

**М. М. ЛЕРНЕР**

БИБЛИОТЕКА

РАДИО

ЭЛЕКТРОНИКИ

# **ВЫБОР КОНДЕНСАТОРОВ ДЛЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ**



• ЭНЕРГИЯ •

БИБЛИОТЕКА ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

---

○

---

*Выпуск 24*

М. М. ЛЕРНЕР

# ВЫБОР КОНДЕНСАТОРОВ ДЛЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ



«ЭНЕРГИЯ»  
МОСКВА 1970



Scan AAW

Ф2.13

9

УДК.021.319.4.004

**Лернер М. М.**

**Л 49** Выбор конденсаторов для электронных устройств, М., «Энергия», 1970.

152 с. с илл. (Б-ка по радиоэлектронике. Вып. 24.)

Цель книги — помочь конструктору электронной аппаратуры не только правильно выбрать тип и номинал конденсатора по режиму его работы, но и наиболее эффективно выбрать режим работы конденсатора. Для этого сравнивается множество различных электронных схем, с помощью которых выполняется одна и та же задача при оптимальном выборе конденсаторов в схемах. Теоретические выводы и формулы доведены до графиков, таблиц и диаграмм. Разработанные методы, с помощью которых удалось получить аналитическое решение задачи оптимального проектирования выпрямителей с емкостной нагрузкой, могут быть полезны при решении аналогичных задач и для других устройств.

Книга предназначена для конструкторов электронной аппаратуры и студентов высших учебных заведений.

**3-4-1**  
**304-70**

**6Ф2.13**

**ЛЕРНЕР МОИСЕЙ МОРДКОВИЧ**  
**ВЫБОР КОНДЕНСАТОРОВ**  
**ДЛЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ**

Редактор издательства *В. А. Абрамов*

Технический редактор *Н. В. Сергеев*

Корректор *З. Б. Шлайфер*

Сдано в набор 24/IV 1970 г.

Подписано к печати 11/IX 1970 г.

Т-12583

Формат 84×108<sup>1</sup>/<sub>32</sub>

Бумага типографская № 2

Усл. печ. л. 7,98

Уч.-изд. л. 8,03

Тираж 15 000 экз.

Цена 40 коп.

Зак. 1192

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома  
Комитета по печати при Совете Министров СССР.  
Шлюзовая наб., 10.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Выбор электрических конденсаторов, используемых в электронном устройстве, произведен правильно, если тип и номинальные параметры конденсаторов (номинальная емкость, номинальное напряжение и др.) обеспечивают с заданным уровнем надежности требуемый режим работы электронной схемы. Если наряду с этим электрические конденсаторы будут иметь минимальные стоимость, габариты и вес, то их выбор произведен оптимально.

Поскольку одни и те же характеристики на выходе электронного устройства могут быть обеспечены с заданным уровнем надежности множеством различных схем и режимов их работы, то оптимальный выбор конденсаторов связан с отысканием в этом множестве такой схемы и такого режима ее работы, в которых используемый набор конденсаторов имеет минимальные стоимость, габариты и вес.

До сих пор отсутствовали какие-либо рекомендации по оптимальному выбору конденсаторов для электронных схем. Объем информации об электрических конденсаторах, какой предоставлялся в распоряжение конструкторов электронной аппаратуры, ограничивался стандартами или техническими условиями на конденсаторы, прејскурантом и рекомендациями по повышению надежности конденсатора по сравнению с уровнем, какой обеспечивается стандартом или техническими условиями. В предлагаемой вниманию читателя работе сделана первая попытка пополнить этот объем информации методикой оптимального выбора конденсаторов для электронных схем. Показано, что нахождение схемы и режима электронного устройства, в котором стоимость, габариты и вес используемого набора конденсаторов минимальные,

сводится к отысканию минимума номинального заряда и номинальной энергии конденсатора, для чего в свою очередь необходимо определить зависимость емкости и номинального напряжения конденсатора от параметров электронного устройства.

В качестве примера рассмотрен оптимальный выбор конденсаторов для однофазных выпрямителей с емкостной реакцией нагрузки. Решение доведено до конкретных формул, графиков и диаграмм.

Значительное место в книге уделено выбору стандартного напряжения конденсатора по заданному режиму работы и наоборот.

Автор сердечно благодарен своему учителю Б. М. Тарееву, под влиянием и при содействии которого была выполнена эта работа. Автор глубоко признателен Х. Ф. Фазылову, В. Т. Ренне, Л. Н. Закгейму, Н. Ф. Воллернеру, В. И. Сошникову за ценные советы и замечания по отдельным разделам книги. Улучшению содержания книги способствовали рецензенты Г. В. Шейнин и Л. А. Краус, которым автор выражает глубокую признательность.

Замечания и пожелания читателей будут встречены с благодарностью и вниманием. Их следует направлять в издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая набережная, 10.

*Автор*

## ВВЕДЕНИЕ

Обычно выбор типа и номинала конденсаторов при конструировании электронной аппаратуры производится так:

создается электронное устройство, выполняющее поставленную задачу;

измерением или расчетом определяется режим работы используемого конденсатора — емкость, рабочее напряжение, рабочая температура;

по рабочему режиму выбирается тип и номинал конденсатора, руководствуясь одним из критериев эффективности выбора (рис. 1,а).

Выбор конденсаторов по такой методике имеет два существенных недостатка.

Во-первых, при выборе номинала конденсатора часто не учитывают режим его работы. Во многих случаях, в особенности когда на конденсаторе действует несинусоидальное напряжение, номинальные параметры выбирались, руководствуясь лишь интуицией разработчика. Это часто является причиной отказов аппаратуры. На сегодня половина всех отказов аппаратуры по вине конденсаторов вызвана неправильным выбором или неправильным применением конденсаторов [Л. 15].

Во-вторых, не учитывалось, что сам режим работы конденсатора определяется видом и режимом работы схемы, где он используется, а схем, которые выполняют одну и ту же функцию электронного устройства, множество (рис. 1,б). Поскольку до сих пор не была решена в общем случае первая задача — выбор типа и номинала конденсатора по рабочему режиму, вторая задача — наилучший выбор различных режимов — даже и не ставилась.

Цель настоящей книги заключается в том, чтобы не только решить первую задачу выбора, но и показать, как производить выбор рабочих режимов конденсаторов в общем случае, проиллюстрировав общую методику выбора на примере таких электронных устройств, как однофазные выпрямители.

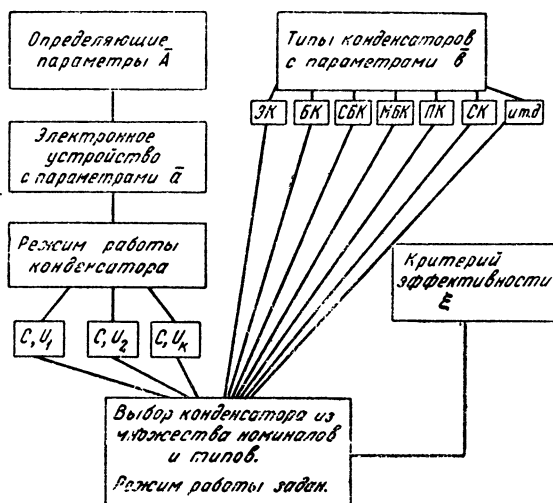


Рис. 1а. К выбору конденсаторов.

Выбор типа и номинала конденсатора по его режиму работы.

Обычно решающими критериями эффективности являются габариты, вес и стоимость используемого набора конденсаторов. Выбор конденсаторов произведен оптимально, если они обеспечивают заданные определяющие параметры электронного устройства и имеют минимальные габариты, вес и стоимость.

Доля конденсаторов в общем числе компонентов электронной аппаратуры велика, а в радиоприемной аппаратуре и в счетно-решающих устройствах она достигает 40—60% [Л. 1]. В случае оптимального выбора используемых в аппаратуре конденсаторов электронное устройство в целом имеет минимальные габариты, вес и стоимость.

Для решения задачи оптимального выбора конденсаторов необходимо найти функцию полезности, т. е. связь критерия эффективности с параметрами конденсаторов

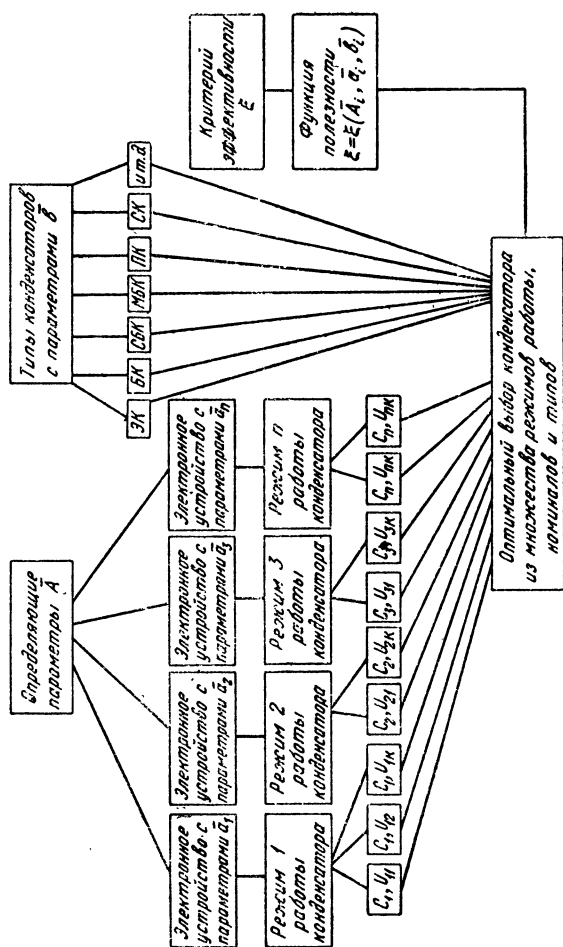


Рис. 16. К выбору конденсаторов.

Оптимальный выбор конденсаторов.  
 Обозначено: ЭК — электролитические, БК — бумажные, СБК — силовые бумажные, МБК — металлобумажные, ПК — пленочные, СК — слюдяные конденсаторы.



и электронного устройства, а затем исследовать функцию полезности на экстремум. Параметры, при которых габариты, вес и стоимость конденсаторов минимальны, определяют оптимальные выбор конденсаторов и режим работы.

Главной задачей нахождения функции полезности является переход от критерия эффективности, выраженного с помощью конструкторско-экономических категорий (габариты, вес, стоимость), к некоторым обобщенным электротехническим параметрам конденсаторов, которые однозначно связаны с этими категориями. Нахождение таких параметров позволило бы применять математические методы для решения конструкторско-экономической задачи. Эта задача решается в § 4, где показано, что габариты, вес и стоимость электролитических, металlobумажных и фторопластовых конденсаторов достаточно однозначно определяются их номинальным зарядом  $Q$ , а бумажных и слюдяных — номинальной энергией  $W$ .

Второй задачей нахождения функции полезности является установление структуры связи найденных обобщенных параметров  $Q$  и  $W$  с другими параметрами конденсаторов, чтобы сформулировать программу поиска зависимостей, необходимых и достаточных для построения функции полезности. Эта задача решается в § 7, где показано, как находить минимальное напряжение  $U_{\min}$  конденсатора, которое вместе с емкостью конденсатора определяет его заряд  $Q$  и энергию  $W$ .

Для нахождения  $U_{\min}$  необходимо знать величину положительного  $\Delta^+$  и отрицательного  $\Delta^-$  пиков пульсации напряжения на конденсаторе, среднее значение  $U_0$  напряжения и амплитуду  $\Delta$  гармонического напряжения, которое эквивалентно несинусоидальному напряжению на конденсаторе по выделяемой активной мощности.

Если известны зависимости емкости и напряжений на конденсаторе от параметров схемы, нетрудно найти зависимость от этих параметров номинальных заряда  $Q$  и энергии  $W$  конденсатора. Значения параметров схемы, при которых  $Q$  и  $W$  наименьшие, определяют режим, который назовем граничным.

Граничный режим — это еще в общем случае не оптимальный режим, поскольку  $U_{\min}$  в граничном режиме может быть значительно меньше ближайшего к нему стандартного напряжения  $U_s$ , и конденсатор будет недо-

груженным, что приведет к увеличению его габаритов, веса и стоимости. Оптимальный режим ищется вблизи граничного и отличается тем, что разность  $U_s - U_{\min}$  наименьшая.

Таким образом, общая методика оптимального выбора конденсаторов для электронного устройства сводится к следующему:

устанавливаются зависимости емкости  $C$  и напряжений  $\Delta^+$ ,  $\Delta^-$ ,  $\Delta$ ,  $U_0$  на конденсаторе от параметров электронного устройства;

по найденным функциям строятся зависимости номинальных зарядов  $Q$  и энергии  $W$  конденсатора от параметров электронного устройства;

ищутся значения параметров, при которых  $Q$  и  $W$  наименьшие. Эти значения параметров определяют граничный режим;

по граничному режиму ищется оптимальный режим, в котором стандартные заряд и энергия находятся возможно ближе к минимальным.

Всегда предпочтительно с точки зрения затрат на проектирование получить аналитическое решение задачи оптимального выбора конденсаторов для электронных устройств. Для этого зависимости, связывающие емкость и напряжения  $\Delta^+$ ,  $\Delta^-$ ,  $\Delta$ ,  $U_0$  с параметрами схемы, должны быть хорошо согласующимися с опытом в диапазоне возможных режимов работы схемы и явными.

Приведенная общая методика оптимального выбора в каждом конкретном случае должна служить инструментом для выработки рекомендаций, которые связывают выбор конденсаторов с многообразием их типов и возможностей их применения в различных схемах, выполняющих одну и ту же функцию.

В этой работе общая методика оптимального выбора конденсаторов проиллюстрирована на примере однофазных выпрямителей с емкостной нагрузкой, которые питаются от э. д. с., меняющейся по гармоническому закону.

Схемы с емкостной нагрузкой, применяющиеся в выпрямителях для слаботочных устройств, широко используемых в современной радиоэлектронике, приведены на рис. 2, 3, 4, 5, 6. Разработка методики оптимального выбора конденсаторов для таких выпрямителей имеет большое практическое значение, поскольку эти выпрямители являются основными потребителями электролитиче-

ских, металлобумажных и бумажных радиоконденсаторов, изготавливаемых электронной промышленностью. Оптимальный выбор конденсаторов полезен как для решения задачи создания более экономичных выпрямитель-

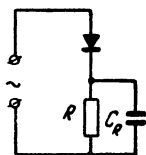


Рис. 2. Однополупериодная схема (ОС).

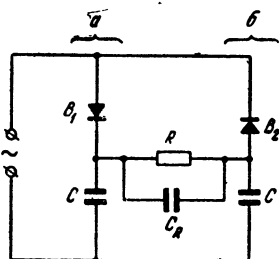


Рис. 3. Симметричная схема удвоения напряжения (ССУ).

ных устройств, так и для более эффективного использования выпускаемых конденсаторов — одним и тем же количеством конденсаторов обеспечить большее число выпрямителей.

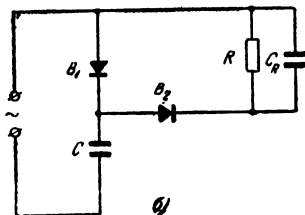
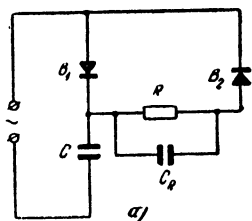


Рис. 4. Несимметричная схема удвоения напряжения (НСУ). а — вентиль  $B_2$  подключен к источнику; б — нагрузка подключена к источнику.

В дальнейшем при рассмотрении выпрямительных схем будем пользоваться следующими условными обозначениями (помимо введенных выше):

$A$  — амплитуда э. д. с. источника, меняющейся по гармоническому закону;  $\omega$  — круговая частота э. д. с. источника;  $m = U_0/A$  — коэффициент преобразования напряжения;

$P_0 = \frac{U_0^2}{R} = I_0^2 R$  — выпрямленная мощность;  $k$  — коэффициент пульсации напряжения на нагрузочном сопротивлении  $R$ ;  $r_{тр}$  — активное сопротивление фазы трансформатора

источника;  $r_i$  — активное сопротивление в проводящем направлении вентиля;  $C_R$  — емкость конденсатора, шунтирующего нагрузку;  $C$  — емкость регулирующего конденсатора (в ССУ, НСУ, МС).

В случае бестрансформаторных (т. е. питающихся непосредственно от сети) выпрямителей с кремниевыми или германиевыми диодами внутреннее сопротивление схемы можно считать равным нулю и расчетную задачу оптимального выбора конденсаторов сформулировать следующим образом.

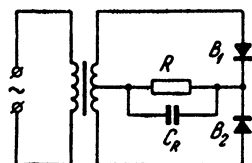


Рис. 5. Схема со средней точкой (ССТ).

*Заданы определяющие параметры:*  $A$ ,  $\omega$ ,  $U_0$  (или  $m$ ),  $k$ ,  $R$  (или  $P_0 = U_0^2/R$ , или  $I_0 = U_0/R$ ).

*Найти:* зависимости от этих параметров напряжений  $\Delta^+$ ,  $\Delta^-$ ,  $\Delta$  и емкостей  $C$  и  $C_R$  конденсаторов для каждой из выпрямительных схем, а затем по этим зависимостям решить оптимальную задачу — указать схему

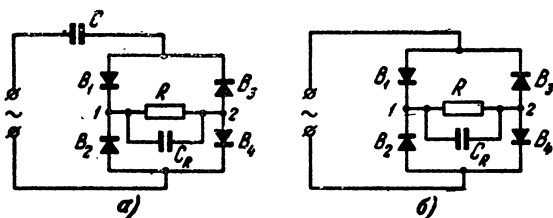


Рис. 6. Мостовая схема (МС).

*а* — с регулирующим конденсатором; *б* — без него.

выпрямления и определить тип, стандартную емкость, стандартное напряжение конденсаторов, у которых габариты, вес и стоимость минимальны. Здесь заданы напряжения на входе и на выходе, а также ограниченное множество возможных схем. Из этого множества нужно выбрать схему и режим ее работы (реализующие определяющие параметры), в которых выбор конденсаторов оптимальный.

Постановка расчетной задачи для трансформаторных выпрямителей.

*Заданы определяющие параметры:*  $\omega$ ,  $U_0$ ,  $k$ ,  $R$  (или  $P_0 = U_0^2/R$ , или  $I_0 = U_0/R$ ),  $r_{тр}$ ,  $r_i$  и схема выпрямления.

*Найти:* зависимости от этих параметров амплитуды  $A$  э. д. с. на входе схемы, напряжений  $\Delta^+$ ,  $\Delta^-$ ,  $\Delta$  и емкостей  $C$  и  $C_R$  конденсаторов, а затем по этим зависимостям решить оптимальную задачу — определить  $A$ , тип, стандартные емкость и напряжение конденсаторов, у которых габариты, вес и стоимость минимальны.

Здесь задано напряжение на выходе, вид схемы; требуется из множества амплитуд э. д. с. и соответствующего множества параметров схемы, реализующих заданные параметры выхода, выбрать такую амплитуду и такие параметры схемы, при которых набор конденсаторов оптимальный.

Обе сформулированные задачи относятся к обратным задачам (задачам синтеза) теории цепей [Л. 2], когда задана передаточная функция цепи и требуется построить цепь, преобразующую входной сигнал в заданную функцию выходного сигнала; либо по известной реакции на выходе и структуре цепи (но меняющихся численных значениях параметров) требуется найти функцию входного сигнала. Исследуемые однофазные выпрямительные схемы содержат нелинейные элементы — диоды, поэтому рассматриваемые задачи относятся к синтезу нелинейных электрических цепей с вентилями. Наиболее экономичное решение задачи синтеза электронной цепи имеет место в том случае, если удастся найти явные аналитические (в буквах) выражения, связывающие передаточную функцию цепи с параметрами цепи и функции входного сигнала. Искомые зависимости можно получить, пользуясь разработанным для этой цели методом экстремумов [Л. 3, 4, 5], основы которого изложены во второй и пятой главах.

Сформулированные здесь задачи являются задачами оптимального синтеза нелинейных цепей, поскольку из множества возможных решений выбирается то, при котором габариты, вес и стоимость используемого набора конденсаторов минимальны. Оптимальный синтез однофазных выпрямителей относится к задаче оптимального проектирования радиоэлектронной аппаратуры — молодой и быстро развивающейся области современной радиоэлектроники. На сегодня решена задача синтеза простейших оптимальных устройств или функциональных схем, например, синтез оптимальных фильтров для приема сигналов на фоне помех [Л. 6], синтез устройств для формирования импульсов заданной формы [Л. 7, 8].

Есть частные решения, например, по синтезу автоматов, вычислительных машин и отдельных устройств [Л. 9, 10].

Задачи оптимального проектирования можно решать методами теории оптимальных управлений [Л. 11]. Значительный вклад в доведение общих принципов этой теории до уровня инженерного расчета оптимальной радиоэлектронной аппаратуры сделан у нас в работах [Л. 12, 13], где дано аналитическое решение задачи выбора оптимальных параметров — к. п. д. (расхода электроэнергии) элементов радиоэлектронной аппаратуры — реле и трансформаторов. Задача оптимального проектирования формулируется так: пусть известны связи между определяющими параметрами  $A_i$  и параметрами схемы  $a_i$ , которые образуют  $n$ -мерный вектор  $\mathbf{a}$ :

$$A_i = \varphi(\mathbf{a}),$$

причем  $a_i$  меняется в границах  $\Gamma_{pi}: a_i \in \Gamma_{pi}$ . При проектировании определяющие параметры заданы. Задача оптимального проектирования сводится к тому, чтобы найти вектор  $\mathbf{a}_{\text{опт}}$ , при котором функция полезности минимальна или максимальна [Л. 43].

Основная проблема в рамках решаемой здесь задачи оптимального выбора конденсаторов рассмотрена в § 4, где установлено, что функция полезности — это функция, связывающая заряд и энергию используемого конденсатора с определяющими параметрами  $A_i$  и параметрами схемы  $\mathbf{a}$ . Более того, в § 7 найдена структура функции полезности; показано, что для нахождения зависимости  $Q = Q(\mathbf{a}, A_i)$  или  $W = W(\mathbf{a}, A_i)$  достаточно определить связь емкостей  $C$  и  $C_R$  конденсаторов схемы и напряжений  $\Delta^+$ ,  $\Delta^-$  и  $\Delta$  на них с определяющими параметрами  $A_i$ . По известной структуре функции полезности оказалось возможным точно сформулировать задачу синтеза бестрансформаторных и трансформаторных выпрямителей.

В настоящей работе получено аналитическое решение задачи синтеза. Аналитическим методом решена и задача оптимального выбора конденсаторов (см. гл. 3 и 5). На основе полученных решений сформулирован порядок оптимального выбора конденсаторов для бестрансформаторных и трансформаторных выпрямителей с емкостной нагрузкой, а также для фильтров. Рассмотрены возможности уменьшения емкости конденсаторов, используемых в транзисторных приемниках с питанием от сети пере-

менного тока за счет более эффективных схемных решений.

Решенная оптимальная задача позволяет шире применять бестрансформаторные выпрямители. Однако их применение в некоторых случаях ограничивается трудностями регулирования выпрямленного напряжения и обеспечения заданной жесткости внешней характеристики. Эти трудности преодолены в гл. 4 с помощью разработанных «жестких» выпрямительных схем, расчет которых произведен методом экстремумов.

## Глава первая

# ВЫБОР КОНДЕНСАТОРА ПО РАБОЧЕМУ РЕЖИМУ

## 1. ЕМКОСТЬ КОНДЕНСАТОРА

Основная функциональная задача, которую выполняет конденсатор в цепи переменного тока,— обеспечить опережение на  $90^\circ$  тока  $I$ , проходящего через конденсатор, по отношению к действующему на нем напряжению  $U$ . Степень выполнения этой задачи оценивается углом  $\delta$ , который дополняет угол  $\varphi$  сдвига фаз между током и напряжением до  $90^\circ$ .

У идеального конденсатора угол  $\delta$  равен нулю, и если на конденсаторе действует синусоидальное напряжение с амплитудой  $U_m$  и круговой частотой  $\omega$ , то емкость конденсатора, обеспечивающего заданный ток с амплитудой  $I_m$ , равна:

$$C = \frac{I_m}{U_m \omega}. \quad (1)$$

Потери мощности в идеальном конденсаторе равны нулю:

$$P = UI \cos \varphi = UI \cos 90^\circ = 0.$$

У реальных конденсаторов угол  $\delta$  не равен нулю и формула (1) неточная. Потери мощности в реальном конденсаторе не равны нулю:

$$P = UI \cos (90^\circ - \delta) = UI \sin \delta.$$

Рассмотрим происхождение потерь энергии у реального конденсатора. Оно связано со свойствами диэлектрика и обкладок, используемых в конденсаторе.

Реальный диэлектрик, помимо связанных зарядов, имеет свободные заряды, обуславливающие активную проводимость и потери. Кроме того, при ограниченном перемещении связанных зарядов в реальном диэлектрике возможно выделение тепла, если в диэлектрике имеют место медленно устанавливающиеся виды поляризации

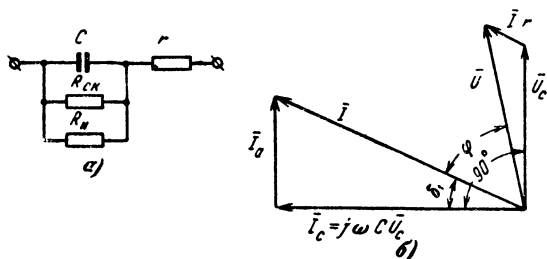


Рис. 7.

а — эквивалентная схема; б — векторная диаграмма реального конденсатора.

[Л. 15, 67]. Тепло также выделяется в обкладках, через которые проходит ток, если сопротивление обкладок не равно нулю.

Рассмотрим эквивалентную схему и векторную диаграмму токов и напряжений в реальном диэлектрике (рис. 7). В этой схеме  $r$  — сопротивление, учитывающее потери в обкладках;  $R_{СК}$  — сопротивление, учитывающее потери, обусловленные сквозным током;  $R_{и}$  — сопротивление, учитывающее потери на трение при релаксационной поляризации. На диаграмме ток  $\bar{I}$ , протекающий через конденсатор, складывается из емкостного тока  $j\omega C U_c$  ( $j = \sqrt{-1}$ ), опережающего напряжение  $U_c$  на  $90^\circ$ , и активного тока  $I_a$ , совпадающего по фазе с  $U_c$ .

Будем считать, что исследователю неизвестны параметры рассмотренной действительной эквивалентной схемы реального конденсатора, а объем информации, которым исследователь располагает, ограничен значениями  $\bar{U}$  и  $\bar{I}$ . В этом случае конденсатор можно рассматривать как «черный ящик» — двухполюсник, у которого известны  $\bar{U}$  и  $\bar{I}$ . Выясним, какие можно сделать выводы относительно величины емкости такого двухполюсника. Емкость двухполюсника может быть вычислена по-раз-



ному в зависимости от того, какая схема замещения сопоставляется реальному конденсатору.

Простейшая схема замещения двухполюсника — одна емкость и одно сопротивление. Существуют две простейшие схемы замещения: параллельная и последовательная (рис. 8).

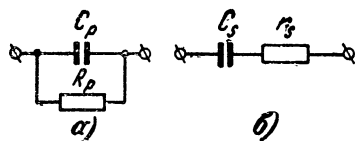


Рис. 8. Простейшие схемы замещения конденсатора.

*a* — параллельная; *б* — последовательная.

падением напряжения на обкладках конденсатора, а напряжением на емкости  $C$  считают напряжение  $U$  на конденсаторе (см. рис. 9, где приведена векторная диаграмма, соответствующая этому случаю).

Как видно из диаграммы на рис. 9, истинный емкостный ток  $I_c = j\omega C U_c$  диэлектрика больше по абсолютной величине емкостного тока  $j\omega C_p U$ , измеряемого при параллельной схеме замещения. Если учесть к тому же, что  $U > U_c$ , то всегда  $C_p < C$ . Кроме того, истинный угол  $\delta_1$ , дополняющий до  $90^\circ$  угол сдвига фаз между  $I$  и  $U_c$ , меньше угла  $\delta_p$ , измеряемого при параллельной схеме замещения.

Если измеряемому конденсатору сопоставляют последовательную схему замещения в виде конденсатора без потерь емкостью  $C_s$ , включенного последовательно с сопротивлением  $r_s$ , учитывающим полные потери в измеряемом конденсаторе, то в этом случае пренебрегают активным током, протекающим через диэлектрик (рис. 10). Истинное напряжение  $U_c = \frac{1}{j\omega C} I \cos \delta_1$  на ди-

В первом случае измеряемый конденсатор представляют в виде конденсатора без потерь с емкостью  $C_p$ , параллельно которому включено сопротивление  $R_p$ , эквивалентное полным потерям в измеряемом конденсаторе. Здесь пренебрегают

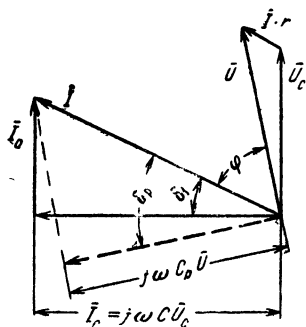


Рис. 9. Векторная диаграмма реального конденсатора (сплошной линией) и при параллельной схеме замещения (пунктиром).

электрике, как видно из диаграммы, больше по абсолютной величине напряжения  $\frac{1}{j\omega C_s} I$  на емкости  $C_s$  при последовательной схеме замещения, поэтому всегда  $C_s > C$ . Очевидно,  $\delta_p = \delta_s$ , так как они образованы взаимно перпендикулярными сторонами; будем обозначать эти углы через  $\delta$ .

Таким образом, истинная емкость конденсатора  $C$  лежит между  $C_s$  и  $C_p$ .

Потери энергии при параллельной схеме

$$P = UI \cos \varphi = U^2 \omega C_p \operatorname{tg} \delta, \quad (2)$$

так как

$$I = \frac{U \omega C_p}{\cos \delta},$$

что следует из рис. 9.

Потери энергии при последовательной схеме

$$P = UI \cos \varphi = I^2 \frac{\operatorname{tg} \delta}{\omega C_s} = U^2 \omega C_s \frac{\operatorname{tg} \delta}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}, \quad (3)$$

так как

$$I = \omega C_s U \cos \delta,$$

что следует из рис. 10.

Сравнивая выражения (2) и (3) для мощностей, получаем, что при одной и той же мощности, выделяемой в параллельной и последовательной схемах, между емкостями  $C_s$  и  $C_p$  имеет место следующее соотношение:

$$C_p = \frac{C_s}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}. \quad (4)$$

Из изложенного следует, что в зависимости от используемой эквивалентной схемы емкость конденсатора различна. Значения емкости, приведенные в стандартах и указанные на конденсаторах, всегда соответствуют последовательной схеме замещения, если это особо не оговаривается.

При малых углах  $\delta$  разница между  $C_s$  и  $C_p$  невелика (как следует из соотношения (4) она меньше 1%,

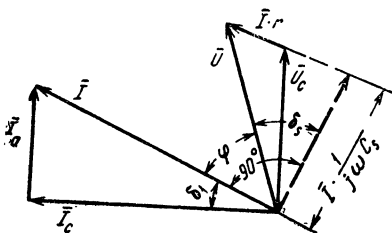


Рис. 10. Векторная диаграмма реального конденсатора (сплошной линией) и при последовательной схеме замещения (пунктиром).

если  $\operatorname{tg} \delta < 0,1$ ). Но с ростом  $\operatorname{tg} \delta$  разница становится все более существенной и ее нужно учитывать, например, при расчете потерь по формуле (2), куда входит параллельная емкость, а не последовательная.

## 2. СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ КОНДЕНСАТОРА

Как было показано в предыдущем параграфе, если объем информации о реальном конденсаторе, которым располагает исследователь, ограничен значениями тока, напряжения и угла сдвига фаз между ними, то конденсатору можно сопоставить разнообразные эквивалентные схемы и в том числе две простейшие — последовательную и параллельную. Между тем действительная схема замещения часто необходима для правильного анализа работы реального конденсатора во взаимодействии с другими активными и пассивными элементами цепи. Дополнительной информацией, позволяющей установить действительную эквивалентную схему конденсатора, может быть частотная зависимость его  $\operatorname{tg} \delta$ .

Рассмотрим зависимость  $\operatorname{tg} \delta$  от частоты для простейших схем замещения.

При параллельной схеме замещения потери, выделяющиеся на сопротивлении  $R_p$ , равны:

$$P = \frac{U^2}{R_p}, \quad (5)$$

при последовательной

$$P = I^2 r_s. \quad (6)$$

Сравнивая эти выражения с формулами (2) и (3), получаем:

при параллельной схеме

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega C_p R_p}; \quad (7)$$

при последовательной схеме

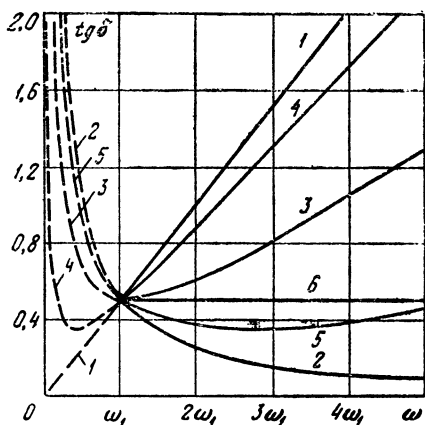
$$\operatorname{tg} \delta = \omega C_s r_s. \quad (8)$$

Графики зависимости  $\operatorname{tg} \delta$  от частоты для разных схем замещения приведены на рис. 11. Как видно из этих графиков, вид схемы замещения существенно определяет характер зависимости от частоты. Следовательно

но, по зависимости  $\operatorname{tg} \delta$  от частоты можно судить, какая из простейших схем замещения ближе к действительной: если  $\operatorname{tg} \delta$  с ростом частоты падает — ближе параллельная схема замещения, если растет — ближе последовательная схема.

Рис. 11. Зависимость тангенса угла потерь от частоты для разных схем замещения.

1 — простейшая последовательная; 2 — простейшая параллельная; 3 — критическая на частоте  $\omega_1$ ; 4 — трехэлементная при  $y=0,5 y_{\text{кр}}$  (близка к простейшей последовательной); 5 — трехэлементная при  $y=0,5 y_{\text{кр}}$  (близка к простейшей параллельной); 6 —  $\operatorname{tg} \delta$  от частоты не зависит.



Покажем, что если  $\operatorname{tg} \delta$  не зависит от частоты, то действительная схема замещения реального конденсатора близка к так называемой критической трехэлементной схеме замещения, состоящей из одной емкости и двух сопротивлений.

Может быть два независимых типа схем с одной емкостью и двумя сопротивлениями (см. схемы I и II на рис. 12). Эти схемы не сводятся друг к другу или к простейшим схемам замещения. Лишь в пределе, когда  $R=\infty$ , обе схемы превращаются в простейшую последовательную схему, а при  $r=0$  — в простейшую параллельную. Из сравнения схем I и II со схемой на рис. 7 следует, что к схеме, соответствующей векторной диаграмме реального конденсатора, ближе схема I.

Рассмотрим некоторые свойства схемы I более подробно [Л. 56, 69, 68].

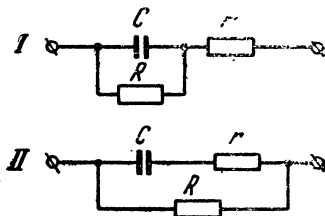


Рис. 12. Трехэлементные схемы замещения реального конденсатора.

Анализ схемы I дает следующие зависимости, связывающие последовательную емкость  $C_s$  и  $\operatorname{tg} \delta$  с параметрами схемы

$$C_s = C + \frac{1}{\omega^2 R^2 C}, \quad (9)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega C R} + \omega C r + \frac{r}{\omega C R^2}. \quad (10)$$

Введем обозначение

$$y = \frac{r}{R}. \quad (11)$$

Нетрудно получить, что для каждого фиксированного значения  $\operatorname{tg} \delta$  существует такое критическое значение  $y_{\text{кр}}$ , которое  $y$  не может превзойти. Трехэлементную схему, в которой  $y = y_{\text{кр}}$ , назовем критической.

Расчет  $y_{\text{кр}}$  сводится к нахождению экстремума функции двух переменных  $y = f(r, R)$ , на которую наложено условие (10).

Для нахождения экстремума воспользуемся методом неопределенных множителей Лагранжа. Обозначим уравнение (11) через  $M$ , а (10) через  $\Pi$ . Приравняем нулю частные производные от функции  $\Lambda$ , определяемой равенством

$$\Lambda = M + \mu \Pi = \frac{r}{R} + \mu (\omega^2 C^2 R^2 r + r + R - \operatorname{tg} \delta \omega C R^2),$$

считая  $\mu$  постоянной величиной:

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial r} = \frac{1}{R} + \mu (\omega^2 C^2 R^2 + 1) = 0; \quad (12)$$

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial R} = -\frac{r}{R^2} + \mu (2\omega^2 C^2 R r + 1 - 2 \operatorname{tg} \delta \omega C R). \quad (13)$$

Решая совместно уравнения (12), (13) и (10) относительно  $\mu$ ,  $r$  и  $R$ , получаем:

$$R_{\text{кр}} = \frac{1}{\omega C} \frac{\operatorname{tg} \delta}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} - 1};$$

$$r_{\text{кр}} = \frac{1}{2\omega C} \operatorname{tg} \delta. \quad (14)$$

Разделив  $r_{\text{кр}}$  на  $R_{\text{кр}}$ , имеем:

$$y_{\text{кр}} = 0,5 (\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} - 1). \quad (15)$$

Зависимость  $y_{\text{кр}}$  от  $\operatorname{tg} \delta$  приведена на рис. 13.

На основе полученных выражений нетрудно показать, что для критической схемы, рассчитанной по частоте  $\omega = \omega_1$ , зависимость  $\operatorname{tg} \delta$  от частоты имеет минимум при  $\omega = \omega_1$ .

И наоборот, если на частоте  $\omega = \omega_1$  обнаруживается минимум частотной зависимости  $\operatorname{tg} \delta$ , то эквивалентная схема реального конденсатора на этой частоте близка к критической.

Подставив  $R_{\text{кр}}$  в формулу (9) с учетом уравнения (15), получаем:

$$C_{s \text{ кр}} = 2C \left( 1 - \frac{2y_{\text{кр}}}{\operatorname{tg}^2 \delta} \right). \quad (16)$$

Подставляя выражение (16) в уравнение (14), получаем формулу расчета последовательного сопротивления в критической схеме

$$r_{\text{кр}} = \frac{1}{\omega C_{s \text{ кр}}} \left( \operatorname{tg} \delta - \frac{2y_{\text{кр}}}{\operatorname{tg} \delta} \right). \quad (17)$$

Частотная зависимость  $\operatorname{tg} \delta$  реального конденсатора может содержать падающую, возрастающую и независимую от частоты отрезки характеристик [Л. 15, 20].

В этом случае конденсатору на каждом диапазоне частот следует сопоставлять соответствующую эквивалентную схему — простейшую параллельную, простейшую последовательную и критическую.

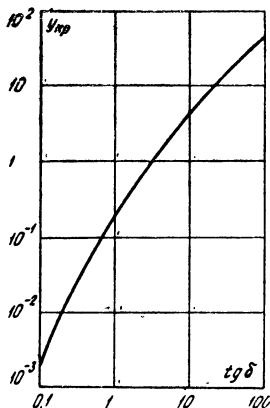


Рис. 13. Зависимость  $y_{\text{кр}}$  (отношение последовательного сопротивления к параллельному) от  $\operatorname{tg} \delta$  при критической схеме замещения реального конденсатора.

### 3. ИНДУКТИВНОСТЬ КОНДЕНСАТОРА

Эквивалентная схема реального конденсатора, помимо активных сопротивлений, учитывающих потери, должна содержать индуктивность, обусловленную самоиндукцией обкладок конденсатора. Эта индуктивность начинает себя существенно проявлять на высоких частотах. Общий характер зависимости полного сопротивления конденсаторов от частоты показан на примере электrolитических конденсаторов на рис. 14. Как видно из рисунка, левая спадающая часть кривой определяется ем-

костью конденсатора, правая возрастающая часть — его индуктивностью. Значение полного сопротивления на минимуме, соответствующем резонансной частоте, определяется активным сопротивлением конденсатора.

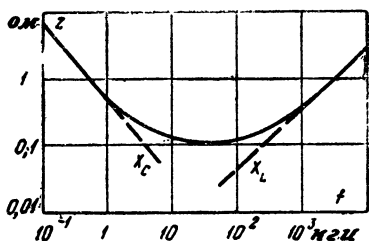


Рис. 14. Общий характер зависимости полного сопротивления  $Z$  от частоты для электролитических конденсаторов.

Индуктивность конденсаторов и значение резонансной частоты определяются их конструкцией и емкостью. Поскольку на частотах, превышающих резонансную, реактивная составляющая полного сопротивления конденсатора приобретает чисто индуктивный характер, резонансная частота является верхней границей частот, при которых конденсатор способен выполнять свою прямую функцию.

Поэтому выбор типа конденсатора следует прежде всего производить так, чтобы рабочая частота была ниже резонансной.

В работах [Л. 15] на стр. 52 и [Л. 20] на стр. 253 приведены значения резонансной частоты основных типов радиотехнических конденсаторов, откуда видно, что резонансная частота конденсаторов в зависимости от их типа и конструкции изменяется в больших пределах от 2000 Мгц для керамических конденсаторов малой емкости до десятков килогерц для алюминиевых и танталовых конденсаторов большой емкости.

#### 4. ГАБАРИТЫ, ВЕС И СТОИМОСТЬ КОНДЕНСАТОРА

Габариты электрического конденсатора определяются его объемом  $v$ , для нахождения которого удобно воспользоваться удельными характеристиками электрических конденсаторов [Л. 14, 15, 16].

Объем конденсатора можно найти по удельному (приходящемуся на единицу емкости) объему  $v_{уд}$  или по обратной величине — удельной емкости  $c_{уд}$ . Удельная емкость некоторых типов конденсаторов, например бумажных и слюдяных, обратно пропорциональна квадрату номинального напряжения

$$c_{уд} = \frac{C}{v_1} = \frac{b_1}{U^2}, \quad (18)$$

а для других конденсаторов, например для электролитических и металлобумажных, обратно пропорциональна номинальному напряжению

$$c_{уд2} = \frac{C}{v_2} = \frac{b_2}{U}. \quad (19)$$

В логарифмическом масштабе эти зависимости выражаются прямыми, наклон которых к оси абсцисс в первом случае больше, чем во втором:

$$\lg c_{уд1} = \lg b_1 - 2 \lg U;$$

$$\lg c_{уд2} = \lg b_2 - \lg U.$$

Общий характер установленных теоретических закономерностей сохраняется и для практических значений характеристик удельных емкостей, при вычислении которых использовался полный объем конденсаторов (рис. 15). В самом деле, наклон кривой  $\lg c_{уд} = f(\lg U)$  для электролитических и металлобумажных конденсаторов меньше, чем для остальных типов конденсаторов.

Из выражений (18) и (19) следует:

$$v_1 = \frac{CU^2}{b_1} = \frac{2}{b_1} W;$$

$$v_2 = \frac{CU}{b_2} = \frac{1}{b_2} Q.$$

Таким образом, объем, а следовательно, и габариты, например бумажных и слюдяных конденсаторов, пропорциональны их номинальной энергии, а электролитических

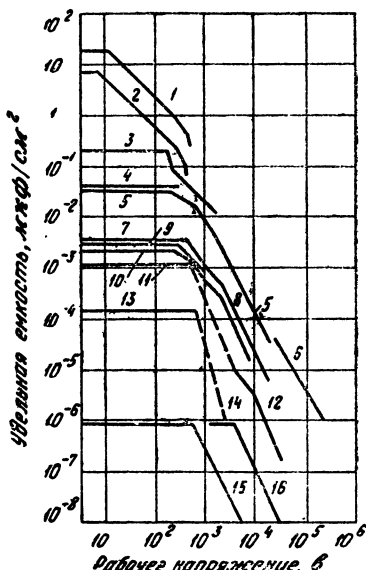


Рис. 15. Зависимость удельной емкости конденсаторов различных типов от рабочего напряжения [Л. 15].

1 — сухие электролитические алюминиевые типа КЭ группы М; 2 — то же группы ОМ; 3 — металлобумажные МБГ; 4 — сегнетокерамические; 5 — бумажные КБГ; 6 — бумажные импульсные; 7 — слюдяные КСГ; 8 — слюдяные блокировочные; 9 — полистирольные ПГ; 10 — слюдяные опрессованные КСО; 11 — керамические трубчатые КТК (из массы Т-80); 12 — керамические горшковые КВКГ (из массы Т-80); 13 — керамические трубчатые КТК из ультрафарфора; 14 — керамические трубчатые КВКТ; 15 — воздушные конденсаторы; 16 — газонаполненные конденсаторы.



ческих и металлобумажных конденсаторов — их номинальному заряду.

Вес электролитического конденсатора пропорционален его объему, так как удельный вес конденсаторов в пределах каждого типа примерно постоянный. Таким образом, для нахождения веса так же, как и габаритов конденсатора, достаточно знать  $Q$  или  $W$ .

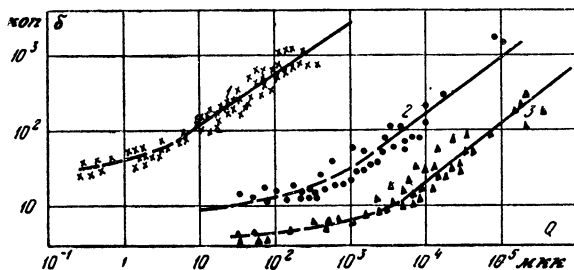


Рис. 16. Зависимость оптовой стоимости  $\delta$  конденсатора от величины его заряда  $Q$ .

1 — фторопластовые; 2 — металлобумажные; 3 — электролитические конденсаторы;  $\times$  — все номиналы фторопластовых конденсаторов типов ФТ, ФГТИ, К72П-2;  $\bullet$  — все номиналы металлобумажных конденсаторов типов МБМ, МБГП, МБГО, МБГВ, МБМУ, МБГЧ;  $\blacktriangle$  — все номиналы электролитических конденсаторов типов КЭ, ЭМ, ЭФ, КЭО, КЭ-2-Н, К50-3. Пунктиром проведена нелинейная часть зависимостей.

Стоимость конденсатора в значительной степени определяется стоимостью используемых в нем материалов, а о расходе материалов можно составить представление по величине объема конденсатора. Поскольку объем конденсатора пропорционален его номинальному заряду или номинальной энергии, логично предположить возможность существования однозначной связи стоимости конденсатора с этими параметрами. С этой целью были проанализированы оптовые цены на некоторые типы электрических конденсаторов для электронной аппаратуры, в результате чего было показано [Л. 18, 19], что стоимость электролитических, металлобумажных и фторопластовых конденсаторов достаточно однозначно определяется их номинальным зарядом, а стоимость бумажных и слюдяных конденсаторов — их энергией (рис. 16, 17).

Чтобы исключить влияние на стоимость конденсатора других его параметров (например, допуски по емкости, уровни ТКЕ и пр.), определение которых требует дополнительных трудовых затрат, рас-

сматривались дешевые конденсаторы каждого типа, имеющие широкий допуск по емкости и большой ТКЕ. Рассмотрение этих конденсаторов часто вполне достаточно для сравнения конденсаторов различных типов по стоимости, поскольку независимо от номинала относительные затраты, связанные с переводом конденсатора из одного класса допуска в другой, обычно находятся примерно на одном уровне. Так, например, для спиральных конденсаторов с бумажным или пленочным диэлектриком независимо от  $C$  или  $U$

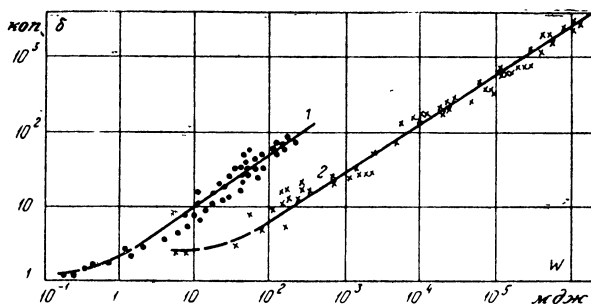


Рис. 17. Зависимость оптовой стоимости  $\delta$  конденсатора от величины его энергии  $W$ .

1 — слюдяные; 2 — бумажные конденсаторы; ● — все номиналы слюдяных конденсаторов типов КСО-2, КСО-5, КСО-6, КСО-7, КСО-10, КСО-11, КСО-12, КСО-13; × — все номиналы бумажных конденсаторов типов КБГП-1, КБГ-МП, БМ, БМТ, БП-П, МКВ. Пунктиром проведена нелинейная часть зависимостей.

каждое последовательное ужесточение допуска по емкости вдвое (например,  $\pm 10\%$  по сравнению с  $\pm 20\%$  или  $\pm 5\%$  по сравнению с  $\pm 10\%$ ) сопровождается увеличением оптовой стоимости примерно на 11%. Слюдяные и керамические конденсаторы с допуском по емкости  $\pm 10\%$  имеют стоимость на 25%, а с допуском  $\pm 5\%$  на 37% больше, чем конденсаторы с допуском по емкости  $\pm 20\%$ .

На рис. 16 приведены зависимости оптовой стоимости конденсаторов от величины номинального заряда  $Q$  (точки наносились для всех значений  $C_s$  и  $U_s$ , оговоренных стандартами). Как видно из рисунка, независимо от величины номинального напряжения конденсаторы одного типа с одинаковым зарядом имеют достаточно близкую стоимость. Все кривые, начиная с некоторого значения заряда, переходят в прямые линии, выражаемые уравнением

$$\lg \delta = A_1 + B_1 \lg Q,$$

причем, если  $\delta$  измеряется в копейках, а  $Q$  в микрокулонах, то  $A_1$  равно  $-1,59$  для алюминиевых электролитических конденсаторов,  $+0,78$  для металобумажных и  $+1,37$  для фторопластовых, а  $B_1$  равно  $0,73$ ;  $0,74$  и  $0,67$  соответственно.

Таким образом, значение  $B_1$  для всех рассмотренных типов конденсаторов примерно одно и то же и в среднем составляет  $0,71$ , т. е. угол наклона прямых к оси абсцисс везде почти одинаков.

Как видно из графиков, электролитические конденсаторы охватывают диапазон зарядов от  $10$  до  $10^6$  мкк, металобумажные — от

10 до  $10^5$  мкк, а фторопластовые — от 0,1 до 500 мкк. Определив по вышеприведенному выражению стоимость рассмотренных конденсаторов, получаем формулы, справедливые для широкого диапазона значений  $Q$ :  $\delta = 0,0256 \cdot Q^{0,73}$  для электролитических,  $\delta = 0,166 \times Q^{0,74}$  для металлобумажных и  $\delta = 23,4 \cdot Q^{0,67}$  для фторопластовых конденсаторов. С уменьшением  $Q$  (для электролитических конденсаторов при  $Q < 2500$  мкк, для металлобумажных при  $Q < 1000$  мкк, для фторопластовых при  $Q < 5$  мкк) кривые, выражающие зависимости  $\lg \delta = f(\lg Q)$ , приближаются к линиям, параллельным оси абсцисс, т. е. стоимость становится независимой от  $Q$ . Это объясняется в частности тем, что с уменьшением  $Q$  все более значительной становится доля стоимости корпуса в общей стоимости конденсатора.

На рис. 17 приведены зависимости оптовой стоимости различных конденсаторов от их номинальной энергии. Как видно из графиков, энергия  $W$  оказывается достаточно хорошим обобщением параметром, характеризующим слюдяные и бумажные конденсаторы: для каждого фиксированного значения энергии стоимость различных по емкости и напряжению конденсаторов одного типа достаточно близка. Все кривые, начиная с некоторого значения энергии, переходят в линейную зависимость типа, выражаемую уравнением

$$\lg \delta = A_2 + B_2 \lg W,$$

причем если  $\delta$  измеряется в копейках, а  $W$  в миллиджоулях, то  $A_2$  равно 0,14 для бумажных и 0,96 для слюдяных конденсаторов, а  $B_2$  равно 0,66 и 0,71. Зависимость  $\delta$  от  $W$  для слюдяных конденсаторов становится линейной, начиная с 0,1 мдж, а для бумажных — с 5 мдж. После антилогарифмирования получаем  $\delta = 9,1 \times W^{0,71}$  для слюдяных и  $\delta = 1,38 W^{0,66}$  для бумажных конденсаторов.

Однако не для всех конденсаторов номинальный заряд  $Q$  или номинальная энергия  $W$  могут служить однозначными характеристиками, определяющими их стоимость. У керамических конденсаторов одному и тому же значению  $Q$  или  $W$  (рис. 18,а, 18,б) могут соответствовать весьма различные стоимости. Но и для этих конденсаторов можно говорить об однозначной зависимости стоимости от  $Q$  или  $W$  в пределах каждого вида конденсатора.

Изложенные соображения построены на анализе оптовых цен на радиодетали на уровне 1965 г. Основным выводом является установление того факта, что цена ряда типов электрических конденсаторов однозначно определяется величиной их номинального заряда или номинальной энергии. Разумеется, при создании нового прейскуранта возможно назначение других коэффициентов, которые будут отличаться от заложенных в прейскуранте 1965 г. Разумно допустить, однако, что такое изменение коэффициента будет одним и тем же по крайней мере в пределах каждого типа конденсаторов, а это означает, что стоимостные кривые, построенные для нового прейскуранта, лишь по масштабу будут отличаться от приведенных здесь кривых. Поэтому можно рассма-

тривать цены на уровне 1965 г. как индексы, позволяющие произвести сравнительную оценку по стоимости различных конденсаторов. При новом прейскуранте эти индексы сохраняют свое значение — они получаются умножением новых цен на масштабный коэффициент, кото-

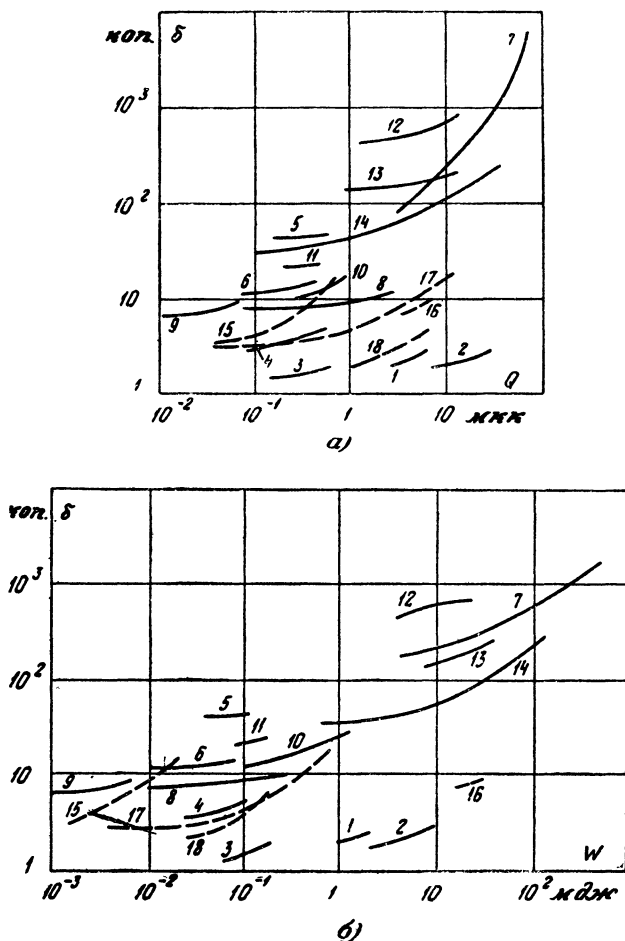


Рис. 18. а — зависимость оптовой стоимости  $\delta$  конденсатора от величины его заряда  $Q$  и б — от величины его энергии  $W$ .

Керамические конденсаторы: 1 — КТ-1, 2 — КТ-2, 3 — КТ-4, 4 — КГК, 5 — КГКБ, 6 — КТИ, 7 — КВТ, 8 — КО, 9 — КТПМ, 10 — КВКТ, 11 — КДО, 12 — КВГ, 13 — КВКГ, 14 — КВИ. Пленочные конденсаторы: 15 — ПМ, 16 — ПОВ, 17 — ПО, 18 — ПСО.

рый будет примерно одним и тем же для каждого типа конденсаторов массового производства. Чтобы избежать путаницы введем понятие «условные копейки» и будем под ними в дальнейшем понимать цены на уровне 1965 г.

## **5. ВЫБОР РАБОЧЕГО НАПРЯЖЕНИЯ ПО СТАНДАРТНОМУ ПРИ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ПУЛЬСАЦИИ**

При выборе конденсаторов для электронных устройств приходится решать одну из двух противоположных по своему характеру задач. Прямая задача — по известному стандартному напряжению конденсатора найти максимально допустимые значения переменной и постоянной составляющих рабочего напряжения. Обратная задача заключается в нахождении типа и стандартного напряжения конденсаторов по рабочему режиму.

Под *номинальным напряжением*  $U_n$  будем понимать наибольшее напряжение между обкладками конденсатора, при котором он способен работать с заданной надежностью в установленном диапазоне рабочих температур. Номинальное напряжение, оговоренное стандартами, назовем *стандартным напряжением*  $U_s$  — оно маркируется на конденсаторах, выпускаемых согласно действующим стандартам. Под рабочим напряжением подразумеваются значения постоянного и переменного напряжения, которые действуют на конденсаторе при его работе.

Прямая задача — нахождение рабочего напряжения по стандартному, как будет показано в этом параграфе, решается с помощью условий, оговоренных в действующих стандартах. Однако эти условия справедливы лишь для тех случаев, когда переменная составляющая (пульсация) напряжения на конденсаторе меняется по закону гармонического колебания.

Если пульсация несинусоидальная, прямую задачу можно решить с помощью приведенных в следующем параграфе методов пересчета несинусоидального напряжения к эквивалентному синусоидальному.

Для решения обратной задачи — нахождения типа и стандартного напряжения конденсатора по рабочему режиму, как будет показано в § 7, необходимо вначале найти минимальное напряжение, а затем выбрать ближайшее к нему стандартное напряжение.

Величина рабочего напряжения конденсатора ограничивается тремя требованиями: а) конденсатор не должен перегреваться, б) перенапряжение на нем недопустимо, в) он должен быть защищен от прохождения обратных токов, если это полярный оксидный конденсатор.

Чтобы конденсатор не перегрелся, выделяющиеся в нем потери не должны превосходить допустимых. С этой целью в отечественных стандартах [Л. 21, 58, 68] оговаривается для многих видов конденсаторов коэффициент, обозначенный нами буквой  $\chi$  ( $0 \leq \chi \leq 1$ ), который ограничивает амплитуду  $\Delta$  переменной составляющей рабочего напряжения при максимальной рабочей температуре

$$\Delta \leq \Delta_1 = \chi U_s, \quad (20)$$

где  $U_s$  — стандартное напряжение конденсатора. Для некоторых конденсаторов, например для слюдяных и керамических, амплитуда  $\Delta$  переменного напряжения определяется не коэффициентом  $\chi$ , а величиной допустимой реактивной мощности:

$$P_r = \frac{\Delta^2}{2} \omega C_p, \quad (21)$$

что существенно при высоких частотах. Отсюда допустимая амплитуда равна:

$$\Delta \leq \Delta_2 = 565 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{P_r}{f C_p}}, \quad (22)$$

где  $P_r$  — реактивная мощность конденсатора, *ва*;  $f$  — частота, *гц*;  $C_p$  — параллельная емкость конденсатора, *пф*. Значения допустимых реактивных мощностей в зависимости от габаритов конденсаторов меняются от нескольких *ва* до сотен и тысяч *ва*. Для некоторых керамических и слюдяных конденсаторов оговаривается ограничение амплитуды переменного напряжения по допустимой величине действующего значения реактивного тока

$$I = \frac{K}{\sqrt[4]{f}}, \quad (23)$$

где  $f$  — частота, *Мгц*;

$K$  — коэффициент, значения которого меняются в пределах от единиц до десятков. Поскольку реактивный ток равен:

$$I = 2\pi f C_p \frac{\Delta}{\sqrt{2}}, \quad (24)$$

то амплитуда  $\Delta$  переменной составляющей напряжения должна быть не больше  $\Delta_3$ :

$$\Delta \leq \Delta_3 = \frac{I \sqrt{2}}{2\pi f C_p}. \quad (25)$$

Чтобы защитить конденсатор от перенапряжения, рабочее напряжение на нем не должно превышать номинальное. Это условие формулируется в стандартах так: сумма постоянной составляющей  $U_0$  и амплитуда  $\Delta$  переменной составляющей рабочего напряжения должна быть не больше стандартного напряжения

$$U_0 + \Delta \leq U_s. \quad (26)$$

Полярные оксидные конденсаторы, помимо перегрева и перенапряжения, должны быть защищены от прохождения разрушающих обратных токов. Чтобы оксидная пленка была непроводящей, потенциал оксидированного металла (анода) должен всегда превышать потенциал второго электрода (катода). С этой целью в стандартах оговаривается, что амплитуда переменной составляющей напряжения не должна превышать постоянную составляющую

$$\Delta \leq U_0. \quad (27)$$

Во всех случаях считается, что форма переменной составляющей напряжения на конденсаторе меняется по закону гармонического колебания.

Частота  $f$  синусоидального напряжения на конденсаторе может не совпадать с частотой  $f_s$ , для которой в стандартах приводятся значения коэффициента перегрева  $\chi$ . Чтобы по допустимой стандартной амплитуде  $\Delta$  синусоидальной пульсации на стандартной частоте  $f_s$  можно было оценить допустимый уровень амплитуды синусоидальной пульсации на любой другой частоте  $f$ , не равной  $f_s$ , потребуем, чтобы активные мощности на частотах  $f$  и  $f_s$  были друг другу равны.

Тогда

$$\Delta^2 2\pi f_s C_{ps} \operatorname{tg} \delta_s = \Delta^2 2\pi f C_{pf} \operatorname{tg} \delta_f, \quad (28)$$

где  $C_{ps}$  и  $C_{pf}$  — параллельные эквивалентные емкости на частотах  $f_s$  и  $f$  соответственно;  $\delta_s$  и  $\delta_f$  — на углы потерь на этих частотах.

Из равенства (28) следует, что

$$\Delta_f = \Delta \sqrt{\frac{f_s C_{ps} \operatorname{tg} \delta_s}{f C_{pf} \operatorname{tg} \delta_f}}. \quad (29)$$

Если измерена последовательная емкость, переход к параллельной производится по формуле (4).

**Порядок выбора рабочего напряжения конденсатора по стандартному при синусоидальной пульсации.** I этап. По стандарту на конденсатор заданного типа находят коэффициент перегрева  $\chi$  на частоте  $f_s$ , равной частоте пульсации, и по формуле (20) определяют  $\Delta_1$ .

Если  $f_s \neq f$ , находят тангенс угла потерь и параллельную емкость на частотах  $f_s$  и  $f$  измерением или по графикам частотных зависимостей [такие графики приведены, например в [Л. 15] и [Л. 20]. Затем по формуле (29) рассчитывают  $\Delta_{1f}$  на частоте пульсации.

II этап. По формулам (22) и (25) вычисляют амплитуды  $\Delta_2$  и  $\Delta_3$ , исходя из ограничений реактивной мощности и реактивного тока, если конденсатор высокочастотный. Из трех значений амплитуд  $\Delta_{1f}$ ,  $\Delta_2$  и  $\Delta_3$  в качестве допустимой амплитуды  $\Delta_f$  на частоте пульсации выбирают наименьшую.

III этап. Зная  $\Delta_f$  и  $U_s$ , по формуле (26) вычисляют максимально допустимое среднее значение напряжения.

*Пример 1.* Имеется слюдяной конденсатор типа КСО-8,  $U_s = 1000$  в,  $C_s = 10^4$  пф. Найти допустимое постоянное и переменное синусоидальное напряжение на частотах 1 кГц, 1 МГц, 10 МГц при максимальной температуре.

I. Как следует из ГОСТ 11155-65 [Л. 71] для  $U_s = 1000$  в

$$\chi = 0,2 \text{ при } 1 \text{ кГц} \leq f \leq 10 \text{ кГц},$$

$$\chi = 0,05 \text{ при } f \geq 10 \text{ кГц}.$$

Поэтому

$$\Delta_1 = \chi U_s = 200 \text{ в на } 1 \text{ кГц},$$

$$\Delta_1 = 50 \text{ в на } 1 \text{ МГц},$$

$$\Delta_1 = 50 \text{ в на } 10 \text{ МГц}.$$

II. По формуле (22) и по ГОСТ 11155-65

$$\Delta_2 > 1000 \text{ на } 1 \text{ кГц},$$

$$\Delta_2 = 40 \text{ в на } 1 \text{ МГц},$$

$$\Delta_2 = 12,7 \text{ в на } 10 \text{ МГц}.$$



По формуле (25) и по ГОСТ 11155-65

$$\Delta_3 > 10^5 \text{ в на } 1 \text{ кГц},$$

$$\Delta_3 = 90,2 \text{ в на } 1 \text{ МГц},$$

$$\Delta_3 = 5,1 \text{ в на } 10 \text{ МГц}.$$

Для каждой частоты выбираем наименьшую амплитуду

$$\Delta = 200 \text{ в на } 1 \text{ кГц},$$

$$\Delta = 40 \text{ в на } 1 \text{ МГц},$$

$$\Delta = 5,1 \text{ в на } 10 \text{ МГц}.$$

III. Максимально допустимое постоянное напряжение находим по формуле (26)

$$U_0 = U_s - \Delta = 800 \text{ в на } 1 \text{ кГц},$$

$$U_0 = 960 \text{ в на } 1 \text{ МГц},$$

$$U_0 = 994 \text{ в на } 10 \text{ МГц}.$$

*Пример 2.* Имеется электролитический конденсатор типа ЭТО-1,  $U_s = 90 \text{ в}$ ,  $C_s = 10 \text{ мкФ}$ . Найти допустимое постоянное и переменное синусоидальное напряжение на частотах 100 Гц, 400 Гц и 5 кГц при максимальной рабочей температуре.

I. По ОЖО.464.036 ТУ [Л. 71] находим:

при  $f = 100 \text{ кГц}$   $\chi = 0,05$  и  $\Delta_1 = \chi U_s = 4,5 \text{ в}$ ,

при  $f = 5 \text{ кГц}$   $\chi = 0,002$  и  $\Delta_1 = 0,18 \text{ в}$ .

Так как при  $f = 400 \text{ Гц}$  значение  $\chi$  не указано, для расчета  $\Delta_1$  воспользуемся формулой (29), приняв во внимание, что в диапазоне частот от 50 Гц до 1 кГц  $\text{tg } \delta$  и емкость конденсаторов типа ЭТО-1 почти не меняются [Л. 15].

Тогда при  $f = 400 \text{ Гц}$

$$\Delta_1 = 4,5 \sqrt{\frac{100}{400}} = 2,25 \text{ в}.$$

II. Расчет  $\Delta_2$  и  $\Delta_3$  опускаем, поскольку для электролитических конденсаторов как для низкочастотных перегрев определяется коэффициентом  $\chi$ .

III. Максимально допустимое постоянное напряжение находим по формуле (26)

$$U_0 = 85,5 \text{ в на } 100 \text{ Гц},$$

$$U_0 = 87,8 \text{ в на } 400 \text{ Гц},$$

$$U_0 = 89,8 \text{ в на } 5 \text{ кГц}.$$

## 6. ВЫБОР РАБОЧЕГО НАПРЯЖЕНИЯ ПО СТАНДАРТНОМУ ПРИ НЕСИНУСОИДАЛЬНОЙ ПУЛЬСАЦИИ

Покажем, что оговоренные стандартами условия (20), (22), (25), (26) и (27), позволяющие вычислить составляющие рабочего напряжения на конденсаторе, не явля-

ются универсальными. Эти условия пригодны лишь для тех случаев, когда закон изменения переменной составляющей напряжения на конденсаторе гармонический или близкий к нему.

Воспользуемся с этой целью некоторыми общими свойствами периодических функций. Эти свойства нетрудно сформулировать с помощью следующей теоремы [Л. 22].

**Теорема о приведении периодической функции к функции с амплитудой.** Любую периодическую функцию  $\Phi(x)$ , не имеющую разрывов второго рода, можно привести к функции с амплитудой, равной полуразности ее экстремальных значений  $\frac{\Phi_{\text{макс}} - \Phi_{\text{мин}}}{2}$ , смещенной относительно оси абсцисс на постоянную величину, равную полусумме экстремальных значений  $\frac{\Phi_{\text{макс}} + \Phi_{\text{мин}}}{2}$ :

$$\Phi(x) = \frac{\Phi_{\text{макс}} + \Phi_{\text{мин}}}{2} + \frac{\Phi_{\text{макс}} - \Phi_{\text{мин}}}{2} \theta(x), \quad (30)$$

где  $\theta(x)$  — некоторая периодическая функция.

Эта теорема достаточно очевидна, однако для строгости приведем ее доказательство.

Пусть  $\theta(x)$  имеет амплитуду, равную единице, т. е. ее экстремальные значения одинаковы по абсолютной величине и равны единице. Увеличим амплитуду функции  $\theta(x)$  в  $A$  раз ( $A > 0$ ) и образуем новую функцию

$$\Phi(x) = B + A\theta(x), \quad (31)$$

где  $B$  — постоянная величина.

Очевидно, если  $B > 0$ , то

$$\Phi_{\text{макс}} = B + A; \quad (32)$$

$$\Phi_{\text{мин}} = B - A. \quad (33)$$

Вычитая из выражения (32) выражение (33), получаем:

$$A = \frac{\Phi_{\text{макс}} - \Phi_{\text{мин}}}{2}. \quad (34)$$

Складывая эти выражения, имеем:

$$B = \frac{\Phi_{\text{макс}} + \Phi_{\text{мин}}}{2}. \quad (35)$$

Подставляя в выражение (31) выражения (34) и (35), получаем выражение (30), т. е. то, что требовалось доказать.

На рис. 19 приведены графики для иллюстрации теоремы. Как видим, для получения функции с амплитудой из любой не имеющей разрывов второго рода периодической функции  $\Phi(x)$  график этой функции следует опустить (или поднять) на постоянную величину, равную полусумме экстремальных значений.

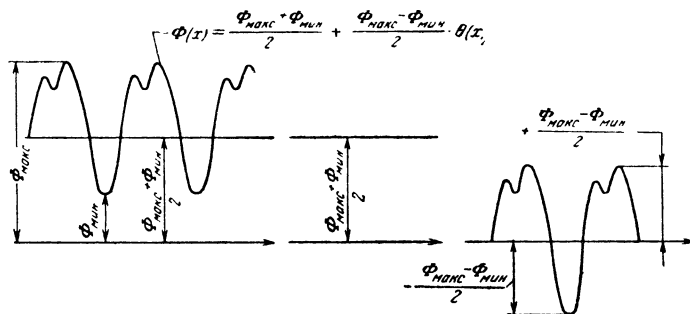


Рис. 19. К теореме о приведении периодической функции к функции с амплитудой.

Выражение (30) можно рассматривать как двучленный ряд (бином). Тогда теорему можно сформулировать иначе: *любую периодическую функцию, не имеющую разрывов второго рода, можно представить в виде двучленного ряда, где первое слагаемое представляет собой полусумму экстремальных значений функции, а второе слагаемое — некоторую периодическую функцию, умноженную на полуразность экстремальных значений.*

**Классификация периодических функций.** Рассмотрим среднее значение (постоянную составляющую)  $U_0$  периодической функции  $\Phi(x)$ . Будем считать, что  $U_0 > 0$  [в противном случае вместо  $\Phi(x)$  рассматривается  $-\Phi(x)$ ].

Как известно, если период равен  $x_0$ , то

$$U_0 = \frac{1}{x_0} \int_0^{x_0} \Phi(x) dx. \quad (36)$$

Приведя  $\Phi(x)$  к функции с амплитудой, см. выражение (30), получим следующее важное соотношение, которым мы в § 12 воспользуемся для доказательства теоремы о нахождении среднего значения по экстремальным или условно экстремальным значениям функции:

$$U_0 = \frac{\Phi_{\max} + \Phi_{\min}}{2} + \frac{\Phi_{\max} - \Phi_{\min}}{2} \frac{1}{x_0} \int_0^{x_0} \theta(x) dx. \quad (37)$$

Как видно из выражения (37), в зависимости от интегральных свойств функции  $\theta(x)$  можем различать три случая.

*Случай 1*, когда  $\int_0^{x_0} \theta(x) dx = 0$ , т. е. площади, ограниченные кривой  $\theta(x)$  выше и ниже оси абсцисс, равны (рис. 20). Тогда

$$U_0 = \frac{\Phi_{\max} + \Phi_{\min}}{2}.$$

*Случай 2*, когда  $\int_0^{x_0} \theta(x) dx > 0$ , т. е. площадь, ограниченная кривой  $\theta(x)$  выше оси абсцисс, превышает соответствующую площадь ниже оси абсцисс (рис. 20). Тогда

$$U_0 > \frac{\Phi_{\max} + \Phi_{\min}}{2}$$

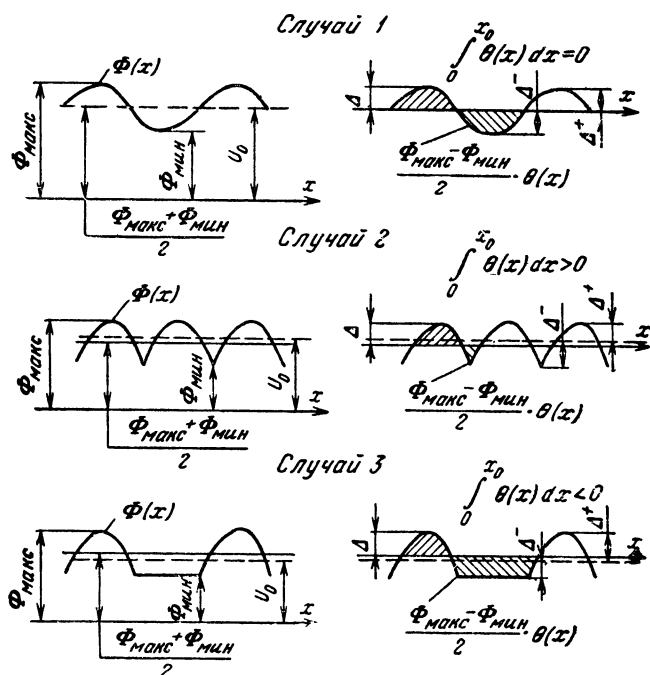


Рис. 20. К классификации периодических функций на случай 1, 2 и 3.

Случай 3, когда  $\int_0^{x_0} \theta(x) dx < 0$ , т. е. площадь, ограниченная

кривой  $\theta(x)$  выше оси абсцисс, меньше соответствующей площади ниже оси абсцисс (рис. 20). Тогда

$$U_0 < \frac{\Phi_{\max} + \Phi_{\min}}{2}.$$

Пусть на конденсаторе действует напряжение, которое описывается одной из трех функций, приведенных на рис. 20. В первом случае (случай 1) переменная составляющая образована синусоидой (гармоническая), во втором (случай 2) — половинками синусоид, примыкающими друг к другу (негармоническая), а в третьем (случай 3) — половинками синусоид, следующими друг за другом через  $T/2$  (негармоническая). В каждом случае можно измерить постоянное напряжение  $U_0$  вольтметром, измеряющим среднее значение напряжения, положительный пик  $\Delta^+ = \Phi_{\max} - U_0$ , совпадающий по знаку с  $U_0$ , и отрицательный пик  $\Delta^- = \Phi_{\min} - U_0$ , противоположный по знаку с  $U_0$ , пиковым вольтметром.

Как видно из рис. 20, в случае 1  $\Delta^+ = |\Delta^-|$ , в случае 2  $\Delta^+ < |\Delta^-|$ , а в случае 3  $\Delta^+ > |\Delta^-|$ . Найдем амплитуду  $\Delta$  переменной составляющей напряжения во всех трех случаях. По теореме о приведении периодической функции к функции с амплитудой

$$\Delta = \frac{\Phi_{\max} - \Phi_{\min}}{2},$$

но

$$\Phi_{\max} = U_0 + \Delta^+, \quad (38)$$

а

$$\Phi_{\min} = U_0 + \Delta^-,$$

поэтому

$$\Delta = \frac{\Delta^+ - \Delta^-}{2}.$$

Пусть амплитуда  $\Delta$  переменной составляющей напряжения во всех случаях равна единице.

Тогда в случае 1  $\Delta = 1$ ;  $\Delta^+ = 1$ ;  $\Delta^- = -1$ ,

случае 2  $\Delta = 1$ ;  $\Delta^+ = 0,728$ ;  $\Delta^- = -1,272$ ,

случае 3  $\Delta = 1$ ;  $\Delta^+ = 1,272$ ;  $\Delta^- = -0,728$ .

Таким образом, лишь в случае 1

$$\Delta^+ = |\Delta^-| = \Delta, \quad (39)$$

$$\text{в случае 2 } \Delta^+ < \Delta, |\Delta^-| > \Delta, \quad (40)$$

$$\text{в случае 3 } \Delta^+ > \Delta, |\Delta^-| < \Delta. \quad (41)$$

Теперь нетрудно показать, что сформулированные согласно действующим стандартам требования (20), (26) и (27) к величине рабочего напряжения приводят к перегрузке или недогрузке конденсатора, если переменная составляющая напряжения негармоническая.

Рассмотрим условия защиты конденсатора от перенапряжения, перегрева и от обратных токов на случай несинусоидальной пульсации.

**Защита от перенапряжения.** Применим выражение (26), ограничивающее перенапряжения согласно действующим стандартам, к случаю, когда переменная составляющая напряжения негармоническая. Рассмотрим случай предельно допустимой нагрузки конденсатора, когда выражение (26) обращается в равенство. Учитывая (38), (39), (40) и (41), имеем:

в случае 1

$$U = U_0 + \Delta = U_0 + \Delta^+ = \Phi_{\text{макс}},$$

в случае 2

$$U = U_0 + \Delta > U_0 + \Delta^+ = \Phi_{\text{макс}},$$

в случае 3

$$U = U_0 + \Delta < U_0 + \Delta^+ = \Phi_{\text{макс}}.$$

Отсюда видно, что лишь в случае 1 максимум  $\Phi_{\text{макс}}$  рабочего напряжения будет равен стандартному напряжению  $U_s$ , в случае 2 рабочее напряжение меньше стандартного (конденсатор недогружен), а в случае 3—больше стандартного (конденсатор перегружен).

В общем случае при несинусоидальной пульсации максимальное рабочее напряжение равно сумме постоянного напряжения и положительного пика пульсации  $U_0 + \Delta^+$ , если эта сумма превосходит абсолютную величину суммы постоянного напряжения и отрицательного пика пульсации  $|\Delta^- + U_0|$ , и наоборот.

Чтобы конденсатор не подвергался перенапряжению, максимальное рабочее напряжение не должно превосходить стандартное.

Отсюда получаются два условия защиты конденсатора от перенапряжения

$$\Delta^+ + U_0 \leq U_s, \text{ если } \Delta^+ + U_0 > |\Delta^- + U_0| \quad (42)$$

или

$$|\Delta^- + U_0| \leq U_s, \text{ если } \Delta^+ + U_0 < |\Delta^- + U_0|. \quad (43)$$

Если постоянная составляющая напряжения равна нулю, теряет смысл названия «положительный» и «отрицательный» пики пульсации, поскольку они определяются совпадением или несовпадением по знаку с  $U_0$ . Поэтому индексы «+» и «-» при пиках пульсации носят формальный характер и указывают лишь на то, что у несинусоидальной пульсации есть два пика противоположного знака. При  $U_0 = 0$  условия (42) и (43) требуют, чтобы стандартное напряжение было не меньше одного из пиков пульсации.

**Ограничение обратных токов.** Применим выражение (27), предупреждающее возникновение обратных токов в полярных электролитических конденсаторах согласно действующим стандартам, к негармоническому переменному напряжению. Рассмотрим случай предельно допустимой нагрузки конденсатора, когда выражение (27) обращается в равенство. Учитывая (38), (39), (40) и (41), имеем:

в случае 1

$$\Delta = U_0 = |\Delta^-|,$$

в случае 2

$$\Delta = U_0 < |\Delta^-|,$$

в случае 3

$$\Delta = U_0 > |\Delta^-|.$$

Отсюда видно, что в случаях 1 и 3 полярный электролитический конденсатор защищен от прохождения обратных токов, а в случае 2 незащищен.

Для ограничения обратных токов в общем случае у полярных оксидных конденсаторов необходимо, чтобы отрицательный пик пульсации по абсолютной величине не превосходил постоянное напряжение

$$|\Delta^-| \leq U_0. \quad (44)$$

**Ограничение перегрева.** Согласно ограничению перегрева (20) следует учитывать амплитуду переменного напряжения на конденсаторе. Если переменное напряжение гармоническое, то значения коэффициентов пере-

грева  $\chi$  соответствуют указанным в стандартах. Если же напряжение негармоническое, то коэффициенты перегрева должны быть иными и разными в зависимости от формы кривой, т. е. ограничение (20) для негармонической кривой пульсации несправедливо.

Выделение активной энергии при несинусоидальной пульсации можно оценить двумя способами. Либо для каждой формы кривой пульсации и для каждого типа конденсатора найти значение коэффициента перегрева  $\chi'$ , отличное от стандартного значения  $\chi$ , которое относится к синусоидальной пульсации, тогда амплитуда  $\Delta'$  несинусоидальной пульсации будет равна:

$$\Delta' = \chi' U_s.$$

Либо, не меняя стандартного коэффициента перегрева, вычислить амплитуду синусоидальной пульсации по (20), а затем показать, как от этой амплитуды теоретически перейти к параметрам  $\Delta'$ ,  $\Delta^+$  и  $\Delta^-$  несинусоидальной пульсации, которая эквивалентна по мощности выделяемого тепла в конденсаторе синусоидальной пульсации.

Поскольку второй способ проще для аналитического исследования, мы на нем остановимся.

Пусть  $R_p$  эквивалентное параллельное сопротивление конденсатора. Тогда за период  $T$  изменения синусоидального напряжения с амплитудой  $\Delta$  выделится тепло

$$\int_0^T \frac{\Delta^2}{R_p} \cos^2 \omega t dt = \frac{T}{2} \frac{\Delta^2}{R_p}. \quad (45)$$

Рассмотрим несинусоидальное напряжение, которое меняется по закону  $u(t)$  с тем же периодом  $T$  и за этот период выделяют такую же энергию, как и синусоидальное. Примем в первом приближении, что эквивалентное сопротивление  $R_p$  не зависит от формы кривой напряжения. Тогда энергия, выделяемая под действием напряжения  $u(t)$ , равна:

$$\int_0^T \frac{u^2(t)}{R_p} dt.$$

Приравняв это выражение к (45), получаем связь между параметрами синусоидального и несинусоидаль-



ного напряжений, эквивалентных по выделяемой энергии

$$\int_0^T u^2(t) dt = \frac{T}{2} \Delta^2$$

или

$$\Delta' = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^T u^2(t) dt}. \quad (46)$$

Вычисленные по выражению (46) зависимости между  $\Delta$ ,  $\Delta'$ ,  $\Delta^+$  и  $\Delta^-$  для разных форм кривых приведены в табл. 1 в [Л. 72] на стр. 73. Расчет был проведен для наиболее часто встречающихся форм несинусоидального напряжения (рис. 21): прямоугольных (кривая 1), треугольных (кривые 2,3), образованных отрезками синусоид

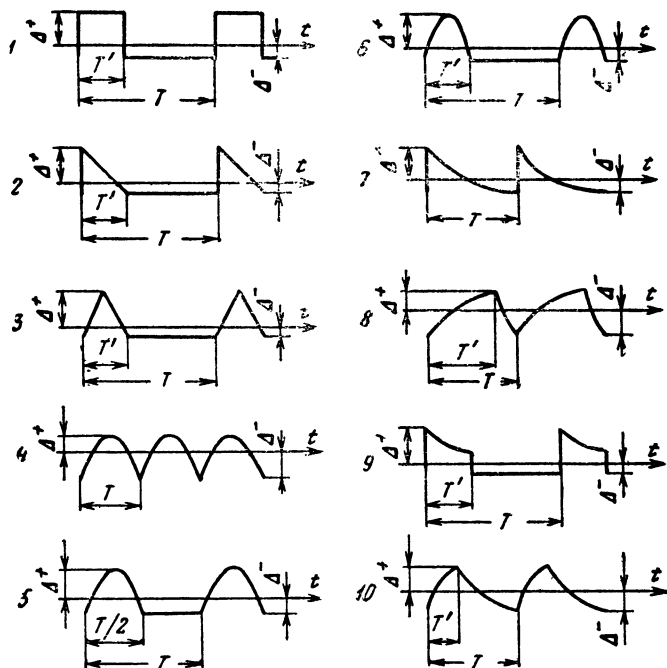


Рис. 21. Некоторые формы негармонической пульсации напряжения на конденсаторе.

1 — прямоугольная; 2, 3 — треугольная; 4, 5, 6 — отрезки синусоиды; 7, 8, 9 — отрезки экспоненты; 10 — отрезки экспоненты и синусоиды.

соиды (кривые 4, 5, 6), отрезками экспоненты (кривые 7, 8), сочетанием прямоугольника и экспоненты (кривая 9), отрезками экспоненты и синусоиды (кривая 10). В каждом случае рассматривалась лишь переменная часть процесса — колебание напряжения  $u(t)$  относительно постоянной составляющей. Затем  $\Delta_f$  вычислялось по формуле (46).

Если изменить полярность приведенных на рис. 21 напряжений пульсации, положительный и отрицательный пики пульсации меняются местами, что следует учитывать при пользовании формулами табл. 1 в [Л. 72] для перевернутых кривых.

В качестве примера рассмотрим нахождение амплитуды эквивалентной синусоиды для негармонического напряжения, представляющего собой последовательность импульсов в виде отрезков экспоненты длительностью  $T$  с постоянной времени  $\tau$ .

Пусть размах негармонического колебания равен  $2\Delta$ . Будем считать, что экспонента  $\Psi(t)$  начинается со значения  $(2\Delta + a)$  и обрывается при  $t=T$ , достигнув  $a$ .

Тогда

$$\Psi(t) = (2\Delta + a) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right),$$

но так как  $\Psi(T) = a = \frac{2\Delta}{\exp \frac{T}{\tau} - 1}$ , то

$$\Psi(t) = \frac{2\Delta}{1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right)} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right).$$

Среднее значение отрезка экспоненты за время  $T$  равно:

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T \Psi(t) dt = 2\Delta \frac{\tau}{T}.$$

Отрицательный пик импульса равен по абсолютной величине:

$$|\Delta^-| = U_0 - a = 2\Delta' \left( \frac{\tau}{T} - \frac{1}{\exp \frac{T}{\tau} - 1} \right). \quad (47)$$

Положительный пик импульса равен:

$$\Delta^+ = 2\Delta + \Delta^- = 2\Delta' \left( \frac{\exp \frac{T}{\tau}}{\exp \frac{T}{\tau} - 1} - \frac{\tau}{T} \right). \quad (48)$$

Сам импульс описывается выражением

$$u(t) = \Psi(t) - U_0 = 2\Delta' \left( \frac{\exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right)} - \frac{\tau}{T} \right).$$

Подставляя в формулу (46), получаем:

$$\Delta_f = 2\Delta' \sqrt{\frac{\tau}{T} \left( \operatorname{cth} \frac{T}{2\tau} - \frac{2\tau}{T} \right)}.$$

Учитывая выражения (47) и (48), получаем:

$$\Delta_f = \frac{\Delta + \left[ 1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right) \right]}{1 - \frac{\tau}{T} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right) \right]} \sqrt{\frac{\tau}{T} \left( \operatorname{cth} \frac{T}{2\tau} - \frac{2\tau}{T} \right)};$$

$$\Delta_f = \frac{|\Delta| \left( \exp \frac{T}{\tau} - 1 \right)}{\frac{\tau}{T} \left( \exp \frac{T}{\tau} - 1 \right) - 1} \sqrt{\frac{\tau}{T} \left( \operatorname{cth} \frac{T}{2\tau} - \frac{2\tau}{T} \right)}.$$

Погрешность, которая допускается в первом приближении при расчете параметров эквивалентных по мощности напряжений, нетрудно оценить. Погрешности не будет, если действительная схема замещения реального конденсатора параллельная. Максимальная погрешность будет в том случае, если действительная схема замещения конденсатора последовательная. Чтобы оценить погрешность для каждой формы кривой, вычисляют по формулам табл. 1 в [Л. 72] параметры синусоидального и несинусоидального напряжения, выделяющие на конденсаторе заданную мощность. А затем по известному разложению кривой несинусоидального напряжения в ряд Фурье вычисляют мощность, которая выделится в конденсаторе под действием гармоник, и сравнивают ее с заданной. Проведенная ниже в примере 4 проверка для кривой в виде примыкающих друг к другу половин синусоид (кривая 4 на рис. 21) показывает, что максимальная погрешность расчета мощности около +17%, что вполне допустимо для тепловых расчетов.

Если действительная схема замещения критическая (см. § 2), то погрешность уменьшается до +9,5%.

Зная погрешности, допускаемые для каждой формы кривой, и установив действительную схему замещения конденсатора, можно повысить точность расчета по табл. 1 в [Л. 72] параметров синусоидального и несинусоидального напряжений, эквивалентных по мощности.

Если частота несинусоидальной пульсации  $f$  не совпадает со стандартной частотой  $f_s$ , для которой известно значение коэффициента перегрева  $\chi$ , следует воспользоваться найденным в предыдущем параграфе соотношением (29) перехода от амплитуды синусоидального напряжения на стандартной частоте к амплитуде  $\Delta_f$  синусоидального напряжения на частоте пульсации.

При учете ограничений величины реактивной мощности и токов по формулам (22) и (25) получаемые значения амплитуд относятся к эквивалентным синусоидам и их можно сравнивать со значениями  $\Delta$ , полученными, исходя из табл. 1 в [Л. 72].

**Порядок выбора рабочего напряжения по стандартному при несинусоидальной пульсации.** Этапы I и II такие же, как в § 5.

III этап. Зная допустимую амплитуду  $\Delta_f$  синусоидального напряжения на частоте пульсации, вычисляют по формулам табл. 1 в [Л. 72] параметры  $\Delta'$ ,  $\Delta^+$  и  $\Delta^-$  несинусоидальной пульсации заданной формы.

IV этап. По формулам (42) и (43) вычисляют допустимое постоянное напряжение  $U_0$ .

V этап. Зная  $U_0$  и  $\Delta^-$ , по формуле (44) оценивают возможность применения полярного оксидного конденсатора.

*Пример 3.* Определить допустимые параметры несинусоидального напряжения, имеющего форму кривой 3 ( $T'=T$ ) и кривой 4 на рис. 21 для конденсатора, рассмотренного в примере 1. Частота пульсации 1 МГц.

В примере: на 1 МГц  $\Delta=40$  в.

Для кривой 3 по табл. 1 в [Л. 72] находим:

$$\Delta' = \frac{\Delta}{\sqrt{\frac{2}{3}}} = \frac{40 \text{ в}}{0,815} = 49,2 \text{ в};$$

$$\Delta^+ = |\Delta^-| = \Delta' = 49,2 \text{ в}.$$

Для кривой 4

$$\Delta' = \frac{\Delta}{0,86} = 46,6 \text{ в};$$

$$\Delta^+ = \frac{\Delta'}{1,37} = 34 \text{ в};$$

$$\Delta^- = -\frac{\Delta'}{0,785} = -59,4 \text{ в}.$$

*Пример 4.* Оценить максимальную погрешность, допускаемую при пересчете параметров синусоидального и несинусоидального напряжения по табл. 1 в [Л. 72] для кривой 4 на рис. 21. Оценку произвести для конденсатора  $C_s = 1 \text{ мкф}$ ,  $\text{tg } \delta = 0,1$ ,  $f = 50 \text{ гц}$ ,  $P = 1 \text{ вт}$ .

Как отмечалось выше, максимальная погрешность будет, если действительная схема замещения конденсатора последовательная.

Тогда согласно (3)

$$\frac{\Delta}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{P(1 + \text{tg}^2 \delta)}{\omega C_s \text{tg } \delta}} = 179 \text{ в}.$$

Эквивалентная амплитуда  $\Delta'$  кривой 4 по табл. 1 в [Л. 72] равна:

$$\Delta' = 1,161 \Delta = 295 \text{ в}.$$

Произведем разложение кривой 4 в ряд Фурье

$$u(t) = -2\Delta' \frac{4}{\pi} \left( \frac{\cos \omega t}{1,3} + \frac{\cos 2\omega t}{3,5} + \frac{\cos 3\omega t}{5,7} + \dots \right).$$

Отсюда амплитуды  $\Delta'_1$  первой,  $\Delta'_2$  второй и т. д. гармоник равны:

$$\Delta'_1 = 0,849, \Delta' = 250 \text{ в},$$

$$\Delta'_2 = 0,1695, \Delta' = 49,5 \text{ в},$$

$$\Delta'_3 = 0,0842, \Delta' = 20,3 \text{ в}.$$

Мощность выделяемая в конденсаторе  $i$ -й гармоникой согласно (3) равна:

$$P_i = \frac{\Delta_i^2 i \omega}{2} \frac{C_s \text{tg } \delta_i}{1 + \text{tg}^2 \delta_i},$$

причем согласно (8)

$$\text{tg } \delta_i = i \omega C_s r_s,$$

где  $i=1, 2, 3 \dots$

Вычислив мощность для первых трех гармоник, получаем:

$$P = P_1 + P_2 + P_3 = 1,17 \text{ вт},$$

т. е. полная мощность на 17% больше, чем в действительности.

Нетрудно убедиться, что на ошибку не влияют величина емкости конденсатора и частота напряжения на нем.

Если действительная схема замещения конденсатора критическая или такая, для которой  $\operatorname{tg} \delta$  от частоты не зависит, то мощность, рассеиваемая в конденсаторе первыми тремя гармониками, равна 1,0956 или 1,0631 вт, т. е. ошибка в этом случае составляет  $\sim 9,5\%$  или  $\sim 6\%$  соответственно.

## 7. ВЫБОР ТИПА И СТАНДАРТНОГО НАПРЯЖЕНИЯ КОНДЕНСАТОРА ПО РАБОЧЕМУ РЕЖИМУ

При решении обратной задачи — нахождении стандартного напряжения конденсатора по заданным параметрам рабочего режима — следует иметь в виду, что каждому набору параметров рабочего напряжения соответствует одно минимальное напряжение  $U_{\min}$ , при котором обеспечивается уровень надежности, равный стандартному. Если стандартное напряжение  $U_s$  конденсатора меньше  $U_{\min}$ , конденсатор перегружается и его надежность снижается, и наоборот, при  $U_s > U_{\min}$  конденсатор недогружается, его надежность повышается, зато возрастают его габариты, вес и стоимость. Очевидно, выгоднее всего, чтобы стандартное напряжение и минимальное напряжение конденсатора были равны друг другу. Если же они не совпадают, то  $U_s$  выбирается возможно ближе к  $U_{\min}$  сверху.

Значение  $U_{\min}$  нетрудно найти, воспользовавшись соотношениями (20), (42) и (43).

Чтобы конденсатор не перегрелся, его номинальное напряжение должно быть не меньше значения  $U_1$ , найденного по формуле (20),

$$U_1 = \frac{\Delta}{\chi}, \quad (49)$$

если частота пульсации  $f$  совпадает со стандартной частотой  $f_s$ .

Если же  $f \neq f_s$ , то, как следует из формул (20) и (29),

$$U_1 = \frac{\Delta_f}{\chi} \sqrt{\frac{f C_{pf} \operatorname{tg} \delta_f}{f_s C_{ps} \operatorname{tg} \delta_s}}. \quad (50)$$

Если переменная составляющая несинусоидальная, значение  $\Delta_f$  отыскивается по формулам табл. 1 в [Л. 72], исходя из заданных  $\Delta^+$  или  $\Delta^-$ .

Чтобы конденсатор не подвергался перенапряжению, его номинальное напряжение должно быть не больше

значений  $U_2$  и  $U_3$ , полученных из соотношений (42) и (43),

$$U_2 = \Delta^+ + U_0; \quad (51)$$

$$U_3 = |\Delta^- + U_0|. \quad (52)$$

Чтобы защитить конденсатор от перегрева и от перенапряжения одновременно, его минимальное напряжение должно равняться большему из  $U_1$ ,  $U_2$  и  $U_3$ . Стандартное напряжение  $U_s$  конденсатора должно быть не менее  $U_{\min}$ .

Выполнение соотношения (44) определяет возможность применения в цепи полярного оксидного конденсатора.

Величина минимальной реактивной мощности конденсатора определяется по формуле (21), а реактивного тока — по формуле (24).

**Порядок выбора типа и стандартного напряжения конденсатора по его режиму работы.** I этап. Находят амплитуду  $\Delta_f$  эквивалентной синусоиды на частоте пульсации, пользуясь формулами [Л. 72] при заданной форме пульсации и заданных значениях  $\Delta^+$  и  $\Delta^-$  пиков пульсации.

II этап. По табл. на стр. 52 в [Л. 15] оценивают возможность применения отдельных типов конденсаторов, исходя из условия, чтобы рабочая частота была ниже резонансной.

Если полярные оксидные конденсаторы допустимы к применению, исходя из этого условия, дополнительно оценивается возможность их применения по неравенству (44).

Для конденсаторов, у которых ограничивается реактивная мощность, например для керамических и слюдяных, вычисляется рабочая реактивная мощность по формуле (21).

Если ограничен реактивный ток, его вычисляют по формуле (24), а затем находят коэффициент  $K$  по формуле (23) и сравнивают его со стандартными значениями.

По емкости, реактивной мощности и реактивному току выбирают тип конденсатора и устанавливают по действующему стандарту значение коэффициента  $\chi$  на рабочей частоте  $f$  или на одной из стандартных частот, если  $f_s \neq f$ .

III этап. По формуле (49) или (50) находят номинальное напряжение  $U_1$ , при котором конденсатор защищен от перегрева.

IV этап. По формулам (51) и (52) находят номинальные напряжения  $U_2$  и  $U_3$ , при которых конденсатор защищен от перенапряжения.

V этап. Из напряжений  $U_1$ ,  $U_2$  и  $U_3$  выбирают большее и оно равно минимальному напряжению  $U_{\min}$ .

VI этап. По  $U_{\min}$  выбирают стандартное напряжение конденсатора при условии  $U_s \geq U_{\min}$ .

*Пример 5.* Даны следующие параметры рабочего режима конденсатора:  $C_s=10$  мкф,  $U_0=10$  в,  $\Delta^+=1$  в,  $f=400$  гц, форма напряжения соответствует кривой 4 на рис. 21, рабочая температура  $60^\circ\text{C}$ . Выбрать тип и стандартное напряжение конденсатора.

По формулам 1 в [Л. 72] на стр. 73 для кривой 4 находим амплитуду  $\Delta'$  несинусоидального напряжения через  $\Delta^+$  и амплитуду  $\Delta$  эквивалентного синусоидального напряжения на частоте 400 гц:

$$\Delta'=1,37, \Delta^+=1,37 \text{ в,}$$

$$\Delta=0,86, \Delta'=0,86 \text{ в.}$$

Частота 400 гц значительно меньше резонансной частоты любых конденсаторов см. [Л. 15] и [Л. 20]. Поэтому оцениваем возможность применения прежде всего полярных алюминиевых электролитических конденсаторов, которые обладают наименьшими габаритами, весом и стоимостью (см. § 4).

По формулам табл. 1 в [Л. 72] находим:

$$|\Delta^-| = \frac{\Delta'}{0,785} = 1,75 \text{ в.}$$

Сравнивая  $|\Delta^-|$  и  $U_0$ , устанавливаем, что соотношение (44) соблюдается и в цепи можно использовать полярные оксидные конденсаторы.

Для рабочей температуры  $60^\circ\text{C}$  можно выбрать алюминиевые электролитические конденсаторы типа КЭ группы Н (неморозостойкие). Согласно стандарту на конденсаторы типа КЭ [Л. 21] коэффициент перегрева для них задан на частоте 50 гц и равен для низковольтных конденсаторов 0,15.

По выражению (50) находим  $U_1$ , считая, что вплоть до 400 гц  $\lg \delta$  и емкость электролитических конденсаторов мало зависят от частоты [Л. 20]:

$$U_1 = \frac{1}{\chi} \Delta \sqrt{\frac{f}{f_s}} = 25,6 \text{ в.}$$

По (51) и (52) находим:

$$U_2 = \Delta^+ + U_0 = 11 \text{ в;}$$

$$U_3 = |\Delta^-| + U_0 = 8,25 \text{ в.}$$



Выбираем  $U_{\text{мин}}$ , равное большему из  $U_1$ ,  $U_2$  и  $U_3$ ,

$$U_{\text{мин}} = 25,6 \text{ в.}$$

По стандарту на конденсаторы типа КЭ [Л. 21] выбираем напряжение  $U_s = 30 \text{ в}$ , ближайшее сверху к  $U_{\text{мин}}$ .

Итак, по заданному рабочему режиму выбран алюминиевый электролитический конденсатор типа КЭ группы морозостойкости Н на  $U_s = 30 \text{ в}$ ,  $C_s = 10 \text{ мкф}$ .

## 8. УЧЕТ УРОВНЯ НАДЕЖНОСТИ ПРИ ВЫБОРЕ РАБОЧЕГО И СТАНДАРТНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Если минимальное напряжение  $U_{\text{мин}}$ , найденное по формулам (49), (50), (51) и (52), совпадает со стандартным напряжением  $U_s$ , то конденсатор окажется полностью нагруженным. В этом случае будет обеспечиваться уровень надежности, предусмотренный стандартом, если конденсатор работает при максимально допустимой рабочей температуре.

Если  $U_s > U_{\text{мин}}$  и рабочая температура ниже максимально допустимой, конденсатор недогружается и уровень надежности его работы повышается.

По данным [Л. 15] для сравнения сроков службы  $t$  и  $t_2$  при напряжениях  $u_1$  и  $u_2$  и температурах  $t_1^0$  и  $t_2^0$  можно пользоваться формулой

$$\frac{t_1}{t_2} = \left( \frac{u_1}{u_2} \right)^N 2^{\frac{t_2^0 - t_1^0}{\Sigma}}. \quad (53)$$

Этой формулой можно воспользоваться для сравнения интенсивности отказов  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$ , если учесть, что

$$\frac{t_1}{t_2} \equiv \frac{\lambda_2}{\lambda_1}.$$

В формуле (53)  $\Sigma$  обычно равно 10, а среднее значение  $N$  для разных конденсаторов равно от 3 до 20 (см. табл. 5 на стр. 166 [Л. 15]).

Из формулы (53) нетрудно получить выражение, позволяющее оценить увеличение коэффициента перегрева конденсатора при снижении рабочей температуры, оставляя уровень надежности неизменным.

Пусть конденсатор полностью нагружен при максимальной температуре  $t_1^\circ = t_{\text{макс}}^\circ$ . Это означает, что амплитуда  $\Delta$  переменной составляющей напряжения на конденсаторе определяется по (20). Обозначим:

$$u_1 = \Delta = \chi u_s.$$

Если температуру уменьшить до  $t_p^\circ = t_2^\circ$ , надежность повысится. Чтобы вернуться к прежнему уровню надежности, переменную составляющую нужно повысить до  $u_2$ . Поскольку надежность не изменяется, то  $t_1 = t_2$ .

Тогда из выражения (53) нетрудно получить следующую формулу:

$$u_2 = \chi \sqrt[N]{2 \frac{t_{\text{макс}}^\circ - t_p^\circ}{\Sigma}} U_s. \quad (54)$$

Обозначим через  $N$  выражение

$$N = \sqrt[N]{2 \frac{t_{\text{макс}}^\circ - t_p^\circ}{\Sigma}}. \quad (55)$$

Сравнив выражения (54) и (20), заключаем, что множитель  $N$  показывает, во сколько раз можно увеличить стандартный коэффициент перегрева  $\chi$  при снижении рабочей температуры по сравнению с максимально допустимой.

*Пример 6.* По стандарту у электролитических конденсаторов типа ЭТО-1  $t_{\text{макс}}^\circ = 200^\circ \text{С}$  у бумажных типа КБГ  $t_{\text{макс}}^\circ = 70^\circ \text{С}$ . Во сколько раз можно увеличить стандартный коэффициент перегрева для этих типов конденсаторов, если  $t_p^\circ = 50^\circ \text{С}$ ?

Применив формулу (55) с учетом значения  $N$  согласно [Л. 15], получаем:

для ЭТО-1

$$N = \sqrt[5]{2 \frac{200-50}{10}} = 8;$$

для КБГ

$$N = \sqrt[8]{2 \frac{70-50}{10}} = 1,19.$$

# НАХОЖДЕНИЕ СВЯЗИ МЕЖДУ РАБОЧИМ РЕЖИМОМ КОНДЕНСАТОРА И ПАРАМЕТРАМИ ЭЛЕКТРОННОЙ СХЕМЫ

## 9. ВВЕДЕНИЕ

В предыдущей главе было показано, как производить выбор типа и номинала конденсатора по его рабочему режиму. Для оптимального выбора, кроме того, нужно сравнить все режимы работы конденсатора, выполняющего вместе с другими элементами схемы поставленную перед электронным устройством задачу (см. Введение к книге). Для этого необходимо связать параметры рабочего режима конденсатора с параметрами электронной схемы, чтобы затем построить функцию полезности, т. е. связь критерия эффективности с параметрами электронной схемы. Исследовав функцию полезности на экстремум, можно найти оптимальный режим работы конденсатора и по нему выбрать тип и номинал.

В качестве критерия эффективности здесь выбраны габариты, вес и стоимость электрического конденсатора. Как было показано в § 4, габариты, вес и стоимость конденсаторов определяются их зарядом и энергией, для нахождения которых должно быть известно стандартное напряжение и емкость. В § 6 и 7 было найдено, что стандартное напряжение конденсатора в свою очередь определяется пиками пульсации  $\Delta^+$  и  $\Delta^-$ , амплитудой эквивалентного синусоидального напряжения  $\Delta$  и постоянным напряжением  $U_0$ . Для аналитического решения оптимальной задачи, как наиболее экономного с точки зрения затрат на проектирование, связь рабочего режима конденсатора с параметрами электронной схемы должна быть справедливой во всем диапазоне возможных режимов работы схемы. Рассмотрим, как найти такую связь для приведенных на рис. 2—6 нелинейных схем, используемых для выпрямления.

Анализ нелинейных цепей с вентилями подробно рассмотрен во многих литературных источниках, приведенных в библиографии. При анализе нелинейных цепей с вентилями применяется метод сопряжения интервалов, когда вентиль открыт и закрыт. Функция, описывающая форму кривой тока или напряжения на этих интервалах, получается путем решения обыкновенных дифференци-

альных уравнений, составленных для каждого из интервалов. Порядок дифференциального уравнения определяется числом емкостей, используемых в схеме. Постоянные интегрирования находятся при сопряжении процессов, происходящих на границах интервалов, что приводит к решению одного или нескольких (в зависимости от порядка дифференциального уравнения) трансцендентных уравнений. Это обстоятельство значительно усложняет задачу [Л. 31] и лишает возможности в общем случае нахождения явных связей между параметрами элементов схемы и определяющими параметрами, что необходимо для аналитического метода решения задачи оптимального синтеза.

Для получения искомых зависимостей можно воспользоваться излагаемым ниже методом расчета нелинейных цепей с вентилями, основанным на нахождении экстремумов функций, описывающих выпрямленное напряжение.

Следует отметить, что предложенный метод экстремумов позволяет решить поставленную задачу для ряда выпрямительных схем, которые до сих пор в литературе не анализировались в виду их сложности. К таким схемам относится симметричная схема удвоения напряжения с шунтирующим нагрузку конденсатором (рис. 3), несимметричная схема удвоения напряжения при любом соотношении между емкостями шунтирующего и регулирующего конденсаторов (рис. 4), а также мостовая схема с регулирующим конденсатором (рис. 6).

Метод экстремумов основан на теореме о разложении напряжения на вентиле на переменное и выпрямленное (§ 10), специальном определении коэффициента пульсации (§ 11) и теореме о нахождении среднего значения по экстремальным и условно экстремальным значениям периодической функции (§ 12).

## **10. ТЕОРЕМА О РАЗЛОЖЕНИИ НАПРЯЖЕНИЯ НА ВЕНТИЛЕ НА ПЕРЕМЕННОЕ И ВЫПРЯМЛЕННОЕ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ ДЛЯ АНАЛИЗА РАБОТЫ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ СХЕМ**

Все рассматриваемые здесь выпрямительные схемы могут быть построены из нелинейной системы (одной или нескольких), состоящей из электронного вентиля, шунтированного резистором  $R'$ , подключенного последовательно с резистором  $R$  (рис. 22). Параллельно  $R'$  и  $R$

подключены конденсаторы  $C_{R'}$  и  $C_R$  соответственно. Вентиль  $B$  идеальный, т. е. его сопротивление в проводящем направлении равно нулю, в непроводящем — бесконечности, а собственная емкость вентилья равна нулю. Такую нелинейную систему назовем ячейкой выпрямителя.

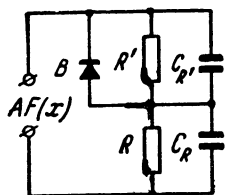


Рис. 22. Элементарная ячейка выпрямителя.

Теорема о разложении напряжения на вентиле: *полное напряжение, действующее на каждом элементе ячейки, можно представить как сумму переменного напряжения, уравновешивающего часть э. д. с. источника, и выпрямленного (знакопостоянного) напряжения, максимум которого равен амплитуде переменного напряжения, действующего на вентиле.*

Для доказательства теоремы рассмотрим два режима работы ячейки: I.  $C_{R'} = C_R = 0$ . II.  $C_{R'} \neq 0$  и  $C_R \neq 0$ .

Найдем полные напряжения  $f_B(x)$  и  $f_R(x)$ , действующие на вентиле  $B$  и сопротивлении  $R$  в режиме I. Будем считать, что система питается от источника переменной э. д. с.  $AF(x)$  с периодом  $x_0$ , причем  $\int_0^{x_0} AF(x)dx = 0$  (т. е. источник не имеет постоянной э. д. с.). Внутреннее сопротивление источника пусть равно нулю.

Представим  $f_B(x)$  и  $f_R(x)$  в следующем виде:

$$f_B^I(x) = aAF(x) + \Phi_B^I(x); \quad (56)$$

$$f_R^I(x) = bAF(x) + \Phi_R^I(x). \quad (57)$$

Отыщем условия, каким должны подчиняться коэффициенты  $a$ ,  $b$  и функции  $\Phi_B^I(x)$  и  $\Phi_R^I(x)$ , пользуясь законом Ома для замкнутого контура:

$$(a + b)AF(x) + [\Phi_B^I(x) + \Phi_R^I(x)] = AF(x).$$

Это равенство справедливо, например, при

$$a + b = 1 \quad (58)$$

и

$$\Phi_B^I(x) = -\Phi_R^I(x). \quad (59)$$

Учтем, что при  $x = x_+$ , когда вентиль закрыт, э. д. с. источника уравновешивают полные напряжения на вентиле и на сопротивлении  $R$ . Поэтому  $f_B^I(x_+)$  и  $f_R^I(x_+)$  равны:

$$f_B^I(x_+) = \frac{R'}{R' + R} AF(x_+); \quad (60)$$

$$f_R^I(x_+) = \frac{R}{R' + R} AF(x_+). \quad (61)$$

При  $x = x_-$ , когда клапан открыт, э. д. с. источника уравновешивает только напряжение на резисторе  $R$ . Тогда

$$f_B^I(x_-) = 0; \quad (62)$$

$$f_R^I(x_-) = AF(x_-). \quad (63)$$

Если

$$a = \frac{R'}{R + R'}, \quad b = \frac{R}{R + R'}, \quad (64)$$

то, подставляя выражения (60), (62) в (56), получаем:

$$\Phi_B^I(x_+) = 0; \quad (65)$$

$$\Phi_B^I(x_-) = -aAF(x_-). \quad (66)$$

Из равенств (65) и (66) видно, что функция  $\Phi_B^I(x)$  знакопостоянная, максимум ее равен амплитуде переменного напряжения, действующего на клапане [см. (56) и (64)]. Таким образом, для ячейки в режиме I теорема доказана.

Чтобы перейти от режима I в режим II, подключим параллельно резисторам  $R'$  и  $R$  конденсаторы  $C_{R'}$  и  $C_R$ , причем  $\frac{C_R}{C_{R'}} = \frac{R'}{R}$ , тогда величина переменного напряжения, действующего на каждом из этих сопротивлений, не изменится.

Переменное напряжение, действующее на каждом сопротивлении, будет создавать на подключенном параллельно ему конденсаторе переменный заряд, среднее значение которого за период  $x_0$  изменения функции  $AF(x)$  равно нулю. Выпрямленное (знакопостоянное) напряжение зарядит конденсатор до своего максимального значения, которое не изменится, если  $R=R'=\infty$ . При конечных сопротивлениях функция  $\Phi^{II}(x)$ , описывающая изменение напряжения на конденсаторах, меняется от максимального значения  $\frac{R'}{R + R'}A$  до минимального, определяющегося постоянной времени разряда конденсаторов. Таким образом, в режиме II при  $R=R'=\infty$

$$f_B^{II}(x) = \frac{C_R}{C_R + C_{R'}} AF(x) + \frac{C_R}{C_R + C_{R'}} A; \quad (67)$$

$$f_R^{II}(x) = \frac{C_{R'}}{C_R + C_{R'}} AF(x) - \frac{C_R}{C_R + C_{R'}} A, \quad (68)$$

при  $R \neq \infty, R' \neq \infty$

$$f_B^{II}(x) = \frac{C_R}{C_R + C_{R'}} AF(x) + \Phi^{II}(x);$$

$$f_R^{II}(x) = \frac{C_{R'}}{C_R + C_{R'}} AF(x) - \Phi^{II}(x).$$

Анализ этих выражений показывает, что сформулированная выше теорема справедлива и для режима II.

Следствие 1. Среднее значение  $U_0$  функции  $\Phi(x)$  выпрямленного напряжения можно регулировать двумя способами: 1) изменяя  $C_R, C_R$  или  $R', R$  при одном и том же  $C_R/C_R'$  и  $R/R'$  (в этом случае изменение  $U_0$  связано с изменением коэффициента пульсации выпрямленного напряжения), 2) изменяя соотношение  $C_R/C_R'$  или  $R/R'$  (в этом случае изменение  $U_0$  связано с изменением амплитуды переменного напряжения на вентиле).

Следствие 2. Нелинейную цепь типа ячейки можно представить как суперпозицию двух цепей — цепи переменного тока, где действуют переменные напряжения, имеющие амплитуду, и цепи выпрямленного тока, где действуют знакопостоянные напряжения, уравнивающие друг друга.

Цепь переменного тока, выделенную из нелинейной цепи, удобно рассчитывать методом эквивалентных синусоид. Затем по амплитуде напряжения на вентиле в цепи переменного тока определяют максимум знакопостоянного напряжения в цепи выпрямленного тока.

Применим теорему о разложении напряжений на вентиле для анализа однофазных выпрямительных схем, составленных из элементарных ячеек.

Однополупериодную схему (рис. 2) можно получить из элементарной ячейки выпрямителя при  $R' = \infty$  и  $C_R' = 0$ . В таком случае  $a = 1, b = 0$ , поэтому амплитуда переменного напряжения на вентиле равна амплитуде  $A$  э. д. с. источника,  $\Phi_{\text{макс}} = A$  и  $f_{\text{в.макс}} = 2A$  [см. формулы (67), (68), (64), (56) и рис. 23]. На рис. 23 в режиме I дано два способа разложения полного напряжения на вентиле на переменное и выпрямленное. Вторым способом, при котором полное напряжение представляется в виде суммы переменного с амплитудой  $A/2$  и выпрямленного — в виде примыкающих друг к другу половин синусоиды с максимумом  $A/2$ , мы воспользуемся при рассмотрении несимметричной схемы удвоения напряжения при  $C_R = 0$ .

Симметричная схема удвоения напряжения (рис. 3) состоит из двух однополупериодных схем, в каждой из которых действует выпрямленное напряжение, сдвинутое одно относительно другого на полпериода изменения э. д. с. источника. Эти два напряжения, складываясь, дают полное выпрямленное напряжение  $\Phi(x)$ .

При  $\omega RC = \infty$  амплитуда переменного напряжения на каждом из вентилях равна амплитуде  $A$  э. д. с. источника  $\Phi_{\text{макс}} = 2A$  и максимум полного напряжения на вентиле равен  $f_{\text{в.макс}} = 2A$ .

Если  $\omega RC$  конечно, то на конденсаторе  $C$  падает переменное напряжение с амплитудой  $\Delta_c^\sim$  за счет прохождения через конденсатор тока, который питает нагрузку. Это нетрудно показать, воспользовавшись теоремой о

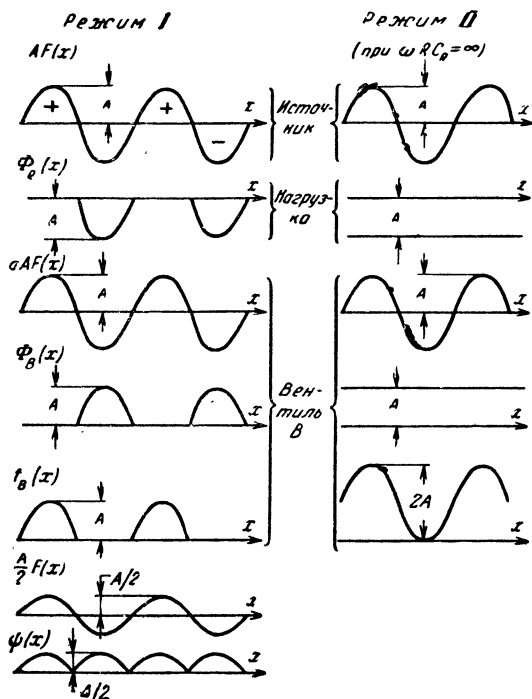


Рис. 23. Графики напряжений, действующих на элементах однополупериодной схемы в режимах I ( $C_R=0$ ) и II ( $C_R>0$ ).

разложении напряжения на вентиле. Рассмотрим контур ССУ, в который входит источник питания, один из вентилях, резистор  $R$ , шунтированный  $C_R$ , и конденсатор  $C$  схемы. Выделим в соответствии с теоремой из этого контура цепь переменного тока и запишем для нее уравнение равновесия максимумов напряжения

$$A = A' + \Delta_c^\sim,$$

где  $A'$  — амплитуда напряжения на вентиле. В выпрямленной цепи суммы выпрямленных напряжений на вен-



тите и на конденсаторе  $C$  с максимумом  $A'$  каждое уравнивает напряжение  $\Phi_{\text{макс}}$  на резисторе  $R$ .

Когда э. д. с. источника минимальна ( $-A$ ), она уравнивается падением напряжения ( $-A'$ ) на другом вентиле и падением напряжения  $-\Delta_c^\sim$  на другом конденсаторе. Но так как сумма переменных напряжений в контуре, составленном из конденсаторов  $C$  и резистора  $R$ , должна равняться нулю, на первом конденсаторе также должно падать напряжение  $-\Delta_c^\sim$ . Следовательно,  $\Delta_c^\sim$  является амплитудой переменного напряжения, действующего на конденсаторе  $C$ . По мере уменьшения  $\omega RC$  значение  $\Delta_c^\sim$  возрастает,  $A'$  снижается и соответственно уменьшается выпрямленное напряжение, у которого  $\Phi_{\text{макс}} = 2A'$ .

При  $\omega RC = 0$  выпрямленное напряжение равно нулю. Если  $\omega R$  фиксировано, то  $\omega RC$  определяется величиной емкости  $C$  и поскольку ее величина существенно определяет уровень выпрямленного напряжения, емкость  $C$  будем называть регулирующей.

Итак, при  $\omega RC = \infty$  амплитуда  $A'$  напряжения на вентиле равна  $A - \Delta_c^\sim$ ,  $\Phi_{\text{макс}} = 2(A - \Delta_c^\sim)$  и  $f_{\text{в.макс}} = 2(A - \Delta_c^\sim)$ .

*Несимметричная схема удвоения напряжения* (рис. 4) может быть получена из ССУ, если отключить конденсатор в одном из плечей ССУ. Разумеется, ничего не изменится в работе схемы, если цепочку  $RC_R$  и вентиль  $B_2$  поменять местами.

Работа НСУ существенно определяется величиной емкости конденсатора  $C_R$ . При  $C_R > 0$  для НСУ получаются такие же соотношения между  $A$ ,  $A'$ ,  $\Delta_c^\sim$ ,  $\Phi_{\text{макс}}$ , как и для ССУ.

При  $C_R = 0$  вентиль  $B_2$  все время открыт под действием положительного потенциала точки 1 относительно катода  $B_2$ ; схема ведет себя подобно ОС, отличаясь от нее тем, что нагрузочное сопротивление  $R$  подключено параллельно вентиле, а не параллельно емкости. При  $\omega RC = \infty$  амплитуда переменного напряжения на вентиле в НСУ при  $C_R = 0$  равна  $A$ , а полное напряжение на вентиле равно  $2A$  так же, как в ОС при  $\omega RC_R = \infty$ . С уменьшением  $\omega RC$  амплитуда переменной составляющей напряжения на вентиле снижается с  $A$  до  $A' = A - \Delta_c^\sim$ , по-

сколькx на конденсаторе  $C$  падает переменное напряжение  $\Delta_c^\sim$ , уравновешивающее в сумме с  $A'$  э. д. с. источника.

Полное напряжение на вентиле походит по форме на напряжение на вентиле в ОС при  $\omega RC_R=0$  (см. рис. 23).

Применим здесь показанный на рис. 23 второй способ разложения полного напряжения на переменное и выпрямленное, при котором выпрямленное напряжение представляет собой последовательность половин синусоиды (как в ССУ). В соответствии с этим разложением в НСУ при  $C_R=0$  на вентиле действует переменное напряжение с амплитудой  $A'=A-\Delta_c^\sim$ , изменяющейся от нуля до  $A$  при увеличении  $\omega RC$  от 0 до  $\infty$ . В отличие от НСУ при  $C_R=0$  в ОС при таком разложении амплитуда переменного напряжения на вентиле меняется от  $A/2$  до  $A$  при увеличении  $\omega RC$  от 0 до  $\infty$ . Максимум выпрямленного напряжения равен амплитуде переменного напряжения.

Итак, в НСУ при  $C_R=0$  амплитуда  $A'$  переменного напряжения на вентиле равна  $A-\Delta_c^\sim$ ,  $\Phi_{\text{макс}}=A-\Delta_c^\sim$  и  $f_{\text{в.макс}}=2(A-\Delta_c^\sim)$ .

Если в НСУ  $C_R>0$ ,  $A'=A-\Delta_c^\sim$ ,  $\Phi_{\text{макс}}=2(A-\Delta_c^\sim)$  и  $f_{\text{в.макс}}=2(A-\Delta_c^\sim)$ .

В схеме со средней точкой (рис. 5) используется пара встречно и последовательно включенных вентилях  $B_1$  и  $B_2$ , которые можно рассматривать как две перевернутые (одна по отношению к другой) ячейки, включенные параллельно источнику, причем средние точки 1 и 2 ячеек перемкнуты, емкости  $C_R$  и  $C_R'$  равны нулю, а сопротивления  $R$  и  $R'$  равны  $\infty$  (рис. 24). Нетрудно видеть, что для такой схемы амплитуда переменного напряжения на вентиле равна половине амплитуды  $A$  э. д. с. источника,  $\Phi_{\text{макс}}=A/2$  и  $f_{\text{в.макс}}=A$ .

В мостовой схеме (рис. 6) используются две параллельно подключенные к источнику пары вентилях с прямым и обратным включением. В такой системе разность потенциалов средних точек 1 и 2 по переменному току равна нулю, а по выпрямленному току — удвоенному значению выпрямленного напряжения, действующего на каждом вентиле. Если подключить последовательно

с МС конденсатор  $C$ , то через него будет проходить ток от источника к нагрузке, создавая при  $\omega RC \neq \infty$  падение переменного напряжения с амплитудой  $\Delta_c^\sim$ . Сумма  $\Delta_c^\sim$

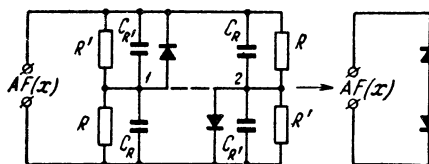


Рис. 24. Пара параллельно и навстречу включенных элементарных ячеек выпрямителя.

двух амплитуд переменного напряжения (на двух последовательно включенных вентилях) уравнивает амплитуду э. д. с. источника

$$A = 2A' + \bar{\Delta}_c^\sim.$$

Сдвиг фаз между  $2A'$  и  $\bar{\Delta}_c^\sim$  в МС определяется величиной емкости  $C_R$ : при  $C_R = 0$  сдвиг фаз равен  $90^\circ$ , а при  $C_R = \infty$  сдвиг фаз равен нулю. Пусть в общем случае

$$A = \sqrt{4A'^2 + \Delta_c^{\sim 2} + Z}.$$

Примем в первом приближении, что  $Z$  меняется по линейному закону в зависимости от пикового коэффициента пульсации  $k$ , который равен для МС нулю при  $C_R = \infty$  и равен 0,57 при  $C_R = 0$  (см. § 11). Тогда

$$A^2 = 4A'^2 + \Delta_c^{\sim 2} + 4dA'\Delta_c^\sim, \quad (69)$$

где

$$d = 1 - \frac{k}{0,57}. \quad (70)$$

Итак, в МС амплитуда  $A'$  переменного напряжения на вентиле равна

$$A' = \frac{1}{2} \left( \sqrt{A^2 + \Delta_c^{\sim 2} (d^2 - 1)} - \Delta_c^\sim d \right).$$

$$\Phi_{\text{макс}} = 2A' \text{ и } f_{\text{в.макс}} = 2A'.$$

Полученные для разных схем соотношения, связывающие  $\Phi_{\text{макс}}$ ,  $A$  и  $\Delta_c^\sim$  приведены в табл. 1 (см. приложение).

## 11. ПИКОВЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ ПУЛЬСАЦИИ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ ДЛЯ РАСЧЕТА ПУЛЬСАЦИИ И НОМИНАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ КОНДЕНСАТОРА, ШУНТИРУЮЩЕГО НАГРУЗКУ

**Пиковый коэффициент пульсации.** *Определим коэффициент пульсации как отношение к среднему значению напряжения на нагрузочном сопротивлении разности между максимальным  $\Phi_{\text{макс}}$  и средним напряжением  $U_0$ :*

$$k = \frac{\Phi_{\text{макс}} - U_0}{U_0}. \quad (71)$$

Поскольку выражение  $\Phi_{\text{макс}} - U_0 = \Delta^+$  представляет собой положительный пик пульсации на  $R$ , коэффициент пульсации, определяемый по формуле (71), является пиковым коэффициентом пульсации. Везде в дальнейшем, если это особо не оговорено, под  $k$  будем подразумевать пиковый коэффициент пульсации. Подчеркнем, что этот коэффициент пульсации определяется положительным (т. е. совпадающим по знаку с  $U_0$ ) пиком пульсации, а не отрицательным, который противоположен  $U_0$  по знаку.

Пиковый коэффициент пульсации до сих пор в расчете использовался редко (упоминание о нем можно найти в [Л. 29], а также при оценке пульсации генераторов импульсов напряжения в технике высоких напряжений [Л. 30]). Обычно же в расчетах, основанных на гармоническом анализе, в качестве коэффициента пульсации применяется отношение к первой или второй, или третьей и т. д. гармонике выпрямленного напряжения [Л. 24], в других случаях за коэффициент пульсации принимается отношение к  $U_0$  амплитуды  $\left( \text{т. е. } \frac{\Phi_{\text{макс}} - \Phi_{\text{мин}}}{2} \right)$

пульсации напряжения [Л. 26].

Коэффициент пульсации, определенный по формуле (71), легко измерить. Для этого с помощью лампового вольтметра, измеряющего пиковое значение напряжения, находится разность  $\Phi_{\text{макс}} - U_0$  (совпадающая по знаку с  $U_0$ ), а с помощью магнитоэлектрического (или детекторного) вольтметра измеряется  $U_0$ . Простота измерения является дополнительным аргументом в пользу применения коэффициента пульсации по формуле (71). Измерение коэффициента пульсации, определенного как отношение к  $U_0$  одной из гармоник выпрямленного напря-

жения значительно сложнее. Для этого необходимо из напряжения пульсации выделить соответствующую гармоническую составляющую (например, с помощью резонансного фильтра), измерить ее, а затем делить на  $U_0$ .

При малых пульсациях форма выпрямленного напряжения в выпрямителях с емкостной нагрузкой относится к случаю 1, поэтому амплитуда любой гармоники пульсации не превышает пика пульсации. Следовательно, если выпрямительная схема реализует уровень пульсации, не превышающий пикового коэффициента пульсации, то пульсация по любой из гармоник будет заведомо ниже.

**Минимальное напряжение шунтирующего конденсатора.** Для нахождения минимального номинального напряжения конденсатора должны быть известны действующие на нем напряжения  $U_0$ ,  $\Delta^+$ ,  $\Delta^-$  и  $\Delta$  (см. § 7).

На конденсаторе  $C_R$ , шунтирующем нагрузочное сопротивление, во всех схемах действует выпрямленное напряжение  $\Phi(x)$ , поэтому

$$\Delta_{CR}^+ = \Phi_{\text{макс}} - U_0 = kU_0. \quad (72)$$

Подставив выражение (72) в (51), получаем выражение для минимального напряжения, обеспечивающего защиту конденсатора от перенапряжения:

$$U_{CR2} = U_0(1 + k). \quad (73)$$

Будем считать в первом приближении, что для рассматриваемых здесь выпрямительных схем, питающихся от гармонической э. д. с., амплитуда  $\Delta_{CR}$  эквивалентного синусоидального напряжения на  $C_R$  равна положительному пику пульсации:

$$\Delta_{CR} = \Delta_{CR}^+. \quad (74)$$

Как будет показано в дальнейшем, это приближение достаточно, чтобы искать хорошее совпадение экспериментальных данных с теоретическими значениями.

Тогда минимальное напряжение  $U_{CR1}$ , обеспечивающее защиту конденсатора от перегрева [см. формулу (49)], равно:

$$U_{CR1} = \frac{kU_0}{\chi}. \quad (75)$$

Номинальное напряжение конденсатора должно быть не меньше  $U_{CR1}$  и  $U_{CR2}$  [напряжение  $U_{CR3}$  по выражению (52) всегда меньше  $U_{CR2}$ ].

Возможность использования полярного электролитического конденсатора в качестве  $C_R$  определяется условием (44), согласно которому отрицательный пик пульсации  $\Delta_{CR}^-$  должен быть не больше  $U_0$ . Поскольку на  $C_R$  во всех схемах действует только выпрямленное напряжение, условие (44) всегда соблюдается и всегда можно в качестве  $C_R$  применять полярные электролитические конденсаторы. Таким образом, для выбора конденсатора  $C_R$  нет необходимости вычислять отрицательный пик пульсации.

Однако, как будет показано в дальнейшем, отрицательный пик пульсации на  $C_R$  определяет отрицательный пик пульсации на регулирующем конденсаторе  $C$ , поэтому целесообразно по крайней мере оценить порядок  $\Delta_{CR}^-$ . Значение  $|\Delta_{CR}^-|$  может превзойти значение  $\Delta_{CR}^+$ , если кривая выпрямленного напряжения похожа на приведенную на рис. 21 кривую, составленную из примыкающих друг к другу половин синусоиды (такие кривые наблюдаются в схемах удвоения напряжения). Если  $2\Delta$  — размах колебания, то для такой кривой  $\Delta^+ = 0,728\Delta$ , а  $|\Delta^-| = 1,272\Delta$ . Таким образом, в предельном случае малых  $\omega RC_R$  отрицательный пик пульсации на конденсаторе  $C_R$  в 1,7 раза превышает положительный. Для грубой оценки величины отрицательного пика пульсации в различных случаях будем считать, что  $\Delta_{CR}^-$  не больше двукратного значения  $\Delta_{CR}^+$ :

$$|\Delta_{CR}^-| \leq 2\Delta_{CR}^+ = 2kU_0. \quad (76)$$

## 12. ТЕОРЕМА О СРЕДНЕМ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ ДЛЯ РАСЧЕТА ЕМКОСТИ КОНДЕНСАТОРА, ШУНТИРУЮЩЕГО НАГРУЗКУ

Покажем, что пользуясь изложенной ниже теоремой о среднем, можно найти простые связи между параметрами выпрямительных схем, избежав решения дифференциальных и трансцендентных уравнений, описывающих процессы в схемах.

Теорема о нахождении среднего значения периодической функции по ее экстремальным или условно экстремальным значениям: *среднее значение  $U_0$  периодической функции  $\Phi(x)$ , не имеющей разрывов второго рода, равно полусумме максимального  $\Phi_{\max}$  и условного минимального  $\Phi_{\gamma}$  значений функции:*

$$U_0 = \frac{\Phi_{\max} + \Phi_{\gamma}}{2}. \quad (77)$$

Для доказательства теоремы введем обозначение

$$\Phi_y = \Phi_{\min} + (\Phi_{\max} - \Phi_{\min}) \frac{1}{x_0} \int_0^{x_0} \theta(x) dx. \quad (78)$$

Подставляя это выражение в формулу (37), найденную в § 6, получаем математическую запись (77) теоремы о среднем. Если воспользоваться классификацией периодических функций, проведенной в § 6, то, как следует из выражения (78), в случае 1  $\Phi_y = \Phi_{\min}$ , в случае 2  $\Phi_y > \Phi_{\min}$ , а в случае 3  $\Phi_y < \Phi_{\min}$ .

Начнем с примера схемы со средней точкой (рис. 5) или мостовой схемы (рис. 6), решив его традиционным способом, а затем пользуясь теоремой о среднем.

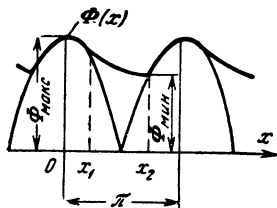


Рис. 25. Форма кривой выпрямленного напряжения в мостовой схеме и в схеме со средней точкой.

Пусть ССТ или МС питается от э. д. с., меняющейся по гармоническому закону с угловой частотой  $\omega$ . Когда клапан закрыт (от  $x_1$  до  $x_2$  — см. рис. 25), дифференциальное уравнение, описывающее процесс (разряд емкости  $C_R$  на резисторе  $R$ ), имеет первый порядок. Решая уравнение и учитывая, что клапан открыт (от  $x_2 - \pi$  до  $x_1$ ) и напря-

жение на емкости повторяет форму э. д. с. источника, получаем следующую периодическую функцию с периодом  $\pi$ , описывающую изменение выпрямленного напряжения:

$$\Phi(x) = \Phi_{\max} \cos x \text{ при } 0 \leq x \leq x_1;$$

$$\Phi(x) = \Phi_{\max} \cos x_1 \exp\left(-\frac{x-x_1}{a}\right) \text{ при } x_1 \leq x \leq x_2;$$

$$\Phi(x) = -\Phi_{\max} \cos x \text{ при } x_2 \leq x \leq \pi,$$

где  $a = \omega RC_R$ ,

$$x_1 = \arctg \frac{1}{a} \quad (79)$$

(из условия равенства первых производных в точке  $x_1$ ), а  $x_2$  находится как решение трансцендентного уравнения

$$\cos x_1 \exp \frac{x_1}{a} = -\cos x_2 \exp \frac{x_2}{a} \quad (80)$$

(из условия пересечения экспоненты с косинусоидой, взятой при  $x > \pi/2$  с обратным знаком).

Обычно среднее значение  $U_0$  периодической функции  $\Phi(x)$  за период  $x_0$  ищут по формуле

$$U_0 = \frac{1}{x_0} \int_0^{x_0} \Phi(x) dx. \quad (81)$$

Подставив сюда выражение для  $\Phi(x)$ , получаем:

$$U_0 = \frac{\Phi_{\max}}{\pi} \left\{ \sin \operatorname{arctg} \frac{1}{a} + a \cos \operatorname{arctg} \frac{1}{a} \left[ 1 - \exp \left( -\frac{x_2 - \operatorname{arctg} \frac{1}{a}}{a} \right) \right] + \sin x_2 \right\}, \quad (82)$$

где  $x_2$  определяется уравнением (80).

Из уравнения (82) видно, что точная зависимость  $U_0$  от параметра  $a$  неявная, громоздкая и не допускает явного решения относительно  $a$ .

Для нахождения явной и простой зависимости  $U_0$  от  $a$  воспользуемся теоремой о среднем.

*Случай 1.* Рассмотрим  $\Phi(x)$  при  $a$ , намного (скажем на порядок) превышающем единицу. Тогда  $\Phi(x)$  относится к случаю 1 и для нахождения  $U_0$  по выражению (77) достаточно найти  $\Phi_{\min}$ , так как в случае 1  $\Phi_y = \Phi_{\min}$ .

Рассматриваемая функция минимальна в точке  $x_2$ .

$$\Phi_{\min} = \Phi_{\max} \cos x_1 \exp \left( -\frac{x_2 - x_1}{a} \right),$$

где  $x_1$  определяется по уравнению (79), а  $x_2$  — по уравнению (80).

С ростом  $a$   $x_1 \rightarrow 0$  и

$$\Phi_{\min} = \Phi_{\max} \exp \left( -\frac{x_2}{a} \right). \quad (83)$$

Диапазон изменения  $x_2$  для кривых, принадлежащих к случаю 1, невелик, и без особого ущерба для точности расчета можно считать  $x_2$  неизменным и равным в среднем

$$x_{2cp} = 0,824\pi = 2,592.$$



Подставив уравнение (83) в (77), нетрудно следующим образом выразить параметр  $a$  через  $U_0$ :

$$a = \frac{x_{\text{ср}}}{2 \operatorname{arth} \left( \frac{\Phi_{\text{макс}}}{U_0} - 1 \right)} = \frac{1,296}{\operatorname{arth} \left( \frac{\Phi_{\text{макс}}}{U_0} - 1 \right)}. \quad (84)$$

*Случай 2.* Для нахождения  $U_0$  по выражению (77) в случае 2, когда  $a$  мал, учтем, что функция, связывающая  $\Phi_y$  с параметром  $a$ , должна обращаться в выражение (83) при переходе от случая 2 к случаю 1 (т. е. при увеличении параметра  $a$ ). Потребуем, чтобы эта функция имела такую же структуру, как выражение (83), введя условный параметр  $a_y$ :

$$\Phi_y = \Phi_{\text{макс}} \exp \left( -\frac{2,592}{a_y} \right). \quad (85)$$

Так как в случае 2  $\Phi_y > \Phi_{\text{мин}}$ , то  $a_y > a$ . Если найти закон изменения  $a_y$  в зависимости от  $a$ , можно избежать интегрирования по уравнению (81) для нахождения  $U_0$  и вычислять  $U_0$  по выражению (77), т. е. как будто  $\Phi(x)$  относится к случаю 1 и  $\Phi_y$  — минимум этой функции.

Таким образом, условный параметр учитывает интегральные свойства кривых  $\Phi(x)$  и позволяет с точки зрения способа вычисления  $U_0$  [по выражению (77)] трансформировать функцию  $\Phi(x)$  из случая 2 в случай 1. Подставляя уравнение (85) в (77), получаем зависимость, аналогичную (84),

$$a_y = \frac{x_{\text{ср}}}{2 \operatorname{arth} \left( \frac{\Phi_{\text{макс}}}{U_0} - 1 \right)} = \frac{1,296}{\operatorname{arth} \left( \frac{\Phi_{\text{макс}}}{U_0} - 1 \right)}. \quad (86)$$

Закон изменения  $a_y$  от  $a$  при малых  $a$  нетрудно найти, подставляя в уравнение (86) точное выражение (82) для  $U_0$ , разложенное в степенной ряд. Отбросив члены второго порядка малости, имеем:

$$a_y = \sqrt{a^2 + 4}. \quad (87)$$

Эта же зависимость справедлива при  $a$ , намного больших единицы, когда  $a_y \rightarrow a$ .

При  $a=1$  значения  $U_0$ , вычисленные по точной формуле (82) и по теореме о среднем (77) с учетом уравнений (87) и (86), близки (они отличаются менее чем на

2,5%). Можно показать, что эта погрешность максимальная.

Таким образом, выражение (87) справедливо при  $a$ , много меньших единицы, много больших единицы, и при  $a$ , равном единице. Если, кроме того, учесть, что выражение (82) является непрерывной и монотонно возрастающей функцией от  $a$ , то можно считать, что формула (87) охватывает весь диапазон изменения  $a$  от 0 до  $\infty$ .

Очевидно, вид зависимостей (84) и (86) справедлив не только для ССТ и МС, но и для всех выпрямительных схем с емкостной нагрузкой (ССУ, НСУ и ОС), которые описываются аналогичными дифференциальными уравнениями. Различие определяется значением  $x_{2\text{ср}}$ , для нахождения которого нет нужды решать соответствующее дифференциальное уравнение. Для нахождения  $x_{2\text{ср}}$  нужно исследовать лишь случай 1, когда значение  $a$  велико. Простой анализ показывает, что в ССУ фаза начала подзаряда конденсатора  $C_R$  в случае 1 вдвое меньше, а в НСУ и в ОС примерно вдвое больше, чем в ССТ и МС. Приближенные средние значения фазы  $x_{2\text{ср}}$  для разных схем приведены в табл. 10 (см. приложение). В этой же таблице приведено значение параметра  $a$ , который определяется постоянной времени разряда конденсаторов на нагрузочное сопротивление  $R$ .

Структура зависимости (87), обнаруженная при исследовании кривой выпрямленного напряжения для ССТ и МС, очевидно, справедлива для всех схем, описываемых дифференциальными уравнениями того же класса. В ССУ при  $a \rightarrow 0$   $U_0 \rightarrow \frac{\Phi_{\text{макс}}}{\pi}$  так же, как и в МС и ССТ. Но в ССУ  $x_{2\text{ср}}$  вдвое меньше, чем в МС и ССТ, поэтому при  $a=0$   $a_y=1$  для ССУ, а при  $a>0$   $a_y=1/\sqrt{a^2+1}$  (табл. 2, см. приложение). ССУ и НСУ получается из нескольких ОС и для этих схем зависимости  $a_y$  от  $a$  одинаковы.

Как следует из опыта, для НСУ и ОС диапазон применимости зависимостей (84) и (86) ограничен интервалом  $3 \leq a \leq \infty$ . К этому же выводу можно прийти, проанализировав точное неявное решение для ОС.

Полученные явные выражения еще более упрощаются, если воспользоваться ликовым коэффициентом пульсации, введенным в предыдущем параграфе.

Подставляя выражения для  $U_0$  и  $\Phi_y$  по выражениям (77) и (85) в формулу (71) для  $k$  [с учетом выражений для  $a$  и  $a_y$  по табл. 2 (см. приложение)], получаем сведенные в табл. 3 (см. приложение) зависимости  $k$  от параметров схемы.

Приравняв  $C_R$  и  $C$  в формулах табл. 3 (см. приложение) нулю или бесконечности, нетрудно получить максимальный диапазон изменения коэффициента пульсации для разных схем (табл. 4, см. приложение).

Решив выражения табл. 3 (см. приложение) относительно емкости  $C_R$ , получим сведенные в табл. 5 (см. приложение) формулы для расчета емкости шунтирующего конденсатора.

Пользуясь теоремой о среднем и пиковым коэффициентом пульсации, можно искать зависимость параметра  $a$  от определяющих параметров в случае 3.

*Случай 3.* Этот случай может быть лишь в ОС и в НСУ при  $a \leq 3$ , т. е. при  $k \geq 0,713$  (табл. 3, см. приложение).

Для нахождения  $\Phi_y$  в этом случае воспользуемся тем, что, как следует из выражений (77) и (71), отношение  $\Phi_y/\Phi_{\text{макс}}$  является дробно-линейной функцией  $k$ :

$$\frac{\Phi_y}{\Phi_{\text{макс}}} = \frac{1-k}{1+k}, \quad (88)$$

причем при  $a = \omega RC_R = 3$   $k = 0,713$ , а при  $a = \omega RC_R = 0$   $k = k_{\text{макс}}$  [в ОС  $k_{\text{макс}} = 2,14$ , а в НСУ определяется величиной  $\omega RC$ , изменяясь от 0 до 2,14 при уменьшении  $\omega RC$  от  $\infty$  до нуля — см. формулы табл. 3 (см. приложение) для НСУ при  $C_R = 0$ ].

Анализ зависимости  $k$  от  $a$  в диапазоне от 0 до 3 в ОС и НСУ показывает, что она линейная,

$$k = k_{\text{макс}}(1 - 0,333a) + 0,238a, \quad (89)$$

т. е.  $\Phi_y/\Phi_{\text{макс}}$  является дробно-линейной функцией не только от  $k$ , но и от  $a$  в указанном диапазоне.

В НСУ при  $C_R = 0$  напряжение на резисторе  $R$  при всех значениях  $\omega RC \neq \infty$  относится к случаю 3, так как на резисторе  $R$  в этой схеме действует полное напряжение на вентиле. Если полное напряжение разложить на переменное и выпрямленное, то последнее оказывается подобным выпрямленному напряжению на резисторе  $R$  в ССУ (см. § 10 и рис. 23).

Пусть  $f_{в.макс}$  — максимум полного напряжения на  $R$  в НСУ при  $C_R=0$ , тогда, как было показано в § 10,  $f_{в.макс}=2\Phi_{макс}$ , где  $\Phi_{макс}$  — максимум выпрямленного напряжения на  $R$ .

Учитывая, что в НСУ при  $C_R=0$   $a=\omega RC$ , получаем в соответствии с изложенным

$$\Phi_y = \Phi_{макс} \exp\left(-\frac{1,296}{\sqrt{\omega^2 R^2 C^2 + 1}}\right) \quad (90)$$

и

$$\begin{aligned} k &= \frac{f_{в.макс} - U_0}{U_0} = \frac{2\Phi_{макс} - U_0}{U_0} = \\ &= \frac{3 - \exp\left(-\frac{1,296}{\sqrt{\omega^2 R^2 C^2 + 1}}\right)}{1 + \exp\left(-\frac{1,296}{\sqrt{\omega^2 R^2 C^2 + 1}}\right)}. \end{aligned} \quad (91)$$

Проведенное рассмотрение показывает, что, пользуясь теоремой о среднем, можно найти явную зависимость для какой-то простейшей схемы, описываемой дифференциальным уравнением определенного класса. В этом случае структура полученной закономерности оказывается справедливой для всего класса. Точных общих решений для более сложных схем получать не нужно. Зависимость для этих сложных схем находят, исследовав частные решения в предельных режимах (например, при  $a \rightarrow \infty$  и при  $a \rightarrow 0$ ).

Можно наметить следующий порядок нахождения  $U_0$  по предложенной теореме в среднем в случаях 1, 2 и 3.

1. Отыскивается связь  $\Phi_{мин}$  с параметрами функции в случае 1 при  $U_0$ , близких к  $\Phi_{макс}$ , когда эта связь наиболее простая.

2. Для нахождения  $\Phi_y$  в случае 2 требуем, чтобы структура связи  $\Phi_y$  с параметрами функции была такой же, как у  $\Phi_{мин}$ , при этом один из параметров превращается в условный. Закон изменения условного параметра находится, анализируя его поведение при различных значениях параметров функции.

3. В случае 3 для нахождения  $U_0$  можно воспользоваться тем, что отношение  $\Phi_y/\Phi_{мин}$  представляет собой дробно-линейную функцию от пикового коэффициента пульсации  $k$ , и пытаться искать зависимость коэффициента пульсации от параметров схемы, которая может оказаться значительно проще зависимости  $U_0$  от этих параметров.

### 13. РАСЧЕТ ЕМКОСТИ, ПИКОВ ПУЛЬСАЦИИ И МИНИМАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ РЕГУЛИРУЮЩЕГО КОНДЕНСАТОРА

Если воспользоваться теоремой о разложении напряжения на вентиле на переменное и выпрямленное, то, как было показано в § 10, на регулирующей емкости  $C$  в ССУ, НСУ и МС должно падать переменное напряжение с амплитудой  $\Delta_c^\sim$ , уравнивающее часть э. д. с. источника.

На основе представлений об эквивалентных синусоидах [Л. 31] имеем:

$$\Delta_c^\sim = \frac{Il}{\omega C}, \quad (92)$$

где  $I$  — действующее значение синусоидального тока, эквивалентного по мощности несинусоидальному в общем случае току, поступающему к нагрузке;  $l$  — коэффициент амплитуды, под которым понимается отношение максимального значения напряжения к действующему значению.

Из выражения (92) следует:

$$C = \frac{Il}{\omega \Delta_c^\sim}. \quad (93)$$

Найдем необходимые для расчета  $C$  выражения для  $I$ ,  $l$  и  $\Delta_c^\sim$ .

**Коэффициент амплитуды.** Для всех схем, кроме МС,  $l = \sqrt{2}$ , а для МС  $l = \sqrt{2}$  лишь при  $C_R = 0$  ( $k = 0,57$ ), а с увеличением  $C_R$  (уменьшением  $k$ ) форма напряжения на конденсаторе  $C$  приближается к прямоугольной с  $l = 1,15$ . Будем считать в первом приближении, что для МС  $l$  линейно растет с увеличением  $k$  от 0 до 0,57. Тогда

$$l = 0,455k + 1,15. \quad (94)$$

**Эквивалентный синусоидальный ток  $I$ .** Если  $I_a$  — эквивалентный активный ток, а  $I_p$  — эквивалентный реактивный ток, то

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2}. \quad (95)$$

В свою очередь  $I_a$  равно:

$$I_a = I_0^2 + I_\infty^2, \quad (96)$$

где  $I_0 = U_0/R$  — среднее значение выпрямленного тока на резисторе  $R$ ;  $I_\infty$  — действующее значение тока пульсации на резисторе  $\tilde{R}$  и  $C_R$ .

Положительный пик пульсации на  $C_R$  определяется коэффициентом пульсации  $k$  [см. формулу (72)]. Как указывалось в § 11, в первом приближении можно считать, что амплитуда эквивалентного напряжения пульсации равна положительному пику пульсации [см. равенство (74)]:

$$\Delta = \Delta_{CR}^+ = kU_0.$$

Поэтому

$$I_{\sim} = \frac{k^2 U_0^2}{2}.$$

При больших  $a = \omega R C_R$ , т. е. когда функция, описывающая выпрямленное напряжение, относится к случаю 1 (см. § 6 и § 12), эквивалентный реактивный ток равен в первом приближении:

$$I_p = \frac{kU_0 \omega C_R}{\sqrt{2}} = \frac{kU_0}{\sqrt{2}} \frac{a}{R} = \frac{kU_0}{2\sqrt{2}R} \frac{x_{2cp}}{\operatorname{arth} k}.$$

Если функция относится к случаю 2, ее можно перевести в случай 1, заменив параметр  $a$  на условный параметр  $a_y$  (см. § 12). Тогда выражение для  $I_p$  будет таким же, как и в случае 1.

Подставив выражения для эквивалентных активных и реактивных токов в формулу (95), получаем:

$$I_{\sim}^2 = \frac{U_0^2}{R^2} \sqrt{1 + \frac{k^2}{2} + \frac{k^2 x_{2cp}^2}{8 \operatorname{arth}^2 k}}. \quad (97)$$

Если учесть значения  $x_{2cp}$ , приведенные для разных схем в табл. 2 (см. приложение), получаем сведенные в табл. 6 (см. приложение) формулы для расчета эквивалентного синусоидального тока вентиля для разных схем.

**Амплитуда  $\Delta_{\sim}$  эквивалентного синусоидального напряжения.** Формулы для  $\Delta_{\sim}$  нетрудно получить из найденных в § 10 соотношений, связывающих  $\Phi_{\max}$ ,  $A$  и  $\Delta_{\sim}$  [табл. 1 (см. приложение)]. Максимум  $\Phi_{\max}$  выпрямленного напряжения можно исключить, приняв во внимание, что согласно (71)  $\Phi_{\max} = U_0(1+k)$  для всех схем, кроме НСУ, при  $C_R = 0$ , для которой согласно уравнению (91)

$$\Phi_{\max} = \frac{1+k}{2} U_0, \quad (98)$$

поскольку на сопротивлении  $R$  в этой схеме действует только напряжение на вентиле, в 2 раза превышающее максимум выпрямленного напряжения.

Исключив  $\Phi_{\text{макс}}$ , получаем приведенные в табл. 1 (см. приложение) формулы для расчета  $\Delta_c^-$ .

**Расчет емкости  $C$ .** Подставив в выражение (93) выражения для  $\Delta_c^-$  из табл. 1 (см. приложение) для  $I$  из табл. 6 (см. приложение) и для  $I$  получаем сведенные в табл. 7 (см. приложение) формулы для расчета емкости регулирующего конденсатора  $C$  для разных схем.

**Расчет минимального напряжения конденсатора  $C$ .** Для нахождения минимального напряжения регулирующего конденсатора учтем, что кроме переменного напряжения с амплитудой  $\Delta_c^-$ , уравнивающего часть э. д. с. источника, в ССУ и НСУ при  $C_R > 0$  на конденсаторе  $C$  действует половина выпрямленного напряжения, а при  $C_R = 0$  — полное выпрямленное напряжение.

Следовательно, для ССУ и НСУ при  $C_R > 0$

$$\Delta_c^+ = \frac{\Delta_{CR}^+}{2} + \Delta_c^- \quad (99)$$

и

$$\Delta_c^- = \frac{\Delta_{CR}^-}{2} + \Delta_c^- \quad (100)$$

Подставляя в эти выражения значения  $\Delta_c^-$  из табл. 1 (см. приложение) и выражения для  $\Delta_{CR}^+$  и  $\Delta_{CR}^-$  [см. выражения (72) и (76)], получаем сведенные в табл. 8 (см. приложение) формулы для расчета  $\Delta_c^+/A$  и  $\Delta_c^-/A$ .

В случае НСУ при  $C_R = 0$  на конденсаторе  $C$  действует  $\Delta_c^-$  и пик пульсации выпрямленного напряжения  $\Delta^+ = \Phi_{\text{макс}} - U_0$ . Подставляя вместо  $\Phi_{\text{макс}}$  его значение по выражению (98), получаем:

$$\Delta_c^+ = \frac{U_0}{2} (k - 1) + \Delta_c^-; \quad (101)$$

$$\Delta_c^- = U_0 (k - 1) + \Delta_c^- \quad (102)$$

В МС на конденсаторе  $C$  действует только переменное напряжение с амплитудой  $\Delta_c^-$  и потому

$$\Delta_c^+ = |\Delta_c^-| = \Delta_c^-. \quad (103)$$

Подставляя выражения табл. 8 (см. приложение) в формулы (49), (51) для минимального напряжения и считая в первом приближении, что амплитуда эквивалентного синусоидального напряжения равна положительному пику пульсации, а  $U_3$  [по формуле (52)] меньше  $U_2$ , получаем сведенные в табл. 9 (см. приложение) формулы для расчета минимального напряжения.

Из условия (44) получаем неравенства:  
для ССУ и НСУ при  $C_R > 0$

$$m \geq \frac{2}{2-k} \quad (104)$$

для НСУ при  $C_R = 0$

$$m \geq \frac{2}{5-k}, \quad (105)$$

определяющие возможность использования в качестве емкости  $C$  полярных электролитических конденсаторов.

#### 14. ВЫБОР СОВМЕСТИМЫХ ОПРЕДЕЛЯЮЩИХ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ

В предыдущих параграфах этой главы решена задача нахождения явных связей  $\Delta^+$ ,  $\Delta^-$ ,  $\Delta$ ,  $C$  и  $C_R$  с заданными определяющими параметрами  $A$ ,  $\omega$ ,  $U_0$  (или  $m$ ),  $k$  и  $R$  для широко используемых однофазных выпрямительных схем в случае, когда внутренним сопротивлением  $r$  схемы можно пренебречь (учет сопротивления  $r$  будет сделан в гл. 5).

В этом параграфе мы вернемся к постановке задачи и покажем, как правильно выбирать определяющие параметры выпрямительной схемы, поскольку, как следует из полученных соотношений, между коэффициентом преобразования напряжения  $m$  и коэффициентом пульсации  $k$  для каждой из схем существует взаимосвязь. Таким образом, для каждой из схем существует ограниченное поле совместимых значений определяющих параметров  $m$  и  $k$ , которые можно задавать, чтобы реализовать эти параметры с помощью выбранной схемы.



*Однополупериодная схема.* Если в выражение (71) подставить вместо  $\Phi_{\text{макс}}$  его значение для ОС из табл. 1 (см. приложение), можно получить:

$$k = \frac{1}{m} - 1 \quad (106)$$

и

$$m = \frac{1}{k+1}. \quad (107)$$

Как следует из табл. 4 (см. приложение),  $k$  может меняться от 0 до 2,14. Подставляя предельные значения  $k$  в формулу (107), получаем возможный диапазон изменения  $m$  в ОС от 1 до 0,318. На рис. 26 приведен график зависимости  $m$  от  $k$ , которым следует пользоваться при выборе определяющих параметров для расчета параметров конденсатора  $C_R$  в ОС.

*Схема со средней точкой.* Для ССТ

$$k = \frac{0,5}{m} - 1 \quad (108)$$

и

$$m = \frac{0,5}{k+1}. \quad (109)$$

Как следует из табл. 4 (см. приложение),  $k$  может меняться от 0 до 0,57. Подставляя предельные значения  $k$  в формулу (109), получаем возможный диапазон из-

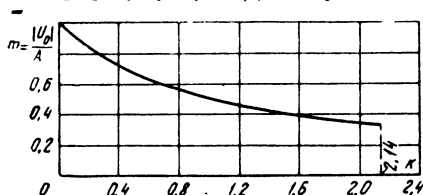


Рис. 26. Зависимость коэффициента преобразования напряжения  $m$  от коэффициента пульсации  $k$  для однополупериодной схемы.

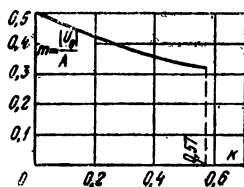


Рис. 27. Зависимость коэффициента преобразования напряжения  $m$  от коэффициента пульсации  $k$  для схемы со средней точкой.

менения  $m$  от 0,5 до 0,318. На рис. 27 приведен график зависимости  $m$  от  $k$ , которым следует пользоваться для расчета параметров режима работы конденсаторов ССТ.

Для остальных схем (ССУ, НСУ, МС) из формул для расчета  $C$  (см. табл. 7 в приложении) нетрудно получить сведенные в табл. 10 (см. приложение) преобразующую

щие функции (зависимости  $m$  от  $k$  и от  $\omega RC$ ). Из этих зависимостей можно получить рассмотренные ниже кривые максимальных коэффициентов пульсации, т. е. связь между  $m$  и  $k$ , когда  $C_R=0$  и коэффициент пульсации максимальный (см. табл. 3 в приложении).

*Симметричная схема удвоения напряжения.* Приравняв  $C_R$  нулю, из табл. 5 (см. приложение) получаем:

$$C = \frac{2}{\omega R} \sqrt{\frac{0,419}{\operatorname{arth}^2 k_{\max}} - 1}. \quad (110)$$

Подставляя это значение емкости  $C$  в формулу табл. 10 (см. приложение) для ССУ, получаем следующую зависимость  $m$  от максимальных коэффициентов пульсации для ССУ:

$$m = \frac{1}{\frac{k_{\max} + 1}{2} + 0,5 \sqrt{\frac{2 + k_{\max}^2 + \frac{0,419 k_{\max}^2}{\operatorname{arth}^2 k_{\max}}}{\frac{0,419}{\operatorname{arth}^2 k_{\max}} - 1}}}. \quad (111)$$

На рис. 28 приведен график этой зависимости. Как видим, для каждого заданного  $m$  величина назначаемого коэффициента пульсации должна быть в диапазоне от 0 до соответствующего максимального значения коэффициента пульсации, который уменьшается с 0,57 (при  $m=0$ ) до 0 ( $m=2$ ). Кривая максимальных коэффициентов пульсации ограничивает область совместимых значений  $m$  и  $k$ , которые можно назначать при расчете параметров режимов работы конденсаторов в ССУ. Пунктирной линией  $m = \frac{2}{2-k}$  на рис. 28

ограничена заштрихованная область значений  $m$  и  $k$ , в которой возможно использование электролитических конденсаторов [см. формулу (104)].

*Несимметричная схема удвоения напряжения.* При равенстве  $C_R$  нулю значение емкости  $C$

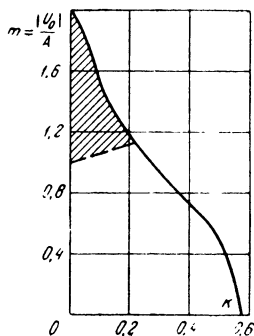


Рис. 28. Кривая максимальных коэффициентов пульсации (сплошная линия) для симметричной схемы удвоения напряжения.

Заштрихована область значений  $m$  и  $k$ , при которых возможно использовать электролитический конденсатор в качестве регулирующего.

определяется формулой табл. 7 (см. приложение). Подставляя значение  $C$  в формулу табл. 10 (см. приложение) для НСУ при  $C_R=0$ , получаем следующую зависимость  $m$  от максимальных коэффициентов пульсации:

$$m = \frac{1}{\frac{k_{\max} + 1}{2} + \sqrt{\frac{2 + k_{\max}^2}{1,68} \frac{1 + k_{\max}}{\ln^2 \frac{1 + k_{\max}}{3 - k_{\max}}} - 1}} \quad (112)$$

Для НСУ при  $C_R=0$ , как следует из табл. 4 (см. приложение),  $k$  может меняться от 1 до 2,14. Подставляя предельные значения  $k$  в формулу (112), получаем возможный диапазон изменения  $m$  в НСУ при  $C_R=0$  от 1 до 0.

Отметим, что согласно формуле табл. 7 (в приложении) при  $k=1$  емкость  $C$  равна бесконечности.

Для НСУ при  $C_R>0$   $m$  возрастает с увеличением  $C_R$  по закону

$$m = \frac{2}{k_{\max} + 1},$$

если  $C=\infty$  [см. зависимость  $m$  от  $k$  в табл. 10 (см. приложение)].

Рис. 29. Кривая максимальных коэффициентов пульсации (сплошная линия) для несимметричной схемы удвоения напряжения.

Заштрихована область значений  $m$  и  $k$ , при которых возможно использовать электролитический конденсатор в качестве регулирующего.

На рис. 29 приведены зависимости  $m$  от максимальных коэффициентов пульсации для НСУ. Как видим, для каждого заданного  $m$  величина назначаемого коэффициента пульсации должна быть в диапазоне от 0 до соответствующего максимального коэффициента пульсации. Пунктирной линией  $m = \frac{2}{5-k}$  на рис. 29

ограничена заштрихованная область значений  $m$  и  $k$ , в которой возможно использование электролитических конденсаторов [см формулу (105)].

**Мостовая схема.** Для МС не представляется возможным исключить  $\omega RC$  из зависимости, приведенной в табл. 10 (см. приложение), и потому для каждого фиксированного значения  $\omega RC$  будет своя кривая максимальных коэффициентов пульсации. При  $\omega RC = \infty$  эта кривая описывается формулой

$$m = \frac{1}{k_{\text{макс}} + 1}. \quad (113)$$

Для МС, как следует из табл. 4,  $k$  может меняться от 0 до 0,57. Подставляя предельные значения  $k$  в формулу (113), получаем возможный диапазон изменения  $m$  в МС от 1 до 0,637. График кривой  $m$  от  $k$  для МС в случае  $\omega RC = \infty$  приведен на рис. 30. При снижении  $\omega RC$

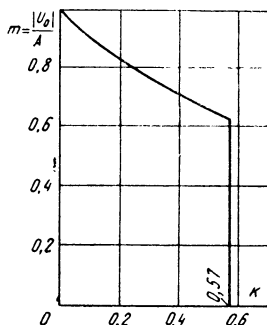


Рис. 30. Кривая максимальных коэффициентов пульсации для мостовой схемы.

до 0 кривая смещается вниз параллельно самой себе, причем максимальное значение коэффициента пульсации описывает прямую  $k=0,57$ . Таким образом, область совместимых значений  $m$  и  $k$ , которые можно назначать при расчете параметров режима работы конденсаторов МС, ограничена кривой  $m$  от  $k$  при  $\omega RC = \infty$  и прямой  $k_{\text{макс}}=0,57$ .

## Глава третья

# ОПТИМАЛЬНЫЙ ВЫБОР КОНДЕНСАТОРОВ ДЛЯ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ С КРЕМНИЕВЫМИ ИЛИ ГЕРМАНИЕВЫМИ ДИОДАМИ

## 15. ВВЕДЕНИЕ

В выпрямителях для слаботочных радиоэлектронных устройств наиболее дорогим элементом, как правило, является трансформатор, поэтому экономически оправданным является интерес к выпрямителям, питающимся непосредственно от промышленной сети.

Если в устройстве используются электровакуумные приборы, то силовой трансформатор выпрямителя должен иметь накальную обмотку, которая остается, даже если удастся питать аноды ламп бестрансформаторно.

Интерес к бестрансформаторным выпрямителям в последнее время возрос в связи с применением в современной радиоэлектронной аппаратуре полупроводниковых приборов, для которых нет необходимости в специальном накальном трансформаторе. Кроме того, применение полупроводниковых приборов снижает потребляемую электронным устройством мощность, а чем меньше размеры трансформатора, тем выше его удельная (т. е. приходящаяся на один вольт-ампер) стоимость.

Экономичность бестрансформаторного выпрямителя достигается регулированием постоянного напряжения  $U_0$  (или  $m = U_0/A$  при фиксированной  $A$ ) и обеспечением заданной жесткости внешней характеристики выпрямителя.

Обычно [Л. 29] регулирование  $m$  в бестрансформаторных выпрямителях с диодами осуществляется с помощью регулируемого добавочного активного резистора  $R_{\text{var}}$  или регулируемой индуктивности  $L_{\text{var}}$  дросселя насыщения, включаемых последовательно с вентильной схемой.

Первый из этих методов неэкономичный с точки зрения эксплуатации (на  $R_{\text{var}}$  теряется часть энергии), хотя стоимость регулирующего элемента сравнительно невелика. Второй метод экономичный, но стоимость дросселя велика и сравнима со стоимостью трансформатора. Общим недостатком этих двух методов является также и то, что при фиксированных значениях  $R_{\text{var}}$  или  $L_{\text{var}}$  внешняя характеристика выпрямителя оказывается весьма «мягкой». Заданная жесткость внешней характеристики может быть обеспечена лишь ценой непрерывного изменения  $R_{\text{var}}$  или  $L_{\text{var}}$  (соответственно изменению нагрузочного сопротивления  $R$ ).

В бестрансформаторных выпрямителях с диодами наиболее дешевым с точки зрения стоимости как самих регулирующих элементов, так и их эксплуатация является конденсаторное регулирование  $m$ . Оно может быть осуществлено изменением емкости конденсатора  $C_R$ , шунтирующего нагрузочное сопротивление  $R$ , и конденсатора  $C$ , включенного последовательно с вентилями (см. рис. 3, 4, 6). Можно также конденсаторное регулирование  $m$  осуществить с помощью предложенного нами ме-

тогда [Л. 55], изменяя величину емкости конденсатора  $C_R$ , шунтирующего вентиль (рис. 22).

Регулирование  $m$  с помощью емкости  $C_R$ , шунтирующей  $R$ , может быть осуществлено, например, в случае использования в бестрансформаторном выпрямителе однополупериодной схемы (рис. 2). Такой выпрямитель имеет два существенных недостатка: 1) конденсаторное регулирование  $m$  возможно от 1 до значений, не меньших 0,318, если считать равным нулю внутреннее сопротивление схемы  $r$ ; 2) вблизи нижней границы регулирования  $m$  имеет место значительное увеличение коэффициента пульсации  $k$  на  $R$  до 2,14 (см. рис. 26). Оба недостатка можно устранить, обеспечив возможность регулирования  $m$  от значения, равного нулю, и уменьшения  $k$  до сколь угодно малой величины при любых значениях  $m$ , если использовать в бестрансформаторных выпрямителях, например, схемы удвоения напряжения (ССУ, НСУ или МС с регулирующим конденсатором). В этих случаях в регулировании  $m$ , помимо емкости  $C_R$ , участвует емкость  $C$ , включенная последовательно с вентилем (или вентилями в МС), изменением которой может быть осуществлено регулирование  $m$  в пределах от 2 до нуля в ССУ и НСУ и от 1 до нуля в МС (см. рис. 28—30). Емкость  $C_R$  в схемах удвоения напряжения влияет главным образом на величину коэффициента пульсации, а не на коэффициент преобразования напряжения  $m$  (см. [Л. 5, 63]).

Особенностью ССУ или МС является то, что потенциал каждого из полюсов нагрузки отличается от потенциала полюсов источника на падение напряжения на вентиле и на емкости  $C$ . Это может оказаться неудобным, если один из полюсов нагрузки необходимо заземлить либо несколько бестрансформаторных выпрямителей питают **взаимосвязанные нагрузки**, имеющие общую точку (например, при питании цепи накала электронных ламп от одного бестрансформаторного выпрямителя, а анодных и сеточных цепей от других бестрансформаторных выпрямителей). В этом случае можно воспользоваться НСУ, приведенной на рис. 4,б и отличающейся от схемы на рис. 4,а тем, что вентиль  $B_2$  и нагрузка  $R$  поменялись местами. Обе НСУ работают одинаково, но в схеме на рис. 4,б потенциал одного из полюсов нагрузки оказывается равным потенциалу одного из полюсов источника, т. е. эта точка может быть общей для мно-

гих нагрузок, что значительно расширяет область применения подобных выпрямителей.

Хотя использование емкости  $C$  позволяет осуществить регулирование  $m$  в широких пределах, бестрансформаторные выпрямители, построенные на этом методе так же, как и на методе регулирования с помощью емкости  $C_R$ , обладают недостатком, который иногда может

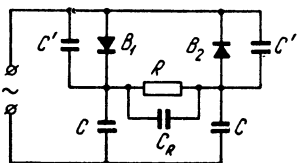


Рис. 31. «Жесткая» симметричная схема удвоения напряжения (ЖССУ).

оказаться существенным, — их внешняя характеристика при неизменных  $C$  и  $C_R$  оказывается весьма «мягкой». Нагрузка может уменьшиться ( $R \rightarrow \infty$ ), например, в момент включения выпрямителя, питающего схему с электронными лампами, для прогрева которых необходимо некоторое

время. В этом случае, как следует из выражений для преобразующих функций в табл. 10 (см. приложение) и коэффициентов пульсации в табл. 3 (см. приложение), коэффициент преобразования напряжения  $m = U_0/A$  возрастает до своего максимального значения. Поэтому емкость  $C_R$  следует выбирать на более высокое напряжение, чем то, какое необходимо в нормальном режиме работы выпрямителя. Стоимость и габариты конденсатора поэтому увеличиваются. Кроме того, при  $R = \infty$  возрастает до максимума обратное напряжение на вентиле [см. табл. 1 в приложении], в результате вентили приходится выбирать на значительно большее напряжение, чем требуется при нормальном режиме. Таким образом, оба метода конденсаторного регулирования не способны выполнить существенную функцию трансформатора — обеспечить заданную жесткость внешней характеристики выпрямителя.

Как видно из приведенных на рис. 31—33 «жестких» схем удвоения напряжения (ЖССУ, ЖНСУ, ЖМС), заданная жесткость внешней характеристики может быть обеспечена соответствующим подбором отношения  $C'/C$  и самих величин  $C'$  и  $C$ . Чем больше емкости  $C'$  и  $C$  по величине, тем жестче внешняя характеристика выпрямителя. При  $R \rightarrow \infty$  обратное напряжение на вентиле и величина  $U_0$  на  $R$  определяются уже величиной отношения  $C'/C$  и могут быть весьма близкими к значениям, соответствующим нормальному режиму.

Отметим, что выпрямитель, использующий этот метод регулирования  $m$ , становится источником емкостной реактивной мощности, выполняя роль косинусного конденсатора. Это обстоятельство способно стать, помимо прочих достоинств выпрямителя, серьезным аргументом в пользу его применения.

Таким образом, используя конденсаторное регулирование постоянного напряжения, можно осуществить бестрансформаторный выпрямитель, в котором эффективно выполняются две важнейшие функции трансформатора: регулирование  $m$  и обеспечение заданной жесткости внешней характеристики.

В этой главе будет рассмотрен оптимальный выбор типа, номинала конденсатора и схемы выпрямления для бестрансформаторных выпрямителей с «мягкой» внешней характеристикой. Такие выпрямители используются в тех случаях, если изменение нагрузки в процессе работы невелико. Расчет бестрансформаторных выпрямителей с заданной жесткостью внешней характеристики будет рассмотрен в следующей главе.

В предыдущей главе были получены расчетные соотношения, связывающие параметры конденсаторов выпрямительной схемы (величину емкости и пики пульсации напряжения) с определяющими параметрами  $A$ ,  $\omega$ ,  $k$ ,  $U_0$ . Проверка показала, что расчетные формулы хорошо согласуются с опытными данными во всем диапазоне возможных режимов работы схемы [Л. 5, 63]. Следова-

тельно, полученными соотношениями можно воспользоваться для построения зависимости номинальных заряда и энергии конденсаторов, используемых в схеме, от параметров схемы. Минимум этой функции позволит определить граничные режимы, в которых минимальные заряд и энергия наименьшие (см. введение к книге).

Знание граничного режима необходимо для поиска оптимального режима, который находится вблизи гра-

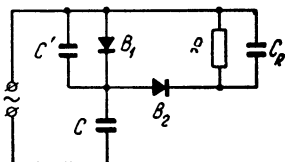


Рис. 32. «Жесткая» несимметричная схема удвоения напряжения (ЖНСУ).

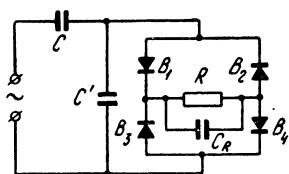


Рис. 33. «Жесткая» мостовая схема (ЖМС).



ничного и с ним не совпадает. В граничном режиме минимальное напряжение конденсатора может быть значительно меньше ближайшего сверху стандартного напряжения конденсатора. Поэтому стандартные заряд и энергия окажутся большими минимальных, и конденсатор в граничном режиме окажется недогружен.

В оптимальном режиме минимальные заряд и энергия равны или близки (снизу) к стандартным, выбранным по граничному режиму.

В настоящей главе будет показано, как находить граничные режимы для разных схем, и в заключение приведен порядок выбора оптимальной схемы, типа и номинала конденсатора бестрансформаторных выпрямителей с кремниевыми или германиевыми диодами.

## 16. ГРАНИЧНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ КОНДЕНСАТОРОВ, ИСПОЛЪЗУЕМЫХ В СИММЕТРИЧНОЙ СХЕМЕ УДВОЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

**Расчет граничных заряда и энергии регулирующего конденсатора.** Зная выражение для  $C$  и для  $U_c$  (см. табл. 7 и 9), можно найти  $Q_c$  и  $W_c$  — заряд и энергию конденсатора  $C$ , причем одно значение заряда  $Q_{c1}$  будет определяться ограничением (49) по перегреву, а второе значение  $Q_{c2}$  — ограничением (51) по перенапряжению (соответственно и для  $W_c$ ).

Удобнее, однако, пользоваться не полными зарядом  $Q_c$  и энергией  $W_c$ , а удельными (приходящимися на единицу выпрямленной мощности  $P_0$ ) зарядом  $q_c = Q_c/P_0$  и энергией  $w_c = W_c/P_0$ .

Как будет показано,  $q_c$  и  $w_c$  достаточно просто зависят от параметров режима и схемы.

В самом деле,

$$q_{c1} = \frac{CU_{c1}}{P_0} = \frac{(2-m) \sqrt{2+k^2 + \frac{0,419k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}}{\omega m \chi (2-mk-m)} \cdot \frac{1}{A} = a_{c1} \frac{1}{A}; \quad (114)$$

$$q_{c2} = \frac{CU_{c2}}{P_0} = \frac{2\chi}{2-m} a_{c1} \frac{1}{A} = a_{c2} \frac{1}{A}; \quad (115)$$

$$w_{c1} = \frac{CU_{c1}^2}{2P_0} = \frac{2-m}{4\chi} a_{c1};$$

$$w_{c2} = \frac{CU_{c2}^2}{2P_0} = \frac{1}{2} a_{c2}.$$

Как видно из полученных выражений, значение  $q_c$  обратно пропорционально первой степени амплитуды э. д. с. источника питания, а значение  $\omega_c$  одинаково для всех э. д. с. источника питания.

На рис. 34 построены зависимости удельной энергии  $\omega_c$  от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для  $\chi=0,2$  (т. е. для бумажных

и металlobумажных радио- конденсаторов) при коэффициенте пульсации  $k$ , равном нулю. Кривая  $\omega_{c1}(m)$  является верхней границей области значений  $\omega_c$ , при которых конденсаторы перегреются, а кривая  $\omega_{c2}(m)$  является верхней границей области значений  $\omega_c$ , при которых конденсаторы электрически пробьются (обе области заштрихованы). Как видим, для того, чтобы конденсатор не пробился и не перегрелся, его удельная энергия должна быть в пределах незаштрихованной части графика, причем среди всех разрешенных значений удельных энергий существует минимальное. Значение  $m=m_r=1,6$ , соответствующее этому минимуму энергии, определяет граничный режим ССУ, если в качестве емкости  $C$  используются бумажные или

металlobумажные конденсаторы. Нетрудно видеть, что  $m_r$  определяется точкой пересечения кривых  $\omega_{c1}(m)$  и  $\omega_{c2}(m)$ . Для разных типов конденсаторов (для разных  $\chi$ ) значения  $m_r$ , определяющие граничные режимы, различны.

На рис. 35 построены зависимости  $a_{c1}$  и  $a_{c2}$  от  $m$ , причем зависимость  $a_{c1}(m)$  построена для разных значений  $\chi$  ( $\chi=0,06; 0,1; 0,2; 0,5$  и  $1$ ) при  $k=0$ ; а зависимость  $a_{c2}(m)$  построена для крайних значений коэффициента пульсации ( $k=0$  и  $k=k_{\max}$ ). Максимальный коэффици-

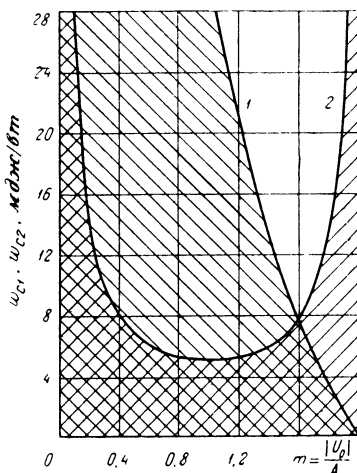


Рис. 34. Зависимости удельных энергий  $\omega_{c1}$  (кривая 1) и  $\omega_{c2}$  (кривая 2) от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для симметричной схемы удвоения напряжения для бумажных и металlobумажных радио- конденсаторов ( $\chi=0,2$ ) при коэффициенте пульсации, равном нулю.

ент пульсации для заданного  $m$  определялся по кривой на рис. 28.

Приравняв выражения (114) и (115), получаем абсциссу  $m_r$  точки пересечения двух кривых:

$$m_r = 2(1 - \chi). \quad (116)$$

При увеличении  $\chi$  от 0 до 0,5  $m_r$  уменьшается с 2 до 1, причем смещение вправо или влево от  $m_r$  приводит

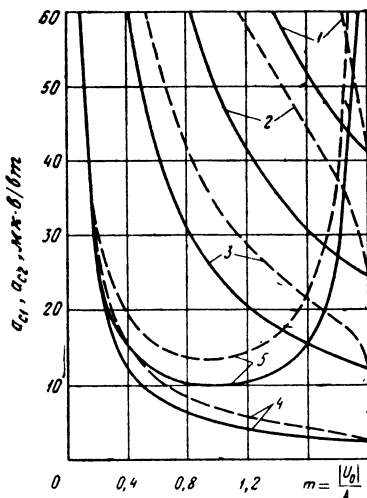


Рис. 35. Зависимости коэффициентов  $a_{c1}$  (кривые 1, 2, 3, 4) и  $a_{c2}$  (кривые 5) от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для симметричной схемы удвоения напряжения при  $k=0$  (сплошные кривые) и при  $k=k_{\max}$  (пунктирные).

Коэффициент  $\chi$  равен: 1 — 0,06; 2 — 0,1; 3 — 0,2; 4 — 1.

к возрастанию значения  $a_c$  (т. е. в точках  $m=m_r$  при  $\chi \leq 0,5$   $a_c$  минимально и  $m_r$  определяет граничный режим).

При  $\chi > 0,5$  значение  $m_r$ , соответствующее минимуму  $a_c$ , перестает зависеть от величины  $\chi$  (граничное  $m$  определяется минимумом кривой  $a_{c2}(m)$  и равно 1).

Отметим здесь, что изменение  $k$  сравнительно мало влияет на величину  $a_{c2}$ .

Графики зависимостей  $\omega_{c1}$  и  $\omega_{c2}$  от  $m$  при разных  $\chi$  и  $k$  приведены на рис. 36. Граничные значения  $m$ , определяющиеся пересечением кривых  $\omega_{c1}(m)$  и  $\omega_{c2}(m)$  при  $\chi \leq 0,5$ , совпадают с граничными значениями, найденными по кривым  $a_{c1}(m)$  и  $a_{c2}(m)$ , в чем можно убедиться, приравняв функ-

ции  $\omega_{c1}(m)$  и  $\omega_{c2}(m)$  и сравнив полученное выражение с формулой (116).

Определив значение  $a_c$  или  $\omega_c$  в граничных режимах, можно найти величину  $Q$  или  $W$  используемого электролитического или металлобумажного конденсатора, а затем по графикам на рис. 16 и 17 найти стоимость этих конденсаторов.

Зная граничные  $m$ , можно построить приведенные на рис. 37 прямые граничных режимов, которые позволяют по заданному  $U_0$  найти значение  $A = U_0 \sqrt{2}$ , вблизи которого набор используемых в выпрямителе конденсаторов данного типа (электролитических или металлобумажных, или бумажных и т. д.) будет иметь минимальную стоимость.

Прямые граничных режимов позволяют решить и другую задачу: если зафиксировать  $U_0$  и  $A = U_0 \sqrt{2}$  (что имеет место в бестрансформаторных выпрямителях), то можно выбрать тип конденсатора, стоимость которого

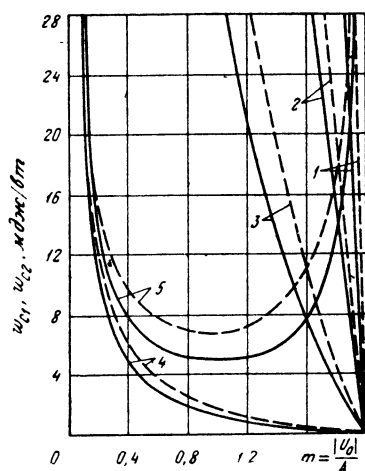


Рис. 36. Зависимости удельных энергий  $w_{c1}$  (кривые 1, 2, 3, 4) и  $w_{c2}$  (кривые 5) от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для симметричной схемы удвоения напряжения при  $k=0$  (сплошные кривые) и при  $k=k_{\max}$  (пунктирные).

Коэффициент  $\chi$  равен: 1 — 0,06; 2 — 0,1; 3 — 0,2; 4 — 1.

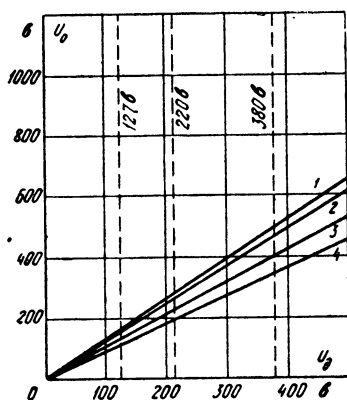


Рис. 37. Прямые граничных режимов работы симметричной схемы удвоения напряжения.

Коэффициент  $\chi$  равен: 1 — 0,06; 2 — 0,1; 3 — 0,2; 4 — 1.

в бестрансформаторной схеме будет минимальной.

**Расчет граничного заряда шунтирующего конденсатора.** Как отмечалось в § 11, в качестве  $C_R$

всегда могут использоваться электролитические конденсаторы, для определения стоимости которых можно ограничиться лишь расчетом удельного заряда  $q_{CR}$ , исходя

из формул табл. 5 и 6 (см. приложение):

$$q_{CR1} = \frac{C_R U_{CR1}}{P_0} = \frac{k}{\omega m \chi} \left( \sqrt{\frac{0,419}{\operatorname{arth}^2 k} - 1} - \frac{m \sqrt{2 + k^2 + \frac{0,419 k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}}{2 - mk - m} \right) \frac{1}{A} = a_{CR1} \frac{1}{A}; \quad (117)$$

$$q_{CR2} = \frac{C_R U_{CR2}}{P_0} = \frac{(1+k)\chi}{k} a_{CR1} \frac{1}{A} = a_{CR2} \frac{1}{A}. \quad (118)$$

При оценке стоимости конденсаторов  $C_R$  обычно достаточно пользоваться приведенной на рис. 38 зависи-

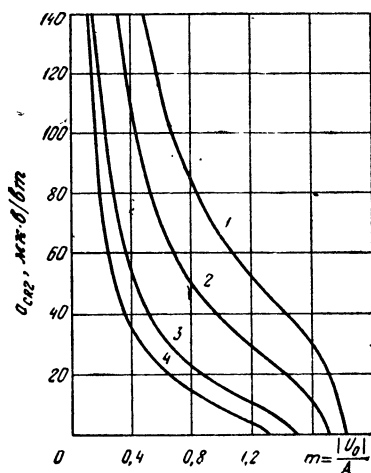


Рис. 38. Зависимости коэффициента  $a_{CR2}$  от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для симметричной схемы удвоения напряжения.

Коэффициент пульсации  $k$  равен: 1 — 0,03; 2 — 0,05; 3 — 0,1; 4 — 0,15.

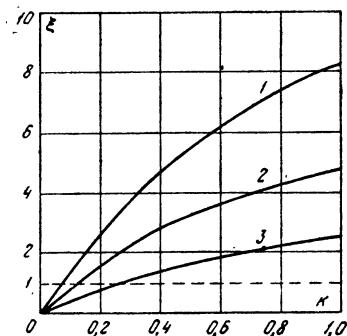


Рис. 39. Зависимости коэффициента  $\xi$  (для расчета  $a_{CR1}$ ) от коэффициента пульсации  $k$ . Коэффициент  $\chi$  равен: 1 — 0,06; 2 — 0,1; 3 — 0,2.

мостью  $a_{CR2}(m)$ . Действительно, как следует из сравнения (117) и (118),  $a_{CR2}$  всегда больше  $a_{CR1}$ , если  $1+k \geq k/\chi$ , что в большинстве случаев соблюдается. В специальных случаях, когда  $1+k < k/\chi$  (например,  $k=0,1$ , а применяются электролитические конденсаторы с  $\chi=0,06$ ), следует пользоваться значениями  $a_{CR1}$ , которые могут быть получены, зная коэффициент  $\xi = \frac{k}{(1+k)\chi}$ , показывающий, во сколько раз  $a_{CR1}$  превышает  $a_{CR2}$ . Зависи-

мость  $\xi$  от  $k$  для разных  $\chi$  приведена на рис. 39. На графике видна область значений  $k$ , при которых следует пользоваться только кривыми  $a_{CR2}(m)$  — это те значения  $k$ , при которых  $\xi \leq 1$  (например, при  $\chi=0,2$   $\xi < 1$ , если  $0 \leq k \leq 0,25$ ).

Как видно из рис. 38, с ростом  $k$  заряд конденсатора  $C_R$  уменьшается, причем для каждого  $k$  существует значение  $m$ , выше которого заряд (а следовательно, и стоимость) конденсатора  $C_R$  равен нулю — при этих значениях  $m$  в схеме возникают пульсации, меньшие допустимых.

Предельные значения  $m$  нетрудно находить по кривой максимальных коэффициентов пульсации, приведенной на рис. 28 (например, при  $k=0,15$   $C_R$  равна нулю, если  $m \geq 1,3$ ; а при  $k=0,1$   $C_R$  равна нулю, если  $m \geq 1,45$ ).

## 17. ГРАНИЧНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ КОНДЕНСАТОРОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В НЕСИММЕТРИЧНОЙ СХЕМЕ УДВОЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Расчет граничных заряда и энергии регулирующего конденсатора при  $C_R=0$ . Помножив  $U_{c1}$  и  $U_{c2}$  на  $C$  (см. табл. 7 и 9) и разделив на  $P_0$ , имеем:

$$q_{c1} = \frac{CU_1}{P_0} = \frac{2(1-m)\sqrt{2+k^2}}{\omega m \chi (2 - mk - m)} \frac{1}{A} = a_{c1} \frac{1}{A}; \quad (119)$$

$$q_{c2} = \frac{CU_{c2}}{P_0} = \frac{\chi}{1-m} a_{c1} \frac{1}{A} = a_{c2} \frac{1}{A}; \quad (120)$$

$$w_{c1} = \frac{CU_{c1}^2}{2P_0} = \frac{1-m}{2\chi} a_{CR1};$$

$$w_{c2} = \frac{CU_{c2}^2}{2P} = \frac{1}{2} a_{c2}.$$

На рис. 40 и 41 приведены зависимости  $a_{c1}$ ,  $a_{c2}$ ,  $w_{c1}$  и  $w_{c2}$  от  $m$  для разных  $\chi$  (0,06; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0), учитывая, что каждому значению  $m$  для НСУ при  $C_R=0$  соответствует определенное значение  $k_{\text{макс}}$  [см. выражение (112) и график на рис. 29].

Минимальное значение  $a_c$  при заданном  $\chi$  определяется точкой пересечения кривых  $a_{c1}(m)$  и  $a_{c2}(m)$  (если  $\chi$  меньше 0,5) и минимумом кривой  $a_{c2}(m)$  (если  $\chi$  больше

ше 0,5), который имеет место при  $m=0,5$ . Приравнявая выражения (119) и (120), получаем абсциссу  $m_r$  точки пересечения двух кривых:

$$m_r = 1 - \chi. \quad (121)$$

Такое же выражение получается, приравнявая функции  $\omega_{c1}(m)$  и  $\omega_{c2}(m)$ .

По граничным значениям  $m_r$ , соответствующим точкам пересечения кривых  $a_{c1}(m)$  и  $a_{c2}(m)$  (а также  $\omega_{c1}(m)$  и  $\omega_{c2}(m)$ ), можно построить приведенные на рис. 42 прямые граничных режимов для НСУ при  $C_R=0$ , которые позволяют по заданному значению  $U_0$  найти величину э. д. с. сети, при которой набор конденсаторов данного типа имеет минимальную стоимость. Эти же прямые позволяют по заданным  $U_0$  и  $A$  (задача бестрансформаторных выпрямителей) указать тип конденсатора, обеспечивающего самое дешевое (с точки зрения стоимости конденсаторов) исполнение выпрямительного устройства.

**Расчет граничных заряда и энергии регулирующего конденсатора при  $C_R=0$ .** Помножив

Рис. 40. Зависимости коэффициентов  $a_{c1}$  (кривые 1, 2, 3, 4) и  $a_{c2}$  (кривая 5) от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для несимметричной схемы удвоения напряжения при  $C_R=0$ .

Коэффициент  $\chi$  равен: 1 — 0,06; 2 — 0,1; 3 — 0,2; 4 — 1.

$U_{c1}$  и  $U_{c2}$  на  $C$  [см. табл. 7 и 9 (в приложении)] и разделив на  $P_0$ , имеем:

$$q_{c1} = \frac{CU_{c1}}{P_0} = \frac{(2-m) \sqrt{2+k^2 + \frac{8k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}}{\omega m \chi (2-mk-m)} \frac{1}{A} = a_{c1} \frac{1}{A};$$

$$q_{c2} = \frac{CU_{c2}}{P_0} = \frac{2\chi}{2-m} a_{c1} \frac{1}{A} = a_{c2} \frac{1}{A};$$

$$w_{c1} = \frac{CU_{c1}^2}{2P_0} = \frac{2-m}{4\chi} a_{c1};$$

$$w_{c2} = \frac{CU_{c2}^2}{2P_0} = \frac{1}{2} a_{c2}.$$

На рис. 43—46 приведены зависимости  $a_{c1}$ ,  $a_{c2}$ ,  $w_{c1}$  и  $w_{c2}$  от  $m$ . Кривые  $a_{c1}(m)$  и  $w_{c1}(m)$  строились для  $k=0$  (рис. 43 и 45) и для  $k=0,1$  (рис. 42 и 46) при разных  $\chi$  (0,06; 0,1; 0,2; 1).

Граничные значения  $m_r$ , определяющие самые выгодные режимы, находятся здесь так же, как и для ССУ

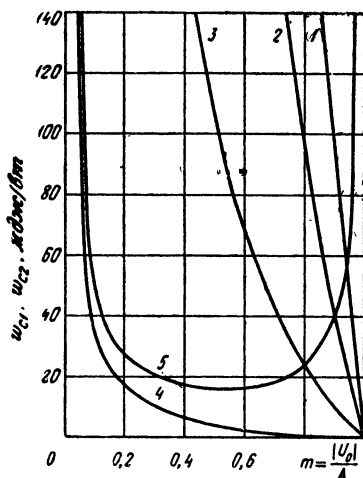


Рис. 41. Зависимости удельных энергий  $w_{c1}$  (кривые 1, 2, 3, 4) и  $w_{c2}$  (кривая 5) от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для несимметричной схемы удвоения напряжения при  $C_R=0$ .

Коэффициент  $\chi$  равен: 1 — 0,06; 2 — 0,1; 3 — 0,2; 4 — 1.

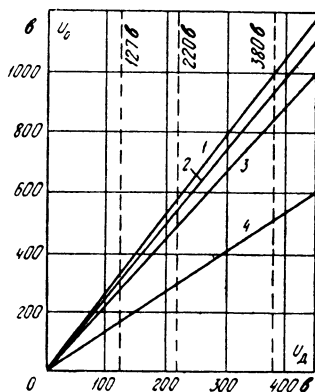


Рис. 42. Прямые граничных режимов работы несимметричной схемы удвоения напряжения при  $C_R=0$ .

Коэффициент  $\chi$  равен: 1 — 0,06; 2 — 0,1; 3 — 0,2; 4 — 1.

по формуле (116). Соответствующие прямые граничных режимов НСУ при  $C_R>0$  приведены на рис.

47. Как видно из графиков на рис. 43—46 по мере увеличения  $m$  (при фиксированных значениях  $k$ ),  $a_{c2}$  и  $w_{c2}$  растут, обращаясь в бесконечность при  $m$ , для которого данное  $k$  является максимальным (максимальное значение  $k$  определяется приведенной на рис. 29 кривой ма-



ксимальных коэффициентов пульсации). Например, если  $k=0,1$ ,  $a_{c2}$  и  $\omega_{c2}$  обращаются в бесконечность при  $m=1,8$ . Чем больше  $k$  в НСУ при  $C_R > 0$ , тем уже диапазон изменения  $m$ .

Таким образом, емкость  $C$  должна возрастать, компенсируя уменьшение емкости  $C_R$ , определяющей величину  $k$ . Резкое увеличение емкости  $C$  при снижении  $C_R$

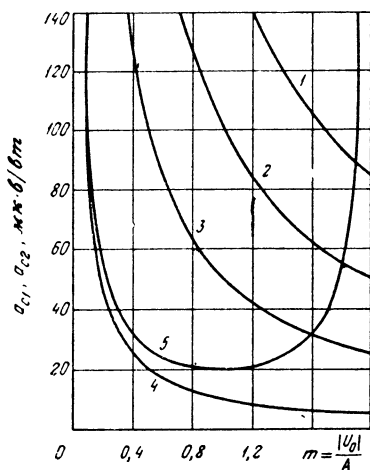


Рис. 43. Зависимость коэффициентов  $a_{c1}$  (кривые 1, 2, 3, 4) и  $a_{c2}$  (кривая 5) от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для несимметричной схемы удвоения напряжения при коэффициенте пульсации  $k$ , равном нулю.

Коэффициент  $\chi$  равен: 1 — 0,06; 2 — 0,1; 3 — 0,2; 4 — 1.

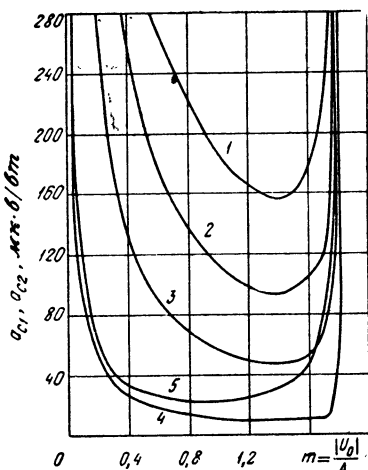


Рис. 44. Зависимости коэффициентов  $a_{c1}$  (кривые 1, 2, 3, 4) и  $a_{c2}$  (кривая 5) от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для несимметричной схемы удвоения напряжения при коэффициенте пульсации  $k$ , равном 0,1.

Коэффициент  $\chi$  равен: 1 — 0,06; 2 — 0,1; 3 — 0,2; 4 — 1.

является особенностью НСУ. Для ССУ, как было показано выше, изменение  $a_{c2}$  и  $\omega_{c2}$  при увеличении  $k$  от нуля до максимального значения (путем уменьшения  $C_R$  от  $\infty$  до нуля) невелико. Например, при  $m=1,2$ , если  $k=0$ ,  $a_{c2}=10,28$  мк·в/вт и  $\omega_{c2}=5,1$  мдж/вт. Если же  $k$  максимальный (при  $m=1,2$   $k_{\max}=0,2$ ), то  $a_{c2}=14,45$  мк·в/вт и  $\omega_{c2}=7,78$  мдж/вт.

Расчет граничного заряда шунтирующего конденсатора при  $C_R > 0$ . Исходя из выражений для емкости  $C_R$

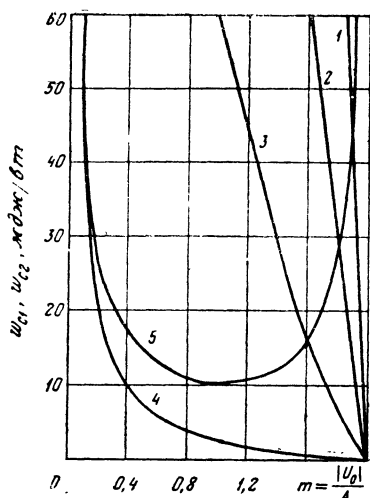


Рис. 45. Зависимости удельных энергий  $w_{c1}$  (кривые 1, 2, 3, 4) и  $w_{c2}$  (кривая 5) от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для несимметричной схемы удвоения напряжения при коэффициенте пульсации  $k$ , равном нулю. Коэффициент  $\chi$  равен: 1—0,06; 2—0,1; 3—0,2; 4—1.

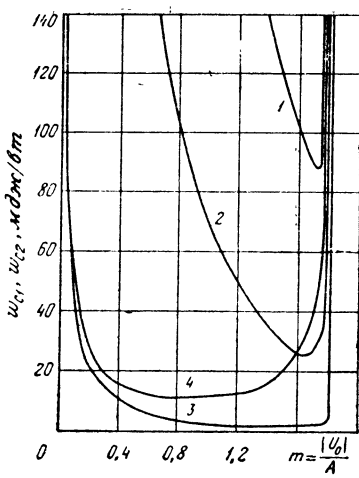


Рис. 46. Зависимости удельных энергий  $w_{c1}$  (кривые 1, 2, 3) и  $w_{c2}$  (кривая 4) от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для несимметричной схемы удвоения напряжения при коэффициенте пульсации  $k$ , равном 0,1.

Коэффициент  $\chi$  равен: 1—0,1; 2—0,2; 3—1.

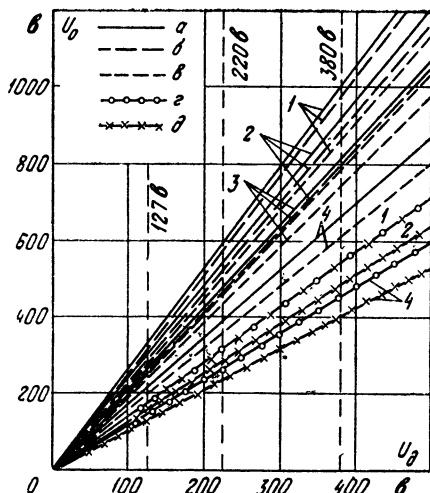


Рис. 47. Прямые граничных режимов работы несимметричной схемы удвоения напряжения при  $C_R > 0$ .

Коэффициент пульсации  $k$  равен: 1—0; 2—0,1; 3—0,2; 4—0,5. Коэффициент  $\chi$  равен: а—0,06; б—0,1; в—0,2; г—0,5; д—1.

и минимального напряжения согласно табл. 5 и 9 (см. приложение), получаем:

при  $0 \leq k \leq 0,713$

$$q_{CR1} = \frac{C_R U_{CR1}}{P_0} = \frac{k}{\omega m \chi} \sqrt{\frac{8}{\operatorname{arth}^2 k - 1}} \frac{1}{A} = a_{CR1} \frac{1}{A};$$

при  $0,713 \leq k \leq k_{\max}$

$$q_{CR1} = \frac{3k}{\omega m \chi} \frac{k_{\max} - k}{k_{\max} - 0,713} \frac{1}{A} = a_{CR1} \frac{1}{A};$$

$$q_{CR2} = \frac{C_R U_{CR2}}{P_0} = \frac{(1+k)\chi}{k} a_{CR1} \frac{1}{A} = a_{CR2} \frac{1}{A}.$$

Так же как и для ССУ, при оценке удельного заряда конденсатора  $C_R$  в НСУ обычно достаточно пользоваться приведенной на рис. 48 зависимостью  $a_{CR2}$  от  $m$ ,

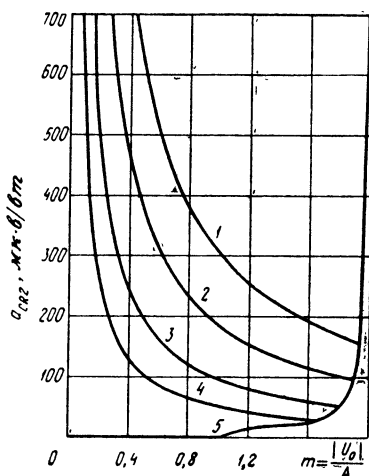


Рис. 48. Зависимости коэффициента  $a_{CR2}$  от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для несимметричной схемы удвоения напряжения.

Коэффициент пульсации  $k$  равен: 1 — 0,03; 2 — 0,05; 3 — 0,1; 4 — 0,2; 5 — кривая максимальных  $m$ .

так как  $a_{CR2}$  всегда больше  $a_{CR1}$ , если  $1+k > k/\chi$ . В противном случае следует пользоваться значениями  $a_{CR1}$ , которые могут быть получены, помножив  $a_{CR2}$  на коэффициент  $\xi = \frac{k}{(1+k)\chi}$ , определяющий ся графиком на рис. 39.

Анализ соотношений для  $q_{CR}$ , а также построенных по ним зависимостей  $a_{CR}$  от  $m$  показывает, что так же как и для ССУ с ростом  $k$  заряд конденсатора  $C_R$  уменьшается, для каждого  $k$  должно существовать такое предельное значение  $m$ , при котором заряд конденсатора  $C_R$  стремится к минимуму.

Работа НСУ при предельном  $m$  выгодна с точки

зрения уменьшения стоимости конденсатора  $C_R$ , однако удельный заряд (и стоимость) емкости  $C$  резко увеличивается ( $a_{c2} \rightarrow \infty$  и  $\omega c_2 \rightarrow \infty$ ). Разумный компромисс между величинами  $C$  и  $C_R$  в НСУ должен быть при  $m$ ,

соответствующих точкам пересечения  $a_{c1}(m)$  и  $a_{c2}(m)$  или  $w_{c1}(m)$  и  $w_{c2}(m)$  (в этом случае  $a_c$  и  $w_c$  минимальные, а  $a_{CR}$  еще не очень большое).

## 18. ГРАНИЧНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ КОНДЕНСАТОРОВ, ИСПОЛЪЗУЕМЫХ В МОСТОВОЙ СХЕМЕ

Для расчета граничных заряда и энергии регулирующего конденсатора следует, пользуясь формулами табл. 7 и 9 (см. приложение), получить для МС следующие выражения:

$$q_{c1} = \frac{CU_{c1}}{P_0} = \frac{(0,455k + 1,15) \sqrt{1 + \frac{k^2}{2} + \frac{0,838 k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}}{\omega m \chi} \cdot \frac{1}{A} =$$

$$= a_{c1} \frac{1}{A};$$

$$w_{c1} = \frac{CU_{c1}^2}{2P_0} = \frac{\sqrt{1 - m^2(1+k)^2(1-d^2)} - m(1+k)d}{2\chi} a_{c1};$$

$$d = 1 - \frac{k}{0,57}.$$

На рис. 49 и 50 приведены зависимости  $a_{c1}$  и  $w_{c1}$  от  $m$  для  $\chi$ , равного 0,2 и 1 при  $k=0$  (сплошные кривые) и при  $k=k_{\max}$  (пунктирные).

Как видно из графиков, удельные характеристики конденсатора  $C$  определяются как значением  $m$ , так и величиной заданного коэффициента пульсации.

**Расчет граничного заряда шунтирующего конденсатора.** Исходя из выражений табл. 5 и 9 (см. приложение) для расчета емкости и минимального напряжения, получаем:

$$q_{CR1} = \frac{C_R U_{CR1}}{P_0} = \frac{k}{\omega m \chi} \sqrt{\frac{1,68}{\operatorname{arth}^2 k} - 4} \cdot \frac{1}{A} = a_{CR1} \frac{1}{A};$$

$$q_{CR2} = \frac{C_R U_{CR2}}{P_0} = \frac{(1+k)\chi}{\omega m} a_{CR1} \frac{1}{A} = a_{CR2} \frac{1}{A}.$$

Из сравнения  $q_{CR1}$  и  $q_{CR2}$  следует, что  $a_{CR1}$  отличается от  $a_{CR2}$  в  $\xi = \frac{k}{(1+k)\chi}$  раз. Поэтому на рис. 51 приве-

дена только зависимость  $a_{CR2}(m)$  при разных  $k$  ( $k=0,03$ ;  $0,05$ ;  $0,1$ ;  $0,15$ ;  $0,2$ ;  $0,3$ ;  $0,4$ ;  $0,5$ ;  $0,57$ ), а значения  $a_{CR1}$

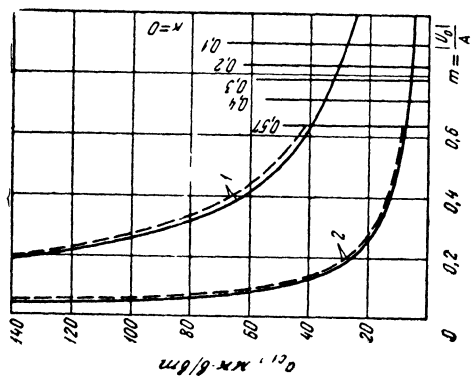


Рис. 49. Зависимости коэффициента  $\alpha_{c1}$  от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для мостовой схемы при коэффициенте пульсации  $k$ , равном нулю (сплошные кривые), и при  $k = k_{\max} = 0.57$  (пунктирные). Предельные значения  $m$  при разных  $k$  указаны на графике.

Коэффициент  $\chi$  равен: кривая 1 — 0.2; 2 — 1.

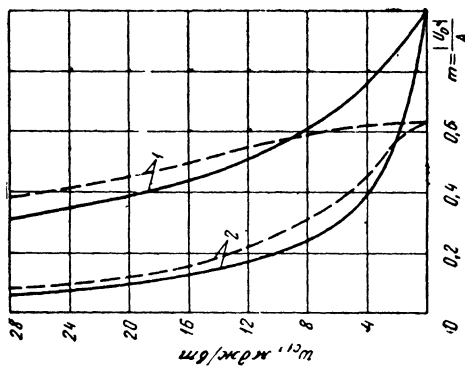


Рис. 50. Зависимости удельной энергии  $\psi_{c1}$  от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для мостовой схемы при  $k=0$  (сплошные кривые) и при  $k = k_{\max} = 0.57$  (пунктирные).

Коэффициент  $\chi$  равен: 1 — 0.2; 2 — 1.

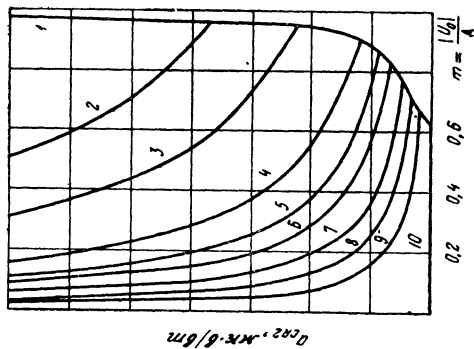


Рис. 51. Зависимости коэффициента  $\alpha_{c2}$  от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для мостовой схемы.

Коэффициент пульсации  $k$  равен: 2 — 0.03; 3 — 0.05; 4 — 0.1; 5 — 0.15; 6 — 0.2; 7 — 0.3; 8 — 0.4; 9 — 0.5; 10 — 0.57. 1 — критическая предельная значения  $\alpha_{c2}$ .

при  $\xi > 1$  можно получить, пользуясь зависимостью  $\xi$  от  $k$  на рис. 39.

Поскольку в МС для каждого значения  $m$  существует предельное значение  $k$ , которое нельзя превзойти (кривая максимальных  $k$  приведена на рис. 30), должна существовать кривая предельных значений  $a_{CR2}$  (кривая 1 на рис. 51). Кривая предельных значений  $a_{CR2}$  определяет величину удельного заряда конденсатора  $C_R$ , при котором обеспечивается заданное значение  $k$  и соответствующее ему значение  $m = \frac{1}{1+k}$ , если

$C = \infty$ . Разумеется, вводя  $C$ , можно при фиксированном значении  $k$  снизить  $m$  до нуля. При этом возрастает  $a_{CR}$  (см. кривые, отходящие от кривой 1 на рис. 51) и соответственно увеличиваются  $a_{c1}$  и  $\omega_{c1}$  (см. кривые на рис. 49 и 50). Точки пересечения кривых  $a_{CR2}(m)$  с кривой предельных значений  $a_{CR2}$  дают граничные режимы использования МС. По граничным значениям  $m$  на рис. 52 построены прямые граничных режимов МС.

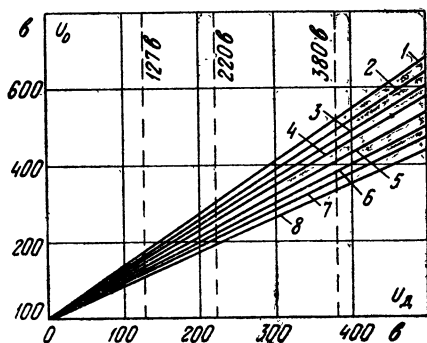


Рис. 52. Прямые граничных режимов работы мостовой схемы.

Коэффициент пульсации  $k$  равен: 1 — 0,03; 2 — 0,1; 3 — 0,15; 4 — 0,2; 5 — 0,3; 6 — 0,4; 7 — 0,5; 8 — 0,57.

## 19. ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ РЕГУЛИРУЮЩЕГО КОНДЕНСАТОРА

Как указывалось в § 15, в граничном режиме граничные заряд и энергия конденсаторов наименьшие, однако, поскольку ближайшее сверху стандартное напряжение конденсатора может значительно превзойти граничное напряжение, стандартные заряд и энергия превысят граничные значения. Если перейти в область режимов, где  $m < m_r$ , емкость конденсатора  $C$  будет уменьшаться, а величина минимального напряжения — возрастать [см. формулы табл. 7 и 9 (см. приложение)]. Поскольку емкость  $C$  уменьшается, снижается соответствующий каждому  $m < m_r$  стандартный заряд

конденсатора до тех пор, пока возрастающее минимальное напряжение не станет равным стандартному. Расчет значения  $m$ , при котором стандартное напряжение равно минимальному, произвести нетрудно. Для этого учтем, что при  $m < m_T$  минимальное напряжение определяет перегрев конденсатора (см. рис. 34). Следовательно, стандартное напряжение должно равняться минимальному напряжению, найденному по формуле (49):

$$U_s = U_{c1}. \quad (122)$$

Решив относительно  $m$  сведения в табл. 9 (см. приложение) формулы для расчета  $U_{c1}$  и приняв во внимание равенство (122), получаем приведенные в табл. 11 (см. приложение) соотношения для расчета режима, при котором стандартное напряжение совпадает с минимальным. Этот режим еще не оптимальный, поскольку емкость  $C$ , обеспечивающего режим, может оказаться неравной стандартной. Выбрав стандартную емкость, можно затем определить оптимальный режим по преобразующим функциям табл. 10 (см. приложение).

В случае бестрансформаторного выпрямителя, когда величина  $m$  (а следовательно, и величина емкости  $C$ ) задана, оптимальный вариант выбирается из множества возможных выпрямительных схем и типов используемых конденсаторов так, чтобы стандартные заряд и энергия были возможно ближе к граничным значениям.

Для выбора типа, стандартного напряжения конденсатора и схемы бестрансформаторного выпрямителя удобно пользоваться диаграммами на рис. 53, построенными для малых коэффициентов пульсации, пользуясь прямыми граничных режимов (рис. 37, 42, 47, 52) и формулами табл. 11 (см. приложение). Точками на диаграммах указаны граничные значения выпрямленных напряжений  $U_{ог} = m_T A$ , при которых минимальный заряд и минимальная энергия конденсаторов  $C$  наименьшие. Значения  $\chi$  указывают на тип используемого конденсатора  $\chi = 0,06$  и  $0,1$  относятся к электролитическим конденсаторам (ЭК);  $\chi = 0,2$  — к бумажным радиоконденсаторам (БК) и металлобумажным конденсаторам (МБК);  $\chi = 1$  — к пленочным (ПК) и силовым бумажным конденсаторам (СБК).

Пунктиром на диаграммах указан диапазон значений  $U_0$ , при которых минимальное напряжение остается одинаковым (его значение указано на стрелках, идущих

в границы диапазона), но емкость конденсатора резко увеличивается, обращаясь в бесконечность при наивысшем значении  $U_0$ .

Как указано на диаграммах, однополупериодная схема может обеспечить лишь одно значение выпрямленного напряжения при  $k=0$ . Более низкие значения могут быть получены лишь при увеличении  $k$  или при подключении последовательно с ОС добавочного сопротивления.

Стрелки указывают на значения выпрямленного напряжения, при котором минимальное напряжение конденсатора  $C$  равно стандартному, записанному у стрелки. Конденсатор со стандартным напряжением, указан-

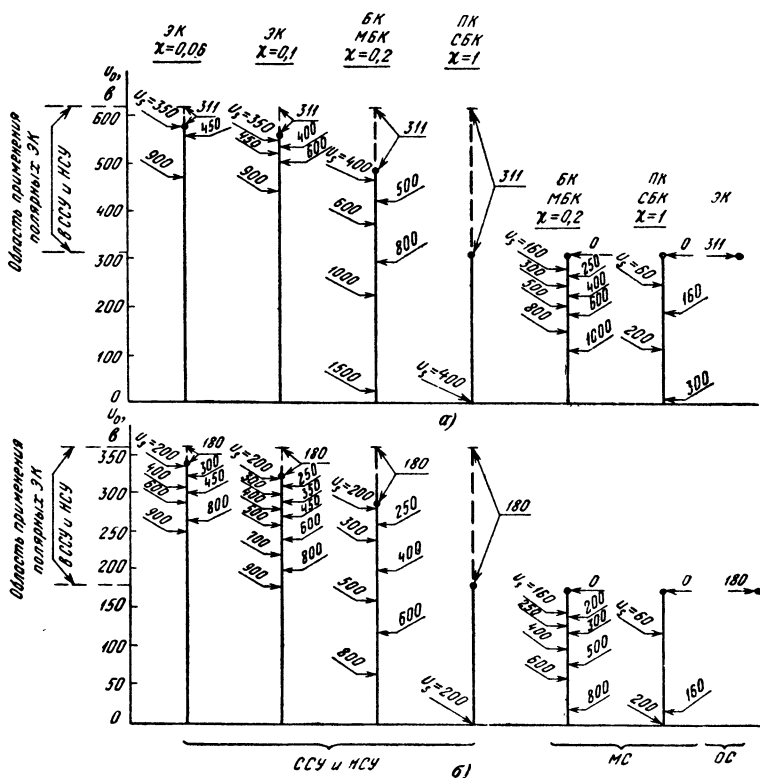


Рис. 53. Диаграммы оптимального выбора типа, номинального напряжения конденсатора и схемы бестрансформаторного выпрямителя при коэффициенте пульсации  $k$ , равном нулю.

а — питание от 220 в; б — питание от 127 в.



ным у стрелок, может использоваться для получения любого выпрямленного напряжения не ниже показанного стрелкой.

На диаграммах указана найденная по формуле (104) область значений постоянного напряжения, где можно использовать электролитические конденсаторы в качестве емкости  $C$ .

Хотя диаграммы на рис. 53 относятся к случаю, когда коэффициент пульсации равен или близок нулю, однако ими можно пользоваться и при других значениях коэффициента пульсации для ориентировочного выбора типа конденсатора и его стандартного напряжения, а затем уточнить выбор при дальнейшем расчете.

## 20. ПОРЯДОК ОПТИМАЛЬНОГО ВЫБОРА КОНДЕНСАТОРОВ ДЛЯ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ С КРЕМНИЕВЫМИ ИЛИ ГЕРМАНИЕВЫМИ ДИОДАМИ

*Дано:* напряжение сети (127 или 220 в),  $U_0$  (или  $m = U_0/A$ ),  $R$  (или  $P_0 = U_0^2/R$ , или  $I_0 = U_0/R$ ),  $\omega$ ,  $k$ .

*Найти:* схему бестрансформаторного выпрямителя, номинал и тип используемых конденсаторов так, чтобы стоимость, габариты и вес конденсаторов были минимальны.

Этапы решения сформулированной задачи проиллюстрируем примером:  $U_0 = 250$  в,  $R = 10$  ком,  $k = 0,01$ , напряжение сети 127 в, т. е.  $m = U_0/A = 1,39$ .

**I этап.** Выбор схемы выпрямления, типа конденсатора и его стандартного напряжения

По диаграммам на рис. 53 отыскивается для какой схемы и для какого типа конденсатора  $C$  граничное выпрямленное напряжение, отмеченное точкой, ближе к заданному выпрямленному напряжению  $U_0$ . По этим же диаграммам находится минимальное стандартное напряжение конденсатора  $C$  — это напряжение указано на стрелке, ближайшей снизу к заданному выпрямленному напряжению  $U_0$ .

*Пример.* По диаграмме на рис. 53 для 127 в находим, что наиболее близко к  $U_0 = 250$  в граничное выпрямленное напряжение для ССУ или НСУ при  $\chi = 0,2$  (т. е. если пользоваться бумажными или металлобумажными радиоконденсаторами). По стрелке, ближайшей снизу к  $U_0 = 250$  в для  $\chi = 0,2$ , находим, что стандартное напряжение должно быть не меньше 300 в.

Для электролитических конденсаторов ( $\chi=0,1$ ) граничное выпрямленное напряжение дальше отстоит от  $U_0=250$  в, чем граничное напряжение для бумажных и металлобумажных конденсаторов. Тем не менее проверим, насколько экономично применение электролитических конденсаторов, не перекроет ли выигрыш в стоимости электролитического конденсатора увеличение его заряда из-за большего отклонения граничного режима от 250 в при  $\chi=0,1$ , чем при  $\chi=0,2$ . По стрелке, ближайшей снизу к напряжению 250 в для  $\chi=0,1$ , находим, что минимальное стандартное напряжение электролитического конденсатора, используемого в качестве  $C$ , равно 600 в. Поскольку электролитические конденсаторы на такие напряжения не выпускаются, следует использовать два последовательно включенных конденсатора на 300 в.

Из двух схем — ССУ и НСУ — выбираем первую, при одном и том же коэффициенте пульсации для нее требуется меньшая емкость  $C_R$ .

## II этап. Нахождение емкости конденсаторов

Емкость  $C$  рассчитывается по формулам табл. 7 (см. приложение), а емкость  $C_R$  — по формулам табл. 5 (см. приложение). Номинальное значение  $C_s$  емкости  $C$  следует выбирать возможно ближе к расчетному, так как эта емкость определяет величину выпрямленного напряжения. Емкость  $C_R$  мало влияет на величину  $U_0$ , поэтому номинальное значение  $C_R$  может быть любым, но большим, чем расчетное.

*Пример.* По формулам табл. 7 и 5 (см. приложение) получаем, что  $C=2,3$  мкф, а  $C_R=19,15$  мкф. Выбираем номинальную емкость 20 мкф, как ближайшую к расчетной  $C_R$ .

## III этап. Нахождение минимального напряжения и стандартного напряжения конденсаторов

Расчет минимального напряжения  $U_{\min}$  конденсаторов производится по формулам табл. 9 (см. приложение). Из двух значений  $U_1$  и  $U_2$  за минимальное напряжение принимается большее. Стандартное напряжение выбирается ближайшим сверху к  $U_{\min}$ .

Для малых коэффициентов пульсации (например, при  $k<0,1$ ) стандартное напряжение конденсатора  $C$  можно находить непосредственно по диаграмме на рис. 53 (см. I этап).

*Пример.* Стандартное напряжение  $U_s$  для конденсатора  $C$  было найдено в этапе I по диаграмме на рис. 53.

Будем использовать в качестве  $C_R$  электролитический конденсатор, как самый дешевый из всех типов конденсаторов. По [Л. 21] находим, что для  $C_R=20$  мкф на напряжение выше 50 в  $\chi=0,1$ , и по формулам табл. 9 получаем  $U_{CR1}=25$  в,  $U_{CR2}=250$  в. Следовательно, минимальное напряжение равно 250 в, как большее из двух. Это напряжение совпадает со стандартным.

#### IV этап. *Нахождение стоимости конденсаторов*

Вычислив стандартный номинальный заряд  $Q_s = U_s C_s$  и стандартную номинальную энергию  $W_s = C_s U_s^2 / 2$ , находим стоимость конденсаторов по графикам на рис. 16 и 17.

Сравнив стоимость конденсаторов различных типов, с помощью которых можно осуществить заданные характеристики выпрямителя, выбирают наиболее экономичный вариант.

*Пример.* Если  $C$  бумажный или металобумажный конденсатор,  $Q_s = 690$  мкк,  $W_s = 106$  мдж. Если  $C$  электролитический конденсатор,  $Q_s = 3\,000$  мкк (два последовательно включенных конденсатора по 5 мкф).

Стоимость конденсаторов, найденная по графикам: бумажный — 31 коп., металобумажный — 25,4 коп., электролитический —  $2 \times 7,6 = 15,2$  коп.

Сравнивая стоимость различных типов конденсаторов, приходим к выводу, что экономически наиболее выгодно применить в качестве емкости  $C$  электролитические конденсаторы даже с учетом того, что нужно будет произвести подбор емкостей конденсаторов, чтобы они были одинаковыми в обоих плечах симметричной схемы удвоения напряжения. Шунтировать последовательно включенные электролитические конденсаторы резисторами для уравнивания токов утечки в рассматриваемом случае не нужно, поскольку стандартное напряжение каждого конденсатора (300 в) выше действующего на нем выпрямленного напряжения (125 в) и опасности пробоя нет.

#### V этап. *Нахождение амплитудного значения тока через вентиль*

Расчет амплитудного значения тока через вентиль производится по формулам табл. 6 (см. приложение).

*Пример.* Подставляя данные в формулу для  $I_m$  в ССУ, получаем  $I_m = 55$  ма.

#### VI этап. *Нахождение максимального напряжения вентиля*

Расчет максимального напряжения вентиля производится по формулам табл. 1 (см. приложение).

#### VII этап. *Нахождение добавочного сопротивления для гашения напряжения при подключении к сети 220 в выпрямителя на 127 в*

При расчете бестрансформаторного выпрямителя на 127 в бывает необходимо предусмотреть питание его от сети 220 в. С увеличением  $A$  в  $\sqrt{3}$  раз, во столько же

раз увеличивается  $U_0$ . Чтобы обеспечить заданное  $U_0$  при 220 в, следует либо подключить конденсаторы  $C$  меньшей емкости, чем при 127 в, но на большее стандартное напряжение, либо последовательно со схемой включить гасящее добавочное сопротивление  $r_d$ , снижающее  $U_0$  при 220 в в  $\sqrt{3}$  раз.

Бестрансформаторный выпрямитель с добавочным сопротивлением можно рассматривать, как выпрямитель с отличным от нуля внутренним сопротивлением (см. гл. 5) и значение  $r_d$  при известных  $m$ ,  $k$ ,  $R$ ,  $\omega$ ,  $C$  находить по формуле табл. 15 (см. приложение), считая, что  $r=r_d$ . Поскольку выражения табл. 15 (см. приложение) в общем случае решить относительно  $r$  затруднительно, следует задаться последовательностью значений  $r/R$ , найти соответствующие им значения  $m$  по формулам табл. 15 (см. приложение), построить график зависимости  $m$  от  $r/R$  и по нему найти значение  $m$ .

*Пример.* Для  $U_0=220$  в  $m=0,805$  при напряжении сети 220 в. Поскольку стандартное значение емкости  $C_R$  несколько отличается от расчетной, уточним по формулам табл. 3 (см. приложение) значение коэффициента пульсации:  $k=0,0098$  по сравнению с заданным 0,01.

По формуле табл. 15 (см. приложение) для  $k=0,0098$ ,  $C=2,3$  мкф,  $R=10$  ком находим значение  $m$  при  $r/R=0,1$ ; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,6. Построив график зависимости  $m$  от  $r/R$ , находим, что для  $m=0,805$   $r/R=0,14$ , т. е. добавочное сопротивление равно 1 400 ом.

## 21. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЗАМЕНЫ ТРАНСФОРМАТОРНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ

Для оценки в первом приближении экономического эффекта, который можно получить, заменив трансформаторный выпрямитель бестрансформаторным, воспользуемся найденными в предыдущих параграфах зависимостями.

Определив по прямым граничных режимов наиболее подходящий тип конденсатора и тип схемы бестрансформаторного выпрямителя, по зависимостям  $a_c(m)$  и  $\omega_c(m)$  находим значение величин  $a_c$  и  $\omega_c$  для заданного  $m$ . После чего вычисляется полный заряд или полная энергия конденсаторов, чтобы найти затем по графикам на рис. 16 и 17 стоимость используемых конденсаторов  $C$  в условных копейках (см. § 4). Эту стоимость следует сравнить со стоимостью специального трансфор-

матора, от которого следовало бы питать выпрямитель, чтобы получить ту же выпрямленную мощность (в качестве грубой прикидки считаем, что отказ от трансформатора приводит к необходимости использования схемы с регулирующим конденсатором  $C$ , хотя та же схема могла применяться и в трансформаторном выпрямителе).

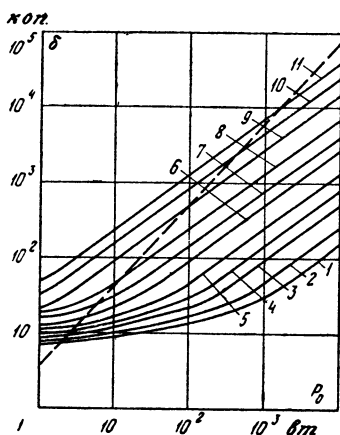


Рис. 54. Зависимость оптовой стоимости  $\delta_{2к}$  двух электролитических конденсаторов  $C$  в симметричной схеме удвоения напряжения от выпрямленной мощности  $P_0$ .

Удельный заряд  $q$  равен: 1 — 1; 2 — 2; 3 — 5; 4 — 10; 5 — 20; 6 — 50; 7 — 100; 8 — 200; 9 — 500; 10 — 1 000; 11 — 2 000 мкк/вт. Пунктиром проведена ориентировочная зависимость оптовой стоимости трансформаторов от мощности  $P_0$ .

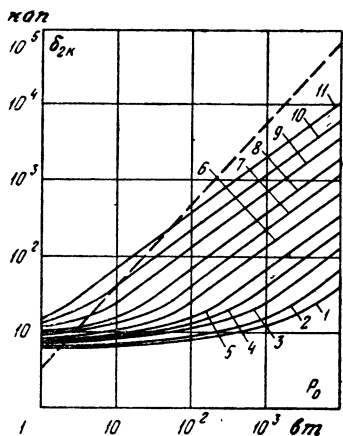


Рис. 55. Зависимость оптовой стоимости  $\delta_{2к}$  двух металлобумажных конденсаторов  $C$  в симметричной схеме удвоения напряжения от выпрямленной мощности  $P_0$ .

Удельный заряд  $q$  равен: 1 — 1; 2 — 2; 3 — 5; 4 — 10; 5 — 20; 6 — 50; 7 — 100; 8 — 200; 9 — 500; 10 — 1 000; 11 — 2 000 мкк/вт. Пунктиром проведена ориентировочная зависимость оптовой стоимости трансформаторов от мощности  $P_0$ .

Для облегчения расчетов можно пользоваться приведенными на рис. 54—59 зависимостями оптовой стоимости в условных копейках электролитических, металлобумажных и бумажных конденсаторов от выпрямленной мощности  $P_0$  при различных значениях удельного заряда (для электролитических и металлобумажных конденсаторов) и удельной энергии (для бумажных конденсаторов). На рис. 54—56 приведены зависимости от  $P_0$  оптовой стоимости двух конденсаторов, и этими графиками удобно пользоваться для оценки эффективности исполь-

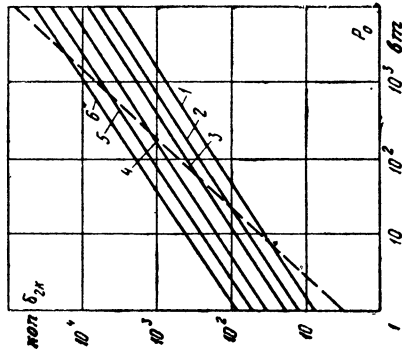


Рис. 56. Зависимость оптовой стоимости  $\delta_{2k}$  двух бумажных конденсаторов  $C$  в симметричной схеме удвоения напряжения от выпрямленной мощности  $P_0$ .

Удельная энергия  $w$  равна: 1 — 5; 2 — 10; 3 — 20; 4 — 50; 5 — 100; 6 — 200 мдж/вт. Пунктиром проведена ориентировочная зависимость оптовой стоимости трансформаторов от мощности  $P_0$ .

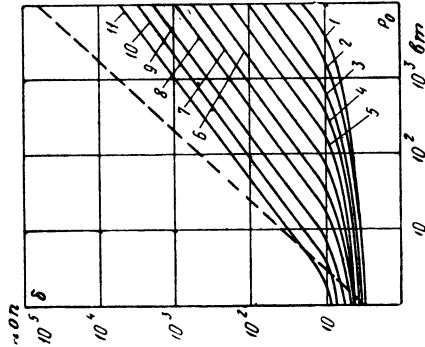


Рис. 57. Зависимость оптовой стоимости  $\delta$  одного электролитического конденсатора от выпрямленной мощности  $P_0$ .

Удельный заряд  $q$  равен: 1 — 1; 2 — 2; 3 — 5; 4 — 10; 5 — 20; 6 — 50; 7 — 100; 8 — 200; 9 — 500; 10 — 1 000; 11 — 2 000 мкк/вт. Пунктиром проведена ориентировочная зависимость оптовой стоимости трансформаторов от мощности  $P_0$ .

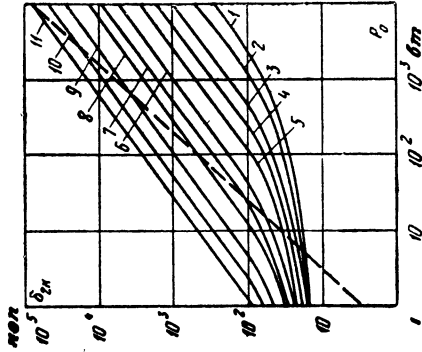


Рис. 58. Зависимость оптовой стоимости  $\delta$  одного металлобумажного конденсатора от выпрямленной мощности  $P_0$ .

Удельный заряд  $q$  равен: 1 — 1; 2 — 2; 3 — 5; 4 — 10; 5 — 20; 6 — 50; 7 — 100; 8 — 200; 9 — 500; 10 — 1 000; 11 — 2 000 мкк/вт. Пунктиром проведена ориентировочная зависимость оптовой стоимости трансформаторов от мощности  $P_0$ .

зования ССУ (где применяются два конденсатора  $C$ ), а на рис. 57—59 приведены соответствующие графики для одного конденсатора и этими графиками удобно

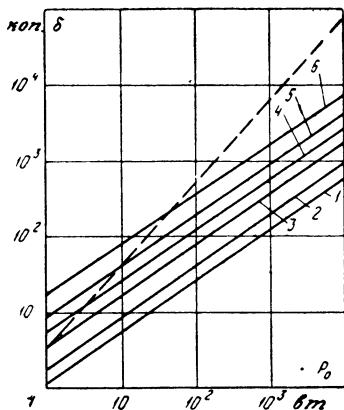


Рис. 59. Зависимость оптовой стоимости  $\delta$  одного бумажного конденсатора от выпрямленной мощности  $P_0$ .

Удельная энергия  $\omega$  равна: 1—2; 2—5; 3—10; 4—20; 5—50; 6—100 мдж/вт. Пунктиром приведена ориентировочная зависимость оптовой стоимости трансформаторов от мощности  $P_0$ .

пользоваться для оценки эффективности использования НСУ и МС (где применяется один конденсатор  $C$ ). По графикам на рис. 54—59 можно наметить область мощностей  $P_0$  и удельных зарядов  $q_c$  (или удельных энергий  $\omega_c$ ), в которой бестрансформаторный выпрямитель выгоднее применять, чем трансформаторный. С этой целью на каждом из графиков приведена пунктиром зависимость стоимости трансформатора от мощности  $P_0$  (при этом удельная стоимость трансформаторов принималась равной 3 коп/вт и учитывалось, что вольт-амперы трансформатора, питающего выпрямительную схему, превышают  $P_0$ ; для схемы удвоения напряже-

ния, как следует из [Л. 25], вольт-амперы трансформатора равны  $2P_0$ ). Точки, лежащие ниже этой пунктирной прямой, задают значения  $q$  (или  $\omega$ ) и  $P_0$ , при которых бестрансформаторный выпрямитель выгоднее применять, чем трансформаторный.

## Глава четвертая

# БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ С ЗАДАННОЙ ЖЕСТКОСТЬЮ ВНЕШНЕЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

## 22. ВВЕДЕНИЕ

Как указывалось в § 15, рассмотренные до сих пор выпрямительные схемы на основе ССУ, НСУ и МС (с регулирующим конденсатором) имеют мягкую внешнюю характеристику — при изменении нагрузочного сопро-

тивления  $R$  выпрямленное напряжение  $U_0$  меняется. Как следует из табл. 10 (см. приложение), при фиксированных значениях  $\omega C$  и малых  $k$  преобразующие функции для этих схем представляют собой выражения типа

$$m = \frac{1}{1 + \frac{a_1}{R}},$$

где  $a_1$  — постоянный коэффициент.

Отсюда скорость изменения коэффициента преобразования напряжения  $m$  равна:

$$\frac{dm}{dR} = \frac{a_1}{(a_1 + R)^2}.$$

Из полученного выражения следует, что чем меньше  $R$  (т. е. чем больше нагрузка), тем выше скорость изменения выпрямленного напряжения, т. е. тем мягче внешняя характеристика выпрямителя.

Если выпрямитель работает в режиме, где  $dm/dR$  велико, а нагрузка в процессе работы меняется и изменение выпрямленного напряжения превосходит допустимые значения, следует принять меры, обеспечивающие заданную жесткость внешней характеристики. Как указывалось в § 15, в случае бестрансформаторного выпрямителя это требование можно удовлетворить, применяя приведенные на рис. 31—33 «жесткие» схемы удвоения напряжения. В последующих параграфах будет рассмотрен расчет таких схем и приведены зависимости, позволяющие разумно назначать коэффициент жесткости внешней характеристики. В отличие от «жестких» рассмотренных ранее схем ССУ, НСУ и МС будем называть «мягкими».

### **23. РАСЧЕТ ЕМКОСТЕЙ КОНДЕНСАТОРОВ ДЛЯ БЕСТРАНСФОРМАТОРНОЙ «ЖЕСТКОЙ» СИММЕТРИЧНОЙ СХЕМЫ УДВОЕНИЯ НАПЯЖЕНИЯ**

Расчет емкостей конденсаторов, используемых в бестрансформаторных выпрямителях на основе «жестких» схем, будем производить, используя изложенный во второй главе метод экстремумов.

В качестве первого примера рассчитаем ЖССУ, т. е. найдем формулы, по которым можно будет вычислить



емкости  $C$ ,  $C' = nC$ ,  $C_R$  при заданном режиме бестрансформаторного выпрямителя (при заданных значениях  $\omega$ ,  $A$ ,  $R$ ,  $U_0$ ,  $k$ , заданном диапазоне изменения  $R$  и допустимом изменении  $U_0$ ).

Для расчета такого выпрямителя, помимо  $n = C'/C$ , введем два других параметра «жесткой» схемы: параметр  $\sigma = R_2/R_1$ , характеризующий степень изменения нагрузочного сопротивления  $R$  от  $R_1$  до  $R_2$ , и коэффициент жесткости внешней характеристики  $p = U_{01}/U_{02}$ , характеризующий допустимый диапазон изменения постоянного напряжения  $U_0$  при соответствующем изменении  $R$ . Значение  $p$  при  $\sigma = \infty$  обозначим через  $p_\infty$ .

Расчет ЖССУ произведем для двух случаев: I — когда  $\sigma = R_2/R_1 = \infty$ , и II — когда  $\sigma \neq \infty$ .

#### I. Расчет емкостей конденсаторов ЖССУ при $\sigma = \infty$

Дано:  $\omega$ ,  $A$ ,  $R_1$ ,  $\sigma = R_2/R_1 = \infty$ ,  $k_1$ ,  $U_{01}$ ,  $U_{02}$  ( $p = U_{01}/U_{02}$ ).

Найти:  $k_2$ ,  $n = C'/C$ ,  $C$ ,  $C_R$ .

Если  $R = \infty$ , то при внутреннем сопротивлении схемы, равном нулю, падение напряжения  $\Delta \tilde{u}_c$  на конденсаторе  $C$  обусловленное потреблением энергии в  $R$ , равно нулю, а создаваемое э. д. с. источника переменное напряжение  $Af(x)$  будет распределяться на конденсаторах  $C'$  и  $C$  обратно пропорционально их емкости:

на конденсаторе  $C$

$$A_c = \frac{AC'}{C+C'} = \frac{A}{1 + \frac{C}{C'}} = \frac{nA}{1+n},$$

на конденсаторе  $C'$  (и на каждом вентиле)

$$A_{c'} = \frac{AC}{C+C'} = \frac{A}{1 + \frac{C}{C'}} = \frac{A}{1+n}$$

(здесь  $A_c$  и  $A_{c'}$  — амплитудные значения напряжения).

Максимальное значение  $\Phi_{a,6}$  выпрямленного напряжения на каждом вентиле равно амплитуде переменного напряжения, действующего на вентиле (согласно теореме о разложении напряжения на вентиле см. § 10):

$$\Phi_{a,6} = \frac{A}{1+n}.$$

Коэффициент пульсации  $k_2$  равен нулю при  $R_2 = \infty$  и постоянная составляющая выпрямленного напряжения

на резисторе  $R$  равна удвоенной величине максимального выпрямленного напряжения на каждом вентиле:

$$U_{02} = 2\Phi_{a,6} = \frac{2A}{1+n}.$$

Выражая отсюда  $n$  и учитывая, что согласно определению  $U_{01}/U_{02} = p_{\infty}$  при  $R_2 = \infty$ , получаем:

$$n = \frac{2Ap_{\infty}}{U_{01}} - 1 = \frac{2p_{\infty}}{m_1} - 1, \quad (123)$$

поскольку  $m_1 = U_{01}/A$ .

Из этого уравнения следуют зависимости

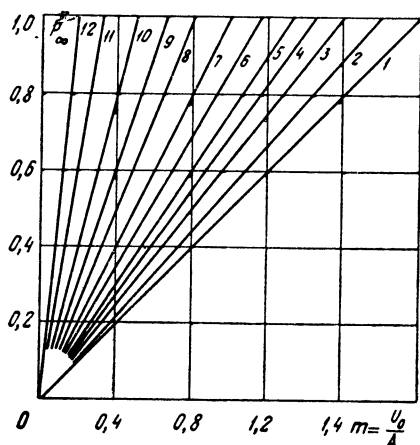
$$p_{\infty} = \frac{1+n}{2} \frac{U_{01}}{A} = \frac{1+n}{2} m_1 \quad (124)$$

и

$$m_1 = \frac{2p_{\infty}}{1+n}, \quad (125)$$

графики которых приведены на рис. 60 и 61. Этими графиками можно пользоваться для выбора возможной

Рис. 60. Зависимость коэффициента жесткости внешней характеристики  $p_{\infty}$  от коэффициента преобразования напряжения  $m$  для жесткой симметричной схемы удвоения напряжения. Коэффициент  $n$  равен: 1 — 0; 2 — 0,125; 3 — 0,25; 4 — 0,375; 5 — 0,5; 6 — 0,75; 7 — 1; 8 — 1,5; 9 — 2; 10 — 3; 11 — 5; 12 — 10.



степени ужесточения внешней характеристики для заданного  $U_{01}/A$ .

Как видно из приведенных графиков, чем больше  $n$  (для каждого заданного  $m_1 = U_{01}/A$ ), тем больше значение

$p_\infty$ , т. е. тем меньше изменяется  $m=U_0/A$  при увеличении  $R$  до  $\infty$ . Если, например,  $m_1=\frac{U_{01}}{A}=0,4$ , то с ростом  $R$  до  $\infty$   $U_0$  увеличивается при  $n=0$  в  $\frac{1}{p_\infty}=\frac{1}{0,2}=5$  раз; при  $n=0,5$  — в  $1/0,3=3,3$  раза; при  $n=2$  — в  $1/0,6=1,67$  раз и т. д.

Как будет показано ниже, увеличение жесткости внешней характеристики (т. е. увеличение  $p_\infty$ ) достигается ценой увеличения емкостей  $C$  и  $C'$  (при  $p_\infty=1$   $C=\infty$ ). Поэтому в зависимости от условий задачи  $p_\infty$

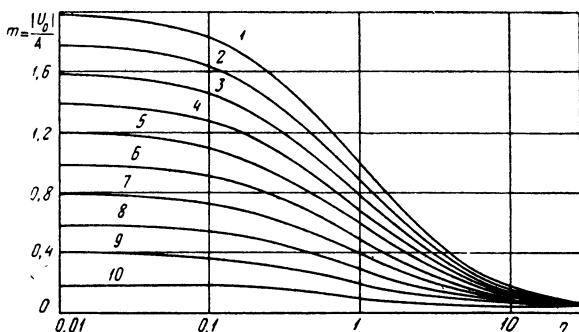


Рис. 61. Зависимость коэффициента преобразования напряжения  $m$  от  $n$  для жестких симметричных и несимметричных схем удвоения напряжения.

Коэффициент жесткости внешней характеристики  $p_\infty$  равен: 1 — 1; 2 — 0,9; 3 — 0,8; 4 — 0,7; 5 — 0,6; 6 — 0,5; 7 — 0,4; 8 — 0,3; 9 — 0,2; 10 — 0,1.

следует назначить возможно ближе к значению, какое этот параметр имеет при  $n=0$  [это значение для ЖССУ равно  $m_1/2$ , как следует из выражения (123)].

Если  $R \neq \infty$ , через конденсатор  $C$  будет проходить потребляемая нагрузкой мощность, создавая падение напряжения  $\Delta_c^\sim$ , уменьшающее напряжение, действующее на каждом вентиле, до  $\frac{A - \Delta_c^\sim}{1 + n}$ . Поэтому максимальное значение  $\Phi_{a,6}$  выпрямленного напряжения на каждом вентиле равно:

$$\Phi_{a,6} = \frac{A - \Delta_c^\sim}{1 + n}. \quad (126)$$

Воспользуемся теперь соотношением

$$\Phi_{a,6} = \frac{U_0}{2} (1+k) = \frac{mA}{2} (1+k), \quad (127)$$

которое можно получить из (71), учитывая, что в ССУ  $\Phi_{\max} = 2\Phi_{a,6}$  (см. § 10).

Сравнивая выражения (126) и (127), получаем:

$$\Delta_c^* = \frac{A}{2} [2 - m(k+1)(1+n)].$$

Подстановкой этого выражения в (93) с учетом выражения (97) получаем для заданных  $R_1$ ,  $k_1$  и  $m_1$ :

$$C = \frac{2m_1 \sqrt{2 + k_1^2 + \frac{0,419k_1^2}{\operatorname{arth}^2 k_1}}}{\omega R_1 [1 - (k_1 + 1)(n + 1)]} \quad (128)$$

[сравните с соответствующей формулой табл. 7 (см. приложение)].

Учитывая выражение (123), имеем:

$$C = \frac{m_1 \sqrt{2 + k_1^2 + \frac{0,419k_1^2}{\operatorname{arth}^2 k_1}}}{\omega R_1 [1 - (k_1 + 1)p_\infty]}.$$

Решая это выражение относительно  $p_\infty$ , получаем:

$$p_\infty = \frac{1}{k_1 + 1} - \frac{m_1 \sqrt{2 + k_1^2 + \frac{0,419k_1^2}{\operatorname{arth}^2 k_1}}}{\omega R_1 C (k_1 + 1)}.$$

При  $k=0$  это соотношение упрощается:

$$p_\infty = 1 - \frac{1,555m_1}{\omega RC}. \quad (129)$$

Из формулы (129) следует, что при каждом фиксированном значении  $m_1$  увеличение коэффициента жесткости внешней характеристики выпрямителя  $p_\infty$  достигается ценой роста емкости  $C$ , используемой в выпрямителе. Значение  $C$  растет до бесконечности, если  $p_\infty$  равняется 1. Приведенные на рис. 62 графики зависи-

мости  $p_\infty$  от  $\omega RC$  позволяют для каждого данного  $m_1$  оценить разумный уровень  $p_\infty$ , который обеспечивается приемлемыми значениями  $\omega RC$ .

Емкость  $C_R$  рассчитывается точно так же, как это делалось в § 12, но с учетом того, что емкость разря-

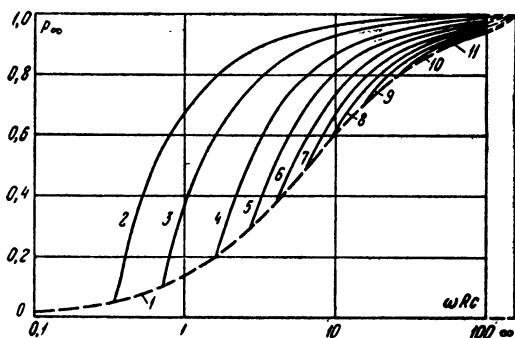


Рис. 62. Зависимость коэффициента жесткости внешней характеристики  $p_\infty$  от  $\omega RC$  для жесткой симметричной схемы удвоения напряжения при коэффициенте пульсации  $k$ , равном нулю.

Коэффициент преобразования напряжения  $m$  равен: 2 — 0,1; 3 — 0,2; 4 — 0,4; 5 — 0,6; 6 — 0,8; 7 — 1; 8 — 1,2; 9 — 1,4; 10 — 1,6; 11 — 1,8; 1 — кривая минимальных  $p_\infty$  ( $n=0$ ).

жающихся на  $R$  конденсаторов в ССУ складывается из емкости  $C_R$ , двух последовательно соединенных емкостей  $C$  и двух последовательно соединенных емкостей  $C'$ :

$$C_R = \frac{1}{\omega R} \sqrt{\frac{0,419}{\operatorname{arth}^2 k_1} - 1} - 0,5C(1+n) \quad (130)$$

[сравните с формулой табл. 5 (см. приложение)].

При  $k_1 \leq 0,2 k_1^2$  мало по сравнению с 2, а  $\operatorname{arth} k_1 \approx k_1$  и выражения (128) и (130) упрощаются:

$$C = \frac{3,11m_1}{\omega R_1[2 - m_1(k_1 + 1)(n+1)]} \quad (131)$$

и

$$C_R = \frac{0,648}{\omega R_1 k_1} - 0,5C(n+1). \quad (132)$$

Порядок расчета емкостей конденсаторов ЖССУ при  $\sigma = \infty$ : а) по формуле (123) находится  $n$ , б) по формуле (128) или (131) находится  $C$ , в) по формуле (130) или (132) находится  $C_R$ .

II. Расчет ёмкостей конденсаторов ЖССУ при  $\sigma \neq \infty$   
 Дано:  $\omega$ ,  $A$ ,  $R_1$ ,  $\sigma = R_2/R_1$ ,  $k_1$ ,  $U_{01}$ ,  $U_{02}$  ( $p = U_{01}/U_{02}$ ).  
 Найти:  $k_2$ ,  $n = C'/C$ ,  $C$ ,  $C_R$ .

В этом случае для расчета  $C$  следует прежде всего найти  $k_2$  (которое не равно нулю, если  $R_2 \neq \infty$ ) и  $n$  по заданным значениям  $\sigma$ ,  $p$  и  $k_1$ . Для этого воспользуемся постоянством  $C_R$  и  $C$  при изменении  $R$  от  $R_1$  до  $R_2$ . Запишем выражения (128) и (130) для  $R_1$ , а затем для  $R_2$ , исключив соответственно  $C_R$  и  $C$ , получаем:

$$k_2 = \text{th} \sqrt{\frac{0,419}{\frac{0,419\sigma^2}{\text{arth}^2 k_1} - \sigma^2 + 1}}; \quad (133)$$

$$n = \frac{2}{m_1} \frac{1 - p\sigma \frac{g_1^{\text{ccy}}}{g_2^{\text{ccy}}}}{k_1 + 1 - \sigma(k_2 + 1) \frac{g_1^{\text{ccy}}}{g_2^{\text{ccy}}}}. \quad (134)$$

В этих выражениях приняты обозначения:

$$g_1^{\text{ccy}} = \sqrt{2 + k_1^2 + \frac{0,419k_1^2}{\text{arth}^2 k_1}};$$

$$g_2^{\text{ccy}} = \sqrt{2 + k_2^2 + \frac{0,419k_2^2}{\text{arth}^2 k_2}}.$$

По найденному  $n$  можно рассчитывать  $C$  по формуле (128) и  $C_R$  — по формуле (130).

При  $k_1 \leq 0,2$  формулы (133) и (134) упрощаются:

$$k_2 = \frac{1}{\sigma} k_1; \quad (135)$$

$$n = \frac{2A}{U_{01}} \frac{1 - p\sigma}{k_1 + 1 - \sigma(k_2 + 1)} - 1. \quad (136)$$

Ёмкости  $C$  и  $C_R$  при  $k \leq 0,2$  вычисляются по формулам (131) и (132) соответственно.

Порядок расчета ёмкостей конденсаторов ЖССУ при  $\sigma \neq \infty$ : а) по формуле (133) или (135) находится  $k_2$ ; б) по формуле (134) или (136) находится  $n$ ; в) по формуле (128) или (131) находится  $C$ ; г) по формуле (130) или (132) находится  $C_R$ .

Правильность расчета ЖССУ проверим, сравнивая теоретические и опытные зависимости  $m$  от  $R$  при фиксированных значениях  $C$ ,  $C_R$  и  $n$ .

Из выражения (128) следует:

$$m = \frac{1}{\frac{(k+1)(n+1)}{2} + \frac{\sqrt{2+k^2 + \frac{0,419k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}}{\omega RC}}, \quad (137)$$

где

$$k = \operatorname{th} \frac{0,648}{\sqrt{\omega^2 R^2 [C_R + 0,5C(n+1)]^2 + 1}}. \quad (138)$$

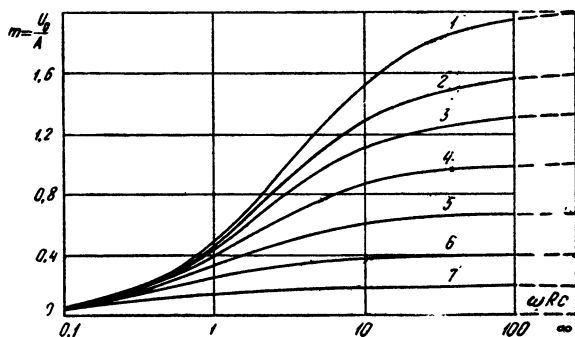


Рис. 63. Зависимость коэффициента преобразования  $m$  от  $\omega RC$  для жесткой симметричной схемы удвоения напряжения при коэффициенте пульсации  $k$ , равном нулю.

Коэффициент  $n$  равен: 1 — 0; 2 — 0,25; 3 — 0,5; 4 — 1; 5 — 2; 6 — 4; 7 — 10.

При  $k \leq 0,2$  выражения (137) и (138) упрощаются и, подставляя второе и первое, имеем:

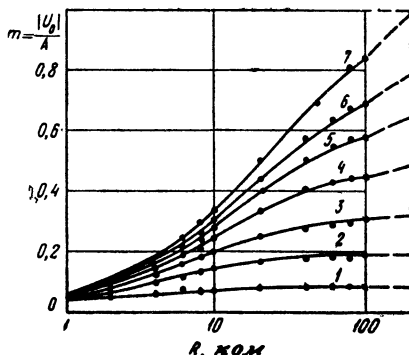
$$m = \frac{1}{\frac{1+n}{2} + \frac{0,324(1+n)}{\omega R [C_R + 0,5C(1+n)]} + \frac{1,555}{\omega RC}}. \quad (139)$$

На рис. 63 приведена зависимость  $m$  от  $\omega RC$  для разных  $n$  при  $k=0$ . Как видим, с увеличением  $n$  величина  $m$  все в меньшей степени становится зависящей от величины  $R$  (и от  $\omega RC$  вообще).

На рис. 64 приведены зависимости  $m$  от  $\bar{R}$  для ЖССУ, у которой  $C=0,5$  мкф,  $C_R=58$  мкф, а  $n$  меняется от 0 до 10. Точками нанесены опытные значения.

Рис. 64. Зависимость коэффициента преобразования напряжения  $m$  от величины нагрузочного сопротивления  $R$  для жесткой симметричной схемы удвоения напряжения при  $C=0,5$  мкф и  $C_R=58$  мкф.

Коэффициент  $n$  равен: 1 — 10; 2 — 4; 3 — 2; 4 — 1; 5 — 0,5; 6 — 0,25; 7 — 0.



Как можно видеть, расчетные соотношения, полученные для ЖССУ, дают значения, достаточно близко совпадающие с опытными.

## 24. РАСЧЕТ ЕМКОСТЕЙ КОНДЕНСАТОРОВ ДЛЯ БЕСТРАНСФОРМАТОРНОЙ «ЖЕСТКОЙ» НЕСИММЕТРИЧНОЙ СХЕМЫ УДВОЕНИЯ НАПЯЖЕНИЯ

### 1. Расчет емкостей конденсаторов ЖНСУ при $\sigma = \infty$

Дано:  $\omega$ ,  $A$ ,  $\sigma = R_2/R_1 = \infty$ ,  $U_{01}$ ,  $R_1$ ,  $U_{02}$  ( $p = U_{01}/U_{02}$ ),  $k_1$ .  
Найти:  $k_2$ ,  $n = C'/C$ ,  $C$ ,  $C_R$ .

Вначале рассмотрим случай работы ЖНСУ при  $C_R > 0$ . Поскольку  $R_2 = \infty$ ,  $k_2 = 0$ .

Как уже отмечалось в § 10, в НСУ при  $C_R > 0$  вентиль  $B_2$ , включенный последовательно с  $R$ , которое шунтируется  $C_R$ , подобен (по крайней мере при  $k < 1$ ) однополупериодному выпрямителю, где источником э. д. с. служит переменное напряжение, действующее на вентиле  $B_1$ . При  $R = \infty$  конденсатор  $C_R$  заряжается до максимального значения полного напряжения на вентиле  $B_1$ , которое равно удвоенному значению амплитуды э. д. с. источника, поскольку полное напряжение на  $B_1$  равно сумме переменного напряжения  $Af(x)$ , создаваемого э. д. с. источника, и выпрямленного напряжения  $\Phi(x)$ , максимум которого равен  $A$  по теореме о разложении напряжения на вентиле.



Разумеется, когда  $n \neq 0$ , а  $R = \infty$ , на вентиле  $B_1$  будет падать лишь часть переменного напряжения  $AF(x)$ , создаваемого э. д. с. источника. Это напряжение так же, как и в случае ЖССУ, будет распределяться на конденсаторах  $C'$  и  $C$  обратно пропорционально их емкости:

$$A_c = \frac{AC'}{C+C'} = \frac{nA}{1+n},$$

на конденсаторе  $C'$  (и вентиле)

$$A_{c'} = \frac{AC}{C+C'} = \frac{A}{1+n}.$$

В этом случае конденсатор  $C_R$  заряжается до максимального значения полного напряжения на  $B_1$ , т. е. до  $\frac{2A}{1+n}$ . Этому же значению будет равно постоянное напряжение  $U_{02}$  при  $R = \infty$ :

$$U_{02} = \frac{2A}{1+A}.$$

Отсюда можно получить соотношение, совпадающее с выражением (123) для ЖССУ.

Если  $R \neq \infty$ , через конденсатор  $C$  будет проходить потребляемая в  $R$  мощность, создавая падение напряжения  $\Delta_c^\sim$ . Действующее на вентиле  $B_1$  выходное напряжение уменьшается до  $\frac{A - \Delta_c^\sim}{1+n}$  (здесь так же, как в ССУ сдвиг фаз между  $A$  и  $\Delta_c^\sim$  равен нулю). Поэтому максимальное значение напряжения на конденсаторе  $C_R$  равно:

$$\Phi_{\text{макс}} = \frac{2(A - \Delta_c^\sim)}{1+n}. \quad (140)$$

Подставляя сюда значение  $\Phi_{\text{макс}}$  согласно табл. 1 (см. приложение), получаем так же, как в ЖССУ,

$$\Delta_c^\sim = \frac{A}{2} [2 - m(k+1)(n+1)].$$

Подстановкой этого выражения в (93) с учетом выражения (97) получаем для заданных  $R_1$ ,  $k_1$  и  $m_1$ :

$$C = \frac{2m_1 \sqrt{2 + k_1^2 + \frac{8k_1^2}{\text{arth}^2 k_1}}}{\omega R_1 [2 - m_1(k_1 + 1)(n + 1)]} \quad (141)$$

[сравните с соответствующей формулой табл. 7 (см. приложение)].

Подставляя в выражение (141) вместо  $n+1$  его значение согласно формуле (123) и решая полученное выражение относительно  $p_\infty$ , имеем:

$$p_\infty = \frac{1}{k_1 + 1} - \frac{m_1 \sqrt{2 + k_1^2 + \frac{8k_1^2}{\operatorname{arth}^2 k_1}}}{\omega R_1 C (k + 1)}.$$

При  $k_1=0$  это выражение упрощается:

$$p_\infty = 1 - \frac{3,162}{\omega R_1 C} m_1. \quad (142)$$

Из формулы (142) следует, что так же, как и для ЖССУ, при каждом фиксированном  $m_1$  увеличение  $p_\infty$  может быть достигнуто лишь за счет роста  $\omega RC$ . На рис. 65 приведена зависимость  $p_\infty$  от  $\omega RC$  для фиксированных значений  $m_1$ .

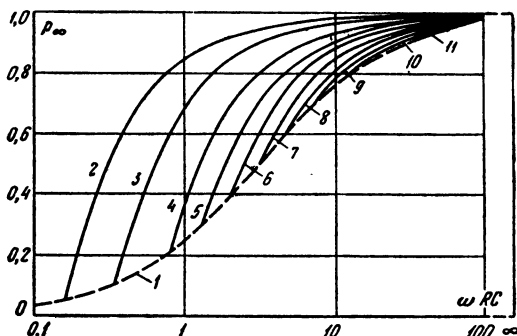


Рис. 65. Зависимость коэффициента жесткости внешней характеристики  $p_\infty$  от  $\omega RC$  для жесткой несимметричной схемы удвоения напряжения при коэффициенте пульсации  $k$ , равном нулю.

Коэффициент преобразования напряжения  $m$  равен: 2—0,1; 3—0,2; 4—0,4; 5—0,6; 6—0,8; 7—1; 8—1,2; 9—1,4; 10—1,6; 11—1,8; 1—кривая минимальных  $p_\infty$  ( $n=0$ ).

рованных значений  $m_1$ . По этому графику можно оценить разумную величину  $p_\infty$ , которую следует принять в качестве исходной величины для расчета ЖНСУ.

Емкость  $C_R$  рассчитывается аналогично тому, как это делалось для НСУ при  $C_R > 0$  [см. табл. 5 (в приложении)]:

$$C_R = \frac{1}{\omega R_1} \sqrt{\frac{8}{\operatorname{arth}^2 k_1} - 1}.$$

При  $k \leq 0,2$  это выражение и выражение (141) упрощаются:

$$C = \frac{6,35 m_1}{\omega R_1 [2 - m_1 (k_1 + 1) (n + 1)]}; \quad (143)$$

$$C_R = \frac{2,83}{\omega R_1 k_1}. \quad (144)$$

Порядок расчета ЖНСУ при  $\sigma = \infty$ ,  $k_1 < 1$ ; а) по формуле (123) находится  $n$ , б) по формуле (141) или (143) находится  $C$ , в) по формуле табл. 5 (см. приложение) или по формуле (144) находится  $C_R$ .

Рассмотрим теперь работу ЖНСУ при  $C_R = 0$ . Исходные данные и требования расчета здесь будут несколько отличаться от случая ЖНСУ при  $C_R > 0$ .

*Дано:*  $\omega$ ,  $A$ ,  $R_1$ ,  $U_{01}$ ,  $\sigma = R_2/R_1 = \infty$ ,  $U_{02}$  ( $p_\infty = U_{01}/U_{02}$ ).

*Найти:*  $k_2$ ,  $n$ ,  $C$ .

Так как  $\sigma = \infty$ , то  $k_2 = 1$ , поскольку при  $\omega RC = \infty$   $k$  всегда равно 1 — см. табл. 3 (см. приложение), для НСУ при  $C_R = 0$ . Как указывалось в § 10, если  $\omega RC = \infty$ , максимальное значение  $\Phi_{\text{макс}}$  выпрямленного напряжения на резисторе  $R$  равно  $A$ . Если же  $\omega RC \neq \infty$ , то  $\Phi_{\text{макс}} = A - \Delta_c$ , где  $\Delta_c$  — амплитуда напряжения, падающего на  $C$ .

Для «жесткой» схемы, повторяя рассуждения, проделанные выше для ЖССУ и ЖНСУ при  $C_R > 0$ , получаем, что

$$\text{при } \omega RC = \infty \quad \Phi_{\text{макс}} = \frac{A}{1+n}, \quad (145)$$

$$\text{а при } \omega RC \neq \infty \quad \Phi_{\text{макс}} = \frac{A - \Delta_c}{1+n}. \quad (146)$$

Подставляя сюда значение  $\Phi_{\text{макс}}$  согласно табл. 1 (см. приложение), получаем выражение для  $\Delta_c$  такое же, как и для ССУ и НСУ при  $C_R > 0$ :

$$\Delta_c = \frac{A}{2} [2 - m(k+1)(n+1)].$$

Подстановкой этого выражения в (93) с учетом (97) получаем для заданных  $R$ ,  $k_1$  и  $m_1$ :

$$C = \frac{2m_1 \sqrt{2+k_1^2}}{\omega R_1 [2 - m_1 (1+k_1) (1+n)]} \quad (147)$$

[сравните с соответствующей формулой табл. 7 (см. приложение)].

Чтобы воспользоваться этой формулой, нужно знать  $n$  и величину  $k_1$ , соответствующую  $m_1 = U_{01}/A$ .

Поскольку при  $R = \infty$   $U_0 = \Phi_{\text{макс}}$ , то из выражения (145) следует, что

$$n = \frac{A}{U_{02}} - 1. \quad (148)$$

Для ЖНСУ при  $C_R = 0$  можно получить выражение, связывающее  $k_1$  и  $C$ , аналогично выражению, приведенному в табл. 3 (см. приложение) для НСУ при  $C_R = 0$ , но с учетом того, что, помимо емкости  $C$ , на сопротивление  $R$  разряжается также емкость  $C'$ :

$$k_1 = \frac{3 - \exp\left(-\frac{1,296}{\sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 (C' + C)^2}}\right)}{1 + \exp\left(-\frac{1,296}{\sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 (C' + C)^2}}\right)}. \quad (149)$$

Решая уравнение (149) относительно  $C$  и приравнявая полученное выражение к уравнению (147), можно получить:

$$m = \frac{1}{n+1} \frac{1}{\frac{k+1}{2} + \frac{1}{\sqrt{\frac{1,68}{\ln^2 \frac{1+k}{3-k}} - 1}}}. \quad (150)$$

Графики зависимости  $m$  от  $k$  при разных значениях  $n$  приведены на рис. 66. Этими графиками можно пользоваться, чтобы по заданному  $m_1 = U_{01}/A$  и найденному значению  $n$  [по формуле (148)] определить величину  $k_1$ , необходимую для расчета емкости  $C$  по формуле (147).

Порядок расчета ЖНСУ при  $C_R = 0$ , когда  $\sigma = \infty$ : а) по формуле (148) находится  $n$ , б) по графику на рис. 66 находим  $k_1$ , соответствующий заданному  $m_1 = U_{01}/A$ , в) по формуле (147) находим  $C$ .

## II. Расчет емкостей конденсаторов ЖНСУ при $\sigma \neq \infty$

Этот расчет получается достаточно простым лишь для ЖНСУ при  $C_R > 0$ .

Дано:  $\omega$ ,  $A$ ,  $R_1$ ,  $\sigma = R_2/R_1$ ,  $k_1$ ,  $U_{01}$ ,  $U_{02}$  ( $p = U_{01}/U_{02}$ ).  
Найти:  $k_2$ ,  $n = C'/C$ ,  $C$ ,  $C_R$ .

Применяя методику расчета, аналогичную той, которая использовалась для ЖССУ при  $\sigma \neq \infty$ , получаем:

$$k_2 = \text{th} \sqrt{\frac{8}{\frac{8\sigma^2}{\text{arth}^2 k_1} - \sigma^2 + 1}}; \quad (151)$$

$$n = \frac{2}{m_1} \frac{1 - p\sigma \frac{g_1^{\text{нсу}}}{g_2^{\text{нсу}}}}{k_1 + 1 - \sigma(k_2 + 1) \frac{g_1^{\text{нсу}}}{g_2^{\text{нсу}}}} - 1, \quad (152)$$

где

$$g_1^{\text{нсу}} = \sqrt{2 + k_1^2 + \frac{8k_1^2}{\text{arth}^2 k_1}};$$

$$g_2^{\text{нсу}} = \sqrt{2 + k_2^2 + \frac{8k_2^2}{\text{arth}^2 k_2}}.$$

По найденным  $k_2$  и  $n$  можно рассчитать  $C$  по формуле (141) и  $C_R$  по формуле табл. 5 (см. приложение).

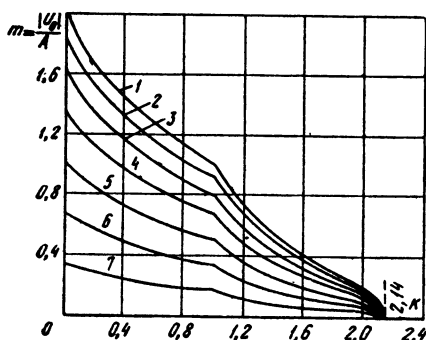


Рис. 66. Зависимость коэффициента преобразования напряжения  $m$  от коэффициента пульсации  $k$  для жесткой несимметричной схемы удвоения напряжения.

Коэффициент  $n$  равен: 1 — 0; 2 — 0,1; 3 — 0,25; 4 — 0,5; 5 — 1; 6 — 2; 7 — 5.

При  $k_1 \leq 0,2$  формулы (151) и (152) упрощаются и получаются выражения, совпадающие с (135) и (136).

Емкости  $C$  и  $C_R$  при  $k_1 \leq 0,2$  вычисляются по формулам (143) и (144) соответственно.

Порядок расчета ЖНСУ при  $\sigma \neq \infty$ ,  $k_1 < 1$ : а) по формуле (151) или (135) находится  $k_2$ , б) по формуле (152) или (136) находится  $n$ , в) по формуле (141) или (143) находится  $C$ , г) по формуле табл. 5 (см. приложение) или по (144) находится  $C_R$ .

Правильность расчета ЖНСУ проверялась, сравнивая теоретические и опытные зависимости  $m$  от  $R$  при фиксированных значениях  $C$ ,  $C_R$  и  $n$ .

Из формулы (141) следует:

$$m = \frac{1}{\frac{(k+1)(n+1)}{2} + \sqrt{2 + k^2 + \frac{8k^2}{\operatorname{arth}^2 k}} \omega RC}, \quad (153)$$

где

$$k = \operatorname{th} \frac{2,83}{\sqrt{\omega^2 R^2 C^2 + 1}}. \quad (154)$$

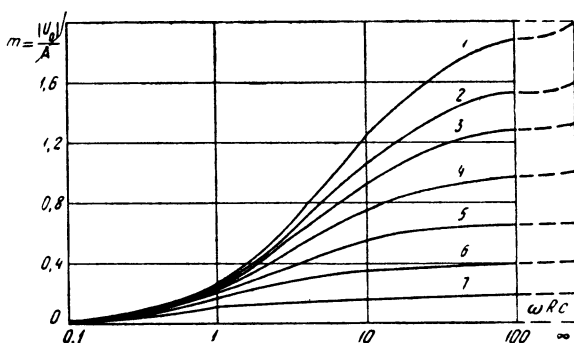


Рис. 67. Зависимость коэффициента преобразования напряжения  $m$  от  $\omega RC$  для жесткой несимметричной схемы удвоения напряжения при коэффициенте пульсации  $k$ , равном нулю.

Коэффициент  $n$  равен: 1 — 0; 2 — 0,25; 3 — 0,5; 4 — 1; 5 — 2; 6 — 4; 7 — 10.

При  $k \leq 0,2$  выражения (153) и (154) упрощаются и, подставляя второе в первое, получаем:

$$m = \frac{1}{\frac{1+n}{2} + \frac{1,415(1+n)}{\omega RC_R} + \frac{3,175}{\omega RC}}. \quad (155)$$

На рис. 67 приведена зависимость  $m$  от  $\omega RC$  для разных  $n$  при  $k=0$ . На рис. 68 приведены зависимости от  $R$  для ЖНСУ, у которой  $C=1$  мкф,  $C=58$  мкф, а  $n$  менялось от 0 до 10. Точками нанесены опытные значения.

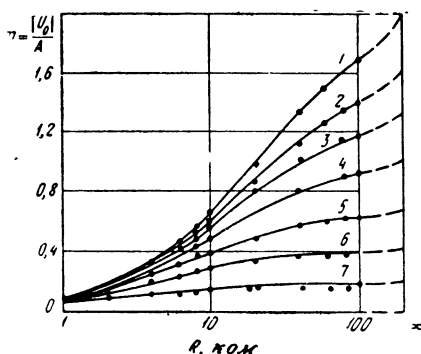


Рис. 68. Зависимость коэффициента преобразования напряжения  $n$  от величины нагрузочного сопротивления  $R$  для жесткой несимметричной схемы удвоения напряжения при  $C=1$  мкф и  $C_R=58$  мкф.

Коэффициент  $n$  равен: 1 — 0; 2 — 0,25; 3 — 0,5; 4 — 1; 5 — 2; 6 — 4; 7 — 10.

ния. Как можно видеть, полученные для ЖНСУ расчетные соотношения дают значения, достаточно близко совпадающие с опытными.

## 25. РАСЧЕТ ЕМКОСТЕЙ КОНДЕНСАТОРОВ ДЛЯ БЕСТРАНСФОРМАТОРНОЙ «ЖЕСТКОЙ» МОСТОВОЙ СХЕМЫ

### I. Расчет емкостей конденсаторов ЖМС при $\sigma = \infty$

Дано:  $\omega$ ,  $A$ ,  $R_1$ ,  $\sigma = R_2/R_1 = \infty$ ,  $k_1$ ,  $U_{01}$ ,  $U_{02}$  ( $p_\infty = U_{01}/U_{02}$ ).

Найти:  $k_2$ ,  $n = C'/C$ ,  $C$ ,  $C_R$ .

Используя ход рассуждений, примененный в аналогичном случае для ЖССУ и ЖНСУ, и учитывая, что в отличие от «мягкой» мостовой схемы в «жесткой» мостовой схеме (при не очень малых  $C'$ )  $A$  и  $\Delta \tilde{c}$  можно считать совпадающими по фазе при любых  $k$ , получаем:

$$n = \frac{Ap_\infty}{U_{01}} - 1 = \frac{p_\infty}{m_1} - 1; \quad (156)$$

$$C = \frac{(0,455k_1 + 1,15) m_1 \sqrt{1 + \frac{k_1^2}{2} + \frac{0,838k_1^2}{\text{arth}^2 k_1}}}{\omega R_1 [1 - m_1 (k_1 + 1) (n + 1)]}; \quad (157)$$

а

$$C_R = \frac{1}{\omega R_1} \sqrt{\frac{1,68}{\text{arth}^2 k_1} - 4}$$

так же, как и для МС [см. табл. 5 (в приложении)].

Рис. 69. Зависимость коэффициента жесткости внешней характеристики  $p_\infty$  от коэффициента преобразования напряжения для жесткой мостовой схемы. Коэффициент  $n$  равен: 1 — 0; 2 — 0,25; 3 — 0,5; 4 — 1; 5 — 2; 6 — 5.

При  $k_1 \leq 0,2$  выражения для  $C$  и  $C_R$  упрощаются:

$$C = \frac{1,555 m_1}{\omega R_1 [1 - m_1 (1 + k_1) (1 + n)]}; \quad (158)$$

$$C_R = \frac{1,3}{\omega R_1 k_1}. \quad (159)$$

Из (156) следует приведенная на рис. 69 зависимость

$$m_1 = \frac{p_\infty}{1 + n}. \quad (160)$$

Подставляя в формулу (157) вместо  $1 + n$  его значение, исходя из формулы (158) и решая полученное выражение относительно  $p_\infty$ , имеем:

$$p_\infty = \frac{1}{k_1 + 1} - \frac{(0,455k_1 + 1,15) m_1 \sqrt{1 + \frac{k_1^2}{2} + \frac{0,838k_1^2}{\operatorname{arth}^2 k_1}}}{\omega R_1 C (k_1 + 1)}. \quad (161)$$

Графики зависимости  $p_\infty$  от  $\omega RC$  для ЖМС при фиксированных  $m$  приведены на рис. 70. Графиками на рис. 69 и 70 удобно пользоваться для выбора разумной величины исходного значения  $p_\infty$ .

Порядок расчета ЖМС при  $\sigma = \infty$ : а) по формуле (156) находим  $n$ , б) по формуле (157) или (158) находим  $C$ , в) по формуле табл. 5 или по (159) находим  $C_R$ .

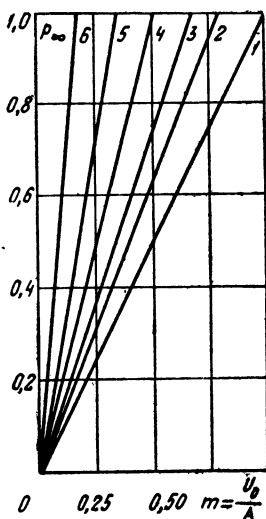
## II. Расчет емкостей конденсаторов ЖМС при $\sigma \neq \infty$

Дано:  $\omega$ ,  $A$ ,  $R_1$ ,  $\sigma = R_2/R_1$ ,  $k_1$ ,  $U_{01}$ ,  $U_{02}$  ( $p = U_{01}/U_{02}$ ).

Найти:  $k_2$ ,  $n = C'/C$ ,  $C$ ,  $C_R$ .

Аналогично тому, как это было сделано для ЖССУ и ЖНСУ при  $\sigma \neq \infty$ , можно получить:

$$k_2 = \operatorname{th} \sqrt{\frac{1,68}{\frac{1,68\sigma^2}{\operatorname{arth}^2 k_1} - 4\sigma^2 + 4}}; \quad (162)$$





$$n = \frac{1}{m_1} \frac{1 - p \sigma \frac{g_1^{\text{MC}}}{g_2^{\text{MC}}}}{k_1 + 1 - (k_2 + 1) \sigma \frac{g_1^{\text{MC}}}{g_2^{\text{MC}}}}, \quad (163)$$

где

$$g_1^{\text{MC}} = (0,455k_1 + 1,15) \sqrt{1 + \frac{k_1^2}{2} + \frac{0,838k_1^2}{\text{arth}^2 k_1}};$$

$$g_2^{\text{MC}} = (0,455k_2 + 1,15) \sqrt{1 + \frac{k_2^2}{2} + \frac{0,838k_2^2}{\text{arth}^2 k_2}}.$$

Емкости  $C$  и  $C_R$  можно теперь определить по формулам случая  $\sigma = \infty$ .

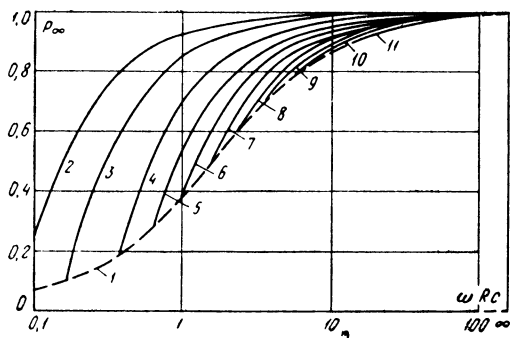


Рис. 70. Зависимость коэффициента жесткости внешней характеристики  $p_\infty$  от  $\omega RC$  для жесткой мостовой схемы при коэффициенте пульсации  $k$ , равном нулю.

Коэффициент преобразования напряжения  $m$  равен: 2—0,05; 3—0,1; 4—0,2; 5—0,3; 6—0,4; 7—0,5; 8—0,6; 9—0,7; 10—0,8; 11—0,9; 1—кривая минимальных  $p_\infty$  ( $n=0$ ).

При  $k_1 \leq 0,2$  полученные выражения упрощаются:

$$k_2 = \frac{1}{\sigma} k_1; \quad (164)$$

$$n = \frac{1}{m_1} \frac{1 - p \sigma}{k_1 + 1 - \sigma (k_2 + 1)}. \quad (165)$$

Порядок расчета ЖМС при  $\sigma \neq \infty$ : а) по формуле (162) или (164) находим  $k_2$ , б) по формуле (163) или

(165) находим  $n$ ,  $\nu$ ) по формуле (157) или (158) находим  $C$ ,  $\gamma$ ) по формуле табл. 5 (см. приложение) или по (159) находим  $C_R$ .

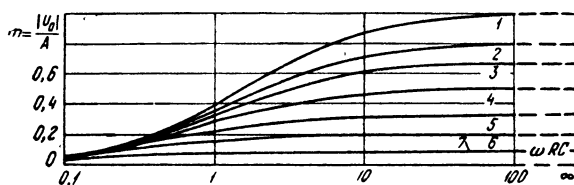


Рис. 71. Зависимость коэффициента преобразования напряжения  $m$  от  $\omega RC$  для жесткой мостовой схемы при коэффициенте пульсации  $k$ , равном нулю.

Коэффициент  $n$  равен: 1 — 0; 2 — 0,25; 3 — 0,5; 4 — 1; 5 — 2; 6 — 4; 7 — 10.

Для проверки правильности полученных расчетных соотношений сравнивались теоретические и опытные зависимости  $m$  от  $R$  при фиксированных значениях  $C$ ,  $C_R$  и  $n$ .

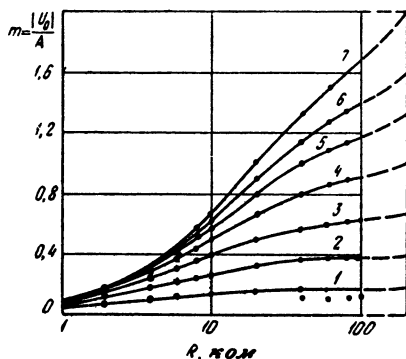
Из формулы (157) следует:

$$m = \frac{1}{(k+1)(n+1) + \frac{(0,455k + 1,15) \sqrt{1 + \frac{k^2}{2} + \frac{0,838k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}}{\omega RC}}, \quad (166)$$

где  $k$  определяется формулой табл. 3 (см. приложение).

Рис. 72. Зависимость коэффициента преобразования напряжения  $m$  от величины нагрузочного сопротивления  $R$  для жесткой мостовой схемы при  $C=0,25$  мкф и  $C_R=58$  мкф.

Коэффициент  $n$  равен: 1 — 10; 2 — 4; 3 — 2; 4 — 1; 5 — 0,5; 6 — 0,25; 7 — 0.



При  $k \leq 0,2$  выражение (166) и формула табл. 3 (в приложении) упрощаются и, подставляя  $k$  в выражение (166), получаем:

$$m = \frac{1}{1 + n + \frac{1,3(1+n)}{\omega RC_R} + \frac{1,555}{\omega RC}}. \quad (167)$$

На рис. 71 приведена зависимость  $m$  от  $\omega RC$  для разных  $n$  при  $k=0$ . На рис. 72 приведены зависимости  $m$  от  $R$  для ЖМС, у которой  $C=0,25$  мкф,  $C_R=58$  мкф, а  $n$  менялось от 0 до 10. Точками нанесены опытные значения. Как можно видеть, расчетные соотношения, полученные для ЖМС, дают значения, достаточно близко совпадающие с опытом.

## Глава пятая

# ОПТИМАЛЬНЫЙ ВЫБОР КОНДЕНСАТОРОВ ДЛЯ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

## 26. ВВЕДЕНИЕ

Если выпрямитель питается от сети переменного тока (бестрансформаторный выпрямитель) и в качестве вентилей используются кремниевые или германиевые диоды, активное сопротивление которых в проводящем направлении мало, то внутренним сопротивлением схемы можно пренебречь и тогда справедливы соотношения, полученные во второй главе.

В тех случаях, когда питание выпрямителей осуществляется от трансформаторов, мощность которых сравнима с выпрямленной и в качестве вентилей используются кенотроны с большим внутренним сопротивлением, необходимо учесть внутреннее сопротивление  $r$  схемы, под которым понимается сумма активного сопротивления  $r_{тр}$  фазы источника питания выпрямителя и внутреннего сопротивления  $r_i$  вентилей в проводящем направлении.

Ориентировочное значение активного сопротивления  $r_{тр}$  фазы трансформатора находится по табл. 20 (см. приложение) в зависимости от величины выпрямленной мощности. Сопротивление  $r_i$  в проводящем направлении

вентиля находится в справочниках по электровакуумным и полупроводниковым приборам.

Внутреннее сопротивление схемы равно:

$$r = 2r_i + r_{\text{тр}} \text{ для МС;} \quad (168)$$

$$r = r_i + r_{\text{тр}} \text{ для остальных схем.} \quad (169)$$

## 27. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ КОНДЕНСАТОРОВ

Для решения задачи оптимального выбора конденсаторов, используемых в трансформаторных выпрямителях, следует найти связь емкостей  $C$ ,  $C_R$  конденсаторов и напряжений  $\Delta^+$ ,  $\Delta^-$ ,  $\Delta$ , действующих на них, с задающими параметрами (см. § 9 и Введение к книге).

**Связь между амплитудами переменных напряжений.** Резистор  $r$ , включенный последовательно со схемой, выполняет двоякую роль. Во-первых, через  $r$  проходит потребляемая нагрузкой мощность и потому на нем падает переменное напряжение с амплитудой  $\Delta_r$ , уравновешивающее часть э. д. с. источника. Если кроме  $r$  ничего не включено последовательно со схемой, то на ней будет падать напряжение с амплитудой  $A_r = A - \Delta_r$ . Во-вторых,  $r$  определяет скорость нарастания напряжения на емкости, шунтирующей нагрузочное сопротивление, когда происходит ее подзаряд от источника.

Рассмотрим влияние последовательного подключения  $r$  с однополупериодной схемой (см. рис. 2).

Пусть функция  $\Phi(x)$ , описывающая изменение напряжения в однополупериодной схеме, относится к случаю 1 (см. § 6 и § 12), т. е. параметр  $a = \omega R C_R$  значительно больше единицы и среднее значение  $U_0$  функции равно:

$$U_0 = \frac{\Phi_{\text{макс}} + \Phi_{\text{мин}}}{2},$$

причем

$$\Phi_{\text{мин}} = \Phi_{\text{макс}} \exp\left(-\frac{x_{\text{ср}}}{a}\right),$$

где  $x_{\text{ср}}$  — среднее значение фазы начала подзаряда емкости  $C_R$ .

Пусть емкость  $C_R$  заряжается от э. д. с., меняющейся по гармоническому закону с амплитудой  $A_r$ . Поскольку в случае 1 фаза  $x_2$  близка к  $2\pi$ , когда э. д. с. стремится

к своему амплитудному значению, можно показать, что заряд емкости от  $\Phi_{\min}$  до  $\Phi_{\max}$  осуществляется по закону

$$\Phi_{\max} - \Phi_{\min} = (A_r - \Phi_{\min}) \left[ 1 - \exp \left( -\frac{R}{r} \frac{\Delta x}{a} \right) \right], \quad (170)$$

где  $\Delta x$  — разность фаз начала и конца заряда емкости  $C_R$ .

Подставим в (170) выражение (71) для коэффициента пульсации  $k$ , значение  $a$  согласно (84):

$$a = \frac{x_{\text{зср}}}{2 \operatorname{arth} k},$$

тогда получаем:

$$A_r = U_0 \left[ 1 + k \operatorname{cth} \left( \frac{R}{r} \frac{\Delta x}{x_{\text{зср}}} \operatorname{arth} k \right) \right]. \quad (171)$$

Если функция относится к случаю 2, ее можно перевести в случай 1, заменив  $\Phi_{\min}$  на условный минимум, а параметр  $a$  — на условный параметр  $a_y$  (см. § 12). Тогда выражение (171) не изменится.

Формулу такой же структуры, как и (171), можно получить аналогичным рассуждением и для других схем (симметричной и несимметричной схем удвоения напряжения, схемы со средней точкой, мостовой схемы). Найденные из опыта значения коэффициента  $v = \Delta x / x_{\text{зср}}$  приведены в табл. 13 (см. приложение) для разных схем.

Обозначим через  $\Delta_c^\sim$  амплитуду переменного напряжения, действующего на емкости  $C$  в ССУ, НСУ и МС. Если в этих схемах внутреннее сопротивление  $r$  не равно нулю, то, помимо  $\Delta_c^\sim$  часть амплитуды  $A$  э. д. с.

источника уравнивает  $\Delta_r^\sim$ . В МС, ССУ и НСУ сдвиг

фаз между  $\Delta_r^\sim$  и  $\Delta_c^\sim$  равен  $90^\circ$ . Но в МС следует учитывать, что при  $C_R = 0$  схема ведет себя как активное сопротивление, а при  $C_R = \infty$  — как емкостное. Приняв, что в промежуточных случаях сдвиг фаз между  $2A_r$  и  $\Delta_c^\sim + \Delta_r^\sim$  меняется по линейному закону от величины коэффициента пульсации (при  $C_R = \infty$   $k = 0$ , при  $C_R = 0$   $k = 0,57$ ), получим приведенную в табл. 14 (см. приложение) связь между  $A$ ,  $A_r$ ,  $\Delta_c^\sim$  и  $\Delta_r^\sim$  для разных схем.

**Нахождение емкости регулирующего конденсатора и преобразующих функций.** Пользуясь методом эквивалентных синусоид, в § 13 было получено выражение для действующего значения эквивалентного активного тока  $I_a$ , поступающего от источника к нагрузке. Этот ток и создает переменное напряжение на  $r$  с амплитудой  $\Delta_r^\sim$  [эквивалентный реактивный ток  $I_p$  здесь учитывать не следует, поскольку заряд емкости, шунтирующей нагрузочное сопротивление, через сопротивление учитывается в выражении (171)].

$$\text{Тогда} \quad \Delta_r^\sim = \frac{rU_0 l}{R} \sqrt{1 + \frac{k^2}{2}}, \quad (172)$$

где  $l$  — коэффициент амплитуды, равный  $\sqrt{2}$  для всех схем, кроме МС, для которой согласно формуле (94),

$$l = 0,455k + 1,15.$$

Подставляя в формулы табл. 14 (см. приложение) выражение (171) для  $A_r$ , (172) для  $\Delta_r^\sim$  и выражение для  $\Delta_c^\sim$ , полученное в § 13 методом эквивалентных синусоид, можно вывести приведенные в табл. 15 (см. приложение) соотношения для расчета емкости  $C$ , которые нетрудно решить относительно  $m$ , получив преобразующие функции для разных схем.

Выражения табл. 15 (в приложении) для НСУ при  $C_R = 0$  получаются при учете, что на нагрузочном сопротивлении действует не только выпрямленное напряжение  $\Phi(x)$  с максимумом  $\Phi_{\text{макс}}$ , но и переменное с амплитудой  $\Phi_{\text{макс}}$  (см. § 10). Поэтому коэффициент пульсации  $k$  на нагрузочном сопротивлении в НСУ при  $C_R = 0$  определяется выражением (91)

$$k = \frac{2\Phi_{\text{макс}} - U_0}{U_0}.$$

Отсюда

$$\Phi_{\text{макс}} = \frac{k+1}{2} U_0; \quad (173)$$

$$\Phi_{\text{мин}} = \frac{3-k}{2} U_0, \quad (174)$$

если воспользоваться теоремой о среднем (см. § 12).

Подставляя формулы (173) и (174) в выражение (170), получаем:

$$A_r = \frac{U_0}{2} \left[ 1 + k \operatorname{cth} \left( \frac{R}{r} \frac{\Delta x}{2a} \right) - \frac{2}{\exp \left( -\frac{R}{r} \frac{\Delta x}{a} \right) - 1} \right]. \quad (175)$$

Это же выражение справедливо и в случае 2, когда минимум функции и параметр  $a$  заменяются по теореме о среднем на условные.

Помимо выражения (175), следует учитывать, что в параметр  $a$  в теореме о среднем входит емкость  $C_p$ , включенная параллельно  $R$ . На сопротивление  $R$  в НСУ при  $C_R=0$  разряжается только емкость  $C$  через сопротивление  $r$ . Поэтому параллельная емкость  $C_p$ , подключенная параллельно  $R$ , в  $1+\omega^2 r^2 C^2$  раз меньше  $C$  [см. формулы (4), (8)]:

$$C_p = \frac{C}{1 + \omega^2 r^2 C^2}. \quad (176)$$

Приведенное в табл. 15 (см. приложение) выражение для  $C$  в случае НСУ при  $C_R=0$  получается, если относительно  $C$  решить выражение (173) с учетом теоремы о среднем (77) и выражений (85), (176).

В формуле для расчета коэффициента преобразования напряжения учтено, что выражение  $\frac{\Phi_{\max}}{U_0} - 1$ , входящее в формулу связи параметра  $a$  с  $U_0$ , равно для НСУ при  $C_R=0 \frac{k-1}{2}$ , что вытекает из (173).

**Нахождение емкости шунтирующего конденсатора.** Нетрудно убедиться, что соображения § 12, на основании которых находилась величина емкости  $C_R$  при  $r=0$ , справедливы и в случае  $r \neq 0$ , т. е. независимо от величины  $r$  емкость  $C_R$  следует рассчитывать по формулам табл. 5 (см. приложение). Не зависит от величины  $r$  коэффициент пульсации  $k$  — он рассчитывается по формулам табл. 2 (см. приложение).

**Нахождение минимальных напряжений конденсаторов.** Пики пульсации на конденсаторе  $C$  находятся так, как указывалось в § 13. В МС положительный пик равен отрицательному и амплитуде переменного напряжения:  $\Delta_c^+ = |\Delta_c^-| = \Delta_c^-$ . В ССУ и НСУ при  $C_R > 0$  положитель-

ный пик равен сумме амплитуды переменного напряжения и половины положительного пика выпрямленного напряжения на нагрузочном сопротивлении:

$$\Delta_c^+ = \Delta_c^- + \frac{kU_0}{2}.$$

В НСУ при  $C_R = 0$ , кроме переменного напряжения с амплитудой  $\Delta_c^-$ , на  $C$  действует полное выпрямленное напряжение  $U_0$ . Поэтому

$$\Delta_c^+ = \Delta_c^- + \frac{k-1}{2} U_0.$$

Считая, что отрицательный пик пульсации выпрямленного напряжения не больше удвоенного положительного пика, имеем:

для ССУ и НСУ при  $C_R > 0$   $|\Delta_c^-| \leq \Delta_c^+ + kU_0$ ;

для НСУ при  $C_R = 0$   $|\Delta_c^-| \leq \Delta_c^- + (k-1)U_0$ .

Входящие в приведенные формулы значения  $\Delta_c^-$  можно определить в зависимости от поставленной задачи по формулам связи амплитуд для разных схем [см. табл. 14 (в приложении)] или на основании расчета методом эквивалентных синусоид [см. формулу (92)]. В последнем случае выражение для  $\Delta_c^-$  менее громоздкое, но зато должно быть известно значение емкости конденсатора  $C$ .

Подставляя выражения для пиков пульсации в формулы (49) и (51) и считая в первом приближении, что амплитуда  $\Delta$  эквивалентного синусоидального напряжения на конденсаторе равна положительному пику пульсации, получаем сведенные в табл. 16 (см. приложение) формулы для расчета минимального напряжения.

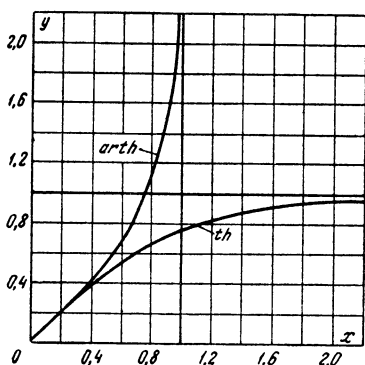


Рис. 73. Зависимость  $\text{th } x$  и  $\text{arth } x$  от  $x$ .



Расчет пиков пульсации и минимального напряжения на конденсаторе  $C_R$  производится точно так же, как и при  $r=0$ .

**Область применения полярных электролитических конденсаторов.** Как указывалось в § 6, для полярных электролитических конденсаторов, помимо соотношений (49), (51), (52), должно соблюдаться неравенство (44)

$$|\Delta^-| \leq U_0,$$

защищающее конденсатор от прохождения обратных токов.

Подставляя вместо  $\Delta^-$  его значение, нетрудно получить для ССУ и НСУ при  $C_R > 0$  следующее условие, определяющее область применения электролитических конденсаторов в качестве конденсатора  $C$ :

$$m \geq \frac{2}{1 + k \operatorname{cth} \left( \nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} k \right) + \sqrt{(1 - 2k)^2 + \frac{4r^2}{R^2 (2 + k^2)}}}, \quad (177)$$

где  $\nu$  находится по табл. 13 (см. приложение).

При  $r/R \rightarrow 0$  выражение (177) переходит в (104).

Для облегчения нахождения значений тангенса и аретангенса гиперболического на рис. 73 приведены графики зависимости  $\operatorname{th} x$  и  $\operatorname{arth} x$  от  $x$ .

## 28. НАХОЖДЕНИЕ ГРАНИЧНОГО РЕЖИМА И РЕЖИМА, ПРИ КОТОРОМ МИНИМАЛЬНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ РАВНО СТАНДАРТНОМУ

Как указывалось в § 15 и 19, для нахождения оптимального набора конденсаторов нужно найти граничный режим, при котором номинальные заряд и энергия конденсаторов минимальны. Затем выбрать стандартное напряжение конденсатора, ближайшее сверху к граничному, после чего найти режим, в котором стандартное напряжение равно минимальному. Вблизи этого режима располагается оптимальный.

Граничный режим находится аналогично тому, как это делалось во второй главе, сравнивая энергию и заряд конденсаторов, определенные из двух условий (49) и (51), ограничивающих величину минимального напряжения. Формулы для расчета граничного режима приведены в табл. 17 (см. приложение) [входящий в эту

таблицу коэффициент  $\gamma$  определяется по табл. 13 (см. приложение), а коэффициент  $\chi$  тепловой перегрузки — по стандартам на конденсаторы.

Формулы табл. 17 (в приложении) справедливы при  $\chi \leq 0,5$ . При  $\chi > 0,5$  граничные  $m$  не зависят от величины  $\chi$  и равны значению  $m_T$  при  $\chi = 0,5$ .

При  $r/R \rightarrow 0$  формулы табл. 17 (в приложении) переходят в выражения (116) и (121).

Приведенные в табл. 18 (см. приложение) формулы для расчета режима, при котором минимальное напряжение равно стандартному, получены аналогично тому, как это было сделано в § 19.

## 29. ПОРЯДОК ОПТИМАЛЬНОГО ВЫБОРА ТИПА И НОМИНАЛА КОНДЕНСАТОРА ДЛЯ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

*Дано:* вид выпрямленной схемы,  $U_0$ ,  $R$  (или  $P_0 = U_0^2 / R$ , или  $I_0 = U_0 / R$ ),  $k$ ,  $\omega$ .

*Найти:* значение  $m = U_0 / A$ , которому соответствует тип и номинал конденсаторов с минимумом стоимости, габаритов и веса.

Этапы решения сформулированной задачи проиллюстрируем следующим примером.

*Дано:* вид схемы — ССУ,  $U_0 = 100$  в,  $R = 10$  ком,  $k = 0,01$ , питание от гармонической э. д. с. с частотой 50 гц. Пусть в качестве вентиляй используются кремниевые или германиевые диоды. Примем, что мощность трансформатора достаточно велика, чтобы упростить расчеты.

*Найти:* амплитуду  $A$  и параметры конденсаторов так, чтобы стоимость, габариты и вес конденсаторов были минимальны.

**І этап.** *Нахождение ориентировочного значения внутреннего сопротивления  $r$  схемы*

Значение активного сопротивления  $r_{тр}$  фазы трансформатора находится по табл. 12 (см. приложение), составленной по [Л. 24] и [Л. 17], а сопротивление  $r_i$  в проводящем направлении вентиля — в справочниках по электровакуумным и полупроводниковым приборам.

Внутреннее сопротивление  $r_i$  германиевых или кремниевых вентиляй порядка нескольких ом. Поскольку мощность трансформатора велика, его активное сопротивление  $r_{тр}$  также мало. Следовательно, внутреннее сопротивление схемы  $r = r_i + r$  можно считать пренебрежимо малым по сравнению с сопротивлением нагрузки и для расчета применимы формулы гл. 2.

II этап. *Нахождение граничного режима работы схемы*  
Значение  $m = m_r$  находится по формулам табл. 17 и 13 (см. приложение).

Формулы таблиц значительно упрощаются, если  $r/R \rightarrow 0$  и  $k \rightarrow 0$ . В этом случае  $\text{th}\left(v \frac{R}{r} \text{arth} k\right) \rightarrow 1$ ,  $\text{th} k \rightarrow k$  и  $\text{arth} k \rightarrow k$ .

Чтобы воспользоваться этими формулами, помимо  $r/R$ , должен быть известен коэффициент перегрева  $\chi$ , зависящий от выбранного типа конденсатора (стандарты [Л. 21, 58, 71]). При выборе типа конденсатора прежде всего целесообразно оценить возможность применения электролитического конденсатора в качестве емкости  $C$ , поскольку этот тип конденсатора самый дешевый, хотя у него широкий допуск по емкости и невелика стабильность емкости в процессе работы. Электролитический конденсатор можно применять при соблюдении условия (44), которое для ССУ и НСУ сводится к неравенству (177), где значения коэффициента  $v$  определяются по табл. 13 (см. приложение). Вычисленное по неравенству (177) значение  $m$  должно быть не меньше оптимального.

Будем применять в качестве емкости  $C$  бумажные или металлобумажные конденсаторы, обладающие высокой стабильностью емкости в процессе работы. Стабильность емкости  $C$  необходима в тех случаях, когда предъявляются повышенные требования к стабильности выпрямленного напряжения. Для бумажных и металлобумажных конденсаторов  $\chi = 0,2$ . Отсюда по формулам табл. 17 (см. приложение) получаем, что  $m_r = 1,6$ .

III этап. *Нахождение граничного минимального напряжения  $U_{cr}$*

По известному значению  $m_r$   $U_{cr}$  находится по формулам табл. 16 (см. приложение) для расчета минимального напряжения независимо от вида ограничения, так как при  $m = m_r$   $U_1 = U_2$ .

Подставляя  $m_r = 1,6$  в формулу табл. 16 (см. приложение), получаем  $U_{cr} = 58,9$  в.

IV этап. *Выбор стандартного номинального напряжения  $U_s$  по  $U_{cr}$*

Напряжение  $U_s$  выбирается ближайшим сверху к  $U_{cr}$ .

Ближайшее сверху к  $U_{cr} = 58,9$  в стандартное напряжение для металлобумажных конденсаторов, например типа МБГО, равно

160 в [Л. 21], а для бумажных конденсаторов — 200 в [Л. 58]. Таким образом, в граничном режиме металлобумажный конденсатор используется всего на 40%, а бумажный — примерно на 30%.

*V этап. Расчет режима, при котором минимальное напряжение равно стандартному*

Значение  $m$  при  $U_{с\text{ мин}}=U_s$  находится по формулам табл. 18 (см. приложение).

Для металлобумажных конденсаторов с  $U_s=160$  в находим, что  $m=1,22$ , а для бумажных с  $U_s=200$  в  $m=1,11$ .

*VI этап. Нахождение емкости конденсатора C*

Расчет  $C$  по найденному  $m$  производится по формулам табл. 15 (см. приложение).

Для металлобумажных конденсаторов находим, что  $C=1,55$  мкф, а для бумажных  $C=1,24$  мкф. Емкость в граничном режиме при  $m_r=1,6$  равна 3,96 мкф. Отсюда видно, что переход от граничного режима к режимам с меньшими  $m$  позволил получить при том же  $U_s$  значительный выигрыш в емкости, а следовательно, в заряде и в энергии конденсатора.

*VII этап. Выбор оптимальной стандартной емкости C<sub>s</sub> конденсатора C*

$C_s$  выбирается по стандартному ближайшей сверху к рассчитанному значению  $C$ .

Для металлобумажных конденсаторов по шкале номинальных значений [Л. 59] выбираем ближайшие к 1,55 мкф значения емкости 1,5 и 1,8 мкф. Из этих двух значений меньшее выбирать не следует, поскольку в этом случае  $U_s$  окажется меньшим  $U_{\text{мин}}$  и конденсатор будет перегружен. Для бумажных конденсаторов ближайшим сверху к 1,24 мкф номинальным значением емкости является 1,5 мкф.

*VIII этап. Нахождение оптимального режима*

Оптимальное  $m=m_0$  рассчитывается по оптимальной стандартной емкости  $C_s$  с помощью формул табл. 15 (см. приложение), решив их относительно  $m$ .

Если предполагается использовать электролитические конденсаторы в качестве емкости  $C$ , следует убедиться, что оптимальное значение  $m=m_0$  превышает значение  $m$ , вычисленное по (177). В противном случае использовать электролитические конденсаторы в оптимальном режиме нельзя.

Для  $C_s=1,8$  мкф  $m_0=1,29$  и  $A=U_0/m_0=77,5$  в. Для  $C_s=1,5$  мкф  $m_0=1,205$  и  $A=U_0/m_0=83,5$  в.

### IX этап. Нахождение стоимости конденсатора

По  $C_s$  и  $U_s$  вычисляются стандартный заряд и стандартная энергия конденсаторов, а затем по рис. 16 и 17 определяют стоимость конденсаторов в условных копейках (цена на уровне 1965 г.).

Металлобумажный конденсатор стоит 17,4 коп., бумажный — 20 коп. Следовательно, выгоднее применить металлобумажный конденсатор.

### X этап. Расчет емкости $C$

Емкость  $C_R$  рассчитывается по формулам табл. 5 (в приложении), а минимальное номинальное напряжение — табл. 16 (в приложении). В качестве  $C_R$  всегда можно использовать электролитические конденсаторы, поскольку на резисторе  $R$  отрицательный пик пульсации не превышает  $U_0$ . Выбранное стандартное напряжение должно быть не меньше  $U_{CR1}$  и  $U_{CR2}$  одновременно.

$C_R = 19,7 \text{ мкф}$ ,  $U_{CR \text{ мин}} = 100 \text{ в}$ . Выбираем  $C_{Rs} = 20 \text{ мкф}$ ,  $U_{CRs} = 150 \text{ в}$ .

### XI этап. Нахождение амплитудного значения тока $I_m$ через ventиль

Значение амплитуды  $I_m$  тока через ventиль рассчитывается по формулам табл. 6 (см. приложение):

$$I_m = 15,5 \text{ ма.}$$

### XII этап. Расчет максимального напряжения $U_B$ на ventиле

$U_B$  рассчитывается по формулам табл. I (см. приложение):

$$U_B \leq 100 \text{ в.}$$

### XIII этап. Расчет габаритной мощности трансформатора

Вольт-амперы  $(\text{ва})_{II}$  вторичной обмотки трансформатора вычисляются по найденным значениям амплитуды  $A$  э. д. с. источника и амплитуды  $I_m$  эквивалентной синусоиды тока, проходящего через ventиль,

$$(\text{ва})_{II} = \frac{I_m A}{2} \zeta,$$

где  $\zeta$  — число параллельно включенных источнику ventилей.

Вольт-амперы  $(\text{ва})_I$  первичной обмотки трансформатора определяются отбираемой от нее мощностью, которая определяется в первую очередь активной мощностью  $P_0 = U_0^2/R$ , выделяющейся на нагрузке, активной мощностью  $P_r = I^2 r$ , теряющейся на внутреннем сопротивлении  $r$  схемы, и реактивной мощностью, запасенной в конденсаторах схемы, которой можно пренебречь при малых коэффициентах пульсации:

$$(\text{ва})_I = \frac{U_0^2}{R} + I^2 r.$$

По определению [Л. 24] габаритная мощность  $P_{\text{габ}}$  равна полусумме вольт-ампер первичной и вторичной обмоток:

$$P_{\text{габ}} = \frac{I(\text{ва})_I + (\text{ва})_{II}}{2} = \frac{\frac{I_m A}{2} \zeta + \frac{U_0^2}{R} + I^2 r}{2}.$$

В ССУ два вентиля включены параллельно источнику, поэтому  $\zeta=2$ . Для рассматриваемого случая, когда  $r=0$ ,  $I_m=15,5$  ма,  $A=77,5$  в,  $U_0=100$  в,  $R=10$  ком,

$$P_{\text{габ}} = \frac{1,2 \text{ в} \cdot \text{а} + 1 \text{ в} \cdot \text{а}}{2} = 1,1 \text{ в} \cdot \text{а}.$$

Итак, в результате проведенного расчета получены параметры оптимального набора конденсаторов ( $C_s$ ,  $U_{C_s}$ ,  $C_{rs}$ ,  $U_{C_{rs}}$ ) и оптимального режима их работы ( $m_0=1,29$  и  $A=77,5$  в). По этим значениям вычислена габаритная мощность трансформатора. По току  $I_m$  и максимальному напряжению  $U_B$  вентиля подбирается диод.

Поскольку при расчетах мы пользовались стандартными значениями коэффициента перегрева  $\chi$  (см. стандарты [Л. 21, 58]), надежность используемых конденсаторов при максимальной рабочей температуре находится на уровне, обеспечиваемом стандартом. Если необходимы другие уровни надежности или рабочая температура устройства меньше максимально допустимой, следует коэффициент  $\chi$  изменить так, как это рекомендуется в § 8, а затем производить расчеты, исходя из уточненного значения коэффициента перегрева.

В рассмотренных примерах (в гл. III и V) оптимального выбора конденсаторов мы ограничились нахождением номинального режима без учета влияния на этот режим допуска конденсаторов по емкости, изменения емкости от температуры, колебаний напряжения сети, питающей выпрямитель. Если номинальный режим найден, проверку влияния допусков на изменение параметров схемы нетрудно произвести, пользуясь имеющимися расчетными формулами. В случае существенного ухода режима от номинального на границах допусков возможность изменения параметров придется ограничить, что вызовет удорожание устройства. И наоборот, незначительное изменение режима позволит расширить допуски. Более подробное обсуждение этих вопросов и соответствующих примеров может быть предметом специального исследования.

# ПРИЛОЖЕНИЕ

Таблица 1

Схема	Соотношение между $\Phi_{\text{макс}}$ , $A$ и $\Delta_c^{\sim}$	Соотношение между $\Delta_c^{\sim}$ , $A$ и $k$	Максимум напряжения на вентилях
ОС	$\Phi_{\text{макс}} = A$	—	$f_{\text{в. макс}} \leq 2A$
ССТ	$\Phi_{\text{макс}} = \frac{A}{2}$	—	$f_{\text{в. макс}} \leq A$
ССУ и НСУ при $C_R > 0$	$\Phi_{\text{макс}} = 2(A - \Delta_c^{\sim})$	$\Delta_c^{\sim} = \frac{U_0}{2} \left( \frac{2}{m} - k - 1 \right)$	$f_{\text{в. макс}} = U_0 (1 + k)$
НСУ при $C_R = 0$	$\Phi_{\text{макс}} = A - \Delta_c^{\sim}$	$\Delta_c^{\sim} = \frac{U_0}{2} \left( \frac{2}{m} - k - 1 \right)$	$f_{\text{в. макс}} \leq 2A$
МС	$\Phi_{\text{макс}} = \sqrt{A^2 + A_c^{\sim 2} (d^2 - 1)} - \Delta_c^{\sim} d,$ где $d = 1 - \frac{k}{0,57}$	$\Delta_c^{\sim} = U_0 \left[ \sqrt{\frac{1}{m^2} - (k+1)^2 (1 - d^2)} - (k+1) d \right],$ где $d = 1 - \frac{k}{0,57}$	$f_{\text{в. макс}} = U_0 (1 + k)$



Таблица 2

Схема	Значения $x_{2\text{ср}}$	Значения $a_y$	Значения $a$
ССУ	1,296	$\sqrt{a^2 + 1}$	$\omega R (C_R + 0,5C)$
ССТ и МС	2,592	$\sqrt{a^2 + 4}$	$\omega RC_R$
НСУ	5,652	$\sqrt{a^2 + 1}$	$\omega RC_R$

Таблица 3

Схема	Формулы расчета коэффициента пульсации $k$	Диапазон применимости
ОС	$\text{th} \frac{2,83}{\sqrt{\omega^2 R^2 C_R^2 + 1}}$ $2,14 - 0,475 \omega RC_R$	$3 \leq \omega RC_R \leq \infty$ $0 \leq \omega RC_R \leq 3$
ССУ	$\text{th} \frac{0,648}{\sqrt{\omega^2 R^2 (C_R + 0,5C)^2 + 1}}$	$0 \leq \omega R (C_R + 0,5C) \leq \infty$
НСУ при $C_R > 0$	$\text{th} \frac{2,83}{\sqrt{\omega^2 R^2 C_R^2 + 1}}$ $k_{\text{макс}} (1 - 0,333 \omega RC_R) + 0,238 \omega RC_R$	$3 \leq \omega RC_R \leq \infty$ $0 \leq \omega RC_R \leq 3$
НСУ при $C_R = 0$	$3 - \exp\left(-\frac{1,296}{\sqrt{\omega^2 R^2 C^2 + 1}}\right)$ $1 + \exp\left(-\frac{1,296}{\sqrt{\omega^2 R^2 C^2 + 1}}\right)$	$0 \leq \omega RC \leq \infty$
ССТ и МС	$\text{th} \frac{1,296}{\sqrt{\omega^2 R^2 C_R^2 + 4}}$	$0 \leq \omega RC_R \leq \infty$

Таблица 4

Схема	Диапазон изменения коэффициента пульсации
ОС и НСУ при $C_R > 0$	$0 \leq k \leq 2,14$
НСУ при $C_R = 0$	$1 \leq k \leq 2,14$
ССУ, МС и ССТ	$0 \leq k \leq 0,57$

Таблица 5

Схема	Формулы расчета емкости $C_R$	Диапазон применимости
ОС	$\frac{1}{\omega R} \sqrt{\frac{8}{\operatorname{arth}^2 k} - 1}$	$0 \leq k \leq 0,713$
ОС	$\frac{2,1}{\omega R} (2,14 - k)$	$0,713 \leq k \leq 2,14$
ССУ	$\frac{1}{\omega R} \sqrt{\frac{0,419}{\operatorname{arth}^2 k} - 1} - 0,5 C$	$0 \leq k \leq 0,57$
НСУ	$\frac{1}{\omega R} \sqrt{\frac{8}{\operatorname{arth}^2 k} - 1}$	$0 \leq k \leq 0,713$
НСУ	$\frac{3}{\omega R} \cdot \frac{k_{\text{макс}} - k}{k_{\text{макс}} - 0,713}$	$0,713 \leq k \leq 2,14$
ССТ и МС	$\frac{1}{\omega R} \sqrt{\frac{1,68}{\operatorname{arth}^2 k} - 4}$	$0 \leq k \leq 0,57$

Таблица 6

Схема	Формулы расчета амплитуды тока $I_m$ через вентиль
ССУ	$\frac{U_0}{R} \sqrt{2 + k^2 + \frac{0,419k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}$
НСУ и ОС	$\frac{U_0}{R} \sqrt{2 + k^2 + \frac{8k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}$
МС и ССТ	$\frac{U_0}{R} (0,455k + 1,15) \sqrt{1 + \frac{k^2}{2} + \frac{0,838k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}$

Таблица 7

Схема	Формулы расчета емкости $C$
ССУ	$C = \frac{2 \sqrt{2 + k^2 + \frac{0,419k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}}{\omega R \left( \frac{2}{m} - k - 1 \right)}$
НСУ	$C = \frac{2 \sqrt{2 + k^2 + \frac{8k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}}{\omega R \left( \frac{2}{m} - k - 1 \right)}$
НСУ при $C_R = 0$	$C = \frac{1}{\omega R} \sqrt{\frac{1,68}{\ln^2 \frac{1+k}{3-k}}} - 1$
МС	$C = \frac{(0,455k + 1,15) \sqrt{1 + \frac{k^2}{2} + \frac{0,838k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}}{\omega R \left[ \sqrt{\frac{1}{m^2} - (1+k)^2} \frac{k}{0,57} \left( 2 - \frac{k}{0,57} \right) - (1+k) \left( 1 - \frac{k}{0,57} \right) \right]}$

Таблица 8

Схема	Формулы расчета $\frac{\Delta_c^+}{A}$	Формулы расчета $\frac{ \Delta_c^- }{A}$
ССУ и НСУ при $C_R > 0$	$\frac{\Delta_c^+}{A} = 1 - \frac{m}{2}$	$\frac{ \Delta_c^- }{A} < 1 + \frac{mk}{2} \rightarrow \frac{m}{2}$
НСУ при $C_R = 0$	$\frac{\Delta_c^+}{A} = 1 - m$	$\frac{ \Delta_c^- }{A} < 1 + \frac{mk}{2} - 1,5m$
МС	$\frac{\Delta_c^+}{A} = \frac{ \Delta_c^- }{A} = \frac{\Delta_c^-}{A} = \sqrt{1 - m^2(1+k)^2(1-d^2)} - m(1+k)d,$ <p style="text-align: center;">где <math>d = 1 - \frac{k}{0,57}</math></p>	

Таблица 9

Схема	Формулы расчета минимального напряжения	
	Ограничен перегрев ( $U_{e1}$ и $U_{CR1}$ )	Ограничено перенапряжение ( $U_{e2}$ и $U_{CR2}$ )
ССУ и НСУ при $C_R > 0$	$U_{e1} = \frac{U_0}{2\chi} \left( \frac{2}{m} - 1 \right)$	$U_{e2} = \chi U_{e1} + \frac{U_0}{2} = A$
НСУ при $C_R = 0$	$U_{e1} = \frac{U_0}{\chi} \left( \frac{1}{m} - 1 \right)$	$U_{e2} = \chi U_{e1} + U_0 = A$
МС	$U_{e1} = \frac{U_0}{\chi} \times$ $\times \left[ \sqrt{\frac{1}{m^2} - (1+k)^2(1-d^2)} - (1+k)d \right]$ <p style="text-align: center;"><math>d = 1 - \frac{k}{0,57}</math></p>	$U_{e2} = \chi U_{e1}$
ССУ, НСУ, МС, ССТ, ОС	$U_{CR1} = \frac{kU_0}{\chi}$	$U_{CR2} = U_0(1+k)$

Таблица 10

Схема	Преобразующие функции
ССУ	$m = \frac{2}{1+k + \frac{2}{\omega RC} \sqrt{2+k^2 + \frac{0,419k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}}$
НСУ при $C_R > 0$	$m = \frac{2}{1+k + \frac{2}{\omega RC} \sqrt{2+k^2 + \frac{8k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}}$
НСУ при $C_R = 0$	$m = \frac{2}{1+k + \frac{2}{\omega RC} \sqrt{2+k^2}}$
МС	$m = \frac{1}{\sqrt{(1+k)^2(1-d^2) + \left[ (1+k)d + \frac{0,455k + 1,15}{\omega RC} \times \right.}}$ $\left. \times \sqrt{1 + \frac{k^2}{2} + \frac{0,838k^2}{\operatorname{arth}^2 k}} \right]^2},$ <p>где <math>d = 1 - \frac{k}{0,57}</math></p>
ССТ	$m = \frac{0,5}{1+k}$
ОС	$m = \frac{1}{1+k}$

Таблица 11

Схема	Формулы расчета $m$ по стандартному напряжению конденсатора $C$
ССУ и НСУ при $C_R > 0$	$m = \frac{2}{1 + \frac{2\chi U_s}{U_0}}$
НСУ при $C_R = 0$	$m = \frac{1}{1 + \frac{\chi U_s}{U_0}}$

Схема	Формулы расчета $m$ по стандартному напряжению конденсатора $C$
МС	$m = \frac{1}{\sqrt{(1+k)^2(1-d^2) + \left[(1+k)d + \frac{\chi U_*}{U_0}\right]^2}},$ <p>где <math>d = 1 - \frac{k}{0,57}</math></p>

Таблица 12

Ориентировочное значение активного сопротивления  $r_{тр}$  фазы трансформатора [Л. 24, 17]

$P_0$ , <i>вт</i>	1—10	10—100	100—1000
$r_{тр}$ , <i>ом</i>	$(0,1 - 0,07)R$	$(0,08 - 0,05)R$	$(0,06 - 0,04)R$

Таблица 13

Схема	Значения коэффициента $\nu$
ССУ, НСУ при $0 \leq k \leq 0,713$ и при $k \geq 1$	$\nu = 0,15$ , если $m > 1$ при $\frac{r}{R} = 0$ $\nu = 0,3$ , если $m \leq 1$ при $\frac{r}{R} = 0$
ОС при $0 \leq k \leq 0,713$	$\nu = 0,3$
МС, ССТ	$\nu = 0,81$

Таблица 14

Схема	Соотношение между амплитудами переменных напряжений
ОС	$A = A_r + \Delta_r$
ССТ	$\frac{A}{2} = A_r + \Delta_r$
ССУ, НСУ	$A = A_r + \sqrt{\Delta_c^2 + \Delta_r^2}$
МС	$A = \sqrt{(A_r + \sqrt{\Delta_c^2 + \Delta_r^2})^2 + 4A_r \frac{k}{0,57} (\Delta_r - \sqrt{\Delta_c^2 + \Delta_r^2})}$

Схема	Формулы расчета емкости $C$ при $\frac{r}{R} \neq 0$
ССУ	$C = \frac{\omega R \sqrt{\frac{2}{m} - 1 - \frac{k}{\operatorname{th}\left(\nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} k\right)}}}{2 \sqrt{2 + k^2 + \frac{0,419k^2}{\operatorname{arth}^2 k}} - \frac{4r^2}{R^2} (2 + k^2)}$
НСУ при $C_R > 0$	$C = \frac{2 \sqrt{2 + k^2 + \frac{8k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}}{\omega R \sqrt{\left[ \frac{2}{m} - 1 - \frac{k}{\operatorname{th}\left(\nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} k\right)} \right]^2 - \frac{4r^2}{R^2} (2 + k^2)}}$
НСУ при $C_R = 0$	$C = \frac{1}{\omega R} \sqrt{\frac{1,68 - \ln^2 \frac{1+k}{3-k}}{\left(1 + \frac{r^2}{R^2}\right) \ln^2 \frac{1+k}{3-k} - 1,68 \frac{r^2}{R^2}}}$

Схема	Формулы расчета емкости $C$ при $\frac{r}{R} \neq 0$
МС	$C = \frac{(0,455k + 1,15) \sqrt{1 + \frac{k^2}{2} + \frac{0,838k^2}{\operatorname{arth}^2 k}}}{\omega R \sqrt{\left[ \sqrt{\frac{1}{m^2} - \alpha^2} \frac{k}{0,57} \left( 2 - \frac{k}{0,57} + 2 \frac{\beta}{\alpha} \right) - \alpha \left( 1 - \frac{k}{0,57} \right) \right]^2 - \beta^2}}$
	$\alpha = 1 + \frac{k}{\operatorname{th} \left( \nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} k \right)}$
	$\beta = (0,455k + 1,15) \frac{r}{R} \sqrt{1 + \frac{k^2}{2}}$



Схема	Формулы расчета минимального напряжения при $\frac{r}{R} \neq 0$	
	Ограничен перегрев ( $U_{e1}$ и $U_{CR1}$ )	
ССУ и НСУ при $C_R > 0$	$U_{e1} = \frac{U_0}{2\chi} \left\{ k + \left[ \left( \frac{2}{m} - 1 - \frac{k}{\operatorname{th} \left( \nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} k \right)} \right)^2 - \frac{4r^2}{R^2} (2 + k^2) \right]^{\frac{1}{2}} \right\}$	$U_{e2} = \chi U_{e1} + \frac{U_0}{2}$
НСУ при $C_R = 0$	$U_{e1} = \frac{U_0}{2\chi} \left\{ k - 1 + \left[ \left( \frac{2}{m} - 1 - \frac{k}{\operatorname{th} \left( \nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} \frac{k-1}{2} \right)} \right)^2 + \frac{\exp \left( \frac{R}{2\lambda} \frac{k-1}{r \operatorname{arth} \frac{k-1}{2}} \right) - \frac{4r^2}{R^2} (2 + k^2) \right]^{\frac{1}{2}} \right\}$	$U_{e2} = \chi U_{e1} + U_0$
МС	$U_{e1} = \frac{U_0}{\chi} \left\{ \left[ \sqrt{\frac{1}{m^2} - \alpha^2} \frac{k}{0,57} \left( 2 - \frac{k}{0,57} + 2 \frac{\beta}{\alpha} \right) - \alpha \left( 1 - \frac{k}{0,57} \right) \right]^2 - \beta^2 \right\}^{\frac{1}{2}}$ $\alpha = 1 + \frac{k}{\operatorname{th} \left( \nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} k \right)}$	$U_{e2} = \chi U_{e1}$
ССУ, НСУ, МС, ССТ, ОС	$\beta = (0,455k + 1,15) \frac{r}{R} \sqrt{1 + \frac{k^2}{2}}$ $U_{CR1} = \frac{kU_0}{\chi}$	$U_{CR2} = U_0 (1 + k)$

Таблица 17

Схема	Формулы расчета граничного режима при $\frac{r}{R} \neq 0$
ССУ и НСУ при $C_R > 0$	$m_{\Sigma} = 2: \left[ \sqrt{\frac{[\chi(1+k) - k]^2}{(1-\chi)^2} + \frac{4r^2}{R^2} (2+k^2)} + 1 + \frac{k}{\operatorname{th}\left(\nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} k\right)} \right]$
НСУ при $C_R = 0$	$m_{\Sigma} = 2: \left[ \sqrt{\left(\frac{2\chi}{1-\chi} + 1 - k\right)^2 + \frac{4r^2}{R^2} (2+k^2)} + 1 + \frac{k}{\operatorname{th}\left(\nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} \frac{k-1}{2}\right)} - \right. \\ \left. - \frac{\exp\left(2\nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} \frac{k-1}{2}\right) - 1}{2} \right]$
МС	$m_{\Sigma} = \frac{1}{1 + \frac{k}{\operatorname{th}\left(\nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} k\right)} + \left(0,455k + 1,15 \frac{r}{R}\right) \sqrt{1 + \frac{k^2}{2}}}$

Таблица 18

Схема	Формулы расчета $m$ по стандартному напряжению $U_s$ конденсатора $C$ при $\frac{r}{R} \neq 0$
ССУ и НСУ при $C_R > 0$	$m = \frac{2}{1 + \frac{k}{\operatorname{th}\left(\nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} k\right)} + \sqrt{\left(\frac{2\chi U_s}{U_0} - k\right)^2 + \frac{4r^2}{R^2}(2+k)}}$
НСУ при $C_R = 0$	$m = 2: \left[ 1 + k \operatorname{cth}\left(\nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} \frac{k-1}{2}\right) - \frac{2}{\exp\left(2\nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} \frac{k-1}{2}\right)} - 1 + \sqrt{\left(\frac{2\chi U_s}{U_0} - k + 1\right)^2 + \frac{4r^2}{R^2}(2+k^2)} \right]$
МС	$m = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 \frac{k}{0,57} \left(2 - \frac{k}{0,57} + 2 \frac{\beta}{\alpha}\right) + \left[\alpha \left(1 - \frac{k}{0,57}\right) + \sqrt{\frac{\chi^2 U_s^2}{U_0^2} + \beta^2}\right]^2}}$ $\alpha = 1 + k \operatorname{cth}\left(\nu \frac{R}{r} \operatorname{arth} k\right)$ $\beta = (0,455k + 1,15) \frac{r}{R} \sqrt{1 + \frac{k^2}{2}}$

## ЛИТЕРАТУРА

1. Астафьев А. В., Окружающая среда и надежность радиотехнической аппаратуры, изд-во «Энергия», М.—Л., 1965.
2. Балабанян Н., Синтез электрических цепей, ГЭИ, 1961.
3. Лернер М. М., О несимметричных системах формовки анодной фольги переменным током, Известия высших учебных заведений, «Энергетика», 1962, № 9.
4. Лернер М. М., К регулированию постоянного напряжения в бестрансформаторных выпрямителях, Известия АН УзССР — серия технических наук, 1963, № 3.
5. Лернер М. М., К использованию схемы удвоения напряжения в бестрансформаторном выпрямителе с емкостным регулированием постоянного напряжения, Известия АН УзССР — серия технических наук, 1963, № 6.
6. Гоноровский И. С., Радиотехнические цепи и сигналы, изд-во «Советское радио», 1967.
7. Ицхоки Я. С., Импульсные устройства, изд-во «Советское радио», 1959.
8. Крылов М. Н., Импульсная техника, Связьиздат, 1950.
9. Глушков В. М., Синтез цифровых автоматов, Физматгиз, 1962.
10. Перов В. П., Статистический синтез импульсных систем, изд-во «Советское радио», 1959.
11. Гольдфарб Л. С., Балтрушевич А. В., Круг Г. К., Нетушил А. В., Пастернак Е. Б., под ред. А. В. Нетушила, Теория автоматического управления, ч. I, изд-во «Высшая школа», М., 1968.
12. Воллернер Н. Ф., О выборе оптимального расхода электроэнергии в элементах радиоэлектронной аппаратуры, Известия высших учебных заведений, «Радиотехника», 1963, № 3.
13. Воллернер Н. Ф., Возненко В. И., К вопросу о выборе оптимальных параметров радиоэлектронной аппаратуры, «Радиотехника», 1968, № 10.
14. Ренне В. Т., Удельные характеристики современных электрических конденсаторов, Всесоюзный Заочный Энергетический институт (ВЗЭИ), М., 1956.
15. Ренне В. Т., Электрические конденсаторы, изд-во «Энергия», 1969.
16. Ренне В. Т., Удельный заряд как характеристика качества конденсаторов низкого напряжения, «Электронная техника», 1966, серия 8, Радиодетали, вып. 3.

17. Терентьев Б. П., Китаев В. Е., Электропитание предприятий радиосвязи, изд-во «Связь», М., 1966.
18. Лернер М. М., Лернер Т. И., О стоимостных характеристиках некоторых электрических конденсаторов, «Электронная техника», 1967, серия 8, Радиодетали, вып. 1.
19. Лернер Т. И., Лернер М. М., К расчету стоимости некоторых электрических конденсаторов, В сб. «Надежность работы систем связи в республиках Средней Азии и Казахстана», изд-во «ФАН», Ташкент, 1967.
20. Закагейм Л. Н., Электролитические конденсаторы, Издание второе, Госэнергоиздат, 1963.
21. ОЖО.464.009 ТУ. Конденсаторы электролитические типа КЭ. ГОСТ 7112-54. Конденсаторы металлобумажные типы МБГ.
22. Лернер М. М., Обобщение требований к величине номинального напряжения конденсатора на случай негармонического закона изменения переменной составляющей напряжения, «Электронная техника», 1967, серия 8, Радиодетали, вып. 4.
23. Цыкин Г. С., Общие методы расчета выпрямителя, работающего на фильтр с емкостной реакцией, Связьиздат, М., 1948.
24. Терентьев Б. П., Электропитание радиоустройств, Связьиздат, М., 1951.
25. Утевский А. М., Теория и метод расчета  $m$ -фазного выпрямителя с емкостным фильтром, Госэнергоиздат, 1949.
26. Утевский А. М., Теория и метод расчета выпрямителей с емкостным фильтром по схеме удвоения напряжения, Сб. статей «Электротехника», 1959, вып. I, Изд. АН СССР.
27. Емельянов А. В., О расчете процессов в выпрямителе с удвоением напряжения, Сб. докладов Всесоюзной межвузовской конференции по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей, 1960, № 4, Ташкент.
28. Карпов Е. А., Расчет и исследование схем выпрямителей с удвоением напряжения, «Радиотехника», 1962, № 3.
29. Каганов И. Л., Промышленная электроника, Госэнергоиздат, М.—Л., 1961.
30. Воробьев А. А. и др., Высоковольтное испытательное оборудование и измерения, Госэнергоиздат, 1960.
31. Нейман Л. Р., Демирчян К. С., Теоретические основы электротехники, часть III, Теория нелинейных цепей, изд-во «Энергия», 1966.
32. Нейман Л. Р., Глинттерник С. Р., Емельянов А. В., Методы анализа электрических цепей с нелинейными элементами, обладающими кусочно-линейными характеристиками, Всесоюзная межвузовская конференция по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей, Сб. докладов, 1960, № 1.
33. Асеев Б. П., К расчету кенотронного выпрямителя, «Радиосборник секции радиоспециалистов Ц. С. ОДР СССР», 1930, ч. II, III.
34. Кугушев А. М., Электрическое питание радиоустройств, КУБУЧ, Л., 1935.
35. Зилитинкевич С. И., Теория работы выпрямителя на активное сопротивление и емкость, Журнал технической физики, т. VIII, 1938, вып. 4.
36. Карпов В. Г., Теория и технический расчет выпрямителя, работающего на нагрузку с емкостной реакцией, «Известия электропромышленности слабого тока», 1941, № 5, ГЭИ.

37. Мазель К. Б., Теория и расчет выпрямителя, работающего на емкость с учетом индуктивности рассеяния трансформатора, Госэнергоиздат, 1957.

38. Комар В. Г., Работа полупроводниковых выпрямителей в цепях выпрямления, ГЭИ, 1952.

39. Костенко М. Н., Нейман Л. Р., Блаудзевич Р. Т., Электромагнитные процессы в системах с мощными выпрямительными установками, Изд-во АН СССР, 1946.

40. Аксенов В. Н., Выпрямители и трансформаторные подстанции, Связьиздат, М., 1961.

41. Векслер Г. С., Тетельбаум Я. И., Электропитание радиоустройств, изд-во «Техника», К., 1966.

42. Воронов Р. А., Зажирко В. Н., Карпов Е. А., Ковалев Ю. З., Методы расчета электрических вентильных цепей, изд-во «Энергия», М., 1967.

43. Воллернер Н. Ф., Конструирование и технология изготовления радиоэлектронной аппаратуры, изд-во «Вища школа», Киев, 1970.

44. Пухов Г. Е., Комплексное исчисление и его применение к расчету периодических и переходных процессов в системах с постоянными, переменными и нелинейными параметрами, Таганрог, 1956.

45. Пухов Г. Е., Методы анализа и синтеза квазианалоговых электронных цепей, изд-во «Наукова думка», К., 1967.

46. Бондареико В. М., Вопросы анализа нелинейных электрических и электронных цепей, изд-во «Наукова думка», К., 1967.

47. Блажевич Б. И., Основные методы анализа линейных электрических цепей, Изд-во АН УССР, К., 1961.

48. Сигорский В. П., Анализ электронных схем, Гостехиздат, УССР, К., 1964.

49. Милях А. Н., Кубышин Б. Е., Волков И. В., Индуктивно-емкостные преобразователи, изд-во «Наукова думка», К., 1964.

50. Карандеев К. Б., Полупроводниковые выпрямители в измерительной технике, Изд-во АН УССР, К., 1954.

51. Рахимов Г. Р., Феррорезонанс, Изд-во АН УзССР, Ташкент, 1957.

52. Ивашев В. Н., Парилс И. И., под ред. Фазылова Х. Ф., Колебания в нелинейных электрических системах, изд-во «ФАИ», Ташкент, 1967.

53. Бессонов Л. А., Нелинейные электрические цепи, изд-во «Высшая школа», М., 1964.

54. Заездный А. М., Кушнир В. Ф., Ферсман Б. А., Теория нелинейных электрических цепей, изд-во «Связь», М., 1968.

55. Лернер М. М., Регулируемый выпрямитель, авт. свидетельство № 150137 кл. 21d<sup>2</sup>, 1202, «Бюлл. изобретений», № 18, 1962.

56. Лернер Т. И., К измерению диэлектрических характеристик твердых веществ с повышенной активной проводимостью, сб. «Надежность работы систем связи в республиках Средней Азии и Казахстана», 1967, Ташкент.

57. Тареев Б. М., Казарновский Д. М., Испытания электроизоляционных материалов, Госэнергоиздат, 1963.

58. ГОСТ 6118-59. Конденсаторы бумажные герметические (КБГ) на напряжения до 1500 в.

59. ГОСТ 2519-67. Конденсаторы электрические. Ряды номинальных емкостей.

60. Тареев Б. М., Лернер М. М., Оксидная изоляция, изд-во «Энергия», М., 1964.

61. Лернер М. М., Конденсаторы на основе оксидной изоляции, В выпуске «Электротехнические материалы, электрические конденсаторы, провода и кабели, 1962—1963» серии «Итоги науки и техники» ВИНТИ АН СССР, М., 1964.

62. Лернер М. М., К расчету бестрансформаторных выпрямителей с емкостным регулированием постоянного напряжения, 2-я Всесоюзная межвузовская конференция по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей, Сб. докладов, 1963, № 4, Ташкент.

63. Лернер М. М., Расчет бестрансформаторных выпрямителей на основе схем удвоения напряжения, «Вопросы теории и надежности аппаратуры и каналов связи», изд-во «Наука», УзССР, Ташкент, 1965.

64. Лернер М. М., К расчету оптимальных режимов использования конденсаторов в выпрямительных устройствах, «Известия Ленинградского электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина)», 1966, вып. 57, ч. II, Ленинград.

65. Tareev B. M., Lerner M. M., Selection of capacitors for rectifier devices, J. Instn Engrs (India), Electr. Engng Div., 1966, 47, № 2, part 3, 66—77.

66. Tareev B. M., Lerner M. M., Authors reply to discussion on the paper, Selection of Capacitors for Rectifier Devices, Ibid., 1968, 48, № 6, part 3, 479, 482.

67. Богородицкий Н. П., Волокобинский Ю. М., Воробьев А. А. и Тареев Б. М., Теория диэлектриков, изд-во «Энергия», М., 1965.

68. Tareev B. M., Lerner T. I., Lerner M. M., Permittivity of Materials of High Power Factor, Electrical India, February, 1967, 1, 5.

69. Лернер Т. И., Лернер М. М., Уточненные диэлектрические характеристики веществ с повышенной активной проводимостью, сб. «Вопросы теории и надежности аппаратуры и каналов связи», изд-во «Наука», Ташкент, 1965.

70. Лернер Т. И., К исследованию схем замещения вещества с повышенной активной проводимостью, сб. «Надежность работы систем связи в республиках Средней Азии и Казахстана», 1967, Ташкент.

71. ГОСТ 111 55-65. Конденсаторы слюдяные опрессованные типа КСО. Конденсаторы слюдяные герметические (КСГ). Конденсаторы герметизированные малогабаритные (СГМ) ГОСТ 7160-67. Конденсаторы керамические высоковольтные К15У-1, К15У-2, К15У-3. ОЖО.464.036 ТУ. Конденсаторы электролитические танталовые (ЭЮ).

72. Тареев Б. М., Лернер М. М. и Лернер Т. И., К расчету тепловых потерь в электролитическом конденсаторе при воздействии несинусоидального напряжения. «Электричество», № 5, 1970.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	5

### Глава первая

#### *Выбор конденсатора по рабочему режиму*

1. Емкость конденсатора . . . . .	14
2. Схемы замещения конденсатора . . . . .	18
3. Индуктивность конденсатора . . . . .	21
4. Габариты, вес и стоимость конденсатора . . . . .	22
5. Выбор рабочего напряжения по стандартному при синусоидальной пульсации . . . . .	
6. Выбор рабочего напряжения по стандартному при несинусоидальной пульсации . . . . .	32
7. Выбор типа и стандартного напряжения конденсатора по рабочему режиму . . . . .	45
8. Учет уровня надежности при выборе рабочего и стандартного напряжения . . . . .	48

### Глава вторая

#### *Нахождение связи между рабочим режимом конденсатора и параметрами электронной схемы*

9. Введение . . . . .	50
10. Теорема о разложении напряжения на вентиле на переменное и выпрямленное и ее применение для анализа работы выпрямительных схем . . . . .	51
11. Пиковый коэффициент пульсации и его применение для расчета пульсации и номинального напряжения конденсатора, шунтирующего нагрузку . . . . .	59
12. Теорема о среднем и ее применение для расчета емкости конденсатора, шунтирующего нагрузку . . . . .	61
13. Расчет емкости, пиков пульсации и минимального напряжения регулирующего конденсатора . . . . .	68
14. Выбор совместимых определяющих параметров схемы . . . . .	71

### Глава третья

#### *Оптимальный выбор конденсаторов для бестрансформаторных выпрямителей с кремниевыми или германиевыми диодами*

15. Введение . . . . .	75
16. Граничные режимы работы конденсаторов, используемых в симметричной схеме удвоения напряжения . . . . .	80



17. Граничные режимы работы конденсаторов, используемых в несимметричной схеме удвоения напряжения	85
18. Граничные режимы работы конденсаторов, используемых в мостовой схеме	91
19. Выбор оптимального режима работы регулирующего конденсатора	93
20. Порядок оптимального выбора конденсаторов для бестрансформаторных выпрямителей с кремниевыми или германиевыми диодами	96
21. Оценка эффективности замены трансформаторного выпрямителя бестрансформаторным	99

#### Глава четвертая

##### Бестрансформаторные выпрямители с заданной жесткостью внешней характеристики

22. Введение	102
23. Расчет емкостей конденсаторов для бестрансформаторной «жесткой» симметричной схемы удвоения напряжения	103
24. Расчет емкостей конденсаторов для бестрансформаторной «жесткой» несимметричной схемы удвоения напряжения	111
25. Расчет емкостей конденсаторов для бестрансформаторной «жесткой» мостовой схемы	118

#### Глава пятая

##### Оптимальный выбор конденсаторов для трансформаторных выпрямителей

26. Введение	122
27. Расчет параметров конденсаторов	123
28. Нахождение граничного режима и режима, при котором минимальное напряжение равно стандартному	128
29. Порядок оптимального выбора типа и номинала конденсатора для трансформаторных выпрямителей	129
Приложение	135
Литература	147

Цена 40 коп.