контактор типа КТ-135А на рабочий ток 600 а).

В схемах УБС широко применяются промежуточные электромагнитные реле, например, типов ЭП-1, РУМ, МКУ-48, выполняющие вспомогательные функции (включение и выключение катушек мощных контакторов и др.). В этом случае пусковой кнопкой, рассчитанной на небольшие токи, подают питание в катушку промежуточного реле, которое, в свою очередь, замыкает более мощную цепь катушки контактора или другие цепи.

### Элементы защиты

Воздушные автоматические максимальные выключатели, например автоматы типа АЗ, являются универсальными аппаратами, в которых сочетаются функции рубильника, контактора и элементов максимальной и минимальной защиты. Такой прибор при превышении рабочим током установленного значения автоматически выключается смонтированным в нем максимальным реле, а при понижении напряжения питающей сети ниже установленного предела — минимальным реле. Автоматы низкого напряжения выпускаются на рабочие токи 1,6—1500 а и рассчитаны на разрывание за время всего около 0,02 сек тока короткого замыкания, в 100 раз превышающего номинальный (типы АЗ110, АЗ120, АЗ130); они успешно заменяют одновременно рубильники и предохранители. Быстродействующие автоматы применяются и в цепях высокого напряжения; их полное время выключения также мало: для автомата С-11 около 0,04 сек.

В максимальных автоматах часто применяется комбинированное расцепление: одновременно электромагнитная и тепловая (с применением биметаллических вставок) максимальная защита. Электромагнитная защита практически мгновенного действия срабатывает при коротких замыканиях, а тепловая защита — при перегрузках.

Простейшим устройством для защиты при перегрузках и коротких замыканиях являются плавкие предохранители, последовательно включаемые в цепь. Они автоматически отключают

участки цепи, где возникла перегрузка, что обеспечивает безопасность электропитающих установок и самих потребителей, а также бесперебойность снабжения от той же сети других нормально работающих устройств. Основной частью предохранителя служит плавкая вставка из медного, свинцового или цинкового провода, закрепленная в специальном патроне (держателе). Длина этого провода в предохранителях низкого напряжения (до 500 в) равна 5—12 см. Сечение провода вставки выбирается по номинальному рабочему току и с учетом возможного значения пускового тока; низковольтные предохранители типов ПР-2, НПН, ПН-Р, ППТ выпускаются на токи 6—1000 а. Параллельно контактам плавкого предохранителя иногда ставят маломощную сигнальную лампу, которая загорается при перегорании плавкой вставки и указывает место повреждения. Высоковольтный (3—6 кВ) предохранитель типа ПК имеет указатель срабатывания: пружину, которая выходит из трубки при перегорании плавкой вставки.

Быстродействие плавких предохранителей недостаточно, особенно при небольших перегрузках. При превышении номинального тока вставки на 30% предохранитель не перегорает в течение одного часа и при перегрузке в 60% — перегорает за время, меньше одного часа. При двухкратной перегрузке время срабатывания предохранителей типа ПР 100 сек, а при коротком замыкании с кратностью тока 10—0,2 сек, т. е. слишком велико для ряда потребителей. В частности, кремниевые и особенно германиевые вентили выходят из строя быстрее (рис. 7), чем срабатывают эти предохранители. Поэтому для защиты таких вентилях следует применять быстродействующие предохранители типов ПНБ и ПБ. Ампер-секундная (защитная) характеристика предохранителя ПНБ-2 такова, что при двухкратной перегрузке он срабатывает за 3,8 сек, а при десятикратной — за 20 мсек; предохранители ПБ (номинальные токи плавких вставок 0,25—5 а; напряжение 250 в) при двухкратной перегрузке срабатывают за 250 мсек, а при пятикратной — за 80 мсек.

Наиболее широко применяются в мощных радиоустройствах трубчатые предохранители, в которых плавкая вставка смонтирована внутри изоляционной трубки: стеклянной, фибровой (в низковольтных предохранителях типа ПР) или фарфоровой (в высоковольтных предохранителях типа ПК). Необходимая длина трубки растет при увеличении рабочего напряжения защищаемой цепи (из условий дугогашения) и достигает в высоковольтных схемах 660 мм; в цепях высокого напряжения применяют также предохранители рогового типа, в которых при сгорании вставки дуга поднимается вверх, где расстояние между наклонно расположенными контактами велико, и гаснет.

Защита от перегрузок максимально-токовыми реле, например, типа РМА на номинальные рабочие токи  $I_{\text{ном}}$  от 0,2 а (РМА-0,2) до 250 а (РМА-250) значительно более быстродействующая, чем защита плавкими предохранителями. Эти реле имеют шкалы для установки токов срабатывания. При двух-трехкратной перегрузке по току время срабатывания не более 0,05—0,06 сек, а при десятикратной перегрузке — уменьшается до 5—10 мсек. В передатчике обмотку максимального реле постоянного тока включают в цепь катодного тока ламп генератора или модулятора (рис. 109, а). В случае перегрузки эти реле вызывают срабатывание сеточной защиты тиратронных выпрямителей. Максимальные реле переменного тока включаются через трансформаторы тока в две (иногда в три) фазы трехфазной сети: в цепи низкого и высокого напряжения электропитающего устройства (рис. 104). Обычно ток срабатывания максимальных реле устанавливается равным  $1,5I_{\text{ном}}$  ( $I_{\text{ном}}$  — номинальный ток потребителя).

В современных передатчиках часто предусматривают систему повторного действия с помощью реле повторного включения РПВ. Это реле при кратковременных пробоях в лампах или в схеме запирает с помощью сеточной защиты мощный тиратронный выпрямитель на время 20 мсек, но через 0,3 сек он включается вновь. Если причина, вызвавшая срабатывание реле, исчезла, передатчик продолжает работать практически без перерыва. Лишь при трехкратном подряд срабатывании реле передатчик выключается и подается световой или акустический сигнал на пульт управления.

Применяя максимально-токовые реле, часто осуществляют селективную (временную) систему защиты. Она заключается в том, что при последовательном включении максимальных реле у тех из них, которые ближе к питающей сети, устанавливают большую выдержку времени и большие токи срабатывания. Например, защита передатчиков мгновенного действия, а фидерные масляные выключатели защищают линии с выдержкой времени. В этом случае при коротком замыкании отключается только аварийный участок цепи. Только если не сработает защита в передатчике, то отключится кабельный (фидерный) выключатель.

Реле минимального напряжения применяются для защиты газотронов и тиратронов от недопустимого снижения напряжения накала, когда катоды вентилях могут выйти из строя. Реле автоматически отключает высокое анодное напряжение и дает соответствующий сигнал на пульт.

Реле времени обеспечивает заданную выдержку времени от десятых долей секунды до десятков минут для предварительного прогрева катодов газотронов и тиратронов, ступенчатого включения высокого напряжения на передатчик, создания селективной



защиты и т. п. Для защиты выпрямителя, его фильтра и ламп передатчика от перенапряжений при включении (§ 4 гл. V) часто применяют трехступенчатый пуск с выдержками времени в несколько секунд: I ступень — 20—30 % от номинального напряжения, II ступень — 60—70 % и III ступень — 100 %. При меньших напряжениях и мощностях пуск двухступенчатый, когда вначале подается 50 % нормального напряжения.

Для того чтобы получить небольшие выдержки времени (приблизительно до 1 мин), применяют реле времени: тепловое с биметаллической пластиной, с зарядом или разрядом конденсатора, транзисторное либо используют инерционность подогретых катодов приемно-усилительных радиоламп и т. д. Для получения различных выдержек времени используются реле с часовым механизмом (типа ЭВ-180 и ЭВ-200 с выдержками 0,25—4 сек; типа СВ-11 и СВ-16 — от 5 сек до 30 мин).

Как известно, генераторным и модуляторным лампам необходимо принудительное водяное или воздушное охлаждение, при отсутствии которого они сразу выходят из строя от перегрева электродов. Для защиты от таких аварий применяют специальные реле — гидроконтакты (гидрокнопки) или аэроконтакты, которые допускают включение накальных и высоких напряжений ламп только при охлаждении заданной интенсивности. Кроме того, для той же цели служит тепловая защита в виде термосигнализаторов, установленных на общих сливах водоохлаждения мощных ламп. При нагреве воды выше допустимой температуры подается акустический сигнал, а при повышении температуры свыше 60°С блок-контакт термосигнализатора через промежуточные реле выключает передатчик.

Система УБС обеспечивает защиту фильтров мощных выпрямителей от сверхтоков и перенапряжений, возникающих при резких изменениях тока нагрузки во время включения, а также в случае срабатывания защиты и выключения при полной нагрузке. Для этой цели при включении и выключении высокого напряжения последовательно с конденсатором фильтра включается ограничительное сопротивление (рис. 109, б). Часто, чтобы снизить ток разряда фильтра через генераторные лампы, при срабатывании максимальной защиты предусматривают разряд конденсаторов на землю через сопротивление или специальный тиратрон или игнитрон.

Для защиты элементов схемы, в частности, дросселей и конденсаторов фильтра, вентилях, трансформаторов устанавливают шаровые, конические, роговые, трубчатые или вентильные разрядники с ограничительными сопротивлениями, разрядный промежуток которых при перенапряжении пробивается и предохраняет от повреждения защищаемые узлы.

В батарее конденсаторов фильтра отдельные конденсаторы подключают через плавкие предохранители, конструкция которых обеспечивает не только отключение данного конденсатора от схемы при перегрузке, но и закорачивание его выводов для разряда (механическим путем после перегорания плавкой вставки).

### Описание схемы УБС

На рис. 107 приведена часть схемы УБС передатчика. На схемах принято показывать все элементы в исходном состоянии, когда питание источников отсутствует: выключатели, переключатели, реле, контакторы — в отключенном положении, механические разъединители, кнопки — при отсутствии механического воздействия на них или в наиболее характерном положении.

При включении рубильника  $P_1$  на цепь УБС подается напряжение 110 в переменного тока. При этом загорается сигнальная лампочка  $СЛ_1$ , которая установлена на пульте над кнопкой управления  $КУ_1$  и сигнализирует о возможности включения этой

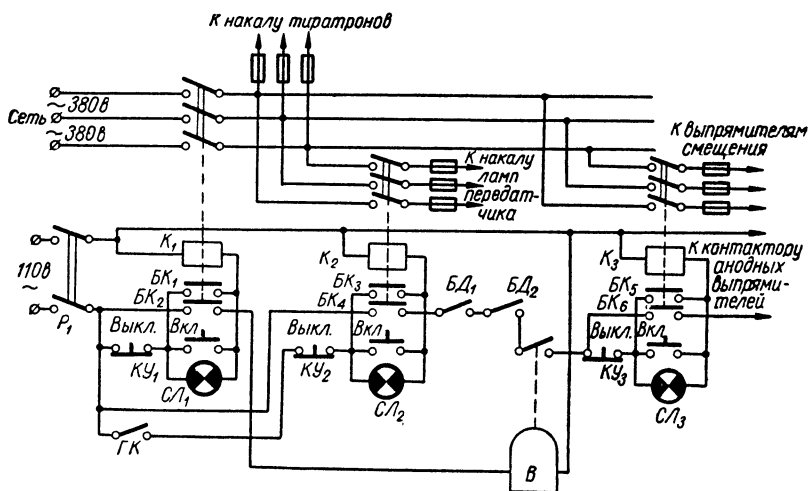


Рис. 107. Часть схемы УБС передатчика.

кнопки. Ток, потребляемый лампой  $СЛ_1$ , мал, так что при протекании его через катушку контактор  $К_1$  не срабатывает. Лишь при нажатии пусковой кнопки  $Вкл. КУ_1$  лампа  $СЛ_1$  зашунтируется и контактор  $К_1$  сработает. При этом его главные контакты включают цепь питания накала тиратронов выпрямителей. Блок-контактом  $БК_1$  кнопка  $КУ_1$  самозаблокируется и сигнальная лампа  $СЛ_1$  отключится. Одновременно замыкается

блок-контакт  $БК_2$ , который включает реле времени  $B$ , отсчитывающее заданную выдержку времени.

Аналогично подключенная лампа  $СЛ_2$  сигнализирует о возможности включения кнопкой  $KУ_2$  контактора накала  $K_2$  мощных генераторных ламп. Для того чтобы зажглась лампа  $СЛ_2$  необходимо, чтобы предварительно сработал гидрокontakt ГК, контролирующий нормальный режим водоохлаждения. При нажатии кнопки  $KУ_2$  она самоблокируется блок-контактом  $БК_3$ , лампа  $СЛ_2$  гаснет и включаются цепи накала генераторных и модуляторных ламп передатчика.

Контактор  $K_3$  выпрямителей сеточного смещения может быть включен только тогда, когда загорится сигнальная лампа  $СЛ_3$ . Для этого необходимо, чтобы: 1) был замкнут блок-контакт  $БК_4$ , т. е. был включен контактор  $K_2$ ; 2) были замкнуты все контакты блокировок дверей  $БД_1$ ,  $БД_2$ ; 3) сработало, отсчитав заданную выдержку времени, реле  $B$ .

При срабатывании контактора  $K_3$  замыкается блок-контакт  $БК_6$ , что подготавливает включение следующего контактора (анодных выпрямителей).

Выключается передатчик также кнопками, но в обратной последовательности: сначала снимается анодное напряжение с мощных ступеней, затем с предварительных, далее отключаются выпрямители смещения, накал радиоламп, насосы водоохлаждения и вентиляторы обдува, накал мощных тиратронов и газотронов. Для экстренных остановок на пульте устанавливается «аварийная» кнопка, отключающая все питание передатчика.

В схеме, показанной на рис. 107, применена весьма распространенная в настоящее время система сигнализации, при которой перед готовностью включения какой-либо цепи зажигается ее сигнальная лампа. После окончания включения цепи эта лампа гаснет и одновременно загорается сигнальная лампа готовности следующей операции.

Иногда применяют иные системы сигнализации: 1) сигнальная лампа загорается при включении аппаратуры и ее погасание указывает на отключение (например, лампа  $СЛ_2$  красного цвета на рис. 106), 2) сигнальная лампа горит при отключенном оборудовании и гаснет при его включении (например, лампа  $СЛ_1$  зеленого цвета на рис. 106).

### § 3. ПРИМЕРЫ СХЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

#### Маломощные выпрямители

При питании маломощных ступеней усиления высокочастотного и низкочастотного тракта передатчика, в частности шкафа задающих генераторов, применяются кенотронные и полупро-

водниковые выпрямители однофазного питания, аналогичные описанным выше в § 13 гл. VI. Наиболее часто используют схемы Грца и двухфазную.

На рис. 108<sup>1</sup> показаны схемы выпрямителей для питания усилителя высокой частоты возбуждателя передатчика типа КВМ.

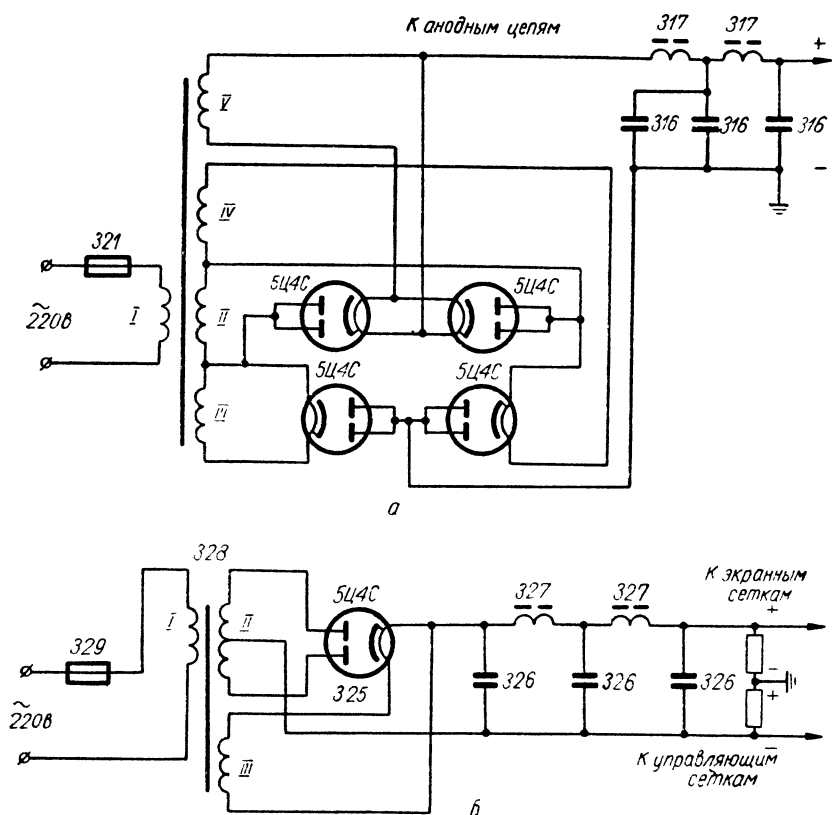


Рис. 108. Схемы выпрямителей для питания маломощных ступеней передатчика: а — анодных цепей; б — сеточных цепей.

Выпрямитель (рис. 108, а), собранный по схеме Грца на четырех кенотронах типа 5Ц4С, дает выпрямленное напряжение около 600 в для питания анодных цепей ламп усилителя. Применение кенотронов в двухтактной схеме усложняет цепи нака-

<sup>1</sup> Здесь сохранены номера деталей согласно принципиальной схеме устройства (передатчика).

ла (обмотки III, IV, V на рис. 108, а). Поэтому целесообразнее было использовать в схеме Греца полупроводниковые вентили либо применить с двуханодными кенотронами четырехфазную схему (§ 5 гл. VI), поскольку к передатчику подведена трехфазная сеть.

Выпрямитель (рис. 108, а) работает на нагрузку с индуктивной реакцией; сглаживающий фильтр — двухзвенный — составлен из дросселей 317 и конденсаторов 316.

Выпрямитель для питания сеточных цепей (рис. 108, б) собран по двухфазной схеме при нагрузке с емкостной реакцией на кенотроне 5Ц4С с трехзвенным фильтром. Выпрямленное напряжение 600 в с помощью делителя с заземленной средней точкой подается в цепи экранированных и управляющих сеток.

Кварцевые задающие генераторы передатчиков для обеспечения необходимой стабильности частоты должны получать строго стабильные напряжения питания. Для этой цели применяется стабилизация всех питающих напряжений с помощью электронных ламп и дросселей насыщения (с подмагничиванием постоянным током).

### Мощный выпрямитель

Для питания мощных ступеней наиболее часто применяется схема Ларионова на тиратронах. Реже используются металлические ртутные вентили с сетками и игнитроны. Кроме того, применяют полупроводниковые вентили.

Пример мощного выпрямителя на 10 кВ, собранного на тиратронах типа ТР1-40/15, показан на рис. 109. Первичная обмотка анодного трансформатора (560 кВа) этого выпрямителя питается от шин 6 кВ (рис. 104). В цепь вторичной обмотки включен разъединитель механической блокировки РМБ (рис. 109, а).

Выпрямитель нагружен на Г-образный фильтр (рис. 109, б), индуктивность которого составлена из двух<sup>1</sup> дросселей  $L_2$  по 0,25 гн каждый, а емкость равна  $C_2 = 60$  мкф. В состав фильтра входят два дросселя типа ФРОС-10/1 весом по 840 кг каждый; емкость  $C_2$  образована батареей из 30 конденсаторов типа ФМ-12-2 (рабочее напряжение 12 кВ, емкость 2 мкф, вес каждого 24 кг). Таким образом, общий вес сглаживающего фильтра почти 2,5 т. После этого фильтра через ограничительные сопротивления<sup>2</sup>  $R_4 = 120$  ом и  $R_5 = 50$  ом питаются предвыход-

<sup>1</sup> Один из этих дросселей закорачивается при переходе с работы радиотелефоном на радиотелеграф (см. § 5 гл. V).

<sup>2</sup> Эти сопротивления являются сложными и дорогими узлами, приблизительно удваивающими стоимость оборудования.

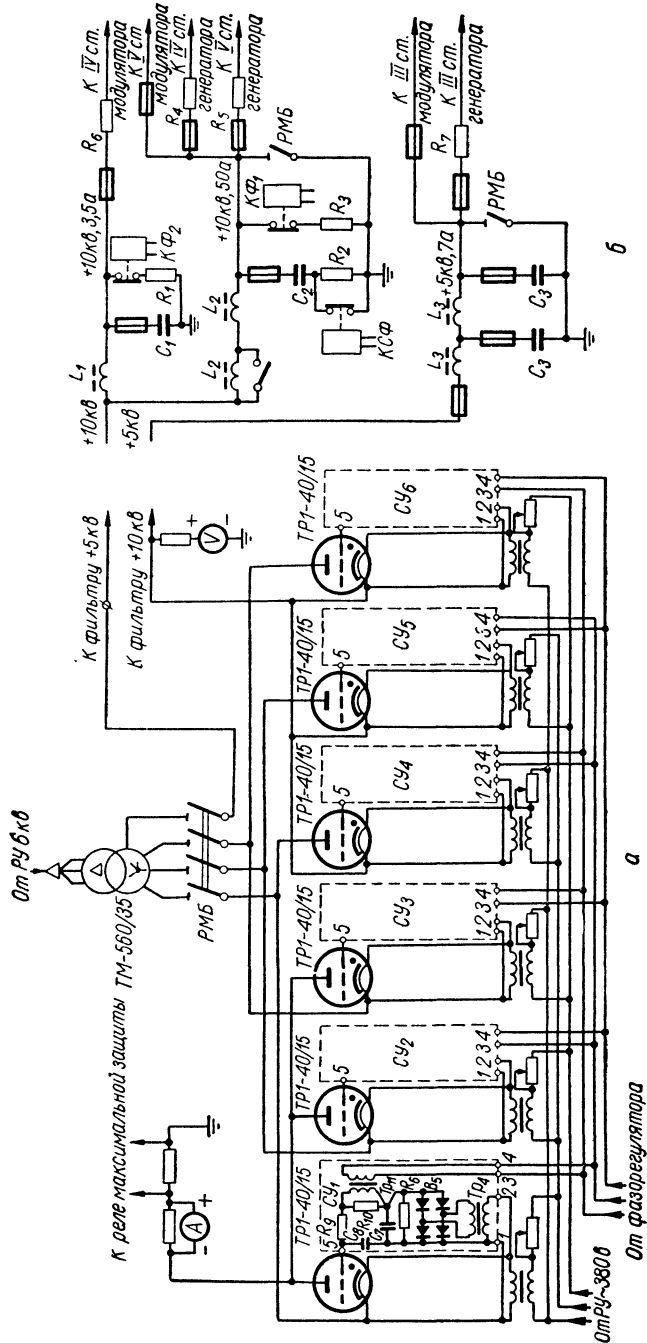


Рис. 109. Мощный выпрямитель для питания передатчика:  
а — выпрямительная схема; б — сглаживающий фильтр.

ная IV и выходная V ступени генератора, а также выходная V ступень модулятора, потребляющие ток  $I_-$  до 50 а.

Контактор  $K\Phi_1$  служит для разряда конденсаторов фильтра через сопротивление  $R_3$  при выключении передатчика. При открывании двери замыкается разъединитель механической блокировки РМБ и заземляет точку «+10 кв». Контактор  $K\Phi$  при пуске выпрямителя после включения первой ступени высокого напряжения закорачивает сопротивление  $R_2$ , служащее для ограничения тока заряда конденсатора  $C_2$ .

Для питания через ограничительное сопротивление  $R_6=200$  ом подмодулятора (IV ступень модулятора) в эту же цепь +10 кв включен второй Г-образный фильтр, состоящий из дросселя типа ДФ-3 ( $L_1=1$  гн,  $I_-=3,5$  а, вес 300 кг) и батареи конденсаторов  $C_1=20$  мкф (10 конденсаторов типа ФМ-12-2). Контактор  $K\Phi_2$  служит для разряда емкости  $C_1$  через сопротивление  $R_1$ .

Для питания промежуточных каскадов (III ступеней) генератора и модулятора применяется половинное выпрямленное напряжение 5 кв, которое снимается со средней точки вторичной обмотки трансформатора (§ 8 гл. VI) и подается на III ступень генератора через ограничительное сопротивление  $R_7=100$  ом (в схемах III и V ступеней модулятора также есть ограничительные сопротивления). В эту цепь включен двухзвенный фильтр, состоящий из двух дросселей  $L_3=2,3$  гн ( $I_-=7$  а) и двух батарей конденсаторов  $C_3=10$  мкф.

Каждый тиратрон имеет блок сеточного управления СУ, который состоит из следующих элементов: 1) трансформатора  $Tr_4$  выпрямителя постоянного смещения, первичная обмотка которого питается от вторичной обмотки трансформатора накала; 2) селенового выпрямителя  $B_5$ , нагруженного на сопротивление  $R_6=3$  ком с конденсатором фильтра  $C_7=2$  мкф. Этот выпрямитель подает на сетку постоянное запирающее тиратроны смещение (—200 в относительно катода); 3) пик-трансформатора  $Tr_{11}$  с нагрузочным сопротивлением  $R_{10}=30$  ком; 4) ограничительного сопротивления в цепи сетки тиратрона  $R_9=10$  ком; 5) блокировочного конденсатора  $C_8=3900$  пф для защиты от высокочастотных наводок.

Пик-трансформаторы питаются от трехфазного статического фазорегулятора, с помощью которого управляют выпрямителем (§ 4 гл. VII). Сеточное управление позволяет производить ступенчатый пуск выпрямителя, а также осуществляет его защиту при перегрузках.

В газотронных передатчиках для ступенчатого включения высокого напряжения можно применять следующие способы: переключение первичной обмотки анодного трансформатора со звезды на треугольник, пуск от секционированного автотрансформато-

ра, индукционного регулятора или регулируемого трансформатора, включение пусковых поглощающих сопротивлений. Кроме того, для этой же цели может быть использовано половинное напряжение в схеме Ларионова.

В схеме на рис. 109, *а* предусмотрены полупеременные сопротивления в первичных обмотках трансформаторов накала для установки нормального режима накала каждого тиратрона.

Рассматриваемый передатчик типа КВМ имеет еще пять выпрямителей для питания промежуточных ступеней:

1) выпрямитель по трехфазной схеме на газотронах ВГ-237, обеспечивающий напряжение 2000 *в* и ток до 3 *а* для анодного питания предварительных I и II ступеней высокочастотного тракта;

2) выпрямитель по трехфазной схеме на газотронах ВГ-236 на напряжение 1000 *в* и ток до 1 *а* для анодного питания предварительных I и II ступеней низкочастотного тракта;

3) выпрямитель по трехфазной схеме на газотронах ВГ-236 на напряжение — 750 *в* и ток до 1 *а* для подачи смещения на I, II и III ступени высокочастотного тракта;

4) выпрямитель по трехфазной схеме на газотронах ВГ-237 на напряжение — 200 *в* и ток до 6 *а* для смещения на лампы выходной V ступени модулятора;

5) кенотронный выпрямитель по схеме Латура, обеспечивающий смещение — 1500 *в* для подмодулятора (IV ступень).

Цепи питания этих выпрямителей показаны на рис. 105.

Весьма важным является резервирование электропитания на случай выхода из строя отдельных его блоков. Для этой цели обычно предусматриваются резервные маломощные выпрямители или соответствующие переключения в схеме. В мощном выпрямителе, собранном, например, по схеме рис. 109, *а*, часто устанавливается седьмой — резервный тиратрон, катод которого накалиен. Этот тиратрон может быть быстро включен вместо любого рабочего, вышедшего из строя.

## § 4. ЦЕПИ НАКАЛА МОЩНЫХ РАДИОЛАМП

### Питание накала постоянным током

В генераторах и модуляторах радиопередатчиков, а также усилителях звуковой частоты мощных радиотрансляционных узлов применяют генераторные лампы с катодами прямого накала.

При питании цепи катода переменным током могут ухудшиться качественные показатели радиоустройства вследствие появления фона переменного тока в анодной цепи. В устройствах



небольшой мощности, в том числе в маломощных передатчиках, для снижения уровня фона до допустимой величины при переменном токе накала применяют лампы с подогревными эквипотенциальными катодами.

Лампы с катодом прямого накала приходилось питать постоянным током от электромашинных генераторов. Такой способ питания, когда на радиостанции оборудовался «машинный зал», откуда напряжение накала по специальным шинам поступало к лампам, можно теперь встретить только в радиопередатчиках старого выпуска. Недостатками питания от вращающихся генераторов постоянного тока являются низкая экономичность и малая надежность, а также необходимость тщательного ухода за электрическими машинами, в частности, за их коллекторами и щетками.

При питании накала постоянным током концы нити нагружены неравномерно. Анодный ток лампы  $I_{ан}$  на катоде разветвляется на две приблизительно равные части и поступает к заземленному минусу источника анодного питания (рис. 110 а). У заземленного вывода катода ток накала  $I_{нк}$  складывается с половиной анодного тока  $\frac{1}{2} I_{ан}$ ; следовательно, этот конец нити

нагружен суммарным током  $I_{нк} + \frac{1}{2} I_{ан}$ , в то время как второй конец — разностным током  $I_{нк} - \frac{1}{2} I_{ан}$ . Во избежание преждевременного выхода катода из строя (перегорания у более нагруженного конца) рекомендуется периодически (обычно через каждые 200 рабочих часов) производить переключение выводов нити (рис. 110, б).

В новой радиоаппаратуре питание цепей накала постоянным током встречается редко, причем для этой цели применяют вы-

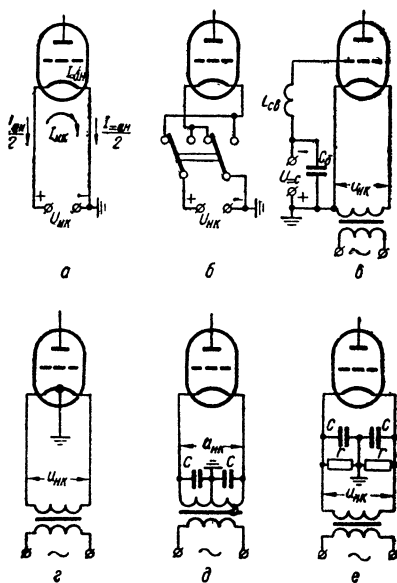


Рис. 110. Подключение цепи накала: а — при питании постоянным током; б — при питании постоянным током с переключателем; в — при питании переменным током и заземлении конца нити; г — при наличии средней точки вторичной обмотки накального трансформатора; е — с искусственной средней точкой.

прямители обычно селеновые или купроксные. Например, в усилителях с очень большим коэффициентом усиления, в частности, в модуляторах мощных радиопередатчиков допустимый в предварительных ступенях уровень фона очень мал и поэтому накалы ламп этих ступеней иногда питают постоянным током.

### Фон переменного тока

В настоящее время в стационарных радиоустройствах в основном применяют более простое и надежное питание цепей накала переменным током, при котором трансформаторы накала монтируются вблизи от ламп. Однако, при этом должны быть приняты меры для снижения фона.

Наибольший уровень фона получается при заземлении одного из концов неэквипотенциального катода (рис. 110, *в*), так как в схеме обычно заземлены плюс источника сеточного смещения и минус анодного источника. При питании цепи накала от сети  $f_c = 50$  гц возникает паразитная модуляция анодного тока: фон с частотами 50 и 100 гц.

Напряжение вторичной обмотки накального трансформатора  $u_{нк}$  через блокировочный конденсатор  $C_b$  источника сеточного смещения и катушку связи  $L_{св}$  с предыдущим каскадом приложено между управляющей сеткой лампы и незаземленным концом катода, что вызывает относительно глубокие изменения величины анодного тока с частотой 50 гц.

Паразитная модуляция частотой 100 гц обычно имеет меньшую глубину. Она возникает в лампах с тонкой нитью вследствие малой тепловой инерции катода, который успевает несколько повысить свою температуру в середине и несколько остыть в конце каждого полупериода напряжения накала. В мощных лампах с массивной нитью и большими токами накала этот вид паразитной модуляции вызывается, главным образом, магнетронным эффектом и вибрациями катода под действием тока накала.

### Средняя точка накала

Паразитная модуляция частотой 50 гц устраняется применением средней точки накала. Для этой цели заземляется середина катода (если она выведена, как на рис. 110, *г*, у данного типа лампы, например, ГУ-80, ГУ-15), нулевая точка вторичной обмотки накального трансформатора (рис. 110, *д*) или искусственная средняя точка (рис. 110, *е*).

При искусственной средней точке наименьшие потери мощности в сопротивлениях  $r$ , создаваемые источником переменного напряжения накала и протеканием постоянной составляющей катодного тока лампы, получаются при

$$r = \frac{U_{\text{нк}}}{I_{\text{=ан}} + I_{\text{=с}}}, \quad (\text{X-1})$$

где  $U_{\text{нк}}$  — действующее значение напряжения накала;

$I_{\text{=ан}}$  — постоянная составляющая анодного тока;

$I_{\text{=с}}$  — постоянная составляющая сеточного тока.

Однако, на практике выбирают сопротивления  $r$  несколько отличающимися от значений (X-1), так как их величина не критична. В частности, часто снижают величину  $r$  для уменьшения смещения, получающегося в результате падения напряжения при протекании постоянной составляющей катодного тока  $I_{\text{=ан}} + I_{\text{=с}}$ .

Емкостное сопротивление блокировочных конденсаторов  $C$  должно быть значительно (обычно в 10—15 раз) меньше величины  $r$  во всем диапазоне рабочих высоких частот схемы (в противном случае возникает отрицательная обратная связь за счет падения напряжения от переменной составляющей анодного тока) и достаточно велико при частоте напряжения сети  $f_c$ .

Часто элементы схемы  $r$  (рис. 110, е) конструктивно выполняются в виде полупеременного проволочного сопротивления. Положение заземленного ползунка этого сопротивления подбирается по минимуму фона анодного тока. При правильно отрегулированных средних точках составляющая фона частоты 50 гц практически не сказывается.

При наличии средней точки напряжения накала на половинках нити находятся в противофазе: когда на одном выводе потенциал относительно земли равен  $+\frac{1}{2} u_{\text{нк}}$ , то на втором будет

$-\frac{1}{2} u_{\text{нк}}$ . Следовательно, в оба полупериода питающего напря-

жения анодный ток изменяется по одному и тому же закону, вследствие чего фон частоты 50 гц отсутствует. Ввиду неэквипотенциальности катода и нелинейности характеристик лампы при наличии средней точки накала имеет место составляющая фона частоты 100 гц, т. е. такой же частоты как вследствие недостаточной тепловой инерции нити, магнетронного эффекта и вибраций. Однако глубина паразитной амплитудной модуляции анодного тока частотой 100 гц обычно значительно меньше, чем частотой 50 гц без средней точки, и в некоторых случаях является допустимой. Когда предъявляемые требования более строгие, принимаются дополнительные меры по ослаблению фона.

В двухтактных усилителях низкой частоты и модуляторах изменения анодных токов в плечах схемы (фон), создаваемые переменным напряжением накала, а также пульсациями источников пи-

тания, находятся в фазе. В случае симметрии схемы, при сложении в магнитном потоке анодного выходного трансформатора, происходит их взаимное уничтожение вследствие встречного протекания токов по половинам первичной обмотки этого трансформатора. Поэтому в данном случае достаточно применить среднюю точку накала.

### Многофазное питание катодов

В генераторах высокой частоты передатчиков и их модуляторах для ослабления фона применяется питание накалов ламп, включенных параллельно (а для генераторов и по двухтактной схеме), сдвинутыми по фазе переменными напряжениями. Для высокочастотного усилителя (генератора) передатчика, в отношении паразитной модуляции фоном, параллельное и двухтактное включения ламп эквивалентны. Дело в том, что лампы в плечах такого двухтактного усилителя получают противофазное возбуждение по высокой частоте, но соединены параллельно по низкой частоте. В отличие от высокочастотных генераторов питание сдвинутыми по фазе напряжениями накалов двух ламп, включенных в различные плечи двухтактной схемы усилителя низкой частоты, не только не принесет пользы, но, наоборот, значительно увеличит фон. В этом случае такой способ питания нужно применять лишь для параллельно включенных ламп в однотактной схеме или в каждом из плеч двухтактной схемы.

При сдвиге фаз между напряжениями накала, питающими две параллельно включенные лампы, на  $90^\circ$  при частоте  $f_c = 50$  гц получается сдвиг на  $180^\circ$  для первой гармоники фона, так как она имеет частоту 100 гц, если одновременно имеются средние точки накала. Поэтому в суммарном анодном токе первые, а также все нечетные гармоники фона, создаваемого лампами, компенсируются и основную роль начинают играть вторые гармоники, имеющие частоту 200 гц и в несколько раз меньшую амплитуду.

При трех параллельно включенных лампах и взаимном сдвиге накальных напряжений на  $120^\circ$  для частоты  $f_c$ , т. е. при питании от трех фаз трехфазной сети, в суммарном токе компенсируются первая и вторая гармоники. В этом случае основной становится третья гармоника фона, имеющая частоту 300 гц и величину примерно в десять раз меньшую чем первая. Для той же цели в мощных лампах делают трехфазный катод, питаемый от трехфазной сети, что одновременно дополнительно ослабляет фон вследствие значительного уменьшения магнетронного эффекта.

Сумма трех синусоид одинаковой частоты и амплитуды (например, составляющих фона, создаваемых тремя параллельными лампами), сдвинутых одна относительно другой на угол, кратный  $120^\circ$ , не равна нулю только при сдвигах,

кратных целому числу периодов (360°). Поэтому при трехфазном катодом с введенными средними точками в анодном токе содержатся только гармоники (основной частоты 100 гц фона каждой из трех нитей), номера которых кратны трем, а именно, третья (300 гц), шестая (600 гц) и т. д.

На рис. 111 показано в качестве примера подключение трехфазного катода генераторной лампы типа ГК-1А на 250 *квт* (линейное напряжение  $U_{\text{л}} = 31,5$  в и ток накала  $I_{\text{л}} = 580$  а).

Для получения сдвига питающих напряжений на 90° используется преобразование трехфазного тока в двухфазный: схема Скотта, описанная в § 5 гл. VI (рис. 46, а и б), или схема Сонса. На рис. 112, а показано применение схемы Скотта для питания катодов параллельно или двухтактно включенных ламп, а на рис. 112, б — ее условное обозначение на принципиальных схемах:  $Tr_1$  — базисный трансформатор, а  $Tr_2$  — высотный.

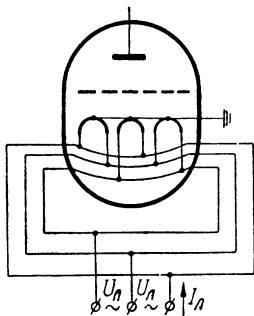


Рис. 111. Подключение трехфазного катода.

### „Восьмифазная“ схема

Для получения еще меньшего уровня фона используется «восьмифазная» схема питания накалов, показанная на рис. 112, в. В ней применены три таких, как показанный на рис. 112, б, комплекта трансформаторов. С первого комплекта ( $Tr_1$  и  $Tr_2$  на рис. 112, в) подаются напряжения  $U_{3,1}$  и  $U_{6,4}$  для питания накалов двух параллельно включенных ламп одного плеча. Эти два напряжения сдвинуты на 90°, как показано на векторной диаграмме (рис. 112, е), так что основная гармоника фона суммарного анодного тока плеча, в соответствии со сказанным выше, имеет частоту 200 гц. Питание ламп второго плеча производится от базисных трансформаторов  $Tr_3$ ,  $Tr_5$  и высотных  $Tr_4$ ,  $Tr_6$ . Вследствие транспозиции<sup>1</sup> фаз в питающей цепи (рис. 112, в) напряжения на вторичных обмотках  $Tr_3$  и  $Tr_5$ , а также  $Tr_4$  и  $Tr_6$  сдвинуты на 30° (см. векторы  $U_{8,9}$  и  $U_{17,18}$ , а также  $U_{11,12}$  и  $U_{14,13}$  на диаграмме рис. 112, е). Накалы ламп питаются напряжениями  $U_{8,18}$  и  $U_{11,13}$ , которые получают в результате последовательного соединения вторичных полуобмоток трансформаторов. Как следует из векторной диаграммы, эти векторы сдвинуты один по отношению к другому на 90°, вследствие чего основная гармоника фона в токе второго плеча, также как и первого, имеет частоту 200 гц. Одновременно векторы  $U_{8,18}$  и  $U_{11,13}$  сдвинуты на 45° (при частоте 50 гц) относительно векторов напряжений накала  $U_{3,1}$  и  $U_{6,4}$  первого плеча, в результате чего в общем нагрузочном сопротивлении  $Z$  (рис. 112, в) гармоники фона частоты 200 гц компенсируются: для них фазовый сдвиг равен  $4 \times 45^\circ = 180^\circ$ . Таким образом, при применении «восьмифазной» схемы получается основная частота фона  $8f_c = 400$  гц. При этом его амплитуда мала: на 20 дБ ниже, чем при синфазном, т. е. без сдвига фаз, питании катодов.

Как в обычной схеме перехода с трехфазного напряжения на двухфазное (см. рис. 46, а и б), в каждом комплекте коэффициент трансформации базисного

<sup>1</sup> Транспозицией называется чередование местами (перекрещивание) проводов, например фаз трехфазной сети.

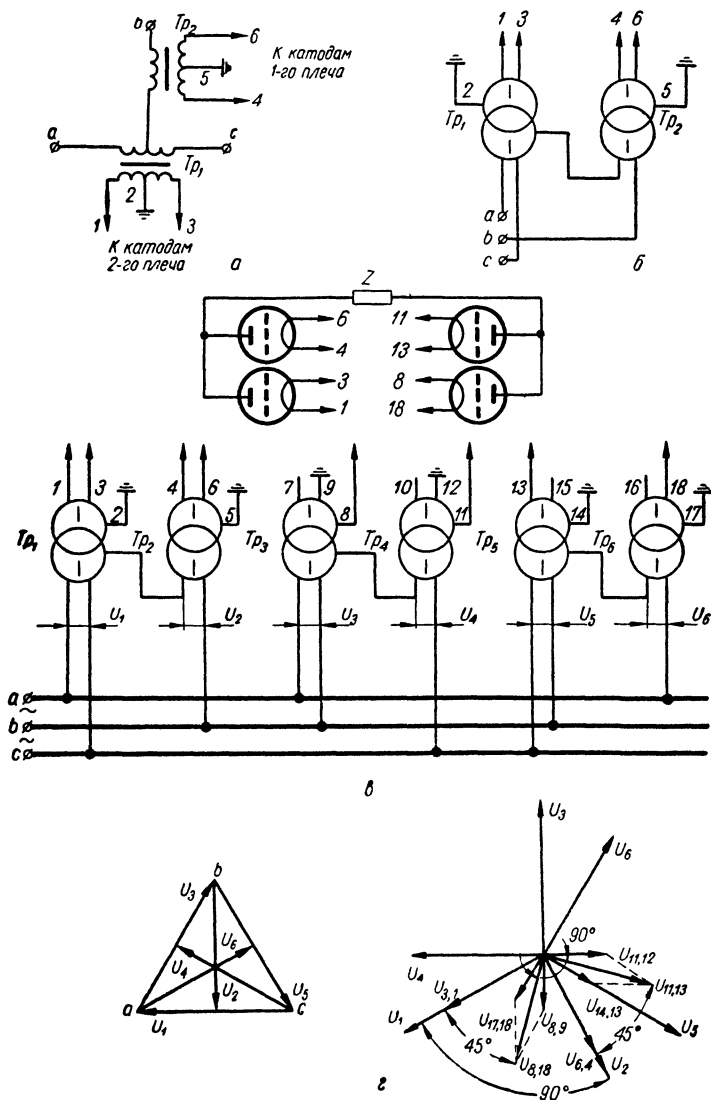


Рис. 112. Многофазное питание катодов:

а — схема получения сдвига на  $90^\circ$ ; б — условное обозначение схемы а; в — «восьмифазная» схема получения сдвига на  $45^\circ$ ; г — векторные диаграммы для схемы в.

трансформатора должен составлять 0,867 от коэффициента трансформации высшего либо должна быть введена коррекция, например реостатами, подводящих к ним первичных напряжений. В схеме на рис. 112, в такая коррекция необходима также потому, что напряжения вторичных обмоток второго и третьего комплектов должны быть примерно на 4% выше, чем у первого комплекта, с тем, чтобы при суммировании двух расположенных под углом  $30^\circ$  векторов, например  $U_{8,9}$  и  $U_{17,18}$  (рис. 112, г), получить суммарное напряжение  $U_{8,18} = U_{8,1}$ . При наладке передатчика с помощью этих полупеременных реостатов устанавливают на нитях накала ламп номинальное напряжение при нормальном напряжении на шинах питания. Затем ползунки реостатов закрепляются и при эксплуатации передатчика ими не пользуются.

Уровень фона на выходе передатчика в значительной мере зависит от режима работы его ступеней. При сеточной модуляции в маломощном каскаде с последующим усилением модулированных колебаний ступени должны работать в недонапряженном режиме, что приводит к последовательному усилению фона от задающего генератора к выходной ступени. В более благоприятных условиях работают передатчики с анодной модуляцией в выходном каскаде, так как в нем используется перенапряженный режим. Для ослабления фона также часто применяется отрицательная обратная связь, охватывающая ряд ступеней усилителя.

При многофазном питании катодов переменным током и целесообразном выборе режима работы, а также схемы передатчика уровень фона на 60 дБ ниже уровня полезного сигнала, что соответствует требованиям высококачественного радиовещания.

## Пуск цепи

Сопротивление ненакаленного (холодного) катода  $r_{хол}$  в генераторных и модуляторных лампах намного меньше, чем сопротивление у накаленного (горячего)  $r_{гор}$ : для чисто вольфрамовых катодов приблизительно в 13 раз, а для катодов из торированного карбидированного вольфрама<sup>1</sup> — около 9 раз, т. е.  $\frac{r_{гор}}{r_{хол}} = 13 \div 9$ .

Если при включении (пуске) накала подвести к катоду сразу рабочее напряжение, пусковой ток приблизительно во столько же раз превысит номинальный ток накала, что вызовет разрушение катода и других деталей лампы возникающими электродинамическими усилиями. По действующим нормам допустимое максимальное значение пускового тока не должно превышать 150% рабочего (номинального) тока накала. Поэтому при включении катодов генераторных радиоламп, а также некоторых мощных вентилях должны быть приняты меры по уменьшению пускового тока в цепи до допустимого значения.

<sup>1</sup> Катоды из торированного карбидированного вольфрама работают при более низких температурах. Их экономичность (эффективность) в 2,5—3 раза выше, чем для катодов из чистого вольфрама.

Ранее, при питании накала постоянным током, для этой цели применялись пусковые реостаты, которые с помощью цепей автоматики вводились в момент включения, а затем их сопротивление уменьшалось, пока ток не достигал номинального значения.

При использовании переменного тока для уменьшения пускового тока накала в радиопередатчиках и промышленных высокочастотных ламповых генераторах применяются регулируемые трансформаторы или автотрансформаторы (см. гл. VII и выше § 2). Кроме того, широко используются трансформаторы накала с повышенным рассеянием, эквивалентная схема которых показана на рис. 113. Увеличенная индуктивность рассеяния  $L_s$  создается искусственно при конструировании трансформатора. Ее величину выбирают так, что индуктивное сопротивление  $x_s = \omega_c L_s$  приблизительно равно сопротивлению ненакаленного (горячего) катода  $r_{гор}$ . В момент включения сопротивление накаленного (холодного) катода очень мало  $r_{хол} \ll r_{гор} = x_s$ ; почти все напряжение вторичной обмотки приложено к индуктивности  $L_s$  и величина пускового тока

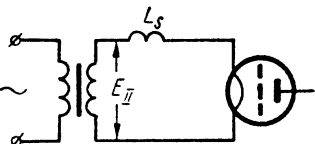


Рис. 113. Эквивалентная схема накального трансформатора с повышенным рассеянием.

$$I_{\text{пуск}} = \frac{E_{II}}{\sqrt{x_s^2 + r_{\text{хол}}^2}} \approx \frac{E_{II}}{r_{\text{гор}}}, \quad (\text{X-2})$$

где  $E_{II}$  — действующее значение э. д. с. вторичной обмотки накального трансформатора.

После прогрева катода ток накала уменьшается до номинального значения

$$I_{\text{ном}} = \frac{E_{II}}{\sqrt{x_s^2 + r_{\text{гор}}^2}} = \frac{E_{II}}{r_{\text{гор}} \sqrt{2}}. \quad (\text{X-3})$$

Согласно выражениям (X-2) и (X-3) кратность пускового тока к номинальному значению тока накала

$$\frac{I_{\text{пуск}}}{I_{\text{ном}}} = \sqrt{2}. \quad (\text{X-4})$$

Следовательно, при  $x_s = r_{\text{гор}}$ , если даже принять, что ненакаленный катод имеет нулевое сопротивление, пусковой ток в цепи будет превышать рабочий лишь в  $\sqrt{2}$  раза, что допустимо согласно нормам. Затем, по мере разогрева катода его сопротивление растет и происходит перераспределение напряжений между нитью и индуктивностью  $L_s$ . Когда устанавливается нормальный рабочий ток накала, падения напряжений на нити и на  $L_s$  равны по 0,707 от приложенного к цепи напряжения.



Коэффициент мощности трансформаторов накала с повышенным рассеянием пониженный  $\cos \varphi \approx 0,7—0,8$ , но, так как мощность накала обычно составляет лишь несколько процентов всей потребляемой установкой, общие показатели системы электропитания изменяются мало.

Необходимо иметь в виду, что от трансформаторов накала с повышенным рассеянием нельзя питать несколько включенных параллельно катодов. Вследствие повышенного внутреннего сопротивления у этих трансформаторов крутая внешняя характеристика и выход из строя одной из ламп (перегорание ее нити накала) вызовет повреждение других, так как резко увеличится напряжение накала.

## ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕННЫЕ БУКВЕННЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

$A$  — параметр режима выпрямителя с емкостно-активной нагрузкой.  
 $aw$  — ампер-витки.  
 $B$  — коэффициент фазной э. д. с., магнитная индукция.  
 $C$  — емкость.  
 $D$  — коэффициент формы тока.  
 $E, e$  — э. д. с.  
 $F, f$  — частота.  
 $G$  — коэффициент обратного напряжения.  
 $H$  — напряженность магнитного поля.  
 $I, i$  — ток.  
 $K$  — коэффициент сглаживания фильтра, коэффициент стабилизации.  
 $k$  — коэффициент.  
 $L$  — индуктивность.  
 $M$  — коэффициент постоянной составляющей тока.  
 $m$  — число фаз, плеч, пульсаций.  
 $N$  — число вентильных элементов, групп, ветвей.  
 $n$  — коэффициент трансформации.  
 $P, p$  — мощность.  
 $Q$  — площадь поперечного сечения.  
 $q$  — номер гармоники.  
 $r$  — активное сопротивление.  
 $R_i$  — внутреннее сопротивление.  
 $S$  — крутизна характеристики лампы.  
 $T$  — период, температура.  
 $t$  — время.  
 $U, u$  — напряжение.  
 $w$  — число витков.  
 $X, x$  — реактивное сопротивление.

$Z, z$  — полное сопротивление.  
 $\alpha$  — угол зажигания, коэффициент усиления по току в схеме с общей базой.  
 $\beta$  — затухание, угол наклона внешней характеристики, коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером.  
 $\gamma$  — угол перекрытия фаз.  
 $\Delta, \delta$  — прирост.  
 $\varsigma$  — коэффициент  $\frac{f_c}{50}$ .  
 $\eta$  — к. п. д.  
 $\theta$  — угол нижней отсечки.  
 $2\vartheta = \frac{2\pi}{m_\pi}$  — угол, соответствующий интервалу работы фазы.  
 $\chi$  — коэффициент неустойчивости выпрямленного напряжения.  
 $\lambda$  — коэффициент передачи постоянной составляющей.  
 $\mu$  — магнитная проницаемость, коэффициент усиления.  
 $\xi$  — поправочный множитель при расчете емкостного фильтра.  
 $\rho$  — волновое сопротивление.  
 $\sigma$  — коэффициент деления напряжения.  
 $\varphi$  — угол сдвига фаз между током и напряжением, угол верхней отсечки.  
 $\Phi$  — магнитный поток.  
 $\chi$  — коэффициент мощности.  
 $\Omega, \omega$  — круговая частота.

## Обозначения индексов при буквах

Величины, относящиеся:	с — к питающей сети, к сетке, к стабилизатору;
а — к активной составляющей;	ст — к статическому значению, к стационарному значению, к стабилитрону;
ан — к аноду;	т — к типовой мощности;
б — к бареттеру, к базе;	тр — к трансформатору;
В — к выпрямителю;	ф — к фильтру;
в — к вентилю;	х — к режиму холостого хода;
вх — ко входу устройства;	э — к экранной сетке, к эмиттеру;
вых — к выходу устройства;	т — к максимальному значению;
д — к динамическому значению;	min — к минимальному значению;
доп — к допустимому значению;	г — к активной составляющей;
др — к дросселю;	х — к реактивной составляющей;
к — к режиму короткого замыкания, к коллектору;	0 — к выпрямителю без потерь;
л — к линейной величине;	I — к первичной стороне трансформатора;
н — к нагрузочному сопротивлению;	II — ко вторичной стороне трансформатора;
нк — к накалу;	~ — к переменной составляющей;
ном — к номинальному значению;	= — к постоянной составляющей.
об — к обратному направлению вентиля;	
п — к пульсациям;	
пр — к прямому направлению вентиля;	

## Литература

- Аксенов В. Н., Выпрямители и трансформаторные подстанции, Связьиздат, М., 1961.
- Бальян Р. Х., Трансформаторы малой мощности, Судпромгиз, Л., 1961.
- Бамдас А. М., Сомов В. А., Шмидт А. О., Трансформаторы и стабилизаторы, регулируемые подмагничиванием шунтов, Госэнергоиздат, М.-Л., 1959.
- Белопольский И. И., Электропитание радиоустройств, Госэнергоиздат, М.-Л., 1965.
- Богданов Д. И., Евдокимов Г. К., Феррорезонансные стабилизаторы, Госэнергоиздат, М.-Л., 1958.
- Веденеев Г. М., Вершин В. Н., Кремниевые стабилитроны, Госэнергоиздат, М.-Л., 1961.
- Векслер Г. С., Статьи в журналах «Научные доклады высшей школы — радиотехника и электроника», 1958, № 4, «Радиотехника», 1955, № 12, 1962, № 8, 1964, № 7.
- Векслер Г. С., Мачинський В. К., Штільман В. І., Транзисторні згладжуючі фільтри, «Техніка», 1964.
- Вологдин В. П., Выпрямители, ОНТИ, 1936.
- Гольддреер И. Г., Стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, М.-Л., 1957.
- Додик С. Д., Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока, изд-во «Советское радио», М., 1962.
- Дольник А. Г., Выпрямители с умножением напряжения, Госэнергоиздат, М.-Л., 1952.
- Журавлев А. А., Мазель К. Б., Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах, «Энергия», М.-Л., 1964.
- Инженерно-технический справочник по электросвязи (электроустановки), Связьиздат, 1962.
- Каганов И. Л., Электронные и ионные преобразователи, ч. II, III, Госэнергоиздат, М.-Л., 1955—1956.
- Каминир Л., Электронные стабилизаторы тока, «Успехи физических наук», 1956, № 4.
- Карнов В. И., Полупроводниковые стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, М.-Л., 1963.
- Комар В. Г., Работа полупроводниковых выпрямителей в цепях управления, Госэнергоиздат, М.-Л., 1952.
- Кугушев А. М., Электрическое питание радиоустройств, КУБУЧ, Л., 1935.
- Кузьменко М. И., Сиваков А. Р., Полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения, Госэнергоиздат, М.-Л., 1961.
- Мазель К. Б., Теория и расчет выпрямителя, работающего на емкость, с учетом индуктивности рассеяния трансформатора, Госэнергоиздат, М.-Л., 1957.
- Мазель К. Б., Стабилизаторы напряжения и тока, Госэнергоиздат, М.-Л., 1955.
- Мартин Т., Электронные цепи, перевод с англ., Воениздат МО СССР, М., 1958.

Морозов Г. Г., Гантман С. А., Химические источники тока для питания средств связи, Воениздат МО СССР, М., 1949.

Райдер Д., Техническая электроника, перевод с англ., Судпромгиз, Л., 1961.

Рогинский В. Ю., Электропитание радиоустройств, Госэнергоиздат, М.-Л., 1963.

Светлов Н. И., Маломощные высокочастотные источники высокого напряжения, Госэнергоиздат, М.-Л., 1962.

Свечников С. В., Основы технической электроники, Гостехиздат УССР, Киев, 1959.

Терентьев Б. П., Электропитание радиоустройств, Связьиздат, М., 1948.

Тетельбаум Я. И., Статьи в журналах «Известия КПИ», т. VIII, 1949, «Известия вузов СССР — Радиотехника», 1959, № 6, 1962, № 1, 1963, № 3.

Транзисторы и полупроводниковые диоды, под редакцией Николаевского И. Ф., Связьиздат, М., 1963.

Утевский А. М., Теория и метод расчета  $m$ -фазных выпрямителей с емкостным фильтром, Госэнергоиздат, М.-Л., 1949.

Федосеев П. Г., Выпрямители и стабилизаторы, «Искусство», М., 1960.

Чечик П. О., Новые источники питания радиоаппаратуры, Госэнергоиздат, М.-Л., 1959.

Чиженко И. М., Особенности процесса потребления и генерирования реактивной мощности преобразовательными установками, Известия Киевского ордена Ленина политехнического института, XXVI, 1957.

Цыкин Г. С., Полупроводниковый преобразователь постоянного тока, «Радиотехника», 1957, № 12.

Шварц С., Полупроводниковые схемы, перевод с англ. Изд. иностр. лит., М., 1962.

Штильман В. И., Расчет сглаживающих фильтров на транзисторах, «Радиотехника», 1963, № 3.

Юдицкий С. Б., Германиевые и кремниевые силовые полупроводниковые выпрямители и область их применения, ЦБТИ, М., 1958.

Юловский Н. В., Ильина Н. Н., Коротковолновые радиопередающие устройства, Связьиздат, М., 1958.

## **Оглавление**

	Стр.
Предисловие	3
Введение	5
§ 1. Электропитающие установки	5
§ 2. Требования, предъявляемые к электропитающим установкам	6
§ 3. Из истории развития электропитающих установок	7
<i>Глава I. ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕНТИЛЕЙ</i>	
§ 1. Вентили и предъявляемые к ним требования	11
§ 2. Кенотроны	14
§ 3. Ионные вентили с накалимым катодом	17
§ 4. Ртутные вентили с жидким катодом	20
§ 5. Полупроводниковые вентили	21
§ 6. Сравнительные характеристики и области применения вентиляей	30
<i>Глава II. ОДНОТАКТНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ПРИ АКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ</i>	
§ 1. Токи и напряжения во вторичной обмотке и в нагрузочном сопротивлении	34
§ 2. Расчетные соотношения для выпрямленного напряжения	37
§ 3. Расчетные соотношения для токов вторичной обмотки и обратного напряжения	42
§ 4. Ток в первичной обмотке	47
§ 5. Использование трансформатора по мощности	51
<i>Глава III. ОДНОТАКТНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ИНДУКТИВНЫМ ФИЛЬТРОМ</i>	
§ 1. Токи и напряжения в выпрямителе без потерь	56
§ 2. Ток в первичной обмотке и расчетная мощность трансформатора	60
§ 3. Вынужденное намагничивание сердечника трансформатора	63
§ 4. Потери напряжения в схеме. Расчет потери, обусловленной активными сопротивлениями	67
§ 5. Расчет потери напряжения, вызванной реактивными сопротивлениями	73

§ 6. Внешняя характеристика	78
§ 7. Коэффициент полезного действия	81
§ 8. Ток в фазе и пульсации при учете индуктивностей рассеяния	85
<b>Глава IV. ОДНОТАКТНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ЕМКОСТНЫМ ФИЛЬТРОМ</b>	
§ 1. Токи и напряжения на стороне вторичной обмотки	92
§ 2. Методика приближенного расчета выпрямителя	97
§ 3. Соотношения для первичной обмотки и трансформатора в целом	104
§ 4. Расчет емкостного фильтра	107
§ 5. Специальные режимы	112
§ 6. Учет индуктивности рассеяния	117
§ 7. Работа на смешанную нагрузку	119
<b>Глава V. СХЕМЫ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ</b>	
§ 1. Требования, предъявляемые к фильтру	123
§ 2. Основные схемы фильтров	126
§ 3. Электронные фильтры	136
§ 4. Неуставившийся режим в выпрямителе с фильтром	151
§ 5. Уменьшение искажений, вносимых фильтром в работу радиоустройств	156
<b>Глава VI. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ</b>	
§ 1. Классификация схем	162
§ 2. Однотактные схемы однофазного питания	166
§ 3. Схема Греца	168
§ 4. Схема Латура	173
§ 5. Трехпульсационные и четырехпульсационные схемы	181
§ 6. Шестифазные схемы	184
§ 7. Схема Вологодина	191
§ 8. Схема Ларионова	194
§ 9. Схемы с умножением напряжения	203
§ 10. Выпрямители с промежуточным преобразованием частоты	208
§ 11. Расчетные соотношения для выпрямительных схем	213
§ 12. Сравнительные данные выпрямительных схем	224
§ 13. Схемы электропитания маломощных приборов от сети переменного тока	232
<b>Глава VII. РЕГУЛИРОВАНИЕ ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ</b>	
§ 1. Методы регулирования выпрямленного напряжения	236
§ 2. Регулирование на стороне постоянного тока	237
§ 3. Регулирование на стороне переменного тока	238
§ 4. Регулирование изменением параметров вентиля	246
§ 5. Применение управляемых вентиля для защиты выпрямителей	254
<b>Глава VIII. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ</b>	
§ 1. Основные понятия	257
§ 2. Скелетные схемы и параметры стабилизаторов	258
§ 3. Стабилизаторы с тепловыми сопротивлениями	266

---

§ 4. Газоразрядные стабилизаторы напряжения	275
§ 5. Электронные стабилизаторы напряжения	285
§ 6. Электромагнитные стабилизаторы напряжения	313
§ 7. Стабилизаторы с дросселями насыщения	323
<i>Глава IX. ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПЕРЕНОСНОЙ РАДИОАППАРАТУРЫ</i>	
§ 1. Источники автономного питания переносной радиоаппаратуры	328
§ 2. Эксплуатационные характеристики химических источников тока. Гальванические элементы и батареи	330
§ 3. Аккумуляторы	333
§ 4. Умформеры и преобразователи	336
§ 5. Некоторые другие источники питания	343
<i>Глава X. ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ МОЩНЫХ РАДИОУСТАНОВОК</i>	
§ 1. Скелетная схема питания радиоцентра	348
§ 2. Система управления, блокировки и сигнализации (УБС)	353
§ 3. Примеры схем электропитания радиопередатчиков	362
§ 4. Цепи накала мощных радиоламп	367
Основные сокращенные буквенные обозначения	377
Л и т е р а т у р а	379



*Григорий Соломонович Векслер*  
(канд. техн. наук)

<i>Яков Исаакович Тетельбаум</i>
----------------------------------

(канд. техн. наук)

**Электропитание радиоустройств**

Редактор издательства инж. *Л. О. Полянская*

Переплет художника *Г. П. Лукашова*

Технический редактор *З. Я. Вортман*

Корректор *Л. Н. Седякина*

Подписано к печати 6/X 1965 г. Формат  
бумаги 60×90/16. Объем: 24 физич. лист.;  
24 условн. лист.; 24,1 учетно-издат. лист.  
Тираж 15000. БФ 04099. Цена 99 коп.

---

Издательство «Техніка»,  
Киев, 4, Пушкинская, 28

---

Отпечатано с матриц Книжной фабрики  
им. Фрунзе Государственного комитета Со-  
вета Министров Украинской ССР по печати,  
Харьков, Донец-Захаржевская, 6/8, в Харь-  
ковской книжной типографии «Коммунист»  
Государственного комитета Совета Минист-  
ров Украинской ССР по печати, Харьков,  
Пушкинская, 29. Зак. 200.

55x10

